

154213

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ROBOT MANİPÜLATÖRLERDE FARKLI DENETİM
YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI**

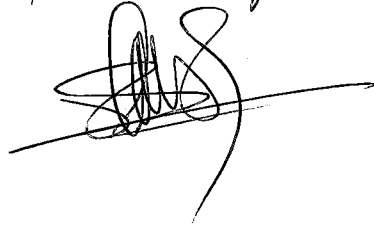
Elektrik Müh. Emre EROĞLU

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Şeref Naci ENGİN

Yrd. Doç. Dr.
Şeref Naci Engin
Şeref Naci Engin
Prof. Dr. Oruç Bilgiç
Oruç Bilgiç.

Prof. Dr. Balıç Cansever


İSTANBUL, 2004

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	iii
KISALTMA LİSTESİ.....	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	vii
ÖNSÖZ.....	viii
ÖZET.....	ix
ABSTRACT.....	x
1. GİRİŞ.....	11
2. ÜÇ LİNKLİ YÜZEYSEL ROBOT MANİPÜLATÖRÜN PD, PID VE BULANIK MANTIK KONTROLÜ.....	14
2.1 Robot Modeli ve Özellikleri.....	14
2.2 Tasarım.....	15
2.2.1 PD Tipi Denetleyici.....	17
2.2.2 PID Tipi Denetleyici.....	18
2.2.3 Bulanık Mantık Destekli Denetleyici.....	19
2.3 Simülasyon Sonuçları.....	22
3. BULANIK MANTIK DESTEKLİ DCAL UYARLAMALI DENETLEYİCİLER İLE İKİ LİNKLİ ROBOT MANİPÜLATÖR KONTROLÜ.....	31
3.1 Robot Modeli ve Özellikleri.....	31
3.2 Tasarım.....	34
3.2.1 Hata Dinamiği.....	35
3.2.2 Denetim Sinyalinin Tasarlanması.....	36
Teorem	37
İspat.....	38
3.2.3 Bulanık Mantık Destekli Adaptasyon Denetim Uygulanması.....	42
3.3 Simülasyon Sonuçları.....	43
4. SONUÇ.....	55
KAYNAKLAR.....	56
ÖZGEÇMİŞ.....	58

SİMGE LİSTESİ

$\hat{p}_1, \hat{p}_2, \hat{p}_3, \hat{F}_{d1}, \hat{F}_{d2}$	Uyarlanan terimlerin tahmini değeri
α	Köşegen pozitif tanımlı bir kazanç matrisi
K_p, K_r	Köşegen pozitif sabit kazanç matrisi
ξ_{ad}	İstenilen dinamiğin lineer olarak parçalarına ayrılamayan kısmı
ξ_a	Lineer olarak parçalanamayan kısım
$\rho(x)$	Pozitif bir fonksiyon
ζ_1, ζ_2	Pozitif sınırlandırma sabitleri
$q(t)$	Robot manipülatör linklerinin pozisyon vektörü
Γ	Sabit köşegen, pozitif tanımlı adaptasyon matrisi
$\sigma(t)$	Sistem için önerilen zamanla değişen bulanık kompensatör
$\lambda_{\min} \{ \}$	Temsil ettiği matrisin öz değerlerinin en küçüğü
$v_R(t)$	Yardımcı kontrol denetim sinyali
θ	Bilinmeyen sabit sistem parametreleri
$V_m(q, \dot{q})$	Centripetal-Coriolis etkilerini içeren matris
F_c	Coulomb sürtünme etkisi katsayısı
$\tau_d(t)$	Dış etkiler
$\hat{\theta}(\cdot)$	Fonksiyonunun tahmini değeri
$q_d(t)$	İstenilen link yörüngesi
K_n	Non- lineer sönüm kazancı
$\tilde{\theta}(\cdot)$	Parametre yaklaşım hatası
K_f	Pozitif tanımlı, köşegen bir matris
$\tau(t)$	Sistem tork giriş vektörü
F_s	Statik sürtünme etkisi katsayısı
F_τ	Stribeck etkisine ait pozitif katsayı
$F(\dot{q})$	Sürtünme etkilerini içeren matris
$\lambda_{\max} \{ \}$	Temsil ettiği matrisin öz değerlerinin en büyüğü
$Y(q, \dot{q}, \ddot{q})$	Bilinen ve $q(t)$, $\dot{q}(t)$, $\ddot{q}(t)$ değişkenlerinin bir fonksiyonu olan regression matrisi
$Y_d(q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d)$	Linklerin istenilen $q_d(t)$, $\dot{q}_d(t)$, $\ddot{q}_d(t)$ değişkenlerinin bir fonksiyonu olan regression matrisi.
c_{ij}, s_{ij}	$\cos(q_i + q_j)$, $\sin(q_i + q_j)$
m_1, m_2	Eylemsizliğe ait pozitif skaler sınırlandırma sabitleri
k_c, c_0	Sınır katsayıları
p_1, p_2, p_3	Kütleye ait parametreler
fd_1, fd_2, fd_3	Dinamik sürtünme katsayıları
$\beta_1, \beta_2, \beta_3,$	Kütleye ait parametreler
$\zeta_{m2}, \zeta_{c2}, \zeta_f, \zeta_g$	Pozitif değerli, hesaplanabilir sınırlama sabitleri
$c_i, s_i,$	$\cos(q_i)$, $\sin(q_i)$
$e(t)$	Pozisyon hatası
$G(q)$	Yerçekimi etkisi vektörü

Eylemsizlik matrisi
Filtrelenmiş hata performansı sinyali
Pozitif tanımlı skaler bir fonksiyon



KISALTMA LISTESI

DCAL	Desired Compensation Adaptation Law
GUUB	Globally Uniformly Ultimately Bounded
Min	Minimum
Max	Maximum
NB	Negative big
NM	Negative medium
NS	Negative small
PD	Proportional, derivative
PID	Proportional, derivative and integral
PS	Positive small
PM	Positive medium
PB	Positive big
SOM	Smallest of maximum method
Z	Zero



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	PD tipi denetleyici için oluşturulan blok diyagramı (Eroğlu vd.,2004).....	18
Şekil 2.2	PID tipi denetleyici için oluşturulan blok diyagramı (Eroğlu vd.,2004).....	19
Şekil 2.3	Hata girişi için oluşturulan üyelik fonksiyonu.....	21
Şekil 2.4	Hata türevinin girişi için oluşturulan üyelik fonksiyonu.....	21
Şekil 2.5	Çıkış için oluşturulan üyelik fonksiyonu.....	21
Şekil 2.6	Bulanık denetleyici için oluşturulan blok diyagramı (Eroğlu vd.,2004).....	22
Şekil 2.7.a	Bulanık denetleyici ile uygulanan torkun L_2 Normu.....	26
Şekil 2.7.b	PD tipi denetleyici ile uygulanan torkun L_2 Normu.....	27
Şekil 2.7.c	PID tipi denetleyici ile uygulanan torkun L_2 Normu.....	27
Şekil 2.8.a	Bulanık denetleyici ile elde edilen yörünge hatası.....	28
Şekil 2.8.b	PD denetleyici ile elde edilen yörünge hatası.....	28
Şekil 2.8.c	PID denetleyici ile elde edilen yörünge hatası.....	29
Şekil 2.9.a	Bulanık denetleyici ile elde edilen çıkış.....	29
Şekil 2.9.b	PD denetleyici ile elde edilen çıkış.....	30
Şekil 2.9.c	PID denetleyici ile elde edilen çıkış.....	30
Şekil 3.1	İki linkli IMI tipi farklı robot manipülatörler.....	34
Şekil 3.2	Denetim Sinyali blok şeması.....	43
Şekil 3.3	Uyarlamalı-Bulanık denetleyici ile elde edilen pozisyon hataları.....	47
Şekil 3.4	Uyarlamalı Bulanık denetleyici de kullanılan Bulanık Sinyalleri.....	48
Şekil 3.5	Uyarlamalı Bulanık denetleyici ile elde edilen bilinmeyen parametrelere ait adaptasyon sinyalleri.....	49
Şekil 3.6	Uyarlamalı Bulanık denetleyicinin oluşturduğu kontrol sinyali.....	50
Şekil 3.7	DCL Uyarlamalı-Bulanık denetleyici ile elde edilen pozisyon hataları.....	51
Şekil 3.8	DCAL Uyarlamalı Bulanık denetleyici de kullanılan Bulanık Sinyalleri.....	52
Şekil 3.9	DCAL Uyarlamalı Bulanık denetleyici ile elde edilen bilinmeyen parametrelere ait adaptasyon sinyalleri.....	53
Şekil 3.10	DCAL Uyarlamalı Bulanık denetleyicinin oluşturduğu kontrol sinyali.....	54

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge.2.1	Kural Tablosu.....	20
Çizelge 2.2	PD tipi denetleyici için kullanılan kazanç katsayıları.....	25
Çizelge 2.3	PID tipi denetleyici için kullanılan kazanç katsayıları.....	26



ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında robot manipülatörler üzerine farklı denetim yöntemleri uygulanmıştır. Lineer kontrol yöntemlerinden başlanarak daha karmaşık ve matematiksel temeli daha ağır olan non-lineer kontrol yöntemlerine geçilmiştir. Böylece tezde birçok denetim yöntemi bir arada verilmiştir.

Çalışmamda bana bilimsel ve kişisel yardımlarından dolayı Kontrol ve Otomasyon Anabilim Dalı Başkanı Prof. Dr. Galip Cansever' e, Araştırma Görevlileri Türker Türker ve Akın Delibaşı' na, tezin tamamlanmasında maddi ve manevi her türlü desteği bana veren, bana inanan hocam Yrd. Doç. Dr. Erkan Zergeroğlu' na ve danışmanım Yrd. Doç. Dr. Şeref Naci Engin' e teşekkür ederim.

Destekleri ile her zaman yanımda olan aileme ve dostlarıma teşekkür ederim.



ÖZET

Yapılan bu çalışmanın ilk kısmında üç linkli yüzeysel bir robot manipülatör üzerine yoğunlaşılacaktır. Bu tipteki bir robot modeli için PD, PID ve bulanık mantık olarak adlandırılan denetleyiciler üstünde durulacak ve denetleyicilerin nasıl tasarlanacağı gösterilecektir. Sisteme uygulanacak torkun tasarımında Computed Torque yöntemi izlenmiştir. Her bir denetleyicinin avantaj ve dezavantajları simülasyonlarla gösterilmeye çalışılacaktır. Bu bölümde bulanık mantık denetleyicilerin performansı bilinen yöntemlerle karşılaştırarak kontrol sistemleri üzerindeki potansiyelleri gösterilmeye çalışılmıştır.

Çalışmanın ikinci bölümünde lineer olarak parametrelerine ayırlamayan sistemlerin kontrolü için yeni bir yaklaşım sunulacak ve bulanık mantık destekli DCAL (Desired Compensation Adaptive Law) adaptasyon yöntemiyle tasarlanması gösterilecektir. DCAL uyarlamalı denetleyicilere ek olarak parametrelerine ayırlamayan bölüm bulanık mantık denetleyiciler yardımıyla kompanse edilecektir. Lyapunov tarzı yaklaşımla yapılan kararlılık analizinde önerilen denetleyicinin link takip hatasını mutlak bir sınıra düzenli olarak sürebildiği gösterilecektir. Elde edilen simülasyon sonuçlarıyla bulanık mantık destekli direkt adaptasyon ile bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemleri karşılaştırılacaktır.

Anahtar Kelimeler: Robot manipülatör, DCAL, uyarlamalı, bulanık mantık, PD ve PID

ABSTRACT

In the first part of the thesis, we focus on a three link planar robot manipulator. PD, PID and fuzzy logic type controllers for the proposed robot manipulator will be discussed and then the control development steps will be illustrated. The Computed torque control technique was used during the torque design. Advantages and disadvantages of each controller will be discussed according to the simulation results. The aim of this part is to show the potential of the fuzzy logic among other controllers by comparing the simulation results obtained from the fuzzy controllers and other well known controller methods.

In the second part, a new approach will be given for the systems, which cannot be linearly parameterized. Here, the design of fuzzy DCAL (Desired Compensation Adaptive Law) for the robot manipulator will be presented. Additional fuzzy terms on the DCAL adaptive controller will be used to compensate non-parameterized terms. Globally ultimately stability of the system will be proved by Lyapunov like stability analysis. The simulation results obtained from direct fuzzy adaptive controller and DCAL adaptive controller are compared, and concluding remarks are presented.

Key Words: Robot manipulator, DCAL, adaptive, fuzzy logic, PD and PID

1. GİRİŞ

Son elli yılda endüstriyel manipülatörlerin kontrolleri oldukça ilgi çekmektedir. Birbirinden farklı bir çok kontrol yöntemi robot denetleyicileri için önerilmektedir ve geliştirilmiş bir çok algoritma literatürde bulunmaktadır (Spong vd., 1989).

Kontrol edilecek sisteme ait model tam olarak bilindiğinde, doğrusal olmayan sistemlerin geri besleme yardımıyla lineer olarak parametrelerine ayrılması tekniği, diğer bir ifadeyle Computed Torque metodu, robot kontrolünde kullanılmaktadır (Craig, 1986). Bu metodun yaptığı, sistemde doğrusal olmayan parametreleri tam olarak ortadan kaldırmak için geri beslemede yine doğrusal olmayan ve sistemdeki doğrusallığı bozan parametreleri ortadan kaldıracak bir terim tasarlamaktır. Bu kontrol metodu tasarım sırasında klasik bağımsız eklem (independent joint) kontrolü ile modern dizayn tekniklerini bir arada kullanmamıza olanak veren etkili bir yöntem olarak karşımıza çıkar. Çalışmamızın ilk bölümünde metodun bu özelliğinden yararlanarak denetleyicilerimizi tasarlayacağız.

Endüstriyel uygulamalarda genellikle manipülatörün modelini tam olarak bilmemiz mümkün değildir. Bu noktada bulanık denetleyiciler geleneksel tipte tasarlanan denetleyicilere güçlü bir alternatif olarak karşımıza çıkarlar. Bu bağlamda yapılan çalışmalardan Pate ve Langari (1993) bulanık denetleyicileri kartezyen düzlemde üç linkli bir manipülatörü gerçek zamanlı olarak kontrol etmede kullanmışlardır. Sistemlerinde kendi kendini organize eden bulanık denetleyici kullanmaktadırlar. Bu denetleyicinin kural tablosu sistem parametreleri ile ilgili önbilgilere sahip olmaksızın ters kinematiği oluşturacak şekilde adapte olabilmiş ve oldukça iyi neticeler vermiştir. Llana, Santibanez, Kelly ve Flores (1998) sabit, simetrik, pozitif tanımlı kazanç katsayıları ile global olarak asimptotik kararlılığa ulaşılan computed torque yöntemiyle bulanık mantık denetimini bir arada kullanmışlardır. Önerdikleri denetimle computed torque yöntemi sadece sabit, simetrik, pozitif tanımlı kazanç katsayılarıyla değil aynı zamanda manipülatörün durumuna bağlı kazanç matrisleri ile de global olarak asimptotik kararlılığa ulaşmaktadır. Liu (1999) temel olarak yerel kararlılığı sağlayabilmek amacıyla kullanılan PD tipi denetleyiciye tüm sistem için global kararlılığı sağlayabilmek için doğrusal olmayan bir geri besleme eklemektedir. Bununla birlikte sistemdeki etkileşimleri, modellenmemiş dinamik sürtünmeyi, yerçekimi etkisini ve belirsizlikleri kompanse edebilmek için bulanık mantık destekli uyarlamalı denetleyiciler ile bilinmeyen parametrelerin adaptasyonunu sağlamaktadır. Geleneksel PD tipi denetleyiciler ile kendini uyarlayan bulanık mantık destekli denetleyicilerin yörünge hatası üstündeki iyileştirici

etkisini göstermiştir. Yapılan bu çalışmalar ışığında ilk bölümde PD, PID ve bulanık mantık tiplerindeki denetleyiciler üzerinde çalışacağız.

Geçtiğimiz çeyrek yüzyıl içinde uyarlamalı denetim üzerine yoğun çalışmalar yapılmıştır. Uyarlamalı denetimin sağladığı sistem iyileştirmesinden faydalanarak yumuşak bir şekilde oturan denetleyiciler tasarlanabilmektedir. 1980’li yıllardan bugüne yapılan çalışmalarla farklı durumdaki non-linear sistemler için tasarlanan denetimi güçlendirmek amacıyla yeni yöntemler geliştirilmiştir (Lewis, 1995). Bunlara ek olarak denetim sürecinde operatörlerin tecrübesinden de yararlanabilmek için yapay sinir ağları, bulanık mantık gibi denetleyiciler uyarlamalı kontrol yöntemiyle beraber kullanılmaktadır (Wang, 1994). Uyarlamalı denetleyiciler dinamik sistemi non-linear olan robot manipülatörler için de oldukça etkin olarak kullanılmaktadır. Uyarlamalı denetleyicilerin hassas olarak çalışabilmesi, uygulamada oldukça geniş bir yer bulmasına olanak vermiştir.

