

T.C.
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

NÖTROZOFİK BULANIK MANTIK TABANLI KONTROL
UYGULAMALARININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

MEHMET SERHAT CAN

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİMDALI

EYLÜL 2017

Tezin Başlığı: Nötrozofik Bulanık Mantık Tabanlı Kontrol Uygulamalarının Gerçekleştirilmesi

Tezi Hazırlayan: Mehmet Serhat CAN

Sınav Tarihi: 29.09.2017

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

Sınav Jüri Üyeleri

Tez Danışmanı : **Yrd. Doç. Dr. Ömerül Faruk ÖZGÜVEN**
İnönü Üniversitesi

Prof. Dr. Nusret TAN
İnönü Üniversitesi

Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV
İnönü Üniversitesi

Prof. Dr. Galip CANSEVER
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Şeref Naci ENGİN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Halil İbrahim ADIGÜZEL
Enstitü Müdürü

ONUR SÖZÜ

Doktora tezi olarak sunduğum “**Nötrozofik Bulanık Mantık Tabanlı Kontrol Uygulamalarının Gerçekleştirilmesi**” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığını ve yararlandığım bütün kaynakların, hem metin içinde hem de kaynakça yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Mehmet Serhat CAN

ÖZET

Doktora Tezi

NÖTROZOFİK BULANIK MANTIK TABANLI KONTROL UYGULAMALARININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Mehmet Serhat Can

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik–Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

140+x sayfa

2017

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

Bu tez çalışmasında nörtrozofik mantık kavramı ve otomatik kontrol alanında nörtrozofik mantığı konu alan çalışmalar incelenmiştir. Tezin temel hedefi, otomatik kontrol uygulamalarında faydalar sağlayacak nörtrozofik mantığa dayanan yeni öneriler getirmektir. Tez çerçevesinde, iki yeni öneri literatüre kazandırılmıştır.

Bunlardan birincisinde, Oransal-Integral-Türev (PID) denetleyiciler için nörtrozofik benzerlik ölçüsü (NBÖ) kullanılarak yeni bir PID katsayı ayarlama yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemde en uygun K_p , K_i ve K_d değerlerinin belirlenmesi işlemi, çok kriterli bir karar verme problemi olarak ele alınmıştır. Literatürdeki mevcut nörtrozofik temelli karar verme yöntemleri aracılığıyla en uygun K_p , K_i ve K_d değerlerinin belirlenmesi gerçekleştirilmiştir. Bu yöntem, sistemden alınan birim basamak karakteristiklerini, belirsiz durumları da hesaba katarak değerlendirmekte ve bu yönüyle insan düşünce mantığına da yakınlık göstermektedir. Önerilen bu yöntem sistemin zaman domenindeki karakteristiklerini temel almakta ve sistemin matematiksel modelinin bilinmesine ihtiyaç duymamaktadır.

İkinci yöntem, bulanık mantık denetleyicinin giriş değişkenlerinin evrensel küme üzerinde nörtrozofik mantık ile gruplandırılmasına dayanmaktadır. Bu yöntem, daimi mıknatıslı bir doğru akım motorunun (PMDC) hız kontrolünde gerçek zamanlı olarak test edilmiş ve pozisyon kontrol uygulamalarında simüle edilmiştir. Önerilen yöntem, geleneksel bulanık-PID denetleyici ile karşılaştırılmış, yöntemin diğer denetleyiciye göre motor yük değişimlerinde daha hızlı ve daha dayanıklı (robust) olduğu görülmüştür. Önerilen yöntemle aşısız, hızlı ve kalıcı durum hatası sıfır olan sistem cevapları elde edilebilmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Nörtrozofi, nörtrozofik mantık, bulanık mantık, PID katsayı ayarlama, bulanık-PID, hız ve konum yörünge izleme kontrolü.

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

REALIZATION OF NEUTROSOPHIC FUZZY LOGIC BASED CONTROL APPLICATIONS

Mehmet Serhat Can

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

140+x pages

2017

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

In this thesis study, neutrosophic logic and the studies about the neutrosophic logic in the automatic control field are examined. The main objective of the thesis is to offer new proposals based on neutrosophic logic which will provide benefits in automatic control applications. In the framework of the thesis, two new suggestions have been gained to the literature.

In the first of these, a new Proportional-Integral-Derivative (PID) coefficient adjustment method has been proposed by using Neutrosophic Similarity Measure (NSM) for PID controllers. In this method, the process of determining the most appropriate K_p , K_i and K_d values is considered as a multi-criteria decision making problem. The most suitable K_p , K_i and K_d values were acquired by determined by means of existing neutrosophic based decision making methods in the literature. This method considers unit step characteristics taken from the system and is to account ambiguous situations too, and this approach is also very close to the logic of human thinking. This proposed method is based on the characteristics of the time domain of the system and does not need to know the mathematical model of the system.

The second method is based on grouping the input variables of the fuzzy logic controller with the neutrosophic logic on the universal set. This method has been tested in real time in the speed control of a permanent magnet direct current motor (PMDC) and, it has been simulated in the position control applications. This proposed method was also compared with the conventional fuzzy-PID controller and is seen to be faster and more robust in motor load changes than the other controller. With the proposed method is obtained system responses to have fast response and zero steady state error.

KEYWORDS: Neutrosophy, neutrosophic logic, fuzzy logic, PID tuning, fuzzy-PID, speed and position trajectory tracking control.

TEŞEKKÜR

Tez çalıőmam sűresince yardım, öneri ve desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen, bilgi ve tecrűbeleri ile beni yűnlendiren, bana ıőık tutan baőta danıőman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Őmerűl Faruk ŐZGŪVEN'e ve bende emeėi olan diėer tűm hocalarıma, bana destek olan mesai arkadaőım Sayın Yrd. Doç. Dr. Bűlent TURAN'a, ayrıca varlıklarından gű aldığım, hayatım boyunca bana hep destek olmuő kıymetli aileme ve canımdan çok sevdiğim eőime teőekkűrlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	ÖZET	i
	ABSTRACT	ii
	TEŞEKKÜR	iii
	İÇİNDEKİLER	iv
	ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
	ÇİZELGELER DİZİNİ	ix
1.	GİRİŞ	1
2.	KURAMSAL TEMELLER	8
2.1.	Bulanık Küme Teorisi ve Bulanık Mantık.....	8
2.1.1	Bulanık kümelerde bazı temel işlemler.....	9
2.1.2	Bulanıklaştırma (fuzzification) ve üyelik fonksiyonları.....	10
2.1.3	Bulanık kurallar.....	13
2.1.4	Bulanık çıkarım (karar verme).....	15
2.1.5	Netleştirme (Defuzzification) yöntemleri.....	19
2.2	Nötrozofik Küme ve Nötrozofik Mantık.....	19
2.2.1	Nötrozofik küme/mantıkta n-norm ve n-conorm yapıları.....	24
2.2.2	Nötrozofik kümelerle ilgili tanımlar ve temel işlemler.....	26
2.2.3	Tek değerli nötrozofik kümelerle ilgili tanımlar ve temel işlemler.....	29
2.2.4	Aralıklı nötrozofik kümelerle ilgili tanımlar ve temel işlemler.....	34
2.3	Benzerlik Ölçüsü (SM) ve Karar Verme Problemi.....	38
2.4	PID Kontrol Tekniği ve PID Parametrelerinin Bulunması.....	43
2.4.1	Klasik Ziegler-Nichols yöntemi.....	47
2.5	Bulanık Mantık ve Bulanık-PID Denetleyici Yapıları.....	48
3	MATERYALVE YÖNTEM	53
3.1	Materyal.....	53
3.2	Yöntem.....	53
3.2.1	Nötrozofik benzerlik ölçüsü ile PID katsayılarının ayarlanması.....	53
3.2.1.1	Kontrol sisteminin birim basamak cevapları ve nötrozofikasyon.....	54
3.2.1.2	Benzerlik ölçüsü arama algoritması.....	57
3.2.2	Giriş üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerinde gruplandırılmasına dayalı bulanık PID denetleyici.....	60
4	ARAŞTIRMA BULGULARI	64
4.1	Nötrozofik Benzerlik Ölçüsünü Esas PID Katsayı Ayarlanma Yöntemi ile İlgili Bulgular.....	64
4.1.1	Birinci uygulama örneği.....	64
4.1.2	İkinci uygulama örneği.....	69
4.1.3	Nötrozofik benzerlik ölçüsü ile PID katsayı ayarlama yönteminde üyelik fonksiyon çeşitlerinin PID denetleyiciye etkileri.....	73
4.2	Giriş Üyelik Fonksiyonlarının Evrensel Küme Üzerinde Nötrozofik Küme Yaklaşımı ile Gruplandırılmasını Esas Alan Bulanık PID Denetleyici ile İlgili Bulgular.....	77

4.2.1	Gerçek zamanlı PMDC motor hız kontrol uygulaması.....	78
4.2.2	PMDC motorun konum kontrolü için benzetim çalışması.....	96
4.2.3	PMDC motorun yörünge takip kontrolü için benzetim çalışması.....	98
4.2.2.1	Robot kolu yörüngesi takip benzetim çalışması 1.....	104
4.2.2.2	Robot kolu yörüngesi takip benzetim çalışması 2.....	110
4.2.2.3	Robot kolu yörüngesi takip benzetim çalışması 3.....	116
5	SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....	121
5.1	Sonuçlar.....	114
5.2	Öneriler.....	122
6	KAYNAKLAR.....	124
7	EKLER.....	132

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.	Giriş üyelik fonksiyonları.....	11
Şekil 2.2.	Bazı üyelik fonksiyonlarının grafik gösterimleri.....	12
Şekil 2.3.	Çıkış üyelik fonksiyonları.....	13
Şekil 2.4.	Mamdani yönteminde bulanık çıkarımın grafiksel gösterimi (min-max).....	16
Şekil 2.5.	Mamdani yönteminde bulanık çıkarımın grafiksel gösterimi (max-product).....	17
Şekil 2.6.	Sugeno yönteminde kullanılan min veya aritmetik çarpım safhası için bir örnek.....	18
Şekil 2.7.	Mantık yaklaşımlarının kıyaslanması.....	21
Şekil 2.8.	Nötrozofik kümede T , I ve F üyeliklerinin infimum ve supremum gösterimleri.....	22
Şekil 2.9.	Zaman domeninde PID denetleyicili blok diyagramı.....	43
Şekil 2.10.	PID denetleyicinin s domenindeki blok diyagramı.....	44
Şekil 2.11.	Açık çevrim sistemden alınmış birim basamak cevap grafiği ve K , L ve T değerlerinin gösterimleri.....	47
Şekil 2.12.	BMD blok diyagramı.....	49
Şekil 2.13.	Kapalı çevrim tipinde bir BMD'li kontrol bloğu.....	49
Şekil 2.14.	Bir kısım bulanık-PID denetleyici konfigürasyonları.....	51
Şekil 3.1.	Kontrol sisteminin birim basamak cevaplarının nötrozofikasyonu için kullanılan üyelik fonksiyonları.....	55
Şekil 3.2.	Nötrozofik benzerlik ölçüsü ile en uygun PID katsayılarını belirleme algoritması akış diyagramı.....	59
Şekil 3.3.	Nötrozofik bulanık-PID blok diyagramı.....	61
Şekil 3.4.	NBMD'nin blok diyagramı.....	61
Şekil 3.5.	Giriş üyelik fonksiyonlarının nötrozofik mantığa göre dağılımının renk yoğunluğu.....	62
Şekil 4.1.	Farklı SM benzerlik ölçüleri yaklaşımlarında SM değeri değişim grafikleri.....	66
Şekil 4.2.	Dice yöntemine göre katsayı arama algoritmasının her 10.000 adımdaki K_p , K_i ve K_d değerlerine göre elde edilmiş birim basamak cevapları.....	67
Şekil 4.3.	Önerilen yöntem ve Ziegler-Nichols yöntemlerine bulunmuş K_p , K_i ve K_d değerlerine için sistemden alınmış birim basamak cevapları.....	68
Şekil 4.4.	SM değişim grafikleri.....	71
Şekil 4.5.	Dice yöntemine göre katsayı arama algoritmasının her 10.000 adımdaki K_p , K_i ve K_d değerlerine göre elde edilmiş birim basamak cevapları.....	72
Şekil 4.6.	Önerilen yöntem ve Ziegler-Nichols yöntemlerine göre bulunmuş K_p , K_i ve K_d değerleri için sistemin birim basamak cevapları.....	72
Şekil 4.7.	Nötrozofikasyon işleminde kullanılan üçgen-trapezoid üyelik fonksiyonlarının evrensel küme aralıkları.....	74

Şekil 4.8.	Nötrozifikasyon işleminde kullanılan gauss eğrisi üyelik fonksiyonlarının evrensel kümedeki aralıkları.....	75
Şekil 4.9.	Nötrozifikasyon işleminde kullanılan gauss eğrisi üyelik fonksiyonlarının evrensel kümedeki aralıkları.....	75
Şekil 4.10.	Farklı üyelik fonksiyonları kullanılarak elde edilmiş K_p , K_i ve K_d katsayılarına göre PID denetleyicinin birim basamak cevabı eğrileri.....	77
Şekil 4.11.	Gerçek zamanlı hız kontrolü uygulamasında kullanılan deney düzeneğinin blok gösterimi.....	79
Şekil 4.12.	Gerilimin doğrusal olarak artması durumunda motor hızının devir sayısının değişimi grafiği.....	80
Şekil 4.13.	Geleneksel bulanık-PID'ye ait giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları.....	81
Şekil 4.14.	T , I ve F üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerinde gruplandırılması ve sözel etiketleri.....	83
Şekil 4.15.	Denetleyicilerin Simulink'te çizili olan blok diyagramları.....	85
Şekil 4.16.	Evrensel küme aralıklarının $ce [-0.1, 0.1]$, $e[-1.5, 1.5]$ olduğu durumlarda farklı K_p , K_i ve K_d değerleri için motor hız çıkış grafikleri.....	89
Şekil 4.17.	Evrensel küme aralıklarının $ce [-0.2, 0.2]$, $e[-1.5, 1.5]$ olduğu durumlarda farklı K_p , K_i ve K_d değerleri için motor hız çıkış grafikleri.....	90
Şekil 4.18.	$K_p=3$, $K_i=3$ ve farklı K_d değerleri için nötrozofik bulanık-PID denetleyici çıkış cevapları.....	92
Şekil 4.19.	Sinüzoidal referans işareti için geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin çıkış işaretleri	93
Şekil 4.20.	Geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin, sinüzoidal referans girişine göre çıkış işaretleri arasındaki hata grafikleri	94
Şekil 4.21.	Sinüzoidal referans işareti için geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin çıkış işaretleri	94
Şekil 4.22.	Geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin, sinüzoidal referans girişine göre çıkış işaretleri arasındaki hata grafikleri.....	95
Şekil 4.23.	Geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin konum kontrolü karşılaştırmasında kullanılan Simulink kontrol bloğu.....	97
Şekil 4.24.	Geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin farklı katsayı değerlerindeki motor konum çıkış cevapları.....	98
Şekil 4.25.	Robot kolu modeli.....	99
Şekil 2.26.	Küresel koordinatlarda bir P noktasının gösterimi.....	100
Şekil 4.27.	Eksen motorlarının kontrol blok diyagramı.....	102
Şekil 4.28.	ϕ , θ açı motorları ve r uzanım eksen motorlarının kontrolü için benzetim çalışmasında kullanılan Simulink kontrol blokları.....	103
Şekil 4.29.	Robot kolunun düzlemlerindeki izlediği	

	yörüngeler.....	105
Şekil 4.30.	Nötrozofik bulanık-PID denetleyici ile bulunan r, θ, ϕ eksenleri için yörünge takip grafikleri.....	107
Şekil 4.31.	r eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri.....	108
Şekil 4.32.	θ eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri.....	109
Şekil 4.33.	ϕ eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri.....	110
Şekil 4.34.	Robot kolunun düzlemlerinde izlediği yörüngeler.....	111
Şekil 4.35.	Nötrozofik bulanık-PID denetleyici ile bulunan r, θ, ϕ eksenleri için yörünge takip grafikleri.....	113
Şekil 4.36.	r eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri.....	114
Şekil 4.37.	θ eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri.....	115
Şekil 4.38.	ϕ eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri.....	116
Şekil 4.39.	Eksenlerin $\tau = 1$ alınması durumundaki yörünge takip hataları.....	118
Şekil 4.40.	Eksenlerin $\tau = 0.5$ alınması durumundaki yörünge takip hataları.....	119
Şekil Ek.2.1	PCI 1711 veri toplama kartı.....	136
Şekil Ek.2.2	PCI 1711 veri toplama kartı.....	136
Şekil Ek.3	Artımsal enkoder.....	138

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1.	Hata ve hata değişimi için oluşturulmuş kural tablosu.....	14
Çizelge 2.2.	Nötrozofik mantığın, klasik mantık ve bulanık mantıkla karşılaştırılması ile ilgili bir örnek.....	20
Çizelge 2.3.	Çoklu kriterler ve nötrozofik ifadeleri.....	33
Çizelge 2.4.	Farklı benzerlik ölçüsü yöntemlerine göre bulunan sonuçlar.....	42
Çizelge 2.5.	K_p , K_i ve K_d parametrelerinin artması durumunda sistem cevabı üzerindeki etkileri.....	45
Çizelge 2.6.	Açık çevrim ZN yönteminde kullanılan kural çizelgesi.....	48
Çizelge 2.7.	Kapalı döngü ZN yönteminde kullanılan kural tablosu.....	48
Çizelge 3.1.	Örnek birim basamak karakteristikleri ve bunlara karşılık gelen nötrozofik değerler.....	56
Çizelge 3.2.	İdeal A nötrozofik kümesi.....	51
Çizelge 4.1.	SM yöntemlerine göre elde edilmiş sonuçlar.....	65
Çizelge 4.2.	Önerilen yönteme göre 12771. adımda elde edilmiş en büyük SM değerini sağlayan nötrozofik küme.....	68
Çizelge 4.3.	En iyi K_p , K_i ve K_d değerlerine göre sistemden alınmış birim basamak cevabındaki kriter değerleri.....	69
Çizelge 4.4.	SM yöntemlerine göre bulunan sonuçlar.....	70
Çizelge 4.5.	Set-theoretic ve Hamming yöntemlerine göre 10394. adımda bulunmuş en büyük SM değerini sağlayan nötrozofik küme.....	73
Çizelge 4.6.	Euclidean, Jaccard, ve Dice yöntemlerine göre 12076. adımda bulunmuş en büyük SM değerini sağlayan nötrozofik küme.....	73
Çizelge 4.7.	Farklı üyelik fonksiyonlarına göre bulunmuş PID katsayıları ve SM değerleri.....	76
Çizelge 4.8.	Birim basamak cevabı kriterleri göre üçgen ve trapezoid, Gauss ve çan eğrisi üyelik fonksiyonlarının karşılaştırılması.....	76
Çizelge 4.9.	Geleneksel bulanık-PID’de kullanılan kurallar.....	82
Çizelge 4.10.	Nötrozofik bulanık-PID denetleyicide kullanılan kurallar.....	84
Çizelge 4.11.	Evrensel küme üst ve alt sınırları.....	103
Çizelge 4.12.	Hata performans indeks değerleri.....	104
Çizelge 4.13.	Performans indeks değerlerine göre belirlenen denetleyici katsayıları.....	104

SİMGELER VE KISALTMALAR

PID	Oransal-İntegral-Türevsel
K_p	Oransal sabit
K_i	İntegral sabiti
K_d	Türev sabiti
$\mu(x)$	Üyelik derecesi
$\nu(x)$	Üyesizlik derecesi
$\pi(x)$	Tereddütlük derecesi
$G(s)$	Kontrol edilmek istenen sistemin transfer fonksiyonu
$G_c(s)$	Denetleyicinin Laplace domenindeki transfer fonksiyonu
BMD	Bulanık mantık denetleyici
NBMD	Nötrozofik üyelik fonksiyonlu bulanık mantık denetleyici
SM	Benzerlik ölçüsü
DC	Doğru akım
PMDC	Sabit mıknatıslı doğru akım motoru
SM(A,B)	A ve B nötrozofik kümeleri arasındaki benzerlik ölçüsü
$e(t)$	Zaman domeninde hata
$ce(t)$	Zaman domeninde hatanın türevi
$e(s)$	Laplace domeninde hata
$ce(s)$	Laplace domeninde hatanın değişimi
$u(t)$	Zaman domeninde PID ve bulanık mantık denetleyicinin kontrol işareti
$u_c(t)$	Transfer fonksiyonunun girişi
\oplus	Matematiksel toplama işlemi
\odot	Matematiksel çarpma işlemi
\ominus	Matematiksel fark işlemi
\emptyset	Boş küme
$A \times B$	Kartezyen çarpım
NS	Nötrozofik küme
IVNS	Aralık değerli nötrozofik küme
SVNS	Tek değerli nötrozofik küme
PCI	Çevresel bileşen bağlantısı

1. GİRİŞ

Mühendislik açısından “kontrol” terimi, bir sistemi veya süreci belirli bir istenen değere makul bir sürede, en az aşım ve en az salınım olacak şekilde getirme ve bu değerde sabit tutma işlemini ifade etmektedir. Kontrol teorisi ise mühendislik yöntemlerinden ve matematik teorilerinden istifade ederek, sistemin veya sürecin dinamik davranışlarını inceleyen, kararlılık (stability) ve dayanıklılık (robustness) sınırları içinde istenen sistem performansını sağlayacak kontrol yöntemlerini, regülatör ve denetleyici tasarımlarını konu alan disiplinler arası bir branştır.

Sistemler doğrusal (linear) ve doğrusal olmayan (non-linear) sistemler şeklinde iki temel grupta değerlendirilir. Hem doğrusal hem de doğrusal olmayan sistemlerin istenen kontrol kriterleri içinde tutulmaları, uygun kontrol yöntemleri ile mümkün olmaktadır. Kontrol yöntemleri sistemin dinamik karakteristiklerinin doğrudan matematiksel olarak hesaba katılıp katılmamasına göre model tabanlı kontrol yöntemleri ve model tabanlı olmayan kontrol yöntemleri olarak iki ana sınıfa ayrılabilir [1]. Model tabanlı kontrol, kontrol edilecek sistemin dinamik karakteristiklerinin bilinmesini (veya değişkenlik sınırlarının belirlenmesini) ve buna bağlı olarak sistemin matematiksel olarak modellenmesini esas alır. Model tabanlı kontrol yöntemlerini genel olarak klasik kontrol yöntemleri, modern kontrol yöntemleri ve gürbüz (robust) kontrol yöntemleri olarak üç sınıfta incelemek mümkündür.

Klasik kontrol sistemlerinin tasarımları basittir ve çoğunlukla tek girişli tek çıkışlı (single input single output - SISO) sistemler için uygundur. Klasik kontrol yöntemlerinde genel prensip olarak, sistemin çıkış değeri ile bir referans değerinin farkı alınarak suretiyle hata (e) değeri ve bu hata değerinin birim zamandaki değişimi (ce) hesaplanır ve bu iki değişkenin anlık değerleri göz önüne alınarak hata değeri sıfıra indirilmek istenir. Klasik kontrol yöntemleri arasında, 1940’larda proses kontrolleri için önerilmiş Oransal-Integral-Türev (PID) denetleyiciler (veya bunların P, PI şeklindeki kombinasyonları) günümüzde endüstriyel proses kontrollerinde %95 oranında kullanım oranına sahiptir [2]. PID denetleyicileri günümüzde bir denetleyicinin kullanılmasının gerektiği birçok amaç için kullanılmaktadır. Mikroişlemcilerin gelişiminin PID

denetleyicisinin üzerinde dramatik bir etkisi olmuştur. Günümüzde PID denetleyicileri birçok mikroişlemci sistemleri üzerinde rahatlıkla kullanılabilir [2].

Çoğu uygulamalarda, sistemin karmaşıklığı ve sistem parametrelerinin bilinmemesi veya bunların zaman içindeki değişimlerinden kaynaklanan belirsizliklere bağlı olarak, sistemin tam bir matematiksel modellenmesi mümkün olmamaktadır. Bu tür sistemlerin kontrolü için model tabanlı olmayan kontrol yöntemleri diğer bir seçenektir. Model tabanlı olmayan kontrol yöntemleri ise klasik ve modern kontrol yöntemleri ile yapay sinir ağı [3], genetik algoritma [4], bulanık mantık [5] yaklaşımlarının bir araya getirilmesiyle oluşturulmuş karma kontrol yapılarıdır.

Bulanık küme teorisi 1965 yılında Zadeh tarafından öne sürülmüştür [6]. Bulanık küme ya da bulanık mantık yaklaşımında bir olgunun varlığı bir üyelik derecesi ile belirlenir. Mühendislik uygulamalarında bulanık üyelik dereceleri, işlemlerin kolaylaştırılması bakımından, çoğunlukla $[0,1]$ aralığındadır. Klasik mantıkta 0 ve 1 değerlerinden sadece birisi (eleman kümeye ya aittir ya da değildir) ile temsil edilebilen bir olgu, bulanık mantık yaklaşımında $[0,1]$ aralığında sonsuz değerle temsil edilir. Bu sayede, bir olgu bulanık mantık yaklaşımında kesin olmayan (belirsiz, gri, muğlak) değerlere de sahip olabilir [7]. Bulanık küme teorisi klasik küme teorisindeki temel işlemlerle benzer operatörlere sahiptir. Bunlar, kesişim (intersection), altküme (subset), birleşim (union), tümleyen (complement), altkümelerin toplanması veya birleşimi (aggregation) operatörleridir. Bulanık mantıkta ayrıca üyelik fonksiyonu (membership functions), sözel değişkenler (linguistic variables) terimleri yer alır [8, 9].

Bulanık kontrol yöntemi, bulanık küme teorisini ve bulanık mantık kurallarını esas alır. Bu yöntemde temel olarak sözel terimler ve bu sözel terimlerden oluşturulmuş cümleler kullanılır. Basitçe, bulanık kontrolde sayıların yerlerini kelimeler ve sayılardan oluşan bu denklemlerin yerini ise sözel terimlerden oluşturulmuş kurallar almaktadır. Sıklıkla kullanılan bulanık mantık denetleyiciler (BMD) Mamdani modeli ve Takagi-Sugeno modeli yapısındadır. Mamdani modeli, genellikle doğrudan kapalı çevrim denetleyici olarak kullanılırken, Takagi-Sugeno modeli yapısındaki denetleyiciler ise üst düzey (supervisory) denetleyici olarak kullanılırlar [10, 11].

Günümüzde BMD'ler, belirsizlik (uncertainty), doğrusalsızlık (non-linearity) durumlarında iyi kontrol cevapları üretemeyen PID denetleyicileri ile bir araya

getirilmiş ve bulanık-PID denetleyiciler elde edilmiştir. Bulanık-PID denetleyiciler çok farklı konfigürasyonlarda oluşturulabilmektedir [12, 13]. Ayrıca, bazı bulanık-PID denetleyici yapılarındaki BM birimi, PID denetleyicinin performansını belirleyen K_p , K_i ve K_d katsayılarının, sistemin dinamik davranış durumuna göre otomatik (auto/self-tuning veya adaptif) ayarlanmasını sağlar [14]. BMD ve bulanık-PID denetleyiciler sıcaklık kontrolü, motor kontrolü, aktif süspansiyon sistemleri, DC-DC çeviriciler gibi bir çok farklı kontrol uygulamalarında kullanılmaktadır [15-18].

1983 ve 1986 yıllarında Atanassov bulanık küme teorisinin genelleştirilmiş bir şekli olan sezgisel (intuitionistic) bulanık küme yaklaşımını sunmuştur [19, 20]. Atanassov bu önerisinde, Zadeh'in bulanık küme yaklaşımına ilave olarak üyesizlik (non-membership) bileşenini ve sezgisel bulanık indeksini ya da diğer bir deyişle tereddüt derecesini ilave etmiştir. X boş olmayan bir küme ve $I = [0, 1]$ kapalı birim aralığı olmak üzere X kümesinin bir alt kümesi olan A sezgisel bulanık küme aşağıda verilen Denklem 1.1 ve Denklem 1.3 ile gösterilir.

$$A = \{(x, \mu_A(x), \nu_A(x)) \mid x \in X\} \quad (1.1)$$

$$\mu_A(x) : X \rightarrow I \text{ ve } \nu_A(x) : X \rightarrow I \quad (1.2)$$

$$0 \leq \mu_A(x) + \nu_A(x) \leq 1 \mid x \in X \quad (1.3)$$

Denklem 1.1 ve Denklem 1.3'de $\mu_A(x)$, x elemanının A kümesine aitlik derecesini ve $\nu_A(x)$ ise ait olmama (üyesizlik, üye olmama) derecesini göstermektedir. Denklem 1.3'de görüldüğü gibi $\mu_A(x)$ ve $\nu_A(x)$ toplamı $[0, 1]$ kapalı aralığında sınırlıdır. Ayrıca sezgisel bulanık mantık küme teorisinde $\pi_A(x)$ ile gösterilen tereddüt derecesi tanımlanmıştır. $\pi_A(x)$ tereddüt derecesi herhangi bir x elemanının A kümesine ait olup olmamasının tereddüt düzeyini belirtmektedir ve aşağıda verilen Denklem 1.4 ile ifade edilir.

$$\pi_A(x) = 1 - \mu_A(x) - \nu_A(x) \quad (1.4)$$

Sezgisel bulanık mantığı, bulanık mantıktan ayıran esas nokta tereddüt derecesidir. Tereddüt derecesi, x elemanının A kümesine dahil olma veya olmama durumunun bir göstergesidir. Tereddüt derecesi eğer 0'a eşitse, x elemanı hakkındaki kümeye ait olup olmama durumu hakkındaki bilgi kesindir ve sezgisel küme, bulanık küme durumuna dönüşür. Tereddüt indeksinin değeri 1'e ne kadar yakınsa, x elemanı hakkındaki bilginin belirsizliği de artmaktadır [21]. Örneğin bir A sezgisel bulanık kümesindeki bir x elemanının $\mu_A(x) = 0.6$, $\nu_A(x) = 0.3$ üyelik derecelerine sahip olduğunu varsayalım. Bu durumda Denklem 1.4 gereği $\pi_A(x) = 0.1$ olur. Bu durumda x elemanı 0.6 üyelik derecesiyle A kümesine dahil, 0.3 üyelik derecesiyle A kümesine ait değil ve 0.1 derecesiyle tereddütlüdür. Sezgisel bulanık küme teorisi de bulanık küme teorisinde olduğu gibi klasik küme teorisindeki kesişim (intersection), altküme (subset), birleşim (union), tümleyen (complement) gibi temel operatörlere sahiptir.

Sezgisel bulanık mantığın ileri sürülmesinin ardından, nötrozofi ve nötrozofik küme teorisi Florentin Smarandache tarafından literatüre sunulmuştur [22]. Smarandache bu teori ile ilgili önerisini 1995 yılında geliştirmiş olsa da 1998 yılında yayınlamıştır [23]. Nötrozofi kelimesi Latince “*neuter*” (nötr, tarafsız, yansız) ve Yunanca “*sophia*” (beceri, bilgelik) kelimelerinden türetilmiştir. Nötrozofi’de, “ A ” bir önerme, teori, olay, kavram ya da bir varlığı göstermek üzere, “ A ”nın karşıtı “Anti- A ”dır ve “Neut- A ” ise ne “Anti- A ”dır ne de “ A ”dır. Örneğin “ A ” beyaz ise “Anti- A ” siyah, “Neut- A ” ise beyaz ve siyah dışındaki tüm renklerdir (kırmızı, yeşil, mavi, mor, sarı ve diğer tüm renkler). “Anti- A ”, “Non- A ” ya eşit değildir. “Non- A ” beyaz dışındaki (siyahta dahil olmak üzere) tüm renkleri kapsar [24]. Bazı durumlarda, kavramlar arasındaki sınır belirsiz ve muğlaktır. Bu durumda “ A ”, “Anti- A ” veya “Neut- A ” ikiyeşerli olarak ortak bölümlere sahip olabilirler [25, 26].

Klasik küme teorisinde, bir elemanın belirsizliği değerlendirilmemektedir. Bulanık küme teorisi, bir üyeliği $[0, 1]$ kapalı aralığında iki durum ile sınırlandırır. Eğer üyelik derecesinin kendisi belirsiz ise tanımlanamaz. Böylesi durumların üstesinden gelmek klasik bulanık teorisine için de zordur [25, 26]. Nötrozofik küme teorisinde ise belirsizlik durumu ayrı bir üyelik derecesi ile ifade edilir. Nötrozofik küme teorisinde bir eleman T (true = doğru), I (indeterminate = belirsiz), F (false = yanlış) şeklinde, nötrozofik komponentler olarak adlandırılan üç alt küme içerisinde bir % değeri ile ifade

edilir. X bir evrensel küme olsun ve A ntrozofik kümesini kapsasın. Bu durumda A kümesine ait bir x elemanı $x(T, I, F)$ şeklinde gösterilir. Bu gösterimde x elemanı A kümesinde $\% t$ doğru, $\% i$ belirsiz ve $\% f$ yanlıştır. Burada T, I, F ntrozofik komponentleri, $]0, 1^+[$ aralığında gerçek, standart veya standart olmayan alt kümelerdir ve T, I, F alt kümeleri için aralık değerli olma zorunluluğu yoktur. Ayrık, sürekli, tek elemanlı, sonlu ya da sonsuz veya başka alt kümelerin alt kümeleri olabilir [22, 23].

Ntrozofik mantık, bulanık mantığın ve özellikle sezgisel bulanık mantığın özelleştirilmiş halidir ve nötrozofi teorisi temellidir. Ntrozofik mantıkta bulanık mantık ve sezgisel mantıkta olduğu gibi küme kesişim (intersection), altküme (subset), birleşim (union), tümleyen (complement) gibi temel operatörlere sahiptir.

Ntrozofik küme veya ntrozofik mantık, görüntü işlemede [25-33], bilişim, bilgisayar bilimlerinde [34-37], tıp alanında [38-40], finans ve ekonomide [41, 42], kontrol ve robotikte kullanılmaktadır [43-49].

Bir olgunun ntrozofik mantıkta belirsizlik derecesi ile değerlendiriliyor olması, o olgu hakkında daha ayrıntılı bir değerlendirme imkanı sağlamakta ve belirsizlik durumunu daha iyi değerlendirmektedir. Günlük hayatta birçok otomatik kontrol problemi belirsizlikler içermektedir. Ntrozofik mantığın belirsizlik durumlarını hesaba katıyor olması, otomatik kontrol problemlerinde yenilikler ve kontrol sonuçlarında iyileştirmeler getirebileceği düşünmektedir.

Ntrozofik mantığın kontrol uygulamaları ile ilgili literatürde fazla çalışma bulunmamaktadır. Bugüne kadar yapılmış olan ntrozofik mantığı kullanan kontrol alanındaki çalışmaların tümü aşağıda verilmiştir.

- Aggarwal ve arkadaşları çalışmalarında [43], ntrozofik mantığın modelleme ve kontrol işlemlerinde nasıl kullanılabilceğini incelemişlerdir. Bu çalışmalarında, önerdikleri bu modeli bir sınıflandırıcı olarak kullanmışlar ve göz irislerinin sınıflandırılması üzerinde denemişlerdir. Kullanmış oldukları iris veri setindeki örneklere ait karakteristik değerleri girdi değerleri olarak kullanmışlar ve bu girdi değerlerin, oluşturdukları *iris-t*, *iris-i* ve *iris-f* bulanık mantık ıkarım (Fuzzy Inference System = FIS) birimlerinde değerlendirmişlerdir.

- Smarandache ve Vladareanu, ntrozofik mantıkta n -norms-nconorms yapılarını, bulanık mantık ve bulanık küme teorisinin bir uzantısı olarak önermişlerdir

[45]. Ayrıca bu önerilerini robotikte, karma bir konum ve güç kontrolü uygulaması üzerinde göstermişlerdir. Böylelikle, nötrozofi biliminin robotiğe uygulanması ile ilgili bir öneri getirmişlerdir. Bu örnek ile birden fazla ve farklı türdeki sensörlerden alınan girdi değerlerinin birbirleriyle çıkarım bakımından çakışmaları durumunun nötrozofik mantık/küme yaklaşımı ile giderilebileceği önerilmektedir.

- L. Vladareanu [46]'da, [45]'de önerilen yöntemin, çok yönlü, akıllı ve taşınabilir bir kurtarma robotun kontrolü üzerinde kullanılabilirliğine değinmiştir.

- Ansari ve arkadaşları [47]'da, bulanık gösterimin ve bulanık mantığın genişletilmesi için bulanık mantık ve verilerin nötrozofik gösterimlerinin nasıl yapılabileceği ile ilgili önerilerde bulunmuşlardır.

- V. Vladareanu ve arkadaşlarının [48]'de yaptıkları çalışmaları, [46]'da yapılan çalışmanın bir devamı niteliğindedir. Bu çalışmada araştırmacılar, robot Extenic, Haptic ve beraberinde nötrozofik kontrol tekniklerinin çok işlevli akıllı taşınabilir robot platformu üzerine adaptasyonu üzerine çalışmışlardır.

- Gal ve arkadaşları [49]'de, nötrozofik mantık ve Dezert-Smarandache teorisini (DSMT) temelli bir karar verme yöntemini kullanarak, gezgin ve yürüyebilen bir robotun adım atma kontrolünü konu almışlardır. Çalışmaları bir benzetim (simülasyon) çalışmasıdır. Bu çalışmada araştırmacılar, nötrozofik mantığı, robotun adım atma hareketi esnasında güç ve konum sensörlerinden aldıkları değerleri nötrozofikasyon işleminden geçirdikten sonra, elde ettikleri değerleri DSMT teorisini kullanarak birden fazla kontrol yönteminden birisinin seçimine karar verilmesinde kullanmışlardır. Çalışmalarında robotun adım hareketi sırasında, konum ve güç sensör bilgilerini önerdikleri yöntemle değerlendirip sonrasında farklı iki kontrol yöntemlerinden birisini devreye alabilmektedirler. Bu sayede, farklı durum ve zamanlarda iki (veya daha fazla) kontrol yönteminden birisi seçilebilmektedir. Ayrıca çalışmalarında, önerdikleri karar verme yöntemi ile bulanık mantık temelli karar verme yöntemlerini elde edilen sonuçlar yönüyle kıyaslamışlardır.

Bu tezde nötrozofik mantık teorisi incelenmiş, bulanık mantık teorisi ile olan farklılıkları ortaya koyulmuştur. Çalışmada öncelikle “Kuramsal Temeller” bölümünde literatürdeki konu ile ilgili temel teoriler sunulmuş ve tez çalışmasının temelini oluşturan bilgilere yer verilmiştir. Daha sonra, bu çalışmada önerilmiş yöntemler ve bu

yöntemleri gerçekleştirmede kullanılan ekipmanlar “Materyal ve Yöntem” başlığı altında sunulmuştur. Bu bölümde nörtrozofik mantığın kullanıldığı iki yeni öneri sunulmuştur. Önerilerden ilki nörtrozofik benzerlik ölçüsü temelli bir PID (Oransal Integral Türev) katsayı ayarlama (tuning) yöntemidir. Bu yöntem ikinci ve üçüncü dereceden iki farklı transfer fonksiyonu üzerinde test edilmiş ve istenilen birim basamak cevapları elde edilmiştir.

Tez çalışması sonucunda elde edilmiş ikinci öneri ise, kural giriş değişkenlerinin üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerinde nörtrozofik mantığa göre gruplandırılması esasına dayanan bulanık-PID denetleyici yaklaşımıdır. Bu öneri ile elde edilen sistem cevaplarının, geleneksel bulanık-PID denetleyici ile elde edilen kontrol sonuçları ile kıyaslanması amacıyla, bir doğru akım motorunun hız kontrolü uygulaması, PCI-1711 veri toplama (data acquisition-DAQ) kartı kullanılarak, gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. İkinci bir uygulama olarak, üç boyutlu (3D) hareket edebilen bir küresel robot kolunun konum yörünge izleme kontrolü Simulink ortamında test edilmiştir. Robot kolunu hareket ettirmek üzere doğru akım motoru kullanılmış ve bu motorların konum açılarının kontrolü önerilen yöntemle gerçekleştirilmiştir. Uygulamada her bir motorun açısız hareketleri için takip yolu (trajectory) tanımlanmış ve robot kolu eksen motorlarının bu referansları izlemeleri sağlanmıştır.

Çalışma ile elde edilmiş sonuçlar, “Araştırma Bulguları” bölümünde sunulmuştur. Son olarak “Sonuçlar” kısmında elde edilen veriler ve grafikler yorumlanmış, öneriler sunulmuştur.

2. KURAMSAL TEMELLER

2.1. Bulanık Küme Teorisi ve Bulanık Mantık

Klasik küme teorisinde bir varlığın veya olgunun bir kümeye aitlik derecesi 0 veya 1 değerlerinden birisi ile gösterilir ve bu durumda bir olgu bir kümeye ya dahildir ya da dahil değildir. Bulanık küme teorisinde bir olgunun bir kümeye aitliği $[0, 1]$ aralığında değişen ağırlıklarla gösterilebilir [50-52]. X bir evrensel küme ve bu evrensel kümede tanımlanan bulanık bir A alt kümesi aşağıdaki gibi gösterilir.

$$M_A : X \rightarrow [0, 1] \quad (2.1)$$

Yukarıda gibi tanımlanmış bir A bulanık küme içindeki bir x elamanı $\mu_A(x)$ şeklinde ifade edilir. Farklı x elemanlarından oluşan A kümesi ise;

$$A = \{ \mu_{A(x_1)}/x_1, \mu_{A(x_2)}/x_2, \mu_{A(x_3)}/x_3, \dots, \mu_{A(x_n)}/x_n \} \quad (2.2)$$

veya,

$$A = \frac{\mu_{A(x_1)}}{x_1} + \frac{\mu_{A(x_2)}}{x_2} + \frac{\mu_{A(x_3)}}{x_3} + \dots + \frac{\mu_{A(x_n)}}{x_n} \quad (2.3)$$

Şeklinde gösterilebilir. Denklem 2.3'deki “+” işareti toplam işareti olmayıp, küme elemanlarının sıralamasını ifade etmek için kullanılmaktadır.

Klasik kümelerde 0 ile 1 arasındaki ağırlıkları göstermek mümkün değildir. Günlük hayatta ise fiziksel nicelikler ara değerler alırlar. Bu nedenle fiziksel niceliklerin bulanık küme teorisi ile ifade edilmesi daha uygundur. Ayrıca bulanık kümelerde kişiden kişiye değişebilen (bağlı) kavramlarda açıklanabilir. Örneğin bir aracın kimi insana göre pahalı veya ucuz olması, ortam sıcaklığının bazı insanlara göre ılık veya soğuk olması gibi bağlı kıyaslamalar yapılabilir. Bu anlamda bulanık küme teorisi gerçek hayattaki bu gibi durumları klasik küme teorisine göre daha iyi ifade edebilme

yeteneğine sahiptir. Bulanık mantık, bulanık küme teorisindeki temel işlemleri ve bağıntıları kullanan bir karar verme işlemidir.

2.1.1. Bulanık kümelerde bazı temel işlemler

Bulanık küme teorisi, klasik küme teorisinin özelleştirilmiş durumudur ve klasik küme üzerindeki birçok işlem bulanık kümeler üzerinde de uygulanabilir.

E evrensel kümesinde tanımlanmış A ve B bulanık kümelerini ve μ_A ve μ_B ağırlıklarını dikkate alalım. Bu iki bulanık kümede μ_A ve μ_B ağırlıkları için *norm* işlemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$\forall x \in E$ için;

a) Kesişim

$$\mu_{A(x)} \wedge \mu_{B(x)} = \min\{\mu_{A(x)}, \mu_{B(x)}\} \quad (2.4)$$

b) Cebirsel çarpım

$$\mu_{A(x)} \cdot \mu_{B(x)} = \mu_{A(x)} \mu_{B(x)} \quad (2.5)$$

c) Sınırlı çarpım

$$\mu_A \odot \mu_B = \max\{0, \mu_{A(x)} + \mu_{B(x)} - 1\} \quad (2.6)$$

d) Kesin çarpım

$$\mu_{A(x)} \cap \mu_{B(x)} = \begin{cases} \mu_{A(x)} & \mu_{B(x)} = 1 \\ \mu_{B(x)} & \mu_{A(x)} = 1 \\ 0 & \mu_{A(x)}, \mu_{B(x)} < 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

Yine E evrensel kümesinde tanımlı ve ağırlıkları μ_A ve μ_B olan A ve B gibi iki bulanık kümeyi dikkate alalım. Bu iki bulanık küme için *co-norm* işlemleri aşağıdaki gibi yazılabilir [53].

e) Birleşim işlemi

$$\mu_{A(x)} \vee \mu_{B(x)} = \max\{\mu_{A(x)}, \mu_{B(x)}\} \quad (2.8)$$

f) Cebirsel toplam

$$\mu_{A(x)} \hat{+} \mu_{B(x)} = \mu_{A(x)} + \mu_{B(x)} - \mu_{A(x)}\mu_{B(x)} \quad (2.9)$$

g) Sınırlı toplam

$$\mu_{A(x)} \oplus \mu_{B(x)} = \min\{1, \mu_{A(x)} + \mu_{B(x)}\} \quad (2.10)$$

h) Etkili toplam

$$\mu_{A(x)} \cup \mu_{B(x)} = \begin{cases} \mu_{A(x)} & \mu_{B(x)} = 0 \\ \mu_{B(x)} & \mu_{A(x)} = 0 \\ 1 & \mu_{A(x)}, \mu_{B(x)} > 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

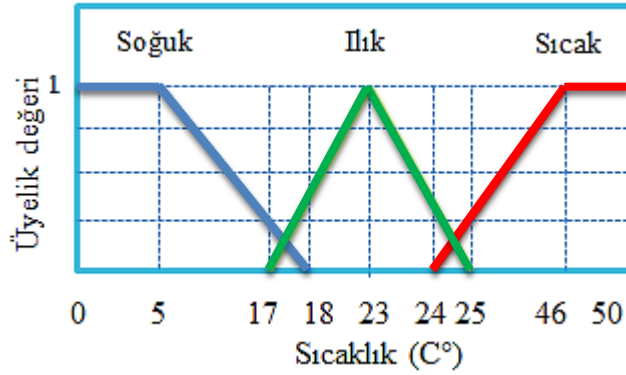
ı) Ayrık toplam

$$\mu_{A(x)} \Delta \mu_{B(x)} = \max\{\min(\mu_{A(x)}, 1 - \mu_{B(x)}), \min(1 - \mu_{A(x)}, \mu_{B(x)})\} \quad (2.12)$$

2.1.2. Bulanıklaştırma (fuzzification) ve üyelik fonksiyonları

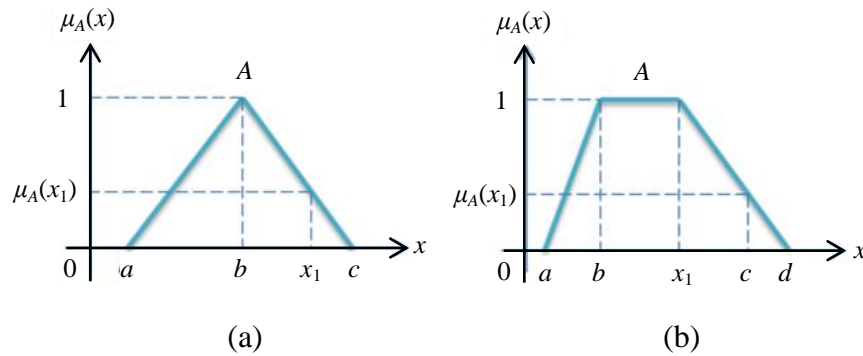
Yaşantımızda sıcaklık, hız, ses şiddeti, renk v.b. nicelik ve nitelikler Şekil 2.1’de gösterildiği gibi ifade edilebilir. Bu şekilde sıcaklık değeri “soğuk”, “ılık” ve “sıcak” bölgelerine ayrılabilir. Bu bölgeler arasında üst üste girintiler vardır ve kesin bir ayırım

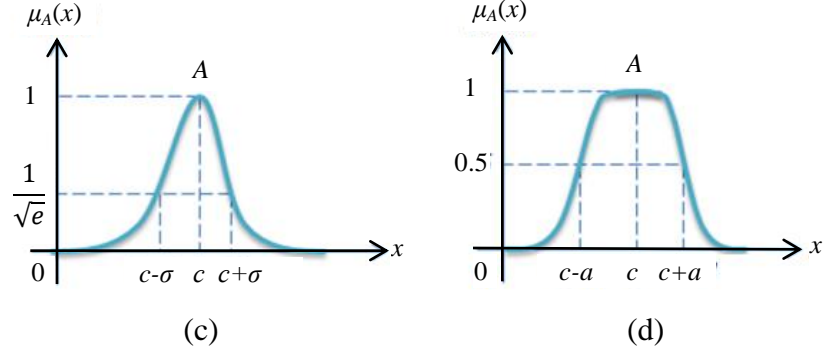
yoktur. Buradaki kesin olmama hali bulanıklık olarak nitelendirilir ve bu durum bulanık mantığı klasik mantıktan ayırır.



Şekil 2.1. Giriş üyelik fonksiyonları

Şekil 2.1'e göre sıcaklık değerleri üç alt (soğuk, ılık, sıcak) alt kümeye ayrılmıştır. Burada bir sıcaklık değerinin hangi alt kümeye ait olduğunu gösteren sayısal değere “üyelik derecesi” adı verilir. Bir elemanın her kümedeki üyelik derecesini belirlemede kullanılan matematiksel ifadeler de “üyelik fonksiyonu” adı verilir. Bulanık mantıkta en sık kullanılan üyelik fonksiyonları üçgen, yamuk, Gauss eğrisi, çan eğrisi, sigmoid, Z, S, π , Cauchy ve üstel üyelik fonksiyonlarıdır [50, 54]. Üyelik fonksiyonlarının tipinin ve bunların evrensel küme üzerindeki dağılımlarının belirlenmesi, uzman kişinin tecrübesine bağlıdır ve kontrol edilen sistemin dinamik karakteristiklerine göre değişiklik gösterebilir. Yoğun biçimde kullanılmaları ve bu tez çalışmasında da kullanılmış olmasından dolayı Şekil 2.2'de üçgen, yamuk, Gauss eğrisi, çan eğrisi üyelik fonksiyonlarının grafikleri verilmiştir.





Şekil 2.2. Bazı üyelik fonksiyonlarının grafik gösterimleri. a) Üçgen (Denklem 2.13) b) Yamuk (Denklem 2.14) c) Gauss eğrisi (Denklem 2.15) d) Çan eğrisi (Denklem 2.16)

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & x > c \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{c-x}{d-c} & c < x < d \\ 0 & x > d \end{cases} \quad (2.14)$$

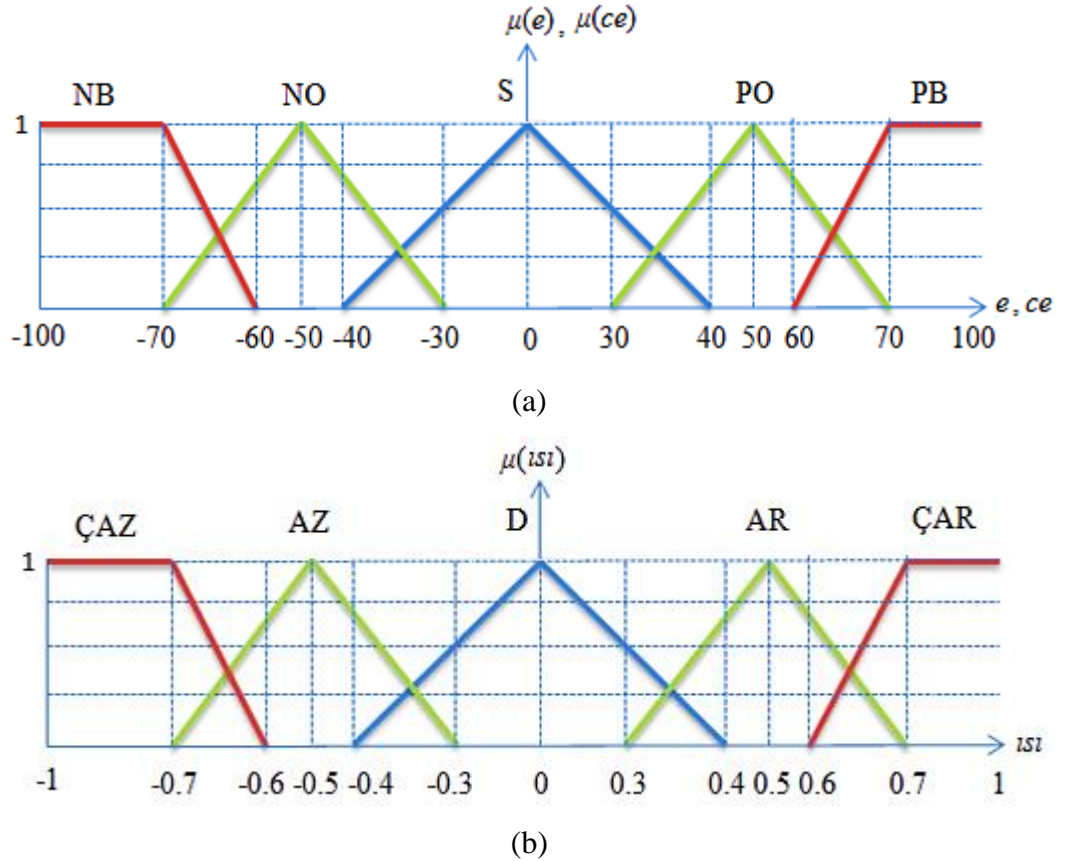
$$\mu_A(x) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2} \quad (2.15)$$

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1+\left(\frac{x-c}{a}\right)^{2b}}, b > 0 \quad (2.16)$$

2.1.3. Bulanık kurallar

Bir olgunun hangi kümeye ait olması durumunda ne yapılacağını gösteren sözel ifadeler “kurallar” olarak bilinir. Kuralları oluşturmada uzman kişinin bilgi ve tecrübelerinden faydalanılır. Kurallarda “soğuk”, “biraz soğuk”, “çok soğuk”, “arttır” ve “az arttır” gibi sözel ifadeler kullanılır. Örneğin, “Eğer sıcaklık soğuk ise ısıyı çok arttır” şeklinde kurallar üretilir. Bu nedenle bulanık mantık, insan mantığına uygundur.

