

**DOKUZ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEK SERBESTLİK DERECELİ BİR**  
**DENGELEME MEKANİZMASININ BULANIK**  
**MANTIK İLE KONTROLÜ**

**Sevil TÜRKYILMAZ**

**Ekim, 2012**  
**İZMİR**

**TEK SERBESTLİK DERECELİ BİR  
DENGELEME MEKANİZMASININ BULANIK  
MANTIK İLE KONTROLÜ**

**Dokuz Eylül Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**

**Yüksek Lisans Tezi**

**Mekatronik Mühendisliği Bölümü**

**Sevil TÜRKYILMAZ**

**Ekim, 2012**

**İZMİR**

## YÜKSEK LİSANS TEZİ SINAV SONUÇ FORMU

SEVİL TÜRKYILMAZ, tarafından YRD. DOÇ. DR. LEVENT ÇETİN yönetiminde hazırlanan “TEK SERBESTLİK DERECELİ BİR DENGELEME MEKANİZMASININ BULANIK MANTIK İLE KONTROLÜ” başlıklı tez tarafımızdan okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından bir Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.



Yrd. Doç. Dr. Levent ÇETİN

Yönetici



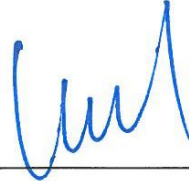
Doç. Dr. Zeki KIRAL

Jüri Üyesi



Yrd. Doç. Dr. Engin KARATEPE

Jüri Üyesi



Prof. Dr. Mustafa SABUNCU

Müdür

Fen Bilimleri Enstitüsü

## TEŐEKKÖR

BaŐta danıŐmanım Yrd. Doç. Dr. Levent ÇETİN olmak üzere, mekanizmayı yapan Emrullah BESTEL, AraŐ. Gör. Őahin YAVUZ, biricik eŐime ve aileme her türlü destek ve yardımlarından dolayı sonsuz teŐekkürlerimi sunarım.

Sevil TÖRKYILMAZ

# TEK SERBESTLİK DERECELİ BİR DENGELEME MEKANİZMASININ BULANIK MANTIK İLE KONTROLÜ

## ÖZ

Dengeleme sistemleri gemi ve uçakların hareket eksenlerine dik düzlemdeki salınım hareketlerin kontrol edilmesinde kullanılır. Bu projede tek serbestlik dereceli denge platformu tasarlanıp, oransal integral türevsel kontrol algoritmaları ve Mamdani tipi ve Takagi-Sugeno tipi bulanık mantık ile kontrol testleri yapılmıştır. Tek serbestlik dereceli denge platformu; düzlemsel bir platform üzerine dengeleyici ağırlık mekanizması, bir mil, bir lineer yatak ve yaylı germe mekanizması ile gerdirilen bir dişli kayış ve motor bağlantısı yapılarak gerçekleştirilmiştir. Bu düz platform yatayda orta eksenden bir çalışma miline bağlanarak yataklanmıştır. Ana mil eksenine bir potansiyometre bağlanarak pozisyon geri beslemesi sağlanmıştır. Dengeleme sistemini kontrol edecek olan kontrol düzeneği ise veri toplama kartından ve motoru kontrol edebilmek için darbe genişliği ile hız kontrol sinyali üreten devre ve motor sürücü devresinden oluşmaktadır. Bu düzenek üzerinde yapılan deneyler ile matematiksel modelimizin parametreleri bulunmuştur.

Daha sonra da oransal integral türevsel (PID) ve Bulanık mantık ile kontrol algoritmaları Matlab Simulink programı aracılığıyla doğrusallaştırılmış, doğrusal olmayan benzetim modelleri ve gerçek zamanlı sistem üzerinde uygulanmıştır.

Bu çalışmanın deney sonuçlarına bakılarak yaygın olarak kullanılan ve birbiri yerine kullanılabilen kontrol algoritmalarının enerji tüketimleri karşılaştırılmıştır.

**Anahtar Sözcükler:** PID kontrol, bulanık mantık, bulanık mantık ile kontrol

# **FUZZY LOGIC CONTROL OF A 1DOF BALANCING MECHANISM**

## **ABSTRACT**

Balancing systems are used in ships and planes to control the swinging motions in planes that is perpendicular to axis of movement. In this project, a 1 DOF balancing platform is designed and proportional, integral, derivative, Mamdani and Takagi-Sugeno type fuzzy control algorithms are applied on the system. The platform is made up of a planar load balancing mechanism, a shaft, a linear guide, a gear belt that is strained by a spring tensioning mechanism and DC motor connection. The straight platform, on horizontal plane, is connected to a operating shaft from its middle axis. A feedback (potentiometer) is connected to main shaft axis. Control mechanism is made up of a computer, a data gathering card to maintain data transfer between the computer and model and a motor driver circuit. Parameters of our mathematical model are calculated by performing tests on the mechanism.

Then, proportional, integrational, derivational (PID) and fuzzy logic control algorithms are applied on the real-time system by using linearized and nonlinear simulation models generated in Matlab Simulink.

Concerning at the results of this study, energy consumptions of common and interchangeable control algorithms are compared.

**Keywords:** PID control, fuzzy logic, fuzzy logic control

## İÇİNDEKİLER

	<b>Sayfa</b>
YÜKSEK LİSANS TEZİ SINAV SONUÇ FORMU .....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
ÖZ .....	iv
ABSTRACT .....	v
<b>BÖLÜM BİR - GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
<b>BÖLÜM İKİ - PLATFORMUN TASARIMI VE İMALATI .....</b>	<b>4</b>
2.1 Tasarım ve İmalatta Dikkat Edilmesi Gereken Hususlar .....	4
2.1.1 Yatak Modeli .....	4
2.1.2 Ağırlık .....	5
2.1.3 Hareket İletim Elemanının Seçimi.....	5
2.1.4 Sistem Kararlılık Durumu.....	7
2.1.5 Çalışma ve Geribesleme Eksenini.....	7
2.1.6 Potansiyometre Montajı .....	8
2.1.7 Dengeleyici Ağırlık Merkezi .....	9
<b>BÖLÜM ÜÇ - MATEMATİKSEL MODELLEME .....</b>	<b>11</b>
3.1 Platformun modellenmesi.....	11
3.1.1 Platformun Matematiksel Modeli .....	11
3.2 Platform transfer fonksiyonunun parametrelerinin deneysel olarak bulunması.....	15

3.3 Motor ve Kayış-Kasnak Sisteminin Modellenmesi.....	19
3.3.1 Motor ve kayış kasnak sistemin matematiksel modeli .....	19
3.3.2 Kayış kasnak sistemin transfer fonksiyonunun parametrelerinin deneysel olarak bulunması .....	21

## **BÖLÜM DÖRT - DENGELEME SİSTEMİNİN DOĞRUSAL KONTROLÜ. 25**

4.1 Doğrusallaştırılmış Dengeleme Sisteminin Oransal İntegral Türevsel (PID) Kontrolü.....	25
4.1.1 Oransal(P) Kontrol.....	26
4.1.2 İntegral (I) Kontrol.....	26
4.1.3 Türevsel (D) Kontrol.....	26
4.1.4 PID Kontrol Parametrelerin Belirlenmesi.....	27
4.1.5 Doğrusallaştırılmış Dengeleme Sisteminin Oransal İntegral Türevsel Kontrolü .....	30
4.1.5.1 Oransal (P) Kontrol .....	30
4.1.5.2 Oransal İntegral (PI) Kontrol.....	32
4.1.5.3 Oransal Türevsel (PD) Kontrol .....	33
4.1.5.4 Oransal İntegral Türevsel (PID) Kontrol.....	34
4.2 Doğrusallaştırılmış Bir Sistemin Bulanık Mantık İle Kontrolü.....	35
4.2.1 Bulanık Mantığın Kullanılma Nedenleri .....	36
4.2.2 Mamdani Tipi Bulanık Mantık Kontrolcü .....	37
4.2.3 Takagi-Sugeno Tipi Bulanık Mantık Kontrolcü .....	42

## **BÖLÜM BEŞ - DOĞRUSAL OLMAYAN KONTROL ..... 46**



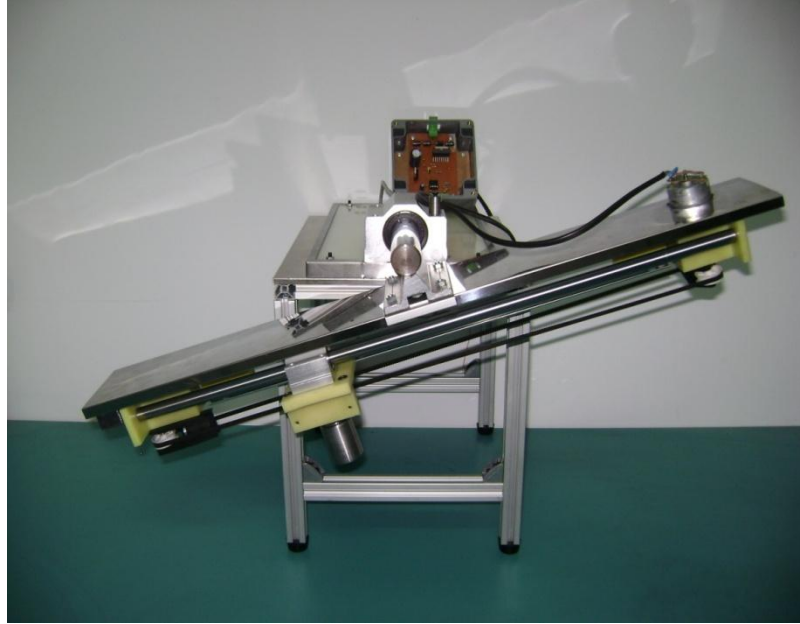
5.1 Doğrusal Olmayan Sistemin PID Kontrolü .....	46
5.1.1 Oransal (P) Kontrol .....	47
5.1.2 Oransal İntegral (PI) Kontrol .....	48
5.1.3 Oransal Türevsel (PD) Kontrol .....	49
5.1.4 Oransal İntegral Türevsel (PID) Kontrol .....	50
5.2 Doğrusal Olmayan Bulanık Mantık İle Kontrol .....	51
5.2.1 Mamdani Tipi Bulanık Mantık Kontrolcü .....	51
5.2.2 Takagi-Sugeno Tipi Bulanık Mantık Kontrolü .....	53
<b>BÖLÜM ALTI - GERÇEK ZAMANLI KONTROL .....</b>	<b>57</b>
6.1 Veri Toplama Kartı (PCI1710) .....	57
6.2 Elektronik Devreler .....	58
6.3 Matlab/Simulink Kullanımı .....	60
6.4 Simulink Ortamında Gerçek Zamanlı Kontrol .....	61
<b>BÖLÜM YEDİ - TARTIŞMA VE SONUÇ .....</b>	<b>64</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>70</b>
<b>EKLER .....</b>	<b>73</b>

## BÖLÜM BİR

### GİRİŞ

Dengeleme sistemleri gemi ve uçakların hareket eksenlerine dik düzlemdeki salınım hareketlerin kontrol edilmesinde kullanılır. Tek serbestlik dereceli döner platform basit bir sarkaca benzer şekilde modellendiğinde doğrusal olmayan bir denklem elde edilir. Fakat küçük salınımlar yaptığı durumda sistem davranışını doğrusal bir denklem ile ifade etmek mümkündür. Bu özellikleriyle dengeleme sistemleri değişik kontrol algoritmalarının denenmesi ve performanslarının değerlendirilmesi için kullanılmaktadır.

Bu çalışmanın amacı, insansı robotların yalpalama ve denge bozukluğunu gidermek için tasarlanan dengeleme mekanizmasının ilk geliştirmelerini yapmak ve kontrol algoritmalarını test etmektir. Yapılan dengeleme mekanizması Şekil 1.1'de verilmiştir.



Şekil 1.1 Üretilen dengeleme mekanizması

Dengeleme sistemi üzerinde oransal integral türevsel (PID) ve bulanık mantık ile kontrol uygulanmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda Takagi-Sugeno ve Mamdani

tipi bulanık mantık kontrolcülerinin sistem performansına müdahale edebilme açısından daha esnek oldukları görülmüştür. Fakat bu esnekliğin gerek sistem cevabını iyileştirmede gerekse sistemin enerjisini uygun bir şekilde kullanabilmede doğrusal sistemler söz konusu olduğun da yetersiz, doğrusal olmayan sistemler söz konusu olduğun da ise uygun olduğu verilmiştir. İki kontrolcü yapısının kullanılması da kritik önem taşıyan faktör bulanık mantık kontrolcü mekanizmasının parametrelerinin ayarlanmasıdır. Oransal integral türevsel(PID) kontrol sistemlerinin bu sebepten uygulanabilirlik açısından avantajlı oldukları bu çalışma kapsamında bir kez daha gözlemlenmiştir.

Bulanık küme kuramı ilk olarak 1965 yılında Zadeh tarafından bulunmuş ve ilk bulanık mantık kontrol algoritması Mamdani tarafından 1974 yılında buhar makinesi üzerinde uygulanmıştır(Mamdani ve Assilian, 1975). Takip eden yıllarda ise artan ivmeyle birçok endüstriyel alanda başarıyla uygulanmıştır. Özellikle doğrusal olmayan, karmaşık yapıli sistemlerin modellenmesi ve kontrolünde büyük bir öneme sahiptir(Teng F.C.,2000)

Kontrol dünyasında yıllardır kullanılan klasik oransal integral türevsel (PID) kontrolcülerin bulanık olarak gerçekleştirilmesi üzerine, literatürde birçok çalışma vardır ve bu çalışmalara bulanık PID kontrolörlerin gerçek zamanlı olarak uygulaması yapılmıştır (Taneva ve diğer.,2004).

Doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesi ve kontrolü güncel bir araştırma konusudur. Ayrıca, MATLAB Simulink ile gerçek zamanlı akıllı kontrol arayüzü yapılan çalışmaların deneysel uygulanmasında kolaylık sağlayan bir programdır(Yingkai ve Yilling,2002). MATLAB kullanılarak tasarlanan bulanık kontrolcülerin günümüzde yaygın olarak kullanılmaya başlanan sayısal işaret işleyiciler (DSP) ile gerçek zamanlı olarak uygulaması da yapılmaktadır (Butt ve diğer.2003; Sivakumaran ve diğer.2005).

Gerçek zamanlı bulanık kontrol uygulamalarının yaygınlaşmasıyla, bulanık işlemleri donanımsal olarak yapabilen mikro kontrolcüler üretilmiştir ve bu mikro

kontrolcülerin kullanıldığı kartlar ile gerçek zamanlı bulanık kontrolcülerin tasarlandığı ve uygulandığı sistemler geliştirilmiştir (Sibigtroth, J.M. 1996; Jackson A.1997; Singh ve diğer,2005).

Çalışma üç aşamada gerçekleştirilmiştir. Bunlar mekanik model imalatı ve imal edilen sistemin modellenmesi, benzeşim modelleri üzerinden önce doğrusallaştırılmış daha sonra doğrusal olmayan sistem için kontrolcü tasarımları ve son aşamada bu kontrol yapılarının gerçek sistem üzerinde test edilmesidir.