Malki, Li ve Chen (1994) bulanık mantık destekli PD tipi denetleyicinin nasıl tasarlanacağını, yörünge takibi performansını ve kararlılık analizini açıklamışlardır. Çalışmalarında sunulan bulanık mantık destekli PD denetleyici daha önce yapılmış olan araştırmalardan farklı olarak oran ve türev katsayıları doğrusal olmayan fonksiyonlardan oluşmaktadır. Böylece oran ve türev katsayıları kendiliğinden ayarlanmaktadır (Malki, Li ve Chen 1994). Önerdikleri bulanık mantık tabanlı denetleyicide çok miktarda hesaplama yapılması gerekmektedir. Velez-Diaz ve Tang (2003) belirsizliklere sahip doğrusal olmayan sistem üzerinde bulanık mantık destekli uyarlamalı denetleyicinin etkilerini göstermişlerdir. Bulanık temelli fonksiyonların açılımı ile doğrusal olmayan sistemdeki bilinmeyenlere yaklaşılmaya çalışılmışlardır. Belirsiz parametreleri adaptasyon kuralına göre yenilenen bulanık mantık temelli fonksiyonların açılımı ile güncellemişlerdir (Velez-Diaz ve Tang, 2003). Ancak önerdikleri denetleyici global olarak değil, yarı global olarak, asimptotik kararlılığa sahiptir. Guo ve Woo (2003) robot manipülatörler için bulanık mantık destekli kayan kipli tipi denetleyici tasarlamışlardır (Guo ve Woo, 2003). Sistem modeli ile ilgili fiziksel hesaplamalara dayalı sınırlı miktarda bilgi olduğundan ikinci dereceden bir kayan yüzey yardımıyla sistem denetim altında tutulmaktadır. Önerilen denetleyicide kontrol kazanç katsayısı her bir elemanın adaptasyonu tek giriş tek çıkış biçiminde tasarlanan bulanık mantık yardımı ile ayarlanmaktadır. Böylece robot modeli ile ilgili daha az bilgiye sahip olursa dahi kullanılabilen ve uygulanması daha basit bir denetleyici elde edilmiştir. Liu (2000) robot manipülatörün decentralized bulanık mantık destekli uyarlamalı denetim altında istenilen yörüngeyi global olarak üstel bir zarf eşliğinde takip ettiğini göstermiştir. Global kararlılığı,

uygulanan PD denetim ve kübik geri besleme ile sağlarken sürtünme, yerçekimi etkisi ve diğer belirsizlikleri azaltmak için bulanık mantık destekli adaptasyon kullanmıştır. Önerilen denetim ile yüksek kazanç değerlerine gerek duymaksızın yörünge takip performansı iyileştirilmektedir (Liu, 2000). Yoo ve Ham (2000) bulanık mantığın kompakt giriş uzayında doğrusal olmayan fonksiyonların tahminindeki kapasitesinden yararlanarak belirsizlikleri kompanse etmektedirler. Önerilen denetimde robot dinamik denkleminin ve ayarlanacak parametrelerin lineer olarak yeniden düzenlenmesine gerek duyulmamaktadır (Yoo ve Ham, 2000). Ayrıca tahmin değerlerindeki hatayı düşürmek için gürbüz denetim yöntemlerini kullanmışlardır. Santibanez, Kelly ve Llama (2000) çalışmalarında bulanık mantık destekli denetleyicileri, robot denetiminde, katsayıları ayarlama kullanmışlardır. Robot dinamiğinin doğrudan bulanık mantık yardımıyla oran ve türev katsayılarının tamamının değişken olabilmesine olanak sağlamışlardır (Santibanez, Kelly ve Llama, 2000). Ancak, tasarımda computed torque yöntemi kullanıldığı için robot parametrelerinin tam olarak bilinmesine gerek duyulmaktadır. İncelenen bu çalışmalar ışığında çalışmanın ikinci bölümü oluşturulmuştur.

2. ÜÇ LİNKLİ YÜZEYSEL ROBOT MANİPÜLATÖRÜN PD, PID VE BULANIK MANTIK KONTROLÜ

Bu bölümde öncelikle robot modeline ait sıkça kullanılan bazı özellikler verilecektir. Daha sonra sırasıyla PD, PID ve bulanık mantık tipi denetleyicilerin üç linkli düzlemsel robot kolu için nasıl tasarlanacağı gösterilecek ve simülasyonlarda izlenen yol elde edilen sonuçlarla birlikte sunulacaktır.

2.1 Robot Modeli ve Özellikleri

Çalışmamızda kullanacağımız n dereceli serbestliğe sahip, eklemlerinden doğrudan sürülebilir robot manipülatörler için kullanılan genel matematiksel model

$$M(q)\ddot{q} + V_m(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) + \tau_d = \tau \quad (2.1)$$

şeklinde ifade edilebilir (Spong, 1989). Denklem (2.1)' de verilen $q(t)$, $\dot{q}(t)$, $\ddot{q}(t) \in \mathbb{R}^n$ değişkenleri, sıra ile robot manipülatör linklerinin pozisyon, hız ve ivmelerini içeren vektörler; $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ pozitif tanımlı, simetrik eylemsizlik matrisini, $V_m(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ Centripetal-Coriolis etkilerini içeren matris, $G(q) \in \mathbb{R}^n$ yerçekimi etkisi vektörünü, $F(\dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ sürtünme etkilerini içeren matrisi, $\tau_d(t) \in \mathbb{R}^n$ gürültü etkileri ve son olarak da $\tau(t) \in \mathbb{R}^n$ sistem tork giriş vektörünü temsil etmek amacıyla kullanılmıştır. Ayrıca (2.1)' de verilen dinamik sistem, aşağıda verilen sistem parametre tahmininde, denetleyici sinyallerin tasarlanması ve kararlılık analizinde yararlanılacak olan şu özellikleri de göstermektedir:

Özellik 1: Eylemsizlik matrisi, $M(q)$, aşağıda verildiği şekilde sınırlandırılabilir. (Lewis, 1993)

$$m_1 \|\xi\|^2 \leq \xi^T M(q) \xi \leq m_2 \|\xi\|^2 \quad \forall \xi \in \mathbb{R}^n \quad (2.2)$$

(2.2)'de verilen m_1 ve m_2 pozitif skaler sınırlandırma sabitler ve $\|\cdot\|$ de standart Euclidean normu ifade etmek için kullanılmıştır.

Özellik 2: Centripetal-Coriolis etkilerini içeren matris

$$\|V_m(q, \dot{q})\| \leq k_c \|\dot{q}\| \quad (2.3)$$

sınır katsayısı $k_c > 0$ olacak şekilde verilen ilişkiyi sağlar.

Özellik 3: Centripetal-Coriolis etkilerini içeren $V_m(q, \dot{q})$

$$\|V_m(q, \dot{q})\dot{q}\| \leq c_0 \|\dot{q}\|^2 \quad (2.4)$$

sınır katsayısı $c_0 > 0$ olacak şekilde verilen ilişkiyi sağlar.

Özellik 4: Robot denkleminde verilen sürtünme etkileri $F(\dot{q})$ çoğu zaman

$$F(\dot{q}) = F_v \dot{q} + F_d(\dot{q}) \quad (2.5)$$

$$F_v = \text{diag}\{F_{v_i}\} \quad (2.6)$$

$$F_d = K_f \text{sgn}(\dot{q}) \quad (2.7)$$

biçiminde K_f pozitif tanımlı ve köşegen bir matris olmak üzere tanımlanabilir.

2.2 Tasarım

Denetleyiciler ‘Computed Torque Control’ yöntemi yardımıyla tasarlanacaktır. Tasarlanan denetleyicilerde kontrol sinyali olarak sırasıyla PD, PID ve Bulanık tipinde kontrolörler kullanılacaktır.

Gerçekte ‘Computed Torque’ doğrusal olmayan sistemlerde uygulanan geri beslemede yapılan lineerleştirmenin özel bir uygulamasıdır.

Denetleyicileri tasarlamaya kontrol amacını belirleyerek başlayalım, denetim amacımız link pozisyon sinyali $q(t)$ ’ yi istenilen yörüngeyi en yakın şekilde izlemesini sağlayacak $\tau(t)$ sinyalini tasarlamaktır. Uygulayacağımız denetimin performansının değerlendirilmesi amacıyla, pozisyon hata değeri $e(t) \in \mathbb{R}^n$ ’ i

$$e = q_d(t) - q(t) \quad (2.8)$$

olarak tanımlayalım. Denklem (2.8) ile tanımlanan hata performansı $q_d(t) \in \mathbb{R}^n$ istenilen link yörüngesi ile $q(t) \in \mathbb{R}^n$ gerçek link pozisyonu arasındaki fark olarak alınıyor. (2.8)’de gösterilen pozisyon hata sinyali diğer adı ile referans sinyali en az ikinci dereceden türevlenebilir ve türevleri ile birlikte sınırlı bir fonksiyon olarak tanımlanmıştır. (2.8)’ de

tanımlanan hata performansını (2.1)' de verilen ikinci derece sisteme taşımak amacı ile ardışık olarak iki defa türevini alıyoruz.

$$\dot{e} = \dot{q}_d(t) - \dot{q}(t) \quad (2.9)$$

$$\ddot{e} = \ddot{q}_d(t) - \ddot{q}(t) \quad (2.10)$$

(2.1) ile gösterilen dinamik denklemin gösterimini basitleştirmek amacı ile

$$N(q, \dot{q}) = V_m(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) \quad (2.11)$$

olacak şekilde tanımlansın. $N(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ (2.11)' de tanımladığımız değişkeni dinamik denklemde yerine yazdığımızda (2.1) numaralı denklem,

$$M(q)\ddot{q} + N(q, \dot{q}) + \tau_d = \tau \quad (2.12)$$

olarak elde edilir.

(2.12)'denkleminden $\ddot{q}(t)$ çekilerek (2.10) ile gösterilen denklemde yerine yerleştirilirse;

$$\ddot{e} = \ddot{q}_d(t) - M^{-1}(\tau - N - \tau_d) \quad (2.13)$$

denklemini elde edilir. Dışarıdan uygulanacak olan denetim sinyallerini $u(t)$, $v(t)$;

$$u(t) = \ddot{q}_d(t) + M^{-1}(N - \tau) \quad (2.14)$$

$$v(t) = M^{-1}\tau_d \quad (2.15)$$

‘*’ Denetleyicinin tasarlanması sırasında kinematik singularitelerden kaçınılmıştır. Ayrıca üzerinde çalıştığımız sadece dönebilen eklemlere sahip olan bir robot manipülatör olduğu için Kinematik ve dinamik terimlerde gösterilen $M(q)$, $V_m(q, \dot{q})$, $G(q)$ ’ de $q(t)$ ’nin olası her değeri için sınırlandırılabilir, örneğin bu kinematik ve dinamik terimler sadece $q(t)$ ’nin trigonometrik fonksiyonuna bağlıdır. (Zergeroğlu,2000)

biçiminde tasarlayabiliriz. Uygulayacağımız bu sinyallerden $u(t)$ üzerine yoğunlaşacağız. Bunun nedeni bozucu etkiler olarak adlandırdığımız sensör gürültüleri, ölçüm hataları ve sistem belirsizlikleri gibi etkilerin simülasyon esnasında ölçülemiyor ya da hesaplanamıyor olmasıdır. Bundan dolayı $v(t)$ terimi kullanılamamıştır. Bu duruma rağmen hata dinamiğinde daha genel bir gösterim olması amacıyla $v(t)$ terimini vereceğiz. Hata dinamiğini genel olarak

$$x = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}; \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_{n \times n} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I_n \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ I_n \end{bmatrix} v \quad (2.16)$$

biçiminde ifade edebiliriz.

Robot manipülatöre uygulanacak olan tork,

$$\tau = M(\ddot{q}_d - u) + N \quad (2.17)$$

şeklinde tasarlanabilir.

2.2.1 PD Tipi Denetleyici

Tork ifadesini elde ettikten sonra denetim sinyalini oluşturmak için kullanacağımız PD tipi denetleyiciyi

$$u(t) = -K_v \dot{e} - K_p e \quad (2.18)$$

olarak gösterebiliriz.

Bu bölümüm devamında yörünge hatasını kontrol edebilmek amacıyla tasarlayacağımız denetleyicilerde (2.17)' de elde ettiğimiz yapıyı kullanacağız.

(2.17)' de verilen tork ifadesine (2.18)' de verilen PD tipi denetleyiciyi yerleştirdiğimizde tork ifadesi

$$\tau = M(\ddot{q}_d + K_v \dot{e} + K_p e) + N(q) \quad (2.19)$$

olarak elde edilir. (2.1)' de verilen dinamik denklemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$M(\ddot{e} + K_v \dot{e} + K_p e) + \tau_d = 0 \quad (2.20)$$

Denetleyicimizi tasarlarken öncelikle bulanıklaştırma işlemini gerçekleştireceğiz. Denetleyicinin iki girişinden birine robot manipülatörün yörünge hatasını diğer girişe ise yörünge hatasının türevini vereceğiz. Çıkış olarak $u(t)$ denetleyici kontrol sinyalini elde edeceğiz. Giriş ve çıkış sinyallerimiz için NB (Negatif Büyük), NM (Negatif Orta), NS (Negatif Küçük), Z (Sıfır), PS (Pozitif Küçük), PM (Pozitif Orta), PB (Pozitif Büyük) seviyelerini içeren üyelik fonksiyonları oluşturduk. Her bir link için tasarlamış olduğumuz özdeş bulanık mantık denetleyiciyi kullandık. İki giriş ve tek çıkışlı bulanık denetleyici

$$\text{Eğer } e_i \text{ girişi } A \text{ ve } \dot{e}_i \text{ girişi } B \text{ ise } u \text{ çıkışı } C \text{ olur} \quad (2.25)$$

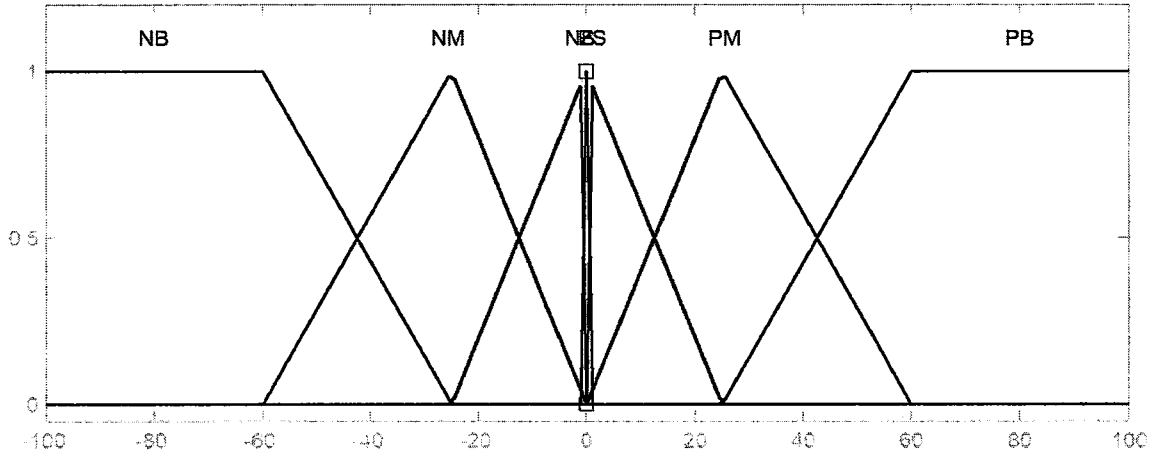
biçiminde Mamdani tipi bulanık kurallar uygulanarak oluşturulur (Ross, 1995). Robot manipülatörümüzün ayırdığımız her seviye için pozisyonunu ve hızını göz önünde bulundurarak kural tablomuzu

Çizelge.2.1. Kural Tablosu

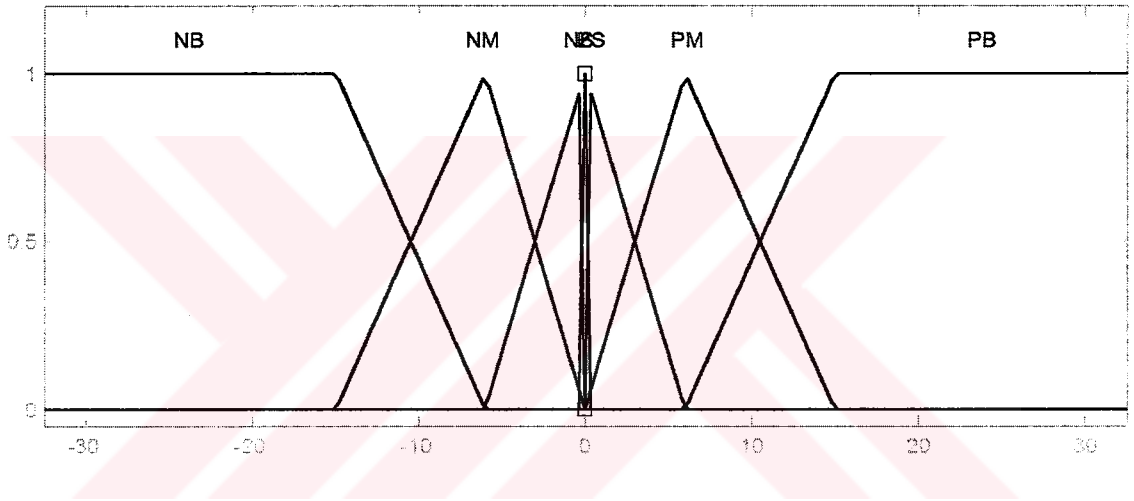
\dot{e}/e	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NS	Z	PS
NM	NB	NB	NB	NM	Z	PS	PM
NS	NB	NB	NB	NS	PS	PM	PB
Z	NB	NB	NM	Z	PM	PB	PB
PS	NB	NM	NS	PS	PB	PB	PB
PM	NM	NS	Z	PM	PB	PB	PB
PB	NS	Z	PS	PB	PB	PB	PB

biçiminde oluşturduk.

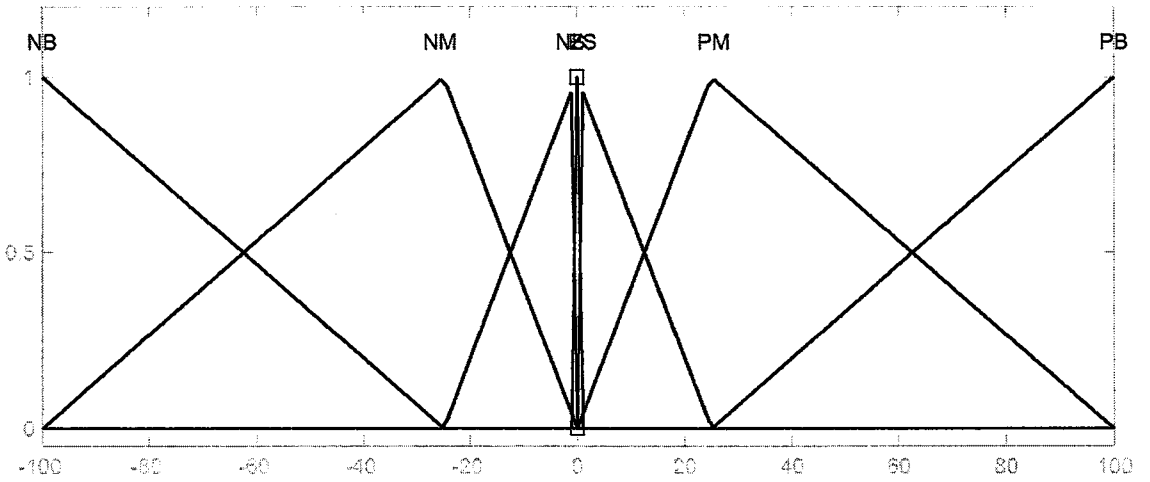
Elde ettiğimiz tüm bulanık kümeler için Şekil (2.3), (2.4), (2.5)' de gösterilen simetrik üçgen üyelik fonksiyonlarını Tablo-2.1'de verilen kural tablosuna göre belirledik.