Şekil 2.3 ve Çizelge 2.1’de e hatayı, ce ise hatanın birim zamandaki değişimini (türevini) göstermektedir. Bir sıcaklık kontrol uygulamasında hata değeri, sıcaklık ayar değeri ile anlık sıcaklık değerinin farkına eşittir. Örnek olarak, bir sıcaklık kontrol uygulamasında girişleri ve çıkış değişkenleri için kullanılan üyelik fonksiyonları Şekil 2.3’de verilmiştir.



Şekil 2.3. a) Giriş üyelik fonksiyonları b) Çıkış üyelik fonksiyonları

Şekil 2.3 giriş ve çıkış üyelik fonksiyonlarını göstermektedir. Bu örnekte, giriş değişkenleri e ve ce , çıkış değişkeni ise $ıst$ olarak adlandırılmıştır. e ve ce giriş değişkenleri e ve ce evrensel kümelerinde alt kümlere (üyelik fonksiyonlarına) ayrılmışlardır. $ıst$ çıkışının üyelik fonksiyonları da, giriş değişkenlerinde olduğu gibi, $ıst$ evrensel kümesinde alt kümeler (üyelik fonksiyonları) oluşturacak şekilde dağıtılmıştır. Daha önce de bahsedildiği gibi, her bir alt küme sözel etiketle isimlendirilmiş ve üyelik fonksiyonu ile ifade edilmiştir. Bu alt kümelerin, evrensel kümede aralıklarının belirlenmesi ve dolayısıyla kontrol cevabının daha da iyileştirilmesi uzman tecrübesiyle ilgilidir.

Bulanık mantık denetleyici tasarımında kurallar, “kural tablosu” (lookup table) şeklinde gösterilirler. Aşağıdaki Çizelge 2.1’de örnek bir kural tablosu verilmiştir.

Çizelge 2.1. Hata ve hata değişimi için oluşturulmuş kural tablosu

		<i>ce</i>				
		NB	NO	S	PO	PB
<i>e</i>	NB	ÇAZ	ÇAZ	AZ	AZ	D
	NO	ÇAZ	AZ	AZ	D	AR
	S	AZ	AZ	D	AR	AR
	PO	AZ	D	AR	AR	ÇAR
	PB	D	AR	AR	ÇAR	ÇAR

Çizelge 2.1’deki kural tablosunda NB, NO, S, PO, PB kısaltmaları sırasıyla “negatif büyük”, “negatif orta”, “sıfır”, “pozitif orta” ve “pozitif büyük” terimlerini ifade etmektedir. Kural çıkış değişkeni için yazılan ÇAZ, AZ, D, AR ve ÇAR kısaltmaları ise sırasıyla “çok azalt”, “azalt”, “değiştirme”, “arttır” ve “çok arttır” terimlerini göstermektedir.

Örneğin, bir odanın sıcaklığının kontrolünde, kural giriş değişkenlerinin üyelik fonksiyonları Şekil 2.1’deki gibi olması durumunda ne yapılacağı ile ilgili kuralları uzman kişinin tecrübeleri belirler. Çizelge 2.1’deki kurallardan bir kaçı aşağıdaki gibi yazılabilir;

Eğer $e = \text{NB}$ ve $ce = \text{NO}$ ise $u = \text{ÇAZ}$

Eğer $e = \text{PO}$ ve $ce = \text{NO}$ ise $u = \text{D}$

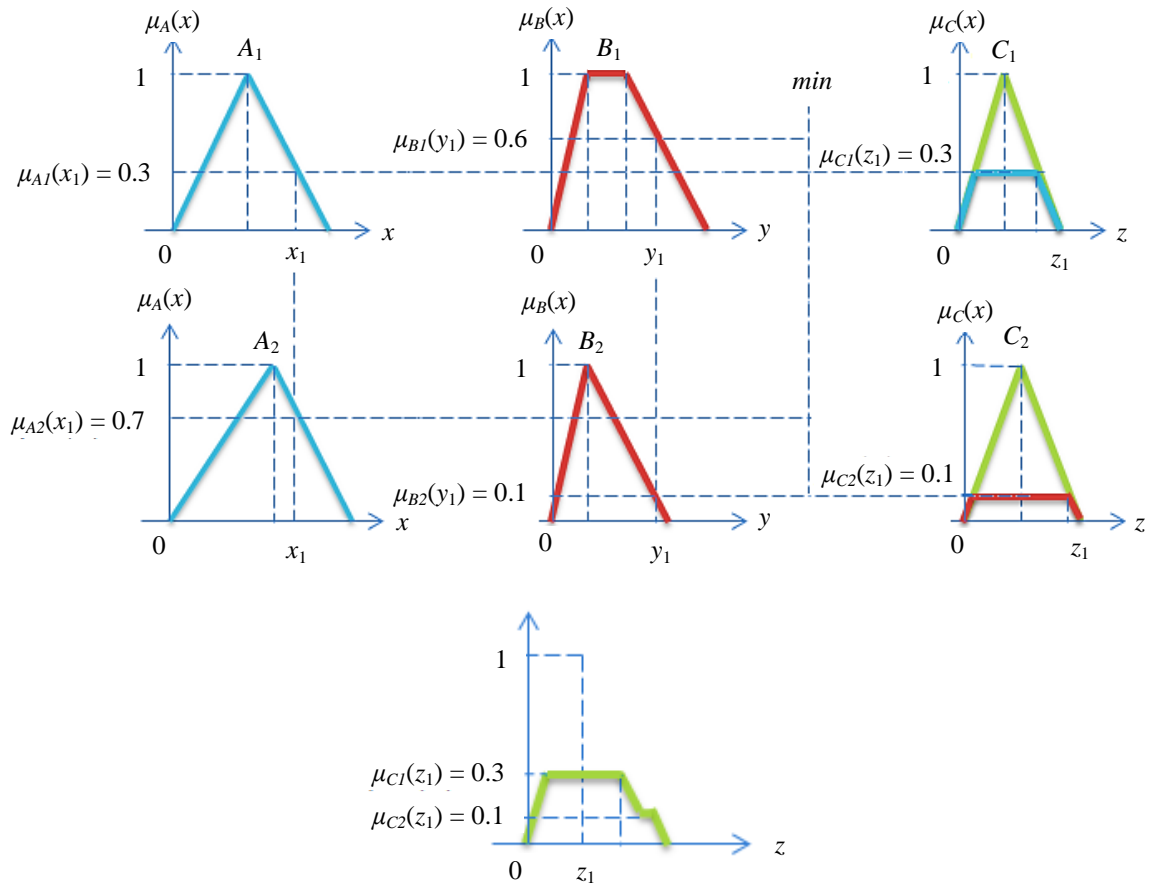
Eğer $e = \text{PB}$ ve $ce = \text{PO}$ ise $u = \text{ÇAR}$

Yukarıdaki u değişkeni, BMD çıkışını (yukarıdaki örnekte $ısı$ değişkenini) göstermektedir. Çizelge 2.1, e için 5 ve hatanın ce için de 5 sözel etiket (üyelik fonksiyonu) içermektedir. Dolayısıyla Çizelge 2.1 toplam 5x5 kural içerir.

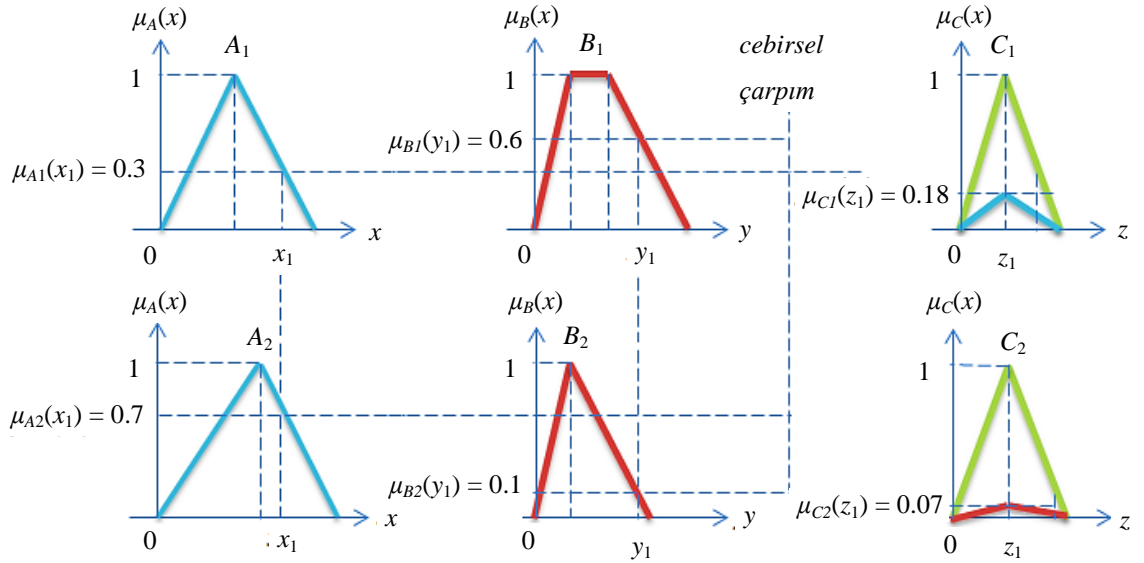
2.1.4. Bulanık çıkarım (karar verme)

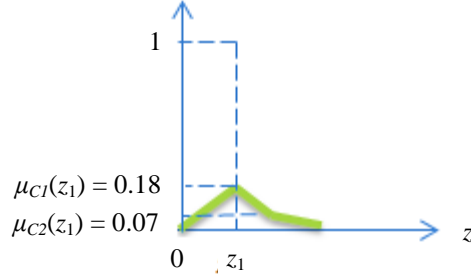
Kural tablosundaki kuralların, giriş değerlerine karşılık bulanık mantık operatörleri ile işlenmesi bulanık çıkarım işlemi olarak adlandırılır. Mamdani ve Sugeno yöntemleri, bulanık çıkarım işlemi için önemli ve genel kabul görmüş yöntemlerdir.

Mamdani yönteminde, minimumların maksimumu ($min-max$) ve maksimum çarpım ($max-product$) bulanık operatörleri kullanılır. Bu yöntemde öncelikle bulanıklaştırma adı verilen, giriş değişkenlerinin herhangi bir andaki kesin değerlerine karşılık gelen üyelik derecelerinin bulunması işlemi gerçekleştirilir. Daha sonra giriş değişkenlerinin bulanık değerleri min (minimum) operatöründen geçirilir ve çıkış bulanık değerleri hesaplanır. Bu işlemler her bir kural için ayrı ayrı olmak üzere gerçekleştirilir. Dolayısıyla toplam kural sayısı kadar bulanık değerler elde edilir. Bu bulanık değerlerin max (maksimum) operatörü ile birleşimleri alınır. Elde edilen bu sonuç, üyelik fonksiyonlarının birleşimi ve çıkarım işlemidir. Üyelik fonksiyonlarının birleşiminin kesin karar değerine (kontrol sinyaline) dönüştürülmesine “netleştirme” veya “durulama” (defuzzification) işlemi adı verilir. Aşağıdaki Şekil 2.4 ve Şekil 2.5, Mamdani yöntemi için $min-max$ ve $max-product$ operatörlerinin kullanımını açıklamaktadır.



Şekil 2.4. Mamdani yönteminde bulanık çıkarımın grafiksel gösterimi (*min-max*)



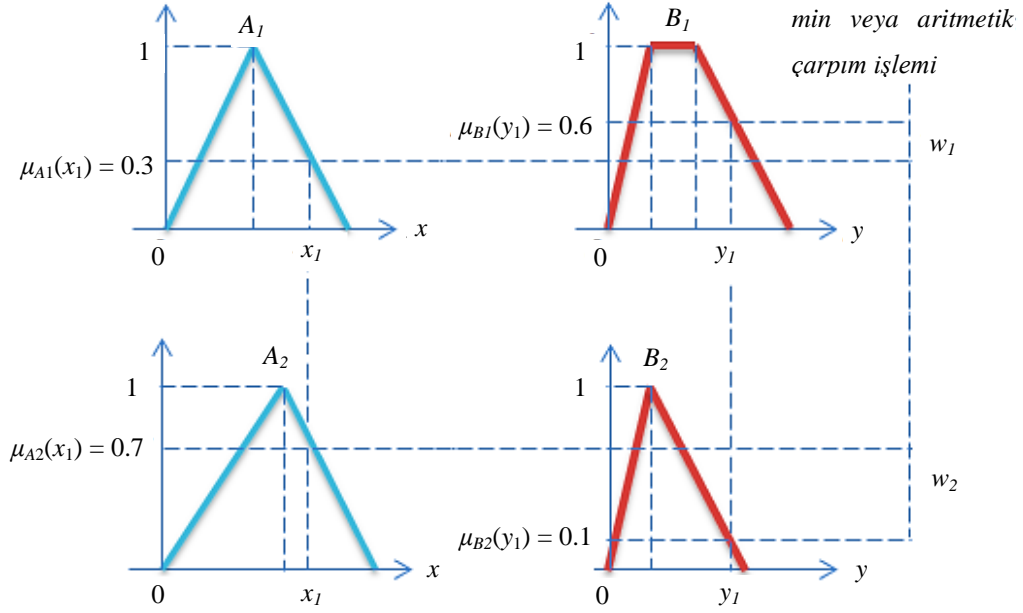


Şekil 2.5. Mamdani yönteminde bulanık çıkarımın grafiksel gösterimi (*max-product*)

Sugeno modeli, Sugeno ve Kang tarafından önerilmiş olup, TSK (Tagaki-Sugeno-Kang) yöntemi olarak ta bilinmektedir. x ve y giriş ve z çıkış değişkenleri için bu modelin genel yapısı aşağıdaki Denklem 2.17'deki gibidir. Burada A ve B , z 'de tanımlı fonksiyon ile çıkış veren bulanık kümelerdir. $f(x, y)$ genel olarak bir polinomdur. Ancak uygulamaya göre herhangi bir fonksiyon da olabilir. Eğer $f(x, y)$ birinci-dereceden bir polinom ise bulanık çıkarım sonuçları birinci-dereceden, şayet f sabit katsayı ise bulanık çıkarım sonuçları sıfırıncı-dereceden Sugeno çıkarımı olarak adlandırılır ve Mamdani modelinin özel bir durumudur [55].

$$\text{Eğer } x = A \text{ ve } y = B \text{ ise } z = f(x, y) \quad (2.17)$$

Şekil 2.6'da birinci-dereceden Sugeno çıkarımı için bir örnek verilmiştir. w_1 ve w_2 değerleri Denklem 2.18, 2.19 ve Denklem 2.20'de verilen matematiksel ifadelerde yerine koyularak kesin çıkış işareti elde edilebilir.



Şekil 2.6. Sugeno yönteminde kullanılan *min veya aritmetik çarpım* safhası için bir örnek

$$z_1 = p_1x + q_1y + r_1 \quad (2.18)$$

$$z_2 = p_2x + q_2y + r_2 \quad (2.19)$$

$$z = \frac{w_1z_1 + w_2z_2}{w_1 + w_2} \quad (2.20)$$

Denklem 2.20 “ağırlıklı ortalama” olarak adlandırılır. Bazı uygulamalarda evrensel kümede üyelik fonksiyonları eşit dağılımlı ise Denklem 2.21’deki gibi “ağırlıklı toplam” ifadesi olmaktadır.

$$z = w_1z_1 + w_2z_2 \quad (2.21)$$

Sugeno bulanık çıkarım yöntemi, Mamdani bulanık çıkarım yöntemindeki netleştirme aşamasında gerçekleştirilen matematiksel işlem yükünü azaltan ve işlem hızını artıran basit ve kullanışlı bir yöntemdir. İlave olarak çevrim-içi (on-line) sistem modelleme ve denetleyici tasarımı için de çok uygun bir çıkarım mekanizmasıdır [55].

2.1.5. Netleştirme (defuzzification) yöntemleri

Netleştirme işlemi, bulanık çıkarım ile elde edilen sonuçtan kontrol sistemine uygulanabilir gerçek değer bulunması işlemidir. Netleştirme işlemi için literatürde en sık kullanılan yöntemler ağırlık merkezi (centroid of area) yöntemi (Denklem 2.22), alan açıortayı (bisector of area) yöntemi (Denklem 2.23), maksimum ortalama (mean of maximum) yöntemi (Denklem 2.24 ve 2.25) olarak adlandırılırlar [55].

$$Z = \frac{\int_Z \mu_A(z)zdz}{\int_Z \mu_A(z)dz} \quad (2.22)$$

$$\int_{\alpha}^{z_0} \mu_A(z)zdz = \int_{z_0}^{\beta} \mu_A(z)zdz \quad (2.23)$$

$$\alpha = \min\{z|z \in Z\}$$

$$\beta = \max\{z|z \in Z\}$$

Denklem 2.23'de, α kompozisyon eğrisinin başlangıç yerini, β ise kompozisyon eğrisinin bitiş yerini gösterir.

$$Z = \frac{\int_{z'} z dz}{\int_{z'} dz} \quad (2.24)$$

$$z' = \{z|\mu_A(z) = \max \mu_A(z)\} \quad (2.25)$$

2.2. Nötrozofik Küme ve Nötrozofik Mantık

Nötrozofik mantık (NM) Florentin Smarandache (1995) tarafından önerilmiştir. NM, bulanık mantığın, sezgisel mantığın (intuitionistic logic), tutarlılık ötesi mantık (paraconsistent logic) ve üç değerli mantığın (three-valued logic) genelleştirilmiş ve birleştirilmiş halidir. NM'da bir x değişkeni $x = (T, I, F)$ şeklinde gösterilir [56]. Bu

gösterimde T doğruluk üyelik derecesini, I belirsizlik üyelik derecesini ve F yanlışlık üyelik derecesini gösterir. Daha geniş bir anlatımla, T değeri x değişkeninin küme aitlik derecesini, I değeri x değişkeninin kümeye aitliği hakkındaki belirsizliğini ve F değeri ise x değişkeninin kümeye ait olmama derecesini gösterir. Örneğin bir seçim işleminde T seçmenin lehinde kullanılan oy sayısını, F seçmenin aleyhinde kullanılan oy sayısını ve I boş atılan ve geçersiz sayılan oyların toplamını göstermektedir. Bu yaklaşımla seçmenin başarısı üç durumla gösterilebilir. Başka bir örnek olarak, iki öğrencinin aynı dersten almış olduğu notlara göre başarı durumlarını ölçmedeki durum verilebilir. Bu örneği anlatmak üzere aşağıdaki Çizelge 2.2 verilmiştir.

Çizelge 2.2. Nötrozofik mantığın, klasik mantık ve bulanık mantıkla karşılaştırılması ile ilgili bir örnek

Öğrenci adı	10 üzerinden aldığı not	Öğrencinin Dersteki Başarı Durumu		
		Klasik Mantık	Bulanık Mantık	Nötrozofik Mantık
Ahmet	7	1	0.7	0.7, 0.3, 0
Zeynep	7	1	0.7	0.7, 0.1, 0.2

Çizelge 2.2’de Ahmet ve Zeynep isimli iki öğrencinin aynı dersten almış oldukları notları ve başarı durumlarının klasik mantık, bulanık mantık ve nötrozofik mantık yaklaşımları ile değerlendirilmeleri gösterilmektedir. Bu çizelgede klasik mantığa göre öğrencinin başarı durumu 1 (başarılı) veya 0 (başarısız) şeklindedir. Bulanık mantık, klasik mantıktaki bu keskin sınırları kaldırır. Bu örneğe göre öğrencinin aldığı not $[0-1]$ aralığında değerlendirilir. Her iki öğrencinin 7 alması durumlarının bulanık mantık yaklaşımında her öğrenci 0.7 oranında başarılıdır. Nötrozofik mantık ise bir olguyu değerlendirirken, kümeye dahil olma, dahil olmama ve belirsizlik durumunu da hesaba katar ve olgunun temsil edilmesi bakımından daha kuvvetli bir yaklaşımdır. Çizelge 2.1’de her iki öğrenci aynı dersten 7 almıştır. Nötrozofik gösterimde, Ahmet 7 doğru yapmış, hiç yanlış yapmamış ve 3 boşu vardır. Bu durum nötrozofik gösterimde

(0.7, 0.3, 0) şeklinde gösterilir. Bu ilk örnekte doğru cevap sayısı T üyelik derecesini, yanlış cevap sayısı F üyelik derecesini gösterir ve boş bırakılan soru sayısı ise I belirsizlik değeridir. Zeynep de aynı dersten 7 almıştır ve not durumu nörtrozofik gösterimde (0.7, 0.1, 0.2) şeklindedir. Bu durumda Zeynep'in 7 doğru cevabı, 2 yanlış cevabı ve 1 boşu vardır. Bu iki örnekten de görüldüğü gibi, nörtrozofik mantıkta sadece doğru durumu kullanılmayıp, ilave olarak yanlış ve belirsizlik durumları da dikkate alınmaktadır. Çizelge 2.2'deki I belirsizlik değeri aşağıdaki Denklem 2.26 kullanılarak elde edilmiştir [57]. Bu denklemin kullanımı bir zorunluluk olmayıp, sadece T veya F 'ye bağlı bir fonksiyon da olabilir. T , I ve F üyelikleri birbirlerinden bağımsız da değerlendirilebilir.

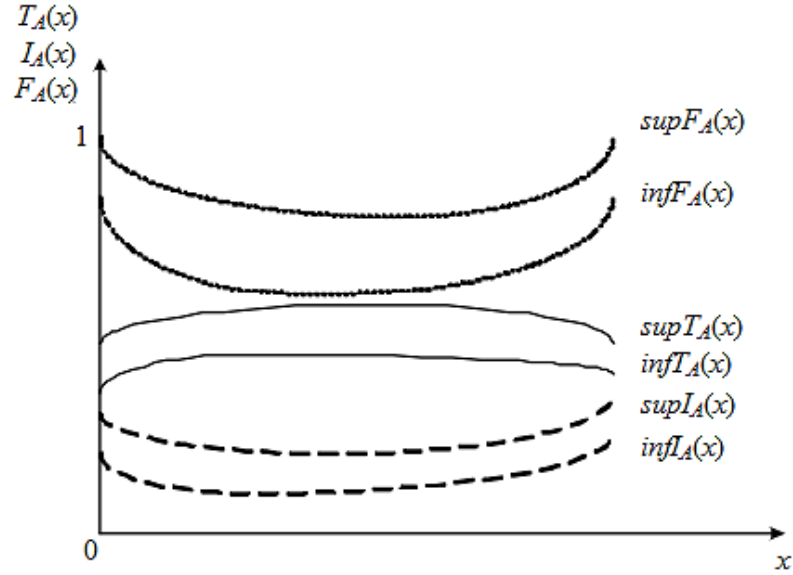
$$I = 1 - |T - F| \quad (2.26)$$

Yukarıda Çizelge 2.2 ile ilgili yapılan örnek açıklamalardan da görüldüğü üzere, nörtrozofi yaklaşımında öğrencinin gerçek başarı durumunu nörtrozofik mantık ile değerlendirmek, klasik ve bulanık mantığa göre daha doğru ve daha ayrıntılı olmaktadır.

Nörtrozofik mantık, bulanık mantığı ve klasik mantığı kapsayan genel bir mantık yaklaşımıdır. Klasik, bulanık, nörtrozofik mantık için Şekil 2.7'deki gibi bir kıyaslama yapılabilir [56].



Şekil 2.7. Mantık yaklaşımlarının kıyaslanması (Ashbacher [56]'dan değiştirilerek alınmıştır)



Şekil 2.8. Nötrozofik kümede T , I ve F üyeliklerinin *infimum* ve *supremum* gösterimleri (Wang [59]'dan değiştirilerek alınmıştır)

Şekil 2.8'de $sup()$ ve $inf()$ sırasıyla genel küme teorisindeki *supremum* ve *infimum* terimlerinin kısaltmalarıdır. *supremum* terimi, en küçük üst sınır anlamına gelir. Bir kümenin üst sınır elemanlarının en küçüğünü ifade etmekte kullanılır. *infimum* terimi ise alt sınırların en büyüğü demektir. Bir kümenin alt sınır elemanları arasındaki en büyük değere sahip elemanı gösterir.

Örneğin $C = \{ 1, 2, 3, \dots, 5 \}$ kümesi için;

$sup(C) = 5$ ve $inf(C) = 1$ 'dir.

Şekil 2.8'deki *supremum* ve *infimum* kavramları kullanılarak, literatürdeki mantık yaklaşımları matematiksel gösterimlerle aşağıdaki şekilde kıyaslanabilir [58, 59]. X bir evrensel küme olmak üzere, A kümesi X evrensel kümesinin bir nötrozofik alt kümesi ve x bu A nötrozofik kümesinin bir elemanı olsun.

$T_A(x)$: Doğruluk üyelik derecesi,

$I_A(x)$: Belirsizlik üyelik derecesi,

$F_A(x)$: Yanlışlık üyelik derecesi göstermektedir.

1. Klasik mantıkta;

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x) = \sup T_A(x) = 0 \text{ veya } 1, \\ \inf F_A(x) &= \sup F_A(x) = 0 \text{ veya } 1 \text{ ve } \sup T_A(x) + \sup F_A(x) = 1 \end{aligned} \quad (2.27)$$

2. Bulanık mantıkta;

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x) = \sup T_A(x) \in [0, 1], \\ \inf F_A(x) &= \sup F_A(x) \in [0, 1] \text{ ve } \sup T_A(x) + \sup F_A(x) = 1 \end{aligned} \quad (2.28)$$

3. Aralık değerli bulanık mantıkta;

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x), \sup T_A(x), \inf F_A(x), \sup F_A(x) \in [0, 1], \\ \sup T_A(x) + \inf F_A(x) &= 1 \text{ ve } \inf T_A(x) + \sup F_A(x) = 1 \end{aligned} \quad (2.29)$$

4. Sezgisel bulanık mantıkta;

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x) = \sup T_A(x) \in [0, 1], \\ \inf F_A(x) &= \sup F_A(x) \in [0, 1] \text{ ve } \sup T_A(x) + \sup F_A(x) \leq 1 \end{aligned} \quad (2.30)$$

5. Aralık değerli sezgisel bulanık mantıkta;

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x), \sup T_A(x), \inf F_A(x), \sup F_A(x) \in [0, 1] \\ \text{ve } \sup T_A(x) + \sup F_A(x) &\leq 1 \end{aligned} \quad (2.31)$$

6. Tutarlılık üstü mantıkta;

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x) = \sup T_A(x) \in [0, 1], \\ \inf F_A(x) &= \sup F_A(x) \in [0, 1] \text{ ve } \sup T_A(x) + \sup F_A(x) > 1 \end{aligned} \quad (2.32)$$

7. Aralık değerli tutarlılık üstü mantıkta;

$$I_A(x) = \emptyset, \inf T_A(x), \sup T_A(x), \inf F_A(x), \sup F_A(x) \in [0, 1]$$

$$\text{ve } \inf T_A(x) + \inf F_A(x) > 1 \quad (2.33)$$

8. Nötrozofik mantıkta;

$T_A(x)$, $I_A(x)$ ve $F_A(x)$ değerleri $]0^-, 1^+[$ aralığının standart ya da standart olmayan alt kümeleridir. Yani;

$$T_A(x): X \rightarrow]0^-, 1^+[$$

$$I_A(x): X \rightarrow]0^-, 1^+[$$

$$F_A(x): X \rightarrow]0^-, 1^+[$$

$T_A(x)$, $I_A(x)$ ve $F_A(x)$ toplamının bir sınırı yoktur, böylece;

$$0^- \leq \sup T_A(x) + \sup I_A(x) + \sup F_A(x) \leq 3^+ \quad (2.34)$$

2.2.1. Nötrozofik küme/mantıkta n-norm ve n-conorm yapıları

n-norm ve n-conorm yapıları, bulanık mantıktaki t-norm ve t-conorm yapılarının birer uzantılarıdır [45]. Bu kısımda, n-norm ve n-conorm yapılarının temel özellikleri sunulmuştur.

n-norm;

$$N_n: (]0^-, 1^+[\times]0^-, 1^+[\times]0^-, 1^+[)^2 \rightarrow]0^-, 1^+[\times]0^-, 1^+[\times]0^-, 1^+[\quad (2.35)$$

$$N_n(x(T_1, I_1, F_1), y(T_2, I_2, F_2)) = (N_nT(x, y), N_nI(x, y), N_nF(x, y)) \quad (2.36)$$

Burada $N_nT(x, y)$, $N_nI(x, y)$, $N_nF(x, y)$ değerleri sırasıyla doğruluk (üyelik), belirsizlik ve yanlışlık (üye olmama) bileşenleridir. Bir U evrensel kümesindeki M nörtrozofik kümesindeki x, y, z elemanları için N_n aşağıdaki aksiyomları sağlar.

$$1. \text{ Sınırlı durum: } N_n(x, 0) = 0, N_n(x, 1) = x \quad (2.37)$$

$$2. \text{ Yer değiştirme: } N_n(x, y) = N_n(y, x) \quad (2.38)$$

$$3. \text{ Monotonluk: Eğer } x \leq y \text{ ise } N_n(x, z) \leq N_n(y, z) \quad (2.39)$$

$$4. \text{ Birleşme: } N_n(N_n(x, y), z) = N_n(x, N_n(y, z)) \quad (2.40)$$

N_n , nörtrozofik mantıktaki “ve” (*and*) operatörü, nörtrozofik küme teorisindeki “kesişim” işlemidir. Bulanık mantıktaki t-norm yapılarına benzer olarak en iyi bilinen n-norm yapıları aşağıdaki gibidir;

$J \in \{T, I, F\}$ ise,

- Cebirsel çarpım n-norm: $N_{n\text{-cebrik}} J(x, y) = x \cdot y \quad (2.41)$

- Sınırlı n-norm: $N_{n\text{-bounded}} J(x, y) = \max\{0, x + y - 1\} \quad (2.42)$

- Varsayılan (*min*) n-norm: $N_{n\text{-min}} J(x, y) = \min\{x, y\} \quad (2.43)$

n-conorm;

$$N_c: ([0, 1]^+ \times [0, 1]^+)^2 \rightarrow [0, 1]^+ \quad (2.44)$$

$$N_c(x(T_1, I_1, F_1), y(T_2, I_2, F_2)) = (N_cT(x, y), N_cI(x, y), N_cF(x, y)) \quad (2.45)$$

Burada $N_cT(x, y)$, $N_cI(x, y)$, $N_cF(x, y)$ değerleri sırasıyla doğruluk (üyelik), belirsizlik ve yanlışlık (üye olmama) bileşenleridir. Bir U evrensel kümesindeki M nörtrozofik kümesindeki x, y, z elemanları için N_c aşağıdaki aksiyomları sağlar.

$$1. \text{ Sınırlı durum: } N_c(x, 0) = x, N_c(x, 1) = 1 \quad (2.46)$$

$$2. \text{ Yer değiştirme: } N_c(x, y) = N_c(y, x) \quad (2.47)$$

$$3. \text{ Monotonluk: Eğer } x \leq y \text{ ise } N_c(x, z) \leq N_c(y, z) \quad (2.48)$$

$$4. \text{ Birleşme: } N_c(N_c(x, y), z) = N_c(x, N_c(y, z)) \quad (2.49)$$

N_c , nörtrozofik mantıktaki “veya” (*or*) operatörü, nörtrozofik küme teorisindeki “birleşim” işlemidir. Bulanık mantıktaki t-conorm yapılarına benzer olarak en iyi bilinen n-conorm yapıları aşağıdaki gibidir;

$J \in \{T, I, F\}$ ise,

• Cebirsel çarpım n-conorm: $N_{c-*cebrik*} J(x, y) = x + y - x \cdot y$ (2.50)

• Sınırlı n-conorm: $N_{c-*bounded*} J(x, y) = \min\{1, x + y\}$ (2.51)

• Varsayılan (*max*) n-conorm: $N_{c-*max*} J(x, y) = \max\{x, y\}$ (2.52)

2.2.2. Nötrozofik kümelerle ilgili tanımlar ve temel işlemler

S_1 ve S_2 nötrozofik kümeleri için bazı temel nötrozofik işlemler aşağıda verilmiştir. Bu işlemlerde kullanılan bazı gösterimler aşağıdaki gibidir.

$$S_1 \oplus S_2 = \{x | x = s_1 + s_2, s_1 \in S_1 \text{ ve } s_2 \in S_2\} \quad (2.53)$$

$$\{1^+\} \oplus S_2 = \{x | x = 1^+ + s_2, s_2 \in S_2\} \quad (2.54)$$

$$S_1 \ominus S_2 = \{x | x = s_1 - s_2, s_1 \in S_1 \text{ ve } s_2 \in S_2\} \quad (2.55)$$

$$\{1^+\} \ominus S_2 = \{x | x = 1^+ - s_2, s_2 \in S_2\} \quad (2.56)$$

$$S_1 \odot S_2 = \{x | x = s_1 \cdot s_2, s_1 \in S_1 \text{ ve } s_2 \in S_2\} \quad (2.57)$$

$\forall x \in X$ için;

a) Komplement

Nötrozofik A kümesinin komplementi \bar{A} şeklinde gösterilsin.

$$T_{\bar{A}}(x) = \{1^+\} \ominus T_A(x) \quad (2.58)$$

$$I_{\bar{A}}(x) = \{1^+\} \ominus I_A(x) \quad (2.59)$$

$$F_{\bar{A}}(x) = \{1^+\} \ominus F_A(x) \quad (2.60)$$

b) Kapsama veya alt küme

Nötrozofik A kümesi başka bir B nötrozofik kümesi tarafından kapsanabilir. Başka bir deyişle A nötrozofik kümesi B nötrozofik kümesinin bir alt kümesidir. $A \subseteq B$ olabilmesi için aşağıdaki durumlar sağlanmalıdır.

$$\inf T_A(x) \leq \inf T_B(x), \sup T_A(x) \leq \sup T_B(x) \quad (2.61)$$

$$\inf I_A(x) \geq \inf I_B(x), \sup I_A(x) \geq \sup I_B(x) \quad (2.62)$$

$$\inf F_A(x) \geq \inf F_B(x), \sup F_A(x) \geq \sup F_B(x) \quad (2.63)$$

c) Birleşme

Nötrozofik A kümesi başka bir B nötrozofik kümesinin birleşimi C nötrozofik kümesi olsun.

$$C = A \cup B$$

$$T_C(x) = T_A(x) \oplus T_B(x) \ominus T_A(x) \odot T_B(x) \quad (2.64)$$

$$I_C(x) = I_A(x) \oplus I_B(x) \ominus I_A(x) \odot I_B(x) \quad (2.65)$$

$$F_C(x) = F_A(x) \oplus F_B(x) \ominus F_A(x) \odot F_B(x) \quad (2.66)$$

d) Kesişim

Nötrozofik A kümesi başka bir B nötrozofik kümesinin kesişimi C nötrozofik kümesi olsun.

$$C = A \cap B$$

$$T_C(x) = T_A(x) \odot T_B(x) \quad (2.67)$$

$$I_C(x) = I_A(x) \odot I_B(x) \quad (2.68)$$

$$F_C(x) = F_A(x) \odot F_B(x) \quad (2.69)$$

e) Fark

Nötrozofik A kümesi başka bir B nötrozofik kümesi arasındaki fark C nötrozofik kümesi olsun.

$$C = A \setminus B$$

$$T_C(x) = T_A(x) \ominus T_A(x) \odot T_B(x) \quad (2.70)$$

$$I_C(x) = I_A(x) \ominus I_A(x) \odot I_B(x) \quad (2.71)$$

$$F_C(x) = F_A(x) \ominus F_A(x) \odot F_B(x) \quad (2.72)$$

f) Kartezyen çarpım

Nötrozofik A kümesi E_1 evrensel kümesinde tanımlı ve B nötrozofik kümesi de E_2 evrensel kümesinde tanımlı olsun. Eğer $x (T^1_A, I^1_A, F^1_A) \in A$ veya $y (T^2_B, I^2_B, F^2_B) \in B$ ise A ve B kümelerinin kartezyen çarpımı $A \times B$ şeklinde gösterilir.

$$(x (T^1_A, I^1_A, F^1_A), y (T^2_B, I^2_B, F^2_B)) \in A \times B \quad (2.73)$$

Buraya kadar, genel nötrozofik küme tanımlamaları ve temel işlemler verilmiştir. Takip eden başlıkta nötrozofik kümelerin daha özel bir kısmı olan tek değerli nötrozofik küme (Single Valued Neutrosophic Set = SVNS) üzerinde durulacaktır.

2.2.3. Tek değerli ntrozofik kümelerle ilgili tanımlar ve temel işlemler

Genel hali ile ntrozofik küme işlemlerini mühendislik ve bilimsel alanda kullanmak zordur ve bu zorluğun üstesinden gelebilmek için tek değerli ntrozofik küme kavramı ortaya atılmıştır [60]. SVNS’de T, I, F ntrozofik bileşenlerinin değerleri $[0, 1]$ aralığındadır. Bir X evrensel kümesi içindeki A SVNS içindeki bir x elemanın T, I, F üyelik dereceleri aşağıdaki gibi gösterilir.

$$T_A(x), I_A(x), F_A(x) \in [0, 1] \quad (2.74)$$

ASVNS kümesinin sürekli durum gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$A = \int_X \langle T(x), I(x), F(x) \rangle / x, x \in X \quad (2.75)$$

A SVNS kümesinin ayırık durum gösterimi ise aşağıdaki gibidir.

$$A = \sum_{i=1}^n \langle T(x_i), I(x_i), F(x_i) \rangle / x_i, x_i \in X \quad (2.76)$$

Bu gösterimlerde integral ve toplam sembolleri matematiksel integral ve toplamı ifade etmemektedir. Bu semboller bir sıralamayı temsil etmektedir. Aşağıda SVNS ile ilgili temel işlemler verilmiştir.

$\forall x \in X$ için;

a) Komplement

Bir A SVNS’in $C(A)$ ile gösterilsin;

$$T_{C(A)}(x) = F_A(x) \quad (2.77)$$

$$I_{C(A)}(x) = 1 - I_A(x) \quad (2.78)$$

$$F_{C(A)}(x) = T_A(x) \quad (2.79)$$

b) Kapsama veya alt küme

Bir A SVNS başka bir B SVNS tarafından kapsanabilir. Başka bir değişle A SVNS, B SVNS'nin bir alt kümesidir. $A \subseteq B$ olabilmesi için aşağıdaki durumlar sağlanmalıdır.

$$T_A(x) \leq T_B(x) \quad (2.80)$$

$$I_A(x) \leq I_B(x) \quad (2.81)$$

$$F_A(x) \geq F_B(x) \quad (2.82)$$

c) Eşitlik

A ve B SVNS olsunlar. $A = B$ olabilmesi yalnız ve yalnız $A \subseteq B$ ve $B \subseteq A$ olması durumunda geçerlidir.

d) Birleşme

A SVNS ve başka bir B SVNS'in birleşimi C SVNS olsun.

$$C = A \cup B$$

$$T_C(x) = \max(T_A(x), T_B(x)) \quad (2.83)$$

$$I_C(x) = \max(I_A(x), I_B(x)) \quad (2.84)$$

$$F_C(x) = \min(F_A(x), F_B(x)) \quad (2.85)$$

e) Kesişim

A SVNS ve başka bir B SVNS'in kesişimi C SVNS olsun.

$$C = A \cap B$$

$$T_C(x) = \min(T_A(x), T_B(x)) \quad (2.86)$$

$$I_C(x) = \min(I_A(x), I_B(x)) \quad (2.87)$$

$$F_C(x) = \max(F_A(x), F_B(x)) \quad (2.88)$$

f) Fark

A SVNS ve başka bir B SVNS'in farkı C SVNS olsun.

$$C = A \setminus B$$

$$T_C(x) = \min(T_A(x), F_B(x)) \quad (2.89)$$

$$I_C(x) = \min(I_A(x), 1 - I_B(x)) \quad (2.90)$$

$$F_C(x) = \max(F_A(x), T_B(x)) \quad (2.91)$$

Aşağıda, bir X evrensel kümesinde, T, I, F üyelik derecelerine sahip x_1, x_2, x_3 elemanlarını içeren A, B, C ve D SVNS alt kümeleri ile ilgili açıklayıcı bir örnek verilmiştir.

Bu örnekte, $X = [x_1, x_2, x_3]$ olsun. Burada x_1, x_2, x_3 T, I, F üyelik derecelerinden oluşan, X evrensel kümesinin elemanlarıdır. Bu örnek gösterimde X satın alınacak evler kümesini, x_1, x_2, x_3 bu evlere ait bazı özellikleri ve A ise X evleri içindeki herhangi bir

evi gösterebilir. x_1, x_2, x_3 değerleri sırasıyla, x_1 evin fiyatının ucuzluk derecesini, x_2 evin tekrar satılabilirlik derecesini, x_3 şehir merkezine olan yakınlık derecesini gösterebilir. x_1, x_2, x_3 kriterlerinin üyelik dereceleri uzman kişinin tecrübesine göre oluşturulmuş olabilir. Bu durumda X aday evler kümesindeki farklı A, B, C ve D evleri (alt kümeleri) aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$A = \langle 0.3, 0.5, 0.8 \rangle / x_1 + \langle 0.2, 0.8, 0.4 \rangle / x_2 + \langle 0.2, 0.9, 0.3 \rangle / x_3 \quad (2.92)$$

$$B = \langle 0.8, 0.4, 0.2 \rangle / x_1 + \langle 0.7, 0.8, 0.4 \rangle / x_2 + \langle 0.9, 0.4, 0.3 \rangle / x_3 \quad (2.93)$$

$$C = \langle 0.7, 0.7, 0.4 \rangle / x_1 + \langle 0.3, 0.8, 0.5 \rangle / x_2 + \langle 0.3, 1, 0.3 \rangle / x_3 \quad (2.94)$$

$$D = \langle 0.5, 0.7, 0.8 \rangle / x_1 + \langle 0.7, 0.9, 0.6 \rangle / x_2 + \langle 0.6, 0.5, 0.1 \rangle / x_3 \quad (2.95)$$

Bu gösterimlerden örneğin A evi için, $x_1(0.3, 0.5, 0.8) = x_1(T, I, F)$ gösteriminde, A evinin ucuzluğu bakımından 0.3 T üyeliğine, 0.5 I üyeliğine ve 0.8 F üyeliğine sahiptir. Burada I değeri $1 - T - F$ formülü ile hesaplanmıştır ve $T + I + F$ toplamının 1 'e eşit olma zorunluluğunun da olmadığı görülmektedir.

$x_1(0.3, 0.5, 0.8)$ gösteriminde A evinin F üyelik derecesinin, T ve I üyelik derecelerine göre büyük olması, bu evin biraz pahalı (kötü) olduğunu göstermektedir. $x_2(0.2, 0.8, 0.4)$ değeri A evinin tekrar satılabilirliğinin ne iyi nede kötü (orta) düzeyde olduğunu ve $x_3(0.2, 0.9, 0.3)$ değeri ise bu evin şehir merkezine yakınlık bakımından, ne uzak nede yakın denilebilecek mesafede (orta), belirsizlik derecelerinin yüksek olduğunu gösterir. Bu gösterimler B, C ve D evleri için de geçerlidir.

x_1, x_2, x_3 kriterleri birlikte dikkate alındığında B evinin x_1 -ucuzluk kriteri bakımından en büyük T ve en küçük F üyelik derecesine sahip olduğu görülür. x_2 -satılabilirlik kriteri bakımından B 'nin T üyelik derecesinin A ve C 'den daha büyük olduğu ve D evi ile aynı olduğu ancak B 'nin F üyelik derecesinin D 'den daha küçük olduğu sonucu çıkarılabilir. x_3 kriteri bakımından ise B 'nin T üyelik derecesinin en büyük olduğu görülmektedir. x_3 kriteri bakımından D evinin F derecesi küçük olsa da B

evinin T derecesi daha büyüktür ve aynı zamanda B evinin I belirsizlik üyelik derecesi de D evinin I belirsizlik derecesinden daha küçüktür.

A , B , C ve D evleri arasında, x_1 , x_2 , x_3 kriterleri bakımından değerlendirildiğinde, B evinin satın alma bakımından daha uygun olduğu sonucu çıkarılabilir. Görüldüğü gibi, ev seçiminde yalnız T üyelik derecesinin tek başına yeterli olmadığı, I ve F üyelik derecelerini de dikkate alarak değerlendirme yapmanın daha zengin ve doğru bir yaklaşım olduğu ortadadır. Bu örneğin diğer bir gösterilimi Çizelge 2.3 verilmiştir.

Çizelge 2.3. Çoklu kriterler ve nörtrozofik ifadeleri

Evler	Kriterler		
	Fiyatı (T, I, F)	Satılabilirliği (T, I, F)	Şehir merkezine yakınlığı (T, I, F)
A	0.3,0.5,0.8 Kötü	0.2,0.8,0.4 Orta	0.2,0.9,0.3 Orta
B	0.8,0.4,0.2 İyi	0.7,0.8,0.4 Orta	0.9,0.4,0.3 Çok iyi
C	0.7,0.7,0.4 İyi	0.3,0.8,0.5 Orta	0.3,1,0.3 Orta
D	0.5,0.7,0.8 Kötü	0.7,0.9,0.6 Orta	0.6,0.5,0.1 İyi

Bu örnek neticesinde, nörtrozofik mantığın I ve F üyelik derecelerini de hesaba katıyor olması yönüyle, bir olguyu değerlendirip bir yargı elde etmede, bulanık mantığa göre daha üstün olduğu söylenebilir. Tek değerli nörtrozofik kümelerdeki komplement, birleşim ve kesişim temel operatörleriyle ilgili örnek aşağıda sunulmuştur.

A , B ve C kümelerinin, X evrensel kümesinin iki tek değerli nörtrozofik kümesi olduğunu kabul edelim. x değişkeni ise X evrensel kümesinde $[0, 1]$ aralığında değer alsın ve C sonuç kümesini göstereyin.

$$A = \langle 0.2, 0.2, 0.9 \rangle / x_1 + \langle 0.7, 0.2, 0.6 \rangle / x_2 + \langle 0.5, 0.8, 0.4 \rangle / x_3 \quad (2.96)$$

$$B = \langle 0.6, 0.1, 0.1 \rangle / x_1 + \langle 0.3, 0.2, 0.9 \rangle / x_2 + \langle 0.3, 0.1, 0.8 \rangle / x_3 \quad (2.97)$$

olarak verilmiş olsunlar.

A ve B kümesinin komplementi Denklem 2.77-2.79 kullanılarak,

$$T_{C(A)}(x) = \langle 0.9, 0.8, 0.2 \rangle / x_1 + \langle 0.6, 0.8, 0.7 \rangle / x_2 + \langle 0.4, 0.2, 0.5 \rangle / x_3 \quad (2.98)$$

$$T_{C(B)}(x) = \langle 0.1, 0.9, 0.6 \rangle / x_1 + \langle 0.9, 0.8, 0.3 \rangle / x_2 + \langle 0.8, 0.9, 0.3 \rangle / x_3 \quad (2.99)$$

A ve B kümesinin birleşimi Denklem 2.83-2.85 kullanılarak,

$$T_C(x) = \langle 0.6, 0.2, 0.1 \rangle / x_1 + \langle 0.7, 0.2, 0.6 \rangle / x_2 + \langle 0.5, 0.8, 0.4 \rangle / x_3 \quad (2.100)$$

A ve B kümesinin kesişimi Denklem 2.86-2.88 kullanılarak,

$$T_C(x) = \langle 0.2, 0.1, 0.9 \rangle / x_1 + \langle 0.3, 0.2, 0.9 \rangle / x_2 + \langle 0.3, 0.1, 0.8 \rangle / x_3 \quad (2.101)$$

sonuçları elde edilir.

2.2.4. Aralıklı nütrozofik kümelerle ilgili tanımlar ve temel işlemler

Aralıklı nütrozofik kümeler (Interval Neutrosophic Set = INS) de SVNS'ler gibi, nütrozofik kümelerin gündelik problemlerin, mühendislik ve bilimsel problemlerin çözümü için Wang ve arkadaşları tarafından önerilmiştir [58]. INS'de T , I ve F bileşenleri alt ve üst limit değerleri ile ifade edilir. Çünkü bazı durumlarda bir olgu aralık değerine sahip olabilir. INS'de T , I , F nütrozofik bileşenlerinin değerleri $[0, 1]$ aralığındadır. Bir X evrensel kümesinin alt kümesi olan A INS içindeki bir x elemanın T , I , F üyelik dereceleri aşağıdaki gibi gösterilir.

$$T_A(x), I_A(x), F_A(x) \in [0, 1] \quad (2.102)$$

Örnek bir A INS kümesi Denklem 2.103'deki gibi yazılabilir.

$$A = \langle [0.3, 0.4], [0.4, 0.6], [0.7, 0.9] \rangle / x_1 + \langle [0.1, 0.3], [0.7, 0.9], [0.3, 0.5] \rangle / x_2 + \langle [0.1, 0.3], [0.8, 1], [0.2, 0.4] \rangle / x_3 \quad (2.103)$$

T , I ve F üyelik dereceleri tek bir değere sahip olmayıp, belirli bir alt ve üst sınırlar arasında birçok değere sahip olabilir. Denklem 2.103 gösteriminde, x_1 elemanı, $[0.3, 0.4]$ aralığında A kümesinin elemanı (T üyeliği), $[0.4, 0.6]$ aralığında belirsiz (I üyeliği) ve $[0.7, 0.9]$ aralığında ise A kümesinin elemanı değildir (F üyeliği). Görüldüğü gibi aralık değerli nütrosifik kümelerde, bir olgunun T , I , F üyelik dereceleri aralıklarla gösterilir. Aşağıda INS kümelerle ilgili temel işlemler verilmiştir.