Çalışmanın ilk aşamasında denge sisteminin tasarımı yapıp mekanik kısmı imal edilmiştir. Bu sistemin denge konumu sağlamak için bir platform ve üzerine yerleştirilmiş kayış kasnak mekanizması ve kayış kasnak mekanizmasını hareket ettirecek olan doğru akım motorundan oluşmaktadır. Dengeleme sistemini kontrol edecek olan kontrol düzeneği ise veri toplama kartından ve motoru kontrol edebilmek için darbe genişliği ile hız kontrol sinyali üreten devre ve motor sürücü devresinden oluşmaktadır.

İkinci aşamada ise sistemin karakteristiklerinin ve kontrol etmemiz için uygun kontrol katsayılarının bulunması amacıyla bir matematiksel modeli oluşturulmuştur. Bunun için eyleyici sistemin yani kayış kasnak mekanizmasının ve platformun zaman davranışını etkileyen parametrelerin bulunması amacıyla iki deney yapılmıştır.

Üçüncü aşamada kontrol yapılarını doğrusal ve doğrusal olmayan şekilde iki bölümde incelenmiştir. Her iki kontrol yapısında önce oransal integral türevsel kontrol algoritmalarını ve Mamdani tipi ve Takagi-Sugeno tipi bulanık mantık ile kontrol benzetimde uygulanmıştır. Son olarak da benzetimlerini yaptığımız kontrol uygulamalarını gerçek sistem üzerinde uygulanmıştır ve deney sonuçları verilmiştir ve değerlendirilmiştir.

## BÖLÜM İKİ

### PLATFORMUN TASARIMI VE İMALATI

#### 2.1 Tasarım ve İmalatta Dikkat Edilmesi Gereken Hususlar

##### 2.1.1 Yatak Modeli

İlk olarak doğrusal yatak (Şekil2.1) modeli seçilmiştir. Bu yatak modelinde mekanizmanın ana mili, yatak bilyaları ile direkt temas halindedir. Bu temas noktasal temastır. Bilyalı radyal rulman seçilmesi durumunda en az iki rulman kullanılabilirdi. Bu tip yatakların yağ viskozitesinin zamanla artması sürtünmenin artmasına yol açar. Sürtünmenin artması, mekanizmanın ana mil ekseninde dönmesini engellemeye çalışan etkinin artması anlamına gelir. Dolayısıyla mekanizmanın hassasiyetinin azalmasına neden olur.

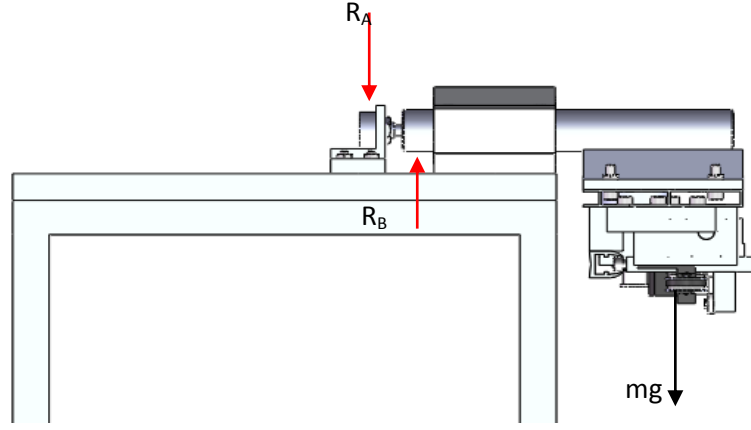


Şekil 2.1 Doğrusal yatak

##### 2.1.2 Ağırlık

İkinci olarak dikkat edilmesi gereken konu ağırlık konusudur. Mekanizmanın bileşenlerinin ağırlığını arttırmak, yatak üzerinde mili dengede tutan yatak reaksiyon kuvvetlerini ( $R_A - R_B$ ) arttıracak ve dolayısıyla yine sürtünme kuvvetini arttıracaktır.

Bu nedenle mekanizma bileşenleri yoğunluğu düşük olan poliamid türü ve alüminyum malzemelerden imal edilmiştir. Ağırlık ve yatak reaksiyon kuvvetleri aşağıdaki Şekil 2.2 de verilmiştir.



Şekil 2.2 Ağırlık ve yatak reaksiyon kuvvetleri

### ***2.1.3 Hareket İletim Elemanının Seçimi***

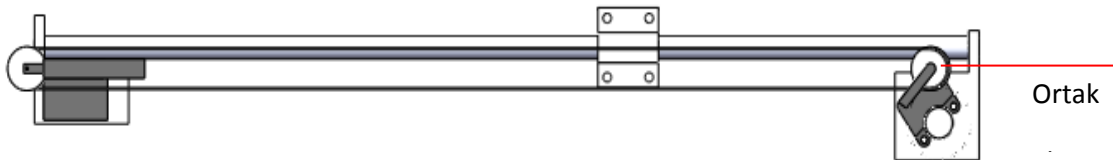
Mekanizmanın, denge durumunu bozucu girdiye karşılık olabildiğince hızlı cevap verebilmesi için vidalı mil sistemi yerine triger kayış sistemi seçilmiştir. Vidalı mil sisteminde elde edilen hız, eşdeğer maliyet açısından triger sistemine göre çok daha yavaş olacaktır.

Triger kayış sistemi gergi mekanizması aşağıdaki Şekil 2.3 gösterildiği gibi yaylı gergi şeklindedir.



Şekil 2.3 Triger kayış kasnak mekanizması

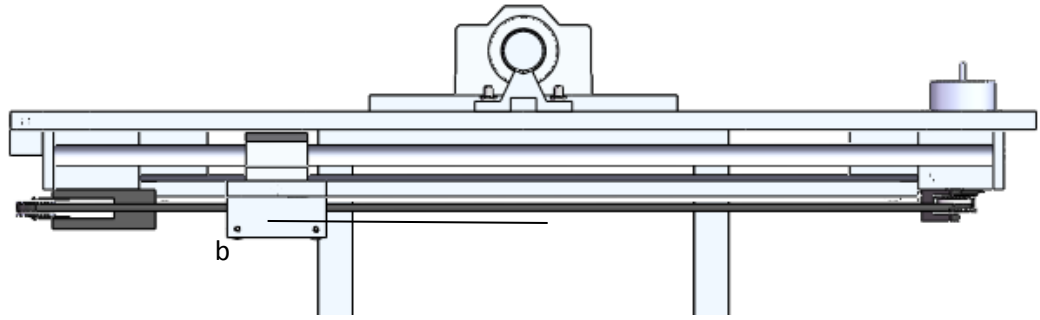
Ancak bu sistemde de ağırlık mekanizmasının üzerinde çalıştığı mil eksenini ile triger kayışının çekme ekseninin yatay düzlemde çakışık olmasının faydası vardır. Aksi takdirde sistemi radyal yönde zorlayacak bir moment oluşacaktır. Şekil 2.4 te triger kayış doğrusal yatak mili eksenleri gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Triger kayış doğrusal yatak mili eksenleri

#### 2.1.4 Sistem Kararlılık Durumu

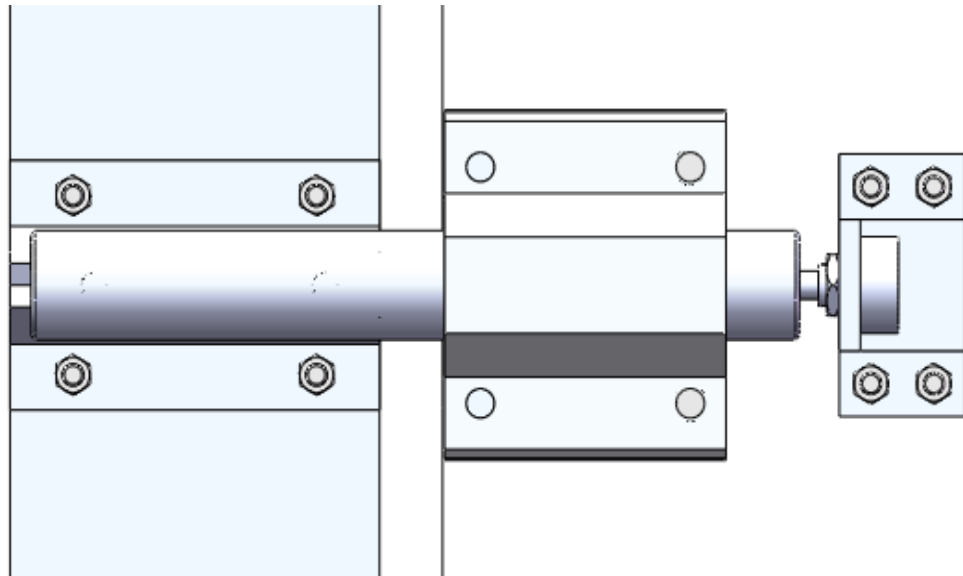
Sistemin, otomatik kontrol sistemine uygun olarak kararlı sistem olmasını sağlamak amacıyla, ana mil eksenini ile mekanizmanın ağırlık merkezi düşeyde aynı eksene getirilmemelidir. Şekil 2.5 te gösterildiği gibi bir  $b$  mesafesi olmalıdır. Aksi takdirde sistem kararlılık sınırında olacaktır.



Şekil 2.5 Sistem kararlılık durumu

### 2.1.5 Çalışma ve Geribesleme Ekseni

Mekanizmanın denge durumunun bozulması halinde bir  $\theta$  açısı oluşacaktır. Bu açıyı belirleyip, elektriksel veriye çeviren ve bilgisayara gönderen bir potansiyometre kullanılmıştır. Bu tek turlu hassas potansiyometredir. Tasarım açısından dikkat edilmesi gereken nokta potansiyometre mil ekseni ile ana mil ekseninin aynı doğrultuda olmasıdır. Çünkü tasarımımızda potansiyometre mili ana mil eksenine setiskur ile bağlanmıştır (Şekil 2.6).

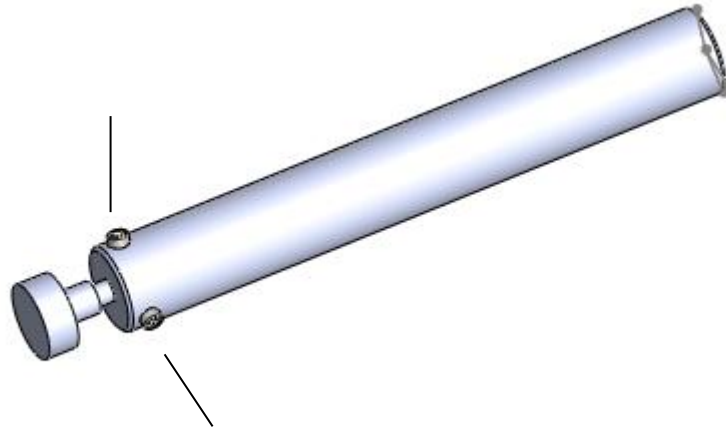


Şekil 2.6 Çalışma mil ve potansiyometre yataklamaları



### 2.1.6 Potansiyometre Montajı

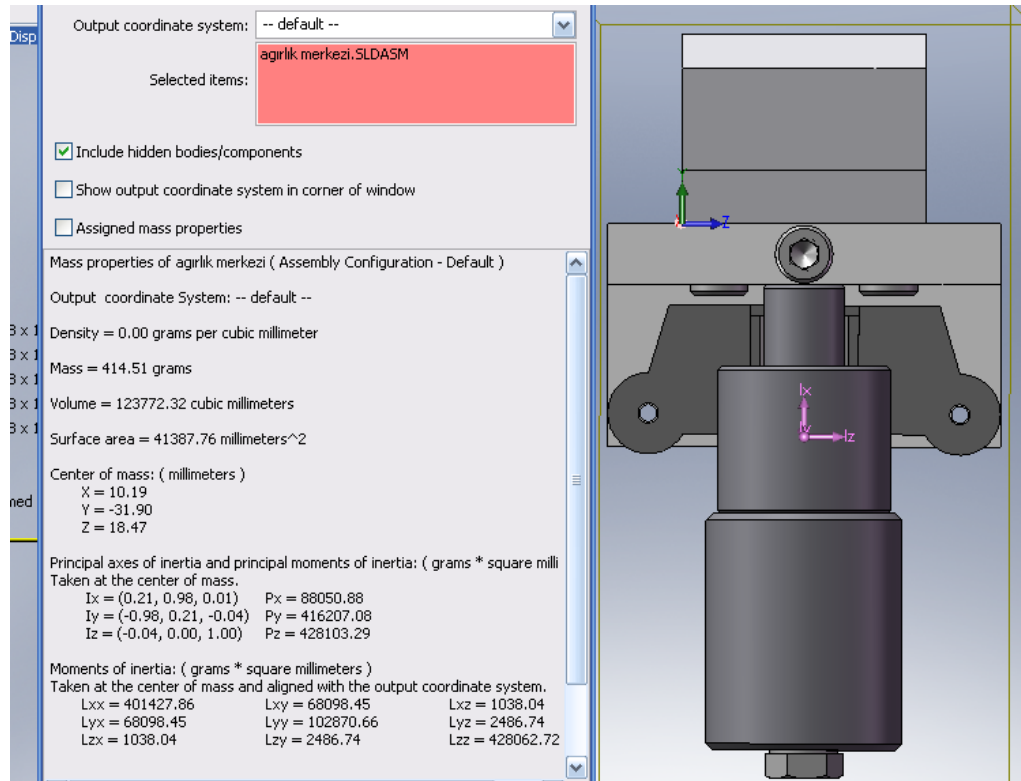
Bu durumla ilgili dikkat edilmesi gereken diğerk bir nokta; potansiyometre milinin ana mil eksenine açılan deliğe girmesi için delik yüzeyi ile mil yüzeyi arasında mutlak olacak boşluktur. Potansiyometre eğer tek bir setiskur vida ile sabitlenirse çaplar arası boşluktan dolayı eksenler aynı doğrultudan sapar. Bu durum da mekanizmanın hassasiyetini bozan diğerk bir önemli noktadır. Bu nedenle ana mil üzerine tek bir setiskur yuvası değil, 120 derece açılı olarak üç yuva açılmış ve üç setiskurla eksen bozmayacak şekilde sabitlenmiştir (Şekil 2.7).