Şekil 2.3 Hata girişi için oluşturulan üyelik fonksiyonları



Şekil 2.4 Hata türevinin girişi için oluşturulan üyelik fonksiyonları



Şekil 2.5 Çıkış için oluşturulan üyelik fonksiyonları

biçiminde verilmiştir. (2.26), (2.27)' de gösterilen $\beta_1, \beta_2, \beta_3, p_1, p_2, p_3$ kütleyle ait parametreleri (linklerin ağırlıkları, kütle merkezleri, link uzunlukları) temsil etmektedir. Parametrelerin değerleri sırasıyla

$$\beta_1 = 1.1956 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$\beta_2 = 0.3946 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$\beta_3 = 0.0512 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$p_1 = 0.4752 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$p_2 = 0.1280 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$p_3 = 0.1152 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

olarak verilmiştir.(Zergeroğlu vd.,2000) fd_1, fd_2, fd_3 dinamik sürtünme katsayıları

$$fd_1 = 5.3 \text{ Nm} \cdot \text{sec}$$

$$fd_2 = 2.4 \text{ Nm} \cdot \text{sec}$$

$$fd_3 = 1.1 \text{ Nm} \cdot \text{sec}$$

şeklinde verilmişlerdir. Simulasyon için seçilen modelde kullanılan link ağırlıkları sırasıyla 3.60 kg, 2.60 kg ve 2.00 kg olarak seçilmiştir. İlgili link uzunlukları ise 0.4 m, 0.36 m, 0.3 m olarak verilmiştir. Ayrıca linklere ait ağırlık merkezlerinin her link ortasında olduğu kabul edilmiştir. c_i, s_i, c_j, s_j ise $\cos(q_i), \sin(q_i), \cos(q_i + q_j)$ temsil etmektedir. Ayrıca Centripedal- Coriolis matrisi $Vm_{ij}(i, j \in \{1,2,3\})$ eylemsizlik matrisi ile Centripedal- Coriolis matrisi arasındaki skew- simetri özelliğini sağlayacak şekilde

$$Vm_{11} = -(p_1 s_2 + p_2 s_{12})\dot{q}_2 - (p_2 s_{12} + p_3 s_{12})\dot{q}_3$$

$$Vm_{12} = -(p_1s2 + p_2s12)(\dot{q}_1 + \dot{q}_2) - (p_2s12 + p_3s12)\dot{q}_3$$

$$Vm_{13} = (p_2s12 + p_3s12)(-\dot{q}_1 + \dot{q}_2 + \dot{q}_3)$$

$$Vm_{21} = (p_1s2 + p_2s12)\dot{q}_1 + (p_3s3)\dot{q}_3$$

$$Vm_{22} = -(p_2s12 + p_3s12)\dot{q}_3$$

$$Vm_{23} = -p_3s3(3\dot{q}_1 + \dot{q}_2 + \dot{q}_3)$$

$$Vm_{31} = (p_1s2 + p_2s12)\dot{q}_1 - (p_3s3)\dot{q}_2$$

$$Vm_{32} = p_3s3(\dot{q}_1 + \dot{q}_2)$$

$$Vm_{33} = 0$$

olarak verilmiştir. (Zergeroğlu vd.,2000)

$$q_d = \begin{bmatrix} \sin(t) \\ 0.6\sin(t) \\ 0.3\sin(t) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Simülasyonlarda istenilen yörünge olarak (2.26), Simülasyonlarda başlangıç koşulları olarak $[\pi/4 \ 0 \ -\pi/2]$ (rad) seçildi.

Şekillerde düz çizgiler ile gösterilen eğriler ilk link'e, kesik çizgiler ile gösterilen eğriler ikinci link'e, noktalar ile gösterilen eğriler üçüncü link'e aittir

Şekil 2.7.a,b,c' de aynı sisteme farklı denetleyiciler uyguladığında her birinin oluşturduğu tork sinyalinin L_2 normu gösterilmiştir. L_2 normunu görmek isteyişimizdeki amaç farklı denetleyiciler ile sistemi istediğimiz yörüngeye götürmek ya da orada tutabilmek için sarf etmemiz gereken enerjiyi karşılaştırabilmektir.

Şekil 2.7.a,b,c' deki grafiklerden görüldüğü gibi sistemi istenilen yörüngede tutabilmek için bulanık denetleyici geleneksel PD ve PID tipi denetleyicilere oranla çok daha fazla enerji harcamaktadır. Bu üzerinde çalıştığımız sistem için bir dezavantaj olarak değerlendirilebilir.

Şekil 2.8.a,b,c' de sırasıyla PD, PID ve bulanık denetleyicilere ait yörünge hataları simülasyon sonuçlarına göre gösterilmiştir.

Şekil 2.8.a,b,c de gösterilen grafiklere dayanarak PD ve PID tipi denetleyicileri karşılaştıralım. Linkler için elde edilen yükselme zamanları birbirlerine oldukça yakın değerlerdedir. Oturma zamanı ise her iki tipteki denetleyici için de 2.1 saniyenin altındadır. Sürekli hal hatasını karşılaştırdığımızda PID denetleyicisi ile elde edilen sonuç PD' ye oranla %6 civarında daha iyidir. Birde geleneksel olarak nitelendirdiğimiz PD ve PID tipi denetleyicileri bulanık denetleyici ile karşılaştıralım. Başlangıç koşullarına da bağlı olarak bulanık denetleyicinin üst aşımı PD ve PID' ye göre daha fazladır. Geleneksel denetleyicilerle elde ettiğimiz sürekli hal hatası sonuçları 0.0032 rad.'nın altında iken bulanık denetleyici ile elde ettiğimiz sürekli hal hatası ise 0.00025 rad.'nın altında kalıyor. Bu sonuca göre sürekli hal hatası bakımından bulanık denetleyicinin performansı PD ve PID' ye göre %10 daha iyidir.

Şekil 2.9.a,b,c' de gösterildiği gibi her üç denetleyici ile de istenilen çıkış elde edilmiştir.

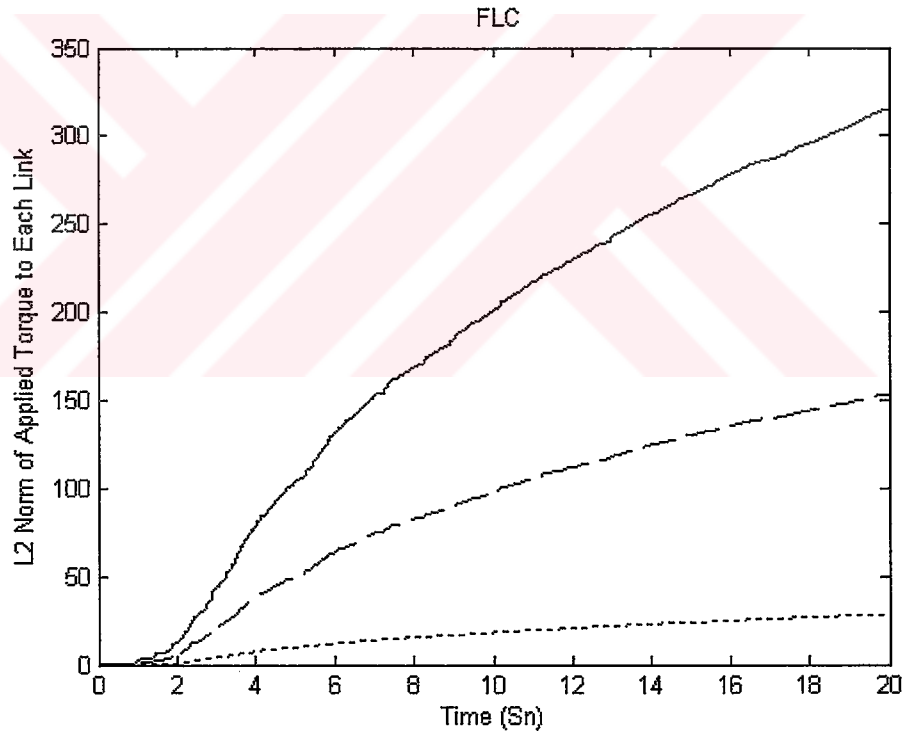
Aşağıda verilen tablolarda simülasyonlarda kullanılan kazanç katsayıları verilmiştir

Çizelge 2.2 PD tipi denetleyici için kullanılan kazanç katsayıları

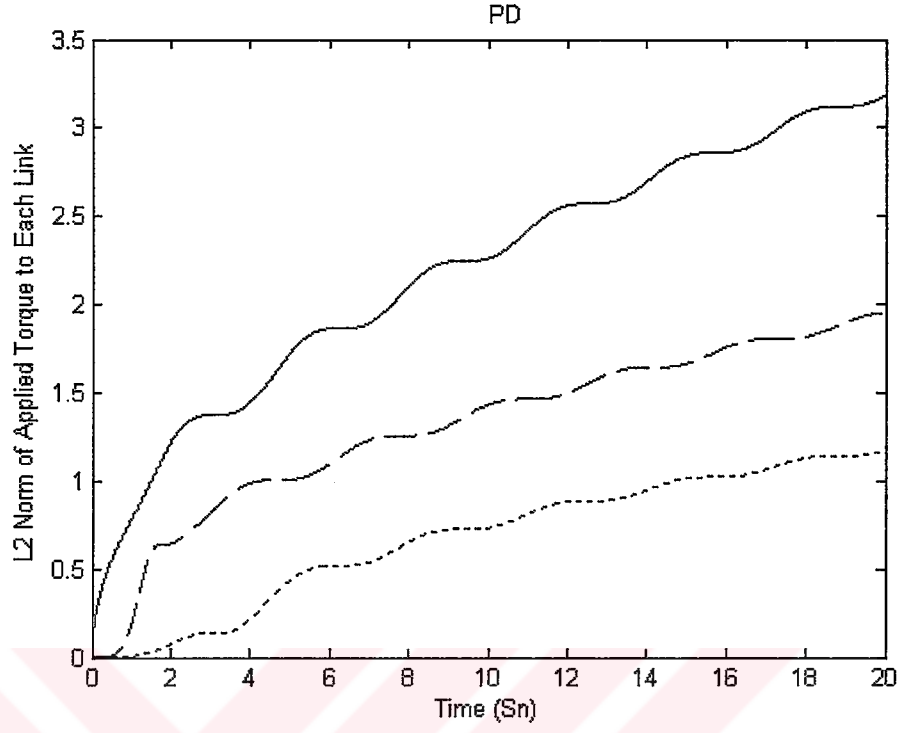
$\begin{bmatrix} K_{p1} & 0 & 0 \\ 0 & K_{p2} & 0 \\ 0 & 0 & K_{p3} \end{bmatrix} =$	$\begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 100 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} K_{v1} & 0 & 0 \\ 0 & K_{v2} & 0 \\ 0 & 0 & K_{v3} \end{bmatrix} =$	$\begin{bmatrix} 35 & 0 & 0 \\ 0 & 35 & 0 \\ 0 & 0 & 35 \end{bmatrix}$

Çizelge 2.3 PID tipi denetleyici için kullanılan kazanç katsayıları.

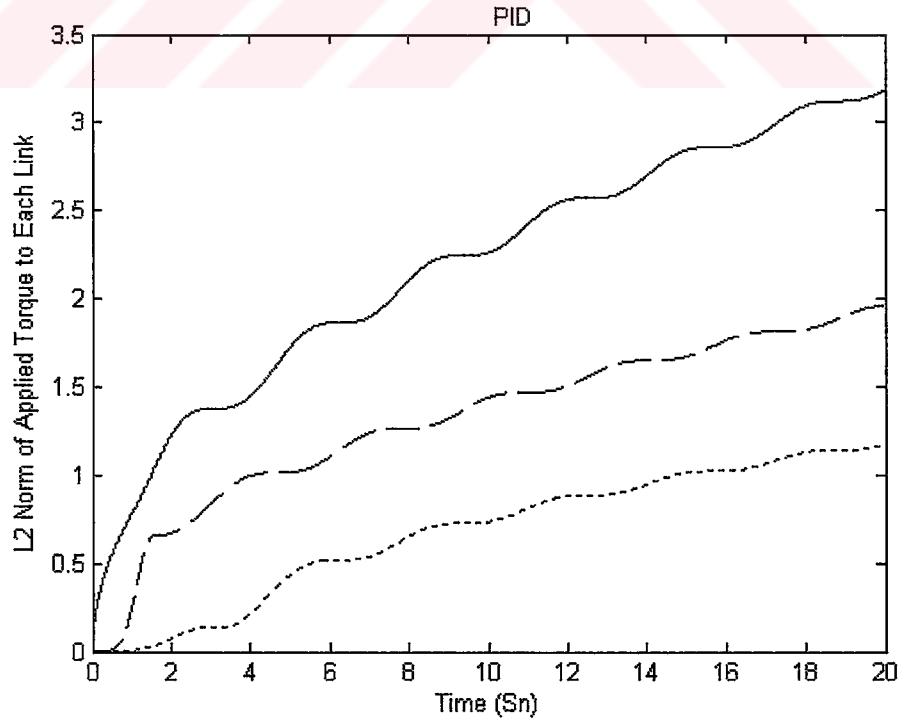
$\begin{bmatrix} K_{p1} & 0 & 0 \\ 0 & K_{p2} & 0 \\ 0 & 0 & K_{p3} \end{bmatrix} =$	$\begin{bmatrix} 150 & 0 & 0 \\ 0 & 150 & 0 \\ 0 & 0 & 150 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} K_{i1} & 0 & 0 \\ 0 & K_{i2} & 0 \\ 0 & 0 & K_{i3} \end{bmatrix} =$	$\begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 \\ 0 & 0 & 0.05 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} K_{v1} & 0 & 0 \\ 0 & K_{v2} & 0 \\ 0 & 0 & K_{v3} \end{bmatrix} =$	$\begin{bmatrix} 42 & 0 & 0 \\ 0 & 42 & 0 \\ 0 & 0 & 42 \end{bmatrix}$

Şekil 2.7.a Bulanık denetleyici ile uygulanan torkun L_2 Normu

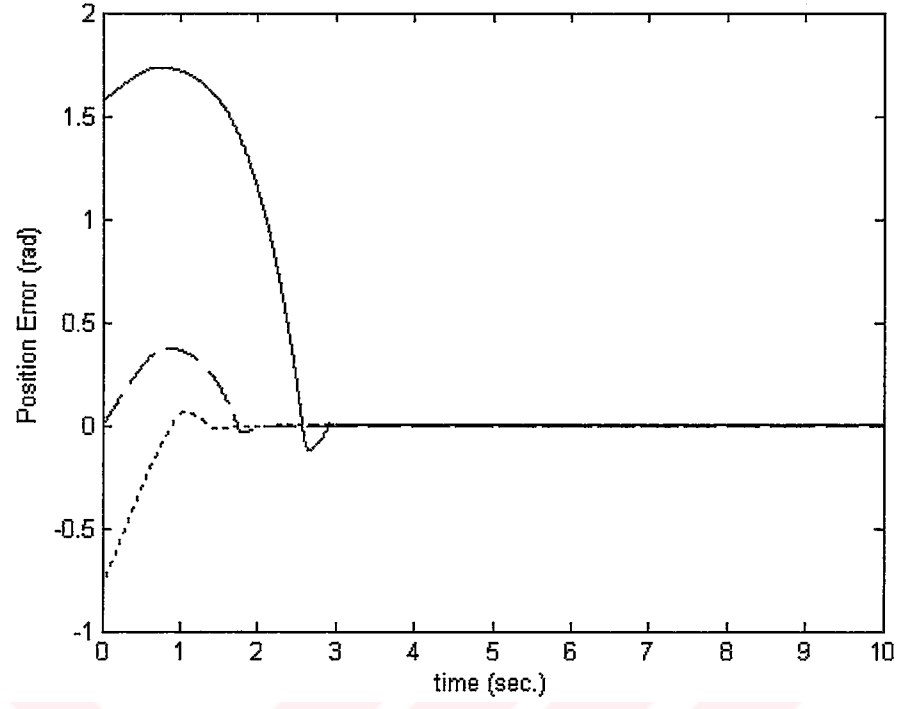
Şekillerde düz çizgiler ile gösterilen eğriler ilk link'e, kesik çizgiler ile gösterilen eğriler ikinci link'e, noktalar ile gösterilen eğriler üçüncü link'e aittir



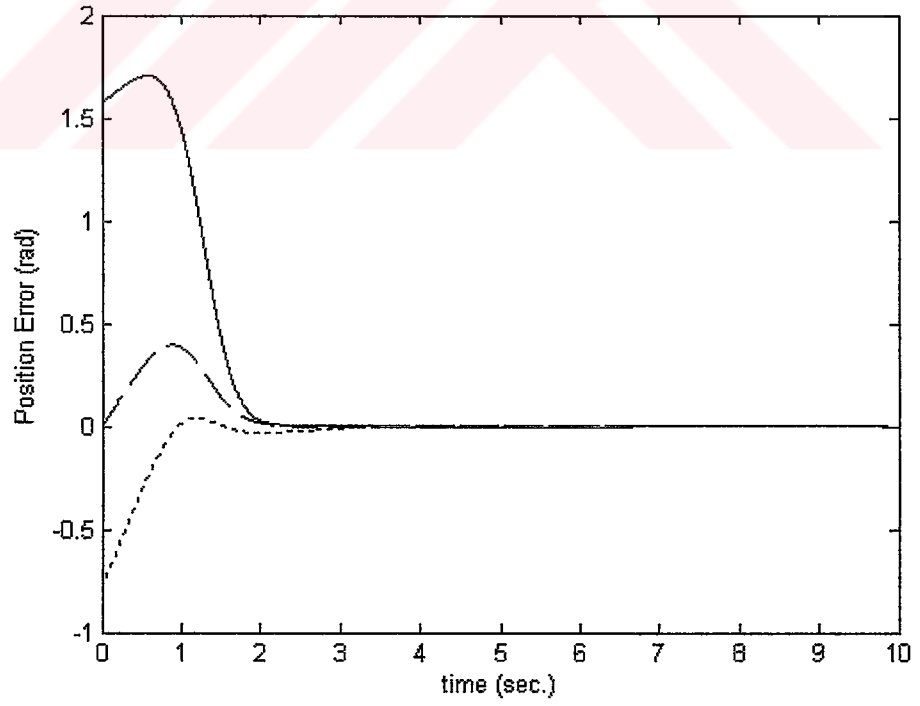
Şekil 2.7.b PD tipi denetleyici ile uygulanan torkun L_2 Normu