$\forall x \in X$ için;

a) Boş küme

Bir A INS kümesinin boş küme olması için aşağıdaki şartı sağlaması gerekir,

$$\inf T_A(x) = \sup T_A(x) = 0 \quad (2.104)$$

$$\inf I_A(x) = \sup I_A(x) = 1 \quad (2.105)$$

$$\inf F_A(x) = \sup T_A(x) = 0 \quad (2.106)$$

b) Komplement

Bir A INS'in komplementi $C(A)$ ile gösterilsin

$$T_{C(A)}(x) = F_A(x) \quad (2.107)$$

$$\inf I_{C(A)}(x) = 1 - \sup I_A(x) \quad (2.108)$$

$$\sup I_A(x) = 1 - \inf I_A(x) \quad (2.109)$$

$$F_{C(A)}(x) = T_A(x) \quad (2.110)$$

c) Kapsama veya alt küme

Bir A INS başka bir B INS tarafından kapsanabilir. Başka bir deyişle A INS, B INS'nin bir alt kümesidir. $A \subseteq B$ olabilmesi için aşağıdaki durumlar sağlanmalıdır.

$$\inf T_A(x) \leq \inf T_B(x), \sup T_A(x) \leq \sup T_B(x) \quad (2.111)$$

$$\inf I_A(x) \geq \inf I_B(x), \sup I_A(x) \geq \sup I_B(x) \quad (2.112)$$

$$\inf F_A(x) \geq \inf F_B(x), \sup F_A(x) \geq \sup F_B(x) \quad (2.113)$$

d) Eşitlik

A ve B INS olsunlar. $A = B$ olabilmesi yalnız ve yalnız $A \subseteq B$ ve $B \subseteq A$ olması durumunda geçerlidir.

e) Birleşme

A INS ve başka bir B INS'in birleşimi C INS olsun.

$$C = A \cup B$$

$$\inf T_C(x) = \max(\inf T_A(x), \inf T_B(x)) \quad (2.114)$$

$$\sup T_C(x) = \max(\sup T_A(x), \sup T_B(x)) \quad (2.115)$$

$$\inf I_C(x) = \min(\inf I_A(x), \inf I_B(x)) \quad (2.116)$$

$$\sup I_C(x) = \min(\sup I_A(x), \sup I_B(x)) \quad (2.117)$$

$$\inf F_C(x) = \min(\inf F_A(x), \inf F_B(x)) \quad (2.118)$$

$$\sup F_C(x) = \min(\sup F_A(x), \sup F_B(x)) \quad (2.119)$$

f) Kesişim

A INS ve başka bir B INS'in kesişimi C INS olsun.

$$C = A \cap B$$

$$\inf T_C(x) = \min(\inf T_A(x), \inf T_B(x)) \quad (2.120)$$

$$\sup T_C(x) = \min(\sup T_A(x), \sup T_B(x)) \quad (2.121)$$

$$\inf I_C(x) = \min(\inf I_A(x), \inf I_B(x)) \quad (2.122)$$

$$\sup I_C(x) = \min(\sup I_A(x), \sup I_B(x)) \quad (2.123)$$

$$\inf F_C(x) = \max(\inf F_A(x), \inf F_B(x)) \quad (2.124)$$

$$\sup F_C(x) = \max(\sup F_A(x), \sup F_B(x)) \quad (2.125)$$

g) Fark

A INS ve başka bir B INS'in farkı C INS olsun.

$$C = A \setminus B$$

$$\inf T_C(x) = \min(\inf T_A(x), \inf F_B(x)) \quad (2.126)$$

$$\sup T_C(x) = \min(\sup T_A(x), \sup F_B(x)) \quad (2.127)$$

$$\inf I_C(x) = \min(\inf I_A(x), 1 - \sup I_B(x)) \quad (2.128)$$

$$\sup I_C(x) = \min(\sup I_A(x), 1 - \inf I_B(x)) \quad (2.129)$$

$$\inf F_C(x) = \max(\inf F_A(x), \inf T_B(x)) \quad (2.130)$$

$$\sup F_C(x) = \max(\sup F_A(x), \sup T_B(x)) \quad (2.131)$$

2.3. Benzerlik Ölçüsü (SM) ve Karar Verme Problemi

Benzerlik ölçüsü (SM), iki nesne veya olgu arasındaki benzerlik derecesini belirlemede kullanılan önemli bir araçtır. Benzerlik ölçüsü iki küme arasındaki benzerliğin derecesini ölçmede de kullanılabilir ve literatürde iki küme arasındaki benzerlik derecesini belirlemek üzere birçok yaklaşım önerilmiştir. Bu öneriler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Szmidt ve Kacprzyk çalışmalarında Hamming, Euclidean mesafesi v.b. yaklaşımları sezgisel bulanık kümelere genişletmişlerdir [61].
- Hung ve Yang, Hausdorff mesafesini sezgisel bulanık kümelere genişletmiş ve bununla ilgili benzerlik ölçüsü önermişlerdir [62].
- Hung ve Yang başka bir çalışmalarında bulanık kümelerin bazı benzerlik ölçülerini sezgisel bulanık mantığa uyarlamışlardır [63].
- Lie ve Cheng sezgisel bulanık mantık için, sezgisel bulanık mantığın üyelik ve üyesizlik bileşen tabanlı yeni bir benzerlik ölçüsü tanımlamışlardır [64].
- Xu ise sezgisel bulanık mantık için seri benzerlik ölçüsü ile ilgili öneride bulunmuştur [65].
- Xu ve Chen, literatürde önerilen sezgisel bulanık mantık yaklaşımlarını incelemişlerdir. Ayrıca bu çalışmalarında ağırlıklandırılmış Hausdorff, Euclidean, Hamming mesafe ve benzerlik ölçülerini sürekli durum gösterimleri şeklinde tanımlamışlardır [66].
- Broumi ve Smarandache, nötrozofik kümeler için benzerlik ölçüsü tanımlamışlardır. Bu çalışmalarında, Hausdorff temelli olarak, iki nötrozofik küme

arasındaki mesafeyi ve iki n6trozofik k6me arasındaki n6trozofik benzerlik 6lç6s6n6 ifade etmişlerdir [67].

- Ye, aralık değerli n6trozofik k6meler için Euclidean ve Hamming mesafelerini ve benzerlik 6l6lerini Euclidean ve Hamming mesafeleri tabanlı olarak tanımlamıştır [68].

- Ye, başka bir çalışmasında basitleştirilmiş n6trozofik k6mler için vekt6r benzerlik 6l6s6n6 6nermiş ve çok kriterli karar verme probleminin 6z6m6 ile ilgili 6rnekler sunmuştur [69].

- Majumdar ve Samanta, tek değerli n6trozofik k6mler arasındaki mesafeyi ve tek değerli n6trozofik k6mler arasındaki benzerlik 6l6s6n6 6nermişlerdir [70].

- Mukherjee ve Sarkar, iki n6trozofik esnek k6me arasındaki benzerlik 6l6lerini, Euclidean ve Hamming mesafeleri ve k6me teorisi (set-theoretic) tabanlı olarak tanımlamışlardır. alışmalarında karar verme problemi olarak, tıbbi hastalık teşhisini 6rnek olarak vermişlerdir [71].

Karar verme problemi 6zellikle çok kriterli durumlarda istenen olası en iyi durumu sağlayacak seçeneğin bulunması işlemidir. Literat6rde, karar verme problemlerinin 6z6m6 için farklı alanlarda 6nerilmiş birçok çalışma bulunmaktadır [69,71-77]

Bu tez çalışmasında, Ye'nin çalışmalarında [69] 6nerdikleri Denklem 2.139-2.141 numaralı denklemler ve Mukherjee ve Sarkar'ın çalışmalarında [71] 6nerdikleri Denklem 2.132-2.138 numaralı benzerlik 6l6s6 denklemleri kullanılarak, n6trozofik tabanlı PID tuning y6ntemi 6nerilmiştir. Aşağıda verilen denklemlerde A ve B n6trozofik k6meleri, $L_H(A, B)$ Hamming mesafesini, $L_{NH}(A, B)$ normalize edilmiş Hamming mesafesini, $L_E(A, B)$ Euclidean mesafesini, $L_{NE}(A, B)$ normalize edilmiş Euclidean mesafesini, $SM(A, B)$ benzerlik oranını g6stermektedir. $SM_{ST}(A, B)$ ise k6me-teorisi (set-theoretic) benzerlik oranını g6stermektedir. S_J , S_D ve S_C ise sırasıyla Jaccard, Dice ve Cosine benzerlik oranlarını g6stermektedir.

$$L_H(A, B) = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left\{ \begin{array}{l} \left| T_{A(x_i)(e_j)} - T_{B(x_i)(e_j)} \right| + \\ \left| I_{A(x_i)(e_j)} - I_{B(x_i)(e_j)} \right| + \\ \left| F_{A(x_i)(e_j)} - F_{B(x_i)(e_j)} \right| \end{array} \right\} \quad (2.132)$$

$$L_{NH}(A, B) = \frac{1}{6n} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left\{ \begin{array}{l} \left| T_{A(x_i)(e_j)} - T_{B(x_i)(e_j)} \right| + \\ \left| I_{A(x_i)(e_j)} - I_{B(x_i)(e_j)} \right| + \\ \left| F_{A(x_i)(e_j)} - F_{B(x_i)(e_j)} \right| \end{array} \right\} \quad (2.133)$$

$$L_E(A, B) = \sqrt{\frac{1}{6} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left(\begin{array}{l} \left(T_{A(x_i)(e_j)} - T_{B(x_i)(e_j)} \right)^2 + \\ \left(I_{A(x_i)(e_j)} - I_{B(x_i)(e_j)} \right)^2 + \\ \left(F_{A(x_i)(e_j)} - F_{B(x_i)(e_j)} \right)^2 \end{array} \right)} \quad (2.134)$$

$$L_{NE}(A, B) = \sqrt{\frac{1}{6n} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left(\begin{array}{l} \left(T_{A(x_i)(e_j)} - T_{B(x_i)(e_j)} \right)^2 + \\ \left(I_{A(x_i)(e_j)} - I_{B(x_i)(e_j)} \right)^2 + \\ \left(F_{A(x_i)(e_j)} - F_{B(x_i)(e_j)} \right)^2 \end{array} \right)} \quad (2.135)$$

$$SM(A, B) = \frac{1}{1 + L(A, B)} \quad (2.136)$$

$$SM(A, B) = e^{-\alpha L(A, B)} \quad (2.137)$$

$$SM_{ST}(A, B) = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left[\begin{array}{l} (T_{A(x_i)(e_j)} \wedge T_{B(x_i)(e_j)}) + \\ (I_{A(x_i)(e_j)} \wedge I_{B(x_i)(e_j)}) + \\ (F_{A(x_i)(e_j)} \wedge F_{B(x_i)(e_j)}) \end{array} \right]}{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left[\begin{array}{l} (T_{A(x_i)(e_j)} \vee T_{B(x_i)(e_j)}) + \\ (I_{A(x_i)(e_j)} \vee I_{B(x_i)(e_j)}) + \\ (F_{A(x_i)(e_j)} \vee F_{B(x_i)(e_j)}) \end{array} \right]} \quad (2.138)$$

$$S_J(A, B) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(T_A(x_i)T_B(x_i) + I_A(x_i)I_B(x_i) + F_A(x_i)F_B(x_i))}{\left(\begin{array}{l} (T_A^2(x_i) + I_A^2(x_i) + F_A^2(x_i)) + \\ (T_B^2(x_i) + I_B^2(x_i) + F_B^2(x_i)) - \\ (T_A(x_i)T_B(x_i) + I_A(x_i)I_B(x_i) + F_A(x_i)F_B(x_i)) \end{array} \right)} \quad (2.139)$$

$$S_D(A, B) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{2(T_A(x_i)T_B(x_i) + I_A(x_i)I_B(x_i) + F_A(x_i)F_B(x_i))}{\left(\begin{array}{l} (T_A^2(x_i) + I_A^2(x_i) + F_A^2(x_i)) + \\ (T_B^2(x_i) + I_B^2(x_i) + F_B^2(x_i)) \end{array} \right)} \quad (2.140)$$

$$S_C(A, B) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{T_A(x_i)T_B(x_i) + I_A(x_i)I_B(x_i) + F_A(x_i)F_B(x_i)}{\sqrt{T_A^2(x_i) + I_A^2(x_i) + F_A^2(x_i)} \sqrt{T_B^2(x_i) + I_B^2(x_i) + F_B^2(x_i)}} \quad (2.141)$$

Aşağıdaki örnek, bir şirketin bir pozisyonuna iş başvurusu yapan adayların seçimi için, nütrosifik benzerlik ölçüsünün kullanımını göstermektedir. Bu örnekte, A aranan kriterler için ideal nütrosifik kümeyi, B nütrosifik ölçüm kümesini ve E ise karar verme için kullanılan adaydan beklenen kriterler kümesini göstermektedir. A ideal kümesi en büyük oranda istenen kriterlerin sağlandığı verileri, B kümesi ise ölçüm sonucunda alınan verileri içerir. Bu örnekte, tüm kümeler ayrık gösterimle aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$T_A(e), I_A(e), F_A(e) \in [0, 1] \quad (2.142)$$

$$T_B(e), I_B(e), F_B(e) \in [0,1] \quad (2.143)$$

$$A = \sum_{i=1}^n \langle T(e_i), I(e_i), F(e_i) \rangle / e_i, e_i \in E ; n = 4 \quad (2.144)$$

$$A_i = \{(1, 0, 0)/e_1, (1, 0, 0)/e_2, (1, 0, 0)/e_3, (1, 0, 0)/e_4\} \quad (2.145)$$

$$B = \sum_{i=1}^n \langle T(e_i), I(e_i), F(e_i) \rangle / e_i, e_i \in E ; n = 4 \quad (2.146)$$

$$B_x = \{(0.8, 0.3, 0.2)/e_1, (0.7, 0.3, 0.3)/e_2, (0.8, 0.2, 0.1)/e_3, (0.6, 0.5, 0.4)/e_4\} \quad (2.147)$$

$$B_y = \{(0.6, 0.4, 0.3)/e_1, (0.7, 0.5, 0.5)/e_2, (0.7, 0.2, 0.4)/e_3, (0.8, 0.2, 0.3)/e_4\} \quad (2.148)$$

$$B_z = \{(0.6, 0.4, 0.5)/e_1, (0.6, 0.2, 0.2)/e_2, (0.2, 0.5, 0.5)/e_3, (0.5, 0.2, 0.7)/e_4\} \quad (2.149)$$

Burada e_i n6trozofik k6menin i . elemanıdır ve bu 6rnekteki aranan i . kriteri ifade eder. A_i ideal k6meyi, B_x , B_y ve B_z sırasıyla 6l66m sonucuna (adaylara) ait n6trozofik k6meleri g6stermektedir. Denklem 2.145'de g6r6ld666 gibi A_i ideal k6mesinde T 6yeli66i 1 alınmışken, I ve F 6yelikleri 0 alınmıştır. 66nk66 aranan kriterin T 6yelik derecesinin 1'e yakın ve I ve F 6yelik derecelerinin ise 1'e uzak (veya 0'a yakın) olması istenir.

A_i ideal n6trozofik k6mesi ile B_x , B_y ve B_z iş başvurusu yapan x , y ve z adaylarına ait n6trozofik k6meleri arasındaki benzerlik 6l666leri Denklem 2.132-2.141 uygulanarak aşa66ıda verilen 6izelge 2.4'deki de6erler elde edilmiştir.

6izelge 2.4. Farklı benzerlik 6l666s6 y6ntemlerine g6re bulunan sonu6lar

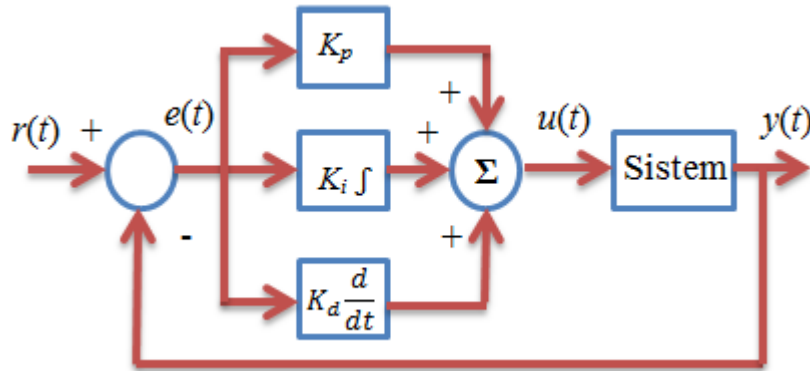
Aday	Benzerlik 6l666s6 kriterleri					
	Hamming	Euclidean	K6me-Teorisi	Jaccard	Dice	Cosine
B_x	0.65	0.67	0.57	0.70	0.80	0.83
B_y	0.76	0.79	0.71	0.88	0.94	0.93
B_z	0.67	0.71	0.56	0.72	0.82	0.81

Çizelge 2.4'den de görülebileceği gibi y adayına ait nötrozofik kümenin A_i ideal kümesi ile benzerlik oranı tüm benzerlik ölçüsü kriterlerine göre en yüksek olanıdır ve E kümesindeki kriterleri en yüksek oranda sağlayan kümenin B_y olduğu söylenebilir.

2.4. PID Kontrol Tekniği ve PID Parametrelerinin Bulunması

Günümüzde PID denetleyiciler, tasarımlarının kolay olması, sıfır kalıcı durum hatası ve osilasyon oranının az, sistem cevabının hızlı olması gibi önemli özelliklerinden dolayı endüstriyel proses uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir. Motor konum ve hız kontrolünde, robotikte, enerji sistemlerinde ve bir çok uygulamalarda kullanılmaktadır [78-89].

PID denetleyici, oransal, integral ve türevsel olarak adlandırılan üç temel işlemi içerir. Bu işlemler sırasıyla sistemde o anda oluşan hata değerini, integral geçmişte sistemde oluşan hataların toplamını ve türev ise hatanın ivmesini ifade eder. PID denetleyici tasarımında K_p , K_i ve K_d olarak gösterilen üç temel kazanç değeri kullanılır. K_p oransal, K_i integral ve K_d ise türev kazancıdır. Bu üç temel kazanç değeri, PID denetleyicinin istenen sistem performansını sağlamasında çok önemli etkiye sahiptirler. PID kontrol tekniğinde, anlık hata değeri K_p , hataların toplamı K_i ve hatanın ivmesi ise K_d ile çarpılır ve bu çarpımlar toplanır. Böylece kontrol işareti elde edilir. Kapalı çevrim PID denetleyicili kontrol bloğu aşağıdaki Şekil 2.9'da gösterilmektedir. PID denetleyicinin zaman domenindeki gösterilimi Denklem 2.151-2.152'de verilmiştir.



Şekil 2.9. Zaman domeninde PID denetleyicili blok diyagramı

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.150)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.151)$$

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{d}{dt} e(t) \right) \quad (2.152)$$

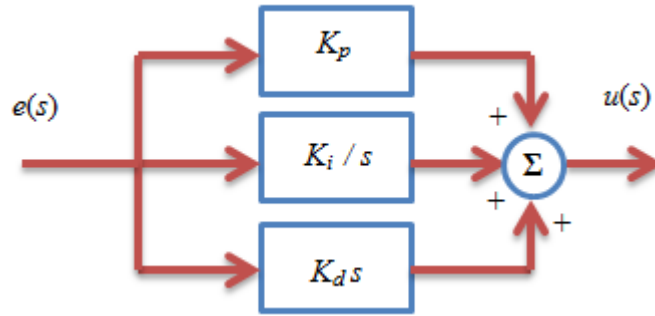
Yukarıdaki denklemlerde, $e(t)$ hata (sistem çıkışı ile referans işareti arasındaki fark), $r(t)$ referans, $y(t)$ sistem ve $u(t)$ denetleyici çıkış işaretini göstermektedir. K_p oransal, K_i integral ve K_d türev kazanç değerini, T_i integral ve T_d türev zaman değerini göstermektedir.

PID denetleyicinin s domenindeki gösterilimi aşağıdaki gibidir.

$$G_c(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.153)$$

$$G_c(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.154)$$

PID denetleyicinin s domenindeki blok diyagramı Şekil 2.10'da verilmiştir.



Şekil 2.10. PID denetleyicinin s domenindeki blok diyagramı

Denklem 2.152 ve 2.154'te $T_i = K_p / K_i$ ve $T_d = K_d / K_p$ 'dir. Burada $K_p \approx K_c$ ise denetleyici kazancıdır. Türevsel terimden dolayı PID denetleyici frekansa bağımlıdır ve frekansın artması ile PID denetleyicinin kazancı da artmaktadır. Bu sebeple bazı PID denetleyici uygulamalarında yüksek frekansların sebep olduğu kazanç değerlerini birinci dereceden bir ön eleman (alçak geçiren filtre) kullanarak sınırlandırma yoluna gidilir. Bu filtrenin ε zaman sabitini ifade eder ve genellikle türev terimi kazancının onda biri oranında seçilir. Bu durumda PID denetleyicinin transfer fonksiyonu;

$$G_c(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1 + T_d s}{1 + \varepsilon T_d s} \right) \quad (2.155)$$

şeklinde ifade edilir [90, 91].

PID denetleyicide K_p , K_i ve K_d şeklinde üç tane parametre sistemin davranışı düzenlemekte (istenilen yükselme zamanı, aşım oranı ve kalıcı durum hatası) kullanılır ve bu üç katsayının istenilen sistem cevabını elde etmek üzere ayarlanması (tuning) gerekir. K_p denetleyicinin yükselme zamanını ve sönüm oranını etkiler. K_d çıkış sinyalinin yükselme zamanını ve sönüm oranını etkileyebilmektedir ama kalıcı hata üzerinde bir etkisi mevcut değildir. K_i ise kalıcı durum hatasını düzeltir, aynı zamanda aşım oranı ve zamanı üzerinde etkisi vardır. PID denetleyicide K_p , K_i ve K_d parametrelerinin sistem üzerindeki etkilerini özetlemek için Çizelge 2.5 verilmiştir.

Çizelge 2.5. K_p , K_i ve K_d parametrelerinin artması durumunda sistem cevabı üzerindeki etkileri

Denetleyici parametresi	Yükselme zamanı	Sistemin ani tepkisi	Sönüm Oranı	Kalıcı durum hatası
K_p	Azalır	Artar	Az değişim gösterir	Azalır
K_i	Azalır	Artar	Artar	Yok eder
K_d	Az değişim gösterir	Azalır	Azalır	Az değişim gösterir

PID denetleyiciler, PD veya PI şeklinde de kullanılabilir. Bu iki denetleyici kaskat bağlandığında ise klasik PID denetleyiciye dönüşmektedir.

PID denetleyici maliyeti az ve kolay tasarıma sahiptir. Fakat, bu özelliklerinin yanı sıra istenen sistem cevabını sağlayacak en uygun K_p , K_i ve K_d parametrelerinin bulunması kolay bir işlem değildir. Literatürde kullanılan bir çok PID katsayılarını bulma yöntemleri mevcuttur. Bu yöntemler, açık çevrim ve kapalı çevrim yöntemleri olmak üzere temel iki kategoriye ayrılırlar. Daha çok kullanılan yöntemler aşağıda verilmiştir [92].

Açık çevrim yöntemleri:

- Klasik Ziegler-Nichols (ZN-OL)
- Cohen ve Coon yöntemi (CC)
- Chien Hrones Nicholas (CHR)

Kapalı çevrim yöntemleri:

- Ziegler-Nichols (ZN-CL)
- Modifiye edilmiş Ziegler-Nichols (MZN-CL)
- Tyreus - Luyben (TL)

Açık çevrim yöntemleri uygulanırken, denetleyici kontrol bloğunda mevcut değildir. Açık çevrimli sisteme birim basamak sinyali uygulanır. Daha sonra sistemin birim basamak cevabı üzerinden PID katsayıları belirlenmeye çalışılır. Bu yöntemlerde önceden, deneysel çalışmalarla bulunmuş çizelgeler kullanılır [92]. Açık çevrim yöntemleri kendinden düzenlemeli (self regulating) sistemler için uygundur.

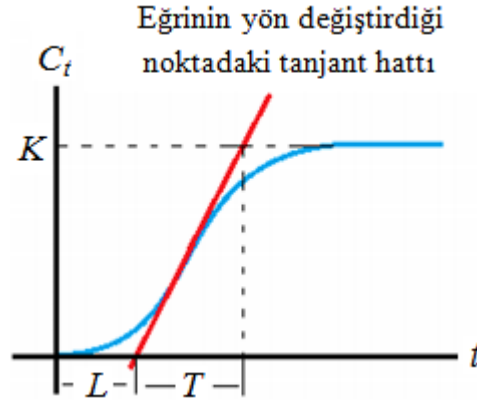
Kapalı döngü ayarlama tekniklerinde ise sistemin frekans tepkisinden faydalanılır. Bu ayarlama yönteminde sistemin kapalı döngü cevabından K_u (kritik kazanç) ve P_u (kritik periyot) değerleri elde edilir. Bu işlem yapılırken, K_d ve K_i değerleri sıfır yapılır ve kademeli olarak sistem salınımına (osilasyona) girene kadar denetleyicinin kazancı artırılır. Sistemin düzgün genlik ve frekanstaki salınımlı cevap eğrisinden faydalanılarak iki tepe arasındaki zaman değeri kullanılarak P_u değeri elde edilir. K_u değeri ise bu salınının elde edildiği andaki kazanç değeridir [92].

Yukarıda anlatılan yöntemlerden farklı olarak, bu tez çalışmasında kapalı çevrim yöntemi kullanarak, nötrozofik benzerlik ölçüsünü esas alan bir PID katsayı belirleme yöntemi geliştirilmiştir. Bu yeni yöntemin ayrıntıları ise Bölüm 3'te verilmiştir.

2.4.1. Klasik Ziegler-Nichols yöntemi

Klasik ZN yöntemi, iyi bilinen bir PID katsayı belirleme yöntemidir. 1940'lı yılların başında önerilmiştir. ZN yönteminin açık çevrim ve kapalı çevrim şeklinde bilinen iki tipi mevcuttur [93]. ZN yöntemi kullanılarak ayarlanmış PID denetleyici, diğer yöntemler kullanılarak ayarlanmış PID denetleyicilere göre orta dereceli kazanç ve dayanıklılığa (robustness) sahiptir. ZN yöntemi ile ayarlanmış bir PID denetleyici uygun integral kazancına ve sağlamlık ölçütüne sahip olmakla birlikte, yüksek oranda aşım (overshoot) oranı içerir. Uzun bir geçmişe ve çok geniş bir kullanım alanı bulunan ZN yöntemi, yeni katsayı ayarlama yöntemlerine zemin teşkil eder ve bu teknikler için basamak olarak kullanılır. Diğer yeni yöntemlerin bir kısmı ZN tekniği üzerine inşa edilmişlerdir [94].

Açık çevrim ZN yönteminde, yukarıda anlatılan diğer açık çevrim yönteminde olduğu gibi, sisteme birim basamak işareti uygulanır ve Şekil 2.10'da gösterilen eğri elde edilmeye çalışılır. Bu eğriden T ve L değerleri bulunur ve Çizelge 2.6'da yerine koyularak PID katsayıları hesaplanır.



Şekil 2.11. Açık çevrim sistemden alınmış birim basamak cevap grafiği ve K , L ve T değerlerinin gösterimleri

Çizelge 2.6. Açık çevrim ZN yönteminde kullanılan kural çizelgesi

Denetleyici tipi	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	$0.9(T/L)$	$L/3$	0
PID	$1.2(T/L)$	$2L$	$0.5L$

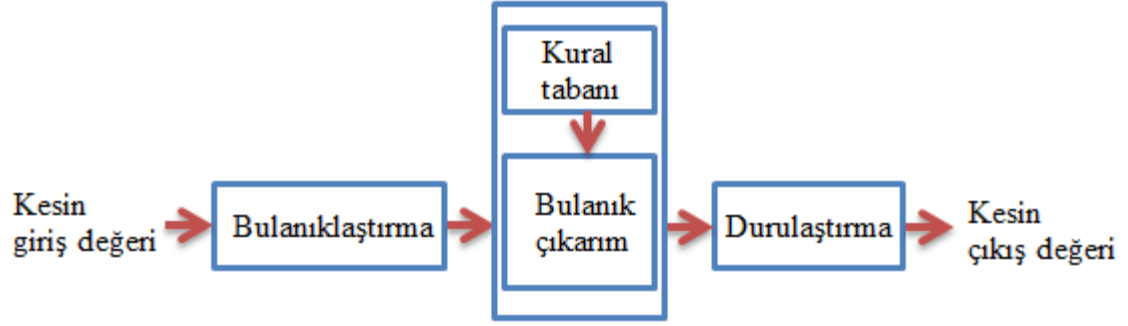
Kapalı çevrim ZN yönteminde ise, yukarıda anlatıldığı gibi K_i ve K_d değerleri sıfır alınır ve K_p değeri, sistem salınımına başlayana kadar kademeli olarak artırılır. Sabit genlikli ve sabit frekanstaki salınımlı sistem çıkışı elde edildiğinde, aşağıdaki Çizelge 2.7'deki kurallar kullanılarak PID katsayıları bulunur.

Çizelge 2.7. Kapalı döngü ZN yönteminde kullanılan kural tablosu

Denetleyici tipi	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_u$	∞	0
PI	$0.45K_u$	$(1/1.2)P_u$	0
PID	$0.6K_u$	$0.5P_u$	$0.125P_u$

2.5. Bulanık Mantık ve Bulanık-PID Denetleyici Yapıları

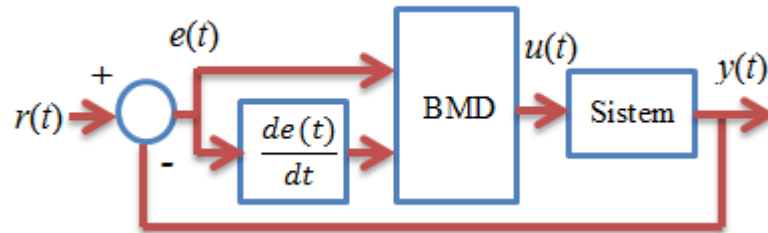
Kontrol uygulamalarında, kontrol edilen sistemi oluşturan elemanların karakteristik özelliklerinden, yapısal özelliklerinden ve/veya çevresel etkilerden dolayı, bir takım istenmeyen değişimler, belirsizlikler (uncertainty, ambiguity, vagueness) ve doğrusalsızlıklar (nonlinearity) görülebilir. Doğrusalsızlık veya belirsizlik durumu, kontrol uygulamalarında kontrol güçlükleri meydana getirir. PID denetleyicinin tasarımı kolay olmasına rağmen, kararsız ve salınımlı sistemlerde iyi bir çıkış cevabı almak mümkün olmamaktadır [95]. Bu gibi olumsuz durumlarda BMD'ler, PID denetleyici yerine kullanılabilir.



Şekil 2.12. BMD blok diyagramı

Şekil 2.12’de gösterildiği gibi BMD tasarım aşamasının ilk birimi, bulanıklaştırmadır. Bu kısımda giriş değişkenleri, tasarımcının uzmanlık seviyesine göre belirlenmiş bazı üyelik fonksiyonlarından geçirilir. Böylece giriş değişkenleri kesin giriş değişkenlerinden bulanık değişkenlere dönüştürülmüş olur. Bu sayede, giriş değişkenlerinin ait oldukları kümelerdeki üyelik dereceleri belirlenmiş olur ve bulanık küme operatörlerinde işlenebilir hale gelmiş olurlar. BMD tasarımında ikinci aşama bulanık çıkarım aşamasıdır. Bu aşamada, yine tasarımcının uzmanlık seviyesine bağlı olarak oluşturulan kural tablosu ve bulanık operatörler kullanılarak bulanık sonuçlar elde edilir. BMD’de son aşama, durulaştırma (netleştirme) aşamasıdır. Bölüm 2.1’de bahsedilen netleştirme yöntemleri kullanılarak, bulanık sonuçlardan kontrol edilecek sisteme uygulanabilir kontrol işareti bulunur.

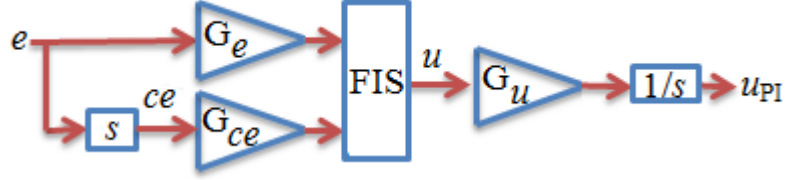
Geleneksel bir BMD’nin kullanıldığı bir kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 2.13’te görülmektedir. Geleneksel BMD’de giriş değişkenleri olarak hata- $e(t)$ ve hatanın türevi $-\frac{de(t)}{dt}$ kullanılır.



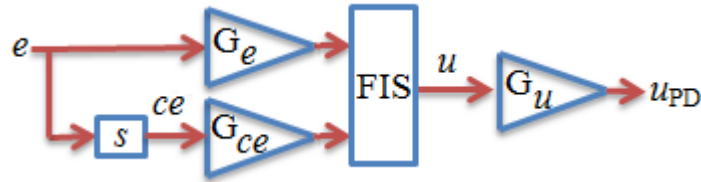
Şekil 2.13. Kapalı çevrim tipinde bir BMD’li kontrol bloğu

BMD'nin öne çıkan üstünlüklerinden birisi de, kontrol edilecek sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duyulmadan, uzman kişinin bilgi ve tecrübelerini temel almasıdır. Günümüzde BMD otomotiv, güç elektroniği, maksimum güç noktası izleyici, sıcaklık kontrolü, mobil robot uygulamaları, motor hız ve konum kontrolü gibi birçok farklı alanlarda kullanılmaktadır [96-101].

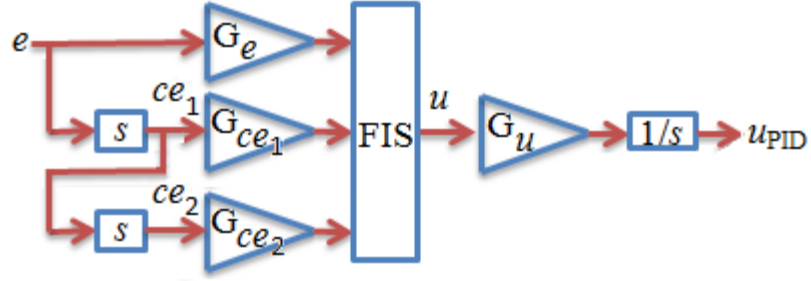
Araştırmacılar, belirsizlik ve doğrusalsızlık durumlarında dayanıklı kontrol sonuçları elde etmek için BMD ve PID denetleyicileri birlikte kullanarak bulanık-PID (fuzzy-PID) denetleyiciler elde etmişlerdir [102-104]. Bulanık-PID denetleyiciler için farklı konfigürasyon biçimleri bulunmaktadır [105]. Bazı bulanık-PID denetleyici yapılarında BMD birimi, PID denetleyicinin K_p , K_i ve K_d katsayılarını, sistemin dinamik davranış durumuna göre otomatik (auto/self-tuning veya adaptif) ayarlama kullanılır [106]. Şekil 2.14'de bazı bulanık-PID konfigürasyonları verilmiştir. Daha önceden yapılan çalışmalar göstermektedir ki, PID denetleyicilere göre, bulanık-PID denetleyicilerle daha dayanıklı sonuçlar üretmek mümkün olabilmektedir [107-111].



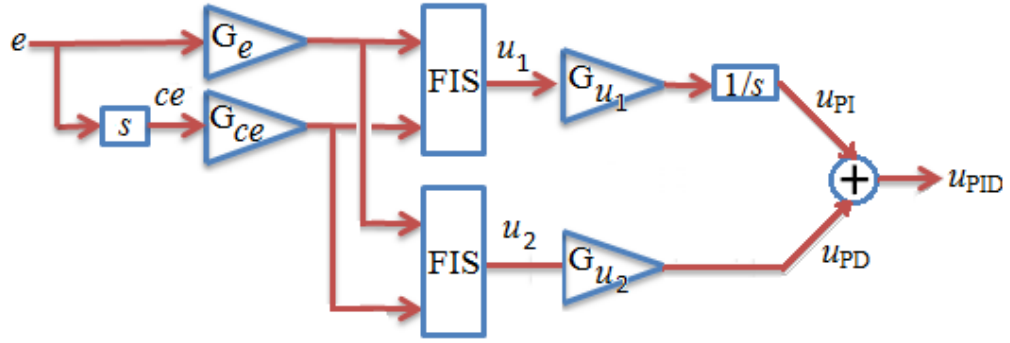
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 2.14. Bir kısım bulanık-PID denetleyici konfigürasyonları

Şekil 2.14.a ve b'de gösterilen bulanık-PID denetleyici yapıları çok genel kullanıma sahiptir. Bu genel tasarımda e ve ce giriş değişkenleri aynı bulanık çıkarım biriminde *min*, *max* bulanık operatörleri kullanılarak, birbirleri ile bağlantılı olarak değerlendirilirler. BMD çıkışı, kontrol edilen sisteminin özelliklerine göre, oransal, integral ve türevsel işlemlere tabi tutularak değişik bulanık-PID denetleyici biçimlerini alırlar. Şekil 2.14.c'deki yapıda ise ce 'nin bir kez daha türevi alınarak üçüncü bir değişken elde edilir. Bu denetleyici yapısında da bahsedilen diğer denetleyici yapılarındaki benzer işlemler gerçekleştirilir.

Şekil 2.14.d'deki yapı ise diğer yapılardan farklıdır. Bu yapı e ve ce 'nin değerlendirildiği iki bulanık çıkarım birimi içerir. İki bulanık çıkarım biriminin çıkışları toplanarak denetleyicinin kontrol sinyali elde edilir. Oransal, integral ve türevsel işlemler kullanılarak istenilen bulanık-PID denetleyici biçimleri elde edilir.

Tez çalışmasında tasarlanan ve ayrıntılarıyla materyal ve yöntem bölümünde sunulan nötrozofik bulanık-PID denetleyici yapısı bu kısımdaki bulanık-PID denetleyici

yapılarından farklıdır. Bu tasarımda, denetleyici yapısında e ve ce 'nin birbirlerinden ayrı ayrı değerlendirildiği iki bulanık çıkarım birimi kullanılmaktadır. Kıyaslama için kullanılan geleneksel bulanık-PID denetleyici ise kısmen Şekil 2.14.a ve b'de bir BMD kullanarak oransal ve integral çıkışlarının toplamı şeklindedir. Her bir bulanık çıkarım biriminde n6trozofik mantık yaklaşımı kullanılarak, geleneksel bulanık-PID denetleyicilerin performansları artırılmıştır.

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Materyal

Tez çalışmasında kontrol algoritma programlarını yazmak ve çalıştırmak için MATLAB yazılımı, kontrol yöntemlerinin simülasyonları için MATLAB'ın Simulink arayüzü kullanılmıştır. Bu yazılımlar intel Pentium i5 işlemci, 2 GB RAM özelliklerine sahip bir bilgisayarda çalıştırılmıştır.

MATLAB ve Simulink ortamında hazırlanan algoritma ve simulasyon modelleri, bilgisayar ve bilgisayara ilave edilen arabirim (veri toplama kartı) sayesinde, gerçek zamanlı olarak çalıştırılmıştır. Bilimsel ve endüstriyel uygulamalarda kontrol programının etkili çalışabilmesi için, kontrol edilen sistemden gelen analog verileri ve sensörlerden gelen bilgileri gerçek zamanlı olarak hızlı bir şekilde okunması gerekmektedir. Bu tür uygulamalar için hızlı veri transferine imkan sağlayan veri toplama kartları (Data Acquisition - DAQ) kullanılır. Bu çalışmada Advantech firmasının ürünü olan PCI1711 DAQ kartı kullanılmıştır. PCI1711 DAQ kartının teknik verileri EK 2'de verilmiştir. Yine bu çalışmada, PMDC motorun devir ölçümü için YUMO marka, tur başına 200 pals sinyal çıkışı veren bir artımsal rotary enkoder kullanılmıştır. Bu enkodere ait teknik veriler de EK 3'te sunulmuştur.

Tez kapsamında önerilen nütrozofik bulanık-PID denetleyicinin gerçek zamanlı uygulaması için 12 Volt, 120 rpm'lik sabit mıknatıslı doğru akım (PMDK) motoru kullanılmıştır.

3.2. Yöntem

3.2.1. Nütrozofik benzerlik ölçüsü ile PID katsayılarının ayarlanması

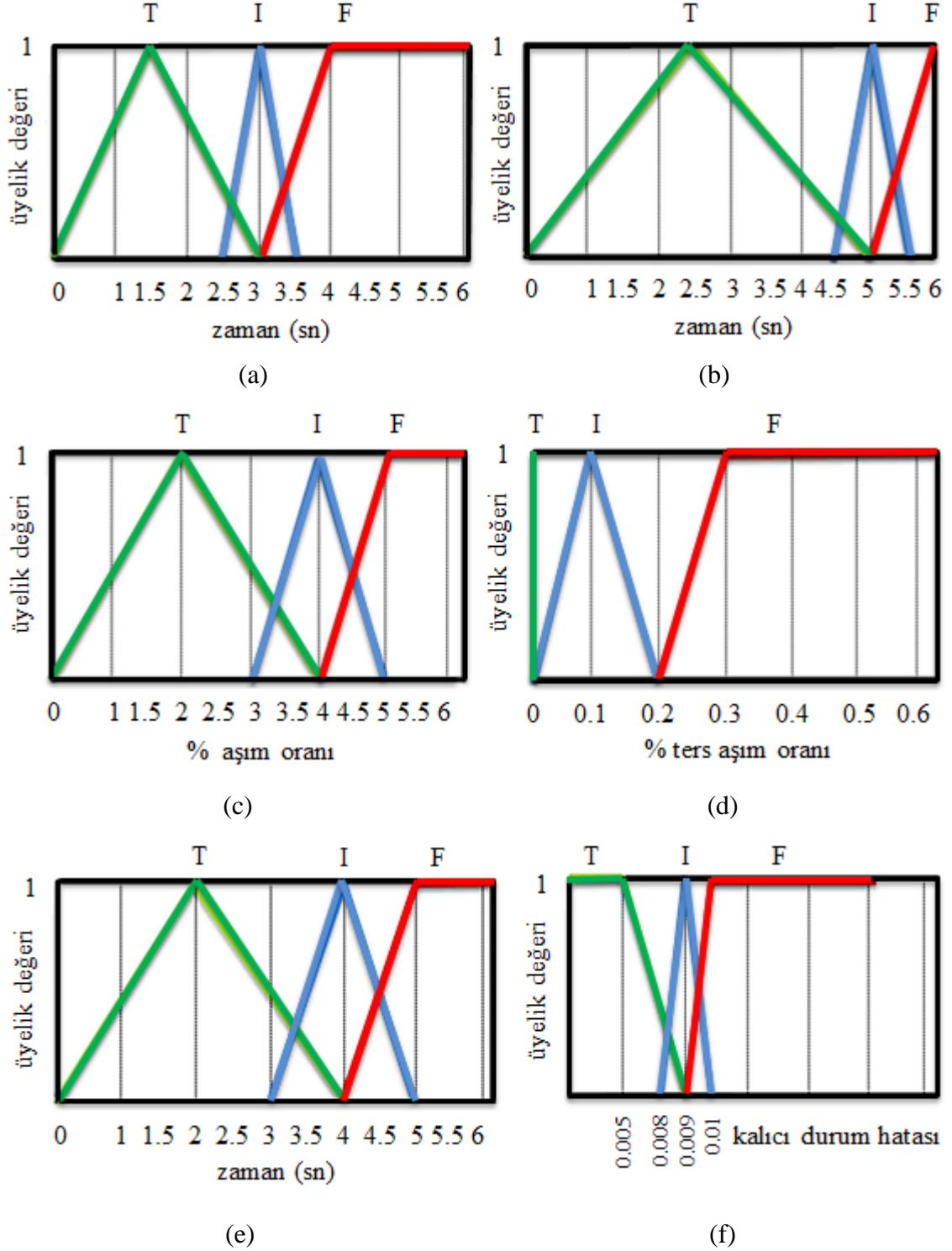
Tez çalışmasında önerilen yeni yöntemlerden birisi, nütrozofik benzerlik ölçüsünü kullanarak PID denetleyicinin en iyi çalışacak noktadaki K_p , K_i ve K_d katsayılarının belirlenmesidir. PID denetleyicinin katsayılarının belirlenmesi işlemi çok kriterli bir karar verme problemi olarak düşünülebilir. Çünkü bir karar verme

probleminde bir durum için mevcut olan kriterler değerlendirilir ve aranan kriterleri en yüksek oranda sağlayacak seçenek belirlenir. Kontrol işlemi sırasında PID denetleyici, yükselme zamanı, aşım oranı, sönümlenme zamanı, kalıcı durum hatası gibi önemli kriterleri sağlamalıdır. Bu kriterlerin sağlanması en uygun K_p , K_i ve K_d katsayılarının belirlenmesi ile mümkündür ve bu belirleme işlemi ise çok kriterli karar verme problemidir.

Bu tezde kaynak özetleri bölümünde sunulmuş olan, çok kriterli karar verme probleminin çözümüne yönelik neutrosophic Hamming, Euclidean, Set-theoretic, Jaccard ve Dice benzerlik ölçüleri kullanılmıştır. Fakat kullanılan benzerlik ölçülerinden Denklem 2.141'de verilen Cosine benzerlik ölçüsü, bazen üyelik derecelerinin sıfır değerini alması nedeniyle, bölme işlemini tanımsız yapacağından kullanılmamıştır.

3.2.1.1. Kontrol sisteminin birim basamak cevapları ve nütrozofikasyon

Nütrozofikasyon işlemi, giriş değişkenlerinin belirli üyelik fonksiyonlarından geçirilmesi ve T , I , F üyelik derecelerinin bulunması işlemidir. Bulanık mantıkta olduğu gibi nütrozofik mantıkta da üyelik fonksiyonunun tip seçimi ve evrensel küme üzerindeki yerleşimi, uygulamaya ve tecrübeye bağlı olarak belirlenir. Bu çalışmada üçgen, trapezoid, çan eğrisi ve Gauss eğrisi üyelik fonksiyonlarının her biri için karşılaştırmalı uygulamalar yapılmıştır. Şekil 3.1'de, kontrol kriterlerinden yükselme zamanı, sönümlenme zamanı, % aşım oranı, % ters aşım oranı, tepe zamanı ve kalıcı durum hatası için kullanılan T , I ve F üçgen üyelik fonksiyonları gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Kontrol sisteminin birim basamak cevaplarının nötrozifikasyonu için kullanılan üyelik fonksiyonları a) Yükselme zamanı b) Sönümlenme zamanı c) % aşım oranı d) % ters aşım oranı e) Tepe zamanı f) Kalıcı durum hatası (Can [44]'ten değiştirilerek alınmıştır)

Şekil 3.1’de T doğruluk üyelik fonksiyonunu, I belirsizlik üyelik fonksiyonunu ve F yanlışlık üyelik fonksiyonunu ve her bir şekil için zaman, % aşım oranı ve kalıcı durum hatası evrensel kümeleri ifade etmektedir. Şekil 3.1a.’da 0-3 sn zaman aralığı “iyi”, 2.5-3.5 sn zaman aralığı “ne iyi ne kötü” ve 3-6 sn zaman aralığı daha büyük yükselme zaman aralığı olduğundan “kötü” etiketli yükselme zamanını göstermektedir. Dolayısıyla, T , I ve F üyelik fonksiyonlarının belirttikleri kriterlere göre evrensel kümede tecrübe ile dağılımları belirlenir. Bu durum Çizelge 3.1’de daha iyi izah edilmektedir. Şekil 3.1.a’daki üyelik fonksiyonlarına 1.7227 sn yükselme zamanı uygulandığında T üyelik fonksiyonunda 0.851 üyelik derecesi elde edilirken, I ve F üyelik fonksiyonlarından 0 derecesi elde edilir. Böylece 1.7227 sn yükselme zamanının nütrozofik ağırlıkları $(T, I, F) = (0.851, 0, 0)$ olur. Bu şekilde Çizelge 3.1’in [44] her bir satırı, kontrol sisteminin birim basamak cevaplarının kriterleri için nütrozofik ağırlıkları göstermektedir.

Çizelge 3.1. Örnek birim basamak karakteristikleri ve bunlara karşılık gelen nütrozofik değerler [44]

Birim basamak karakteristikleri	Değeri	Nütrozofik karşılığı
Yükselme zamanı	1.7227	(0.851, 0, 0)
Sönümlenme zamanı	35.6180	(0, 0, 1)
% Aşım oranı	50.5434	(0, 0, 1)
% Ters aşım oranı	0	(1, 0, 0)
Yükselme zamanı	4.8543	(0, 0.14, 0.42)
Kalıcı durum hatası	0	(1, 0, 0)

Yukarıdaki Şekil 3.1’deki üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerindeki yerleşimleri prosesin türüne göre değişebilir ve bu gruplama işlemi tasarımcının tecrübesiyle ilişkilidir. Örneğin bir sıcaklık kontrolünde yavaş yükselme zamanı, motor kontrol uygulamasında ise hızlı yükselme zamanı uygun olacaktır. Dolayısıyla bu durumlarda T , I ve F üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerindeki yerleşimleri değişecektir.

Yeterli sayıda ve uygun kriterleri seçmek, benzerlik oranına bağlı karar verme işleminin başarımında iyileşme sağlayacaktır. Az sayıda, prosesi yeteri kadar veya hiç

ifade etmeyen kriterlerin seçimi de karar verme işlemini kötü etkileyecektir. İyi karar verme işlemi için sistemi ifade eden tüm kriterleri hesaba katmak gerekir.

Tez çalışmasında önerilen PID katsayı ayarlama yönteminde, K_p , K_i ve K_d değerlerinin sırayla değiştirildiği benzerlik ölçüsü arama algoritması kullanılmıştır. Algoritmanın her adımında sisteminden alınan yükselme zamanı, sönümleme zamanı, % aşım oranı, % ters aşım oranı, tepe zamanı ve kalıcı durum hatası değerleri Şekil 3.1’de ait oldukları üyelik fonksiyonlarından geçirilmiş ve her bir kriterin nörtrozofik üyelik dereceleri bulunmuştur (nörtrozofikasyon). Bulunan değerler o anda alınan verileri içeren nörtrozofik B kümesini oluşturur. B kümesindeki her bir kriter Çizelge 3.2’deki gibi e_1, \dots, e_6 şeklinde gösterilmektedir. Nörtrozofik benzerlik ölçüsündeki A ideal kümesinin kriter değerleri için $(T, I, F) = (1, 0, 0)$ olarak alınmıştır. İdeal A kümesinde bütün e kriterleri için T üyeliğinin derecesi “1” olarak alınmıştır. Bir kriterin T üyelik değerinin 1’e yakın olması ve I ve F üyelik derecelerinin 0’a yakın olması o kriterin büyük oranda sağlandığını gösterir. Bütün kriterlerin tümünün bu durumu aynı anda sağlaması ise istenilen birim basamak cevabının bulunması anlamına gelir. Çizelge 3.2 kriterlerin ideal durumunu göstermektedir.