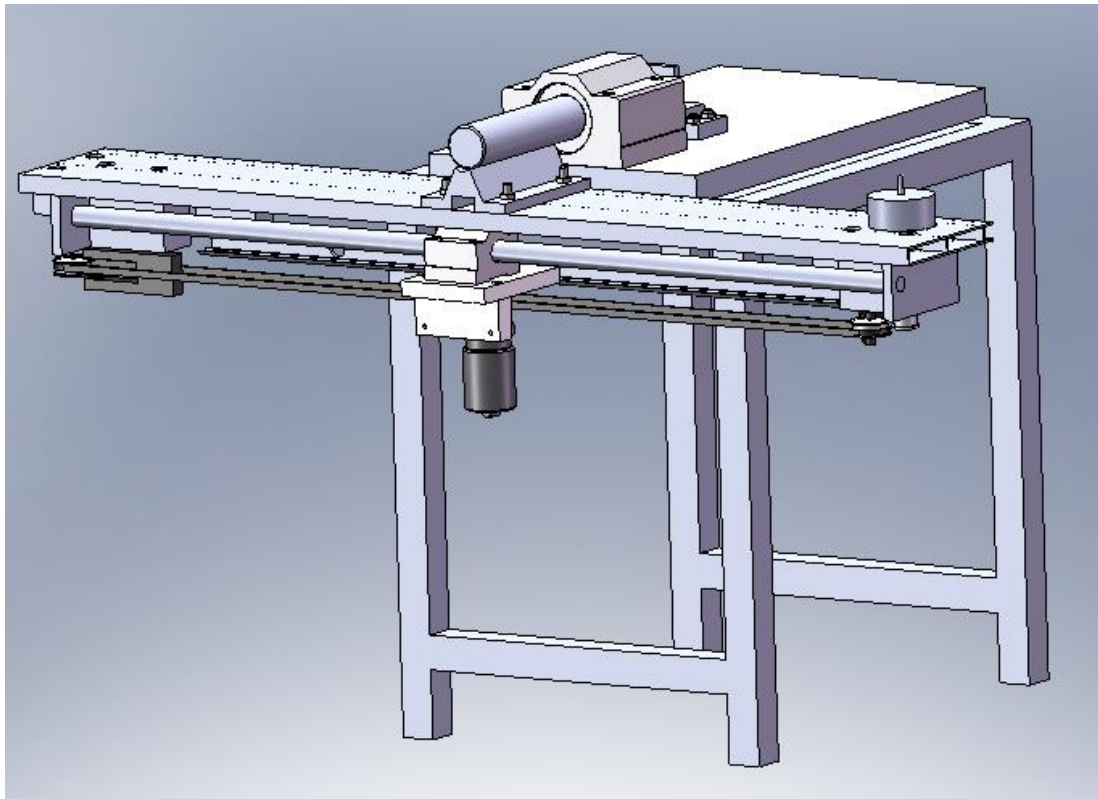
Şekil 2.7 Potansiyometre çalışma mili montajı

### 2.1.7 Dengeleyici Ağırlık Merkezi

Matematiksel modellemede ihtiyacımız olan bir parametre de  $y_{offset}$  adını verdiğimiz dönme eksenini ile dengeleyici ağırlık merkezi arasındaki düşey mesafedir. Geziçi ağırlık merkezi mekanizmadan bağımsız olarak belirlenmiş referans nokta ile dönme eksenini arasındaki düşey mesafe toplanmıştır.



Şekil 2.8 Solidworks'ta  $y_{offset}$  hesaplaması



Şekil 2.9 Tek serbestlik dereceli denge platformu

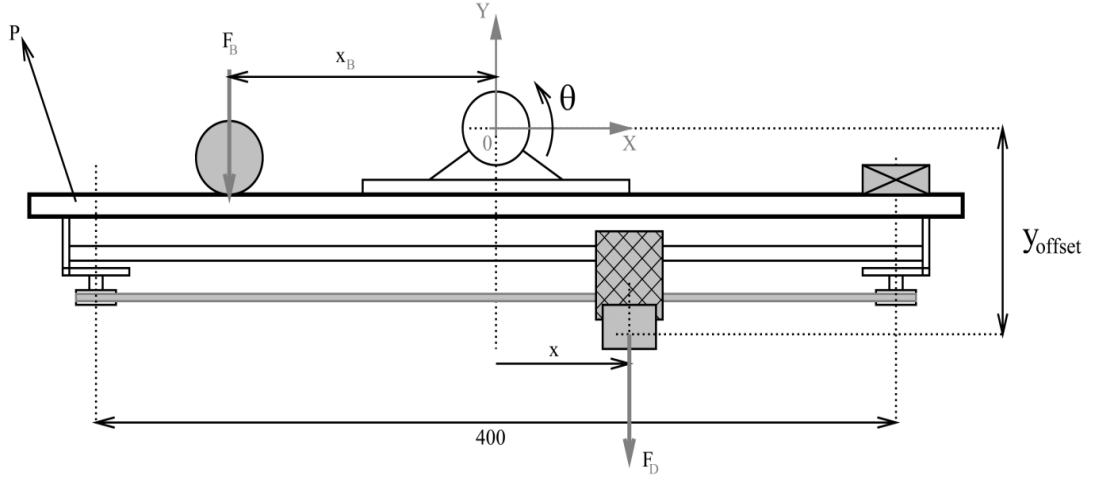
## BÖLÜM ÜÇ

### MATEMATİKSEL MODELLEME

#### 3.1 Platformun Modellenmesi

##### 3.1.1 Platformun Matematiksel Modeli

Şekil 1.1’de deney düzeneği olarak kullandığımız dengeleme sistemi görülmektedir. Platformun hareketi O mafsal dönme eksenine orjini yerleştirilmiş XY referans düzleminde gerçekleşmektedir. Dengeleme sistemi P platformunu x eksenine paralel konumda tutmaya çalışmaktadır. Platformun z eksenine etrafındaki dönüşü  $\theta$  açısal değişkeni ile tanımlanmaktadır. Buna göre sistemimizin referans girdisi  $\theta=0$  radyandır.



Şekil 3.1 Dengeleme mekanizması

Sisteme bozucu girdi P platformun üzerine bir  $m_B$  bozucu girdi kütlesi konularak uygulanmaktadır. Bu  $m_B$  kütlesinin ağırlığı ve platform dönme eksenine olan mesafe sisteme etki eden bozucu girdi momentini oluşturmaktadır.

$$\vec{T}_B = \vec{x}_B \times \vec{F}_B \quad (3.1)$$

Bozucu girdimizin kuvveti;

$$\vec{F}_B = -m_B g \vec{j} \quad (3.2)$$

Bozucu girdimizin dönme eksenine göre konumu  $\vec{X}_B$  vektörü ile belirlenmektedir. Buna göre platform O eksenine göre  $\theta$  kadar döndüğünde  $\vec{X}_B$  vektörü x eksenine  $\theta + \pi$  kadar açı yapmaktadır.  $\vec{X}_B$  aşağıdaki gibidir.

$$\vec{X}_B = x_B \cos(\theta) \vec{i} + x_B \sin(\theta) \vec{j} \quad (3.3)$$

Bozucu girdimizin momenti;

$$\vec{T}_B = (\vec{i}x_B \cos(\theta) + \vec{j}x_B \sin(\theta)) * (-m_B g \vec{j}) \quad (3.4)$$

$$\vec{T}_B = -m_B g k x_B \cos \theta \quad (3.5)$$

Sisteme yukarı gösterilen şekilde bozucu girdi momenti girdi etki ettiğinde sistem üzerindeki kayış kasnak mekanizması bir  $m_D$  dengeleyici kütleyle hareket ettirerek sistemin tekrar dengeye getirmeye çalışır. Bu dengeleme etkisini yaratan kuvvet  $m_D$  kütlelerinin ağırlığıdır.

$$\vec{F}_D = -m_D g \vec{j} \quad (3.6)$$

$T_D$  dengeleyici momenti oluşturan kuvvet kolu  $\vec{r}_D$  vektörü ile gösterilmiştir. Bu vektör platform denge konumundayken x mesafesine ve  $y_{offset}$  (düşey ekseninde dönme eksenine ile dengeleyici kütlelerin ağırlık merkezi arasındaki mesafe 106mm) değerine bağlı olarak bulunur.

$$\vec{r}_D = \vec{i}x + \vec{j}y_{offset} \quad (3.7)$$

Bu  $\vec{r}_D$  vektörü platformun  $\theta$  dönmesine bağlı olarak değişmektedir. Platformun herhangi bir  $\theta$  konumunu alması durumunda döndürülmüş  $\vec{r}_D$  vektörünün XY referans eksenindeki ifadesi z eksenine etrafındaki  $\theta$  dönmesini ifade eden rotasyon matrisi ile bulunur.

$$\vec{r}_D = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y_{off} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\vec{r}_D = \vec{i}x \cos \theta + \vec{j}y_{off} \sin \theta + \vec{j}x \sin \theta - \vec{j}y_{off} \cos \theta \quad (3.9)$$

Bu düzenlemeler dikkate alınarak dengeleme momenti bulunur.

$$\vec{T}_D = \vec{r}_D \times \vec{F}_D \quad (3.10)$$

$$\vec{T}_D = (\vec{i}x \cos \theta + \vec{j}y_{off} \sin \theta + \vec{j}x \sin \theta - \vec{j}y_{off} \cos \theta) * (-m_D g \vec{j}) \quad (3.11)$$

$$\vec{T}_D = -xm_D g k \cos \theta - y_{off} m_D g k \sin \theta \quad (3.12)$$

Sisteme etki eden dış momentler toplamı dengeleme ve bozucu momentin toplamı ile bulunur. Bu momentin etkisine tepki olarak döner platformun atalet momenti ve bir sönümlenme momenti etki eder. Bu sönümlenme momenti yataklardaki sürtünme etkilerinden kaynaklanmaktadır. Buna göre sistemin hareket denklemleri bulunur.

$$\sum T = \vec{T}_B + \vec{T}_D \quad (3.13)$$

$$\sum T = -m_B g k x_B \cos \theta - xm_D g k \cos \theta - y_{off} m_D g k \sin \theta = I\ddot{\theta} k + B\dot{\theta} k \quad (3.14)$$

$$g \cos \theta (-m_B x_B - m_D x) - g y_{off} m_D \sin \theta = I\ddot{\theta} + B\dot{\theta} \quad (3.15)$$

Görüldüğü gibi bulunan ifade doğrusal olmayan terimler içermektedir. Platformumuzun yatay eksen etrafında küçük salınımlar yaptığını kabul edersek doğrusal dinamik denklemimiz bulunur.

$$\theta \cong 0 \Rightarrow g(-m_B x_B - m_D x) - g y_{off} m_D \theta = I\ddot{\theta} + B\dot{\theta} \quad (3.16)$$

Bozucu girdimizin kütesinin dengeleyici girdimizin kütlesi ile aynı alarak yeniden düzenlenmiş dinamik denklem sistemin en sade şekilde zaman davranışını temsil eder.

Sistemin hareketini belirleyecek olan dengeyi bozacak olan kütlelerin hangi tarafa konulacağı olacaktır. Dengeyi bozucu kütle ne tarafa konulursa dengeleyici kütle ters tarafa hareket edecektir. Buna göre  $X_B$  bozucu kütlelerin konumu negatif X eksenine doğrultusunda kabul edilirse 3.16 de elde edilen moment eşitliği aşağıdaki hale dönüşür.

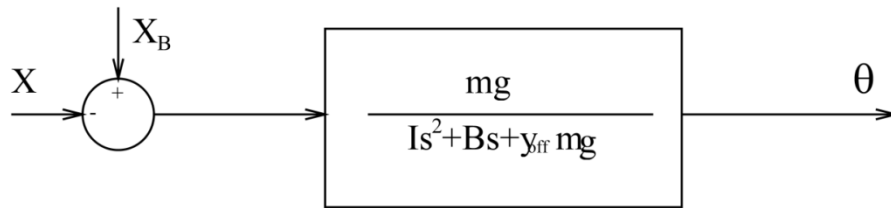
$$X_{B=} - X_B \quad (3.17)$$

$$m_B = m_D \Rightarrow gm_B(x_B - x) = I\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + gy_{off}m_D\theta \quad (3.18)$$

Elde ettiğimiz ifadenin her iki tarafının Laplace dönüşümü alınarak transfer fonksiyonu bulunur.

$$\mathcal{L}(gm_B(x_B - x)) = \mathcal{L}(I\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + gy_{off}m_D\theta) \quad (3.19)$$

$$gm_B(X_B(s) - X(s)) = \theta(s)(Is^2 + Bs + gy_{off}m_B) \quad (3.20)$$



Şekil 3.2 Transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{(X_B(s) - X(s))} = \frac{gm_B}{Is^2 + Bs + gy_{off}m_B} \quad (3.21)$$

Platformun hareketini belirleyen transfer fonksiyonu ikinci mertebeden gecikmeli bir sistem olarak bulunur. Platformun yapısal parametreleri aşağıda belirtilen deneysel yöntemle bulunur.

### 3.2 Platform Transfer Fonksiyonunun Parametrelerinin Deneysel Olarak Bulunması

Platformun transfer fonksiyonunun parametreleri, platformun belirli bir açısız pozisyondan serbest bırakıldığında hareketi incelenerek belirlenmektedir. Bunun için ilk olarak ikinci mertebeden kritik altı sönümlü sistemlerin başlangıç şartına bağlı parametrik çözümü bulunur.

İkinci mertebeden gecikmeli sistemlerin dinamik davranışını ifade eden diferansiyel denklemin genel ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\frac{d^2\theta(t)}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{d\theta(t)}{dt} + \omega_n^2\theta(t) = \omega_n^2 T(t) \quad (3.22)$$

Platforma hiçbir dış momentin etki etmediği ve hareketin bir  $y(0)$  konumundan başladığı dikkate alınarak bu diferansiyel denklemin Laplace dönüşümü bulunur.

$$\theta(s)s^2 - s\theta(0) - \dot{\theta}(0) + 2\zeta\omega_n(s\theta(s) - \theta(0)) + \omega_n^2\theta(s) = \omega_n^2 T(s) \quad (3.23)$$

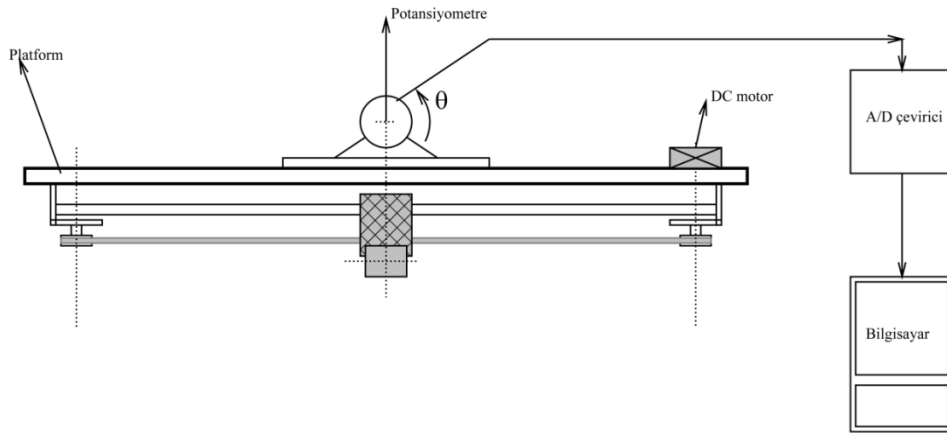
$$\theta(s)(s^2 + 2\zeta\omega_n^2 s + \omega_n^2) - (s + 2\zeta\omega_n)\theta(0) = T(s)\omega_n^2 \quad (3.24)$$

Platform hareketinin zamanla değişimi  $\theta(0)$  başlangıç değerine bağlı olarak bulunur.

$$\theta(s) = \frac{(s+2\zeta\omega_n)y(0)}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \quad (3.25)$$

$$\theta(t) = \theta(0) \frac{\omega_n}{\omega_d} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_d t + \varphi_1) \quad (3.26)$$

Bu matematiksel ifadede bulunan parametrelerin tespiti için sistemin  $\theta(0)$  başlangıç konumundan serbest bırakıldığında yaptığı hareket veri toplama kartları aracılığıyla bilgisayara kaydedilmiştir.