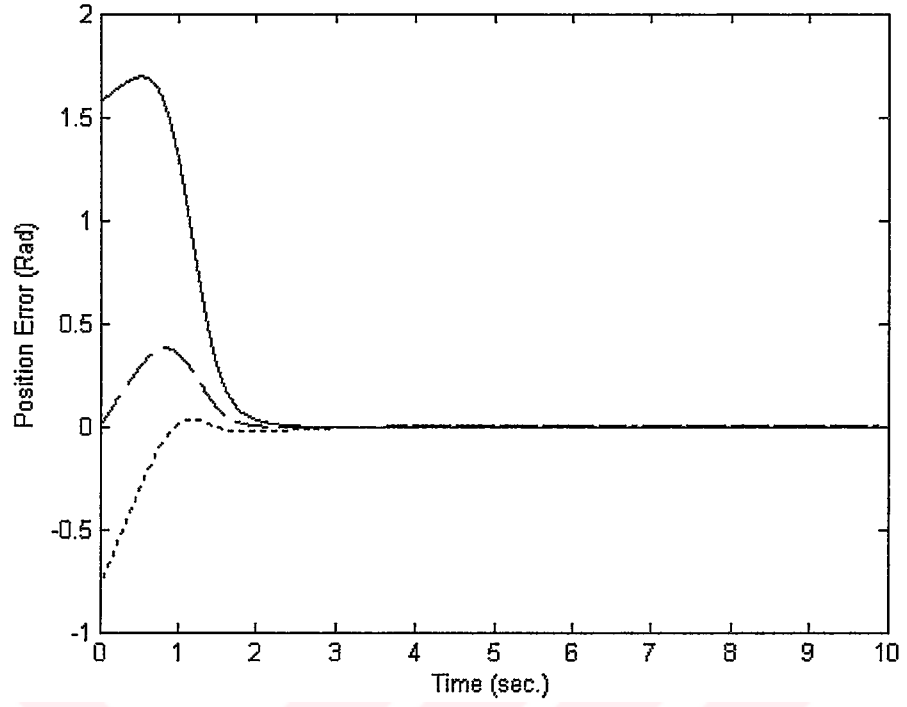
Şekil 2.7.c PD tipi denetleyici ile uygulanan torkun L_2 Normu



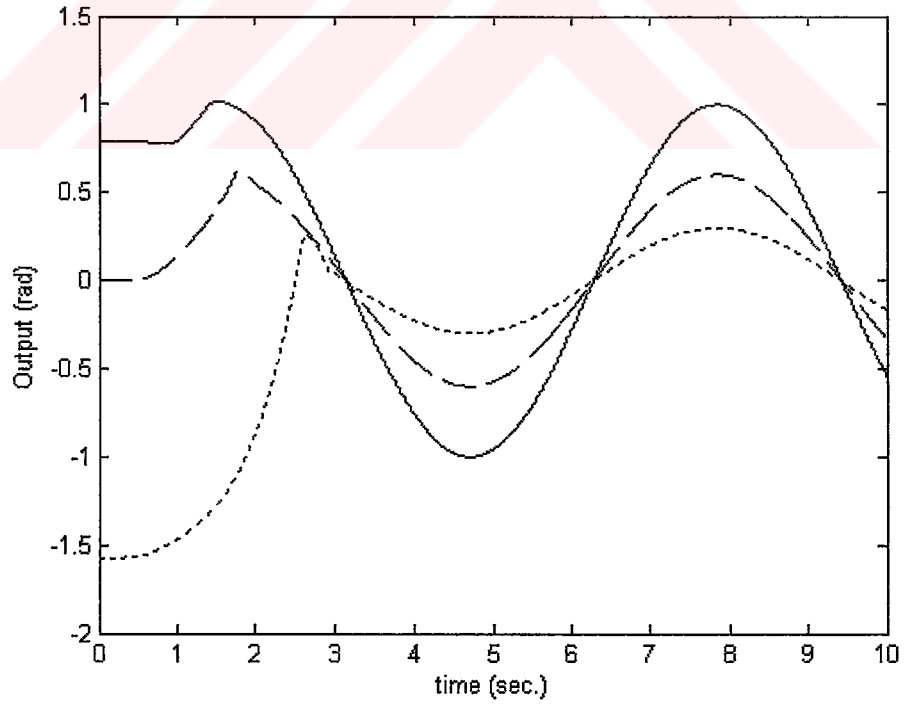
Şekil 2.8.a Bulanık denetleyici ile elde edilen yörünge hatası



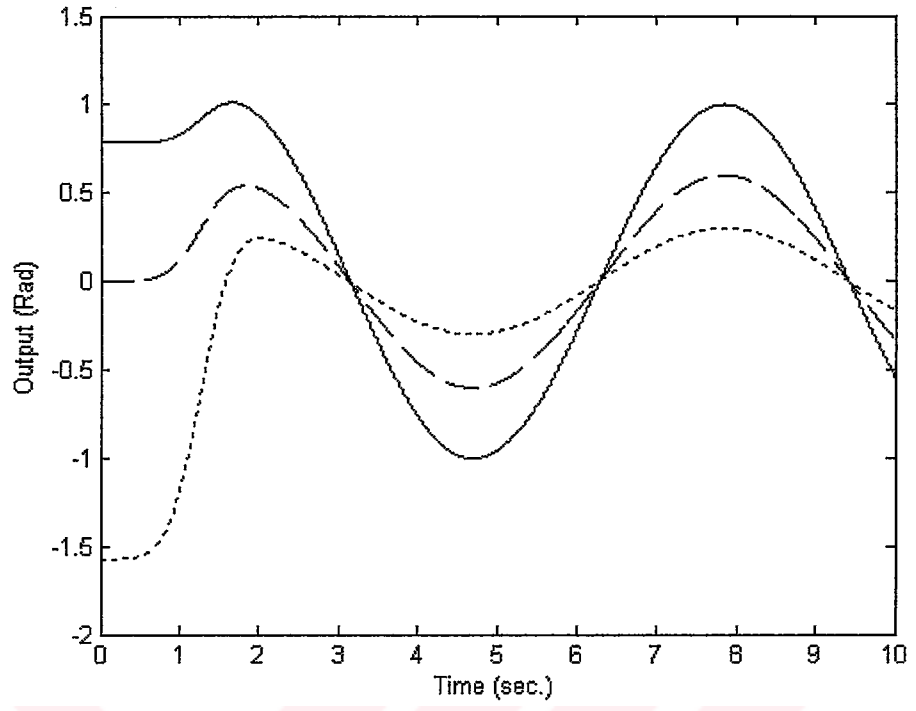
Şekil 2.8.b PD denetleyici ile elde edilen yörünge hatası



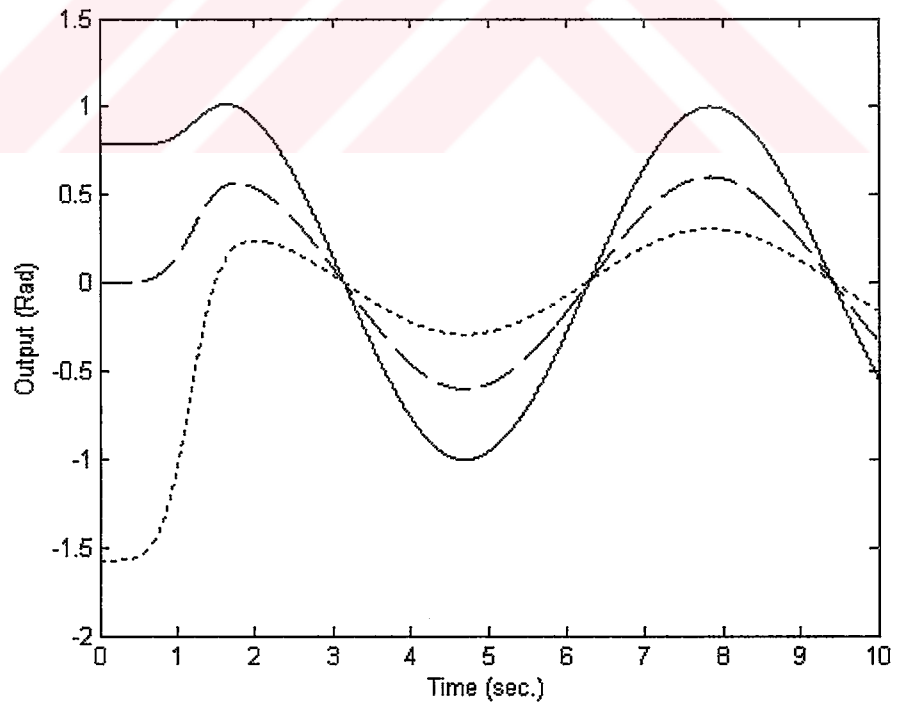
Şekil 2.8.c PID denetleyici ile elde edilen yörünge hatası



Şekil 2.9.a Bulanık denetleyici ile elde edilen çıkış



Şekil 2.9.b PD denetleyici ile elde edilen çıkış



Şekil 2.9.c PID denetleyici ile elde edilen çıkış

3. BULANIK MANTIK DESTEKLİ DCAL UYARLAMALI DENETLEYİCİLER İLE İKİ LİNKLİ ROBOT MANİPÜLATÖR KONTROLÜ

Çalışmamızda bulanık mantık hesaplamaları sonucu ortaya çıkacak hesaplamaları rahatlatmak için DCAL (Desired Compensation Adaptive Law) adaptasyon yöntemi benimsenmiştir. Böylece sistem çalışırken yapılan hesaplamalarda gerçek değerler yerine istenilen değerler kullanılabilmiştir. Model denklemini sürtünme, belirsizlikler vb. nedeniyle tam olarak doğrusal biçimde parametrelerine ayıramamaktadır. Model denkleminin parametrelerine ayrılabilen kısmını uyarlamalı kontrol ile denetim altında tutarken doğrusal olarak parametrelerine ayıramadığımız bu doğrusal olmayan belirsizlikleri içeren kısmı bulanık mantık destekli adaptasyon yardımıyla kompanse etmek suretiyle sistem G.U.U.B. (Mutlak bir sınıra düzenli olarak yakınsar) olarak kararlı hale getirilmiştir.

Çalışmamızın ikinci kısmında robot manipülatörlerin tasarım aşamasında kullanılacak olan özelliklere değineceğiz. Bu bölümde denetleyicinin tasarlanması üzerinde duracağız. Sırasıyla hata dinamiği oluşturulup, denetim sinyalinin tasarımını detaylı olarak göstereceğiz. Bunu takiben bulanık mantık destekli adaptasyonun uygulamasının nasıl yapılacağını anlatacağız. Daha sonra direkt bulanık mantık destekli uyarlamalı denetleyici ve bulanık mantık destekli DCAL uyarlamalı denetleyici ile elde edilen simülasyon sonuçları doğrultusunda önerilen denetleyicinin performansını değerlendireceğiz. Son bölümde ise sonuçlar üzerine değerlendirmemizi sunacağız.

3.1 Robot Modeli ve Özellikleri

Çalışmamızda kullanacağımız n serbestlik dereceli, eklemlerinden doğrudan sürülebilen robot manipülatörler için kullanılan genel matematiksel model

$$M(q)\ddot{q} + V_m(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) = \tau \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilebilir (Spong, 1989). Denklem (3.1)'de verilen $q(t)$, $\dot{q}(t)$, $\ddot{q}(t) \in \mathbb{R}^n$ değişkenleri, sıra ile robot manipülatör linklerinin konum, hız ve ivmelerini içeren vektörler; $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ pozitif tanımlı, simetrik eylemsizlik matrisini, $V_m(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ Centripetal-Coriolis etkilerini içeren matris, $G(q) \in \mathbb{R}^n$ yerçekimi etkisi vektörünü, $F(\dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ sürtünme etkilerini içeren matrisi ve son olarak da $\tau(t) \in \mathbb{R}^n$ sistem tork giriş vektörünü temsil etmek amacıyla kullanılmıştır. Ayrıca (3.1)'de verilen dinamik sistem aşağıda verilen sistem parametre tahmininde, denetleyici sinyallerin tasarlanması ve kararlılık analizinde

yararlanılacak olan şu özelliklerini de göstermektedir:

Özellik 1: Eylemsizlik matrisi, $M(q)$, aşağıda verildiği şekilde sınırlandırılabilir. (Lewis, 1993)

$$m_1 \|\xi\|^2 \leq \xi^T M(q) \xi \leq m_2 \|\xi\|^2 \quad \forall \xi \in \mathbb{R}^n \quad (3.2)$$

(3.2)'de verilen m_1 ve m_2 pozitif skaler sınırlandırma sabitleri ve $\|\cdot\|$ gösterimi standart Euclidean normu ifade etmek için kullanılmıştır.

Özellik 2: Eylemsizlik matrisi ve Centripetal-Coriolis etkilerini içeren matris arasında

$$\xi^T \left(\frac{1}{2} \dot{M}(q) - V_m(q, \dot{q}) \right) \xi = 0 \quad \forall \xi \in \mathbb{R}^n \quad (3.3)$$

ile verilen ilişki bulunmaktadır. (Tomei, 1991) (3.3) ifadesinde yer alan $\dot{M}(q)$, eylemsizlik matrisinin türevini ifade etmek için kullanılmıştır.

Özellik 3: Centripetal-Coriolis etkilerini içeren $V_m(q, \dot{q})$ (Lewis, 1993)

$$V_m(q, \nu) \xi = V_m(q, \xi) \nu \quad \forall \xi, \nu \in \mathbb{R}^n \quad (3.4)$$

şeklinde verilen ‘yer değiştirebilme’ özelliğine sahiptir.

Özellik 4: Robot denkleminde verilen eylemsizlik $M(q)$, Centripetal-Coriolis etkileri $V_m(q, \dot{q})$, yerçekimi etkisi $G(q)$ ve sürtünme etkileri $F(\dot{q})$ ifadeleri

$$\begin{aligned} \|M(\xi) - M(\nu)\|_{\infty} &\leq \zeta_{m2} \|\xi - \nu\| \quad \forall \xi, \nu \in \mathbb{R}^n \\ \|V_m(\xi, \dot{q}) - V_m(\nu, \dot{q})\|_{\infty} &\leq \zeta_{c2} \|\dot{q}\| \|\xi - \nu\| \quad \forall \xi, \nu \in \mathbb{R}^n \\ \|G(\xi) - G(\nu)\| &\leq \zeta_g \|\xi - \nu\| \quad \forall \xi, \nu \in \mathbb{R}^n \\ \|F(\dot{q})\| &\leq \zeta_f \|\dot{q}\| \end{aligned} \quad (3.5)$$

şeklinde sınırlandırılabilir (Sadegh, 1990). (3.5) denklem grubunda yer alan ζ_{m2} , ζ_{c2} , ζ_f ve ζ_g terimleri pozitif değerli, hesaplanabilir sınırlama sabitleri olup $\|\cdot\|_{\infty}$ kare matrislerin genişletilmiş sonsuz normunu (Infinity Norm) ifade etmek amacı ile kullanılmıştır.

Özellik 5: (3.1)'deki robot dinamiği

$$Y(q, \dot{q}, \ddot{q})\theta + \xi_a = M(q)\ddot{q} + V_m(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) \quad (3.6)$$

şeklinde lineer parametrelerine ayrılabilen kısmı $Y\theta$, ve lineer olarak parçalanamayan kısım ξ_a toplam şeklinde düzenlenebilir. (3.6)' da kullanılan $Y(q, \dot{q}, \ddot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times p}$ bilinen ve $q(t)$, $\dot{q}(t)$, $\ddot{q}(t) \in \mathbb{R}^n$ değişkenlerinin bir fonksiyonu olan regression matrisi, $\theta \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ bilinmeyen sabit sistem parametrelerini içerir. $\xi_a \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ ise denklemde parametrelerine ayrılamayan ifadeleri içeren fonksiyonudur. Bu ayrıştırmaya benzer olarak robot dinamiği, takip edilmek istenilen yörünge parametreleri ve türevleri cinsinden yazıldığında ortaya çıkarılan yeni dinamik denklem,

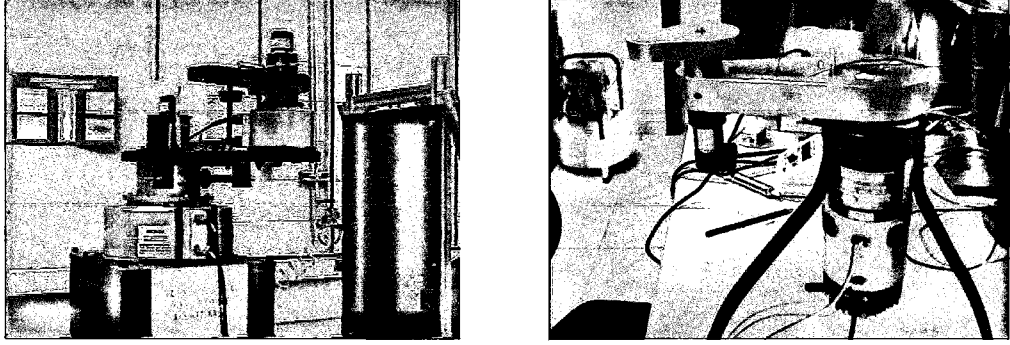
$$Y_d(q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d)\theta + \xi_{ad} = M(q_d)\ddot{q}_d + V_m(q_d, \dot{q}_d)\dot{q}_d + G(q_d) + F(\dot{q}_d) \quad (3.7)$$

şeklinde düzenlenebilir. (3.7)' de yer alan $Y_d(q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d) \in \mathbb{R}^{n \times p}$ regression matrisi linklerin istenilen konum, hız ve ivme vektörleri olan $q_d(t)$, $\dot{q}_d(t)$, $\ddot{q}_d(t) \in \mathbb{R}^n$ nin bir fonksiyonudur. ξ_{ad} ise (3.6)' de anıldığı gibi istenilen dinamiğin lineer olarak parçalarına ayrılamayan kısmını içerir.

(*) Robot denetimi üzerinde yapılan birçok çalışmada, sürtünme etkileri sadece Coulomb sürtünme modeli göz önüne alınarak $F_c \dot{q}$ terimi ile ifade edilmektedir. Ancak bu çalışmamızda sürtünme etkisi modeli olarak daha karmaşık bir yapıya sahip olan

$$F(\dot{q}) = F_c \dot{q} + F_s \exp(-F_r \dot{q}^2) \text{sgn}(\dot{q}) \quad (3.8)$$

fonksiyonu temel alınmıştır. (3.8)' da veril $F_c \in \mathbb{R}^{n \times n}$ Coulomb sürtünme etkisi katsayısı, $F_s \in \mathbb{R}^{n \times n}$ statik sürtünme etkisi katsayısı ve $F_r \in \mathbb{R}^{n \times n}$ Stribeck etkisine ait pozitif katsayıyı ifade etmektedir. (3.8)' de verilen sürtünme modelinden dolayı (3.1) denkleminin tamamı değil sadece belli bir bölümünü lineer olarak parametrelerine ayırabiliyoruz.