Çizelge 3.2. İdeal A nörtrozofik kümesi

A	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6
i	(1,0,0)	(1,0,0)	(1,0,0)	(1,0,0)	(1,0,0)	(1,0,0)

3.2.1.2. Benzerlik ölçüsü arama algoritması

Önerilen bu yöntemde, öncelikle Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak kaba K_p , K_i ve K_d katsayıları belirlenmiştir. Elde edilen bu kaba K_p , K_i ve K_d katsayılarının her biri için eşit bir $\pm \Delta$ uzaklığı kadar aralık seçilerek, benzerlik ölçüsü arama algoritmasının alt ve üst arama limitleri belirlenmiştir. Sonra, belirlenmiş alt ve üst arama limitleri içinde ($K_p \pm \Delta$, $K_i \pm \Delta$ ve $K_d \pm \Delta$) üç döngülü bir arama algoritması çalıştırılmıştır. Bu algoritmanın her adımında, kontrol edilen sisteme birim basamak sinyali uygulanmış ve sistemin birim basamak karakteristikleri (yükselme zamanı, sönümleme zamanı, % aşım oranı, % ters aşım oranı, tepe zamanı ve kalıcı durum hatası) değerleri elde edilmiştir. Bu değerlerin her biri ayrı ayrı kısım 3.2.1.1’de

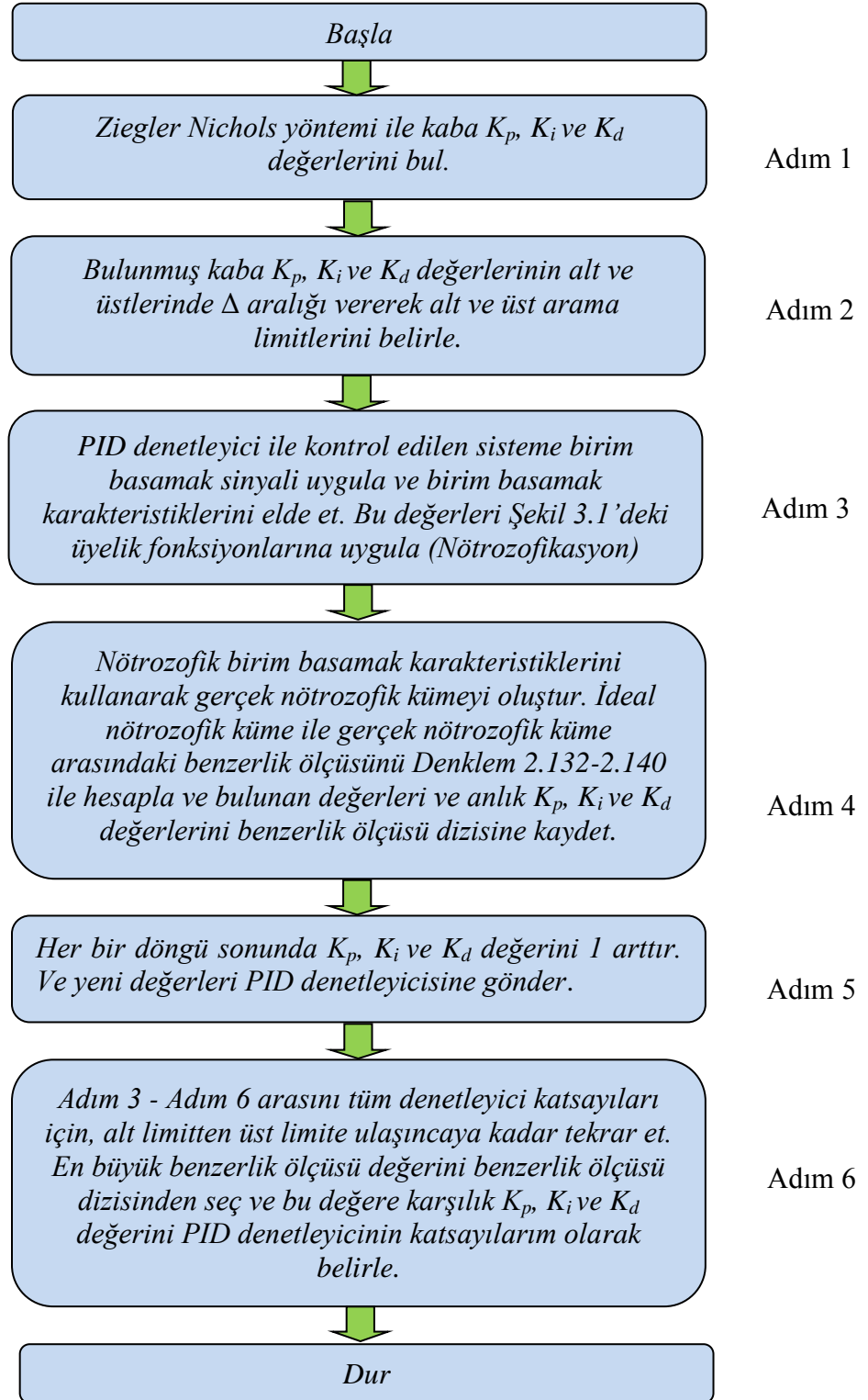
anlatılan n6trozofikasyon işlemine tabi tutulmuş, n6trozofik 6yelik dereceleri elde edilmiştir ve bu değerler ile B gerçek n6trozofik k6mesi oluşturulmuştur. Daha sonra bu gerçek n6trozofik k6me ile 6nceden hazırlanmış ideal n6trozofik k6me arasındaki benzerlik 6l6s6 neutrosophic Hamming, Euclidean, Set-theoretic, Jaccard ve Dice benzerlik 6l6leri kullanılarak hesaplanmış ve her bir benzerlik 6l6s6 ve anlık K_p , K_i ve K_d değerleri bir benzerlik 6l6s6 ve katsayı dizisine kaydedilmiştir. Buraya kadar olan işlemler algoritmanın bir adımıını oluşturmaktadır ve 6cl6 bir d6ng6 içinde K_p , K_i ve K_d değerlerinin her biri için gerçekleştirilmektedir. Her bir adım sonunda K_p , K_i ve K_d değerlerinden hangisine ait d6ng6 tamamlandı ise onun değeri 1'er arttırılır. 6 d6ng6l6 arama algoritması bittiğinde benzerlik 6l6s6 dizisindeki en b6y6k değer bulunur ve bu değere karşılık gelen K_p , K_i ve K_d değeri en uygun PID katsayı değeri olarak belirlenmiştir. Bu y6ntemi gerçekleştirmek için algoritma MATLAB programında yazılmıştır. Programda kontrol sistemin birim basamak cevaplarını elde etmek için "stepinfo" fonksiyonu kullanılmıştır. Şekil 3.2'deki algoritmanın programı aşağıdaki gibidir.

```

For P=1 : 1 : Maksimum_Kp_Değeri
    For I=Minumum_Ki : 1: Maksimum_Ki_Değeri
        For D= Minumum_Kd : 1 :Maksimum_Kd_Değeri
            Kp=P; Ki=I; Kd=D;
            Birim basamak sinyalinini uygula;
            Y6kselme zamanı değerini T, I ve F 6yelik fonk. uygula;
            S6n6mleme zamanı değerini T, I ve F 6yelik fonk. uygula;
            %Aşım oranı değerini T, I ve F 6yelik fonk. uygula;
            %Ters aşım oranı değerini T, I ve F 6yelik fonk. uygula;
            Tepe zamanı değerini T, I ve F 6yelik fonk. uygula;
            Kal. durum hatası değerini T, I ve F 6yelik fonk. uygula.
            T6m SM değerini hesapla ve ayrı SM dizilerine kaydet.
        End
    End
End
SM dizisindeki en b6y6k değeri bul ve bu değere karşılık gelen Kp,Ki,Kd değerini
seç

```

Bahsedilen bu y6ntemin anlaşımını kolaylaştırmak amacıyla bir akış Şeması Şekil 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.2. Nötrozofik benzerlik ölçüsü ile en uygun PID katsayılarını belirleme algoritması akış diyagramı (Can [44]'den değiştirilerek alınmıştır)

Daha hassas bir ayar istenirse, bulunan K_p , K_i ve K_d değerlerinin yakın civarında yeni bir Δ aralığı belirlenip, her bir adımdaki 1 birimlik artış değeri 0.1, 0.2, 0.5 v.b artımlarla değiştirilmek suretiyle aynı algoritmayı kullanarak daha da uygun K_p , K_i ve K_d değerlerinin elde edilmesi mümkün olabilir.

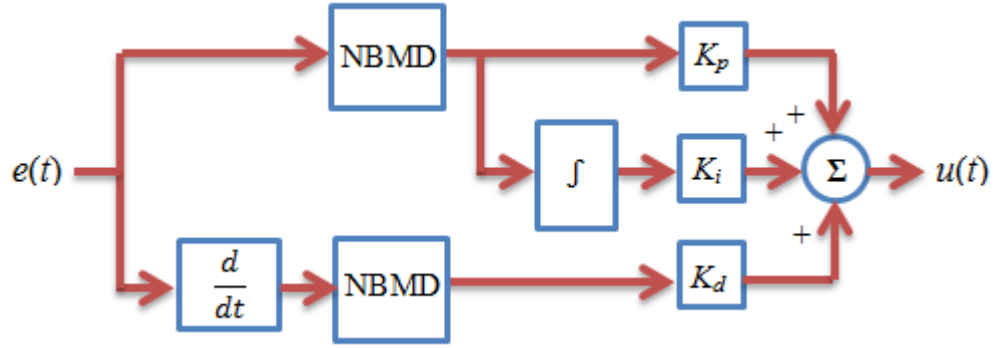
3.2.2. Giriş üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerinde gruplandırılmasına dayalı bulanık-PID denetleyici

Bulanık mantık ve bulanık-PID denetleyici tasarım aşamalarında, sisteme ait giriş üyelik fonksiyonlarının tipleri ve bu üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerindeki yerleşimleri çok önemli olması nedeniyle, kontrol sonuçları üzerinde çok fazla etkileri bulunmaktadır [112, 113]. Bu bölümünde, kontrol edilen sisteme ait e ve ce 'nin üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerindeki dağılımlarında T , I ve F üyelik fonksiyonları esas alınarak diğerlerinden farklı ve nötrozofik mantığa dayalı bulanık-PID denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu üyelik fonksiyonları, evrensel küme üzerinde belirli bölgelerde gruplandırılmıştır. Nötrozofik bulanık-PID denetleyicinin kural çizelgesinde ise bu üç üyelik fonksiyonlarının yerleşimlerine ve kontrol edilen sistemin dinamiklerine göre kontrol kuralları oluşturulmuştur.

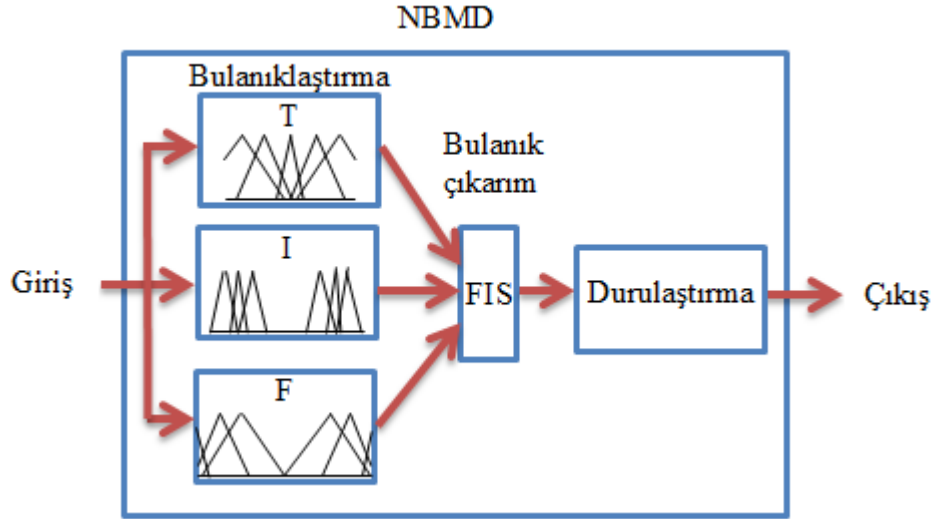
Tez çalışmasında önerilen yöntemle bir denetleyici tasarımı yapılmış, geleneksel bulanık-PID denetleyici ile kıyaslanmak için gerçek zamanlı olarak doğru akım motorunun hız ve konum kontrolü gerçekleştirilmiş ve uygulama sonuçları incelenmiştir.

Başka bir örnekte aynı yöntem kullanarak üç eksenli (3-D) hareket edebilen robot kolunun konum kontrolü simüle edilmiştir. Küresel robotun her bir ekseninin hareketi için eyleyici olarak PMDC motorları kullanılmıştır. Her iki kontrol uygulamasında kullanılan nötrozofik bulanık-PID denetleyicinin blok diyagramı Şekil 3.3'te verilmiştir. Şekilde 3.3'te, nötrozofik bulanık-PID denetleyicinin tasarım aşamasında, giriş değişkenleri e ve ce , iki ayrı bulanık çıkarım biriminde ayrı olarak değerlendirilir. e ve ce değişkenleri, NBMD birimlerinde T , I ve F üyelik fonksiyonları kullanılarak nötrozofikasyona (nötrozofik-bulanıklaştırma) tabi tutulurlar ve böylece giriş değişkenleri nötrozofik dereceler kazanırlar. Bu dereceler, bilinen BMD çıkarım

süreçlerinden geçirildikten sonra, kontrol çıkış işareti elde edilir. Daha sonra bu kontrol işareti, kontrol edilen sistemin yapısına bağlı olarak oransal, integral ve türev işlemlerden geçirilerek ve katsayılarla çarpılarak nörtrozofik bulanık-PID denetleyici çıkış işareti elde edilir. NBMD'nin iç yapısı ise Şekil 3.4'te görülmektedir.



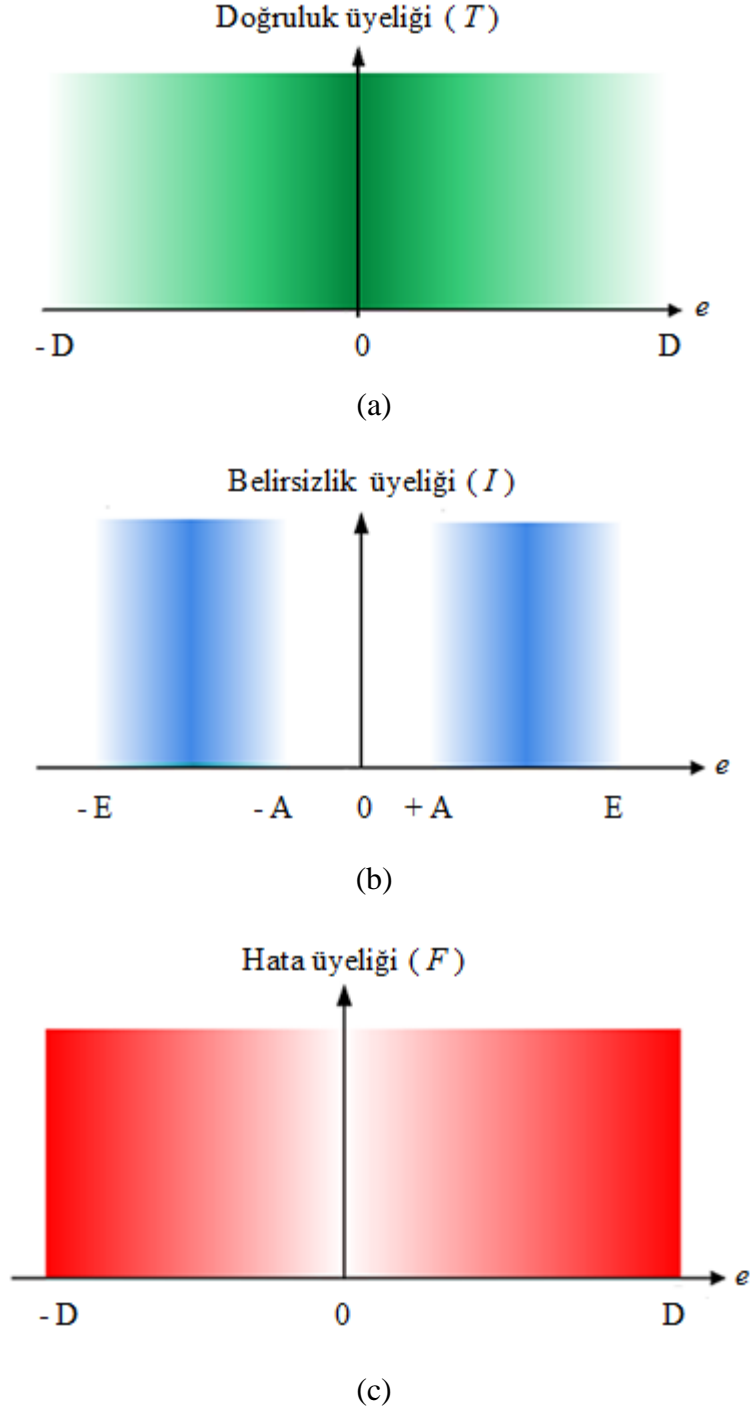
Şekil 3.3. Nörtrozofik bulanık-PID blok diyagramı



Şekil 3.4. NBMD'nin blok diyagramı

NBMD biriminde FIS, klasik BMD çıkarımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmayı diğerlerinden farklı kılan yenilik, giriş değişkenlerinin evrensel küme üzerindeki gruplanması nörtrozofik mantığa (T , I , F) dayanır. Bu nedenle FIS nörtrozofik mantığa göre dağıtılmış üyelik fonksiyon derecelerini dikkate alarak çıkarım yapar. Bu yaklaşımla, giriş değişkenlerinin genliğine göre evrensel kümede istenen bölgelerde (T ,

I , F bölgeleri) daha hassas grupta yaparak değerlendirilmesi hedeflenir. T , I ve F üyelik fonksiyonlarının grupta işlemdeki değişen renk yoğunluğu Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



Şekil 3.5. Giriş üyelik fonksiyonlarının nörtrozofik mantığa göre dağılımının renk yoğunluğu a) T b) I c) F üyelik fonksiyonu göre renk yoğunluğu

Şekil 3.5'ten de görüldüğü gibi, e veya ce evrensel kümesinde T üyelik fonksiyonuna göre renk yoğunluğu e veya ce değeri sıfıra yaklaştıkça artmaktadır. Dolayısıyla giriş üyelik fonksiyonunun sayısı ve dizilimi sıfıra yaklaştıkça artmaktadır. Aynı durum I ve F için kullanılan giriş üyelik fonksiyonları dağılımı için geçerlidir.

4. ARAŞTIRMA BULGULARI

Bu bölümde, üçüncü bölümde verilen yöntemlerin benzetim ve gerçek zamanlı çalışmaları yapılmıştır. İlk olarak, nötrozofik benzerlik ölçüsünü esas alan PID katsayı ayarlama yöntemi ile ilgili uygulamalar yapılmış, bu uygulamaları takiben nötrozofik bulanık-PID ve geleneksel bulanık-PID'lerin karşılaştırmaları gerçekleştirilmiştir.

4.1. Nötrozofik Benzerlik Ölçüsü Esaslı PID Katsayı Ayarlama Yöntemi ile İlgili Bulgular

4.1.1. Birinci uygulama örneği

Bu örnekte, önerilen yöntem Denklem 4.1'te verilen ikinci dereceden bir transfer fonksiyonuna uygulanmıştır.

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s+4)} \quad (4.1)$$

Öncelikle, birim geri beslemeli kapalı çevrimde klasik Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak kaba PID katsayıları $K_p = 7$, $K_i = 4$ ve $K_d = 2$ olarak bulunmuştur. Sonra benzerlik oranı arama algoritması çalıştırılmıştır. Arama algoritmasının alt ve üst arama limitleri olan Δ aralıkları aşağıda verildiği gibi seçilmiştir.

$$1 < K_p \leq 20$$

$$-20 \leq K_i \leq 20$$

$$-20 \leq K_d \leq 20$$

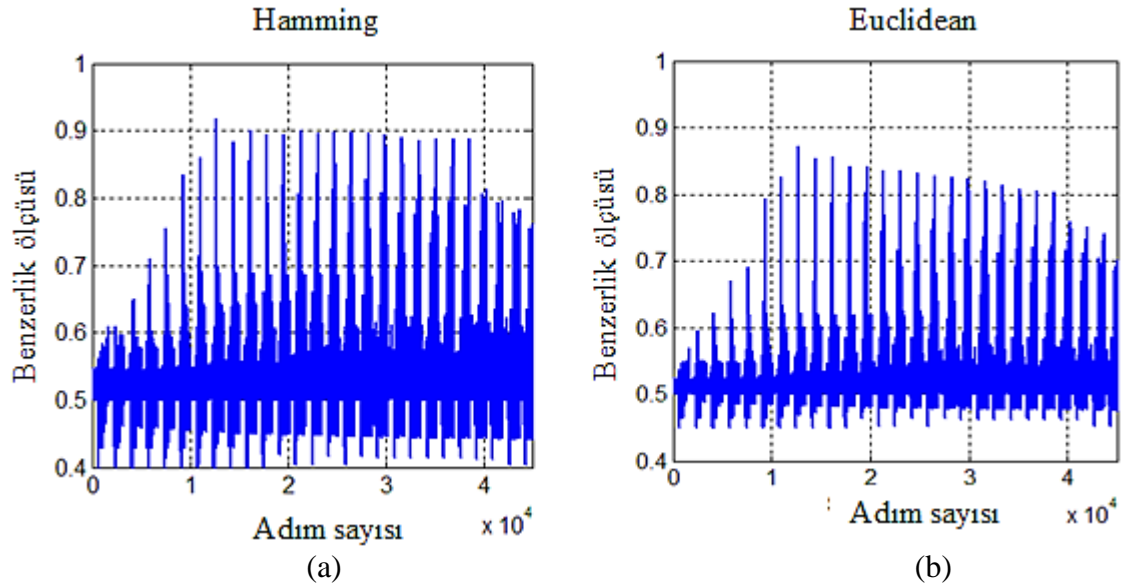
Katsayı arama döngüsünde artım miktarı +1 olarak alınmıştır ve 45387 adım mevcuttur. Program sonlandığında en büyük benzerlik oranı Hamming, Euclidean, Set-theoretic, Jaccard ve Dice benzerlik ölçüsü kriterlerinin tümünde benzerlik oranı

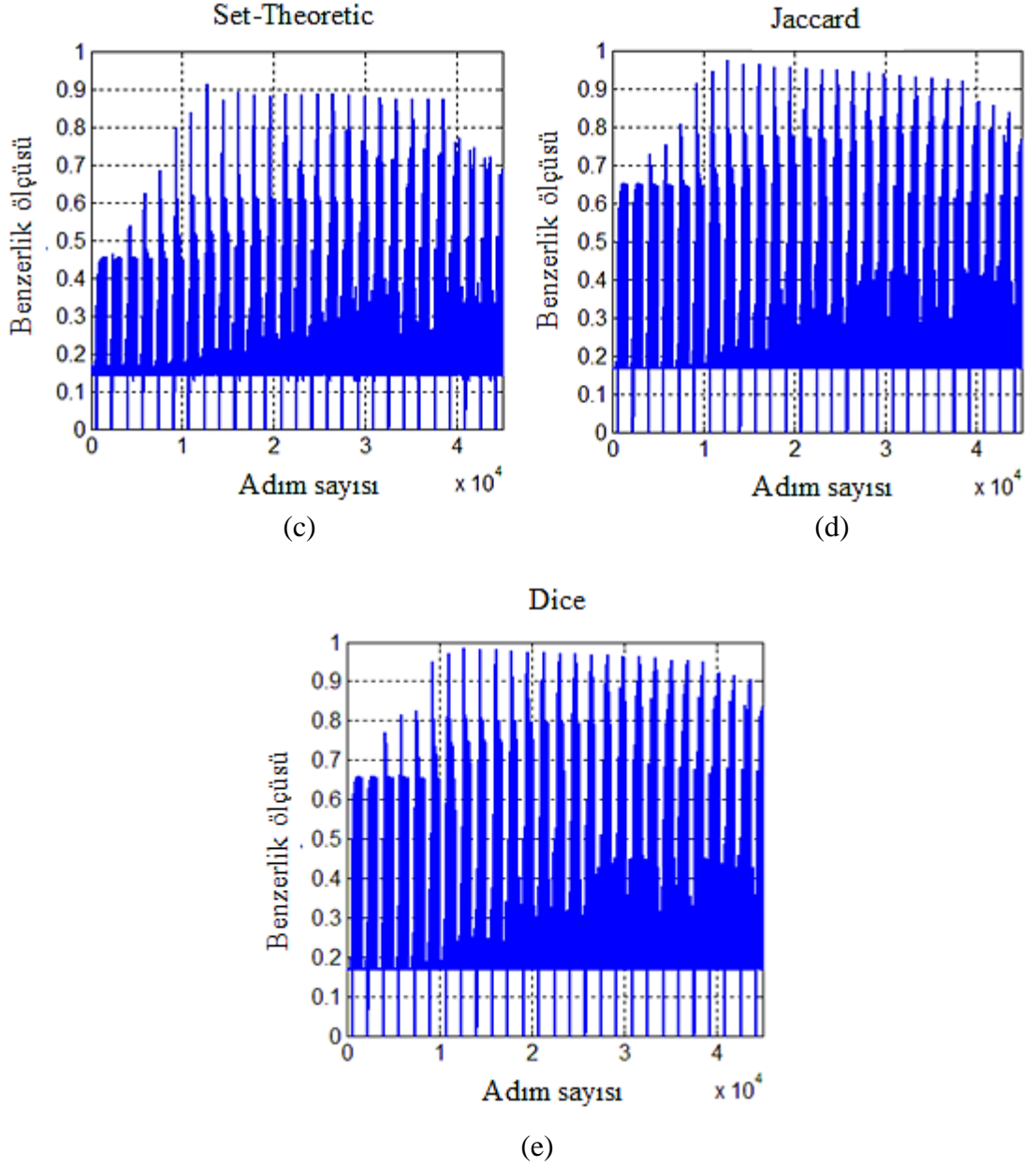
dizisindeki 12771 indisli dizi elemanında bulunmuştur. Bu durum Çizelge4.1’de [44] gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. SM yöntemlerine göre elde edilmiş sonuçlar [44]

Yöntem	$SM(A,B)$	Dizi Sırası	K_p	K_i	K_d
Hamming	0.9183	12771	8	8	1
Euclidean	0.8719	12771	8	8	1
Set-theoretic	0.911	12771	8	8	1
Jaccard	0.9729	12771	8	8	1
Dice	0.9855	12771	8	8	1

Benzerlik oranı ölçüm programındaki SM değişim grafiği Şekil 4.1’de görülmektedir.



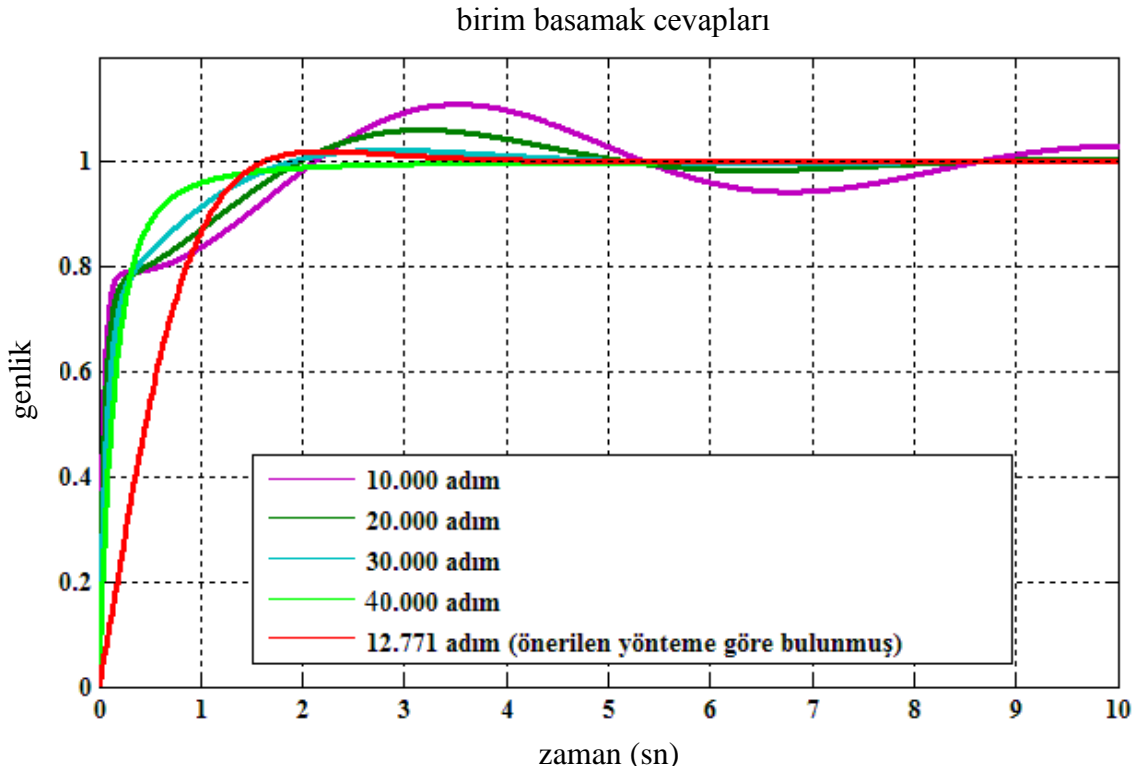


Şekil 4.1. Farklı SM benzerlik ölçüleri yaklaşımlarında SM değeri değişim grafikleri. a) Hamming. b) Euclidean. c) Set-Theoretic. d) Jaccard. e) Dice yöntemleri (Can [44]'den değiştirilerek alınmıştır)

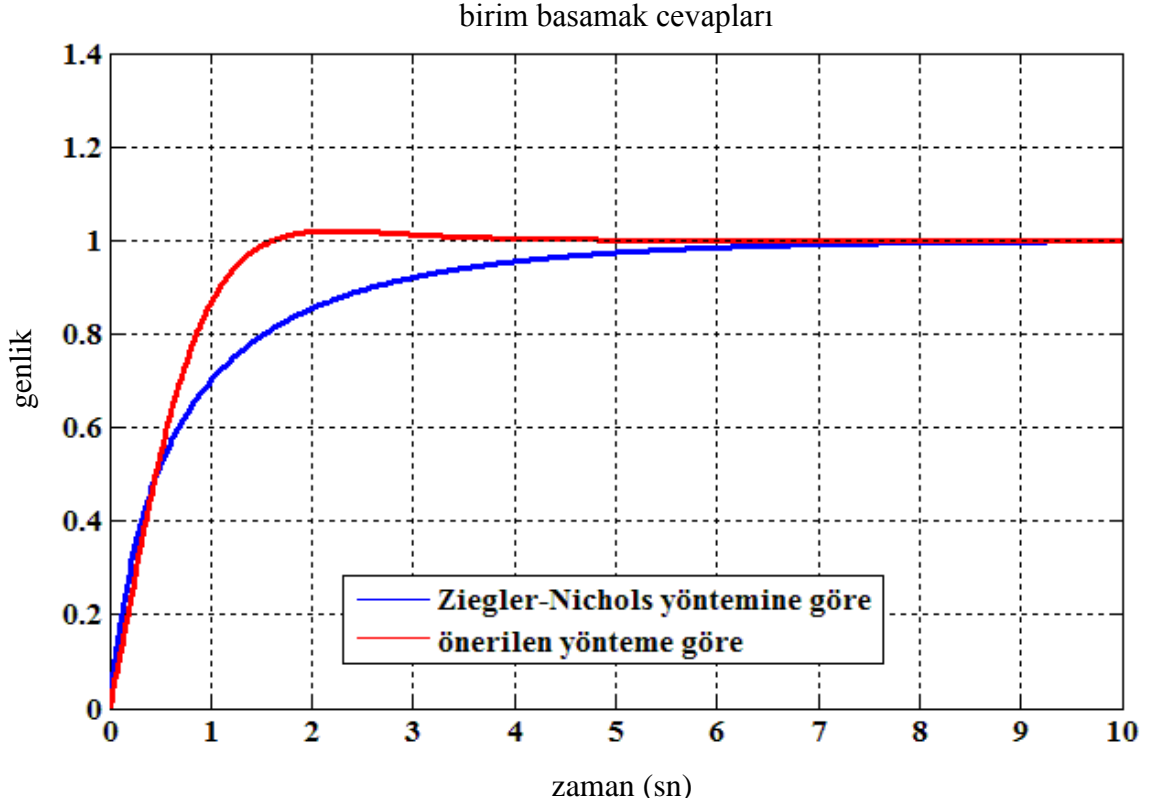
Çizelge 4.1'de tüm yöntemler K_p , K_i ve K_d katsayılarını aynı değerde bulmuşlardır. Fakat benzerlik oralarında farklılıklar mevcuttur. Şekil 4.1'de ve Çizelge 4.1'de en yüksek benzerlik oranı Dice yönteminde bulunmuştur. Şekil 4.1.e'de yaklaşık 10000. adımdan sonraki adımlarda Dice yöntemi %98'lik benzerlik oranını ile istenen

kriterle diğer yöntemlere göre daha çok yakalamıştır. Grafiklerden görüleceği üzere benzerlik oranını ikinci olarak yakalayan ise Jaccard yöntemidir.

Aşağıda verilen Şekil 4.2’de, katsayı arama algoritmasında her 10.000 adıma denk gelen K_p , K_i ve K_d değerlerine göre elde edilmiş değişik adımlardaki birim basamak cevapları verilmiştir. Bu grafikte 12771. adımdaki (Dice yöntemine göre en büyük SM değerinin elde edildiği) K_p , K_i ve K_d değerlerine göre bulunmuş birim basamak cevapları gösterilmektedir. Şekil 4.3’te ise Ziegler Nichols ve önerilen yöntemleri karşılaştırmak için, her iki yöntemde bulunan K_p , K_i ve K_d değerlerine karşılık sistemin birim basamak cevapları verilmiştir.



Şekil 4.2. Dice yöntemine göre katsayı arama algoritmasının her 10.000 adımdaki K_p , K_i ve K_d değerlerine göre elde edilmiş birim basamak cevapları



Şekil 4.3. Önerilen yöntem ve Ziegler-Nichols yöntemlerine bulunmuş K_p , K_i ve K_d değerlerine için sistemden alınmış birim basamak cevapları

Çizelge 4.2’de, Dice yöntemine göre bulunmuş K_p , K_i ve K_d değerleri için sistemin birim basamak cevabının nütrozifikasyonu sonucunda elde edilmiş ve kriterlerin derecelerini gösteren nütrozofik küme verilmiştir. Çizelge 4.2 [44] ve ideal nütrozofik kümeyi temsil eden Çizelge 2.4 karşılaştırıldığında, kriter derecelerinin yaklaşık olarak ideale eşit olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.2. Önerilen yönteme göre 12771. adımda elde edilmiş en büyük SM değerini sağlayan nütrozofik küme [44]

B	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6
g	(0.66,0,0)	(0.92,0,0)	(0.99,0,0)	(1,0,0)	(0.88,0,0)	(1,0,0)

Çizelge 4.3 [44] ise, Dice yöntemi ile bulunan K_p , K_i ve K_d katsayıları kullanılarak elde edilmiş birim basamak cevabının kriterlerini ve istenen değerleri göstermektedir. Bu değerler Şekil 3.1’deki ilgili oldukları üyelik fonksiyonlarına

karşılık gelen üyelik dereceleri bulunduğunda hepsinin T üyelik fonksiyonuna denk geldiği ve ağırlığının 1 değerine yaklaştığı görülmektedir.

Çizelge 4.3. En iyi K_p , K_i ve K_d değerlerine göre sistemden alınmış birim basamak cevabındaki kriter değerleri [44]

Birim basamak karakteristikleri	Bulunan değerler	İstenen değerler
Yükselme zamanı	1.0027	1.5
Sönümlenme zamanı	2.3000	2.5
% aşım oranı	2.0152	2
% ters aşım oranı	0	0.1
Tepe zamanı	2.2295	2
Kalıcı durum hatası	0	0

4.1.2. İkinci uygulama örneği

Bu uygulamada yukarıda verilen birinci uygulama örneğindeki gibi aynı üyelik fonksiyonları ve aynı algoritma kullanılmıştır. Bu örnekte kullanılan 3. dereceden transfer fonksiyonu Denklem 4.2’de verilmiştir.

$$G(s) = \frac{1}{s(s+1)(s+5)} \quad (4.2)$$

Bu uygulamada önce Ziegler-Nichols yöntemi ile PID denetleyici katsayıları $K_p = 18$, $K_i = 13$ ve $K_d = 6$ olarak bulunmuştur.

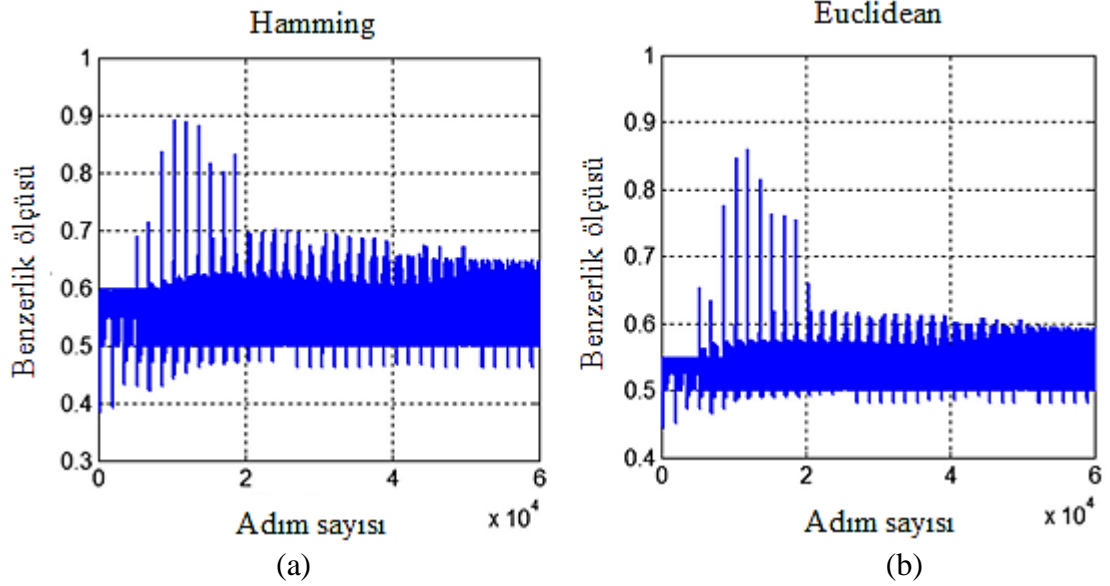
Benzerlik ölçüsü algoritmasındaki katsayı arama aralığı önceki uygulama ile aynı aralıktadır. Katsayı arama döngüsünde artım miktarı +1 olarak alınmıştır ve toplam 63878 adım mevcuttur. Program sonlandığında ise en büyük benzerlik oranı, Hamming, Set-theoretic benzerlik ölçüsü yöntemlerinde 10394 indisli dizi elemanında ve Euclidean, Jaccard ve Dice benzerlik ölçüsü yöntemlerinde ise 12076 indisli dizi elemanında bulunmuştur. Bu durum Çizelge 4.4’de [44] gösterilmiştir.

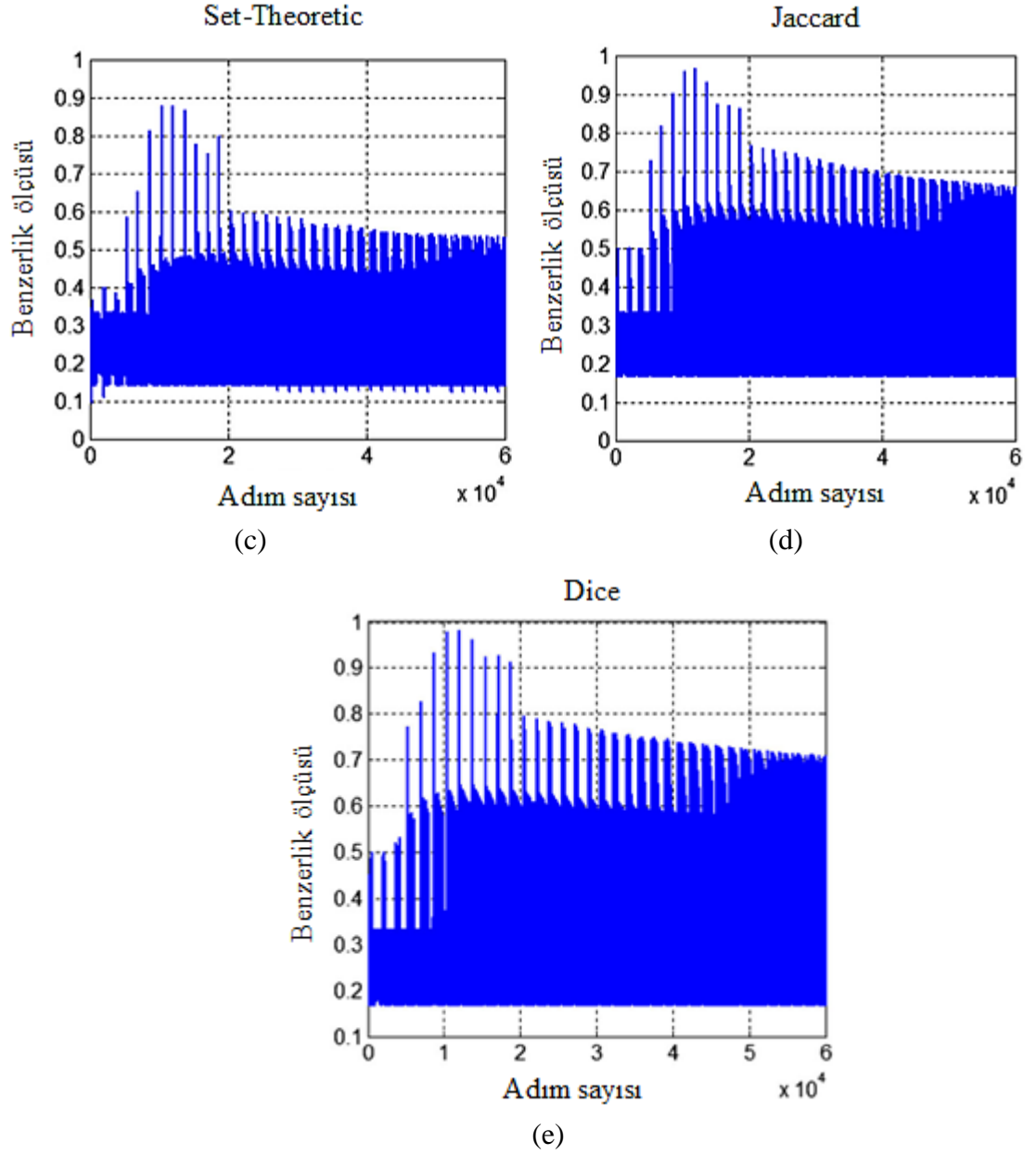
Çizelge 4.4. SM yöntemlerine göre bulunan sonuçlar [44]

Yöntem	$SM(A,B)$	Dizi Sırası	K_p	K_i	K_d
Hamming	0.8904	10394	7	0	6
Euclidean	0.8586	12076	8	0	7
Set-theoretic	0.8769	10394	7	0	6
Jaccard	0.9668	12076	8	0	7
Dice	0.9827	12076	8	0	7

Arama algoritmasında, adım sayısına göre SM değişiminin grafikleri Şekil 4.4'te gösterilmiştir.

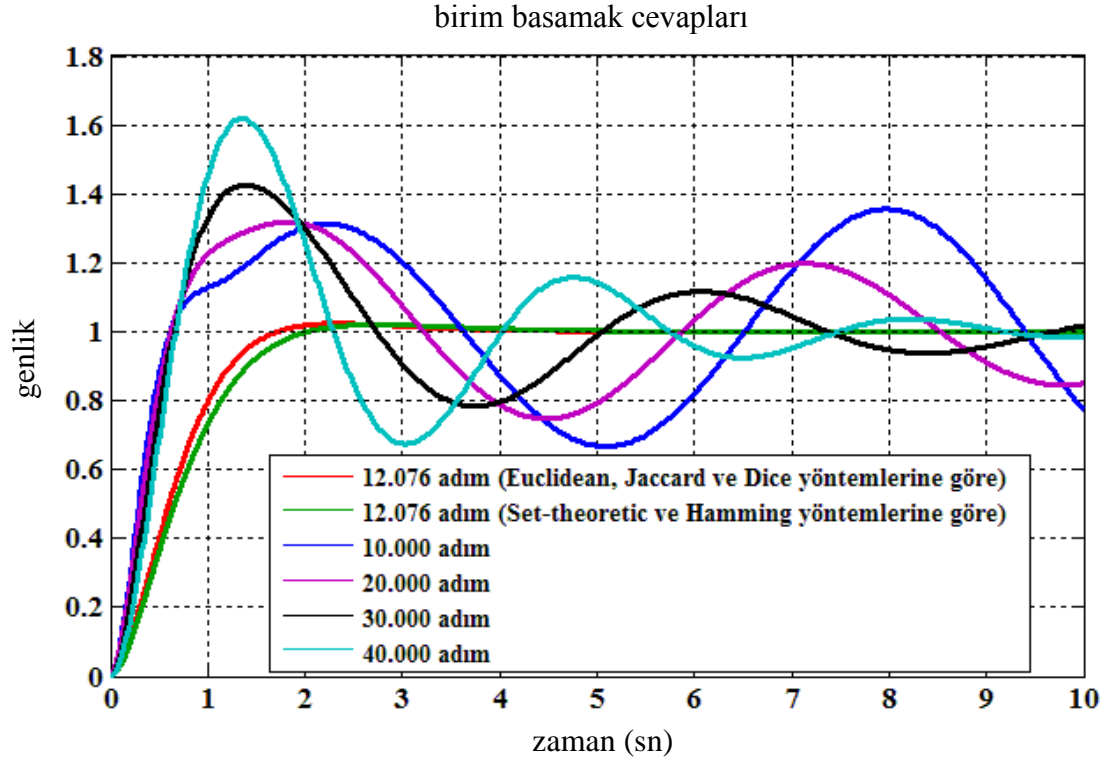
Çizelge 4.4'den görüldüğü gibi, Hamming ve Set-theoretic yöntemleri aynı denetleyici katsayılarını bulurken, Euclidean, Jaccard, ve Dice yöntemleri de kendi aralarında aynı denetleyici katsayılarını bulmuşlardır. Şekil 4.4'de ve Çizelge 4.4 incelendiğinde, bu örnekte de Dice yönteminin en yüksek benzerlik oranını sağladığı görülmüştür. Şekil 4.4'de yaklaşık 12000. adımdan sonraki adımlarda Dice yöntemi %98'lik benzerlik oranını diğer yöntemlere göre daha çok yakalamıştır. Grafiklerden görüleceği üzere benzerlik oranını en yüksek derecede ikinci olarak yakalayan yöntem ise önceki örnekte olduğu gibi Jaccard yöntemidir.



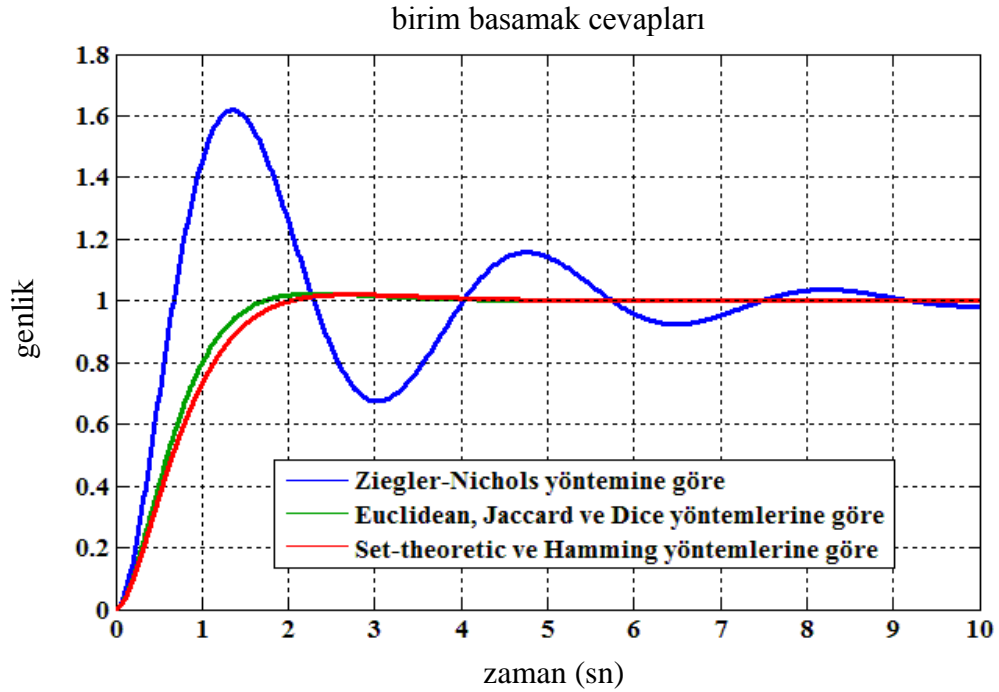


Şekil 4.4. SM değişim grafikleri. a) Hamming b) Euclidean c) Set-Theoretic d) Jaccard e) Dice yöntemleri (Can [44]'den değiştirilerek alınmıştır)

Aşağıda Şekil 4.5'te, katsayı arama algoritmasında Dice yöntemine göre her 10.000 adıma denk gelen K_p , K_i ve K_d değerlerine göre elde edilmiş değişik adımlardaki birim basamak cevapları çizilmiştir.



Şekil 4.5. Dice yöntemine göre katsayı arama algoritmasının her 10.000 adımdaki K_p , K_i ve K_d değerlerine göre elde edilmiş birim basamak cevapları (Can [44]'den değiştirilerek alınmıştır)



Şekil 4.6. Önerilen yöntem ve Ziegler-Nichols yöntemlerine göre bulunmuş K_p , K_i ve K_d değerleri için sistemin birim basamak cevapları (Can [44]'den değiştirilerek alınmıştır)

Şekil 4.5'teki eğriler, Dice yöntemine göre sırasıyla 10.000-60.000. adımlardaki sistem birim basamak cevaplarını göstermektedir. Şekilde kırmızı renkli eğri 10394. (Hamming ve Set-theoretic) ve yeşil renkli eğri ise 12076. (Euclidean, Jaccard ve Dice) adımlarındaki en iyi birim basamak cevaplarını göstermektedir. Şekil 4.6'da ise katsayıları Ziegler Nichols ve benzerlik ölçüsü yöntemlerine göre bulunmuş PID denetleyicinin çıkış cevaplarını karşılaştırmak için sistemin birim basamak cevapları çizilmiştir. En iyi sonuç yine nörtrozofik benzerlik ölçüsü ile bulunan denetleyici katsayılarında elde edilmiştir.

Çizelge 4.5. Set-theoretic ve Hamming yöntemlerine göre 10394. adımda bulunmuş en büyük SM değerini sağlayan nörtrozofik küme [44]

B	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6
g	(0.80,0,0)	(0.84,0,0)	(0.98,0,0)	(1,0,0)	(0.62,0,0)	(1,0,0)

Çizelge 4.6. Euclidean, Jaccard ve Dice yöntemlerine göre 12076. adımda bulunmuş en büyük SM değerini sağlayan nörtrozofik küme [44]

B	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6
g	(0.69,0,0)	(0.90,0,0)	(0.82,0,0)	(1,0,0)	(0.83,0,0)	(1,0,0)

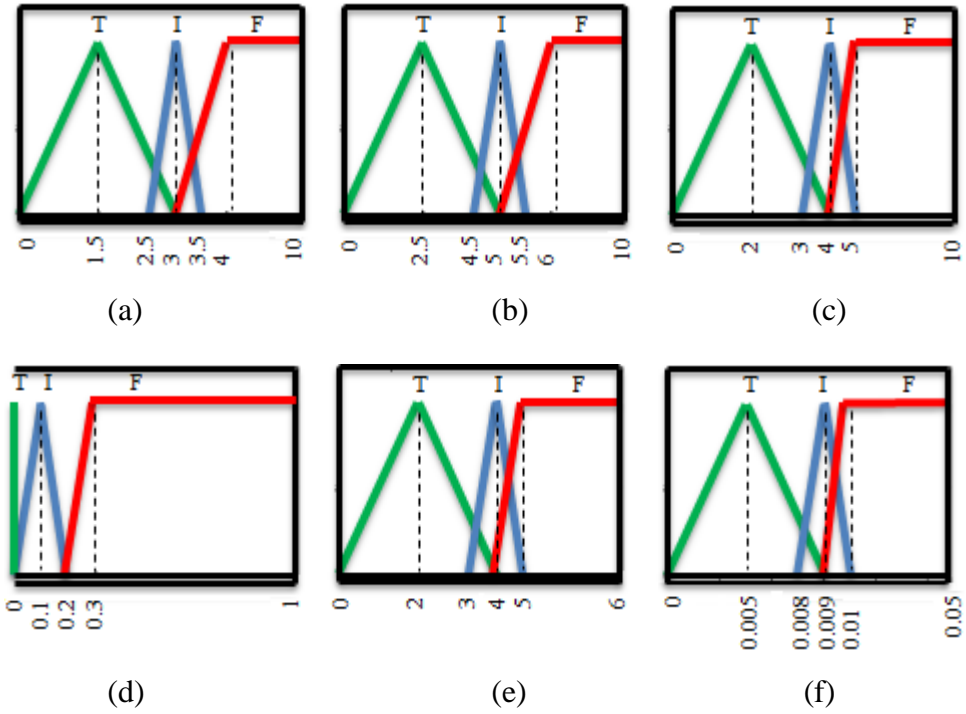
Çizelge 4.5'de Set-theoretic ve Hamming, Çizelge 4.6'da Euclidean, Jaccard, ve Dice yöntemine göre bulunmuş K_p , K_i ve K_d değerleri için sistemin birim basamak cevabının nörtrozofikasyonu sonucunda elde edilmiş nörtrozofik kümeler verilmiştir. Çizelge 4.5 [44] ve Çizelge 4.6 [44], ideal nörtrozofik kümeyi temsil eden Çizelge 2.4 karşılaştırıldığında, kriter derecelerinin ideale yaklaşık olarak eşit olduğu görülmektedir.

4.1.3. Nörtrozofik benzerlik ölçüsü ile PID katsayı ayarlama yönteminde üyelik fonksiyon çeşitlerinin PID denetleyiciye etkileri

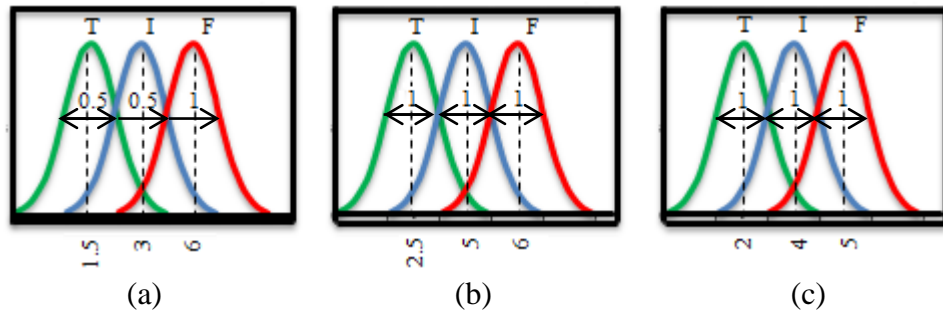
Bu kısımda, üçgen-trapezoid, Gauss eğrisi (Gaussian) ve çan eğrisi (bell) üyelik fonksiyonlarının nörtrozofik benzerlik ölçüsüne dayanan PID katsayı belirleme yönteminin sonuçları üzerindeki etkileri incelenmiştir. Doğru bir kıyaslama için, üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerindeki aralıkları tüm üyelik fonksiyonu çeşitleri için

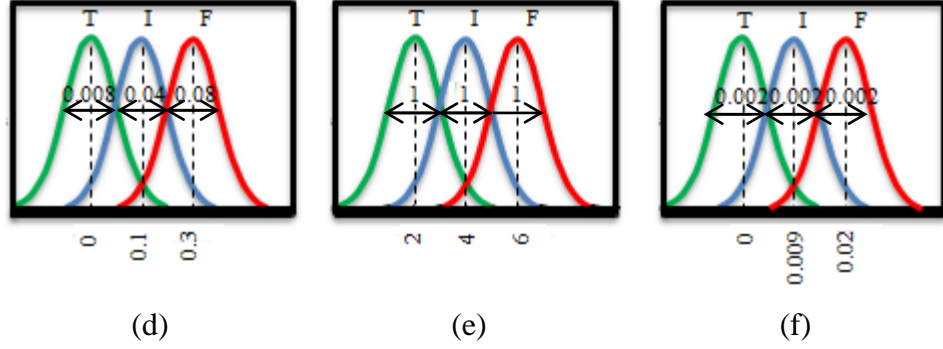
aynı seçilmiştir. Yükselme zamanı, sönümlenme zamanı, % aşım oranı, % ters aşım oranı, tepe zamanı ve kalıcı durum hatası değerleri belirleme kriterleri olarak alınmıştır. Benzetim çalışmasında Denklem 4.3 ile verilen 3. dereceden transfer fonksiyonu kullanılmıştır.