Şekil 3.3 Deney düzeneği

Sistem parametreleri sönüm faktörü  $\zeta$  ve doğal frekans  $\omega_n$  deneysel olarak kaydedilen sistem zaman cevabının üstel zarf eğrisi yardımıyla bulunmuştur. Bunun için zaman cevabının ilk üç tepe değerinin mutlak değerleri ve bu değerlerin olduğu zamanlar eğri üzerinden okunmuştur.

Tablo 3.1 Sistemin zaman cevabının ardışık tepe zamanları ve değerleri

$\theta(t)$	0.7814	0.4115	0.165
$t$	0	0.584	1.1
$\ln\theta(t)$	-0.2467	-0.8879	-1.8643

Yukarıda platformun zaman cevabı analitik olarak bulunmuştur. (Denklem 3.27)

$$\theta(t) = \left( \frac{\theta(0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_d t + \varphi_1) \right) \quad (3.27)$$

Buna göre sistemin zarf eğrisi aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{\theta(0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \quad (3.28)$$

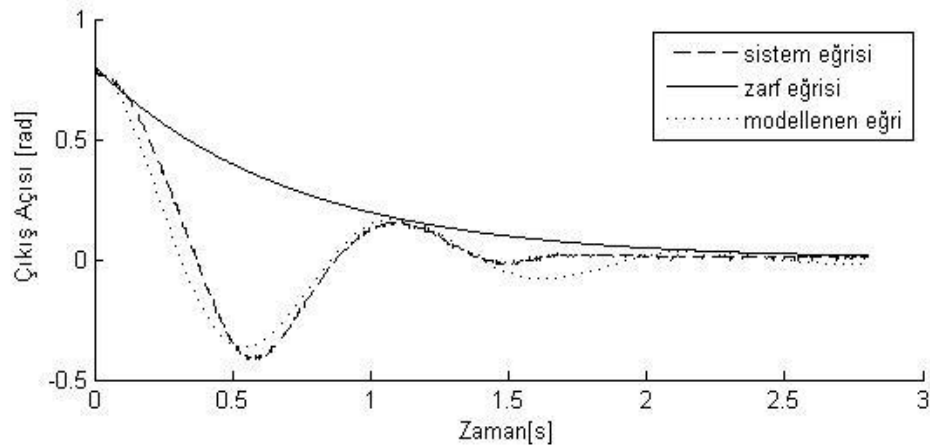
Bu üstel ifadenin doğal logaritması alınarak bu noktalar bir doğru denklemini haline getirilir. Doğru uydurma işlemi Matlab aracılığıyla yapılarak c1 ve c2 değerlerinden  $\zeta$  ve  $\omega_n$  bulunur.

$\zeta=0,2365$        $\omega_n=5,9475$  şeklinde bulunur.

Sistem cevabı ile bulunan sonuçlar tekrar karşılaştırılır. Cevap gözlemlendiğinde sürtünmenin etkisi sebebiyle uydurulan eğri ve model eğrinin salınımdaki küçük genliklerdeki azalma görülmüştür.

Denklem 3.26 den zarf eğrisi, modellenen cevap ve sistem cevabını çizdirmek istersek,





Şekil 3.4 Zarf eğrisi, modellenen cevap ve sistem cevabı

$$\ln \theta(t) = \ln \left( \frac{\theta(0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right) - \zeta \omega_n t \quad (3.29)$$

$$\ln \theta(t) = c_1 + c_2 t \quad (3.30)$$

$$c_1 = \ln \left( \frac{\theta(0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right) \quad (3.31)$$

$$e^{c_1} = e^{\ln \left( \frac{\theta(0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right)} \quad (3.32)$$

$$e^{c_1} = \frac{\theta(0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.33)$$

$$\left( \sqrt{1-\zeta^2} \right)^2 = \left( \frac{\theta(0)}{e^{c_1}} \right)^2 \quad (3.34)$$

$$1 - \zeta^2 = \left( \frac{\theta(0)}{e^{c_1}} \right)^2 \quad (3.35)$$

$$\zeta^2 = 1 - \left( \frac{\theta(0)}{e^{c_1}} \right)^2 \quad (3.36)$$

$$c_2 = -\zeta \omega_n \quad (3.37)$$

$$\omega_n = \frac{-c_2}{\zeta} \quad (3.38)$$

Platform transfer fonksiyonunun parametrelerin belirlenmesi için platformun belirli bir başlangıç açısı değerinden serbest bırakılması ile yaptığı hareket veri toplama kartı ile bilgisayara kaydedilmiştir. Bu gerçek zamanlı sistem cevabı üzerinden ölçülen veriler yardımıyla Denklem 3.26'daki bilinmeyen parametreler çözülmüştür.

Deneysel olarak bulunan büyüklüklerden sistemin yapısal parametrelerine geçiş yapmak için Denklem 3.18 yeniden düzenlenir.

$$\theta \cong 0 \Rightarrow g(m_B x_B - m_D x) - g y_{off} m_D \theta(t) = I \ddot{\theta}(t) + B \dot{\theta}(t) \quad (3.39)$$

Buradan platforma dışarıdan etki eden momentlerin toplamı  $\Sigma T$  olarak tanımlanıp yeni diferansiyel denklem bulunur.

$$\Sigma T = g(m_B x_B - m_D x) \quad (3.40)$$

$$\Sigma T = I \ddot{\theta}(t) + B \dot{\theta}(t) + g y_{off} m_D \theta(t) \quad (3.41)$$

$$\frac{\Sigma T}{I} = \ddot{\theta}(t) + \frac{B}{I} \dot{\theta}(t) + \frac{g y_{off} m_D}{I} \theta(t) \equiv \frac{d^2 \theta(t)}{dt^2} + 2\zeta \omega_n \frac{d\theta(t)}{dt} + \omega_n^2 \theta(t) \quad (3.42)$$

İki diferansiyel denklemin özdeşliğinden katsayıları eşitlenerek bilinmeyen sistem parametreleri, platformun atalet momenti  $I$  ve platforma etki eden sönüm etkilerinin dönme eksenindeki eşdeğer sönüm katsayısı bulunur.

$$\omega_n^2 = \frac{g y_{off} m_D}{I} \quad (3.43)$$

$$I = \frac{g y_{off} m_D}{\omega_n^2} \quad (3.44)$$

$$\zeta = \frac{B}{\sqrt{I g y_{off} m_D}} \quad (3.45)$$

$$B = \zeta \sqrt{I g y_{off} m_D} \quad (3.46)$$

Deney verilerinden elde edilen değerler yerine konulduğunda transfer fonksiyonundaki platformun atalet momenti  $I$  ve platforma etki eden sönüm etkilerinin dönme eksenindeki eşdeğer sönüm katsayısı  $B$  değerleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$I = \frac{g * 106 * 450 * 10^{-3}}{5,9475^2} = 1,3484954 * g = 0,0132 \text{ kgm}^2 \quad (3.47)$$

$$B = 0,2365 * \sqrt{1348,4954 * g * 106 * 450 * 10^{-3} * g} = 0,0186 \text{ Nm/s} \quad (3.48)$$

### 3.3 Motor ve Kayış-Kasnak Sisteminin Modellenmesi

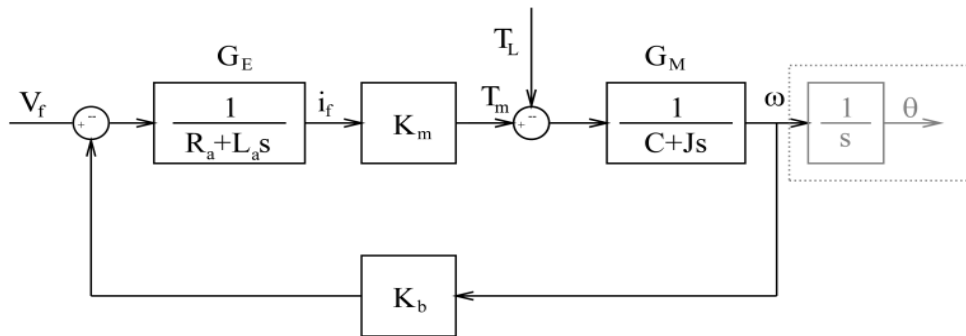
#### 3.3.1 Motor ve Kayış Kasnak Sistemin Matematiksel Modeli

Platformun referans konumundan sapmasına bağlı olarak kontrolcü bir kayış kasnak mekanizmasına bağlı dengeleme kütesini hareket ettirmektedir. Bu kütenin ağırlığı ve dönme eksenine olan uzaklığına bağlı olarak bir dengeleme momenti oluşturup platformu referans konumuna döndürmeye çalışmaktadır.

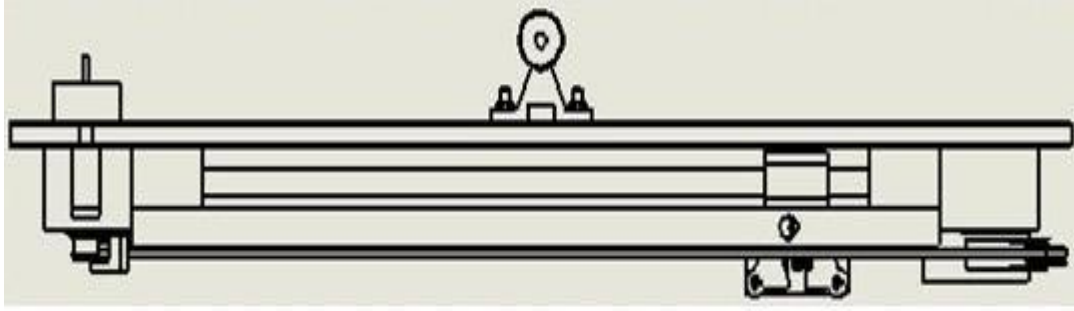
Platformun açısal sapmasına bağlı olarak bilgisayarda hesaplanan kontrol sinyali veri toplama kartının analog çıkışından alınmaktadır. Bu çıkış  $\pm 5$  Volt aralığında değişmektedir. Motor sürücü kartı bu  $\pm 5$  Volt'luk değişimi motor çalışma gerilimi aralığı  $\pm 17$  Volt'a yükseltir. Buna göre motor sürücümüzün transfer fonksiyonu bulunur.

$$G_s = \frac{v_{motor}(s)}{u(s)} = K_s = \frac{17}{5} = 3.4 \quad (3.49)$$

Sürücü çıkışı kayış kasnak mekanizmasını hareket ettiren doğru akım motoruna bağlanmıştır. Doğru akım motorunun en genel blok diyagramı aşağıda Şekil 3.5'te verilmiştir. Kayış kasnak mekanizması ve motor SolidWorks çizimi Şekil 3.6'da verilmiştir.

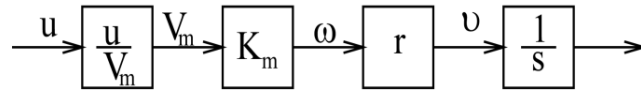


Şekil 3.5 Doğru akım motorunun en genel blok diyagramı



Şekil 3.6 Kayış kasnak mekanizması motor SolidWorks çizimi

Platformun genel hareketi ele alındığında DA motorun geçici rejim davranışının daha hızlı olacağı öngörülmektedir. Şekil 2.2’de görüldüğü gibi motor milinin ucuna düşük çaplı bir plastik kasnak bağlanmıştır. Kasnağın atalet momenti SolidWorks’te hesaplandığında  $J=0,0000001 \text{ kgm}^2$  olarak bulunur. Bu değer yaklaşık sıfır kabul edilmiştir. Benzer şekilde elektriksel sistemin zaman sabiti sıfır alınarak ihmal edilmiştir. Bu kabuller dâhilinde motor oransal bir sistem olarak modellenmiştir. Buna göre kayış kasnak sistemin blok diyagramı Şekil 3.7’de verilmiştir.



Şekil 3.7 Kayış kasnak mekanizmasının blok diyagramı

Sistemde bozucu girdi pozitif moment oluşturması buda pozitif bir  $\theta$  sapmasına sebep olmakta buna karşılık dengeleyici kütlesi hareketi pozitif x yönünde gerçekleşmektedir. Kontrol çıktısının bu şartı sağlayabilmesi için  $e=\theta_A-\theta_R$  dır.

### 3.3.2 Kayış Kasnak Sistemin Transfer Fonksiyonunun Parametrelerinin Deneysel Olarak Bulunması

Sistemimizin eyleyici kısmı, yani bozucu kütlenin doğurduğu bozucu momente karşılık dengeleme momenti yaratan alt sistem doğru akım motoru ile sürülen bir kayış kasnak mekanizmasıdır. Dengeleme kütlesi bu mekanizmanın kayışı üzerine bağlanmış ve kayış ile birlikte hareket etmektedir.

Doğru akım motoru genel olarak bir elektriksel sistem ve bir mekanik sistemden oluşmaktadır. Burada elektriksel sistemin zaman sabiti mekanik sistemden daha küçük olduğundan dolayı elektriksel sistem sadece bir kazanç bloğu şeklinde modellenenmektedir. Benzer şekilde bu kayış kasnak mekanizmasında doğru akım motoruna çok düşük atalet momentli bir kasnak bağlanmıştır. Bu sebeple bu doğru akım motorunun mekanik zaman sabiti de çok küçük olacaktır. Bu sebeple Şekil 3.7'de verilen ilk üç blok diyagramı bu kabuller kapsamında tek bir kazanç elemanı olarak ele alınmıştır.

Modelleme çalışmasının bu aşamasında doğru akım motoru sürücü devresi gerilimi ile kayış kasnak mekanizmasının çizgisel hızı arasındaki matematiksel ilişki bulunmuştur. Bunun için devre girişine 0-5 Volt arası 0,5 Volt aralıklı değişen potansiyel farklar uygulanmış ve çıkış kayış hızları ölçülmüştür. Bu üç kez tekrar edilip sonuçların ortalaması alınmıştır ve elde edilen veriler kullanılarak matematiksel modelleme yapılmıştır. (Deney sonuçları aşağıda verilmiştir.)