Şekil 3.1 İki linkli IMI tipi farklı robot manipulatörler

3.2 Tasarım

Robot dinamiği yüksek non-lineerliklere sahip olup, belirsizlikler de içermektedir. Bu belirsizlikler robotlara ait eylemsizlik, sürtünme gibi parametrelerin tam olarak ölçülememesi, kullanılan sürücü, ve hareketlendiricilerin (direk sürülen) dinamik karakteristiklerinin tam olarak bilinmemesi gibi faktörlerden kaynaklanmaktadır. Bu çalışmada denetim amacımız sistem belirsizliklerine karşın link pozisyon sinyali $q(t)$ ' nin, istenilen yörünge sinyali $q_d(t)$ yi en yakın şekilde izlemesini sağlayacak $\tau(t)$ sinyalini tasarlamaktır. Uygulayacağımız denetimin performansının değerlendirilebilmesi amacıyla, pozisyon hata değeri $e(t) \in \mathbb{R}^n$ yi

$$e = q_d - q \quad (3.9)$$

olarak tanımlayalım. (3.9) ile tanımlanan hata performansı $q_d(t) \in \mathbb{R}^n$ istenilen link yörüngesi ile $q(t) \in \mathbb{R}^n$ gerçek link pozisyonu arasındaki fark olarak alınmıştır. Pozisyon hata değeri (3.9)' da gözlemlenen $q_d(t)$ hedeflenen değer (diğer tanımı ile referans sinyali) olup en az ikinci dereceden türevlenebilir ve türevleri ile birlikte sınırlı bir fonksiyon olarak tanımlanmıştır ($q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d \in L_\infty$). Denetim sistemimizin çıkışı için istenen referans sinyali sabit bir değer seçildiğinde (set-point problemi) dahi yukarıda kullandığımız tanım geçerliliğini korumaktadır. Ancak genel bir yaklaşım sağlayabilmek için bu çalışmada izleyici denetim sistemimizde çıkışın zamanla değişen bir girişi en az hata ile önceden tanımlanan bir yörüngeyi izlemesi esas alınmıştır. (3.6)' da da belirtildiği üzere robot sistemi belirsizlikler içermektedir. Bu belirsizliklerin sistem performansına olan kötü etkilerini engellemek amacı ile denetim sinyalimizde $\theta(\cdot)$ fonksiyonunun tahmini değeri olan $\hat{\theta}(\cdot)$ fonksiyonu

kullanılacaktır. Tahmin fonksiyonunun $\theta(\cdot)$ fonksiyonuna yaklaşabilme performansı ise gerçek değer ile tahmini değer arasındaki fark

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (3.10)$$

olarak tanımlanır. (3.10)' da verilen $\tilde{\theta}(\cdot)$ parametre yaklaşım hatası olarak tanımlanmıştır.

(3.9)' de tanımlanan hata performansını (3.1)' de verilen ikinci derece sistemlere taşımak amacı ile "filtrelenmiş" hata performansı sinyali;

$$r = \dot{e} + \alpha e \quad (3.11)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Denklem (3.11) ile kullanılan $\alpha \in \mathbb{R}^{n \times n}$ köşegen, pozitif tanımlı bir kazanç matrisidir.

3.2.1 Hata Dinamiği

Analimize denklem (3.11)' de elde edilen filtrelenmiş hata sinyalinin zaman içindeki değişimini (3.1)' de verilen sistem model denklemi ışığında inceleyerek başlayalım. (3.11)' nin zamana göre türevini alıp hata sinyalini bu denklemde yerine koyarsak;

$$\dot{r} = (\ddot{q}_d - \ddot{q}) + \alpha \dot{e} \quad (3.13)$$

elde edilir.

(*) $n = 1$ alındığında filtrelendirilmiş hata değerinin tanımlandığı (3.11)' den yararlanarak hata performansına karşı filtrelenmiş hata değerinin transfer fonksiyonu;

$$e(s) = \frac{1}{s + \alpha} r(s) \quad (3.12)$$

biçiminde elde edilir. (4.11)' den de anlaşılacağı üzere filtrelenmiş hata sinyali $r(t)$ ' yi sıfıra yakın değerlere sürebilsek asıl performans ölçütü $e(t)$ ' de sıfıra yönlendirilmiş olur. Aynı argüman n ' nin daha yüksek değerleri için de geçerlidir (Queiroz, 2000).

(3.13)'de elde edilen denklemin her iki tarafın $M(q)$ ile çarpılarak denklem düzenlenince

$$M(q)\dot{r} = M(q)(\ddot{q}_d + \alpha\dot{e}) - M(q)\ddot{q} \quad (3.14)$$

elde edilir. Kararlılık analizinde karşılaşıcağımız $\dot{M}(q)$ terimini yok etmek amacı ile (3.3)' den de yararlanarak (3.14)' ün sağ tarafına $V_m(q, \dot{q})r$ eklenip çıkarılarak elde edilen denklemde, $M(q)\ddot{q}$ yerine (3.1) ifadesindeki eşitliğin sağ tarafına yerleştirip $r(t)$ ' nin açık çevrim denklemini

$$M(q)\dot{r} = -V_m(q, \dot{q})r + w_r(\cdot) - \tau \quad (3.15)$$

şeklinde düzenleyebiliriz. (3.15)' de sunulan $w_r(q, \dot{q}, q_d, \dot{q}_d)$ fonksiyonunun açık şekli

$$w_r(\cdot) = M(q)(\ddot{q}_d + \alpha\dot{e}) + V_m(q, \dot{q})(\dot{q}_d + \alpha e) + G(q) + F(\dot{q}) \quad (3.16)$$

biçimindedir. (3.15)' de elde edilen denklemin denetleyicinin tasarlanmasında kullanılacak olan DCAL yöntemine uygun hale getirilmesi için sağ tarafına (3.7)' de tanımlanan $Y_d\theta$ eklenip çıkarılıp, açık çevrim hata dinamiği yeniden düzenlendiğinde

$$M(q)\dot{r} = -V_m(q, \dot{q})r + \Omega + Y_d\theta - \tau \quad (3.17)$$

ifadesine ulaşırız. (3.17) ile gösterilen denklemi (3.16)'daki gösterimini sadeleştirmek amacı ile $\Omega(q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d, q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^n$ olmak üzere

$$\Omega(\cdot) \stackrel{\Delta}{=} w_r(\cdot) - Y_d\theta \quad (3.18)$$

şekilde tanımlanmıştır.

3.2.2 Denetim Sinyalinin Tasarlanması

(3.17)' de verilen açık çevrim hata dinamiği ve kararlılık analizimiz ışığında, kontrol denetim sinyali $\tau(t)$ 'yi

$$\tau = Y_d\hat{\theta} + K_p e + K_r r + v_R \quad (3.19)$$

olarak tasarlanıyor. Denetim sinyalizimde yer alan $Y_d(\cdot)$ (3.7)' de tanımlanmış olup, sabit,

belirsiz katsayılar içeren θ sinyalinin tahmini $\hat{\theta}$ sinyali

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma Y_d^T r - \sigma \Gamma \hat{\theta} \quad (3.20)$$

biçiminde tanımlanan adaptasyon kuralına göre hesaplanır. Adaptasyon kuralı (3.20)' de yer alan $\Gamma \in \mathbb{R}^{n \times n}$ sabit köşegen, pozitif tanımlı adaptasyon matrisi ve $\sigma(t) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ise sistem için önerilen zamanla değişen bulanık kompensatörü göstermektedir. (3.7)' de yer alan $K_p, K_r \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ köşegen pozitif sabit kazanç matrisleri olup $v_R(t)$ yardımcı kontrol denetim sinyali olarak kullanılmaktadır.

Kapalı çevrim dinamiği elde etmek için (3.17) denkleminde elde ettiğimiz açık çevrim denklemine, tasarladığımız denetim sinyali (3.19)' da yerine yazılarak

$$M(q)\dot{r} = -V_m(q, \dot{q})r + \Omega + Y_d \tilde{\theta} + K_p e + K_r r + v_R \quad (3.21)$$

biçiminde bulunabilir.

Elde ettiğimiz, hata ve filtrelenmiş hata kapalı çevrim denklemleri ışığında aşağıda verilen teoremi sunuyoruz.

Teorem :

Modeli (3.1) ile belirlenebilen sistem (3.20)' de gösterilen adaptasyon güncelleme kuralı, (3.19)' önerilen kontrol denetim sinyali biçiminde tasarlanıp yine. (3.19) ifadesinin içinde yer alan $v_R(t)$

(*)Yardımcı bir fonksiyon olarak (3.18)' de tanımladığımız $\Omega(\cdot)$ teriminin normu Özellik-4 yardımıyla üstten

$$\Omega \leq \rho(x) \|x\|, \quad x = \begin{bmatrix} e^T & r^T \end{bmatrix}^T \quad (3.22)$$

olarak sınırlandırılabilir. (3.22)' de gösterilen ve pozitif bir fonksiyon olan $\rho(x)$

$$\rho(x) = \zeta_1 + \zeta_2 \|x\| \quad (3.23)$$

biçiminde bir fonksiyon olup ζ_1, ζ_2 skaler katsayılar pozitif sınırlandırma sabitleridir.

$$v_R \stackrel{\Delta}{=} K_n \rho^2(\|x\|)r \quad (3.24)$$

olarak seçildiğinde $\rho(x)$ (3.24)' de tanımlanmış olup $K_n \in \mathbf{R}_+$ non- lineer sönüm kazancı

$$K_n > \frac{1}{4 \min\{\lambda_{\min}\{K_r\}, \alpha_{\min} \lambda_{\min}\{K_p\}\}} \quad (3.25)$$

biçiminde seçildiğinde (3.9)' de tanımlanan hata sinyali $e(t)$,

$$\|e\| \leq a + b \exp\left(-\frac{\gamma}{2}t\right) \quad (3.26)$$

şeklinde verilen eşitsizliği sağlayarak ki (3.26)' da yer alan a, b , ve γ üstel bir zarf eşliğinde düzenli olarak, boyu ayarlanabilen, mutlak bir sınıra yakınsar. a, b , ve γ terimleri

$$a = \left(\frac{\varepsilon}{\min\left(\min\{\lambda_{\min}\{K_r\}, \alpha_{\min} \lambda_{\min}\{K_p\}\} - \frac{1}{4K_n}, \frac{\sigma_{\min}}{2}\right)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.27)$$

$$b = \left(\|y(0)\|^2 - \frac{\varepsilon}{\min\left(\min\{\lambda_{\min}\{K_r\}, \alpha_{\min} \lambda_{\min}\{K_p\}\} - \frac{1}{4K_n}, \frac{\sigma_{\min}}{2}\right)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.28)$$

$$\gamma = -\frac{\min\left(\min\{\lambda_{\min}\{K_r\}, \alpha_{\min} \lambda_{\min}\{K_p\}\} - \frac{1}{4K_n}, \frac{\sigma_{\min}}{2}\right)}{\frac{1}{2} \max(m_2, \lambda_{\max}(K_p), \lambda_{\max}(\Gamma^{-1}))} \quad (3.29)$$

biçiminde olacak şekilde seçilir. (3.27), (3.28) ve (3.29) denklemlerinde sunulan $\lambda_{\min}\{\}$ temsil ettiği matrisin öz değerlerinin en küçüğünü $\lambda_{\max}\{\}$ ise temsil ettiği matrisin öz değerlerinin en büyüğünü ifade etmek için kullanılmıştır.

İspat:

Teorem-1' i ispatlayabilmek için analizimizde pozitif tanımlı skaler bir V fonksiyonunu

$$V = \frac{1}{2}r^T M(q)r + \frac{1}{2}e^T K_p e + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (3.30)$$

şeklinde tanımlayarak başlıyoruz. (3.30) denkleminde tanımlanan $V(t)$ aşağıdan ve yukarıdan

$$\lambda_1 \|y\|^2 \leq V \leq \lambda_2 \|y\|^2 \quad (3.31)$$

biçiminde sınırlandırılabilir. Denklem (3.31)' de tanımlanan $y(t) \in \mathbb{R}^{2n+p}$

$$y(t) = \begin{bmatrix} e^T & r^T & \tilde{\theta}^T \end{bmatrix}^T \quad (3.32)$$

biçiminde olup aynı denklemde yer alan λ_1, λ_2 katsayıları da

$$\lambda_1 \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{2} \min \{m_1, \lambda_{\min} \{K_p\}, \lambda_{\min} \{\Gamma^{-1}\}\} \quad (3.33)$$

$$\lambda_2 \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{2} \max \{m_2, \lambda_{\max} \{K_p\}, \lambda_{\max} \{\Gamma^{-1}\}\} \quad (3.34)$$

olarak tanımlanmıştır. Denklemde kullanılan m_1, m_2 , denklem (3.2)' de tanımlanmış sınırlandırma sabitleridir.

$V(t)$ fonksiyonu (3.30)' un zaman içindeki değişimini izlemek amacı ile türevini alıp düzenlersek

$$\dot{V} = \frac{1}{2} r^T \dot{M}(q) r + r^T M(q) \dot{r} + e^T K_p \dot{e} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \quad (3.35)$$

elde edilir. Denklem (3.35)' de $M(q)\dot{r}$ ifadesi yerine (3.21)' de elde edilen kapalı çevrim hata dinamiği, $\dot{e}(\cdot)$ ifadesi yerine (3.11)' den elde edilen $\dot{e} = r - \alpha e$ ifadeleri yerleştirilip yeniden düzenlendiğinde V fonksiyonunun türevi

$$\begin{aligned} \dot{V} = & r^T \left(\frac{1}{2} \dot{M}(q) - V_m(q, \dot{q}) r \right) r \\ & + r^T \{ \Omega + Y_d \tilde{\theta} - K_p e - K_r r - v_R \} \\ & + e^T K_p \{ r - \alpha e \} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \end{aligned} \quad (3.36)$$

olacak şekilde elde edilebilir. Denklem (3.36)' nın ilk satırında yer alan ifade (3.3) ile verilen özellik göz önüne alındığında sıfıra eşittir. Bu ifade sadeleştirilir ve birbirini götürten terimler ortadan kaldırılır ise $\dot{V}(t)$ ifadesini

$$\dot{V} = r^T \{ \Omega + Y_d \tilde{\theta} - K_r r - v_R \} + e^T K_p \alpha e + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (3.37)$$

şeklinde buluruz. (3.10) ve (3.20) ifadelerini birleştirip θ vektörünün de sabit olmasından yararlanarak elde edilecek $\tilde{\theta}$ ifadesini (3.37)' de yerine yazar ve çıkan denklemini yeniden düzenlersek

$$\dot{V} = r^T \{ \Omega + Y_d \tilde{\theta} - K_r r - v_R \} - e^T K_p \alpha e - \tilde{\theta} \{ Y_d^T r - \sigma(\theta - \tilde{\theta}) \} \quad (3.38)$$

ifadesini elde ederiz. (3.38)' de verilen denklemin Ω ifadesi yerine (3.22)' de verilen üst sınırını, θ ifadesi yerine (3.24) yerleştirilirse denklem

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\lambda_{\min} \{ K_r \} \|r\|^2 - \alpha_{\min} \lambda_{\min} \{ K_p \} \|e\|^2 \\ & + \left[\|r\| \rho(\|x\|) \|x\| - K_n \|r\|^2 \rho^2(\|x\|) \right] \\ & + \left[-\sigma_{\min} \|\tilde{\theta}\|^2 + \sigma_{\max} \|\theta\| \|\tilde{\theta}\| \right] \end{aligned} \quad (3.39)$$

eşitsizliği biçimine getirilebilir. (3.39)' da gösterilen denklemde kararlılık analizinin daha rahat yapılabilmesi için ikinci ve üçüncü satırdaki terimler tam kareye tamamlanacak şekilde tekrar düzenlenerek eksik terimler toplanıp çıkarılırsa denklem

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\lambda_{\min} \{ K_r \} \|r\|^2 - \alpha_{\min} \lambda_{\min} \{ K_p \} \|e\|^2 \\ & + \left[\|r\| \rho(\|x\|) \|x\| - K_n \|r\|^2 \rho^2(\|x\|) + \frac{\|x\|^2}{4K_n} - \frac{\|x\|^2}{4K_n} \right] \\ & + \left[-\frac{\sigma_{\min}}{2} \|\tilde{\theta}\|^2 - \frac{\sigma_{\min}}{2} \|\tilde{\theta}\|^2 + \sigma_{\max} \|\theta\| \|\tilde{\theta}\| + \frac{\sigma_{\max}^2}{2\sigma_{\min}} \|\theta\|^2 - \frac{\sigma_{\max}^2}{2\sigma_{\min}} \|\theta\|^2 \right] \end{aligned} \quad (3.40)$$

biçiminde yazılabilir. (3.40)' daki köşeli parantezlerin içinde yer alan terimler tam karelerine tamamlanınca, her zaman negatif olacak terimlerin olduğunu da göz önünde bulundurarak (3.40) ifadesini üstten

$$\dot{V} \leq -\left(\min \{ \lambda_{\min} \{ K_r \}, \alpha_{\min} \lambda_{\min} \{ K_p \} \} - \frac{1}{4K_n} \right) \|x\|^2 - \frac{\sigma_{\min}}{2} \|\tilde{\theta}\|^2 + \left[\frac{\sigma_{\max}^2}{2\sigma_{\min}} \|\theta\|^2 \right] \quad (3.41)$$

biçimde sınırlandırılarak düzenleyebiliriz. (3.41)' de elde edilen eşitsizlik en kötü koşullar göz önüne alınarak oluşturulmuştur. (3.41)' de köşeli parantezle gösterilen terimi ε olarak

tanımlıyoruz. (3.41) nin içine yerleştirince denklemimiz

$$\dot{V} \leq - \left[\min \left(\left(\min \{ \lambda_{\min} \{ K_r \}, \alpha_{\min} \lambda_{\min} \{ K_p \} \} - \frac{1}{4K_n} \right), \frac{\sigma_{\min}}{2} \right) \right] \|y\|^2 + \varepsilon \quad (3.42)$$

halinde de yazılabilir. (3.42)'de köşeli parantezin içinde verilen ve öz değerlerin minimumunu gösteren terim her zaman pozitif değere sahip λ_3 olarak tanımlanır ve denklem (3.42)'i

$$\dot{V} \leq -\lambda_3 \|y\|^2 + \varepsilon \quad (3.43)$$

şeklinde sadeleştirebiliriz. $\|y\|^2$ ifadesini (3.31)' eşitsizliğini kullanarak yeniden düzenlersek (3.42)'yi

$$\dot{V} \leq -\frac{\lambda_3}{\lambda_2} V + \varepsilon \quad (3.44)$$

biçiminde daha da üstten sınırlayabiliriz. (3.44)' de elde edilen diferansiyel denklemin çözümü

$$V(t) \leq V_0 \exp\{-\gamma t\} + \frac{\varepsilon}{\gamma} (1 - \exp\{-\gamma t\}) \quad (3.45)$$

dür. (3.45) denklemi ışığında Teorem-1 ifadesinde de verilmiş olduğu gibi $V(t)$ üst sınırının geçerli olduğu ve herhangi bir başlangıç değeri için üstel bir zarf eşliğinde düzenli olarak boyu ayarlanabilen mutlak bir sınırın içine yakınsayacaktır. Dolayısıyla $V(t)$ ' nin içinde yer alan e , r ve $\tilde{\theta}$ ' de aynı şekilde üstel bir zarf eşliğinde düzenli olarak boyu ayarlanabilen mutlak bir sınırın içine yakınsayacaktır. Bunu daha genel gösterebilmek amacı ile (3.45)' de verilen denklemden (3.45)' den yararlanılarak $y(t)$ ' ye göre düzenleyip

$$\|y\|^2 \leq \|y(0)\|^2 \exp\{-\gamma t\} + \frac{\varepsilon}{\gamma} (1 - \exp\{-\gamma t\}) \quad (3.46)$$

ifadesini elde edelim. Denklem (3.46)' nın her iki tarafının kökünü alarak $y(t)$ için üst sınır ifadesi

$$\|y\| \leq \left(\left[a + b \exp\left(-\frac{\gamma}{2}t\right) \right]^2 - 2ab \exp\left(-\frac{\gamma}{2}t\right) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.47)$$

şeklinde elde edilir. (3.47)'deki denklemde kullanılan sırasıyla a , b ve γ , daha önce (3.27), (3.28) ve (3.29) açık olarak verilmiştir.