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+5)} \quad (4.3)$$

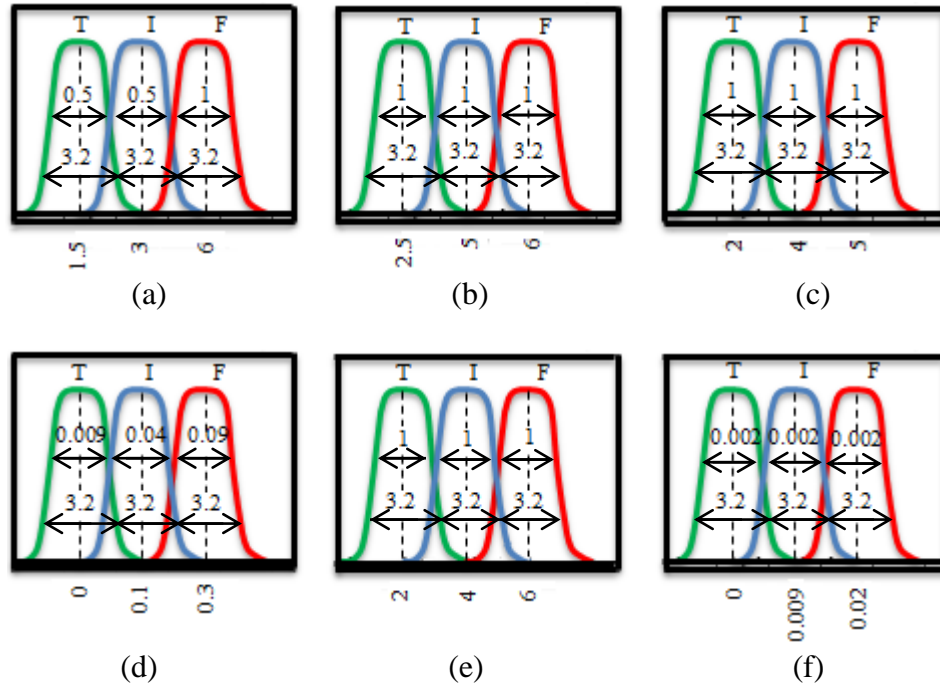


Şekil 4.7. Nötrozifikasyon işleminde kullanılan üçgen-trapezoid üyelik fonksiyonlarının evrensel küme aralıkları a) Yükselme zamanı b) Sönümlenme zamanı c) % aşım oranı d) % ters aşım oranı e) Tepe zamanı f) Kalıcı durum hatası





Şekil 4.8. Nötrozifikasyon işleminde kullanılan gauss eğrisi üyelik fonksiyonlarının evrensel kümedeki aralıkları a) Yükselme zamanı b) Sönümlenme zamanı c) % aşım oranı d) % ters aşım oranı e) Tepe zamanı f) Kalıcı durum hatası



Şekil 4.9. Nötrozifikasyon işleminde kullanılan çan eğrisi üyelik fonksiyonlarının evrensel kümedeki aralıkları a) Yükselme zamanı b) Sönümlenme zamanı c) % aşım oranı d) % ters aşım oranı e) Tepe zamanı f) Kalıcı durum hatası

Yukarıda Şekil 4.7-4.9'da verilen üyelik fonksiyonları ve farklı SM yöntemlerine göre elde edilmiş K_p , K_i ve K_d katsayıları ve SM sonuçları Çizelge 4.7'de verilmiştir. Bu katsayılar kullanılarak elde edilen PID denetleyicinin birim basamak cevabı kriterleri ve istenen kriterler Çizelge 4.8'de [7] karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur.

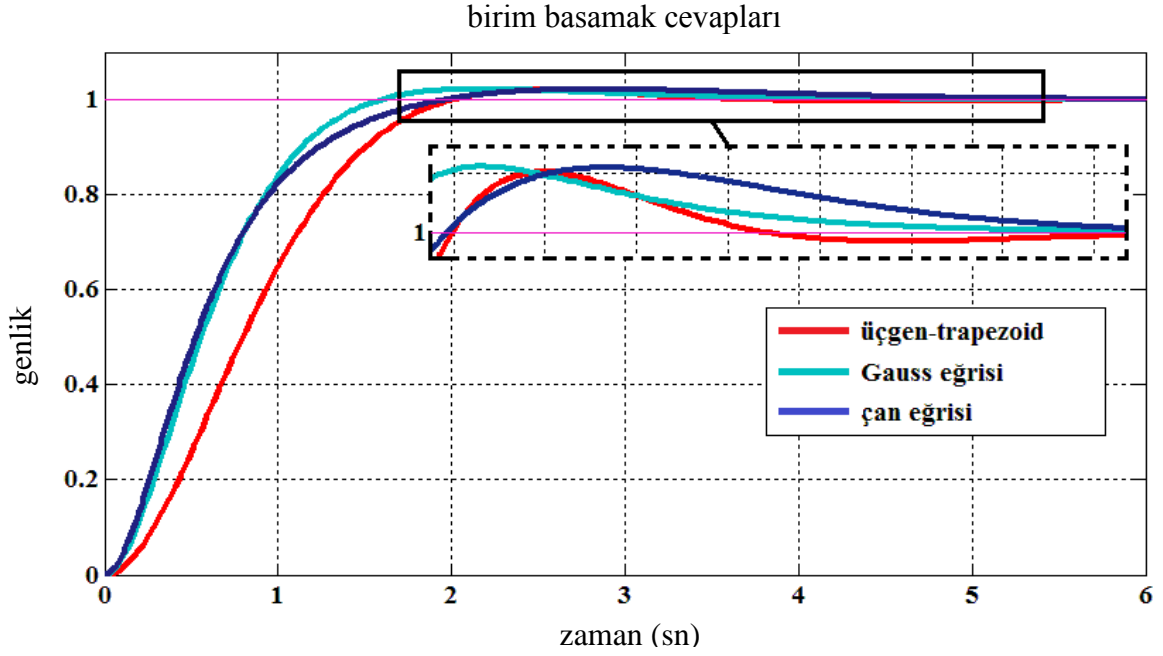
Çizelge 4.7. Farklı üyelik fonksiyonlarına göre bulunmuş PID katsayıları ve SM değerleri [7]

Üyelik fonk. çeşitleri	Benzerlik ölçüsü yöntemi	Farklı üyelik fonksiyonlarına göre elde edilmiş PID katsayıları			
		K_p	K_i	K_d	SM
Üçgen ve trapezoid	Hamming	22	18	3	0.9285
	Euclidean	22	18	3	0.8889
	Set-theoretic	22	18	3	0.9230
	Jaccard	21	17	2	0.9814
	Dice	22	18	3	0.9905
Gauss	Hamming	32	25	7	0.8627
	Euclidean	32	26	8	0.8223
	Set-theoretic	32	25	7	0.851
	Jaccard	32	26	8	0.9423
	Dice	32	26	8	0.9674
Çan	Hamming	31	26	9	0.9094
	Euclidean	31	26	9	0.8465
	Set-theoretic	31	26	9	0.9025
	Jaccard	31	26	10	0.9602
	Dice	31	26	10	0.9789

Çizelge 4.8. Birim basamak cevabı kriterleri göre üçgen ve trapezoid, Gauss ve çan eğrisi üyelik fonksiyonlarının karşılaştırılması [7]

Birim basamak kriterleri	İstenen kriter değerleri	Üyelik fonksiyonlarına göre elde edilmiş birim basamak cevabı kriterleri		
		Üyelik Fonksiyonları		
		Üçgen-Trapez	Guss eğrisi	Çan eğrisi
Yükselme zamanı	1.5	1.2178	0.9339	1.0199
		1.2139	0.9509	1.0695
Sönümlenme zamanı	2.5	2.5561	2.1620	2.9962
		2.6145	2.4288	3.1934
%Aşım oranı	2	2.0229	2.1976	2.2553
		2.1739	2.1944	2.1623
%Ters aşım oranı	0	0	0	0
		0	0	0
Tepe zamanı	2	2.4801	1.9626	2.5713
		2.4396	2.1508	2.8317
Kalıcı durum hatası	0	0	0	0
		0	0	0

Şekil 4.10'da, bulunmuş K_p , K_i ve K_d katsayıları kullanılarak elde edilen PID denetleyicinin birim basamak cevabı eğrileri verilmiştir.



Şekil 4.10. Farklı üyelik fonksiyonları kullanılarak elde edilmiş K_p , K_i ve K_d katsayılarına göre PID denetleyicinin birim basamak cevabı eğrileri

Şekil 4.10 ve Çizelge 4.8'deki sonuçlar birbirlerine yakın olmakla birlikte, üçgen-trapezoid üyelik fonksiyonu kullanılarak elde edilen sonuçlar, Gauss ve çan eğrisi üyelik fonksiyonu ile elde edilen sonuçlara göre aranan kriterleri elde etme bakımından daha iyidir.

4.2. Giriş Üyelik Fonksiyonlarının Evrensel Küme Üzerinde Nötrozofik Küme Yaklaşımı ile Gruplandırılmasını Esas Alan Bulanık PID Denetleyici ile İlgili Bulgular

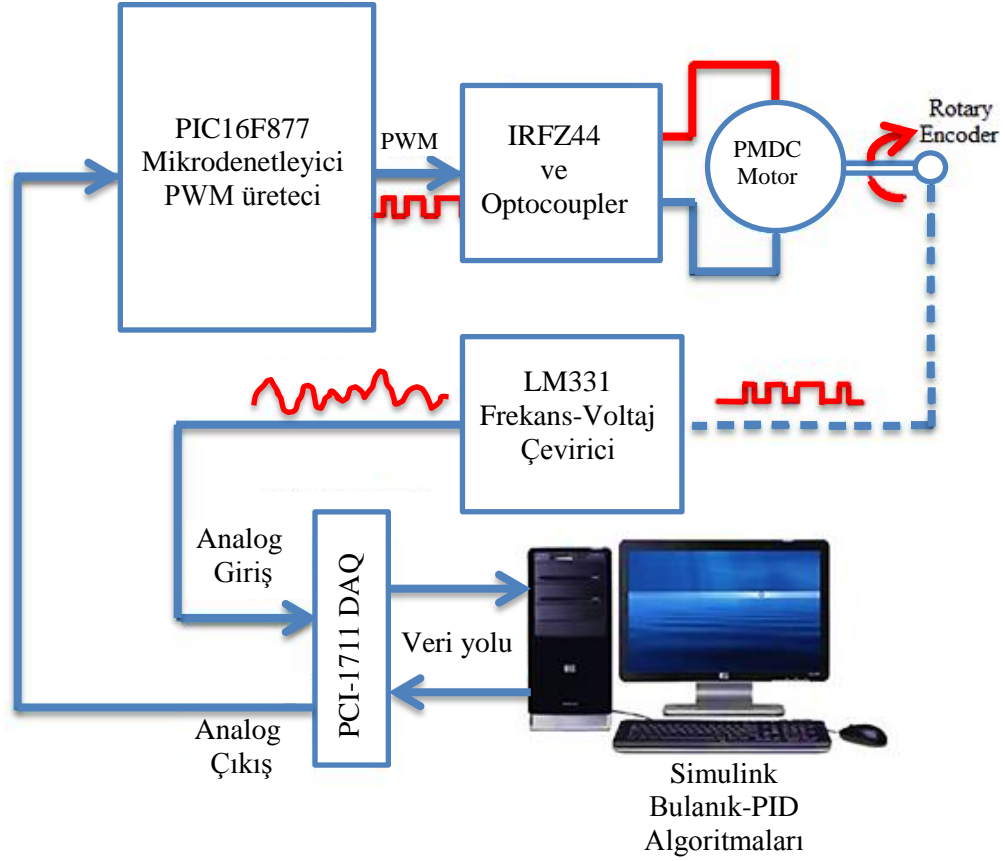
Bu kısımda, giriş değişkenlerinin evrensel küme üzerinde gruplandırılmasına dayanan nötrozofik bulanık-PID denetleyici tasarımının kontrol sonuçlarında sağlayacağı iyileşmeleri sunmak amacıyla, geleneksel bulanık-PID denetleyici ile karşılaştırılmalı benzetim ve gerçek zamanlı uygulamalar yapılmıştır. Birinci uygulama çalışmasında, nötrozofik bulanık-PID ve geleneksel bulanık-PID denetleyiciler PMDC

motorun hız kontrolünde Simulink blokları ve DAQ kartı kullanılarak gerçek zamanlı olarak karşılaştırılmışlardır.

İkinci uygulama örneğinde, Simulink programında geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyiciler, PMDC motorun konum kontrolü benzetim çalışması ile kıyaslanmışlardır. Ayrıca bu uygulamada, eksenlerinin her birinde PMDC motor kullanılan bir küresel bir robot kolunun konum kontrolü, değişken motor ataleti değerlerinde denenmiştir. Elde edilen sonuçlar grafiklerle karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur.

4.2.1. Gerçek zamanlı PMDC motor hız kontrol uygulaması

Bu kısımda, nötrozofik bulanık-PID ve geleneksel bulanık-PID denetleyiciler, doğru akım motorunun hız kontrolüne PCI-1711 DAQ veri toplama kartı kullanılarak gerçek zamanlı olarak uygulanmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Uygulamalarda farklı K_p , K_i ve K_d değerleri kullanılmıştır. Ayrıca, ce evrensel küme aralığının denetleyici performansına etkisini görmek için [0.1, -0.1] ve [0.2, -0.2] aralıklarında uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Bu uygulamadaki testleri gerçekleştirmede kullanılan test düzeneğin blok şeması Şekil 4.11’de verilmiştir.

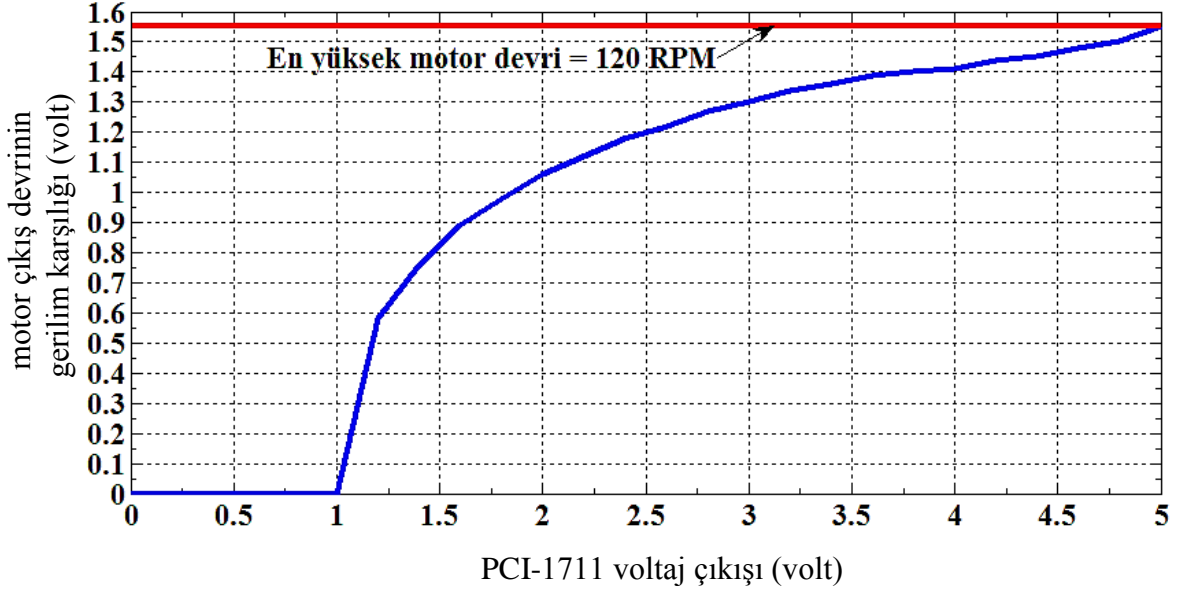


Şekil 4.11. Gerçek zamanlı hız kontrolü uygulamasında kullanılan deney düzeneğinin blok gösterimi

Deneyisel çalışmalarda, doğru akım motorunun rotoruna bir turda 200 pals çıkış veren artımsal (incremental) rotary enkoder kuple edilmiştir. Enkoderden alınan palsler, LM331 frekans-voltaj çeviri kullanılarak analog gerilime dönüştürülmüştür. Bu analog gerilim PCI-1711 DAQ'nun analog girişi ile gerçek zamanlı olarak ölçülmüştür. Ölçülen bu gerilim değeri, sistem çıkışı ve aynı zamanda Simulink'te koşturulan algoritmalar için geri besleme sinyalidir. Kontrol algoritmalarınca üretilen kontrol sinyalleri, PCI-1711 DAQ'nun analog çıkış kanalı ile PIC16F877 mikrodnetleyiciye gönderilmiştir. Bu düzende PIC mikrodnetleyici basitçe PWM üretici olarak kullanılmıştır. Mikrodnetleyici, kontrol sinyalinin analog değerini 0-5 Volt arasında okuyup, %0 - %100 PWM saykılına göre CCP1 (PWM1 çıkışı) ayağına ve oradan IRFZ44 mosfet sürücüsüne göndermektedir. Böylece DC motor hızı ayarlanır.

Deney düzeneğinde, doğru akım motorunun voltaj-hız karakteristiğini elde etmek için, PCI-1711 DAQ'nun analog çıkışından mikrodnetleyici analog girişine

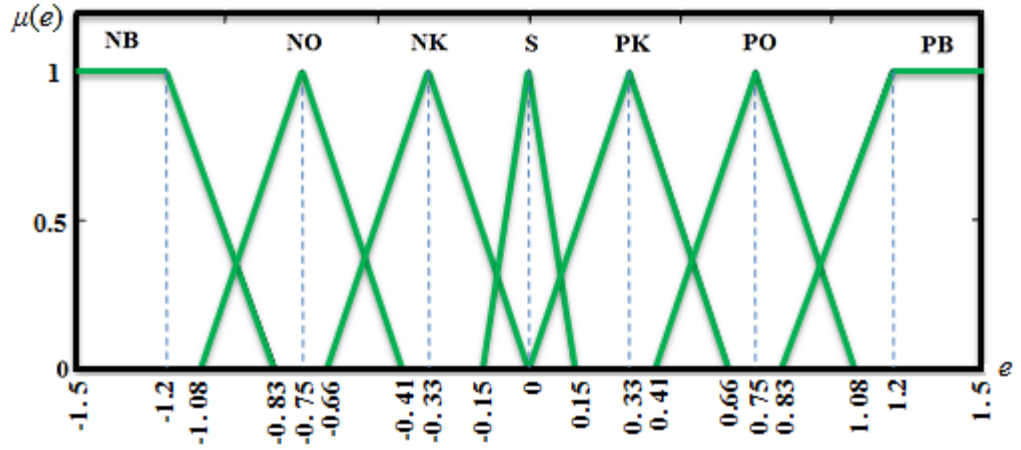
doğrusal olarak artan gerilim uygulanmış ve aşağıdaki Şekil 4.12’de gösterilen motor hız grafiği elde edilmiştir.



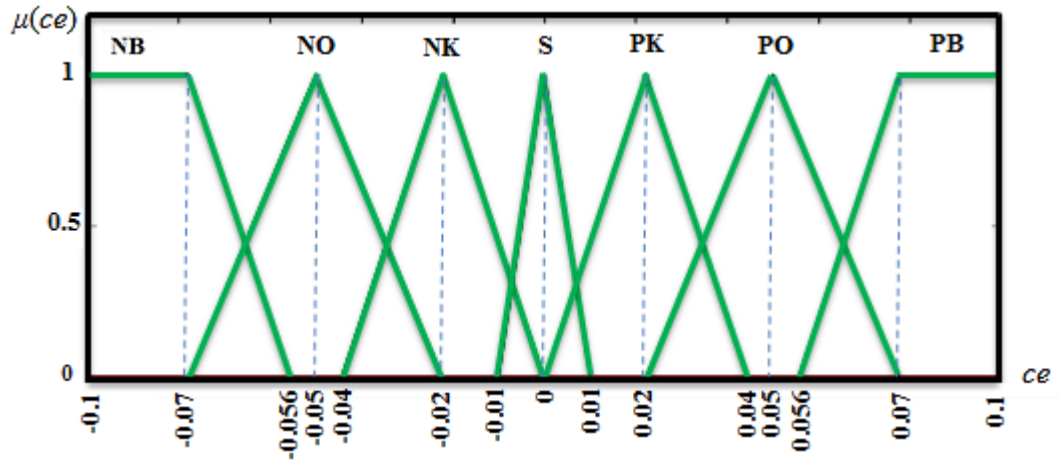
Şekil 4.12. Gerilimin doğrusal olarak artması durumunda motor devrinin değişim grafiği

Yukarıdaki grafikte yatay eksen motorun hızını değiştiren DAQ kartından alınan gerilimi gösterir. Dikey eksen ise motorun dönüş hızından alınan gerilime denk düşmektedir. Yatay ekseninde motor hızı 0-5 Volt arasında değiştirilmiş, buna karşılık mavi ile çizilen motor çıkış hız grafiği bulunmuştur. Grafikten de görüleceği gibi, en yüksek motor hız gerilimine karşılık motor hız çıkış gerilimi 1.55 Volt yani 120 rpm olmaktadır.

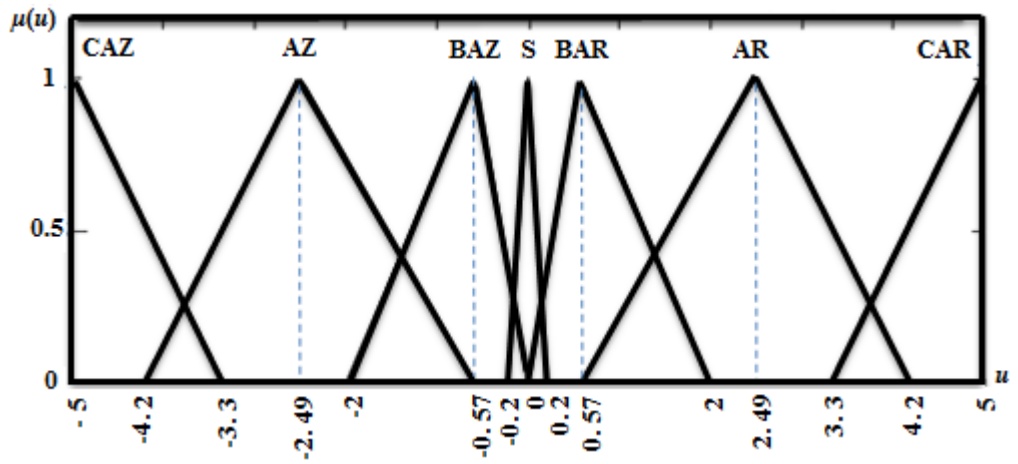
Bu uygulama örneğinde kullanılan geleneksel bulanık-PID denetleyicinin giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları Şekil 4.13’de ve tasarımda kullanılan kurallar Çizelge 4.9’da verilmiştir.



(a)



(b)



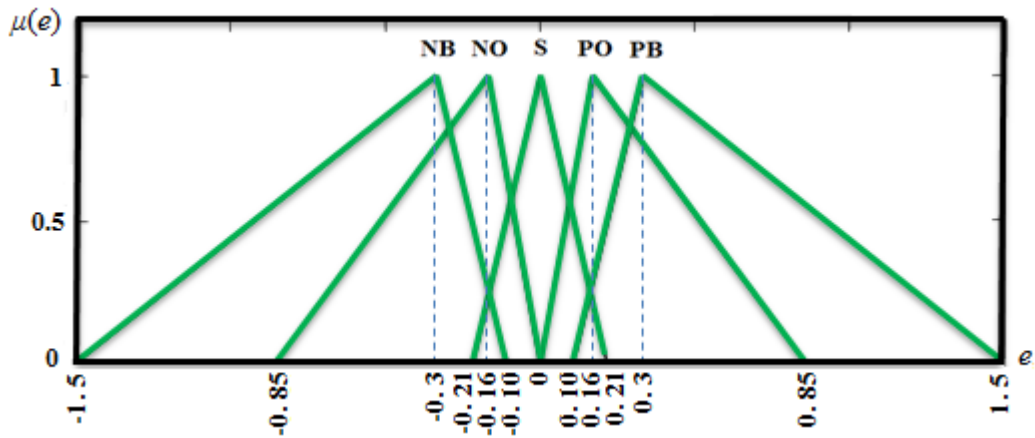
(c)

Şekil 4.13. Geleneksel bulanık-PID'ye ait giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları a) Hata e b) Hatanın değişimi ce c) Bulanık-PID denetleyici çıkışı (u)

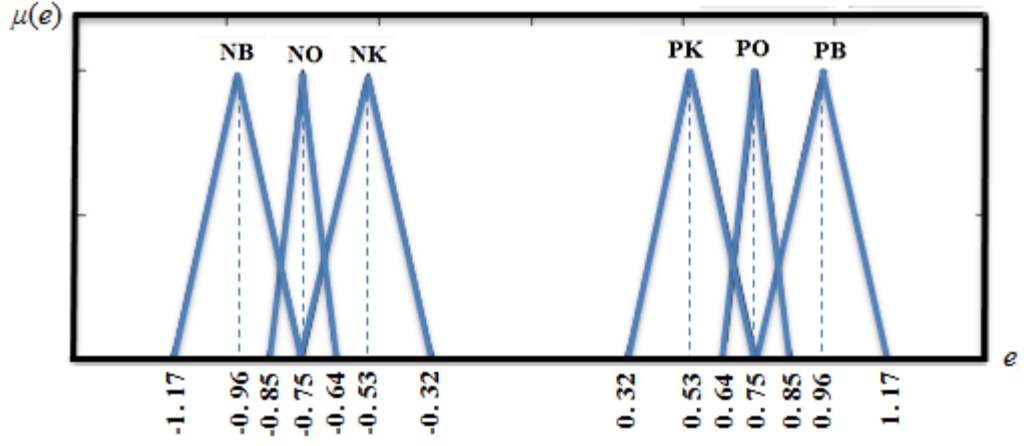
Çizelge 4.9. Geleneksel bulanık-PID’de kullanılan kurallar

		<i>ce</i>						
		NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
<i>e</i>	NB	CAZ	CAZ	CAZ	CAZ	AZ	BAZ	S
	NO	CAZ	CAZ	CAZ	AZ	BAZ	S	BAR
	NK	CAZ	CAZ	AZ	BAZ	S	BAR	BAR
	S	CAZ	AZ	BAZ	S	BAR	BAR	AR
	PK	AZ	BAZ	S	BAR	BAR	AR	CAR
	PO	BAZ	S	BAR	BAR	AR	CAR	CAR
	PB	S	BAR	BAR	AR	CAR	CAR	CAR

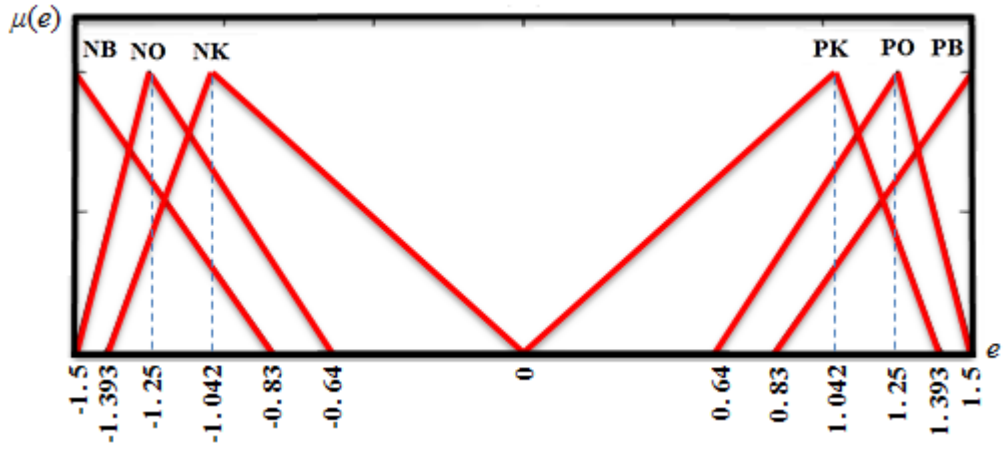
Nötrozofik bulanık-PID denetleyici tasarımında, e ve ce giriş değişkenleri T , I ve F üyelik değerleri kullanılarak gruplandırılmıştır. Bu gruplandırma yapılırken, e ve ce 'nin evrensel küme üzerinde sıfıra yakın olduğu yerlerde T , evrensel kümenin orta bölgelerinde I ve sıfırdan en uzak bölgelerde ise F üyelik yoğunluğu artacak şekilde olması sağlanmıştır. Bulanık çıkarım işlemlerinde bu gruplandırmalara göre kurallar oluşturulmuştur. Nötrozofik bulanık-PID’de e girişi için kullanılan T , I ve F üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerindeki gruplandırılması ve sözel etiketleri Şekil 4.14’de verilmiştir. ce girişi için kullanılan üyelik fonksiyonlarının Şekil 4.14’den farkı, evrensel küme aralıklarıdır.



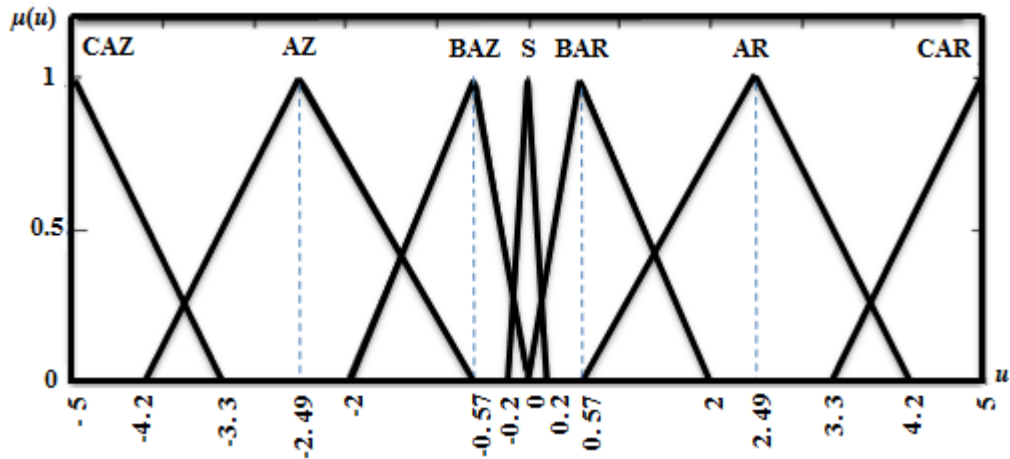
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.14. T , I ve F üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerinde gruplandırılması ve sözel etiketleri. a) T , b) I , c) F için üyelik fonksiyonları dağılımları d) Çıkış üyelik fonksiyonları

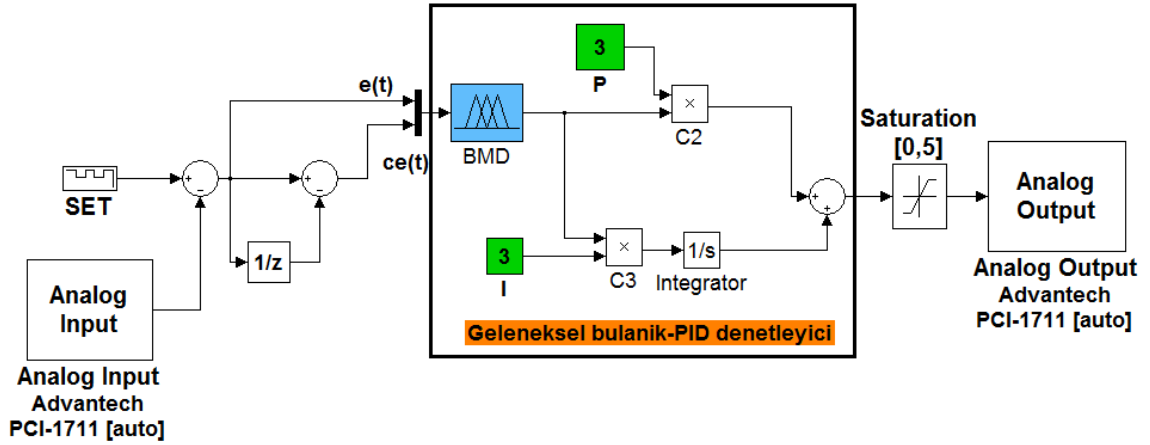
Şekil 4.13' ve Şekil 4.14'deki giriş üyelik fonksiyonlarında NB, NO, NK, S, PK, PO ve PB kısaltmaları sırasıyla, “Negatif Büyük”, “Negatif Orta”, “Negatif Küçük”, “Sıfır”, “Pozitif Küçük”, “Pozitif Orta”, “Pozitif Büyük” sözel etiketleri ifade etmektedir. Nötrozofik bulanık-PID denetleyicide e ve ce giriş değişkenlerini değerlendiren birimlerin her birinde aynı giriş, çıkış üyelik fonksiyonları ve aynı kurallar kullanılmıştır.

Nötrozofik bulanık-PID denetleyicide Çizelge 4.10'da verilen kural tablosu kullanılmıştır. Çizelge 4.14'te ve çıkış üyelik fonksiyonlarında kullanılan CAZ, AZ, BAZ, S, BAR, AR, CAR kısaltmalar sırasıyla “Çok Azalt”, “Azalt”, “Biraz Azalt”, “Sıfır”, “Biraz Artır”, “Artır” ve “Çok Artır” sözel etiketlerini temsil etmektedir. e_T , e_I ve e_F sırasıyla doğruluk, belirsizlik ve yanlışlık evrensel kümelerini ifade etmektedir.

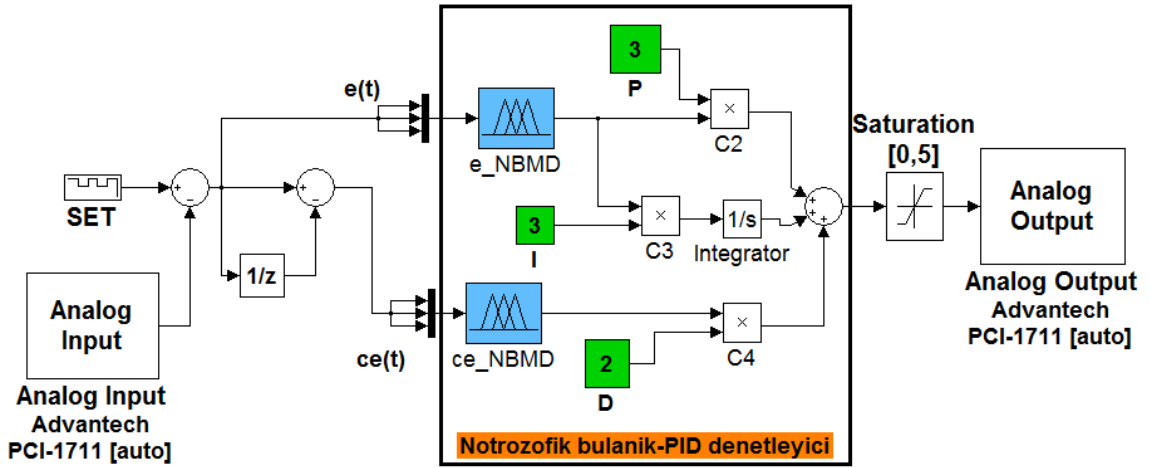
Çizelge 4.10. Nötrozofik bulanık-PID denetleyicide kullanılan kurallar

-
1. If (e_T is S) or (e_F is PK) then (output1 is S)
 2. If (e_T is S) or (e_F is NK) then (output1 is S)
 3. If (e_T is PO) or (e_F is PK) then (output1 is BAR)
 4. If (e_T is NO) or (e_F is NK) then (output1 is BAZ)
 5. If (e_T is PO) or (e_I is PK) or (e_F is PK) then (output1 is BAR)
 6. If (e_T is NO) or (e_I is NK) or (e_F is NK) then (output1 is BAZ)
 7. If (e_T is PB) or (e_I is PK) or (e_F is PK) then (output1 is BAR)
 8. If (e_T is NB) or (e_I is NK) or (e_F is NK) then (output1 is BAZ)
 9. If (e_T is PB) or (e_I is PO) or (e_F is PK) then (output1 is ART)
 10. If (e_T is NB) or (e_I is NO) or (e_F is NK) then (output1 is AZ)
 11. If (e_T is PB) or (e_I is PB) or (e_F is PO) then (output1 is ART)
 12. If (e_T is NB) or (e_I is NB) or (e_F is NO) then (output1 is AZ)
 13. If (e_T is PB) or (e_I is PB) or (e_F is PO) then (output1 is AR)
 14. If (e_T is NB) or (e_I is NB) or (e_F is NO) then (output1 is AZ)
 15. If (e_T is PB) or (e_F is PO) then (output1 is CAR)
 16. If (e_T is NB) or (e_F is NO) then (output1 is CAZ)
 17. If (e_T is PB) or (e_F is PB) then (output1 is CAR)
 18. If (e_T is NB) or (e_F is NB) then (output1 is CAZ)
 19. If (e_F is PB) then (output1 is CAR)
 20. If (e_F is NB) then (output1 is CAZ)
-

Gerçek zamanlı PMDC motor hız kontrolü için tasarlanan geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin kontrol blokları Simulink'te oluşturulmuştur. Bu bloklar kullanılarak motor hızı gerçek zamanlı olarak kontrol edilmiştir. Kullanılan blok diyagramları Şekil 4.15'de görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 4.15. Denetleyicilerin Simulink'deki blok diyagramları a) Bulanık-PID denetleyici b) Nötrozofik bulanık-PID denetleyici

Şekil 4.15'deki kontrol bloklarında, motor hız değeri DAQ kartı ile anlık olarak alınmaktadır. Anlık motor hız değeri ile hız set değerinin farkı alınarak e hata değeri hesaplanır. Hatanın türevi alınır ve ce değeri elde edilir. e ve ce değerleri blok diyagramlardaki bulanık mantık birimlerinde işlenip bulanık birimlerin kontrol çıkış işaretleri elde edilir. Şekil 4.15.a'da BMD çıkışındaki kontrol işareti K_p oransal katsayısı ile çarpılır, yine bu kontrol işareti K_i integral katsayısı ile çarpılıp integral işleminden geçirilir. Sonra bu iki işlem sonuçları toplanırlar ve bulanık-PID denetleyicinin kontrol

işareti elde edilir. Burada türevsel işlem (K_d) kullanılmamıştır. Çünkü BMD girişine hatanın türevi ce gelmekte ve bu birimde değerlendirilmektedir.

Şekil 4.15.b'de, e ve ce için, üyelik fonksiyonları nötrozofik mantığa göre düzenlenmiş, iki ayrı BMD birimi bulunmaktadır. e bulanık biriminin çıkışı oransal ve integral işlemlerine tabi tutulur ve sırayla K_p ve K_i ile çarpılırlar. ce bulanık biriminin çıkışı ise K_d çarpanı ile türevsel işlemden geçirilir. Elde edilen işaretler toplanır ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicinin çıkış kontrol işareti elde edilir. Şekil 4.15.a ve Şekil 4.15.b'deki bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin kontrol sinyalleri DAQ kartı ile motor sürücüsüne uygulanarak motor hızı PWM sinyali ile kontrol edilir.

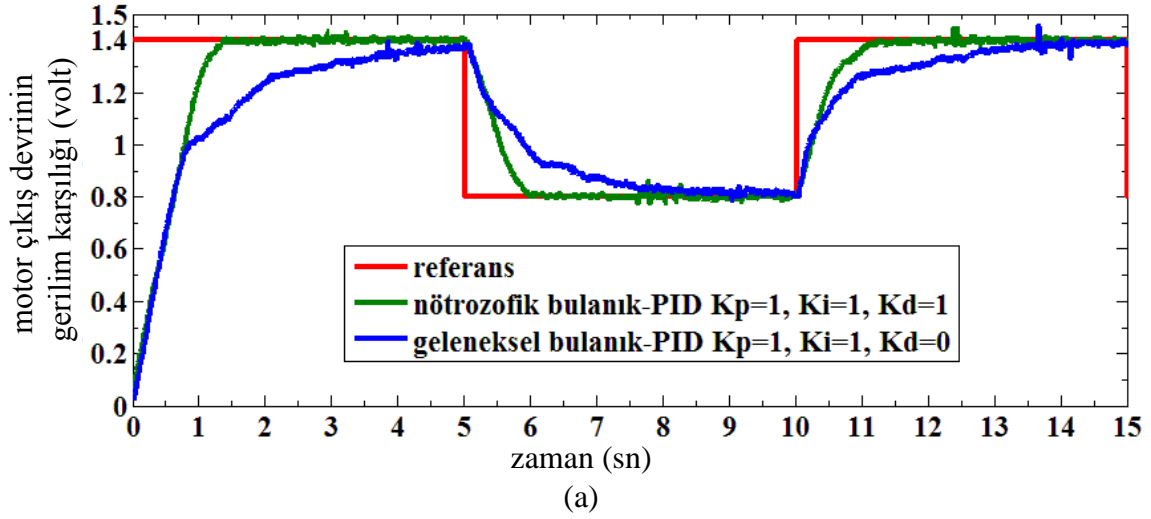
Deneylerde, denetleyici performansının e 'nin evrensel küme sınırlarının değişimine göre olumlu veya olumsuz etkilendiği görülmüştür. e 'nin evrensel küme aralığının gereğinden büyük seçilmesi durumunda denetleyici kazancı azalmakta, bu durumda sistemin çıkış cevabı yavaşlamakta ve büyük oranda kalıcı durum hataları oluşturmaktadır. e 'nin evrensel küme aralığının gereğinden daha küçük seçilmesi durumunda ise sistem çıkışı hızlanmakta fakat salınımlar oluşmaktadır. Bu ise denetleyici kazancının artmasını işaret etmektedir. Ayrıca kazancın artması sistem çıkışının çevresel etkilerden kaynaklanacak en az bir değişimde olumsuz etkileneceğini işaret eder [114].

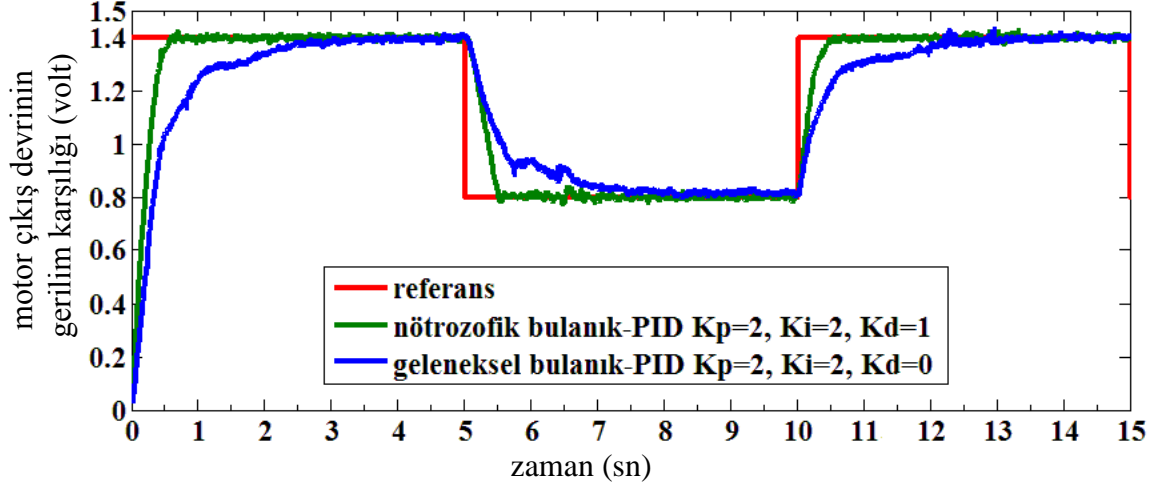
Aynı şekilde, BMD tasarımında ce 'nin evrensel küme aralığının seçimi de önemlidir. ce aralığının büyük seçilmesi durumunda sistem çıkış cevabı hızlanmaktadır. Bu PD denetleyicideki K_d katsayısının düşürülmesi anlamına gelmektedir. ce için kullanılan evrensel küme aralığının küçük alınması durumunda ise sistem çıkış cevabı yavaşlamaktadır ve kalıcı durum hatası büyümektedir. Bu durum ise PD denetleyicide K_d katsayısının artırılmasına karşılık gelmektedir [114]. Bu durumlar denetleyicinin daha iyi çalışması için her giriş değişkeninin evrensel küme sınırlarının doğru seçilmesinin önemini göstermektedir.

Yukarıda anlatılan durumları test etmek için, ce 'nin evrensel küme sınırları değiştirilerek önerilen yöntem ile geleneksel bulanık-PID denetleyici çıkış cevapları karşılaştırılmıştır. Hatanın değişimi diğer bir ifade ile hatanın ivmesi anlamına gelir. Bu ivmedeki değişim ise kontrol edilen sistemin ataleti ile ilgilidir. Dolayısıyla önceden

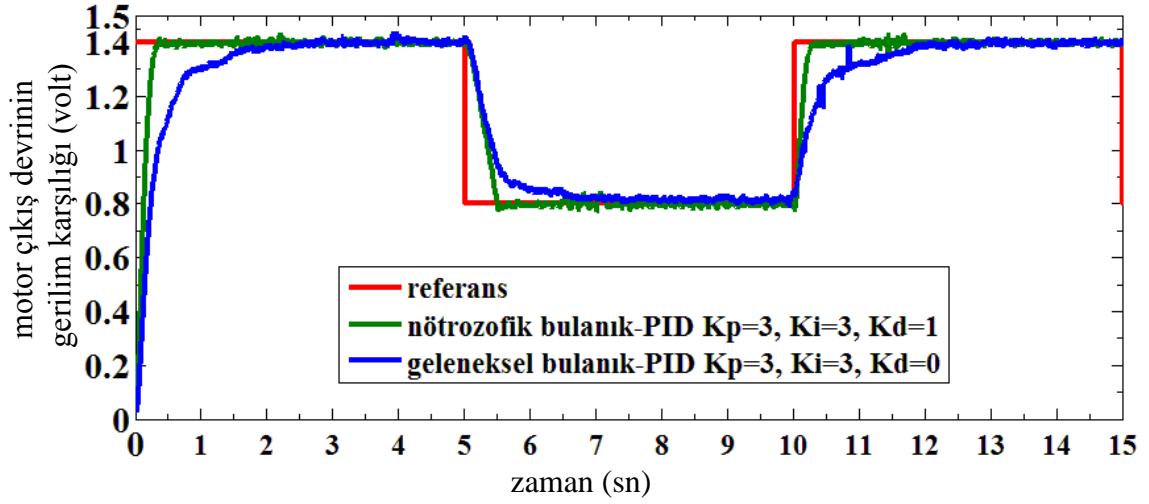
belirlenen ce evrensel küme alt ve üst sınırları gerçek sistemin evrensel küme aralığını iyi derecede belirlemeyebilir. Dolayısıyla, ce 'nin evrensel küme aralığının seçimi geleneksel bulanık-PID ve nörtrozofik bulanık-PID denetleyici performansını etkileyecektir. Bir sistemde e girişi, çıkış ile giriş arasındaki hata olduğundan ve kontrol edilen sistemin maksimum ve minimum çalışma aralığı bilindiğinden, e 'nin evrensel küme aralığı kolaylıkla belirlenebilir. Bu sebeple Şekil 4.12'deki ölçüm verileri doğrultusunda 120 rpm'ye karşılık çıkış gerilimi 1.5 Volt olduğundan, bulanık-PID ve nörtrozofik bulanık-PID denetleyicilerde e 'nin evrensel küme aralığı $[-1.5, 1.5]$ olarak alınmıştır. Uygulama sırasında sadece ce 'nin evrensel küme sınırları değiştirildiğinden denetleyicilerin bu değişime karşı duyarlılıkları test edilmek istenmiştir.

Aşağıdaki Şekil 4.16'da ce 'nin evrensel küme aralığının $[0.1, -0.1]$ olduğu aralıklar için farklı K_p , K_i ve K_d değerleri kullanılarak bulunan sonuçlar verilmiştir.