Tablo 3.2 Deney verileri

yön	U (Volt)	V (mm/sn)	yön	U (Volt)	V (mm/sn)
Siy*			Sity*	1,00	2,6622
				1,35	20,6182
	1,50	36,3047		1,50	32,2835
	2,00	456,9103		2,00	444,5975
	2,50	874,1379		2,50	858,5724
	3,00	1125,1220		3,00	1139,4950
	3,50	1321,7940		3,50	1325,4190
	4,00	1431,6980		4,00	1464,4340
	4,50	1573,1830		4,50	1621,6140
	5,00	1767,8860		5,00	1764,6390

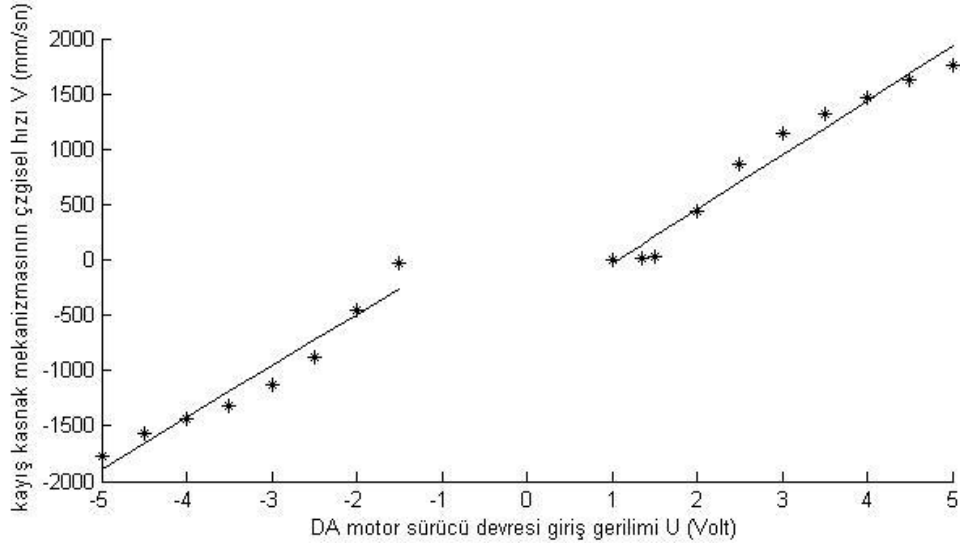
\*Yön bilgisi saat ibreleri yönünde (siy) ve saat ibreleri tersi yönünde (sity) şeklinde belirtilmiştir.

Sonuçlar yöne bağlı olarak iki ayrı grupta incelenmiştir. Bulunan verilere kayış kasnak mekanizmasının artı ve eksi yönündeki hareketini tarif edecek doğrular Matlab programında polyfit komutu ile uydurulmuştur.

$$y_{siy}=465,99x+441,10$$

$$y_{sity}=490,44x-552,98$$

Veriler ve bulunan doğrular gözlemlendiğinde giriş geriliminin 0 Volt etrafındaki belirli bir komşuluğunda mekanizmanın hareket etmediği belirlenmiştir. Bu sebeple kayış kasnak mekanizması ölü bölgeyi doğrusal ve simetrik olmayan bir eleman olarak modellenmiştir.



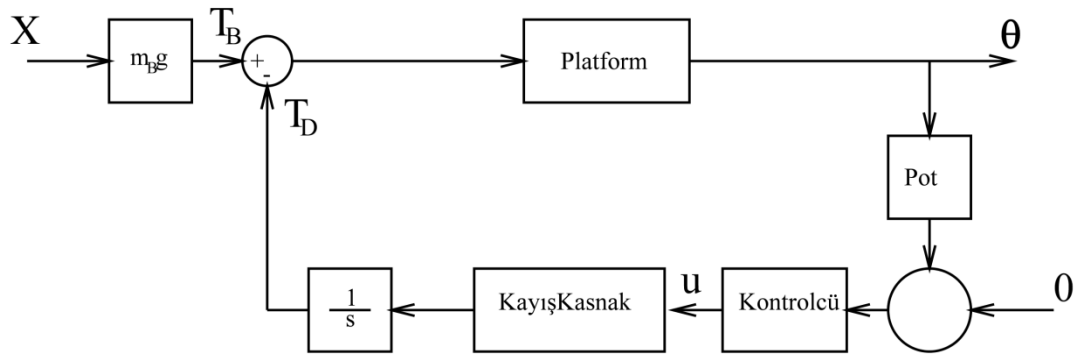
Şekil 3.8 Kayış Kasnak mekanizmasının girdi çıktı ilişkisi

Sistem cevabı incelendiğinde ölü bölgenin -0,95 Volt ile başlayıp 1,07 Volt'a kadar devam ettiği ve negatif Volt değerleri için 466 mm/V kazanç etkisi, pozitif Volt değerleri için 490,44 mm/V kazanç etkisi gözlemlenmiştir.

Yapılan benzetim modeli kurulurken kayış kasnak mekanizması bu iki değerlerin ortalaması olan 0,48 m/Vsn lik bir kazanç elemanı olarak modellenmiştir.

$$V(u) = \begin{cases} 466 * u & u < -0,95 \\ 0 & -0,95 \leq u \leq 1,07 \\ 490,44 * u & u > 1,07 \end{cases}$$

Buna uygun olarak Matlab Simulink ortamında özel blok oluşturularak sistemin benzetim modeli oluşturulmuştur.



Şekil 3.9 Matlab simulink ortamında özel blok oluşturularak sistemin benzetim modeli

Bozucu girdi momenti

$$T_B = m_B g * x_B$$

Platform transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{0,45 * g}{1,349 * g * s^2 + 1,897 * g * s + 477 * g}$$

Kayış kasnak mekanizması

$$V(u) = \begin{cases} 466 * u & u < -0,95 \\ 0 & -0,95 \leq u \leq 1,07 \\ 490,44 * u & u > 1,07 \end{cases}$$

Transfer fonksiyonları ve diferansiyel denklemleri bulunan sistemin durum değişkenleri modeli aşağıda verilmiştir.

$$\theta_1 = \theta \quad (3.50)$$

$$\dot{\theta}_1 = \dot{\theta} = \theta_2 \quad (3.51)$$

$$\dot{\theta}_2 = \ddot{\theta} = \frac{mg \cos \theta (x_B - x) - B\dot{\theta} - \gamma_{off} mg \sin \theta}{I} \quad (3.52)$$

Bundan sonraki bölümlerde elde edilmiş bu matematiksel modeller üzerinden benzetim modelleri kurularak kontrol sistemleri tasarlanacaktır.

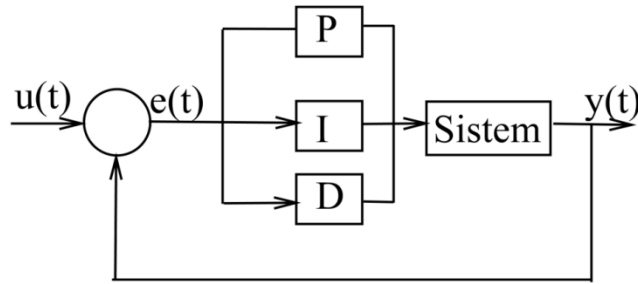
## BÖLÜM DÖRT

### DENGELEME SİSTEMİNİN DOĞRUSAL KONTROLÜ

#### 4.1 Doğrusallaştırılmış Dengeleme Sisteminin Oransal İntegral Türevsel (PID) Kontrolü

Oransal integral türevsel (PID) kontrolcü geri beslemeli kontrolün en yaygın kullanılan şeklidir ve günümüzde kontrol edilebilen tüm sistemlerde kullanılan standart bir yöntem olarak kabul görmüştür. PID kontrolcü genelde en basit yapıda denetleyici olarak da bilinmektedir ve pek çok endüstriyel uygulama alanında yeterli ve uygun bir kontrol sağlamaktadır. Özellikle endüstride kullanılan sistem denklemlerinin bilinmediği durumlarda PID iyi çözümlerden biridir. (Ogata, K., 2002)

PID, oransal (P), integral(I) ve türev(D) kısaltılmasıdır. PID kontrolcü; oransal, integral ve türev (P,I ve D) temel kontrol etkilerini birleştiren sürekli kontrol yöntemidir( Ogata, K., 2002). Yani bu denetleyicide sürekli olarak hata mevcut olduğu sürece kontrol komutu da mevcuttur. Şekil 4.1’de kontrolcün blok şeması verilmektedir.



Şekil 4.1 PID blok diyagramı



Denklem 4.1’de PID algoritmasının en klasik hali verilmektedir.

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (4.1)$$

$$e(t) = y(t) - u(t) \quad (4.2)$$

Denklemden kullanılan parametreler ise  $u(t)$  kontrol sinyali,  $e(t)$  hata sinyali,  $y(t)$  çıkış sinyalidir.  $K_p$  oransal kazanç, sistemin şimdiki durumu ile ilgili,  $1/T_i$  integral zaman sabiti, sistemin geçmiş zaman davranışı ile ilgili ve  $T_d$  türev zamanı ise sistemin gelecekteki davranışı ile ilgili kontrol etkisi üreten parametrelerdir.

#### **4.1.1 Oransal(P) Kontrol**

Oransal kontrolcünün çıkış sinyali hata sinyaliyle doğru orantılıdır.

$$u(t) = K_p e(t) \quad (4.3)$$

Oransal kontrolde mevcut olan sürekli hal hatasını yok etmez. Oransal kontrol ile kontrol edilen sistemlerde kazanç değeri artarken hata azalır.

#### **4.1.2 İntegral (I) Kontrol**

İntegral kontrol etkisi, hatanın  $t=0$  da etkinin uygulanma anına kadar integralin alınması ile hesaplanır.

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (4.4)$$

İntegral kontrol sistemin düzenli rejim hatasını yok ederken sistem mertebesini bir arttığı için sistemin kararlılığına olumsuz etki eder.

### 4.1.3 Türevsel (D) Kontrol

Türevsel kontrolcünün çıktısı hatanın değişimi ile doğru orantılı olarak etkisini gösterir. Kontrol sinyali hatanın türevi alınarak hesaplanır.

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.5)$$

Hatada bir değişim olduğunda türevsel eylem aktif hale gelir. Böylece türevsel kontrol oransal kontrolden daha hızlı bir şekilde hata değişimini engellemektedir. Türevsel kontrol hata değişimini etkilediği için tek başına kullanılmaz ve PD ya da PID şeklinde kullanılır. Türevsel kontrol sistemin cevabını hızlandırır, kararlılığını uygun hale getirir ve asla düzenli rejim hatasını sıfırlamaz.

### 4.1.4 PID Kontrol Parametrelerin Belirlenmesi

Endüstriyel uygulamalar ve akademik çalışmalarda PID kontrol çok kullanılan kontrol çeşidi olup uygulamalardaki kontrol parametreleri belirlemek için metotları vardır. Bu metotlar ise Ziegler-Nichols , Cohen ve Coon , İç model kontrolü ve Ho- Hang-Cao dır.(Ogata, K., 2002) Yapılan çalışmada Ziegler-Nichols metodu uygulanmıştır.

Oransal integral türevsel kontrolün endüstride yaygın olarak kullanılmasına olanak sağlayan en büyük avantajı kontrol parametrelerinin analitik yöntemlerin yanı sıra deneysel olarak da bulunabilmesidir(Gürbüz E.,2007). Bu çalışmada Ziegler Nichols'un geliştirdiği kapalı çevrim parametre ayarlama yöntemi kullanılmıştır.

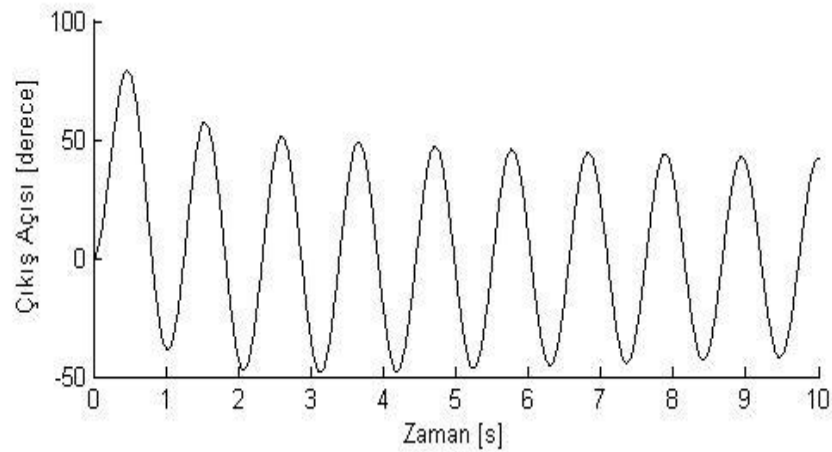
Kapalı çevrim Ziegler Nichols yönteminde sisteme bir oransal kontrolcü eklenir. Bu oransal kontrolcünün kazancı artırılarak kapalı çevrim sistemin sınırdaki kararlı duruma gelmesi sağlanır. Sistemin yaptığı sabit genlikli salınımların periyodu ve bu salınımların oluştuğu oransal kazanç değeri belirlenir(Çetin L ,2001).

Bu iki parametreye ve uygulanacak kontrolcü tipine bağı olarak kontrolcü parametreleri aşağıdaki tablodan belirlenir.

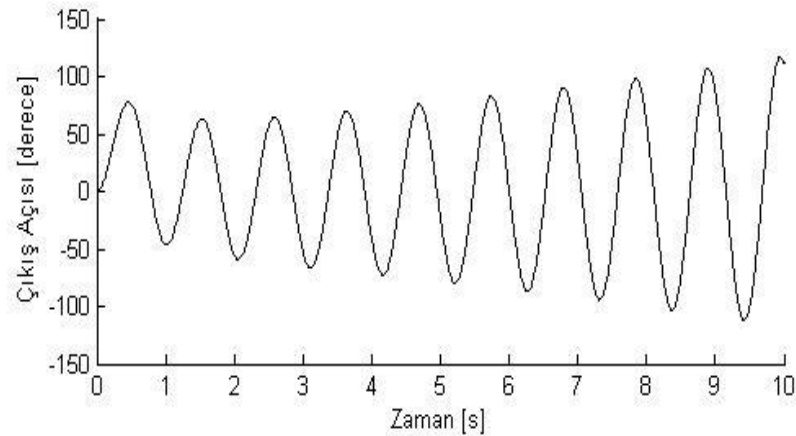
Tablo 4.1 Kapalı çevrim Ziegler Nichols metodu PID kontrolcü parametreleri

	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P	$0,5 \cdot K_u$		
PI	$0,4 \cdot K_u$	$0,8 \cdot T_u$	
PID	$0,6 \cdot K_u$	$0,5 \cdot T_u$	$0,125 \cdot T_u$

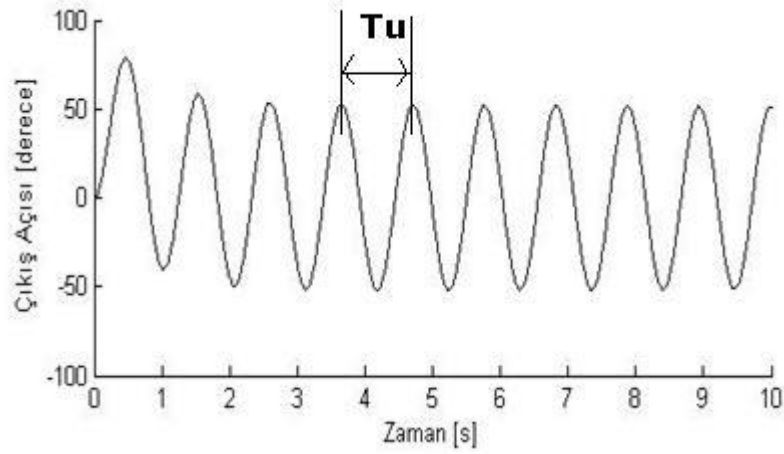
Yukarıda doğrusal matematiksel modeli çıkarılan dengeleme platformunun Matlab Simulink ortamında kurulmuş benzetim modeli üzerinde Ziegler Nichols yöntemi kullanılarak PID parametreleri hesaplanmıştır.