Analizimize denetim sinyali ve kapalı çevrim denkleminde yer alan ifadelerin uygulama sırasındaki davranışlarını inceleyerek devam edelim. Denklem (3.30) ve (3.35)'den $V(t)$, L_∞ uzayına üye olduğunu gözleyebiliriz. Dolayısıyla (3.10) içinde yer alan e, r ve $\tilde{\theta}$ 'da L_∞ uzayına üyedirler. Yani V, e, r ve $\tilde{\theta}$ sınırlandırılabilir fonksiyonlardır. Kontrol denetim sinyalimiz için analizimizi genişletirsek, $\tilde{\theta} \in L_\infty$ iken (3.10)'da denklemden $\hat{\theta} \in L_\infty$ 'dur. Buradan $\Gamma, Y_d, r, \sigma, \hat{\theta}$ sınırlı olduğunda kontrol denetim sinyalimizde sınırlıdır. (3.1)'de belirtilen sistem için tasarladığımız denetim sinyali ile sisteme ait giriş ve çıkış sinyalleri sınırlı kalmaktadır ve Teorem-1'de de iddia edildiği gibi hata sinyali de üstel bir zarf eşliğinde düzenli olarak boyu ayarlanabilen mutlak bir sınırın içine yakınsayacaktır.

Analizimiz böylece sona ermiştir.

3.2.3 Bulanık Mantık Destekli Adaptasyon Denetim Uygulanması

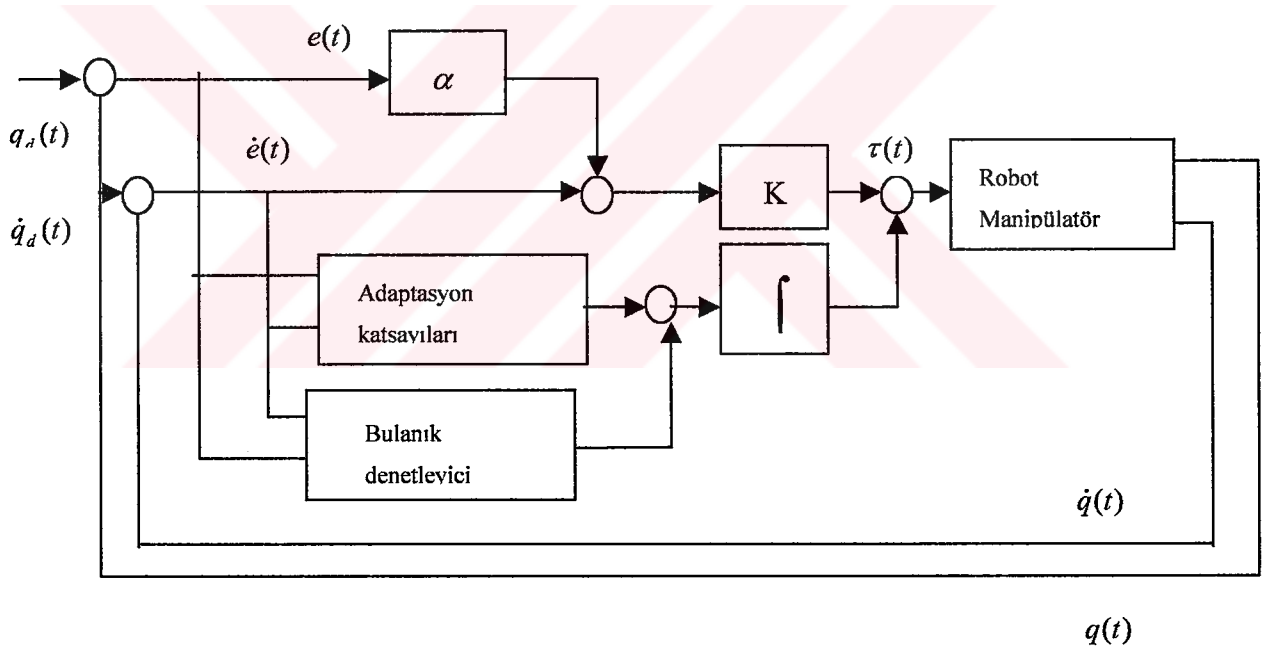
Sistemimizi tam olarak lineer parametrelerine ayıramadığımız için modelde ξ_a ile ifade ettiğimiz terimin etkilerini denetleyicimizle kompanse edebilmek için ihtiyacımız olan ve (3.20)'de gösterilen adaptasyon kuralında yer alan, $\sigma\Gamma$ olarak ifade edilen terimi bulanık mantık kontrolcü ile oluşturuyoruz. Uyarlamalı bulanık olarak adlandırdığımız yöntemde hata ve hatanın türevi giriş olarak seçiliyor ve uyarlamalı bulanık kazanç olarak (3.20)'in içine yerleştiriliyor. Böylelikle sistemin hatasına göre değişen bir kazanç katsayısı elde ediyoruz.

Adapte edilen parametre için her bir linke ait hatayı ve hatanın türevini bulanık kontrolcüye giriş olarak alalım. Ayrıca her girişin dört farklı durumu olduğunu göz önüne alırsak bir parametre için 256 farklı durumu da içeren kural tablosu oluşturmamız gerekmektedir. Tüm parametreler için bunu tekrarladığımızda $p \times 256$ hesaplanması gereken durum oluşuyor. Simülasyonlarımızda kullandığımız 2 linkli robot için bu rakam 1280 duruma karşılık gelmektedir. Özellikle gerçek zamanlı olarak çalışıldığında hesaplamaları ne kadar azaltırsak sistemden aldığımız verimde o ölçüde artar. Adapte edilecek olan parametreleri incelediğimizde bazı parametrelerin tek bir linkin değişiminden etkilendiğini görürüz bu tip

parametreler için bulanık kontrolciye tek bir linke ait hata ve hatanın türevinin giriş olarak tanıtılması yeterli olacaktır. Bu durumda toplamda hesaplanması gereken durum sayısı 560'a iniyor. Çıkışı sıfır ile bir arasında değişecek biçimde tasarlanıyor. Kural tablosu oluştururken bu durumu da göz önünde bulundurduğumuzda hesaplanacak durum sayısını 176 ya kadar indirebilmekteyiz. Simülasyonlar sırasında işlem hızını arttırabilmek için mümkün olduğu kadar az kural kullanarak istediğimiz sonuca ulaşmaya çalışıyoruz. Kurallar Mamdani kural tabanına göre (Ross, 1995)

“Eğer giriş a 'nın değeri A ve giriş b 'nin değeri B ise c çıkışının değeri C olur” (3.48)

biçiminde oluşturulmuştur. Giriş ve çıkış arasında Gauss üyelik fonksiyonları, çıkışta durulaştırma yöntemi olarak centroid metodu kullanılmıştır. Çıkış terimi olan uyarlamalı bulanık kazanç katsayıları sıfır ile bir arasında kalacak şekilde dizayn edilmiştir.



Şekil 3.2 Denetim Sinyali blok şeması

3.3 Simülasyon Sonuçları

Tasarlanan denetleyicilerin performansını görmek için 2 linkli yüzeysel (Sadece yatay düzlemde yüzeysel olarak hareket edebilen tipte) bir robot modeli seçilmiştir. Simülasyon

çalışmalarında sıklıkla rastlanan IMI tipi robota ait parametreler kullanılmıştır. Kullanılan yüzeysel robot dinamiğinde yer alan

$$M(q) = \begin{bmatrix} p_1 + 2p_3 \cos(q_2) & p_2 + p_3 \cos(q_2) \\ p_2 + p_3 \cos(q_2) & p_2 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

$$V_m(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -p_3 \sin(q_2) \dot{q}_2 & -p_3 \sin(q_2) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \\ p_3 \sin(q_2) \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$F(\dot{q}) = \begin{bmatrix} F_{c1} \dot{q}_1 + F_{s1} \exp(-F_{\tau 1} \dot{q}_1^2) \operatorname{sgn}(\dot{q}_1) & 0 \\ 0 & F_{c2} \dot{q}_2 + F_{s2} \exp(-F_{\tau 2} \dot{q}_2^2) \operatorname{sgn}(\dot{q}_2) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

biçimindedir. (3.49), (3.50), (3.51)' de bulunan p_1, p_2, p_3 kütleyle ait olan parametreleri, F_{c1}, F_{c2} Coulomb sürtünme etkisine ait olan parametreleri, F_{s1}, F_{s2} statik sürtünme etkisine ait olan parametreleri $F_{\tau 1}, F_{\tau 2}$ Stribeck sürtünme etkisine ait olan parametreleri göstermektedir.

Simülasyonda kullanılan robota ait parametreler

$$\begin{aligned} p_1 &= 3.473 & p_2 &= 0.193 & p_3 &= 0.242 \\ F_{c1} &= 8.45 & F_{c2} &= 2.35 \\ F_{s1} &= 1.1 & F_{s2} &= 0.6 \\ F_{\tau 1} &= 0.2 & F_{\tau 2} &= 0.12 \end{aligned} \quad (3.52)$$

olarak seçilmiştir. Robotumuz için θ olarak (3.6)' da bilinmeyen sabit sistem parametrelerini içeren vektör

$$\theta = [p_1 \quad p_2 \quad p_3 \quad F_{c1} \quad F_{c2}]^T \quad (3.53)$$

biçiminde kurulmuştur. Simülasyon çalışmalarında manipülatör linkleri için başlangıç pozisyonu $q(0) = [q_1(0), q_2(0)] = [0.5236 \text{ rad}, 0.5236 \text{ rad}]$ olarak seçilmiştir. İzlenmesi istenilen yörünge ise yumuşak başlangıçlı periyodik bir sinyal olan

$$q_d = \begin{bmatrix} \sin(2t)(1 - \exp(-0.3t^3)) \\ 2 \sin(2t)(1 - \exp(-0.3t^3)) \end{bmatrix} \text{ rad} \quad (3.54)$$

olarak uygulanmıştır.

Denetleyicimizi tasarlarken kullanılan DCAL (Desired Compensation Adaptive Law) bulanık yöntemi ile elde edilen sonuçları daha iyi değerlendirebilmek amacı ile aynı sistemden birde direkt uyarlamalı bulanık yöntemiyle

$$\tau = Y\hat{\theta} + K_r r \quad (3.55)$$

biçiminde tasarlanmış denetleyicinin uygulanmasıyla elde edilen sonuçlar alınmıştır. Simülasyonlar, çalışmamızda (3.19) ile tanımlanan tork eşitliğimizi

$$\tau = Y_d \hat{\theta} + K_p e + [K_r + K_n \rho^2(\|x\|)] r \quad (3.56)$$

biçiminde düzenler ve köşeli parantez içinde gösterilen terim ile $r(\cdot)$ terimi $e(\cdot)$ ' yi içerdiğinden dolayı K_p 'yi K toplam kazancı olarak tanımlayabiliriz. Simülasyonlar sırasında elde edilen en iyi sonuçları veren kazanç katsayıları direkt uyarlamalı bulanık denetleyici ve DCAL uyarlamalı bulanık denetleyici için

$$K_r = \{50 \quad 50\}, \quad \alpha = \{2 \quad 2\} \quad (3.57)$$

$$\Gamma_\theta = [22.2 \quad 0.8 \quad 1.255 \quad 100.6 \quad 40.2]^T \quad (3.58)$$

olarak belirlenmiştir.

İki yöntemden de elde edilen simülasyon sonuçları grafiklerle sunulmuştur.

Şekil 3.3' de bulanık mantık destekli adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyiciye ait simülasyonlarda her iki link için elde edilen yörünge hatalarının zamana göre değişimi gösterilmiştir. Şekil 3.3' in üst kısmında derece cinsinden yörünge hatası gösterilmiştir. Şekil 3.3' in alt kısmında ise yörünge hatasının değişiminin daha rahat incelenebilmesi için eğri $\pm 5^\circ$ derece arasında verilmiştir. Sistemin yörünge hatası üstel olarak azalarak bir banda yakınsamaktadır. Robot manipülatör 12sn civarında istenilen yörüngeyi takip etmeye başlamakta ve ilk linkin sürekli hal hatası $\pm 0.15^\circ$ derece' nin, ikinci linkin hal hatası $\pm 0.09^\circ$ derece' nin altında kalmaktadır.

Şekil 3.4' de bulanık mantık destekli adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicide bulanık denetleyiciler ile belirlenen adaptasyon katsayılarının zamana göre değişimi gösterilmiştir. Bulanık adaptasyon katsayıları sisteme ait yörünge hatasını en aza indirmeye çalışmaktadır.

Hata azaldıkça katsayılar da kararlı hale gelmektedir. Şekil 3.4' nin içinde gösterilen grafikler sırasıyla tahmin edilen $\hat{p}_1, \hat{p}_2, \hat{p}_3, \hat{F}_{d1}, \hat{F}_{d2}$ terimlerine ait bulanık adaptasyon katsayıları olup kararlı hale $4sn$ ' nin altında ulaşmaktadır.

Şekil 3.5' de bulanık mantık destekli adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicide adapte olan $\hat{p}_1, \hat{p}_2, \hat{p}_3, \hat{F}_{d1}, \hat{F}_{d2}$ terimlerinin zamana göre değişimini göstermektedir. Adapte olan parametreler $12sn$ içinde istenilen yörüngeyi takip eder hale gelmektedir.

Şekil 3.6' bulanık mantık destekli adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicinin simülasyonda sisteme uyguladığı torkun zaman göre değişimini göstermektedir.

Şekil 3.7' de bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyiciye ait simülasyonlarda elde edilen her iki link için bulunan yörünge hatalarının zamana göre değişimi verilmiştir. Şekil 3.8' in üst kısmında derece cinsinden yörünge hatası gösterilmiştir. Şekil 3.8' in alt kısmında ise yörünge hatasının değişiminin daha rahat incelenebilmesi için eğri $\pm 5^\circ$ derece arasında verilmiştir. Sistemin yörünge hatası üstel olarak azalarak bir banda yakınsamaktadır. Robot manipülatör $10sn$ civarında istenilen yörüngeyi takip etmeye başlamaktadır ve ilk linkin sürekli hal hatası $\pm 0.25^\circ$ derece ' nin, ikinci linkin sürekli hal hatası $\pm 0.15^\circ$ derece ' nin altında kalmaktadır.