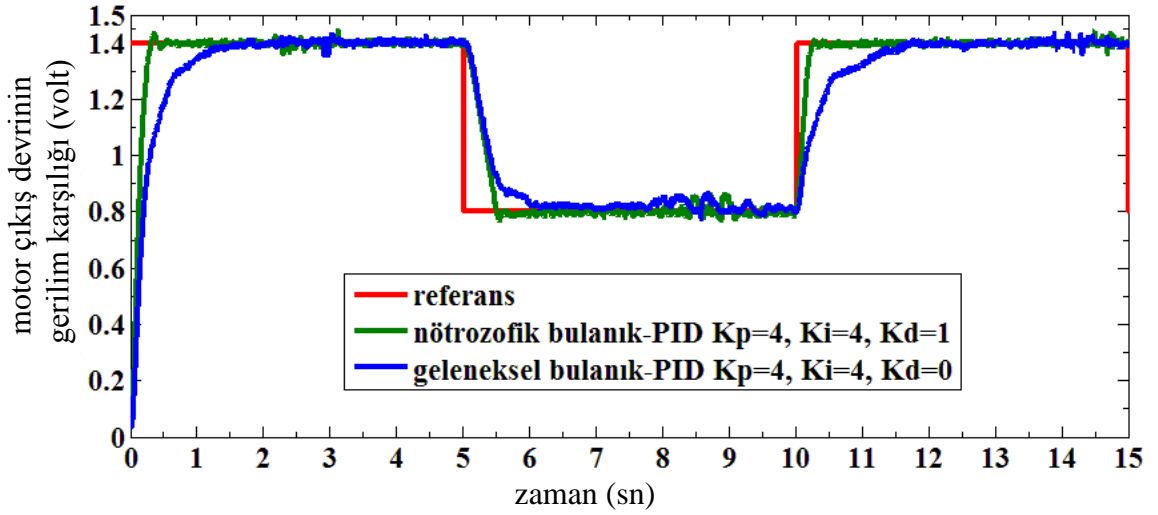




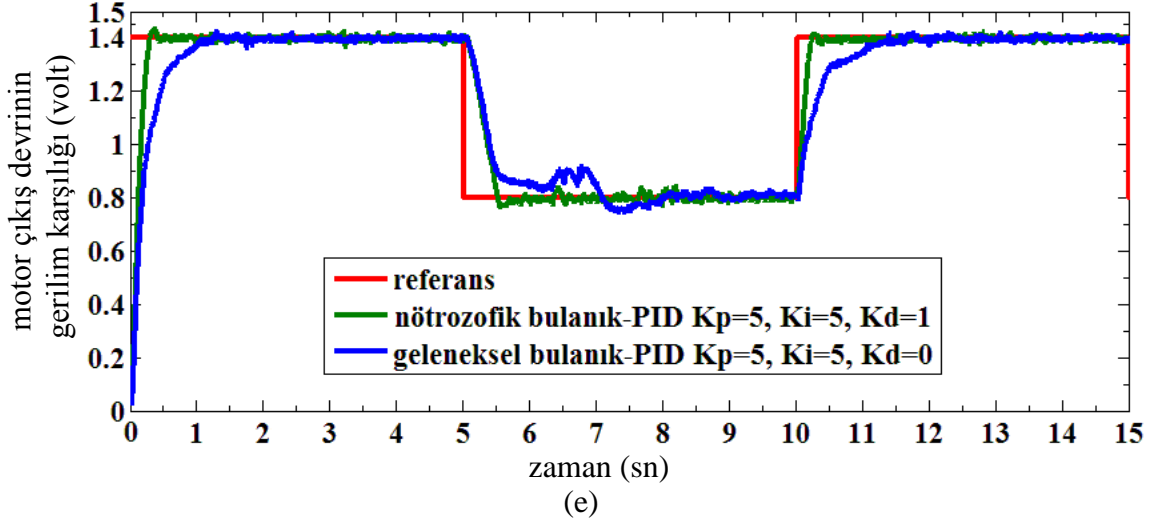
(b)



(c)



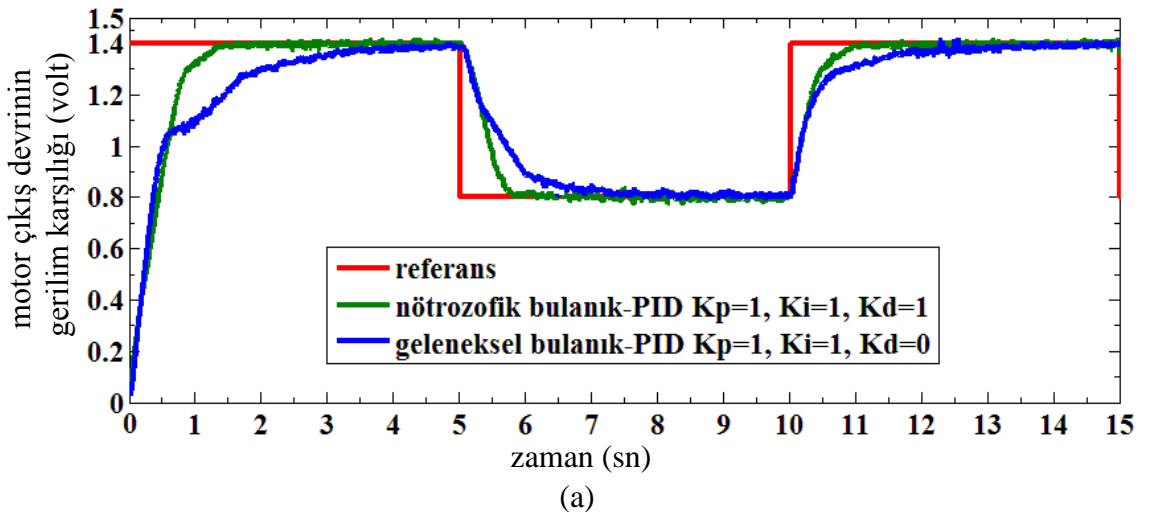
(d)

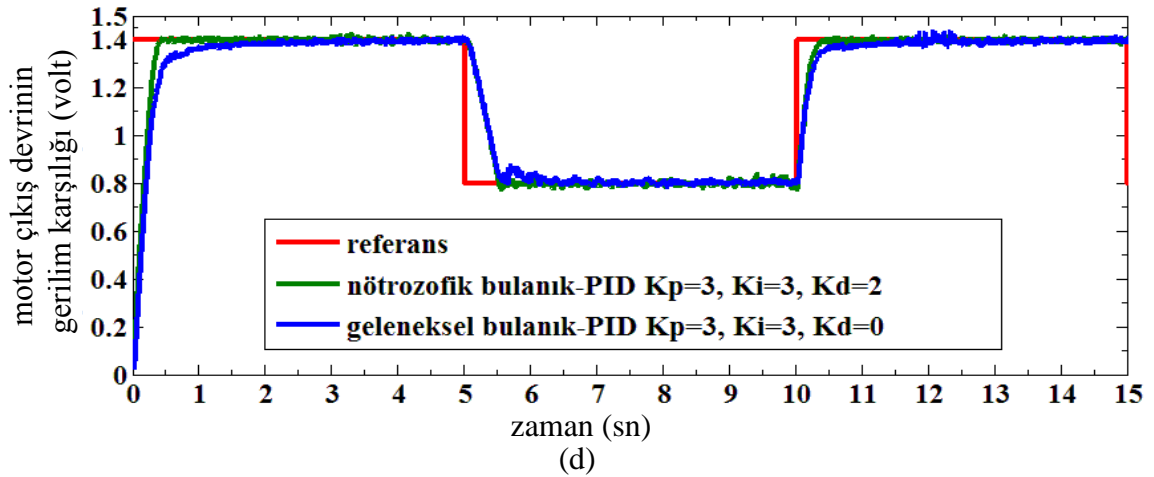
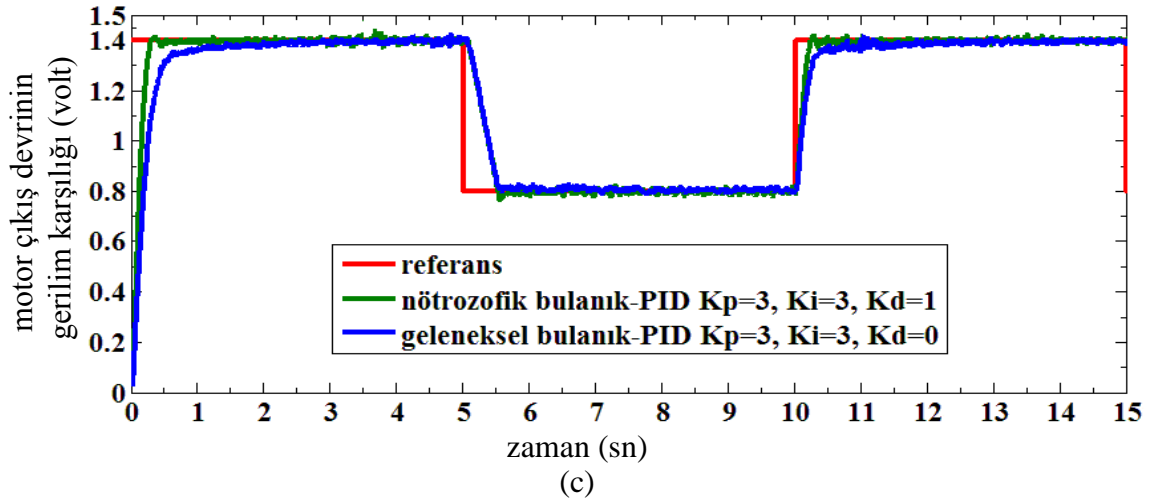
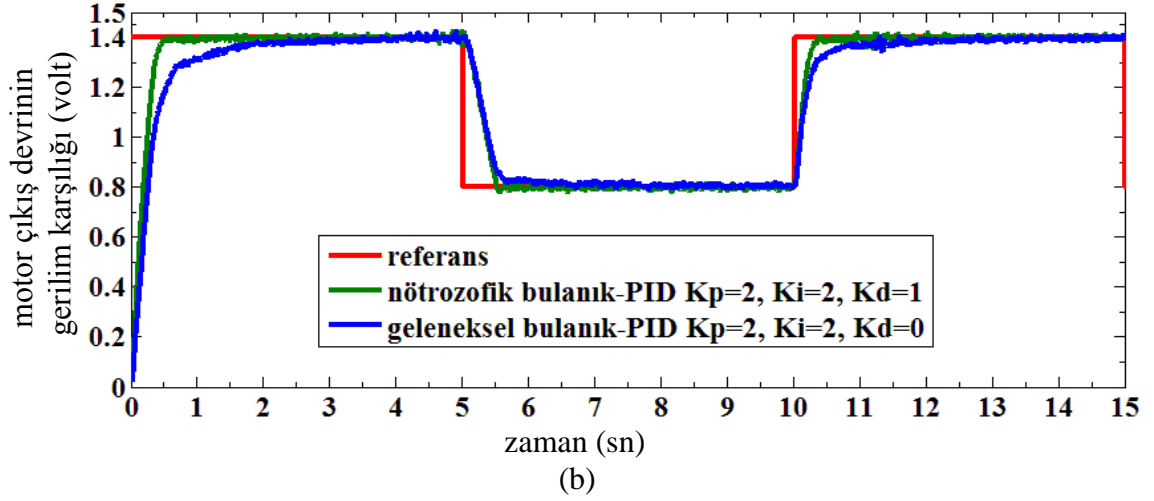


Şekil 4.16. Evrensel küme aralıklarının ce $[-0.1, 0.1]$, e $[-1.5, 1.5]$ olduğu durumlarda farklı K_p , K_i ve K_d değerleri için motor hız çıkış grafikleri

Şekil 4.16 incelendiğinde, K_p ve K_i katsayılarının artırılması ile birlikte, her iki denetleyici ile sistem cevabı hızlanmaktadır. Fakat, aynı katsayı değerlerinde, ntrozofik bulanık-PID denetleyicinin referans olarak verilen 112 rpm (1.45 volt) hız değerini, geleneksel bulanık-PID denetleyiciye göre daha kısa sürede yakaladığı ve referans değeri takip etme kararlılığının daha iyi olduğu görülmektedir.

Yukarıdaki uygulamanın aynısı, ce 'nin evrensel küme aralığının $[-0.2, 0.2]$ olduğu aralık için farklı K_p , K_i ve K_d değerlerine göre tekrarlanmış ve elde edilmiş sonuçlar Şekil 4.17'de gösterilmiştir.

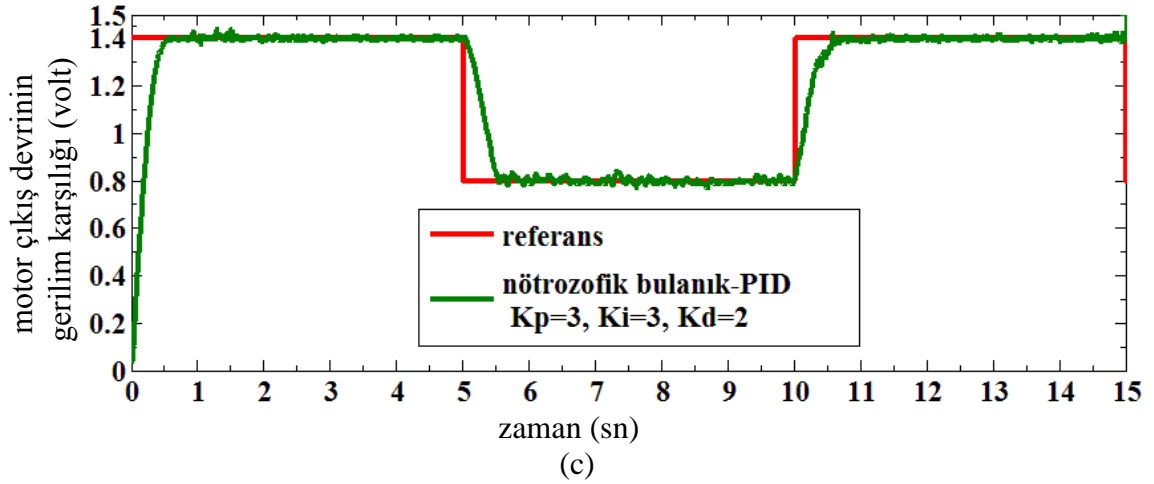
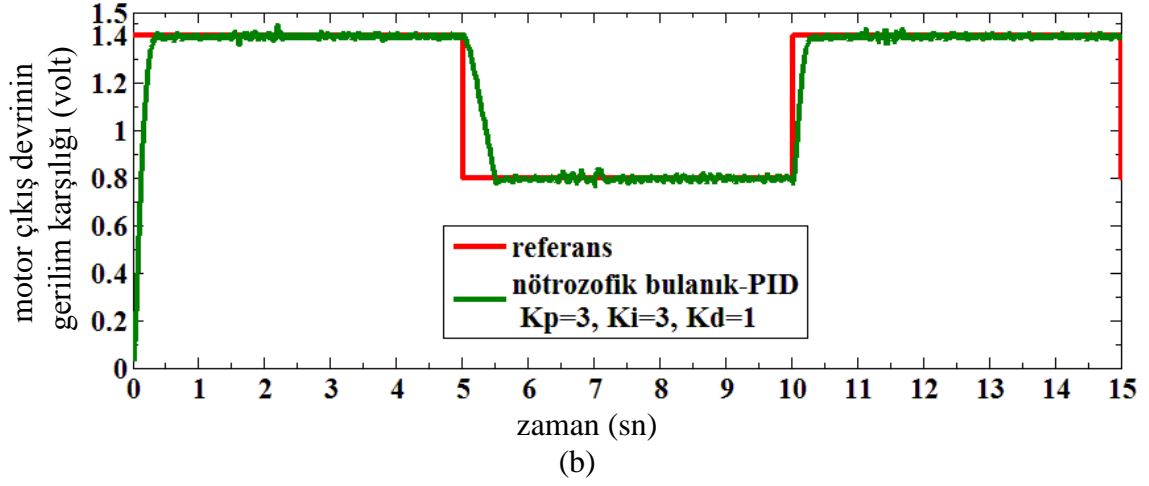
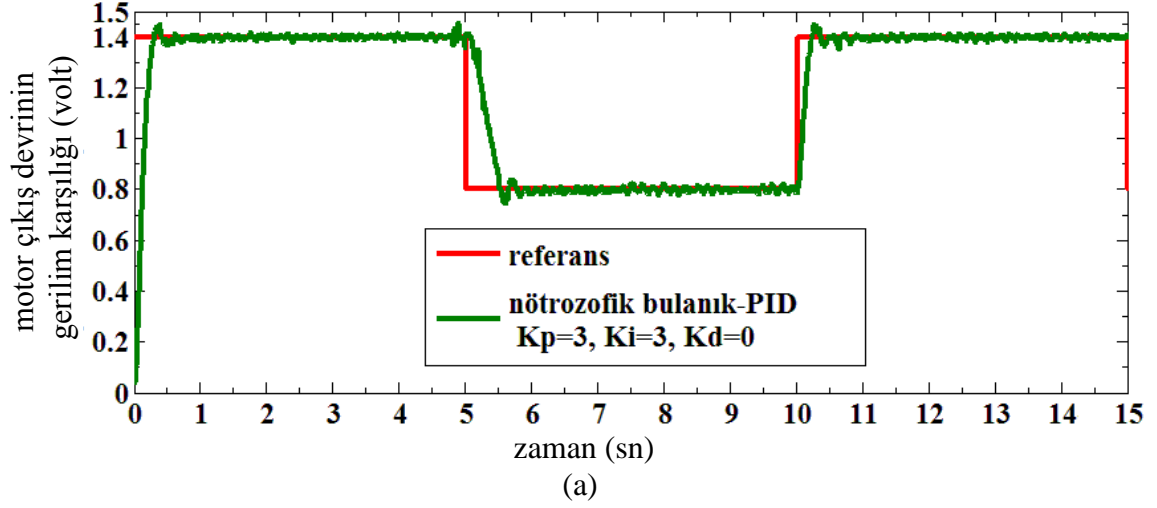




Şekil 4.17. Evrensel küme aralıklarının ce $[-0.2, 0.2]$, e $[-1.5, 1.5]$ olduğu durumlarda farklı K_p , K_i ve K_d değerleri için motor hız çıkış grafikleri

Şekil 4.17'deki ce 'nin $[-0.2, 0.2]$ olarak alındığı sonuçlar, Şekil 4.16'da verilen sonuçlarla örtüşmektedir. Ancak, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'deki aynı K_p , K_i ve K_d değerleri için verilen grafikler incelendiğinde, her iki denetleyicinin çıkış cevaplarının ce 'nin üyelik fonksiyonlarının evrensel küme aralığının seçimine duyarlı olduğu görülmektedir. Bu sonuç, yukarıda açıklanan ve [102]'de bahsedilen bulgularla örtüşmektedir. Geleneksel bulanık-PID denetleyicinin ce 'nin üyelik fonksiyonlarının evrensel küme aralığının seçimine daha da duyarlı olduğu da ortadadır. Bir giriş değişkeni için kullanılan evrensel küme aralığının çok geniş alınması durumunda, giriş değişkeninin küçük değerini filtreleyecektir. Ters bir durum olarak, evrensel küme aralığının gereğinden daha küçük seçilmesi durumunda ise giriş değişkeninin küçük değerleri, denetleyici çıkışının duyarlılığını artıracaktır. DAQ kartından alınan analog işarete çevresel gürültülerin binmesi ve evrensel küme sınırlarının dar seçilmesi durumunda, küçük değişimlerin çıkışta büyük değişimleri doğurmasına neden olacaktır. BMD tasarımında kullanılan birden fazla giriş değişkenleri, evrensel kümenin sınırları arasında aldıkları üyelik dereceleri ile etkileşim halindedir. Dolayısıyla, uygulamalarda ce 'nin evrensel küme aralığının doğru seçilmemesi, ce üyelik derecesinin gereği gibi istenilen kural dizisine denk gelmemesine neden olur ve gereği gibi üyelik fonksiyonlarında değerlendirilemez. Böylece e üyelik derecesi ce üyelik derecesinden min veya max operatörleri sebebiyle etkilenebilecektir. Böylece çıkarımın sonucunun denetleyiciye ve sisteme göre yeterli olmamasına neden olur.

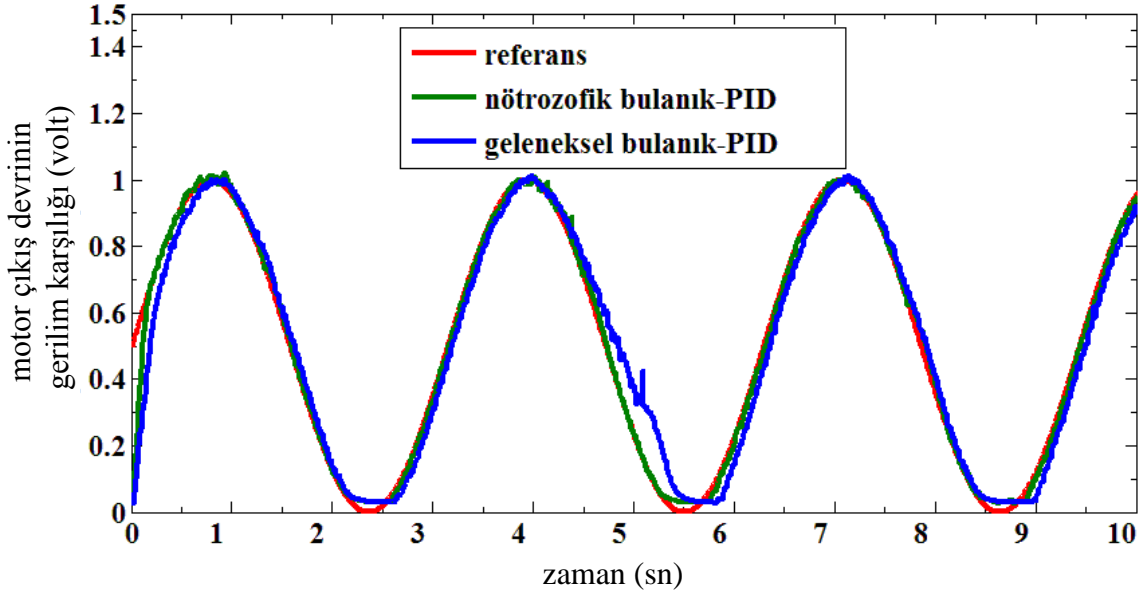
Aynı örnek üzerine bir başka uygulamada, nörtrozofik bulanık-PID'nin türev bileşeninin ve çarpanının kontrol sonuçları üzerindeki etkisini göstermek üzere $K_p = 3$ ve $K_i = 3$ değerlerinde sabit tutulup, K_d değeri 0'dan başlayarak 1 artırılarak tekrarlanmıştır. ce evrensel kümesi $[-0.2, -0.2]$ aralığındadır. Bulunan grafikler Şekil 4.18'deki gibidir.



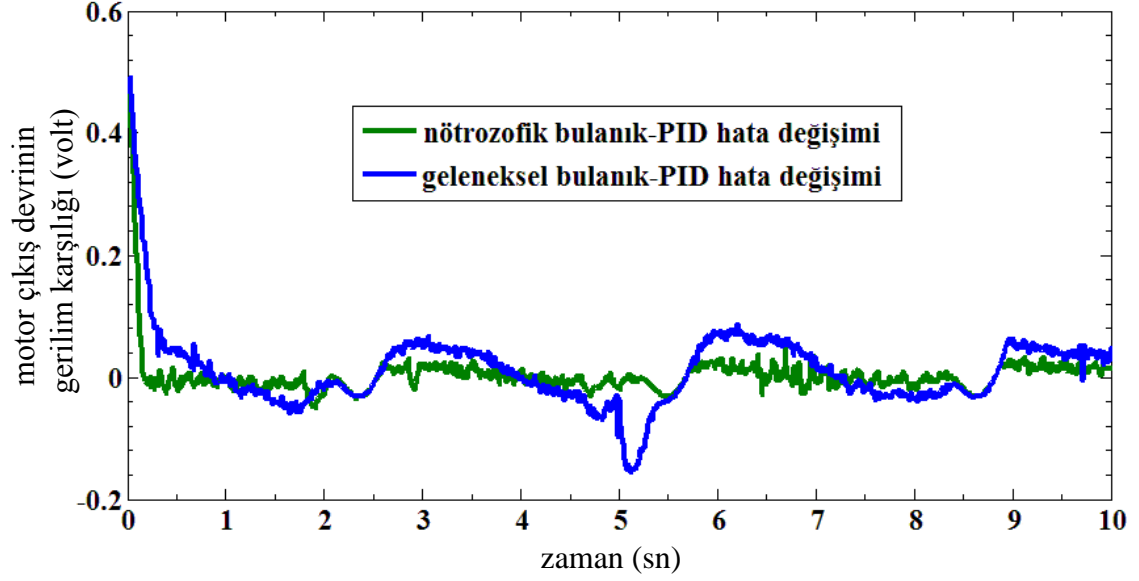
Şekil 4.18. $K_p = 3$, $K_i = 3$ ve farklı K_d değerleri için nötrozofik bulanık-PID denetleyici çıkış cevapları

Şekil 4.18'deki sonuçlara göre, geleneksel PID denetleyicide olduğu gibi K_d değerinin artırılması aşım oranını azaltmış, yükselme ve sönümlenme zamanlarını neredeyse değiştirmemiştir.

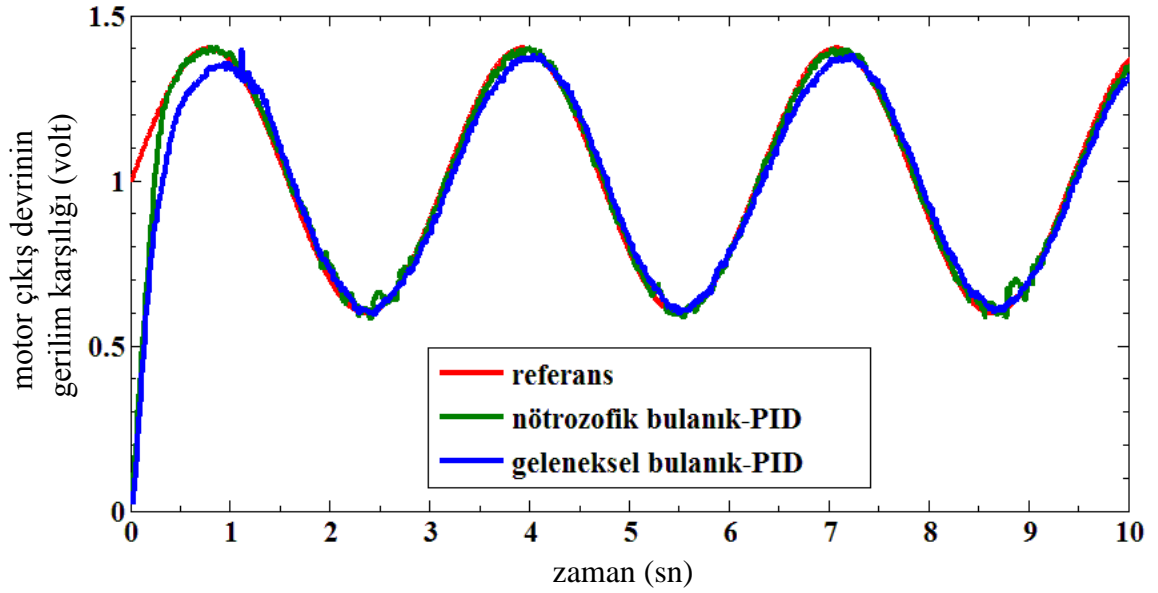
Yukarıdaki uygulamalara ek olarak, referans işareti sinüzoidal işaret ile değiştirilmiş ve Şekil 4.19, 4.20, 4.21, 4.22'de bu işarete karşı sistemden alınan sonuç grafikleri çizilmiştir. Referans işareti olarak ortalama genlik değeri 0.5 ve 1 Volt, tepe genlik değerleri 1 ve 1.4 Volt, frekansları 0.25 Hz olan iki sinüs işareti kullanılmıştır. Bu gerçek zamanlı deneysel çalışmada, $K_p = 3$, $K_i = 3$ ve $K_d = 2$ (nötrozofik bulanık-PID denetleyici) ve $K_d = 0$ (geleneksel bulanık-PID denetleyici) değerleri alınmıştır. Şekil 4.19 ve Şekil 4.20'de, referans işaretinin tepe genliği 1 Volt ve ce 'nin evrensel küme aralığı $[-0.1, 0.1]$, Şekil 4.21 ve Şekil 4.22'de ise referans işaretinin tepe genliği 1.4 Volt ve ce 'nin evrensel küme aralığı $[-0.2, 0.2]$ olarak seçilmiştir.



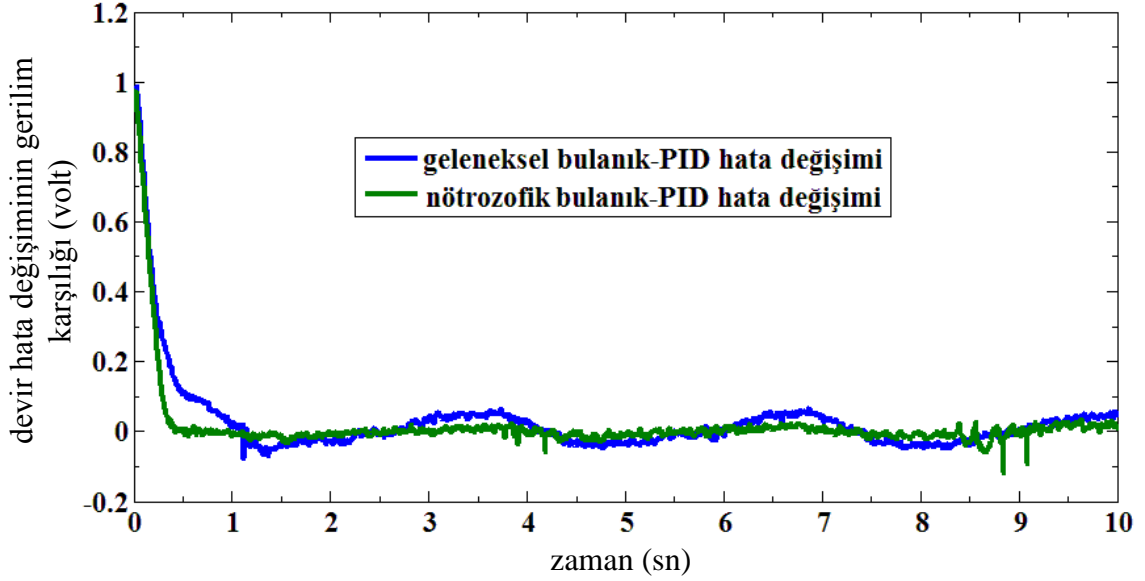
Şekil 4.19. 1 volt referans işareti ve ce 'nin evrensel küme aralığının $[-0.1, 0.1]$ seçildiği durum için motor çıkış grafikleri



Şekil 4.20. 1 volt referans işareti ve ce 'nin evrensel küme aralığının $[-0.1, 0.1]$ seçildiği durum için hata değişim grafikleri



Şekil 4.21. 1.4 volt referans işareti ve ce 'nin evrensel küme aralığının $[-0.2, 0.2]$ seçildiği durum için motor çıkış grafikleri



Şekil 4.22. 1.4 volt referans işareti ve ce 'nin evrensel küme aralığının $[-0.2, 0.2]$ seçildiği durumda hata değişim grafikleri

Şekil 4.19, 4.20 ve Şekil 4.21, 4.22 sonuçlarında, nütrozofik bulanık-PID denetleyicinin, değişken (sinüzoidal) referans işaretini, ce 'nin evrensel küme aralığı $[-0.1, 0.1]$ ve $[-0.2, 0.2]$ olarak seçildiği her iki durumda da, geleneksel bulanık-PID denetleyiciye göre daha hızlı ve daha az salınımlı bir biçimde izlediği gözlemlenmiştir. Bu durum Şekil 4.21, 4.22 referans girişine göre çıkış işaretleri arasındaki hata grafiklerinde daha net bir şekilde görülmektedir.

Yukarıdaki uygulamaların tümünde, üyelik fonksiyonlarının evrensel küme üzerinde nütrozofik küme yaklaşımı ile gruplandırılmasına dayalı bulanık-PID denetleyici yaklaşımı, gerçek zamanlı olarak sabit mıknaatıslı bir doğru akım motorunun hız kontrolü ile test edilmiştir. Ayrıca geleneksel bulanık-PID denetleyici ve nütrozofik bulanık-PID denetleyiciler karşılaştırılmıştır. Testler, sabit basamak referans değerlerinde ve sinüzoidal referanslı yörünge takibi şeklinde gerçekleştirilmiştir. Test sonuçlarına göre, önerilen yöntemin daha kısa süreli yükselme zamanına sahip olduğu ve referansı koruma üzerindeki kararlılığının daha iyi olduğu görülmüştür. Ayrıca, geleneksel bulanık-PID denetleyicinin, ce için kullanılan üyelik fonksiyonlarının evrensel küme aralığının maksimum ve minimum sınırlarına daha duyarlı olduğu ve denetleyicinin performansını değiştirebildiği gözlemlenmiştir.

4.2.2. PMDC motorun konum kontrolü için benzetim çalışması

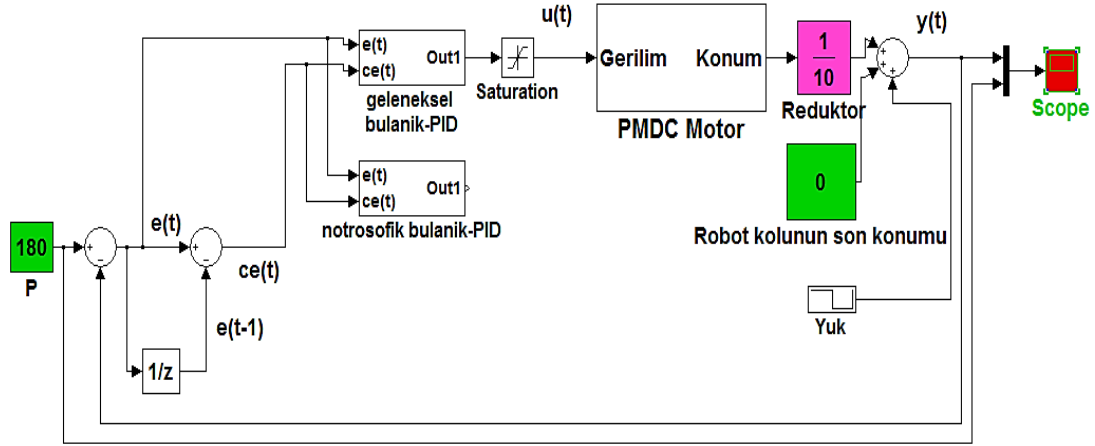
Bu uygulama örneğinde, PMDC motor modeli ve konum kontrolü benzetim çalışması kullanarak nütrozofik bulanık-PID denetleyici, geleneksel bulanık-PID denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Bulanık-PID ve nütrozofik bulanık-PID denetleyicilerin tasarımında, e ve ce için Kısım 4.2.1’de verilen giriş, çıkış üyelik fonksiyonları ve kural tabloları kullanılmıştır. Bu çalışmada konum kontrolü uygulaması yapıldığından üyelik fonksiyonlarının evrensel küme aralıkları Kısım 4.2.1’de verilen aralıklardan farklıdır. İki denetleyicide e için evrensel küme aralığı $[-360, 360]$ ve ce için evrensel küme aralığı ise $[-90, 90]$ alınmıştır.

Nütrozofik bulanık-PID denetleyici ve geleneksel bulanık-PID denetleyicide Denklem 4.4’de verilen PMDC motorun transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Farklı K_p ve K_d kazanç değerlerinde ve yüklü, yüksüz durumlarda motor konum çıkış cevapları kıyaslanmıştır.

$$TF_{motor} = \frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K}{s((Js + B)(Ls + R) + K^2)} \quad (4.4)$$

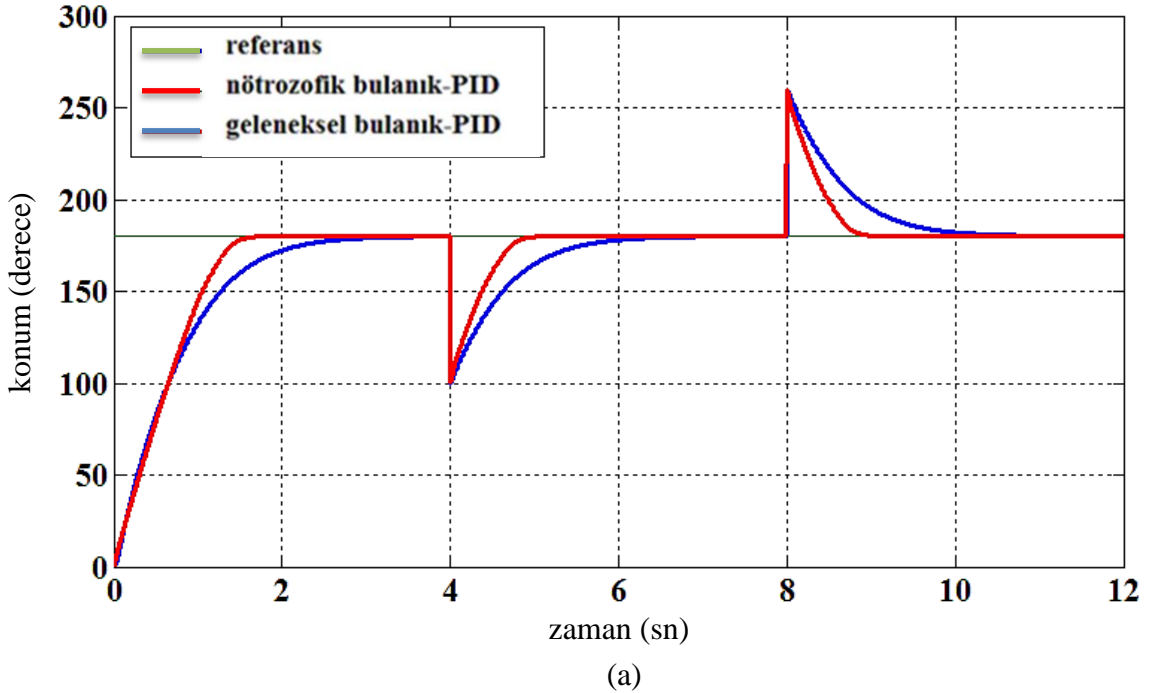
Denklem 4.4’de, θ motor konumunu ve V motora uygulanan gerilimi ifade eder. K , R , L , J ve B harfleri, sırasıyla, elektromotor kuvveti (N.m/A) ve motor tork sabitini, elektriksel direnci (Ω), indüktansı (H), rotor atalet momentini (kg.m^2), motor vizkoz sürtünme katsayısını göstermektedir (N.m.s). Diğer tüm sürtünmeler ihmal edilmiştir. Bu motor parametleri $K = 0.15$, $R = 2.7$, $L = 0.004$, $J = 0.0001$ ve $B = 0.0000093$ olarak alınmıştır.

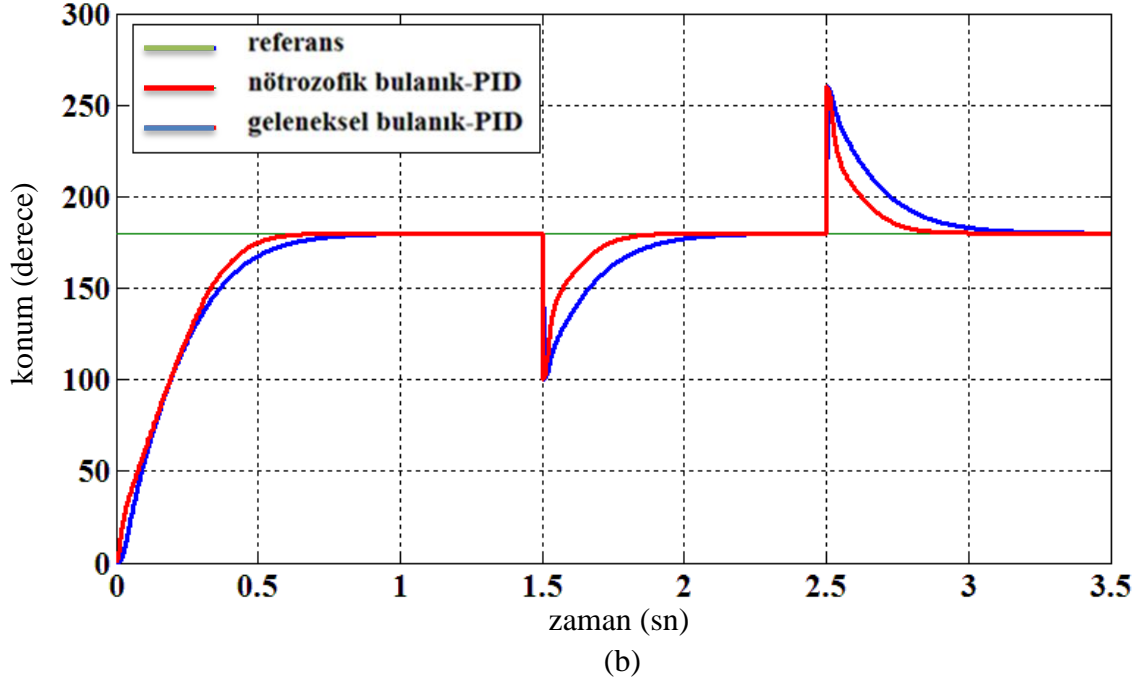
Bu denetleyiciler konum kontrolünde daha iyi cevap vermesi nedeniyle, iki denetleyici de PD denetleyici yapısında çalıştırılmıştır. Önceki kısımdaki hız kontrol uygulamasında olduğu gibi, doğru bir kıyaslama olması için her iki denetleyicinin PD katsayıları aynı alınmıştır. Şekil 4.23’de karşılaştırma benzetim çalışmasında kullanılan Simulink blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.23. Geleneksel bulanık-PID ve nörtrozofik bulanık-PID denetleyicilerin konum kontrolü karşılaştırmasında kullanılan Simulink kontrol bloğu

Uygulama, öncelikle motor dönüş ekseninin orta bölgesi olan 180° referans alınarak farklı kazanç değerlerinde yüklü yüksüz durumlarda test edilmiştir. Şekil 4.24'de, denetleyici katsayıları $K_p = K_d = 10$ ve 50 alınarak motor konum çıkış cevapları gösterilmiştir.





Şekil 4.24. Geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin farklı katsayı değerlerindeki motor konum çıkış cevapları a) $K_p, K_d = 10$ b) $K_p, K_d = 50$

Şekil 4.24’de denetleyici katsayılarının artırılmasıyla birlikte, motor cevabının iki tip denetleyici de hızlandığı görülmektedir. Motor çıkış cevapları kıyaslandığında, nötrozofik bulanık-PID denetleyici ile alınan cevapların daha hızlı olduğu görülmektedir. Özellikle, düşük katsayı değerlerinde, nötrozofik bulanık-PID denetleyici, geleneksel bulanık-PID denetleyiciye göre çok daha hızlı sistem çıkışı vermektedir.

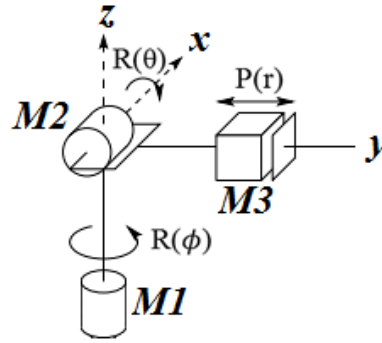
4.2.3. PMDC motorun yörünge takip kontrolü için benzetim çalışması

PMDC motorun transfer fonksiyonu doğrusal bir karakteristik göstermektedir. Doğrusal sistemler, parametre değişimleri ve çevresel bozucu etkiler sebebiyle olumsuz yönde etkilenirler ve doğrusal olmaktan çıkarlar. Örneğin bir elektrik motorunun sıcaklığı, akım ve çevre sıcaklığına bağlı olarak değişmektedir. Sıcaklığın artmasıyla motor sargısının direnci ve endüktansı değiştirmektedir. Ayrıca, değişik çalışma şartları altında motor atalet momenti de değişebilir. Bulanık-PID denetleyiciler, bu gibi belirsizlik ve doğrusalsızlık sorunların üstesinden gelir [113-115]. Bulanık-PID

denetleyiciler, geleneksel PID denetleyicilerin yetersiz kaldığı bu gibi parametre değişikliği içeren sistemlerin kontrolünde daha dayanıklı (robust) bir yapıya sahiptirler [116-118]. Bu çalışmada önerilen denetleyici tasarımıyla, geleneksel bulanık-PID denetleyici dayanıklılığının daha iyi bir duruma getirilmesi hedeflenmiştir.

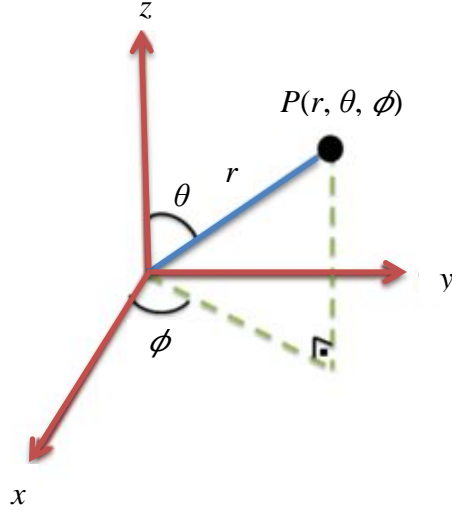
Çalışmada, geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyiciler, her bir ekseninde PMDC motorun kullanıldığı 3D’de küresel hareket edebilen bir robot kolunun konum yörünge takibinde, farklı motor ataleti değerlerinde dayanıklılık açısından karşılaştırılmışlardır. Robot kolunun ağırlığı, sürtünme etkileri her iki denetleyicide de aynı tepkiyi oluşturacaklarından bu parametreler hesaba katılmamıştır.

Benzetim çalışmasında kullanılan küresel robot iki adet dönel ve bir adet doğrusal eksen içerir ve bu sebeple 2RP (2 dönel-rotasyonel, 1 doğrusal-prizmatik) olarak adlandırılır. Küresel robotlar adını kapsadıkları çalışma hacimlerinden alırlar. Bu robot kolunun tüm erişebileceği uç noktaların hareket yörüngeleri bir küresel hacim içindedir ve bu sebeple, eksenlerinin hareket denklemleri küresel koordinatlarla ifade edilirler. Çalışmada kullanılan robot kolu modeli aşağıdaki Şekil 4.25’de verilmiştir.



Şekil 4.25. Robot kolu modeli $M1$: Azimuthal açı (ϕ), $M2$: Polar açı (θ), $M3$: Radyal mesafe (r) motorları [119]

Küresel koordinatlar, küre yüzeyindeki ve hacmindeki hareketleri ifade eden matematikte, fizikte ve robotikte kullanılan bir gösterim şeklidir. Küresel koordinatlarda verilen bir P noktası $P(r, \theta, \phi)$ şeklinde gösterilir. Bu gösterimde r radyal mesafeyi, θ polar açıyı ve ϕ ise azimut açısını gösterir. Şekil 4.26’da küresel koordinatlarda bir P noktasının gösterimini verilmiştir.



Şekil 4.26. Küresel koordinatlarda bir P noktasının gösterimi

Kartezyen koordinat sistemindeki bir $P(x, y, z)$ noktasının küresel koordinatlardaki karşılığı Denklem 4.5, küresel koordinatlardaki $P(r, \theta, \phi)$ noktasının Kartezyen koordinat sistemindeki karşılığı ise Denklem 4.6 kullanılarak bulunabilir.

$$\begin{aligned}
 x &= r \sin \theta \cos \phi \\
 y &= r \sin \theta \sin \phi \\
 z &= r \cos \theta
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

$$\begin{aligned}
 r &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\
 \theta &= \arccos\left(\frac{z}{r}\right) \\
 \phi &= \arctan\left(\frac{y}{x}\right)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Çalışmada robot eksenlerini hareket ettirmek için Şekil 4.25’de gösterilen ve $M1$, $M2$ ve $M3$ ile adlandırılan üç adet PMDC motor kullanılmıştır. Bu üç motordan $M1$ ve $M2$ motorları sırasıyla, robotun $R(\phi)$ ve $R(\theta)$ dönel eksen hareketlerini ve $M3$ motoru ise $P(r)$ eksen hareketini gerçekleştirmektedir. $R(\phi)$ ve $R(\theta)$ eksenlerinde açı konum kontrolü, $P(r)$ ekseninde ise bir uzanım konum kontrolü yapılmaktadır. Burada $M1$, $M2$ ve $M3$ motorları için önceki benzetim çalışmasında olduğu gibi Denklem 4.4’de verilen motor transfer fonksiyonu kullanılmıştır.

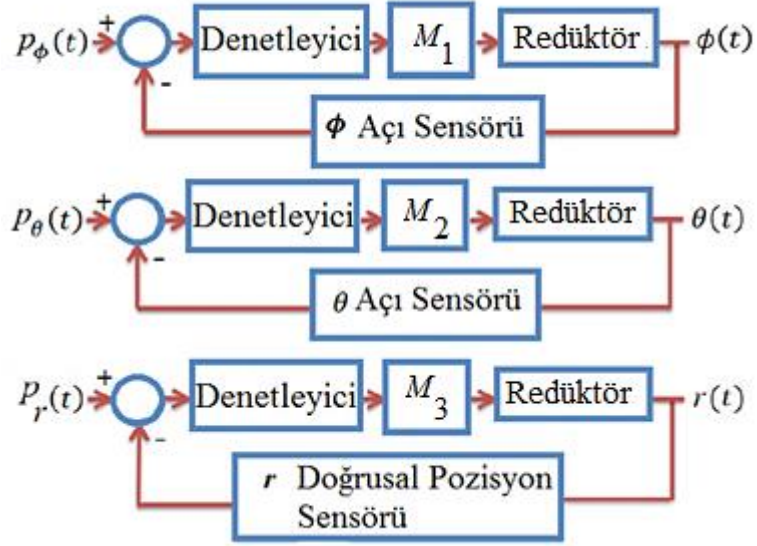
Mobil robot ve robot kolu kontrol uygulamalarında, iz takibi kontrol yöntemi (tracking control) sık tercih edilen kontrol yöntemlerindedir. Bu kontrol yöntemi, yörünge takibi kontrolü (trajectory tracking control) ve yol takibi (path tracking) kontrolü olarak iki sınıfa ayrılabilir. Yörünge takibi kontrol yönteminde, robotun izleyeceği referans zamana bağlı bir fonksiyonla tanımlanır. Yol takibi yönteminde ise referans işareti geometrik denklemlerle gösterilir. Yörünge takibi özellikle robotun gideceği yol ve zamanın belirli olduğu uygulamalarda gereklidir [111, 120, 121].

Çalışmanın bu kısmında, yörünge takibi kontrol yöntemi, bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyiciler kullanılarak robot kolunun her bir ekseninin konum kontrolünde kullanılmıştır. Denklem 4.7’de verilen zaman bağımlı üstel olarak azalan bir yol (trajectory) tanımlanmıştır. Bu sayede robot kolunun her bir ekseninde bulunan PMDC motorların aynı anda harekete başlayıp, eksen hareketleri sırasında kesiklilik olmadan, aynı anda hareketlerini (3 motorun senkronizasyonu) tamamlamaları sağlanmıştır. Denklem 4.7’de verilen zamana bağlı konum referans yörünge fonksiyonu kullanılarak referans yörüngeler belirlenmiş ve robot eksenlerinin bu referans konum yolunu takip etmeleri sağlanmıştır.

$$p(t) = p_1 + (p_2 - p_1) \left(\frac{2}{1 + e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^3}} - 1 \right) \quad (4.7)$$

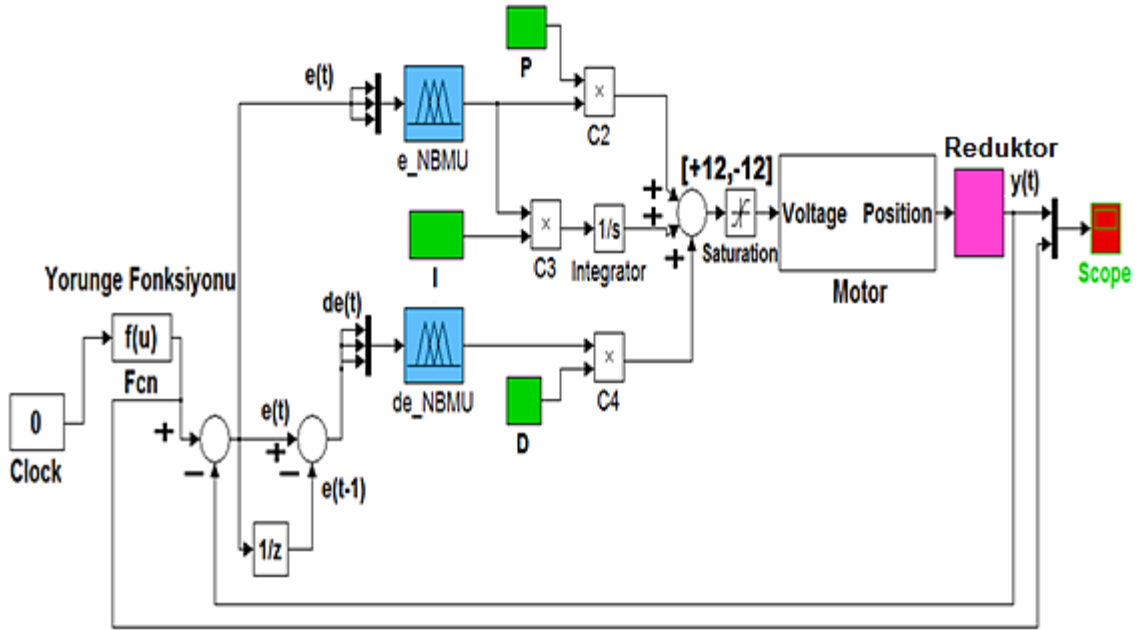
Burada, $p(t)$ konum yol fonksiyonu, p_1 başlangıç (bulunulan o anki) noktası, p_2 hedef noktası, t zaman ve τ zaman sabitidir. τ robot kolunun ne kadar sürede istenen hedef noktasına ulaşılacağını (hızını) belirtir. Böylece τ değiştirilerek robot kolunun herhangi bir başlangıç noktasından, bir hedef noktasına ulaşma hızı ayarlanabilir.

Robot kolunun her eksenini kontrol etmek için kullanılan kontrol blok diyagramları Şekil 4.27’de gösterilmektedir.

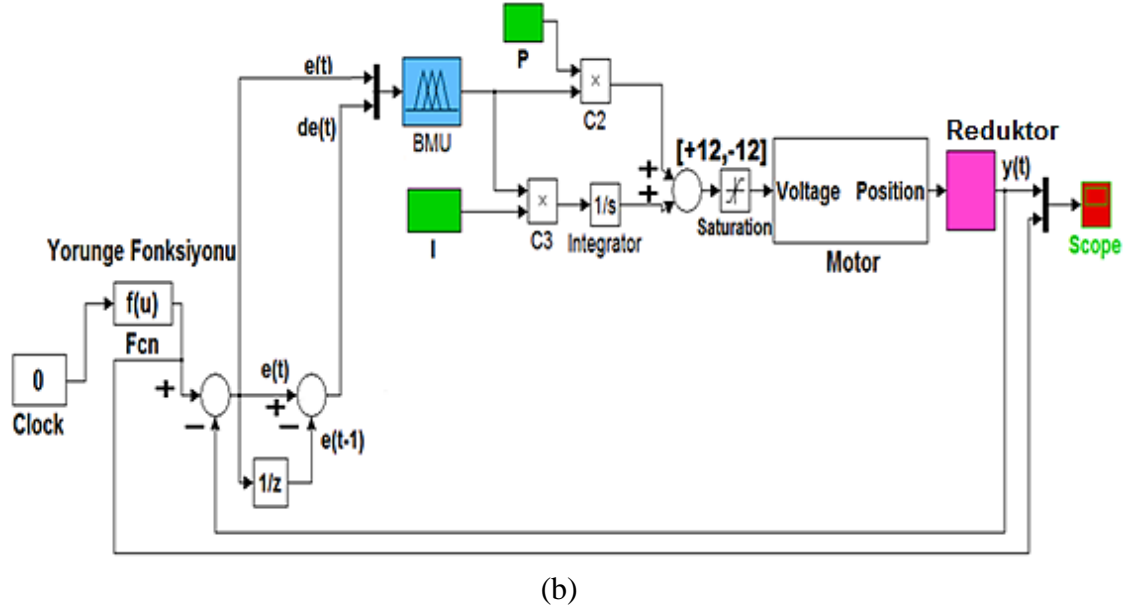


Şekil 4.27. Eksen motorlarının kontrol blok diyagramı

Şekil 4.27’de M_1 ve M_2 motorlarına akupile edilmiş redüktör oranları 1/10 ve M_3 motoruna akupile edilmiş redüktör oranı ise 1/100 olarak seçilmiştir. ϕ , θ açı ve r uzanım eksen motorlarının benzetim çalışmasında kullanılan Simulink kontrol blokları ise Şekil 4.28’dedir.



(a)



Şekil 4.28. ϕ , θ açılı motorları ve r uzanım eksen motorlarının kontrolü için benzetim çalışmasında kullanılan Simulink kontrol blokları a) Nötrozofik bulanık-PID denetleyici için b) Geleneksel bulanık-PID denetleyici için

Bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin tasarımında, her üç eksenindeki e ve ce için Kısım 4.2.1’de verilen giriş, çıkış üyelik fonksiyonları ve kural tabloları kullanılmıştır. Sadece evrensel küme sınırları birbirinden farklı aralıklardadır. Her eksen için kullanılan evrensel küme aralıkları Çizelge 4.11’de verilmiştir.