Şekil 4.2  $K_p=0,30$  için sistem cevabı



Şekil 4.3  $K_p=0,35$  için sistem cevabı



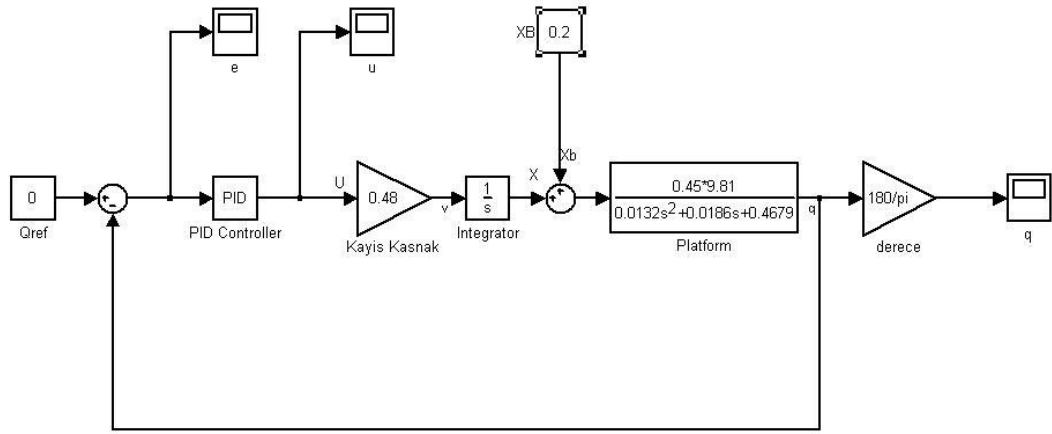
Şekil 4.4  $K_p=0,31$  için sistem cevabı

Şekilde görüldüğü gibi sistemi kararlılık sınırına getiren kazanç değeri ( $K_u$ ) 0,31 olduğu görülmüştür. Bu kazanç değeri için sistemin zaman cevabı incelendiğinde gözlemlenen salınımların periyodu ( $T_u$ ) 1,055 sn bulunmuştur. Bulunan değerler kapalı çevrim Ziegler Nichols metodunda yerine konulduğunda aşağıdaki tablo elde edilmiştir.

Tablo 4.2 Sistemin kapalı çevrim Ziegler Nichols metodu PID kontrolcü parametreleri

	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P	0,155		
PI	0,124	0,844	
PID	0,186	0,528	0,132

Çalışmada, elde edilen parametreler sisteme Matlab Simulink'te uygulanıp sonuçlar aşağıdaki şekilde verilmiştir. Bozucu girdi kütlesi dönme ekenden 20 cm uzağa konulmuştur.

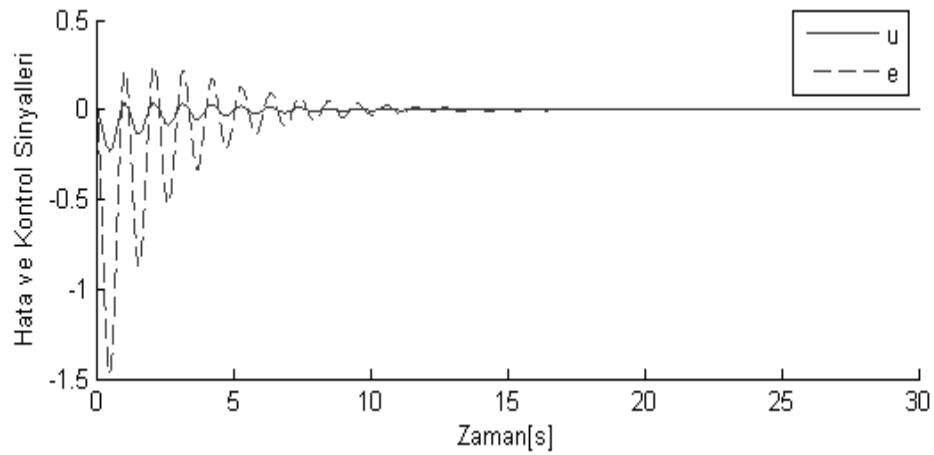


Şekil 4.5 Doğrusal PID ile kontrol edilen sistemin benzetim modeli

#### 4.1.5 Doğrusallaştırılmış Dengeleme Sisteminin Oransal İntegral Türevsel Kontrolü

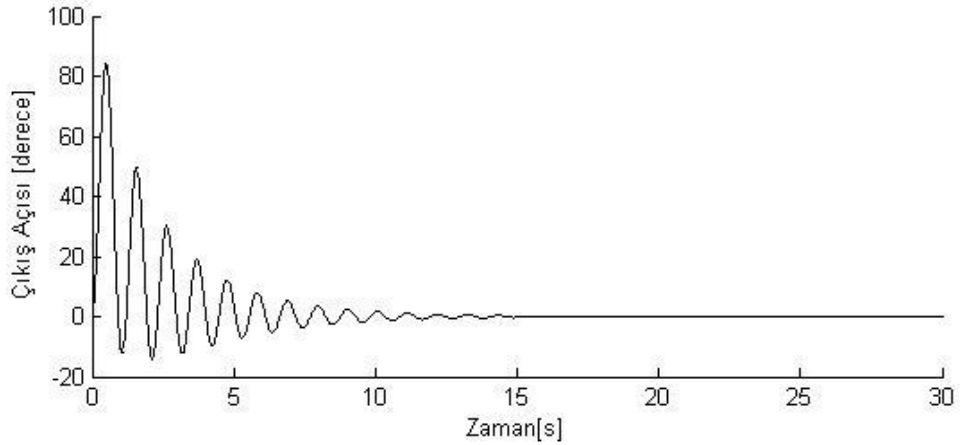
##### 4.1.5.1 Oransal (P) Kontrol

İlk olarak oransal kontrol yapılmış ve  $K_p=0,155$  değeri kullanılarak elde edilen sonuçlar elde edilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri

Şekil 4.6  $K_p=0.155$  için benzetim sonuçları



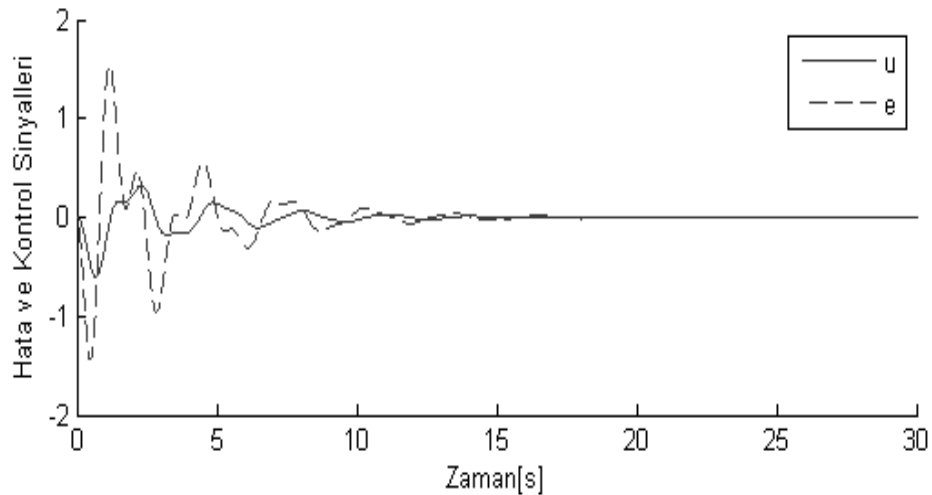
(b)Çıkış açısı

Şekil 4.6 nin devamı

P kontrol için çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 84,16 derece, en küçük değerinin -2,16 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 15,16 saniye olduğu gözlemlenmiştir. Kontrol sinyalinin etkin değeri  $u_{rms}=0,0318$  ve hata sinyalinin etkin değeri  $e_{rms}=0,2052$  bulunmuştur.

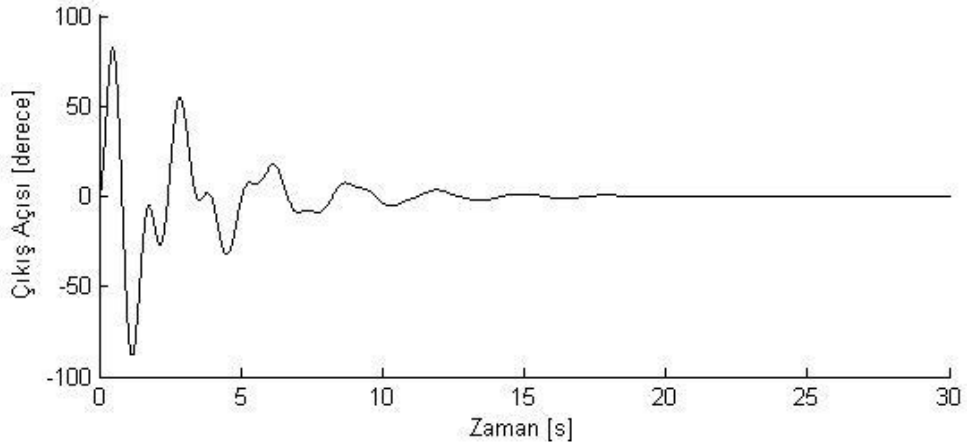
#### 4.1.5.2 Oransal İntegral (PI) Kontrol

Oransal integral kontrolü yapmak için elde ettiğimiz tablodaki değerleri  $K_p=0,124$  ve  $K_i=0,844$  kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.7 verilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri

Şekil 4.7  $K_p=0,124$  ve  $K_i=0,844$  için benzetim sonuçları



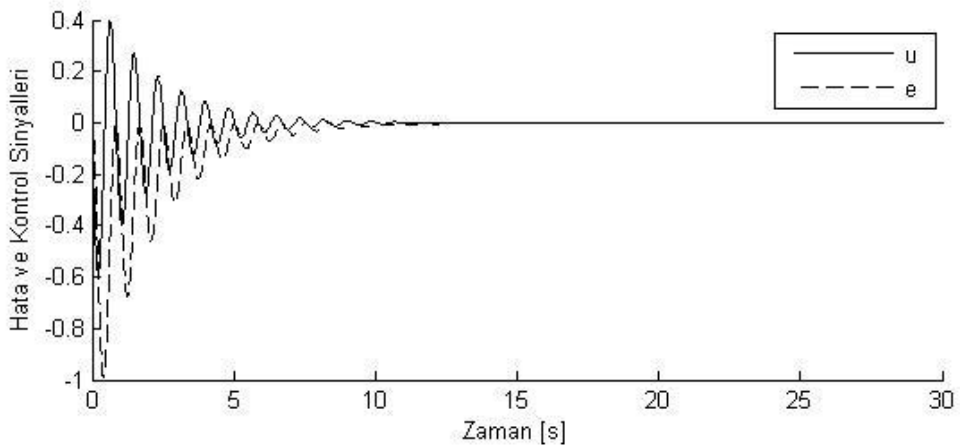
(b)Çıkış açısı

Şekil 4.7 nin devamı

PI kontrol için kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms} = 0,1009$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms} = 0,2825$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 82,35 derece, en küçük değerinin -88,44 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 14,21 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

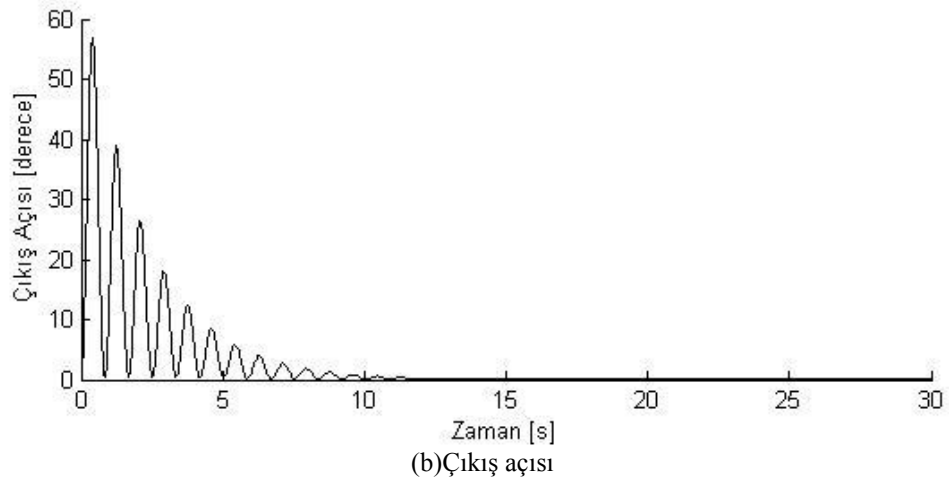
#### 4.1.5.3 Oransal Türevsel (PD) Kontrol

Oransal türevsel kontrolü yapmak için elde ettiğimiz tablodaki değerleri  $K_p = 0,155$  ve  $K_d = 0,132$  kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.8 verilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri

Şekil 4.8  $K_p = 0,155$  ve  $K_d = 0,132$  için benzetim sonuçları

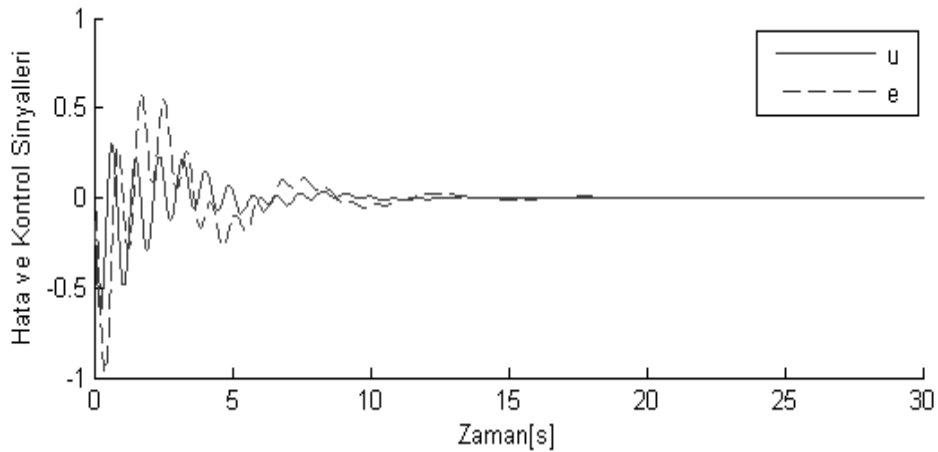


Şekil 4.8 nin devamı

PD kontrol için kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms}= 0,0865$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms}= 0,1339$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 56,33 derece, en küçük değerinin 2,179 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 11,09 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

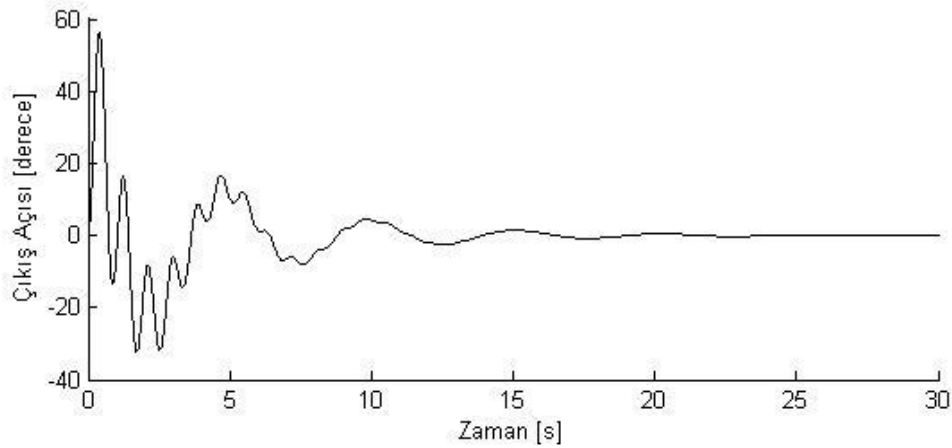
#### 4.1.5.4 Oransal İntegral Türevsel (PID) Kontrol

Oransal integral türevsel kontrolü yapmak için elde ettiğimiz tablodaki değerleri  $K_p=0,155$ ,  $K_i=0,528$  ve  $K_d=0,132$  kullanarak elde ettiğimiz benzetim sonuçları Şekil 4.9 verilmiştir.