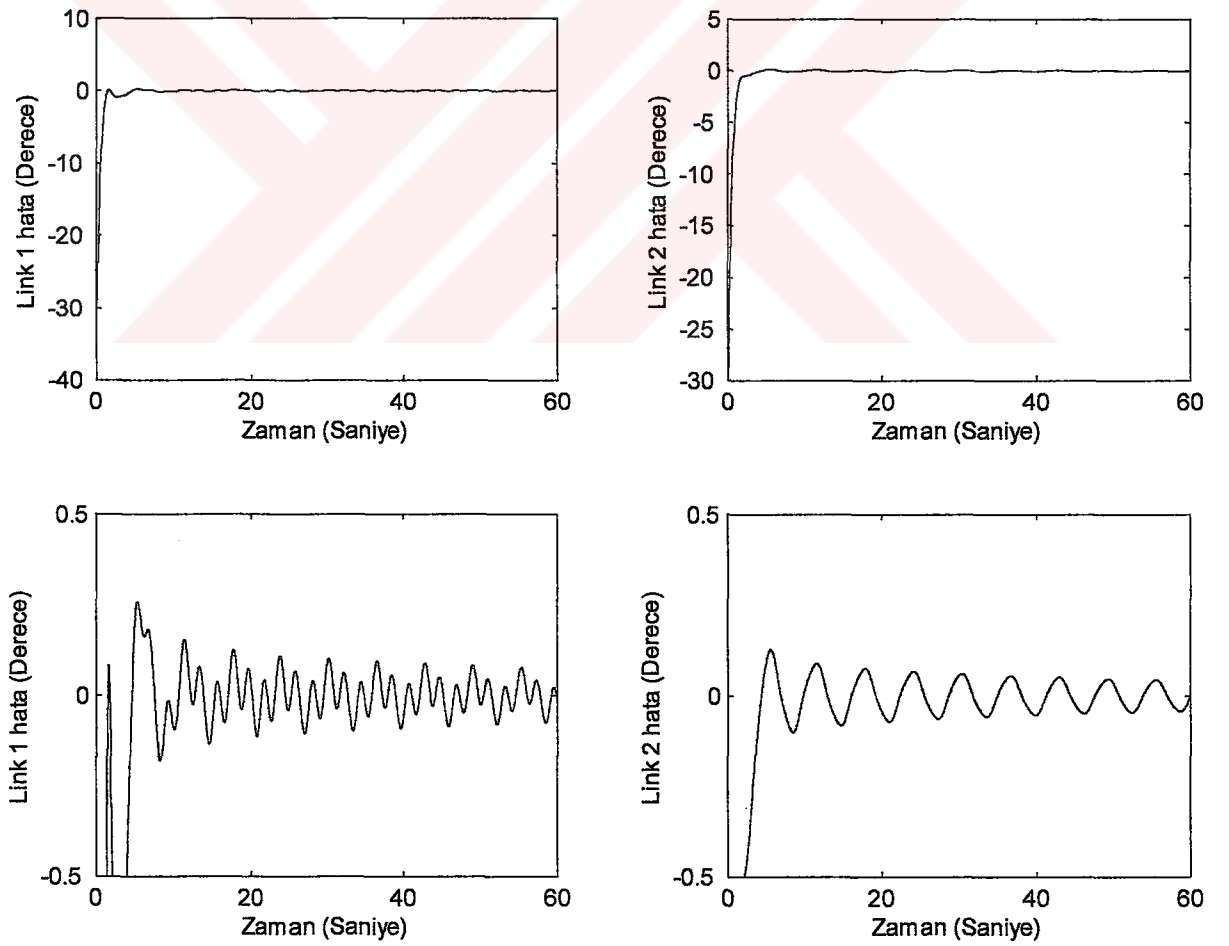
Şekil 3.8' de bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicide bulanık denetleyiciler ile belirlenen adaptasyon katsayılarının zamana göre değişimi gösterilmiştir. Şekil 3.9' nin içinde gösterilen grafikler sırasıyla tahmin edilen $\hat{p}_1, \hat{p}_2, \hat{p}_3, \hat{F}_{d1}, \hat{F}_{d2}$ terimlerine ait bulanık adaptasyon katsayıları olup kararlı hale $4sn$ ' nin altında ulaşmaktadır.

Şekil 3.9' de bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicide bilinmeyen ve adapte edilecek olan $p_1, p_2, p_3, F_{d1}, F_{d2}$ terimlerinin tahmin edilen değerlerinin zamana göre değişimi gösterilmektedir. Adapte olan parametreler $10sn$ altında kararlı hale ulaşmaktadır.

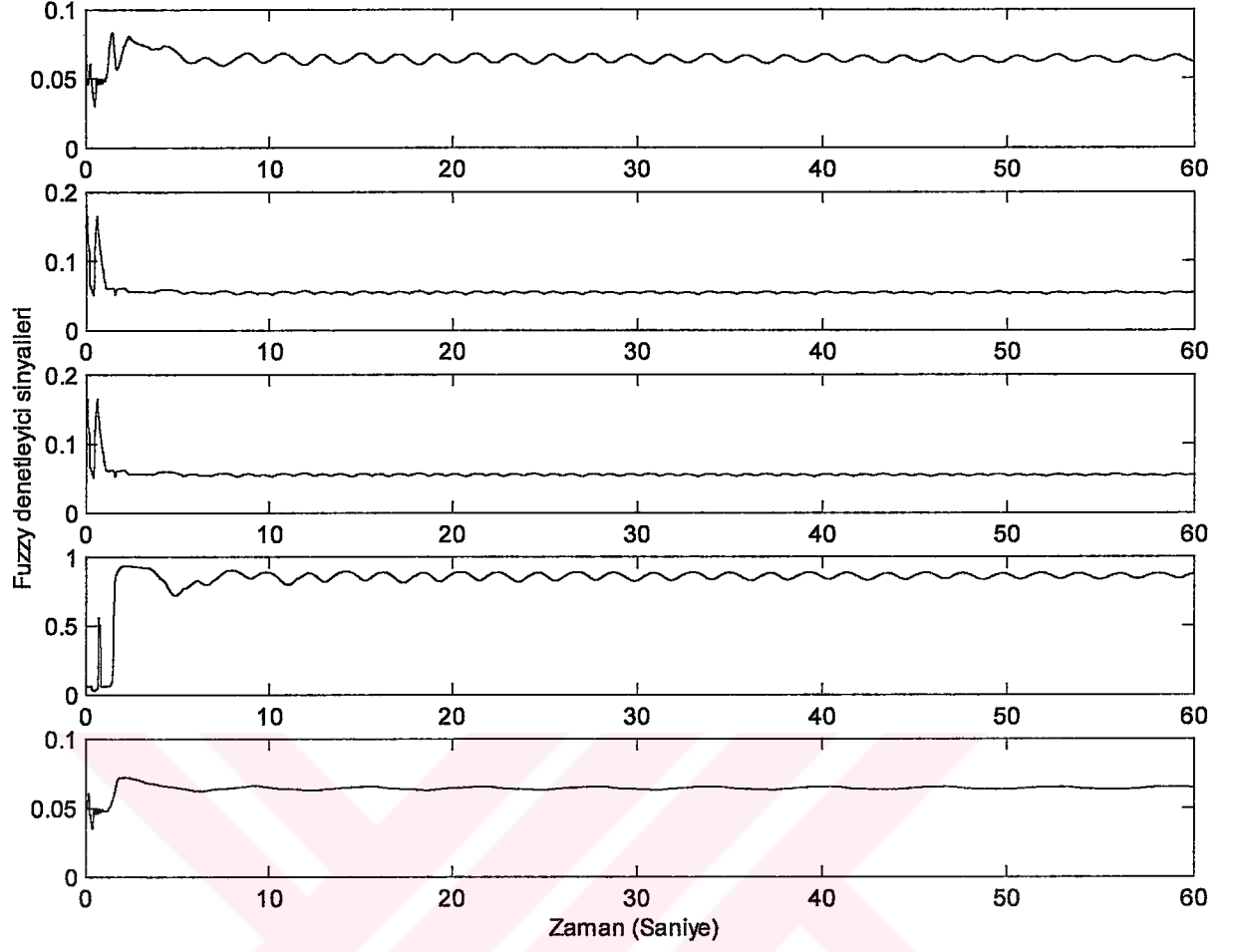
Şekil 3.10 bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicinin simülasyonda sisteme uyguladığı torkun zamana göre değişimini göstermektedir.

Bulanık mantık destekli adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyici ile bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicileri simülasyondan elde edilen

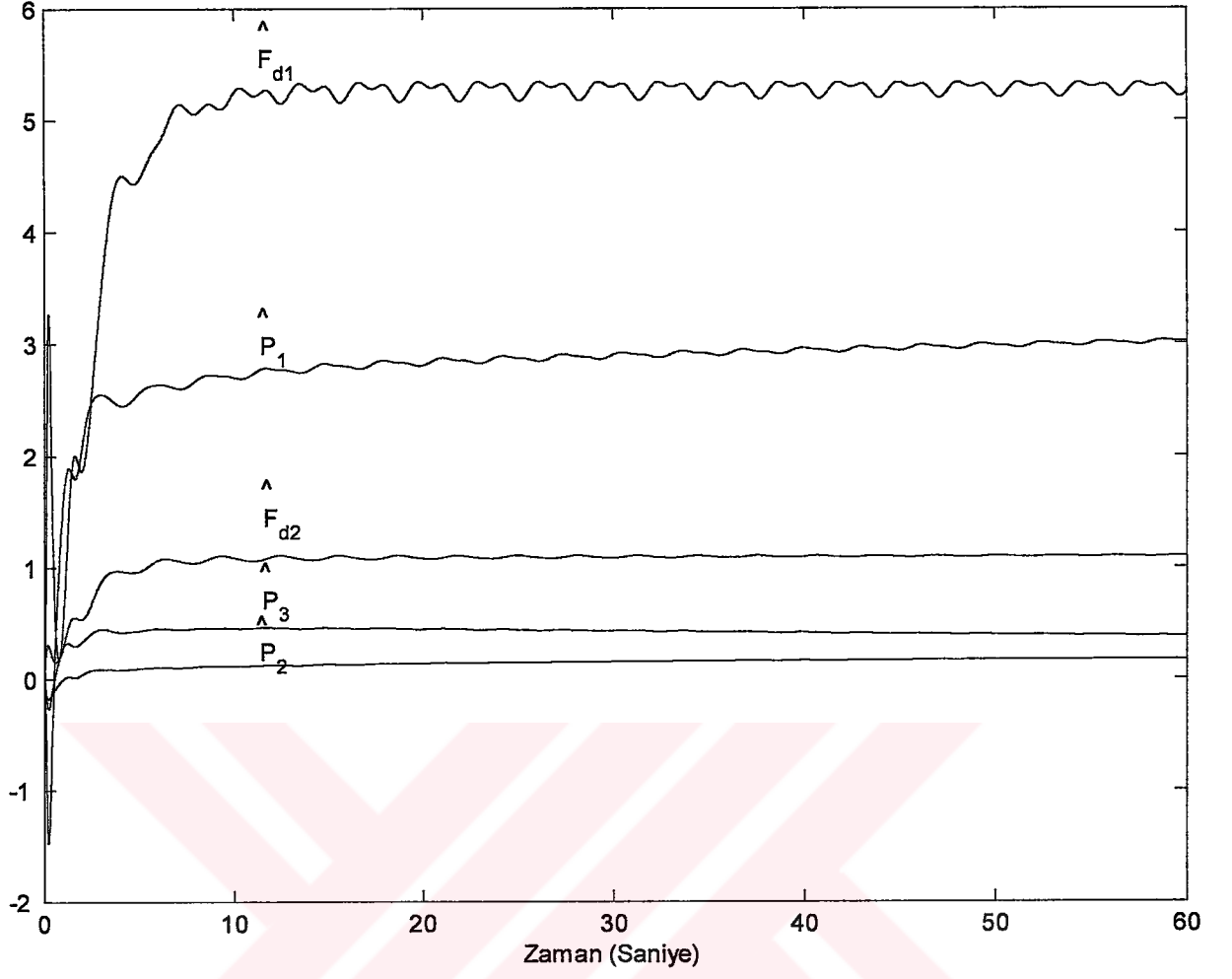
sonuçlar ışığında karşılaştıralım. Bulanık mantık destekli adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicinin linklere ait sürekli hal yörünge hatası DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyiciler ile elde edilen yörünge hatasından yaklaşık olarak %40 daha iyi sonuç vermiştir. Ancak sistemin oturma zamanını karşılaştırdığımızda %16 oranında daha yavaştır. Bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyici sistemi daha hızlı kararlı hale getirmektedir. Bununla birlikte parametrelerin adaptasyonu daha hızlı gerçekleşmektedir. Bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicinin daha hızlı cevap vermesindeki etken denetleyicide gerçekleşen hesaplamalarda gerçek değerlerin yerine istenilen değerler kullanılmasıdır. Şekil 3.6 ve şekil 3.10' de gösterildiği gibi bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicinin sistemi kontrol etmek için uyguladığı tork, bulanık mantık destekli adaptasyon yöntemiyle tasarlanan denetleyicinin uyguladığı torktan yaklaşık %47 daha fazladır.



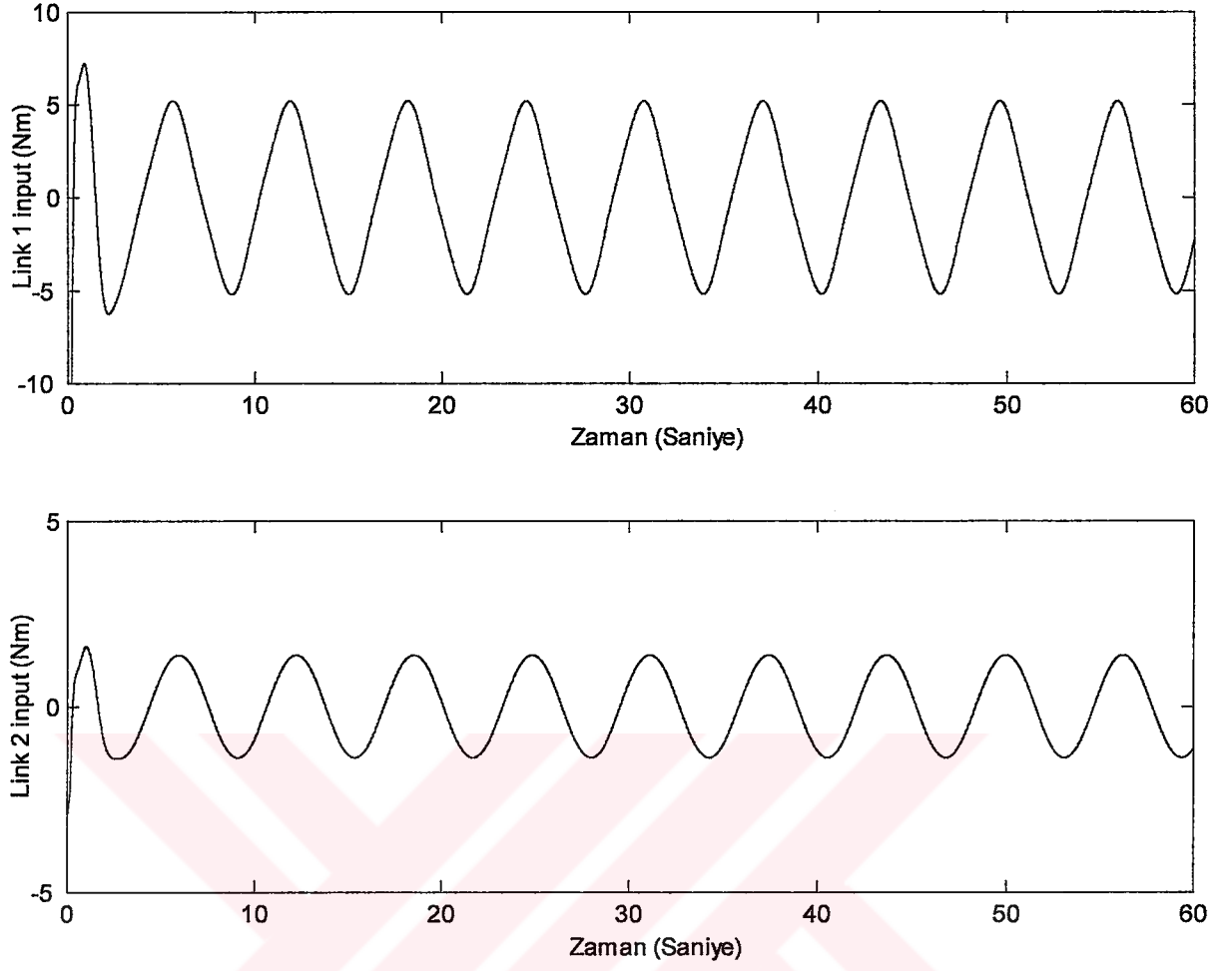
Şekil 3.3 Uyarlamalı-Bulanık denetleyici ile elde edilen pozisyon hataları



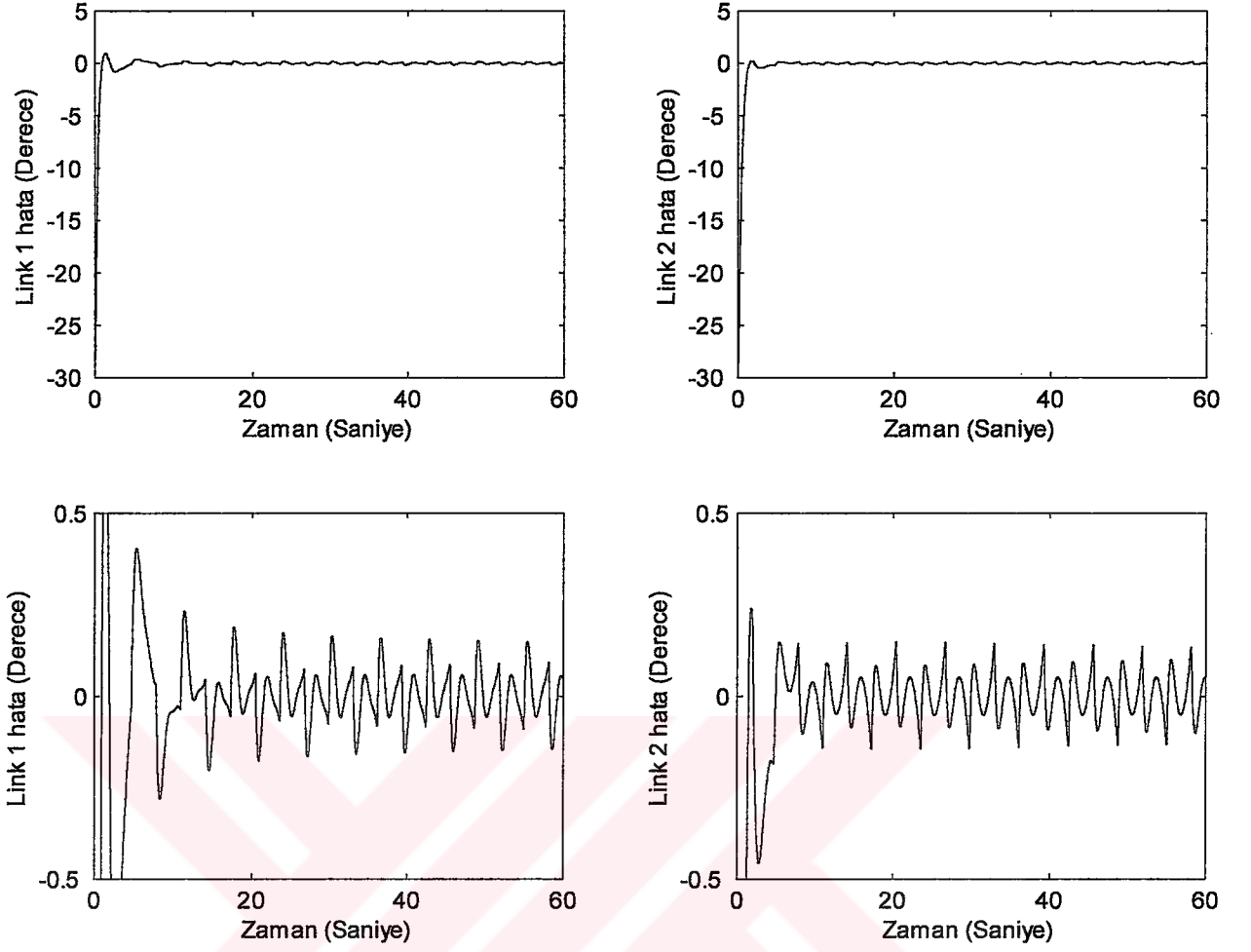
Şekil 3.4 Uyarlamalı Bulanık denetleyici de kullanılan Bulanık Sinyalleri