Çizelge 4.11. Evrensel küme üst ve alt sınırları

Eksenler	Evrensel küme sınırları	
	e	ce
r	-10,10	-2.5,2.5
θ	-180,180	-45,45
ϕ	-360,360	-90,90

Çalışmada, her iki denetleyiciyi eşit şartlarda karşılaştırmak için, denetleyicilerin belli bir yörünge takibinde aynı hata oranına sahip olmaları sağlanmıştır. Bu işlemde, her iki denetleyicinin hata performans indeks değerlerini eşitlemeleri için denetleyicilerin K_p , K_i ve K_d katsayıları ayarlanmıştır. Performans indeksleri olarak karesel hata (ISE), mutlak hata (IAE), zamanla çarpılmış karesel hata (ITSE) ve zamanla çarpılmış mutlak hata (ITAE) toplam yöntemleri kullanılmıştır. Bu doğrultuda bulunmuş

hata performans indeks değerleri izelge 4.12’de ve bu hata performans indeks değerlerini sağlayan PID katsayı değerleri ise izelge 4.13’te verilmiştir.

Çizelge 4.12. Hata performans indeks değerleri

Performans İndeksleri	Geleneksel bulanık- PID			Nötrozofik bulanık- PID		
	r	θ	ϕ	r	θ	ϕ
<i>IAE</i>	24.95	25.03	24.78	25.24	26.16	26.66
<i>ITAE</i>	54.51	53.49	52.91	55.27	55.77	55.27
<i>ISE</i>	0.45	0.44	0.43	0.43	0.44	0.46
<i>ITSE</i>	1.03	0.99	1.03	1.01	1.02	1.03

Çizelge 4.13. Performans indeks değerlerine göre belirlenen denetleyici katsayıları

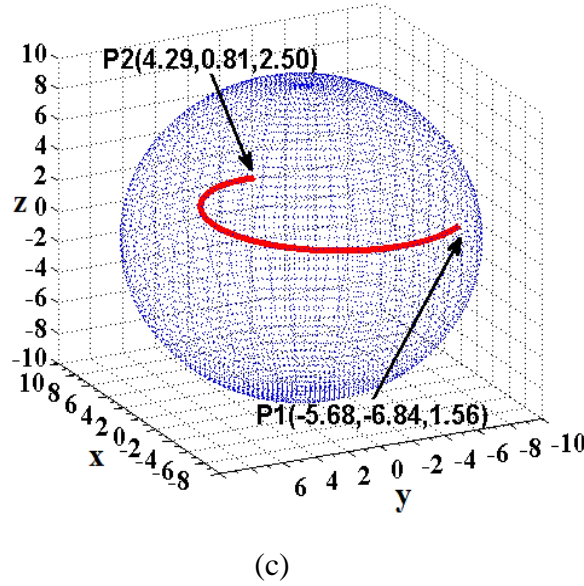
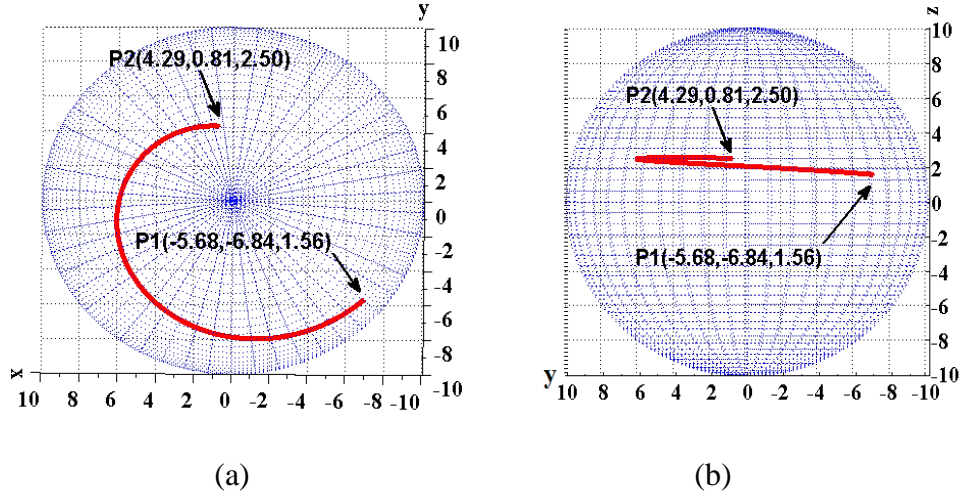
Denetleyici tipi	r			θ			ϕ		
	K_p	K_i	K_d	K_p	K_i	K_d	K_p	K_i	K_d
Geleneksel Bulanık-PID	10	148	-	100	4700	-	350	19000	-
Nötrozofik Bulanık-PID	3	13	1	65	390	10	140	1590	20

Aşağıdaki benzetim çalışmasında üç uygulama yapılmıştır. Birinci ve ikinci çalışmalarda denetleyicilerin dayanıklılığını karşılaştırmak ve çevresel değişim etkisi oluşturabilmek için motor atalet momentini değiştirilerek sabit τ değerlerinde sistem çıkış cevapları incelenmiştir. nc çalışmada ise eksen motorları atalet momentini sabit alınmış, τ zaman sabiti farklı değerlerde alınarak sistem çıkış cevapları incelenmiştir.

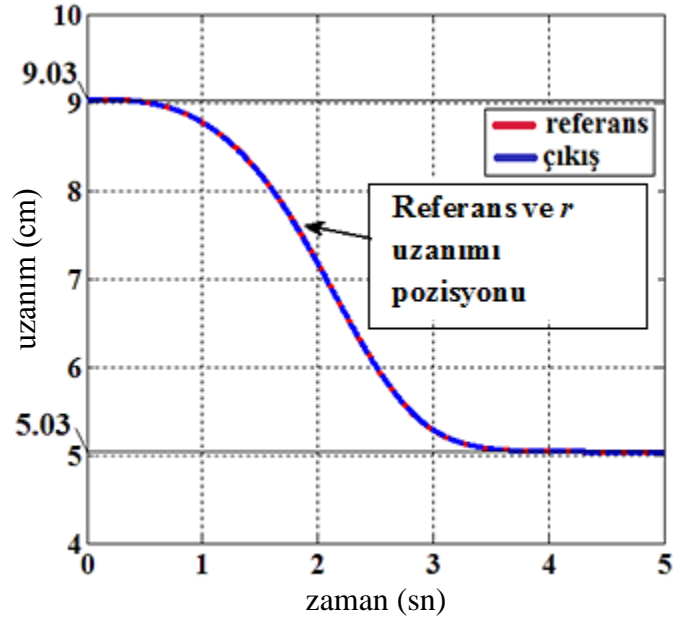
4.2.3.1. Robot kolu yörüngesi takip benzetim alışması 1

Bu uygulama örneğinde kartezyen koordinatlarda, başlangıç noktası $P_1(-5.68, -6.84, 1.56)$ ve hedef noktası $P_2(4.29, 0.81, 2.50)$ olarak alınmıştır. Bu noktalar küresel koordinatlara dönüştürülmüş ve P_1 ve P_2 noktaları sırasıyla (9.03, 80.023, 230.32),

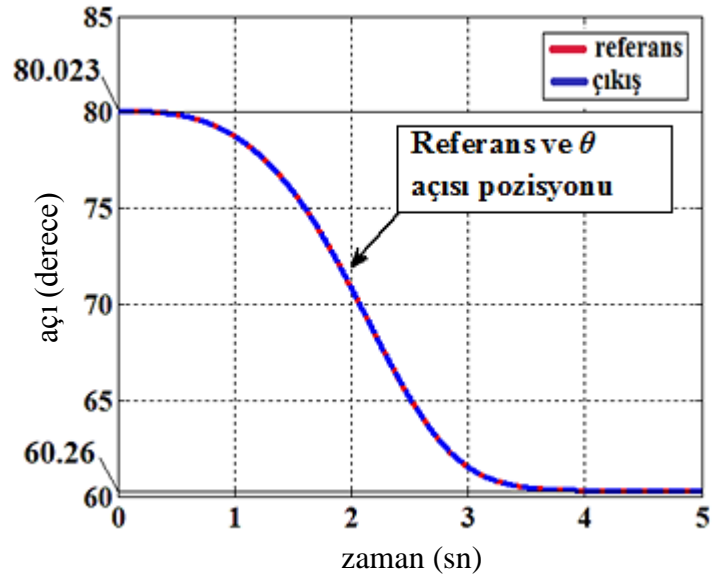
(5.03, 60.26, 10.75) olarak bulunmuştur. Nötrozofik bulanık-PID denetleyici kullanılarak bulunan sonuçların küresel hareket gösterimleri Şekil 4.29'da, referans yol takibi sonuçları ise Şekil 4.30'da gösterilmiştir.



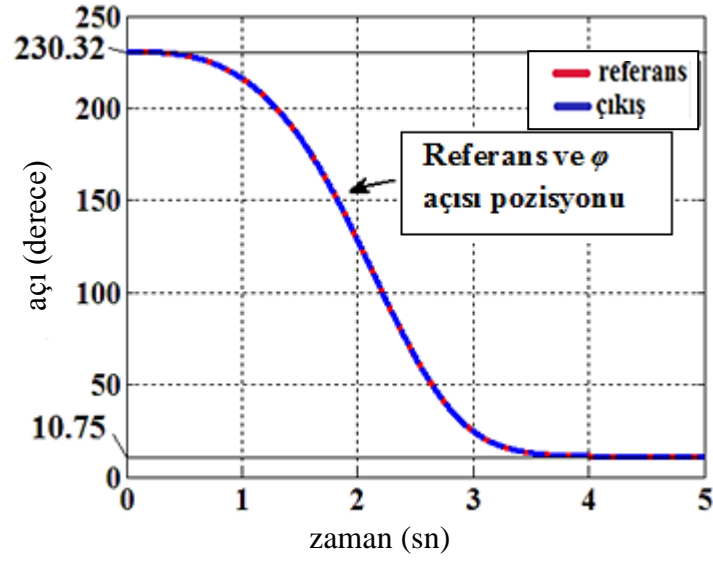
Şekil 4.29. Nötrozofik bulanık-PID denetleyici kontrolündeki robot kolunun a) x-y b) y-z c) x-y-z düzlemlerindeki izlediği yörüngeler



(a)



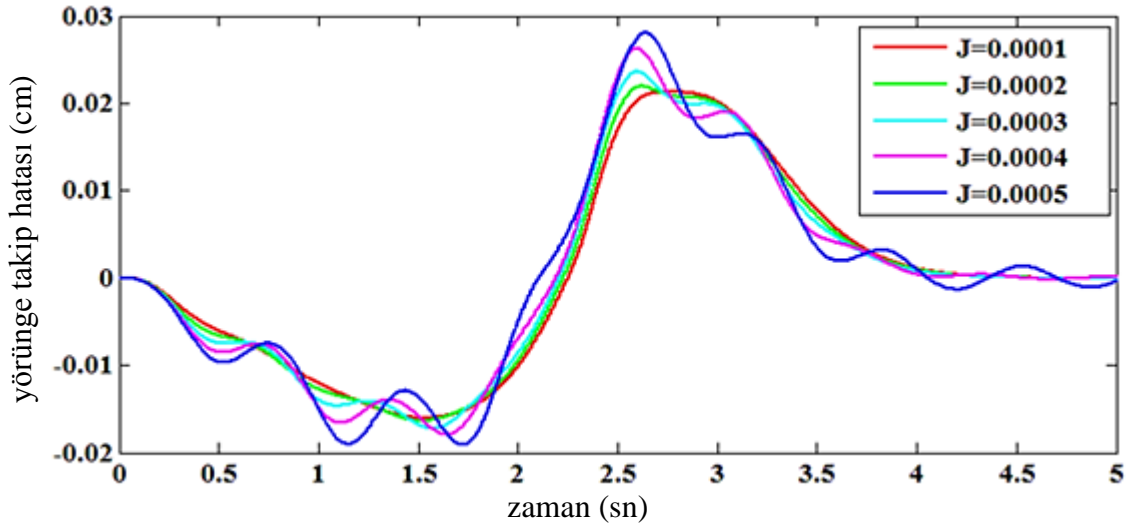
(b)



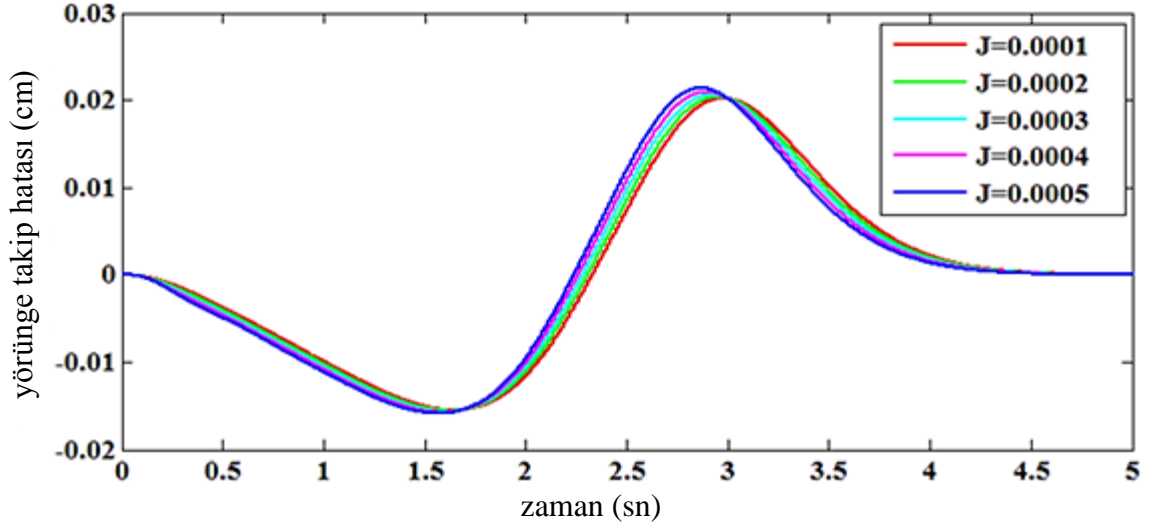
(c)

Şekil 4.30. Nötrozofik bulanık-PID denetleyici ile bulunan r , θ , ϕ eksenleri için yörünge takip grafikleri a) r b) θ c) ϕ eksenini

Geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin farklı motor ataleti için yörünge takibi hatalarının zamana göre değişimleri Şekil 4.31, 32 ve 33'de gösterilmiştir.

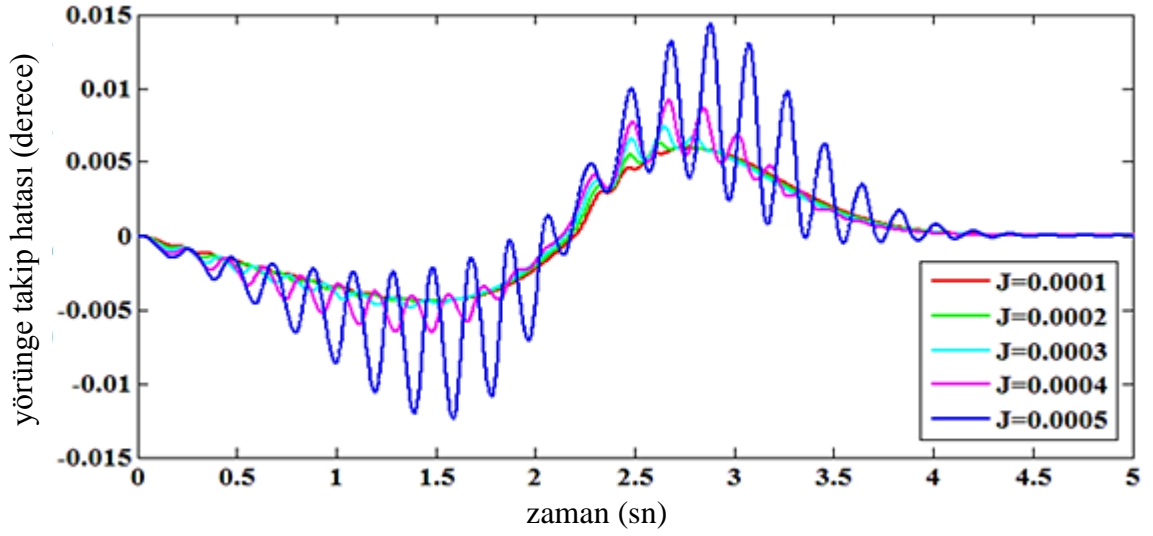


(a)

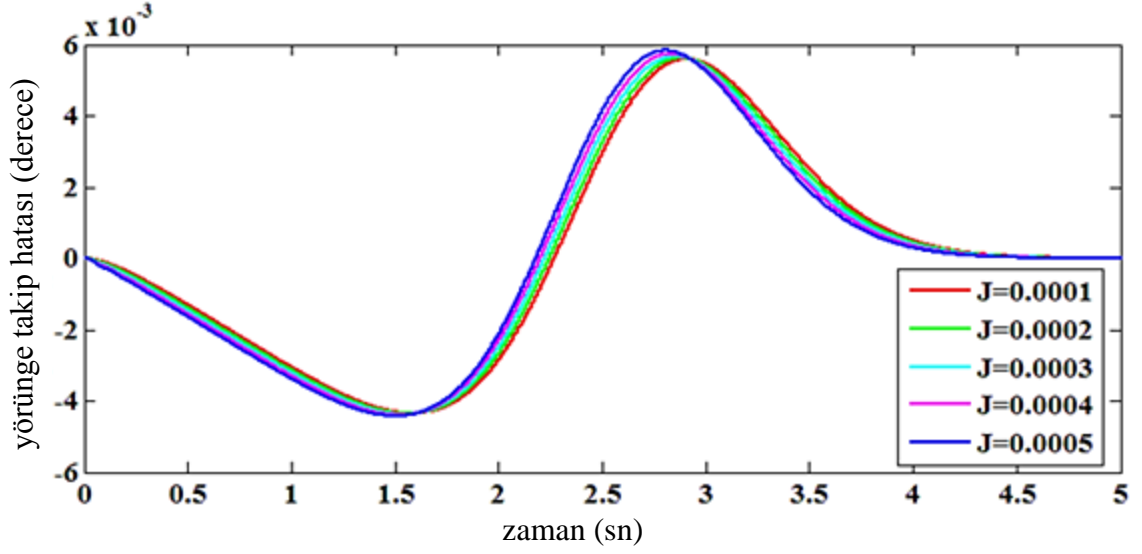


(b)

Şekil 4.31. r eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri a) Geleneksel bulanık-PID b) Nötrozofik bulanık-PID

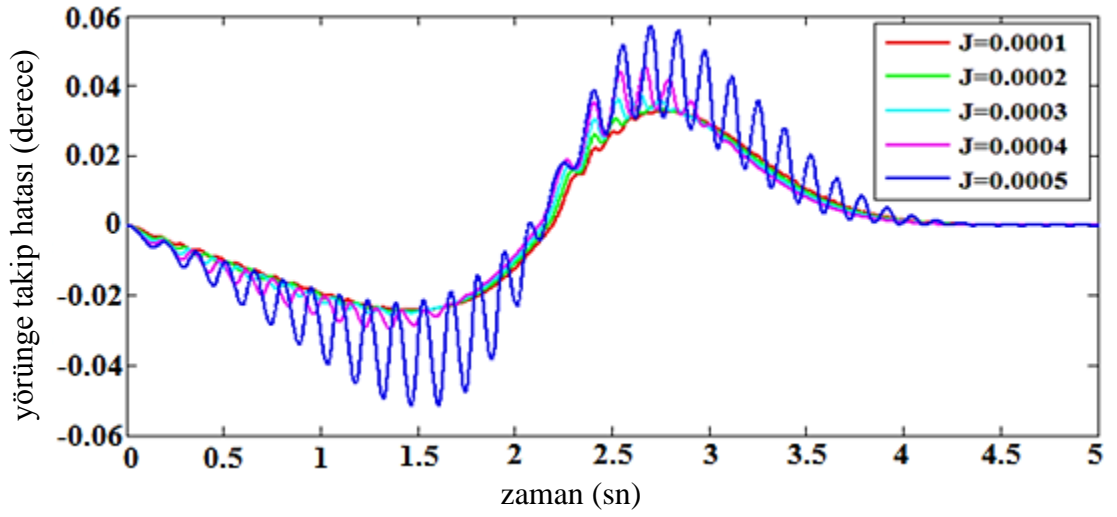


(a)

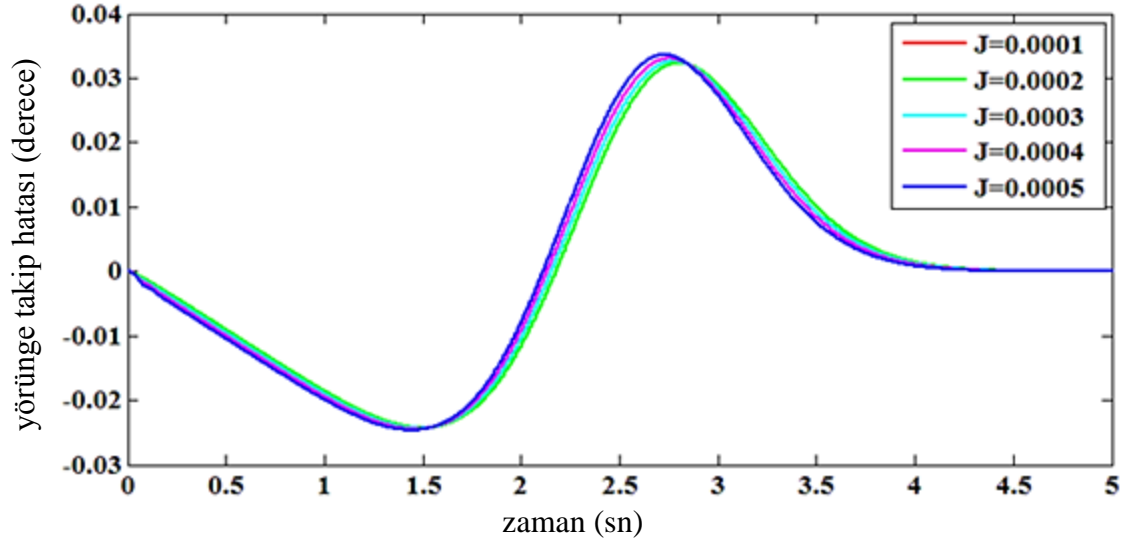


(b)

Şekil 4.32. θ eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri a) Geleneksel bulanık-PID b) Nötrozofik bulanık-PID



(a)



(b)

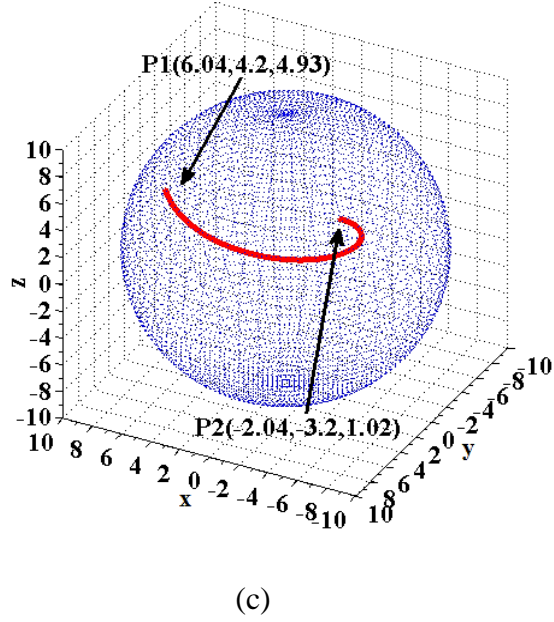
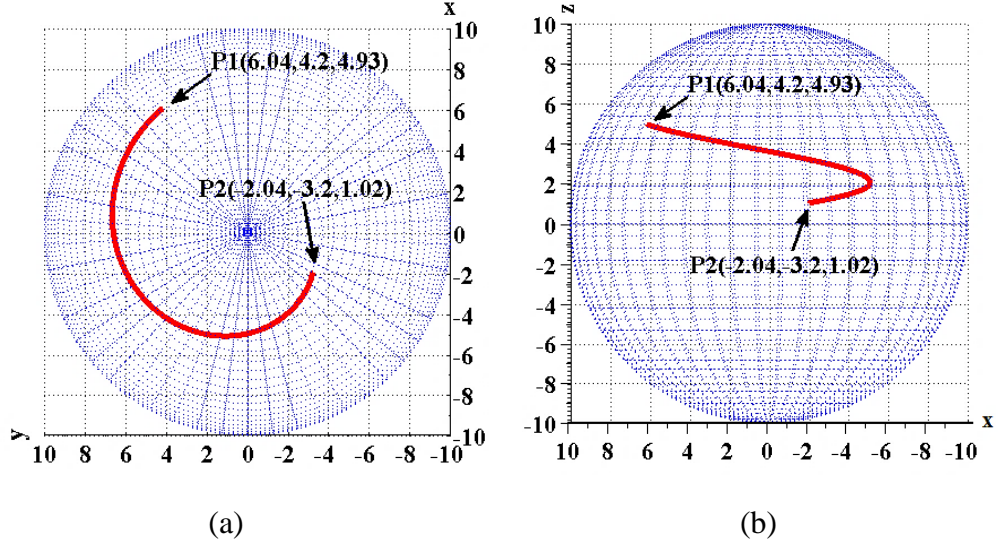
Şekil 4.33. ϕ eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri
a) Geleneksel bulanık-PID b) Nötrozofik bulanık-PID

Şekil 31, 32 ve 33'den görülebileceği gibi, geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerle yapılan kontrollerin tümünde kabul edilebilir sınırlardaki hata oranları elde edilebilmiştir. Bununla birlikte, değişen J değerlerinde r , θ ve ϕ eksenlerinde salınımlar meydana gelmektedir. Geleneksel bulanık-PID denetleyici ile elde edilmiş sonuçlardaki salınım miktarı çalışmada nötrozofik bulanık-PID denetleyici ile elde edilen sonuçlara kıyasla daha yüksektir. Geleneksel bulanık-PID denetleyicisiyle yapılan kontrol işleminde, büyük J değerlerinde ($J > 0.0004$) salınımlar artmaya başlamaktadır. Çalışmada önerilen yöntemle elde edilen sonuçlarda salınım oranı diğer yöntemden çok daha düşüktür ve sistemin salınımsız çalışmasını sağlamaktadır. Dolayısıyla, önerilen yöntem daha az titreşimlidir ve diğer yöntemden daha dayanıklıdır.

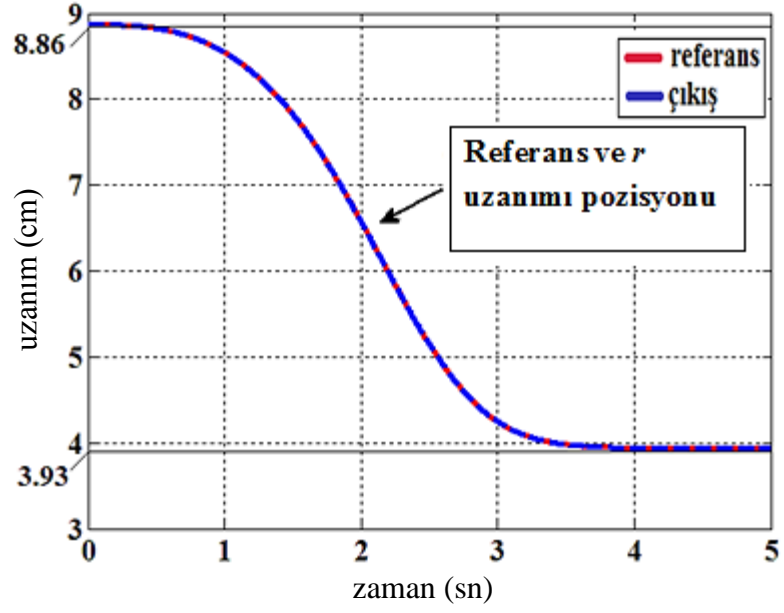
4.2.3.2. Robot kolu yörüngesi takip benzetim çalışması 2

İkinci uygulama örneği olarak Kartezyen koordinatlarda $P_1(6.04, 4.2, 4.93)$ ve $P_2(-2.04, -3.2, 1.02)$ noktaları alınmıştır. Bu noktalar Denklem 4.4 kullanılarak küresel koordinatlardaki $P_1(8.86, 56.17, 34.81)$ ve $P_2(3.93, 74.96, 237.48)$ noktalarına dönüştürülmüştür. Nötrozofik bulanık-PID denetleyici kullanılarak bulunan sonuçların

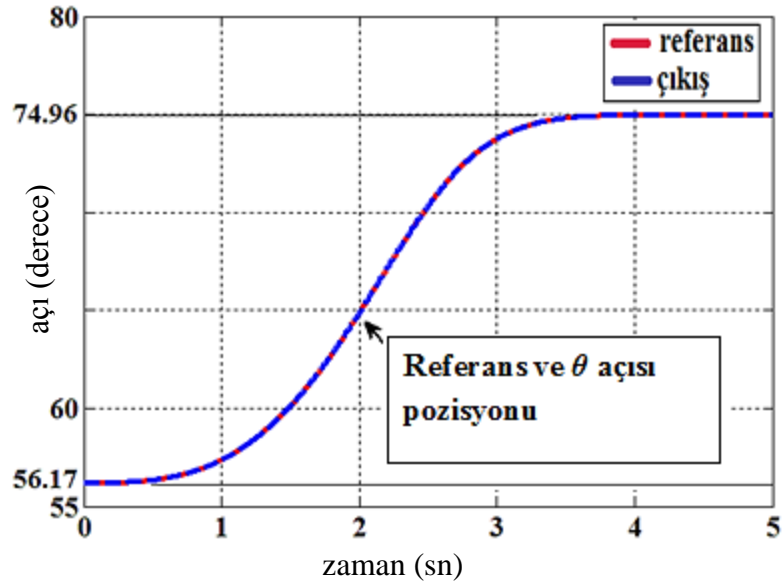
küresel hareket gösterimleri Şekil 4.34'de, referans yol takibi sonuçları ise Şekil 4.35'de gösterilmiştir.



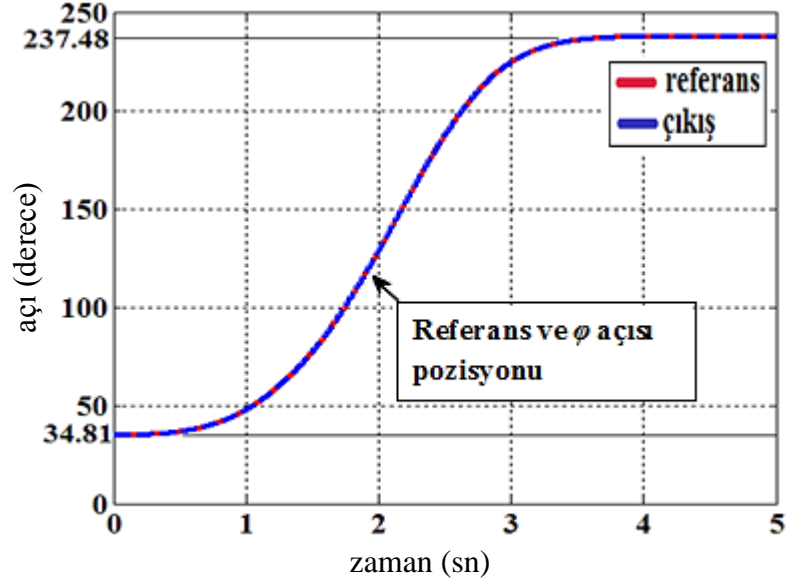
Şekil 4.34. Nötrozofik bulanık-PID denetleyici kontrolündeki robot kolunun a) y-x b) x-z c) x-y-z düzlemlerindeki izlediği yörüngeler



(a)



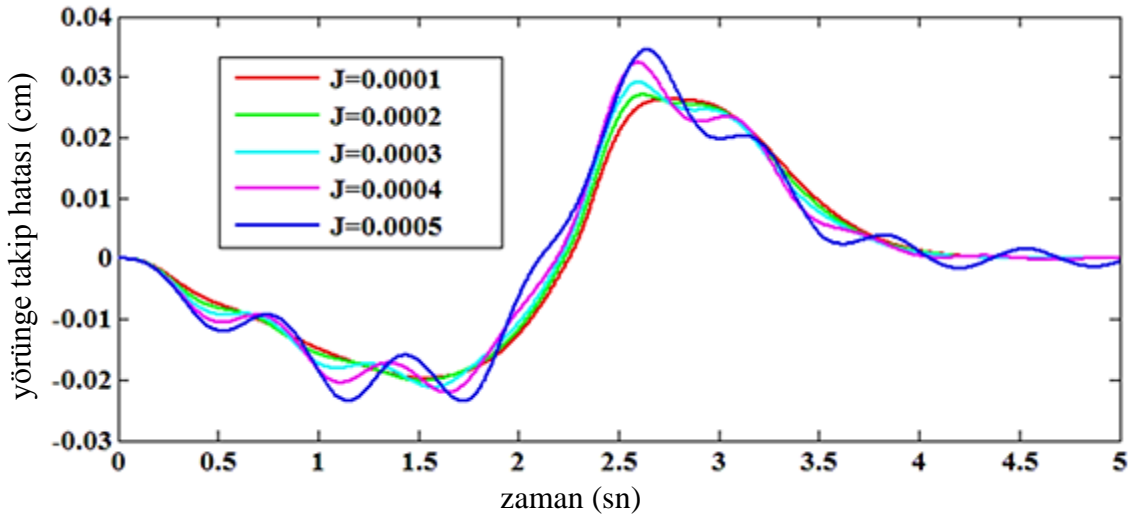
(b)



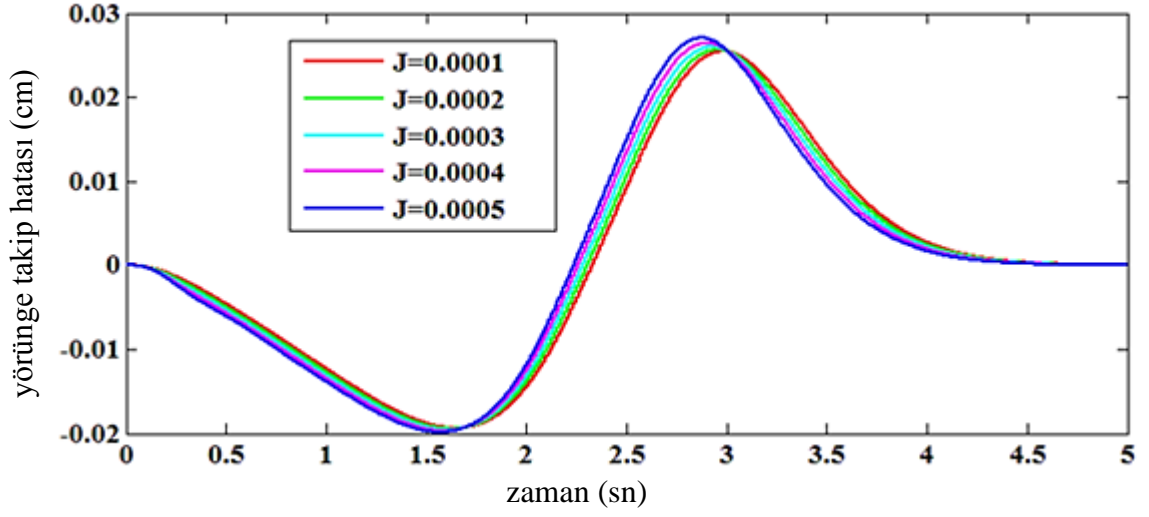
(c)

Şekil 4.35. Nötrozofik bulanık-PID denetleyici ile bulunan r , θ , ϕ eksenleri için yörünge takip grafikleri a) r b) θ c) ϕ eksenini

Geleneksel bulanık-PID ve nötrozofik bulanık-PID denetleyicilerin farklı motor ataleti için yörünge takibi hatalarının zamana göre değişimleri Şekil 4.36, 37 ve 38'de gösterilmiştir.

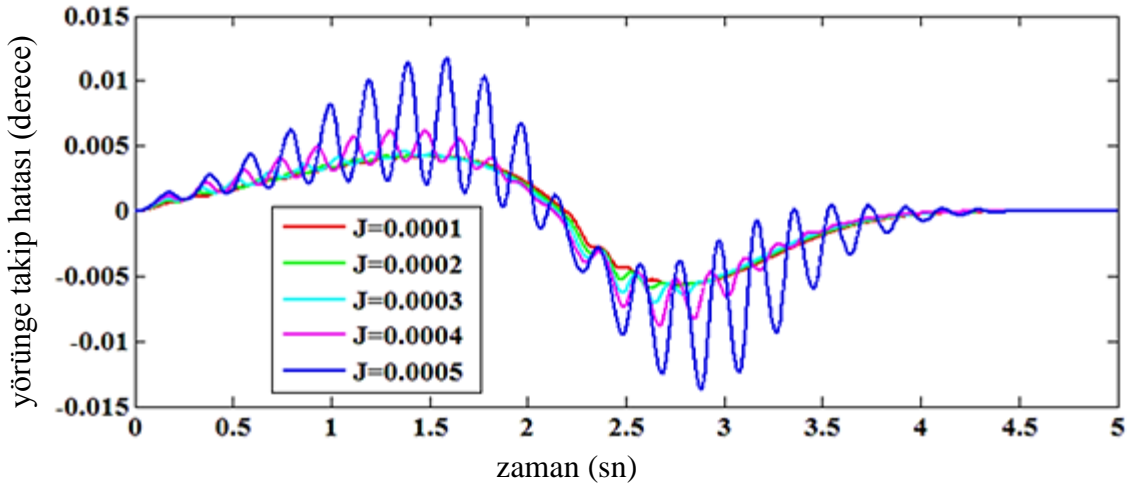


(a)

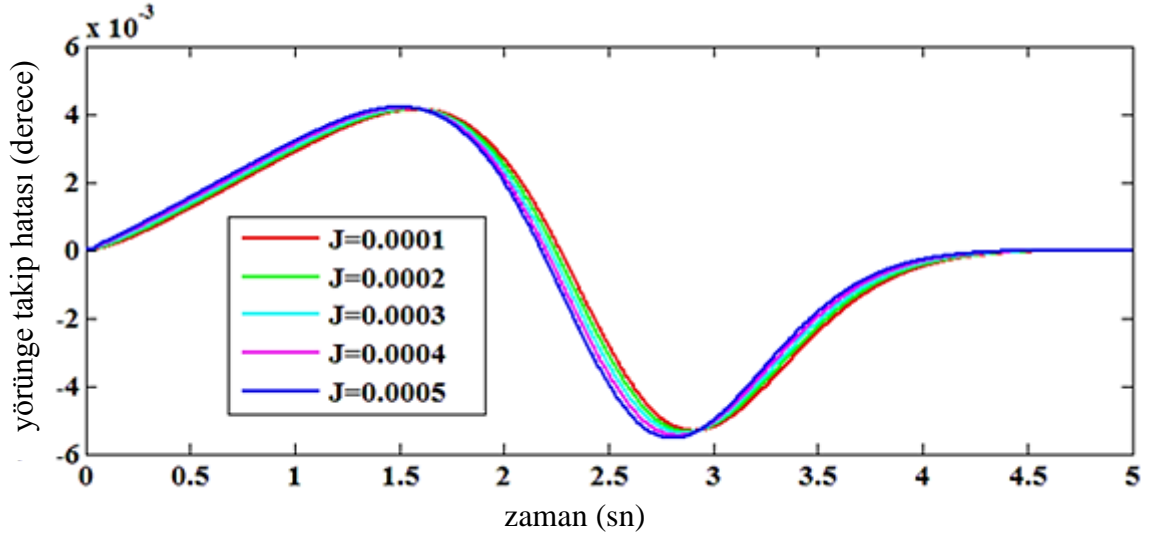


(b)

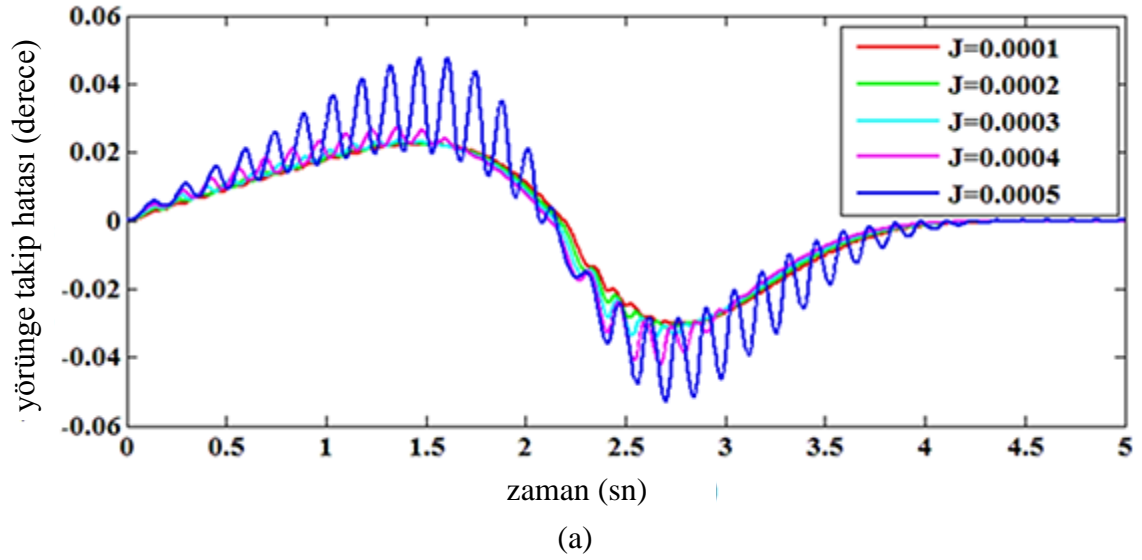
Şekil 4.36. r eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri a) Geleneksel bulanık-PID b) Nötrozofik bulanık-PID

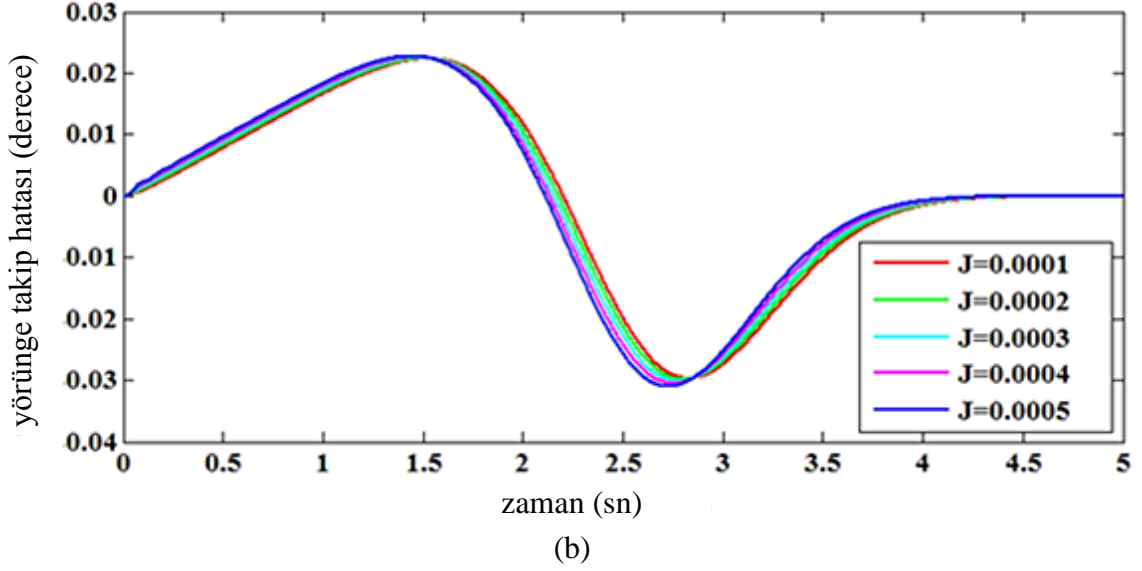


(a)



Şekil 4.37. θ eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri a) Geleneksel bulanık-PID b) Nötrozofik bulanık-PID





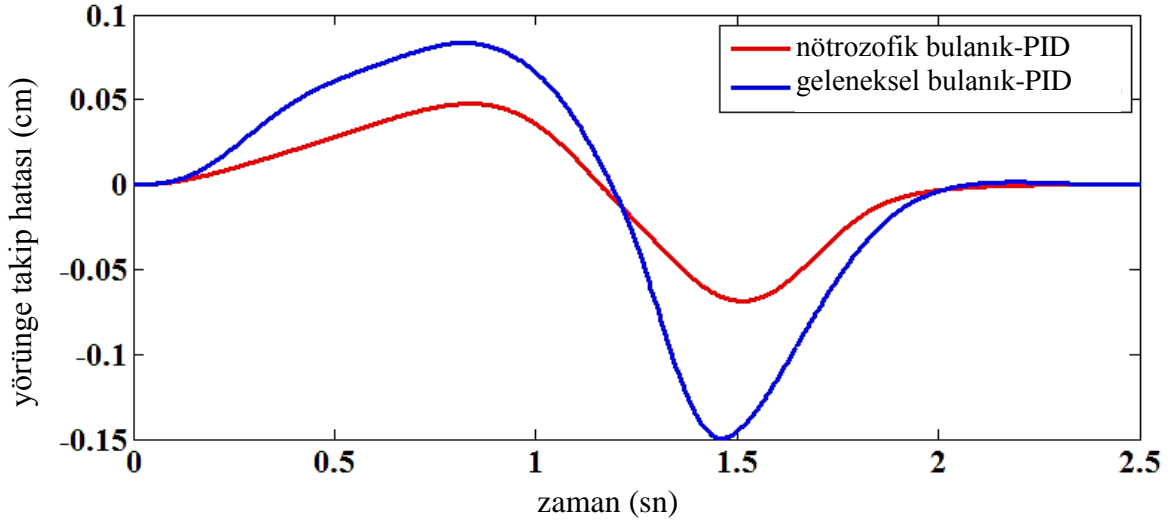
Şekil 4.38. ϕ eksenindeki yörünge takip hatasının farklı J değerlerine göre değişimleri
a) Geleneksel bulanık-PID b) Nötrozofik bulanık-PID

Bu benzetim çalışmasında bulunan sistem cevapları ilk benzetim çalışması ile uyushmaktadır. Şekil 36.a, Şekil 37.a, Şekil 38.a'dan görüldüğü gibi, geleneksel bulanık-PID denetleyici ile yüksek genlik ve frekansta salınımlı sistem cevapları bulunmuştur. Geleneksel bulanık-PID denetleyici ile, 0.0004'ten büyük J değerlerinde sistem çıkış cevabında salınımlar artmaktadır. Nötrozofik bulanık-PID denetleyici, geleneksel bulanık-PID denetleyiciden daha az salınımlı ve daha dayanıklıdır (Şekil 36.b, Şekil 37.b, Şekil 38.b).

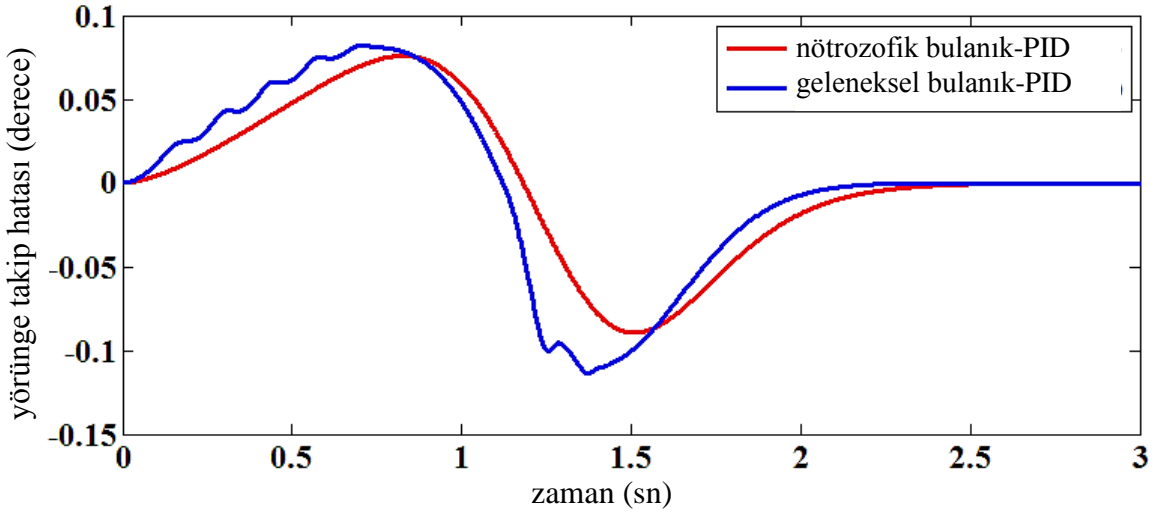
4.2.3.3. Robot kolu yörüngesi takip benzetim çalışması 3

Bu kısımda, geleneksel bulanık-PID denetleyici ve nötrozofik bulanık-PID denetleyiciler yörünge takip benzetim çalışmasında hız bakımından incelenmişlerdir. Benzetim çalışması 2'deki denetleyici parametreleri aynı şekilde alınmıştır. Sadece yörünge takibi benzetim çalışmalarında konum referansı olarak kullanılan Denklem 4.7'deki τ zaman sabiti değiştirilmiştir. τ değeri sıfıra yaklaştırıldığında, Denklem 4.7'deki fonksiyon P_1 noktasından P_2 noktasına daha hızlı ulaşmaktadır. Böylece, robot eksenin hızını ayarlamak mümkündür.

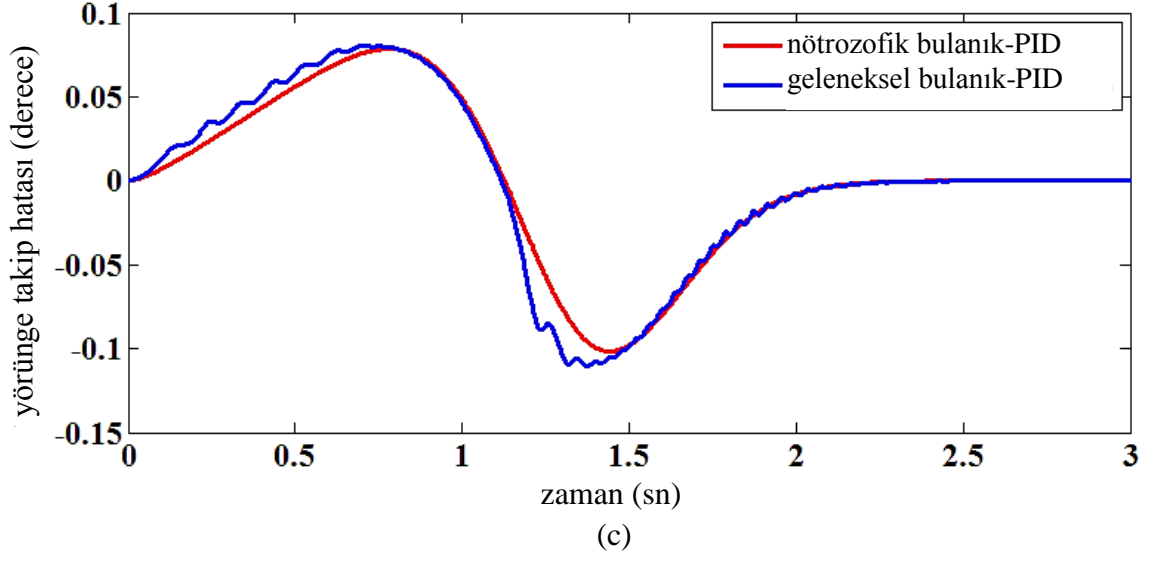
Eksen hareketleri için, her eksende sıfır başlangıç noktası olarak alınmış ve hedef nokta olarak r , θ ve ϕ eksenlerin orta noktaları olan sırasıyla 5, 90 ve 180 değerleri alınmıştır. Benzetim çalışmasının bu kısmında r , θ ve ϕ eksenlerinin tümünde τ değeri 1 ve 0.5 alınarak iki uygulama yapılmıştır. Burada, motor atalet moment değeri $J = 0.0001$ olarak alınmış ve değiştirilmemiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.39 ve Şekil 4.40'da verilmiştir.