Şekil 4.9  $K_p=0,155$ ,  $K_i=0,528$  ve  $K_d=0,132$  için benzetim sonuçları

(b)





(b)Çıkış açısı

Şekil 4.9 nin devamı

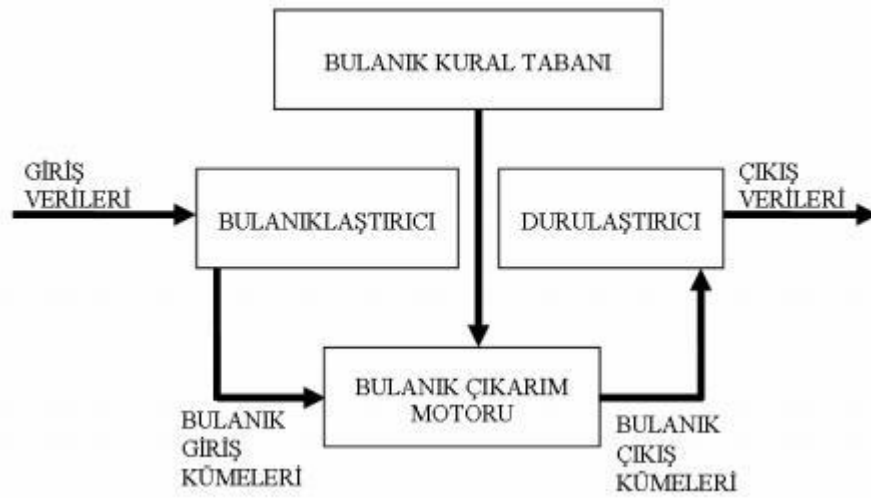
PID kontrol için kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms} = 0,0890$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms} = 0,1421$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 55,76 derece, en küçük değerinin -33,05 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 13,96 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

#### 4.2 Doğrusallaştırılmış Bir Sistemin Bulanık Mantık İle Kontrolü

Birçok sistemde girdi ve çıktı arasında kontrol sağlayan bir kontrol ünitesine ihtiyaç vardır. Kontrol biriminde uygun girdilerden uygun çıktılar elde edebilmek için farklı kontrol algoritmaları kullanılmaktadır. Son yıllarda yaygın olarak kullanılan bir yöntem ise bulanık mantıktır (Babuska R ve Mamdani E,2008;Gürbüz E.,2007). Bulanık mantık kontrol algoritması, özellikle kontrol edilen sistemin matematiksel modelinin tam olarak elde edilemediği çok parametrelili sistemlerde uygulanmaktadır. Bulanık mantık kontrolör eğer-ise kurallarını kullanan bir kontrol protokolü kullanmaktadır. Yapılan çalışmada; ‘Eğer dengeleme platformundaki potansiyometreden negatif yönde küçük bir açı oluştuğunda motoru sağ tarafa doğru az ilerle’ gibi. Sözel terimlerde belirsizlik (düşük açı), birbiriyle iç içe sınırları bulunan bulanık kümelerle ifade edilir. Bulanık küme yapısında, belirli bir eleman aynı anda birden fazla kümenin içinde bulunabilir. Üyelik fonksiyonlarından üyelik fonksiyonlarına bağlı olmayan bu kademeli geçiş, bulanık eğer-ise kurallarıyla sonuçlandırmaya rahat bir geçiş sağlar.

Bulanık mantık kontrolcününün temel kavramı; bir sistem operatörünün bilgi, deneyim ve kontrol izlenimini, kontrolcü tasarımını oluşturmaktadır. Kontrol etme işlemi sistemin girdi ve çıktıları arasındaki sözel kurallar ile yapılmaktadır. Bulanık mantık kontrolünde üç ana kısım vardır;

- Bulanıklaştırma (fuzzification)
- Kural tablosu ve çıkarım (rule base)
- Durulaştırma (defuzzification)



Şekil 4.10 Bulanık mantık ile kontrol sistemi (Yılmaz ve Arslan, 2005)

#### 4.2.1 Bulanık Mantığın Kullanılma Nedenleri

Geleneksel kontrol teorisi kesin bir matematik modelin kontrolünü yapar ve bir kontrolcü tasarlamak için gerekli kapalı-döngü davranışlarını belirtir. Bu yaklaşım eğer sürecin modelini bulmak zorsa veya model doğrusal değilse yetersiz gelebilir. Kontrolcü tasarımı, insanlar tarafından kolayca yapılabilecek günlük işleri, araba sürmek veya bir nesneyi elle kavrayabilmek gibi işleri, otomatikleştirme amacındadır.

Endüstride insanlar tarafından kontrol edilen çoğu süreç geleneksel kontrol teknikleri kullanılarak otomatikleştirilemezler, bu yüzden çoğu zaman kontrolcünün performansı bir insanınkinden daha aşağıdadır. Bu yüzden doğrusal kontrolcüler, çoğu zaman geleneksel kontrol çeşidi olarak kullanılırlar, doğrusal olmayan tesisler

için uygun değildir. Başka bir neden de insanların farklı tip bilgileri bir tek kontrol stratejisi olarak birleştirip, tek bir kontrol yasasına entegre edememesidir. Bilgi-tabanlı kontrolün asıl amacı da uzman (süreç operatörü) tarafından üretilen verileri alıp depolamak ve zamanı gelince kullanmaktır. Bilgi-tabanlı kontrol çeşitlerinin bir tanesi de bulanık kural tabanlı kontroldür. Bulanık mantık kontrolde kontrol eylemleri sistemin belirli durumları için bulanık eğer-ise kuralları ile ifade edilir. Bulanık mantık nitel kontrolör girdi değerlerinin ve çıktının az hatayla ve geniş kontrol eylemi aralığında ifade etmek için kullanılır. Bulanık mantık insan karar verme işleminin doğasını taklit eder ve ikili mantığın (1 ve 0 lar) üzerine yenilikler getirir.

Bulanık kontrolün ilk uygulamaları şu amaçla kullanılmıştır:

- Deneyimli insan operatörlerin kontrol eylemlerini taklit etmek için
- Kolaylıkla elde edilebilecek ayırık çıktı değerleri arasında düzgün bir interpolasyon elde edebilme.

Zamanla bulanık mantığın kullanım alanı gün geçtikçe genişlemiştir. Ve doğrusal sistemlerde geleneksel kontrol yöntemlerine alternatif olarak da kullanılmaya başlanmıştır. Ama iki temel amaç hep aynı kalmıştır. Bulanık mantık kontrolcünün sözel doğası sürecin nasıl kontrol edildiği ve nasıl davranış sergilediğini ifade edilmesini sağlamıştır. Bulanık mantık kontrolörün interpolasyon tarafıysa bulanık sistemlerin aslında bir fonksiyon yaklaşım şeması (optimizasyon) olarak görülmesini sağlamıştır.

Çoğu zaman bulanık mantık kontrol doğrudan geri besleme kontrolü olarak kullanılır. Ama denetleyici olarak da örneğin geleneksel bir PID kontrolcünde kendi kendini ayarlayan bir parça gibi kullanılabilir. Ayrıca artık bulanık mantık kontrolörü sadece bir procesten elde edilen öncül bilgiyi ifade etmekte kullanılmamaktadır. Bir bulanık kontrolcü sistem tanımlanmasından elde edilmiş bir bulanık modelden de türetilebilir.

Kullanılan bulanık mantık modelleri:

- Mamdani tipi bulanık mantık kontrolcü, çoğu zaman tek başına kullanılır. Bu çeşit kontrolör genelde doğrudan kapalı döngü olarak kullanılır(Ying H,1993).
- Takagi Sugeno kontrolcü, genelde denetleyici olarak kullanılır.

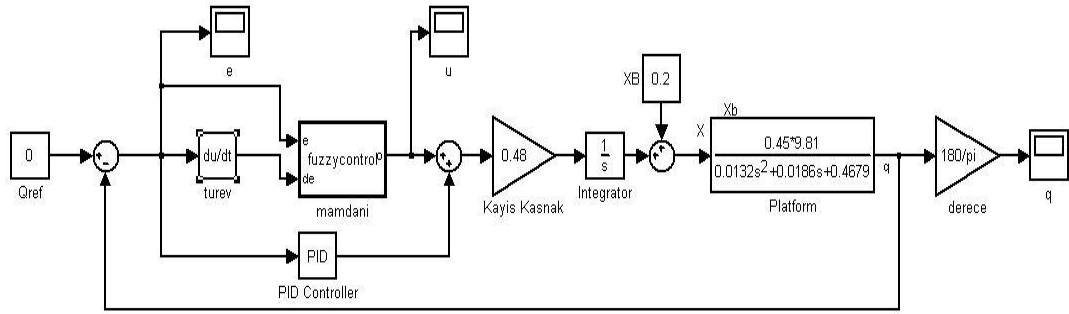
#### **4.2.2 Mamdani Tipi Bulanık Mantık Kontrolcü**

Mamdani tipi bulanık mantık kontrolcü genel olarak geri besleme kontrolü olarak kullanılmaktadır. Mamdani tipi bulanık model kolay oluşturulur. İnsan davranışlarına uygun olması sebebiyle çok yaygın bir kullanıma sahiptir ve diğer bulanık mantık modellerin temelini oluşturur.

İlk defa bir buhar motorunun insan tecrübelerinden elde edilen sözel kontrol kuralları yardımıyla kontrolü amacıyla kullanılmıştır (Mamdani ve Assilian, 1975). Bu modelde hem girdi değişkenleri hem de çıktı değişkeni kapalı formdaki üyelik fonksiyonları ile ifade edilir.

Kontrol protokolü eğer-ise kuralları formunda veritabanının bir parçası halinde depolanmaktadır. Kurallar nitel verilere dayanırken, sözel terimleri ifade eden üyelik fonksiyonları nümerik işlem değişkenlerine ve ayar noktalarına düzgün bir geçiş sağlamaktadır. Bulanıklaştırıcı, bulanık kümeleri kullanarak, girdi değerlerinin üyelik derecelerini belirlemektedir. Müdahale mekanizması veritabanında tutulan bilgiyle elindekini birleştirip kural sisteminin çıktısının ne olması gerektiğini belirlemektedir. Genelde, bu çıktı da bir bulanık kümedir. Kontrol amacı için bunu kesinleştirici bir kontrol sinyali gereklidir. Durulaştırma ise kesinleştirici sinyalin bulanık kontrol çıktılarıyla birlikte değerini hesaplar. Çıktı değeri ise çıktı bulanık kümesinin ağırlık merkezidir (Ying H,1998).

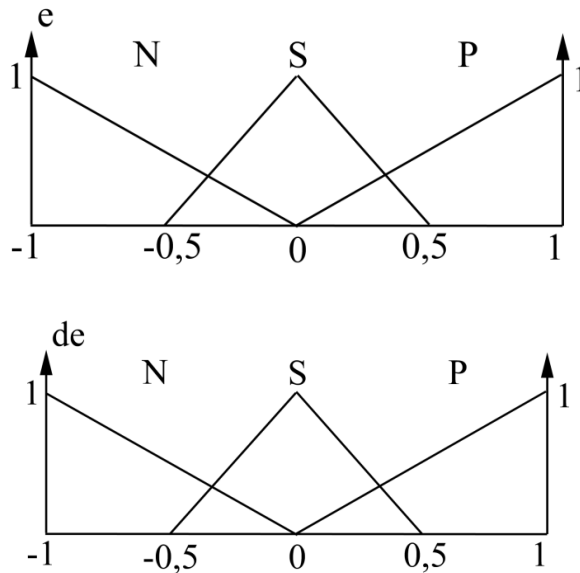
Yapılan çalışmada ilk olarak doğrusallaştırılmış sistemin bulanık mantık ile kontrolü Şekil 3.11 de gösterilen Matlab Simulink ortamında oluşturulan benzetim modeli üzerinde uygulanmıştır. Bozucu girdi kütlesi dönme ekseninden 20 cm uzağa konulmuştur.



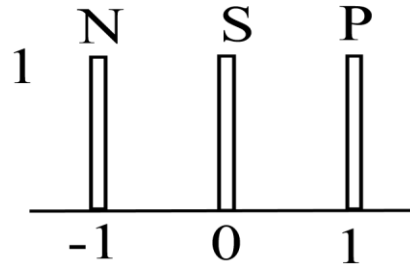
Şekil 4.11 Doğrusal bulanık mantık ile kontrol edilen sistemin benzetim modeli

Mamdani bulanık sistemi normal kontrolcüye temelde benzerdir. Her değişken için 3 dilsel değer kullanılmıştır. (Negatif, Sıfır, Pozitif). Tabloya her girdi bir kuralı tanımlar. Kontrol sinyali  $u$ 'nun ayrı hata  $e$  ve hatanın değişimi  $de$  değerleri için elde edilen çıkış değerleridir. Kontrolcü değişik girdi sinyal kombinasyonlarına göre çıktının ne olması gerektiğini belirler.

Bulanık mantık kontrol sistemimizin girdileri hata ve hatanın değişiminin en büyük genlik değerleri kullanılarak normalize edilmiştir.