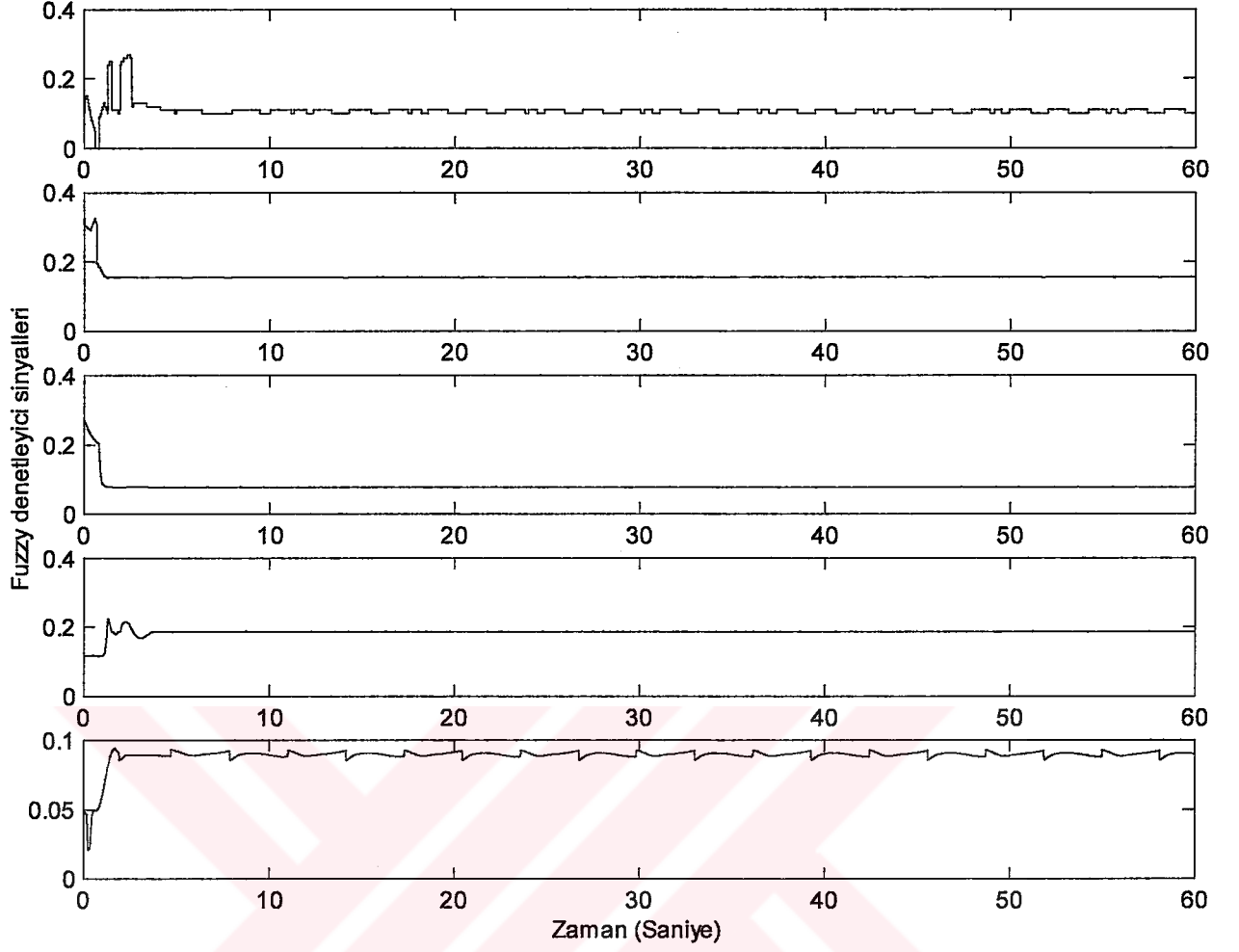
Şekil 3.5 Uyarlamalı Bulanık denetleyici ile elde edilen bilinmeyen parametrelere ait adaptasyon sinyalleri



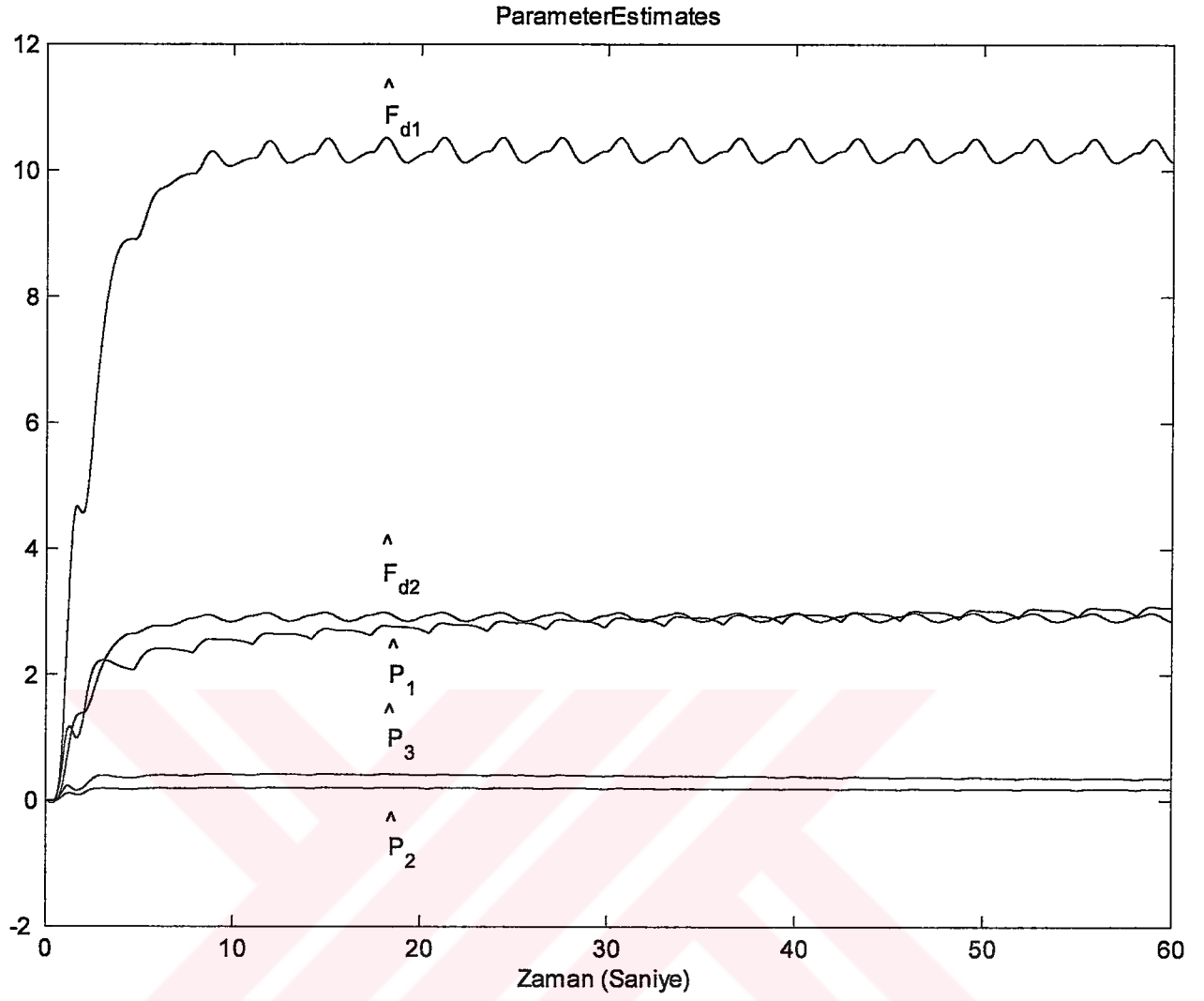
Şekil 3.6 Uyarlamalı Bulanık denetleyicinin oluşturduğu kontrol sinyali



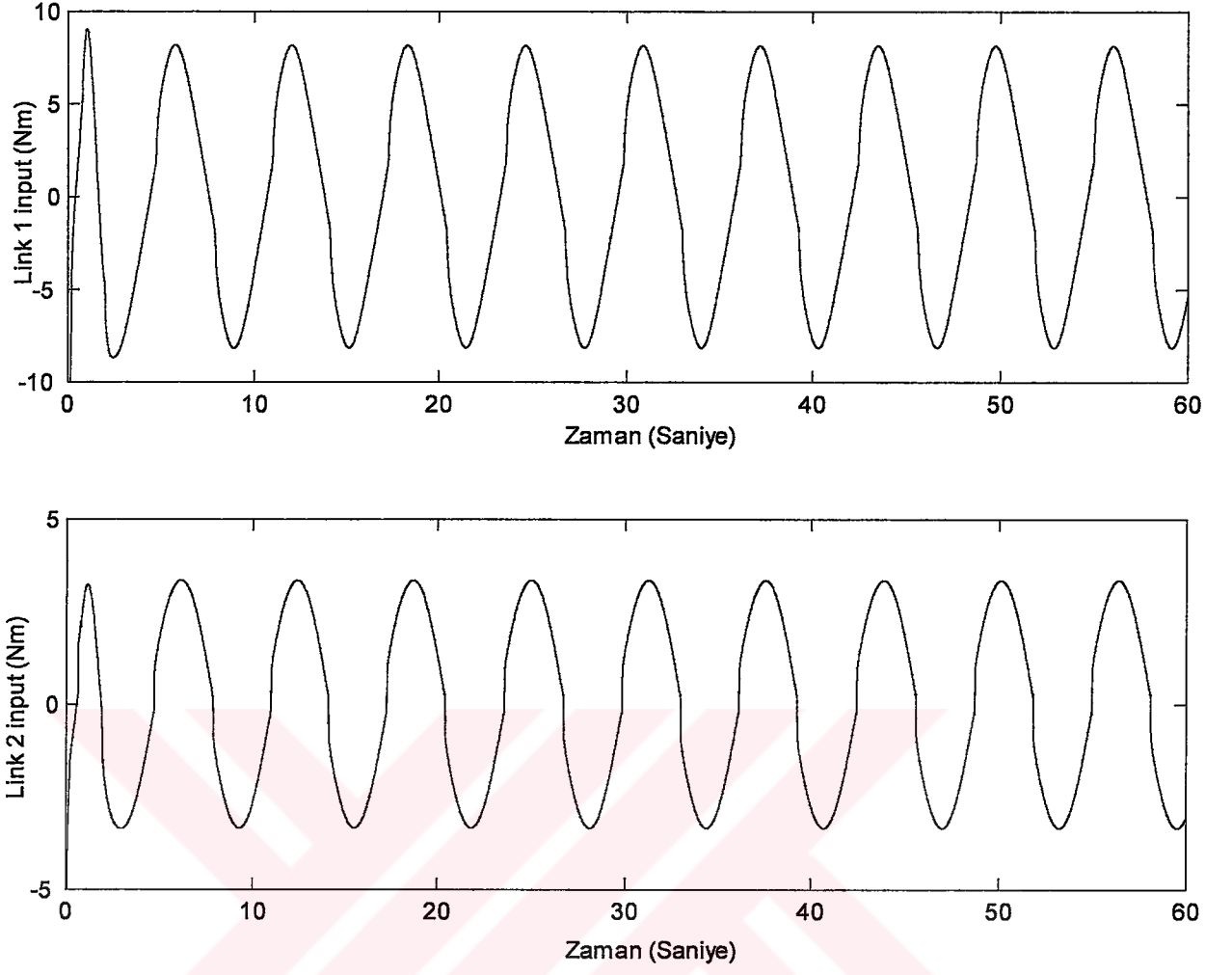
Şekil 3.7 DCAL Uyarlamalı-Bulanık denetleyici ile elde edilen pozisyon hataları



Şekil 3.8 DCAL Uyarlamalı Bulanık denetleyici de kullanılan Bulanık Sinyalleri



Şekil 3.9 DCAL Uyarlamalı Bulanık denetleyici ile elde edilen bilinmeyen parametrelere ait adaptasyon sinyalleri



Şekil 3.10 DCAL Uyarlamalı Bulanık denetleyicinin oluşturduğu kontrol sinyali

4. SONUÇ

Üç linkli robot manipülatöre computed torque yöntemi temel alınarak yörünge takibi için PD, PID ve bulanık mantık destekli denetleyiciler tasarladık. Tasarladığımız her üç tip denetleyici de simülasyonlarda istenilen sinüzoidal yörüngeyi takip etmeyi başarmıştır. Simülasyon sonuçları doğrultusunda elde edilen verileri karşılaştırdık. Sistemimizi sıfır sürekli hal hatası elde etmek için zorlamadık Bu çalışmadaki asıl hedefimiz bulanık mantık destekli denetleyicilerin iyi bilinen PD ve PID tipindeki denetleyiciler ile performansının karşılaştırılmasıydı. Böylelikle ileriki çalışmamızın bir parçası olan bulanık mantık destekli denetleyicileri daha yakından tanımış olduk.

Dinamik modeli, lineer parametrelerine tam olarak ayrılamayan robot manipülatörün yörünge takibi problemine ait çözümü bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle gerçekleştirdik. (3.20)' de gösterilen adaptasyon kuralında yer alan $\sigma\Gamma$ terimini $[0-1]$ aralığında tutacak şekilde bulanık mantık tabanlı denetleyicileri kullanmayı tercih ettik. Lyapunov tarzı kararlılık analizi ile tasarlanan denetleyicinin mutlak bir banda üstel olarak yakınsayacağını gösterdik. Simülasyon sonuçları önerilen denetleyicinin direk uyarlamalı bulanık yöntemiyle tasarlanan denetleyiciye oranla parametrelerin adaptasyonunda daha hızlı sonuç elde ettiği ve yörünge hatasının yerleşme sürecine katkıda bulunduğu görülmüştür. İleride sadece yörünge hatası ölçümünden faydalanarak bulanık mantık destekli DCAL adaptasyon yöntemiyle denetleyici tasarlanması üzerine çalışmalar yapılabilir, ayrıca simülasyon sonuçlarına ek olarak deneysel sonuçlarda çalışmalara eklenebilir.

KAYNAKLAR

B.K.Yoo ve W.C.Ham, (2000) "Uyarlamalı Control of Robot Manipulator Using Bulanık Compensator", IEEE Transaction on Bulanık Systems, vol:8 no:2, April

B. Pate and G. Langari, (1993), "A Fuzzy logic based controller for a three link manipulator", Proceedings of International Conference on Industrial Bulanık Control and Intelligent Systems, Houston, December 1993, Texas

C. Abdallah, D. Dawson, P. Dorato, and M. Jamshidi, (1991) "Survey of robust control of rigid robots," IEEE Control Syst. Mag., vol. 11

D.Velez-Diaz ve Y.Tang, (2003) "Uyarlamalı Bulanık Control for a Class of Uncertain Nonlinear Systems", Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Maui, December 2003, Hawaii

E.Eroglu, G.Cansever, I.B.Kucukdemir ve B.Dalci, (2004) "PD, PID and Fuzzy Control of Three Link Planar Arm" Proceedings of 4th International Workshop on Robot Motion and Control, Puzczykowo, June 2004, Poland

E. Zergeroglu, D. M. Dawson, I. Walker and A. Behal, (2000) "Nonlinear Tracking Control of Kinematically Redundant Robot Manipulator," Proceedings of the American Control Conference, Illinois, June 2000, Chicago

F.Lewis, C.Abdallah, ve D.Dawson, (1993) "Control of Robot Manipulators", MacMillan Publishing Co., 1993, New York

H.A.Malki, H.Li ve G.Chen,(1994) "New Design and Stability Analysis of Bulanık Proportional-Derivative Control Systems", IEEE Transaction on Bulanık Systems, vol:2 no:4, November

J. J. Craig, (1986), Introduction to Robotics: Mechanics & Control. Reading, MA: Addison-Wesley,.

L. Wang, (1994) "Uyarlamalı Bulanık Systems and Control Design and Stability Analysis", Prentice Hall, 1994, New Jersey

M.A. Llama, V.Santibanez, R. Kelly ve J.Flores, (1998) "Stable Bulanık Self-tuning Computed-torque Control of Robot Manipulator" Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics & Automation, Leuven, May 1998, Belgium

M.Liu, (1999) "Decentralized Control of Robot Manipulators: Nonlinear and Uyarlamalı Approaches", IEEE Transactions on Automatic Control, vol:44 no:2, February

M.Liu, (2000) "Stability Analysis of Decentralized Uyarlamalı Bulanık mantık Control for Robot Arm Tracking", Proceedings of the 39nd IEEE Conference on Decision and Control, Sydney, December 2000, Australia

M.S. de Queiroz, D.M.Dawson, S.P. Nagarkatti, F.Zhang, (2000) "Lyapunov-Based Control of Mechanical Systems" Birkhauser, 2000, Boston

M. W. Spong ve M. Vidyasagar, (1989), Robot Dynamics and Control, Wiley NewYork

N.Sadegh ve R.Horwitz, (1990) "Stability and Robustness Analysis of a Class of Uyarlamalı Controllers for Robotic Manipulators", International Journal of Robotic Research,9, no:9, June

P.Tomei, (1991) "Uyarlamalı PD Controller for Robot Manipulators", IEEE Transactions on Robotics and Automation, vol:7 no:4, August

T.J.Ross, (1995) "Bulanık mantık with Engineering Applications", Mc Graw Hill, Inc.,1995,

V.Santibanez, R.Kelly ve M.A.Llama, (2000) "Bulanık PD+ Control for Robot Manipulator", Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics & Automation", San Francisco, April 2000, California

Y.Guo ve P.Y.Woo, (2003) "Uyarlamalı Bulanık Sliding Mode Control for Robotic Manipulators", Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Maui, December 2003, Hawaii



ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 25.03.1980

Doğum yeri İstanbul

Lise 1990-1997 Özel Gürsoy Lisesi

Lisans 1998-2002 Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendislik Fak.
Elektrik Mühendisliği Bölümü

Çalıştığı kurumlar

2000 STFA-Cool Master Soğutma Sanayi Ltd Şti.
Silivri/İstanbul

2001 Türk Standartları Enstitüsü Elektronik Laboratuvarı
Gebze/İzmit

2002 The Tech-Museum of Innovation
San Jose/ California USA