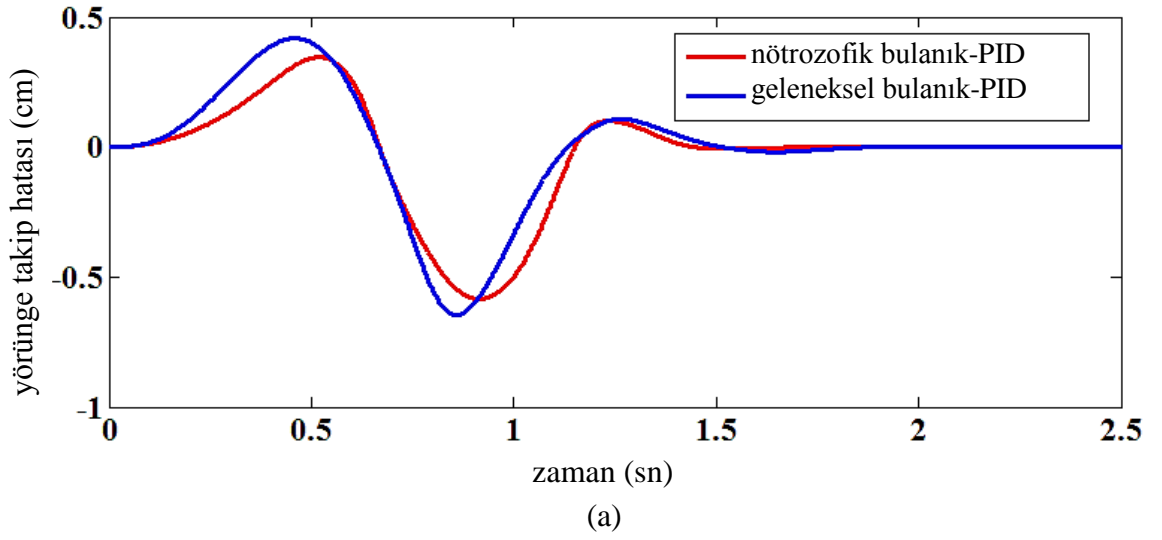
(a)

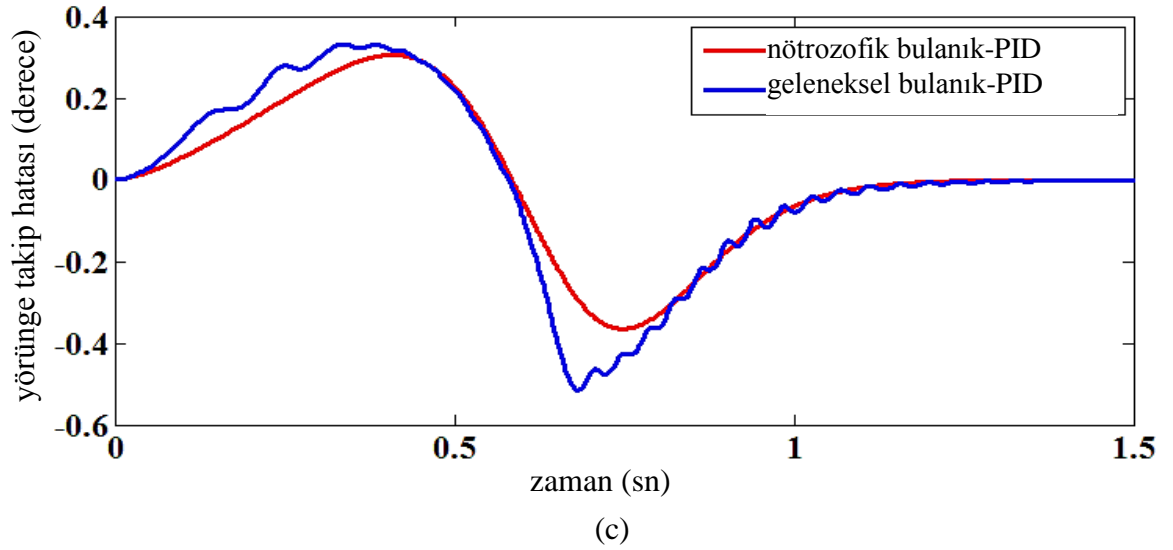
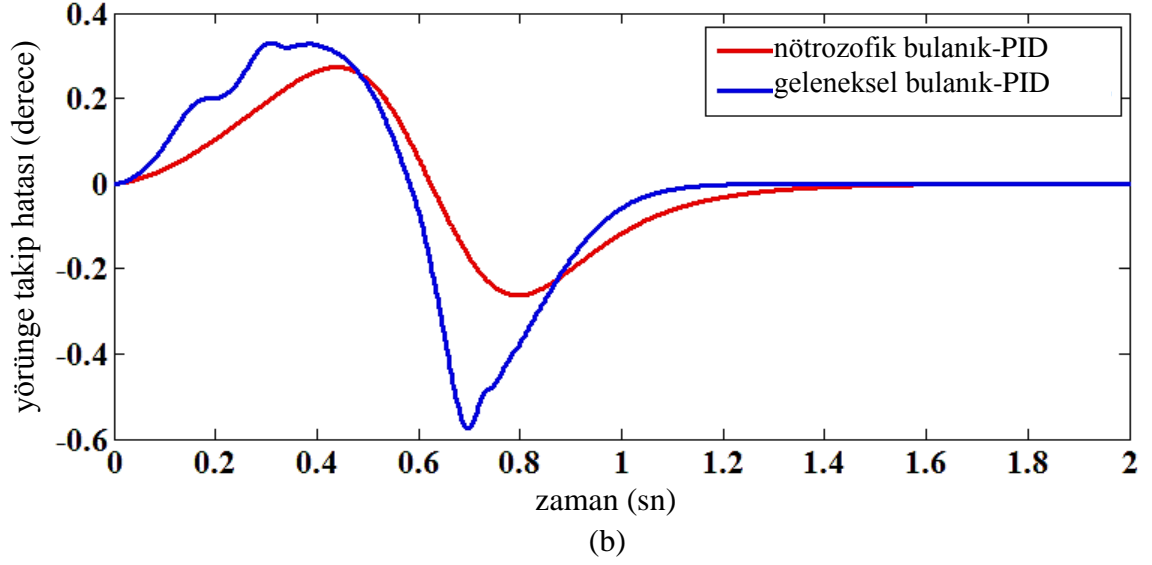


(b)



Şekil 4.39. Eksenlerin $\tau=1$ alınması durumdaki yörünge takip hataları a) r b) θ c) ϕ eksenleri





Şekil 4.40. Eksenlerin $\tau = 0.5$ alınması durumundaki yörünge takip hataları a) r b) θ c) ϕ eksenleri

Şekil 4.39 ve Şekil 4.40'da grafikler, tüm seksenlerde sırasıyla $\tau = 1$ ve $\tau = 0.5$ alınarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.39.a-Şekil 4.40.a, Şekil 4.39.b-Şekil 4.40.b ve Şekil 4.39.c-Şekil 4.40.c kendi aralarında incelendiğinde, robotun daha kısa sürede hareketini tamamladığı (hızlandığı) fakat yörünge takip hatasının her iki denetleyicide arttığı görülmektedir. Yine bu grafiklere göre, robotun hızlı hareket ettirilmesiyle birlikte, geleneksel bulanık-PID denetleyicinin yörünge takip hatası, nötrozofik bulanık-PID denetleyiciye göre daha fazla artış göstermiştir.

Bu kısımdaki üç örnek çalışmada, ntrozofik bulanık-PID ve geleneksel bulanık-PID denetleyiciler, robot kolunun küresel koordinatlarda yörünge takibinde, faklı motor atalet değerlerinde ve faklı eksen hız değerlerindeki karşılaştırmalı benzetim çalışmaları yapılmıştır. Tüm benzetim çalışmalarında, üç eksenin her birinin takip edeceği yörüngeler, bir referans yörünge fonksiyonu kullanılarak tanımlanmış ve robot kolunun her bir ekseninin bu yörüngeleri izlemesi sağlanmıştır. Her iki denetleyiciyi eşit Şartlarda karşılaştırmak için performans indeksleri kullanılarak denetleyici katsayıları ayarlanmış ve yörünge hataları eşitlenmiştir. Yörünge fonksiyonu ile kesikli eksen hareketleri nlenmiş ve eksenlerin hareketlerinin aynı anda başlaması ve sonlandırılması mümkün olmuştur.

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında ilk aşamada, nörtrozofik mantık teorisi incelenmiş, nörtrozofik mantığın farklı alanlardaki kullanımları ile ilgili literatür araştırması yapılmıştır. Bu literatür araştırmasından sonra, nörtrozofik mantığın otomatik kontrol alanındaki mevcut uygulamalarının araştırılması yapılmış ve nörtrozofik mantığın otomatik kontrol alanına uygulanması için yeni öneriler sunulmuştur. Bunlardan ilki nörtrozofik benzerlik ölçüsünü esas alarak PID denetleyicinin en iyi çalışma noktasındaki katsayıların bulunmasıdır. Bu yöntemde en uygun K_p , K_i ve K_d değerlerinin belirlenmesi işlemi, çok kriterli bir karar verme problemi olarak ele alınmış, literatürdeki nörtrozofik karar verme yöntemleri kullanılarak denetleyici için en uygun K_p , K_i ve K_d değerleri bulunmuştur. Önerilen yöntem, literatür için çok yeni bir yöntemdir. Bu yöntem, sistemden alınan birim basamak karakteristiklerini, belirsiz durumları da hesaba alınarak, insan düşünce mantığına çok yakın bir yaklaşımla değerlendirmektedir. Daha sonra Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak bulunan katsayılı PID denetleyicinin birim basamak cevapları ile önerilen yöntemin birim basamak cevapları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonucunda önerdiğimiz yöntemde bulunan katsayıların denetleyicide daha iyi cevap verdiği tespit edilmiştir.

İkinci olarak, nörtrozofik mantığın otomatik kontrol alanındaki benzetim ve gerçek zamanlı uygulama çalışmaları yapılmıştır. BMD giriş üyelik fonksiyonlarının nörtrozofik mantığı esas alarak evrensel kümede gruplanmasına dayalı nörtrozofik bulanık-PID denetleyici tasarlanmıştır. Giriş değişkenlerinin bu şekilde gruplanması, evrensel kümede daha iyi dağılımlı ve daha hassas bir bölgesel değerlendirme imkânı sunmaktadır.

Çalışmada önce klasik bulanık-PID denetleyici, sonra nörtrozofik bulanık-PID denetleyici kullanarak PMDC motor üzerinde hız kontrolü için gerçek zamanlı ve konum kontrolü için benzetim uygulamaları gerçekleştirilmiş ve sistem çıkış cevapları alınmıştır. Böylece önerilen yöntemde bulunan sonuçlar klasik bulanık-PID denetleyici le karşılaştırılmıştır. Sonuçta hem hız hem de konum kontrolü için alınan nörtrozofik

bulanık-PID denetleyicide çıkış cevaplarında, kısa süreli yükselme zamanları ve sönümlenme zamanları, çok küçük aşım oranı ve sıfır kalıcı durum hatası elde edilebilmiştir. Bu çalışmada kullanılan denetleyicilerin benzetim ve gerçek zamanlı uygulamalarında, sistemden alınan çıkış cevaplarının kalitesini belirleyen kriterlere göre (cevap hızı, salınım, sönümlenme zamanı, dayanıklılık) göre incelendiğinde, nütrozofik bulanık-PID denetleyicinin geleneksel bulanık-PID denetleyicisinden daha iyi olduğu görülmüştür.

5.2. Öneriler

Gelecekte konunun devamı olarak aşağıdaki çalışmalar yapılabilir.

Önerilen PID katsayı ayarlama yöntemi;

- Otomatik PID katsayı ayarlama (Auto-Tuning) şeklinde gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmesi çalışması yapılabilir.
- Farklı transfer fonksiyonları için pratik bir kullanım sağlayacak şekilde Matlab üzerinde çalışacak bir araç kutusu (toolbox) hazırlanabilir.
- Mikrodenetleyiciler ile gerçek zamanlı uygulama üzerinde test edilebilir.
- Bu çalışma tamsayı dereceli PID denetleyiciler için uygulanmıştır. Ayrıca, kesir dereceli PID denetleyiciler için bir çalışma yapılabilir.

Nütrozofik bulanık-PID denetleyici için;

- Ölü zaman gecikmeli sistemler üzerinde benzetim ve uygulama çalışmaları gerçekleştirilebilir.
- PC ve DAQ kullanılmadan, sadece bir mikrodenetleyici veya gömülü sistem üzerine yazılan program ile geleneksel bulanık-PID denetleyiciler ile karşılaştırılması yapılabilir.
- Değişik üyelik fonksiyonları (yamuk, gauss v.b.) kullanarak üyelik fonksiyon tiplerinin sistem üzerindeki etkisinin belirlenmesi için çalışmalar gerçekleştirilebilir. Değişik transfer fonksiyonları kullanarak sistemin kontrolü gerçekleştirilebilir.
- Önerilen her iki yöntem kullanılarak elde edilmiş denetleyicilerin kararlılık durumları incelenebilir.

- Tip-2 bulanık mantık denetleyicilerde üyelik fonksiyonlarının her birinde bir belirsizlik aralığı mevcuttur. Bu durum ntrozofik mantıkta belirsizlik (I) üyelik fonksiyonuna denk gelmektedir. Bu şekilde her üyelik fonksiyonuna doğruluk (T) ve yanlışlık (F) üyelik fonksiyonları ve aralıkları eklenerek, bulanık mantık tip-2 için yeni öneriler getirilebilir ve kontrol sonuçları incelenebilir.

- Ntrozofik bulanık mantık denetleyicide ntrozofikasyon, ntrozofik çıkarım, ntrozofik kural tabanı, ntrozofik tip indirgeme ve dentrozofikasyon (ntrozofik netleştirme) aşamaları bulunmaktadır. Bu çalışmada giriş üyelik fonksiyonlarının ntrozofikasyonları gerçekleştirilmiştir. Yani giriş değişkenleri T , I ve F kısımlarına ayrılmıştır ve buna göre üyelik fonksiyonları evrensel kümede dağıtılmıştır. Ntrozofik bulanık denetleyicinin diğer aşamaları ise daha sonraki çalışmalarda gerçekleştirilecektir.

- IVNS (Interval Value Neutrosophic Set) tipi kümeler teorisi nonlinear kararlılık kriterleri için kullanılabilir.

6. KAYNAKLAR

- [1] B. Özkan, *Mekatronik sistemlerde uygulanan belli başlı kontrol yöntemleri*, **Tübav Bilim Dergisi**, 2:3 (2009) 302-316.
- [2] K. J. Aström and R. M. Murray, *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*, Princeton University Press, New Jersey, USA, 2010, 396 pages.
- [3] Y. Zhang, G. Tao, M. Chen, *Adaptive Neural Network Based Control of Noncanonical Nonlinear Systems*, **IEEE Transactions on Neural Network and Learning Systems**, 27:9, (2016) 1864-1877.
- [4] H. M. Hasanien, *Design Optimization of PID Controller in Automatic Voltage Regulator System Using Taguchi Combined Genetic Algorithm Method*, **IEEE Systems Journal**, 7:4, (2013) 825-831.
- [5] A. A. Zadeh, M. Toulabi, A. M. Ranjbar, *Coordinated design of fuzzy-based speed controller and auxiliary controllers in a variable speed wind turbine to enhance frequency control*, **IET Renewable Power Generation**, 10:9, (2016) 1298-1309.
- [6] L. A. Zadeh, *Fuzzy Sets*, **Information & Control**, 8 (1965) 338-353.
- [7] M. S. Can ve Ö. F. Özgüven, *Nötrozofik benzerlik ölçüsü ile PID katsayılarının ayarlanması metodunda üçgen, Gauss ve çan eğrisi üyelik fonksiyonlarının etkilerinin incelenmesi*, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu, EEB2016, Tokat, Mayıs 11-13, (2016), pp. 35-41.
- [8] Shou-Heng Huang, *Advanced fuzzy logic controllers and self-tuning strategy*, Ph.D. Thesis, Iowa State University, 1994.
- [9] Funda Bakça, *Kesir mertebeli PID-Bulanık mantıkdenetleyici ve parametrelerinin adaptif metotla ayarlanması*, Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2014.
- [10] E. H. Mamdani, *Application of fuzzy logic algorithms for control of simple dynamic plant*, **Proc Inst Elec Eng.**, (1974) 1585-1588.
- [11] M. Akram, S. Habib, I. Javed, *Intuitionistic fuzzy logic control for washing machines*, **Indian Journal of Science and Technology**, 7:5 (2014) 654-661.
- [12] P. Gil, C. Lucena, A. Cardoso, and L. B. Palma, *Gain Tuning of Fuzzy PID Controllers for MIMO Systems: A Performance-Driven Approach*, **IEEE Transactions On Fuzzy Systems**, 23:4, (2015) 757 - 768.
- [13] A. Rubaai, M. J. C. Sitoriche, and A. R. Ofoli, *Design and Implementation of Parallel Fuzzy PID Controller for High-Performance Brushless Motor Drives: An Integrated Environment for Rapid Control Prototyping*, **IEEE Transactions On Industry Applications**, 44:4, (2008) 1090-1098.
- [14] L. Xu, T. Xu, J. Wang, and X. Li, *A Fuzzy PID Controller-Based Two-Axis Compensation Device for Airborne Laser Scanning*, **IEEE Sensors Journal**, 17:5, (2017) 1353 – 1362.
- [15] R. Thompson, R., A. Dexter, *A fuzzy decision-making approach to temperature control in air-conditioning systems*, **Control Engineering Practice**, 13:6 (2005) 689-698.
- [16] K. Premkumar, B. V. Manikandan, *Fuzzy PID supervised online ANFIS based speed controller for brushless dc motor*, **Neurocomputing**, 157 (2015) 76-90.

- [17] J. Lin, R. J. Lian, C. N. Huang, W. T. Sie, *Enhanced fuzzy sliding mode controller for active suspension systems*, **Mechatronics**, 19:7 (2009) 1178-1190.
- [18] C. Elmas, O. Deperlioglu, H. H. Sayan, *Adaptive fuzzy logic controller for DC-DC converters*, **Expert Systems with Applications**, 36:2-1 (2009) 1540-1548.
- [19] K. T. Atanassov, *Intuitionistic fuzzy sets*, **VII ITKR's Session** (1983)
- [20] K. T. Atanassov, *Intuitionistic fuzzy sets*, **Fuzzy Sets and Systems**, 20:1 (1986) 87-96.
- [21] B. Efe, F. E. Boran, M. Kurt, *Sezgisel bulanık topsis yöntemi kullanılarak ergonomik ürün konsept seçimi*, **Süleyman Demirel Üniversitesi Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi**, 3:3 ÖS: Ergonomi 2015 (2015) 433-440.
- [22] F. Smarandache, *A unifying field in logics: Neutrosophic logic, neutrosophy, neutrosophic set, neutrosophic probability and statistics*, fifth edition (2006)
- [23] F. Smarandache, *Neutrosophic Set – A Generalization of the Intuitionistic Fuzzy Set*, <http://fs.gallup.unm.edu/IFS-generalized.pdf> (on-line access on April, 2016)
- [24] F. Smarandache, *Neutrosophy, A New Branch of Philosophy*, **Multiple Valued Logic / An International Journal**, 8:3 (2002) 297-384.
- [25] Ebru Karabatak, *Nötrozofi yaklaşımı ile renkli görüntü bölütleme*, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2010
- [26] Kazım Hanbay, *Nötrozofi yaklaşımı ve dalgacık dönüşümü ile renkli doku görüntülerinin bölütlenmesi*, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2010
- [27] H. D. Cheng, Y. Guo, *A new neutrosophic approach to image thresholding*, **New Mathematics and Natural Computation**, 4:3 (2008) 291-308.
- [28] Y. Guo, H. D. Cheng, *New neutrosophic approach to image segmentation*, **Pattern Recognition**, 42 (2009) 587-595.
- [29] Y. Guo, H. D. Cheng, Y. Zhang, W. Zhao, *A new neutrosophic approach to image denoising*, Proceedings of the 11th Joint Conference on Information Sciences (2008).
- [30] J. Mohan, A. P. T. S. Chandra, V. Krishnaveni, Y. Guo, *Image denoising based on neutrosophic wiener filtering*, **Advances in Computing and Information Technology**, AISC 177 (2013) 861-869.
- [31] Ming Zhang, *Novel approaches to image segmentation based on neutrosophic logic*, Ph.D. Thesis, Utah State University Computer Science, Logan Utah, 2010.
- [32] L. Zhang, M. Zhang, Heng-Da Cheng, *Color image segmentation based on neutrosophy*, **Optical Engineering**, 51:3 (2012). doi:10.1117/1.OE.51.3.037009.
- [33] A. M. Anter, A. E. Hassanien, M. A. A. ElSoud, M. F. Tolba, *Neutrosophic sets and fuzzy c-means clustering for improving CT liver image segmentation*, Proceedings of the Fifth International Conference on Innovations in Bio-Inspired Computing and Applications IBICA 2014, 303 (2014) 193-203.
- [34] A. R. Solis, G. Panoutsos, *Granular computing neural-fuzzy modelling: A neutrosophic approach*, **Applied Soft Computing**, 13 (2013) 4010-4021.
- [35] A. A. Salama, M. Eisa, M. M. Abdelmoghny, *Neutrosophic relations database*, **International Journal of Information Science and Intelligent System**, 3:2 (2014) 33-46.

- [36] M. Arora, R. Biswas, U. S. Pandey, *Neutrosophic relational database decomposition*, **International Journal of Advanced Computer Science and Applications**, 2:8 (2011) 121-125.
- [37] M. Arora, R. Biswas, *Deployment of neutrosophic technology to retrieve answers for queries posed in natural language*, 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology ICCSIT, 3 (2010).
- [38] Y. Guo, A. Şengür, J. W. Tian, *A novel breast ultrasound image segmentation algorithm based on neutrosophic similarity score and level set*, **Computer Methods and Programs Biomedicine**, 123 (2016) 43-53. doi: 10.1016/j.cmpb.2015.09.007.
- [39] A. Q. Ansari, R. Biswas, S. Aggarwal, *Proposal for applicability of neutrosophic set theory in medical AI*, **International Journal of Computer Applications (0975 – 8887)** 27:5 (2011).
- [40] A. K. Dutta, *Analysis of side effects of chemotherapy treatment for cancer patients using neutrosophic cognitive graphs (NCG)*, **International Journal of Applied Engineering Research**, 11:1 (2016) 401-403.
- [41] M. Khoshnevisan, S. Bhattacharya, *A short note on financial data set detection using neutrosophic probability*, Proceedings of the First International Conference on Neutrosophy, Neutrosophic Logic, Neutrosophic Set, Neutrosophic Probability and Statistics, (2002) 75–80.
- [42] M. Khoshnevisan, S. Singh, *Neurofuzzy and neutrosophic approach to compute the rate of change in new economies*, Proceedings of the First International Conference on Neutrosophy, Neutrosophic Logic, Neutrosophic Set, Neutrosophic Probability and Statistics, (2002) 56–62.
- [43] S. Aggarwal, R. Biswas, A. Q. Ansari, *Neutrosophic modeling and control*, International Conference on Computer & Communication Technology (ICCCT-2010), (2010) 718-723.
- [44] M. S. Can, O. F. Özgüven, *PID tuning with neutrosophic similarity measure*, **International Journal of Fuzzy Systems**, Special Issue (2010) 1-15, doi: 10.1007/s40815-015-0136-y
- [45] F. Smarandache, L. Vladareanu, *Applications of neutrosophic logic to robotics – an introduction*, The 2011 IEEE International Conference on Granular Computing Kaohsiung, (2011) 607-612.
- [46] L. Vladareanu, *Versatile intelligent portable rescue robot platform through the adaptive networked control*, Recent Advances in Mechanical Engineering, 5th European conference of mechanical engineering, ECME 2014.
- [47] A. Q. Ansari, R. Biswas, S. Aggarwal, *Extension to fuzzy logic representation: Moving towards neutrosophic logic - A new laboratory rat*, Fuzzy Systems (FUZZ), 2013 IEEE International Conference on, (2013).
- [48] V. Vladareanu, R. I. Munteanu, A. Mumtaz, F. Smarandache, L. Vladareanu, *The optimization of intelligent control interfaces using versatile intelligent portable robot platform*, International Conference on Communication, Management and Information Technology (ICCMIT 2015), Procedia Computer Science, 65 (2015) 225-232.

- [49] A. Gal, L. Vladareanu, F. Smarandache, H. Yu, M. Deng, *Neutrosophic logic approaches applied to "RABOT" real time control*, **Neutrosophic Theory and Its Applications**, Collected Papers 1 (2012).
- [50] Selami Kesler, *Bilezikli asenkron makinaların bilezikleri üzerinden bulanık mantık tabanlı hız denetiminin TMS320F2812 DSP ile Gerçekleştirilmesi*, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2006.
- [51] C. Elmas, *Bulanık Mantık Denetleyiciler*, Seçkin Yayıncılık, Ankara, 2003, s. 230
- [52] K. B. Bose, *Expert System, Fuzzy Logic and Neural Network Applications in Power Electronics and Motion Control*, **Proceedings of IEEE**, 62:8 (1994) 1303-1322.
- [53] C. C. Lee, *Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controllers*, (part I and II), **IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics**, 20:2 1990 404-435.
- [54] Canan Şenol, *Yapay sinir ağı ve bulanık mantık hibrid yapı ve algoritmalarının geliştirilmesi*, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora tezi, 2010.
- [55] C. Karakuzu, *Bulanık Modelleme ve Akıllı Denetim Ders Notu*, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, (2006), <http://mekatronik.kocaeli.edu.tr/dokuman/dersnotu/Ders5-03-10-2012-16-14-33-761036195.pdf> (Erişim tarihi 29 Nisan, 2016)
- [56] C. Ashbacher, *Introduction to neutrosophic logic*, American research press rehoboth, 2002, p. 144.
- [57] Pawalai Kraipeerapun, *Neural network classification based on quantification of uncertainty*, Ph.D. Thesis, Murdoch University, 2009.
- [58] H. Wang, F. Smarandache, Y. Q. Zhang, R. Sunderraman, *Interval Neutrosophic Sets and Logic: Theory and Applications in Computing*, <http://www.gallup.unm.edu/~smarandache/eBooks-otherformats.htm> (on-line access on May, 2016)
- [59] Haibin Wang, *Interval neutrosophic sets and logic: Theory and applications in computing*, Ph.D. Thesis, College of Arts and Sciences Georgia State University, 2005.
- [60] A. Aydoğdu, *On Similarity and Entropy of Single Valued Neutrosophic Sets*, **Gen. Math. Notes**, 29:1 (2015) 67-74.
- [61] E. Szmjdt, J. Kacprzy, *Distances between intuitionistic fuzzy sets*, **Fuzzy Sets and Systems**, 114 (2000) 505-518.
- [62] W. L. Hung, M. S. Yang, *Similarity measures of intuitionistic fuzzy sets based on Hausdorff distance*, **Pattern Recognition Letters**, 25 (2004) 1603-1611.
- [63] W. L. Hung, M. S. Yang, *On similarity measures between intuitionistic fuzzy sets*, **International Journal of Intelligent Systems**, 23:3 (2008) 364-383.
- [64] D. F. Li, C. T. Cheng, *New similarity measures of intuitionistic fuzzy sets and application to pattern recognitions*, **Pattern Recognition Letters**, 23 (2002) 221-225.
- [65] Z. S. Xu, *Some similarity measures of intuitionistic fuzzy sets and their application to multiple attribute decision making*, **Fuzzy Optimization and Decision Making**, 6:2 (2007) 109-121.

- [66] Z. S. Xu, J. Chen, *An overview of distance and similarity measures of intuitionistic fuzzy sets*, **International Journal of Uncertainty Fuzziness and Knowledge-Based Systems**, 16:04 (2008) 529-555.
- [67] S. Broumi, F. Smarandache, *Several similarity measures of neutrosophic sets*, **Neutrosophic Sets and Systems**, 1(2013) 54-62.
- [68] J. Ye, *Similarity measures between interval neutrosophic sets and their applications in multicriteria decision-making*, **Journal of Intelligent and Fuzzy Systems**, 26 (2014), 2459-2466.
- [69] J. Ye, *Vector similarity measures of simplified neutrosophic sets and their application in multicriteria decision making*, **Int. J. of Fuzzy Syst.**, 16:2 (2014) 204–215.
- [70] P. Majumdar, S.K. Samanta, *On similarity and entropy of neutrosophic sets*, **J. Intell. Fuzzy Systems**, 26 (2014) 1245-1252.
- [71] A. Mukherjee, S. Sarkar, *Several similarity measures of neutrosophic soft sets and its application in real life problems*, **Annal. Pure Appl. Math.**, 7:1 (2014) 1–6.
- [72] J. Ye, *A multicriteria decision-making method using aggregation operators for simplified neutrosophic sets.*, **J. Intell. Fuzzy Syst.**, 26:5 (2014), 2459–2466.
- [73] R. Sahin, M. Karabacak, *A multi attribute decision making method based on inclusion measure for interval neutrosophic sets.*, **Int. J. Eng. Appl. Sci. (IJEAS)**, 2:2 (2015), 13–25.
- [74] Sahin, R., Kucuk, A.: Subsethood measure for single valued neutrosophic sets. *J. Intell. Fuzzy Syst.* (2014). doi:10.3233/IFS-141304
- [75] J. Ye, *Cosine similarity measures for intuitionistic fuzzy sets and their applications.*, **Math. Comput. Model.**, 53:(1–2) (2011) 91–97.
- [76] J. Ye, *Multicriteria group decision-making method using vector similarity measures for trapezoidal intuitionistic fuzzy numbers*, **Group Decis. Negot.**, 21 (2013) 519–530.
- [77] J. Ye, *Multicriteria decision-making method using the dice similarity measure based on the reduct intuitionistic fuzzy sets of interval-valued intuitionistic fuzzy Sets.*, **Appl. Math. Model.**, 36 (2012) 4466–4472.
- [78] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, Sixth ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [79] J. G. Juang, R. W. Lin, W. K. Liu, *Comparison of classical control and intelligent control for a MIMO system*, **Applied Mathematics and Computation**, 205 (2008) 778–791.
- [80] J. G. Ziegler, N. B. Nichols, *Optimum settings for automatic controllers*, **Trans. ASME**, (1942) 759–768.
- [81] M. S. Saad, M. Jamaluddin, I. Z. M. Darus, *Implementation of PID Controller Tuning Using Differential Evolution and Genetic Algorithms*, **International Journal of Innovative Computing, Information and Control**, 9 (1012) 7761-7779.
- [82] M. R. Rani, H. Selamat, H. Zamzuri, Z. Ibrahim, *Multi-Objective Optimization For PID Controller Tuning Using The Global Ranking Genetic Algorithm*, **International Journal of Innovative Computing, Information and Control**, 8 (2012) 269-284.

- [83] R. Sanchis, J. A. Romero, P. Balaguer, *Tuning of PID controllers based on simplified single parameter optimisation*, **International Journal of Control**, 83 (2010) 1785-1798.
- [84] M. Tokuda, T. Zamamoto, *Self-Tuning PID Controller Based on Control Performance Evaluations*, **International Journal of Innovative Computing, Information and Control**, 6 (2010) 3751-3762.
- [85] E. Jahanshahi, S. Sivalingam, J. B. Schofield, *Industrial test setup for autotuning of PID controllers in large-scale processes: Applied to Tennessee Eastman process*, **IFAC-Papers OnLine**, 48:8 (2015) 469-476.
- [86] P. Ponce, A. Molina, G. Tello, L. Ibarra, B. MacCleery, M. Ramirez, *Experimental study for FPGA PID position controller in CNC micro-machines*, **IFAC-Papers OnLine**, 48:3 (2015) 2203-2207.
- [87] F. Reyes, A. Rosado, *Polynomial family of PD-type controllers for robot manipulators*, **Control Engineering Practice**, 13:4 (2005) 441-450.
- [88] S. Sondhi, Y. V. Hote, *Fractional order PID controller for load frequency control*, **Energy Conversion and Management**, 85 (2014) 343-353.
- [89] S. Jingzhuo, L. Yu, H. Jingtao, X. Meiyu, Z. Juwei, Z. Lei, *Novel intelligent PID control of traveling wave ultrasonic motor*, **ISA Transactions**, 53:5 (2014) 1670-1679.
- [90] Ahmet Ilıca, *Bulanık mantık yöntemi ile sıvı seviye kontrolü*, Yüksek Lisans Tezi, Dumlupınar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008.
- [91] S. Kurtulan, *PLC ile endüstriyel otomasyon*, Birsen Yayın, 2005, 389 s.
- [92] P. V. G. K. Rao, M. V. Subramanyam, K. Satyaprasad, *Study on PID controller design and performance based on tuning techniques*, International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICT), 2014.
- [93] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th edn. Prentice Hall Inc., New York 2010, 894 pages.
- [94] A. P. Antony, E. Varghese, *Comparison of performance indices of PID controller with different tuning methods*, International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies [ICCPCT], 2016.
- [95] C. Mitsantisuk, M. Nandayapa, K. Ohishi, S. Katsura, *Design for sensorless force control of flexible robot by using resonant ratio control based on coefficient diagram method*, **Automatika**, 54:1, Special issue, selected papers from AMC2012 Conference, doi: 10.7305/automatika.54-1.311.
- [96] G. F. Mauer, *A fuzzy logic controller for an ABS braking system*, **IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, 3:4 (1995) 381 – 388 doi: 10.1109/91.481947.
- [97] W. C. So, C.K. Tse, Y. S. Lee, *Development of a fuzzy logic controller for DC/DC converters: design, computer simulation, and experimental evaluation*, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 11:1 (1996) 24–32 doi: 10.1109/63.484413.
- [98] A. E. Khateb, N. A. Rahim, J. Selvaraj, M. N. Uddin, *Fuzzy-Logic-Controller-based SEPIC Converter for Maximum Power Point Tracking*, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 50:4 (2014) 2349–2358 doi: 10.1109/TIA.2014.2298558.

- [99] A. Marvuglia, A. Messineo, G. Nicolosi, *Coupling a neural network temperature predictor and a fuzzy logic controller to perform thermal comfort regulation in an office building*, **Building and Environment**, 72 (2014) 287–299.
- [100] J. X. Xu, Z. Q. Guo, T. H. Lee, *Design and Implementation of a Takagi–Sugeno-Type Fuzzy Logic Controller on a Two-Wheeled Mobile Robot*, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 60:12 (2013) 5717–5728 doi: 10.1109/TIE.2012.2230600.
- [101] J. A. Ali, M. A. Hannan, A. Mohamed, M. G.M. Abdolrasol, *Fuzzy logic speed controller optimization approach for induction motor drive using backtracking search algorithm*, **Measurement**, 78 (2016) 49–62.
- [102] O. Karasakal, E. Yeşil, M. Güzelkaya, İ. Eksin, *Implementation of a new self-tuning fuzzy PID controller on PLC*, **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, 13:2 (2005) 277–286.
- [103] K. S. Tang, K. F. Man, G. Chen, S. Kwong, *An optimal fuzzy PID controller*, **Industrial Electronics, IEEE Transactions**, 48:4 (2001), 757 – 765, doi: 10.1109/41.937407
- [104] J. Carvajal, G. Chen, H. Ogmen, *Fuzzy PID controller: Design, performance evaluation, and stability analysis*, **Information Sciences**, 123:3–4 (2000) 249–270, doi: 10.1016/S0020-0255(99)00127-9
- [105] P. J. E. Abrosio, and N. Mort, *A Novel Design and Tuning Procedure for PID Type Fuzzy Logic Controllers*, First International IEEE Symposium "Intelligent Systems", September (2002)
- [106] J. L. Meza, V. Santibáñez, R. Soto, and M. A. Llama, *Fuzzy Self-Tuning PID Semiglobal Regulator for Robot Manipulators*, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 59:6 (2012) 2709–2717.
- [107] H. A. Malki, D. Misir, D. Feigenspan, G. Chen, *Fuzzy PID control of a flexible-joint robot arm with uncertainties from time-varying loads*, **IEEE Transactions On Control Systems Technology**, 5:3 (1997)
- [108] C. W. Tao, J. S. Taur, *An approach for the robustness comparison between piecewise linear PID-like fuzzy and classical PID controllers*, **Soft Comput**, 9, (2005) 430–438 doi: 10.1007/s00500-004-0358-7
- [109] S. Saha, M. K. Ray, P. Roy, *A Comparison between the performance of fuzzy logic-based PD controller and general PD controller*, **International Journal of Advance Innovations, Thoughts & Ideas**, 1:2 (2012)
- [110] B. Akbıyık, I. Eksin, M. Güzelkaya, E. Yeşil, *Evaluation of the performance of various fuzzy PID controller structures on Benchmark systems*, 4th International Conf. on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, Turkey, January (2005)
- [111] Q. Xu, J. Kan, S. Chen, S. Yan, *Fuzzy PID based trajectory tracking control of mobile robot and its simulation in Simulink*, **International Journal of Control and Automation**, 7:8 (2014) 233–244 DOI: 10.14257/ijca.2014.7.8.20
- [112] J. Godjevac, *Comparison between PID and fuzzy control*, **Internal Report R93.36I, Ecole Poly technique Fédérale de Lausanne Département d’Informatique Laboratoire de Microinformatique**, (1993).
- [113] O. A. M. Ali, A. Y. Ali, B. S. Sumait, *Comparison between the effects of different types of membership functions on fuzzy logic controller performance*,

- International Journal of Emerging Engineering Research and Technology**, 3:3 (2015) 76-83.
- [114] P. N. Ekemezie, C. C. Osuagwu, *Effect of varying controller parameters on the performance of a fuzzy logic control system*, **Nigerian Journal of Technology**, 19:1 (2000), 40-51
- [115] M. El-Bardini, A. M. El-Nagar, *Interval Type-2 fuzzy PID controller for uncertain nonlinear inverted pendulum system*, **ISA Transactions**, 53:3 (2014), 732-743.
- [116] M. Nie, W. W. Tan, *Stable adaptive fuzzy PD plus PI controller for nonlinear uncertain systems*, **Fuzzy Sets and Systems**, 179:1 (2011), 1-19
- [117] H. N. Wu, *Robust H2 fuzzy output feedback control for discrete-time nonlinear systems with parametric uncertainties*, **International Journal of Approximate Reasoning**, 46:1 (2007) 151-165.
- [118] L. Tian, *Intelligent self-tuning of PID control for the robotic testing system for human musculoskeletal joints test*, **Annals of Biomedical Engineering**, 32:6 (2004) 899-909.
- [119] Spong, M. W., Hutchinson, S., Vidyasagar, M., *Robot modeling and control*, First Edition, John Wiley&Sons, Inc. (2005)
- [120] Z. Zhiyong, Z. JianFeng, H. Lvwen, L. ChangYue, *Trajectory tracking fuzzy control algorithm for picking robot arm*, **International Journal of Control and Automation**, 7:9 (2014) 411-422.
- [121] Q. Xu, J. Kan, S. Chen, S. Yan, *Fuzzy PID based trajectory tracking control of mobile robot and its simulation in Simulink*, **International Journal of Control and Automation**, 7:8 (2014) 233-244. DOI: 10.14257/ijca.2014.7.8.20
- [122] Anonymous. (2016). <http://www.interworldna.com/advan/pci-1711.htm> (on-line access on 29 April, 2016)
- [123] Anonymous. (2016). http://www.advantech.com/products/1-2mlkc9/pci-1711/mod_b8ef5337-44f0-4c36-9343-ad87d01792d1 (on-line access on 12 March, 2016)
- [124] Anonymous. (2016). <https://www.sparkfun.com/products/10932> (on-line access on 4 February, 2016)

7. EKLER

EK1. Nötrozofik benzerlik ölçüsü ile PID katsayılarının ayarlanması metodu'nun MATLAB_2010_a kodları

```
clear all;clc;
sss=0;yzd=0;n=1;m=6;min_toplam_seth=0;maks_toplam_seth=0;
hamming_toplam=0;euclidean_toplam=0;jaccard_toplam=0;
dice_toplam=0;cosine_toplam=0;k=1;
N1=zeros(1,3,6);N2=zeros(1,3,6);
%RiseTime
N1(1,1,1)=1;N1(1,2,1)=0;N1(1,3,1)=0;
%SettlingTime
N1(1,1,2)=1;N1(1,2,2)=0;N1(1,3,2)=0;%Overshoot
N1(1,1,3)=1;N1(1,2,3)=0;N1(1,3,3)=0;
%Undershoot
N1(1,1,4)=1;N1(1,2,4)=0;N1(1,3,4)=0;
%PeakTime
N1(1,1,5)=1;N1(1,2,5)=0;N1(1,3,5)=0;
%KalıcıDurumHatası
N1(1,1,6)=1;N1(1,2,6)=0;N1(1,3,6)=0;
benzerlik=zeros(200,1);pp=zeros(200,1);ii=zeros(200,1);
dd=zeros(200,1);M=zeros(200,4);
s=tf('s'); G=1/((s+1)*(s+4));
Kp=7;Ki=4;Kd=2;
pb=Kp-6;
ps=Kp+20;
ib=Ki-20;
is=Ki+20;
db=Kd-20;
ds=Kd+20;
cccc=0;
for z=pb:1:ps
    for h=ib:1:is
        for g=db:1:ds
            cccc=cccc+1;
        end
    end
end
for z=pb:1:ps
    for h=ib:1:is
        for g=db:1:ds
            %Kp=z; Ti=h;Td=g;
            %Gc=Kp*(1+1/Ti/s+Td*s);
            Kp=z;Ki=h;Kd=g;
            Gc=(Kp+Ki*1/s+Kd*s);
```

```

Gcl=feedback(G*Gc,1);
SS = stepinfo(Gcl,1);
N2(1,1,1)=trimf(SS.RiseTime,[0 1.5 3]);%TRUE DEĞERİ
N2(1,2,1)=trimf(SS.RiseTime,[2.5 3 3.5]);%INTEDERMINANCY DEĞERİ
N2(1,3,1)=trapmf(SS.RiseTime,[3 4 100 100]);%FALSITY DEĞERİ
N2(1,1,2)=trimf(SS.SettlingTime,[0 2.5 5]);%TRUE DEĞERİ
N2(1,2,2)=trimf(SS.SettlingTime,[4.5 5 5.5]);%INTEDERMINANCY DEĞERİ
N2(1,3,2)=trapmf(SS.SettlingTime,[5 6 100 100]);%FALSITY DEĞERİ
N2(1,1,3)=trimf(SS.Overshoot,[0 2 4]);%TRUE DEĞERİ
N2(1,2,3)=trimf(SS.Overshoot,[3 4 5]);%INTEDERMINANCY DEĞERİ
N2(1,3,3)=trapmf(SS.Overshoot,[4 5 100 100]);%FALSITY DEĞERİ
N2(1,1,4)=trimf(SS.Undershoot,[0 0 0]);%TRUE DEĞERİ
N2(1,2,4)=trimf(SS.Undershoot,[0 0.1 0.2]);%INTEDERMINANCY DEĞERİ
N2(1,3,4)=trapmf(SS.Undershoot,[0.2 0.3 100 100]);%FALSITY DEĞERİ
N2(1,1,5)=trimf(SS.PeakTime,[0 2 4]);%TRUE DEĞERİ
N2(1,2,5)=trimf(SS.PeakTime,[3 4 5]);%INTEDERMINANCY DEĞERİ
N2(1,3,5)=trapmf(SS.PeakTime,[4 6 100 100]);%FALSITY DEĞERİ
N2(1,1,6)=abs(trapmf(abs(1-dcgain(Gcl)),[0 0 0.005 0.009]));%TRUE DEĞERİ
N2(1,2,6)=trimf(abs(1-dcgain(Gcl)),[0.008 0.009 0.01]);%INTEDERMINANCY DEĞERİ
N2(1,3,6)=trapmf(abs(1-dcgain(Gcl)),[0.009 0.01 100 100]);%FALSITY
DEĞERİ
%% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %%
%SET-THEORETIC
for i=1:n
    for j=1:m
        min_toplam_seth=min_toplam_seth+(min(N1(i,1,j),N2(i,1,j))+min(N1(i,2,j),N2(i,2,j))+
        min(N1(i,3,j),N2(i,3,j)));
    end
end
for i=1:n
    for j=1:m
        maks_toplam_seth=maks_toplam_seth+(max(N1(i,1,j),N2(i,1,j))+max(N1(i,2,j),N2(i,2,j)
        ))+max(N1(i,3,j),N2(i,3,j)));
    end
end
benzerlik_seth(k,1)=min_toplam_seth/maks_toplam_seth;
min_toplam_seth=0;
maks_toplam_seth=0;
%% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %% %%
%HAMMING VE NORM-HAMMING
for i=1:n
    for j=1:m
        hamming_toplam=hamming_toplam+(abs(N1(i,1,j)-N2(i,1,j))+abs(N1(i,2,j)-
        N2(i,2,j))+abs(N1(i,3,j)-N2(i,3,j)));
    end
end

```

```

end
benzerlik_hamming(k,1)=1/(1+(hamming_toplam/6));
benzerlik_norm_hamming(k,1)=1/(1+(hamming_toplam/(6*n)));
hamming_toplam=0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%EUCLIDEAN VE NORM-EUCLIDEAN
for i=1:n
    for j=1:m
        euclidean_toplam=euclidean_toplam+((N1(i,1,j)-N2(i,1,j))^2+(N1(i,2,j)-
N2(i,2,j))^2+(N1(i,3,j)-N2(i,3,j))^2);
    end
end
benzerlik_euclidean(k,1)=1/(1+sqrt(euclidean_toplam/6));
benzerlik_norm_euclidean(k,1)=1/(1+sqrt(euclidean_toplam/(6*n)));
euclidean_toplam=0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%JACCARD
for i=1:n
    for j=1:m
jaccard_toplam=jaccard_toplam+(N1(i,1,j)*N2(i,1,j)+N1(i,2,j)*N2(i,2,j)+N1(i,3,j)*N2(i
,3,j))/((N1(i,1,j)^2+N1(i,2,j)^2+N1(i,3,j)^2+N2(i,1,j)^2+N2(i,2,j)^2+N2(i,3,j)^2)-
(N1(i,1,j)*N2(i,1,j)+N1(i,2,j)*N2(i,2,j)+N1(i,3,j)*N2(i,3,j)));
    end
end
benzerlik_jaccard(k,1)=(jaccard_toplam/m);
jaccard_toplam=0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%COSINE
for i=1:n
    for j=1:m
cosine_toplam=cosine_toplam+((N1(i,1,j)*N2(i,1,j)+N1(i,2,j)*N2(i,2,j)+N1(i,3,j)*N2(i
,3,j))/(sqrt(N1(i,1,j)^2+N1(i,2,j)^2+N1(i,3,j)^2)*sqrt(N2(i,1,j)^2+N2(i,2,j)^2+N2(i,3,j)^
2)));
    end
end
benzerlik_cosine(k,1)=(cosine_toplam/m);
cosine_toplam=0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%DICE
for i=1:n
    for j=1:m
dice_toplam=dice_toplam+(2*(N1(i,1,j)*N2(i,1,j)+N1(i,2,j)*N2(i,2,j)+N1(i,3,j)*N2(i,3,
j)))/((N1(i,1,j)^2+N1(i,2,j)^2+N1(i,3,j)^2+N2(i,1,j)^2+N2(i,2,j)^2+N2(i,3,j)^2));
    end
end
benzerlik_dice(k,1)=(dice_toplam/m);

```

```

dice_toplam=0;
    Gc=0; Gcl=0; p=0;
    pp(k,1)=z; ii(k,1)=h; dd(k,1)=g;
    S(k,1)=benzerlik_seth(k,1);
    S(k,2)=pp(k,1);
    S(k,3)=ii(k,1);
    S(k,4)=dd(k,1);
    H(k,1)=benzerlik_hamming(k,1);
H(k,2)=pp(k,1);
H(k,3)=ii(k,1);
H(k,4)=dd(k,1);
    NH(k,1)=benzerlik_norm_hamming(k,1);
    NH(k,2)=pp(k,1);
    NH(k,3)=ii(k,1);
    NH(k,4)=dd(k,1);
    E(k,1)=benzerlik_euclidean(k,1);
E(k,2)=pp(k,1);
E(k,3)=ii(k,1);
E(k,4)=dd(k,1);
    NE(k,1)=benzerlik_norm_euclidean(k,1);
    NE(k,2)=pp(k,1);
    NE(k,3)=ii(k,1);
    NE(k,4)=dd(k,1);
JACCARD(k,1)=benzerlik_jaccard(k,1);
JACCARD(k,2)=pp(k,1);
JACCARD(k,3)=ii(k,1);
JACCARD(k,4)=dd(k,1);
COSINE(k,1)=benzerlik_cosine(k,1);
COSINE(k,2)=pp(k,1);
COSINE(k,3)=ii(k,1);
COSINE(k,4)=dd(k,1);
DICE(k,1)=benzerlik_dice(k,1);
    DICE(k,2)=pp(k,1);
    DICE(k,3)=ii(k,1);
    DICE(k,4)=dd(k,1);
k=k+1;
    sss=sss+1;
    yzd=(100*k)/cccc;
    if sss==100
        clc
        yzd
        sss=0;
    end
end
end
end
end

```

EK 2. Gerçek zamanlı testlerde kullanılan PCI-1711 DAQ kartı



Şekil Ek.2.1 PCI 1711 veri toplama kartı [122]



Şekil Ek.2.2 PCI 1711 veri toplama kartı [123]

Entry-level 100 kS/s, 12-bit, 16-ch Universal PCI Multifunction Card

Cost-effective

16-ch single-ended analog input

16 single-ended analog inputs

12-bit A/D converter, with up to 100 kHz sampling rate

12-bit A/D converter, with up to 100 kHz sampling rate

Programmable gain

Programmable gain

Automatic channel/gain scanning

Automatic channel/gain scanning

Onboard FIFO memory (1,024 samples)

Onboard FIFO memory (1024 samples)

Two 12-bit analog output channels

Two 12-bit analog output channels

16-ch digital input and 16-ch digital output

16 digital inputs and 16 digital outputs

Onboard programmable counter

Onboard programmable counter

EK 3. Gerçek zamanlı testlerde kullanılan artımsal enkoder



Şekil Ek.3 Artımsal enkoder [124]

Özellikler:

- Resolution: 200 Pulse/Rotation
- Input Voltage: 5 - 12VDC
- Maximum Rotating Speed: 5000rpm
- Allowable Radial Load: 5N
- Allowable Axial Load: 3N
- Cable Length: 50cm
- Shaft Diameter: 4mm

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Mehmet Serhat CAN

Doğum Yeri ve Tarihi: KOZAN/ 24.03.1977

Adres: Yunusemre Mahallesi Şehit Ceyhun Pişkin Sokak Zela Apt. Kat:3 No:10
Zile/TOKAT

E-Posta: mehmetserhat.can@gop.edu.tr

Lisans:

(1996-2000) Niğde Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh.

Y. Lisans:

(2008-2010) Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü,
Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D.

Mesleki Deneyim:

(2003-2004) Elektrik-Elektronik Mühendisi, Gürka İnşaat - ADANA

(2004-2005) Elektrik-Elektronik Mühendisi, Denge Otomasyon, KARTAL–
İSTANBUL

(2005-2007) Elektrik-Elektronik Mühendisi, Has Dokuma San. Tic. A.Ş,
KAHRAMANMARAŞ

(2007-Halen) Öğretim Görevlisi, Zile Meslek Yüksekokulu Mekatronik Programı, ZİLE
- TOKAT

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR

Uluslararası SCI indekslerde taranan makaleler:

1. M.S. Can, O. F. Ozguven, *PID tuning with neutrosophic similarity measure*, **International Journal of Fuzzy Systems**, Special Issue 2016, doi: 10.1007/s40815-015-0136-y

2. M. S. Can, O. F. Ozguven, *Fuzzy PID Control by Grouping of Membership Functions of Fuzzy Antecedent Variables with Neutrosophic Set Approach and 3-D Position Tracking Control of a Robot Manipulator*, **Journal of Electrical Engineering & Technology**,

İnceleme aşamasında, Yükleme tarihi: 02.03.2017

Uluslararası hakemli dergilerde yayınlanan makaleler:

3. M. S. Can, O. F. Ozguven, *Design of the Neutrosophic Membership Valued Fuzzy-PID Controller and Rotation Angle Control of a Permanent Magnet Direct Current Motor*, **Journal of New Results in Science**, 12 (2016) 126-138.

Ulusal hakemli dergilerde yayınlanan makaleler:

4. M. S. Can, O. F. Ozguven, *Nötrozofik Üyelik Fonksiyonlu Bulanık Mantık-PID Denetleyici ve Geleneksel Bulanık Mantık-PID Denetleyicinin Gerçek Zamanlı Karşılaştırılması*, **Çukurova Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi**, İnceleme aşamasında, Yükleme tarihi: 06.02.2017

Ulusal konferanslarda sunulan bildiriler:

5. M. S. Can, O. F. Ozguven, *Nötrozofik Benzerlik Ölçüsü ile PID Katsayılarının Ayarlanması Metodunda Üçgen, Gauss ve Çan Eğrisi Üyelik Fonksiyonlarının Etkilerinin İncelenmesi*, **Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu, EEB 2016**, (2016) 35-41

6. M. S. Can, O. F. Ozguven, *Nötrozofik Üyelik Fonksiyonlu Bulanık Mantık Denetleyici ile Sabit Miknatıslı Doğru Akım Motor Milinin Dönüş Açısının Kontrolü*, **Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu EEB 2016**, (2016) 237-242

Proje çalışması:

Proje kapsamı: 1001 - Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Projelerini Destekleme Programı.

Proje araştırma grubu ve no: EEEAG - 117E069

Proje başlığı: Nötrozofik Üyelik Değerli Bulanık Mantık Denetleyici Kullanarak Fotovoltaik Sistemin Verimliliğini Arttırmak İçin Maksimum Güç Noktasının İzlenmesi ve Kontrolü