Şekil 4.12 Hata ( $e$ ) ve hatanın değişimin ( $de$ ) üyelik fonksiyon grafikleri



Şekil 4.13 Kontrolcü çıkışın üyelik fonksiyon grafiği

Tablo 4.3 Mamdani tipi kontrol ile giriş ve çıkış sinyali ilişkisi

Hata		Hatanın Değişimi		
		Negatif	Sıfır	Pozitif
Hata	Negatif	Pozitif	Pozitif	Sıfır
	Sıfır	Pozitif	Sıfır	Negatif
	Pozitif	Sıfır	Negatif	Negatif

Her girdi sinyal kombinasyonu Tablo 4.3 verilen ilişkisi üzerine mantık kuralları aşağıda oluşturulmuştur.

*K1 : Eğer hata negatif ve hatanın değişimi negatif ise çıkış pozitif*

*K2 : Eğer hata negatif ve hatanın değişimi sıfır ise çıkış pozitif*

*K3 : Eğer hata negatif ve hatanın değişimi pozitif ise çıkış sıfır*

*K4 : Eğer hata sıfır ve hatanın değişimi negatif ise çıkış pozitif*

*K5 : Eğer hata sıfır ve hatanın değişimi sıfır ise çıkış sıfır*

*K6 : Eğer hata sıfır ve hatanın değişimi pozitif ise çıkış negatif*

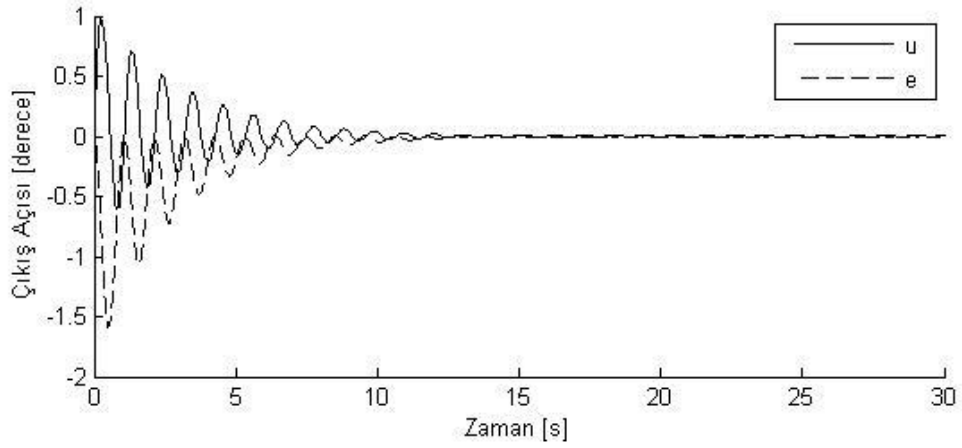
*K7 : Eğer hata pozitif ve hatanın değişimi negatif ise çıkış sıfır*

*K8 : Eğer hata pozitif ve hatanın değişimi sıfır ise çıkış negatif*

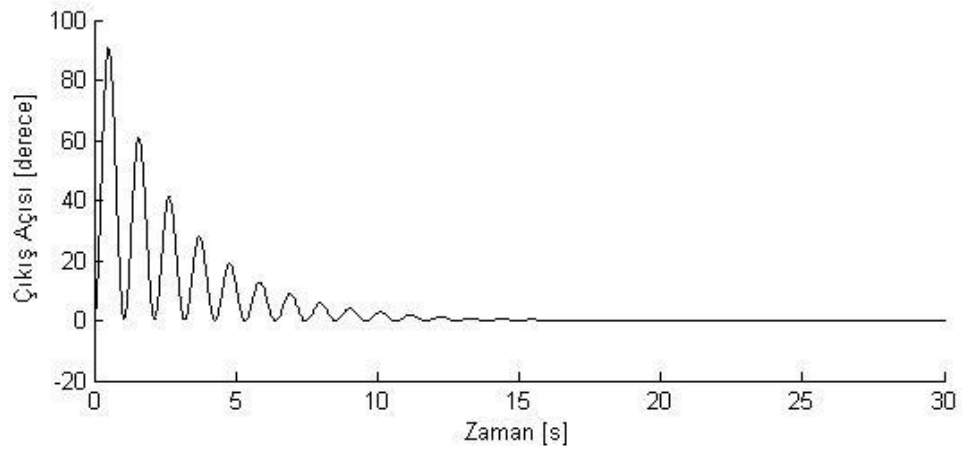
*K9 : Eğer hata pozitif ve hatanın değişimi pozitif ise çıkış negatif*

Hata ve hatanın değişimine göre kurulmuş bulanık mantık kontrol sistemin çıktısı doğrudan sisteme uygulandığında sistemi kararsız yaptığı gözlenmiştir. Bu duruma engel olmak için bulanık mantık kontrol sistemi çıktısı bir genlik değeri ile çarpılmış ve sisteme 0,08 katsayılı bir integral kontrolcü ilave edilmiştir.

Mamdani tipi bulanık mantık kontrolcü yapısı kullanılarak geliştirilen kontrol sistemi ile yapılan benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri



(b)Çıkış açısı

Şekil 4.14 Bulanık mantık (Mamdani) için benzetim sonuçları

Kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms} = 0,016$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms} = 0,2477$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 90,73 derece, en küçük değerinin 0,592 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 13,31 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

### **4.2.3 Takagi-Sugeno Tipi Bulanık Mantık Kontrolcü**

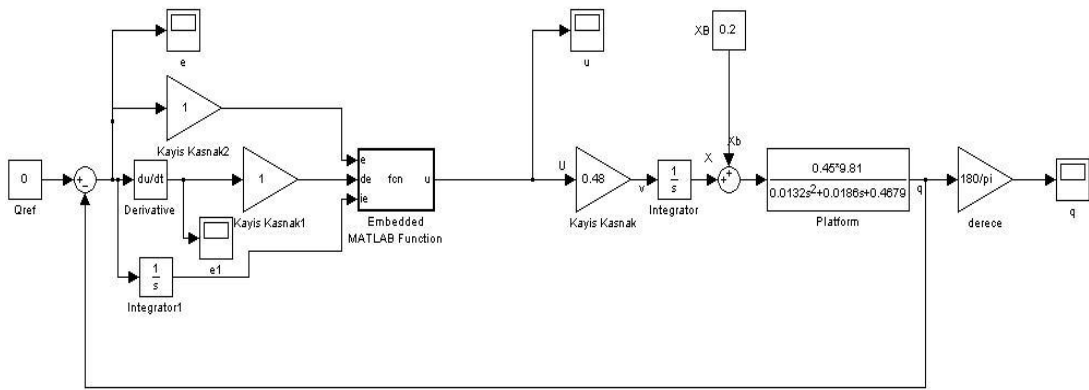
Takagi-Sugeno (TS) tipi bulanık mantık kontrolcileri kazanç programlama (gain scheduling) yaklaşımlarına benzerdir. Farklı durumlar için uygun doğrusal kontrolcüler tanımlanır. Kontrolcü çıktısı bölgesel tanımlı doğrusal kontrolcülerin interpolasyonu ile bulunur (Ying H,1998).

Eğer bölgesel tanımlı kontrolcüler sadece parametrik olarak değişiyorsa, TS kontrolcüyü kazanç programlama mekanizmasının kural tabanlı hali olarak da düşünebiliriz. Bu sayede TS kontrol, değişik çalışma sahalarına değişik kontrol yasalarını uygulayabilmemizi sağlar.

Çalışmanın bu bölümünde Takagi-Sugeno tipi kontrol algoritması uygulanarak bir önceki bölümde uygulanan kontrolcülere alternatif bir kontrolcü yapısı geliştirilecektir. Geliştireceğimiz kontrolcünün girdileri hata ve hatanın değişimi sinyali olacaktır. Buna göre hata ve hatanın değişimi için en büyük değerler bulunmuş ve girdi sinyalleri normalize edilmiştir. Her girdi değişkeni için negatif, pozitif ve sıfır olmak üzere üç bulanık mantık değeri tanımlanmıştır. Buna göre kontrol düzlemi dokuz parçaya bölünmüştür. Her bölgede ayrı ayrı oransal integral türevsel kontrol yapıları kontrol sisteminin çıktısının tanımlanmasında kullanılmıştır. (Şekil 4.15)

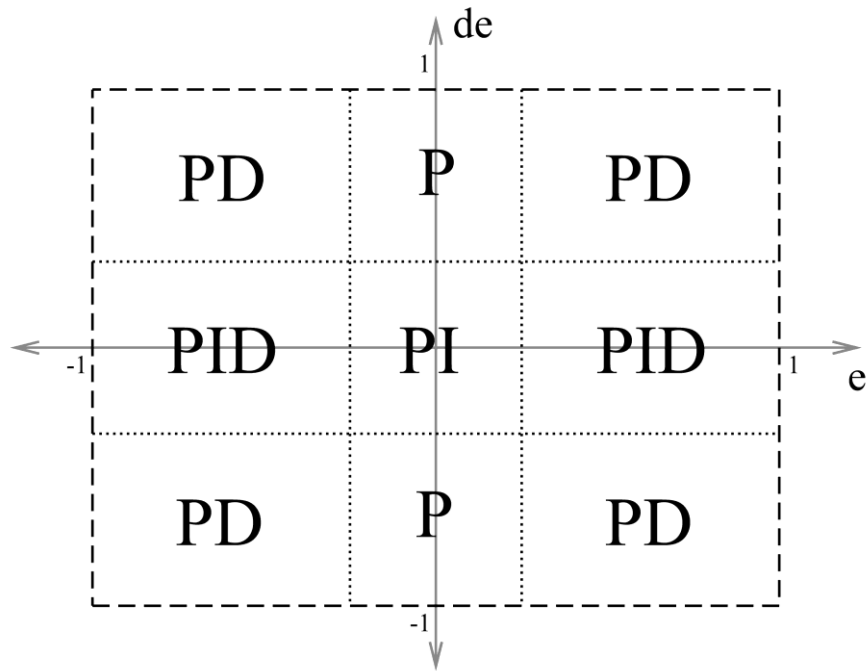
Matlab Simulink ortamında doğrusal olan bir sistemi aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi gerçek modelin doğrusallaştırılmış benzetimde uygulanmıştır. Bozucu girdi kütlesi dönme ekseninden 20 cm uzağa konulmuştur.





Şekil 4.15 Gerçek sistemin doğrusallaştırılmış bulanık mantık ile kontrol yapılan deney şeması

Bulanık mantık ile kontrol uygulaması için ilk olarak pozisyon hatası ve hatanın değişimi sırasıyla en büyük değerleri +/- 1 rad ve +/-1 rad alınarak normalize edilmiştir.



Şekil 4.16 Hata/Hatanın Değişimi Düzleminde Bulanık Mantık Kontrol Tablosunun Gösterimi

Tablo 4.4 Bulanık mantık kural tablosu

	Hata (e)		Hatanın değişimi (de)		Kontrol Etkisi u		
	Sayısal	Sözel	Sayısal	Sözel	K <sub>p</sub>	K <sub>d</sub>	K <sub>i</sub>
1	e<0	Negatif	de<0	Negatif	0,186	0,2	0
2	e<0	Negatif	-0,5<de<0,5	Sıfır	0,155	0	0
3	e<-0	Negatif	0<de	Pozitif	0,186	0,2	0
4	-0,2<e<0,2	Sıfır	de<0	Negatif	0,186	0,528	0,13 <sub>2</sub>
5	-0,2<e<0,2	Sıfır	-0,5<de<0,5	Sıfır	0,124	0,844	0
6	-0,2<e<0,2	Sıfır	0<de	Pozitif	0,186	0,528	0,13 <sub>2</sub>
7	0<e	Pozitif	de<0	Negatif	0,186	0,2	0
8	0<e	Pozitif	-0,5<de<0,5	Sıfır	0,155	0	0
9	0<e	Pozitif	0<de	Pozitif	0,186	0,2	0

Tablo 4.4'e uygun olarak bulanık mantık kuralları aşağıdaki biçimde tanımlanmıştır.

*Eğer hata negatif ve hatanın değişimi ise k anındaki kontrol etkisi*

$$u_k = 0.186e_k + 0.2(e_k - e_{k-1}) + 0 \sum_{i=1}^k e_i$$

*Eğer hata negatif ve hatanın değişimi sıfır ise k anındaki kontrol etkisi*

$$u_k = 0.155e_k + 0(e_k - e_{k-1}) + 0 \sum_{i=1}^k e_i$$

*Eğer hata negatif ve hatanın değişimi pozitif ise k anındaki kontrol etkisi*

$$u_k = 0.186e_k + 0.2(e_k - e_{k-1}) + 0 \sum_{i=1}^k e_i$$

*Eğer hata sıfır ve hatanın değişimi negatif ise k anındaki kontrol etkisi*

$$u_k = 0.186e_k + 0.528(e_k - e_{k-1}) + 0.13 \sum_{i=1}^k e_i$$

*Eğer hata sıfır ve hatanın değişimi sıfır ise k anındaki kontrol etkisi*

$$u_k = 0.124e_k + 0.844(e_k - e_{k-1}) + 0 \sum_{i=1}^k e_i$$

*Eğer hata sıfır ve hatanın değişimi pozitif ise k anındaki kontrol etkisi*

$$u_k = 0.186e_k + 0.528(e_k - e_{k-1}) + 0.13 \sum_{i=1}^k e_i$$

*Eğer hata pozitif ve hatanın değişimi negatif ise k anındaki kontrol etkisi*

$$u_k = 0.186e_k + 0.2(e_k - e_{k-1}) + 0 \sum_{i=1}^k e_i$$

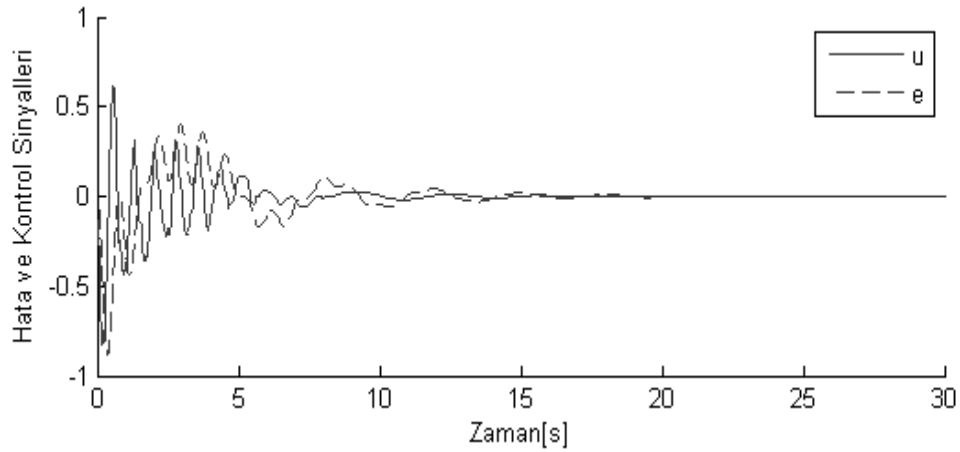
*Eğer hata pozitif ve hatanın değişimi sıfır ise k anındaki kontrol etkisi*

$$u_k = 0.155e_k + 0(e_k - e_{k-1}) + 0 \sum_{i=1}^k e_i$$

*Eğer hata pozitif ve hatanın değişimi pozitif ise k anındaki kontrol etkisi*

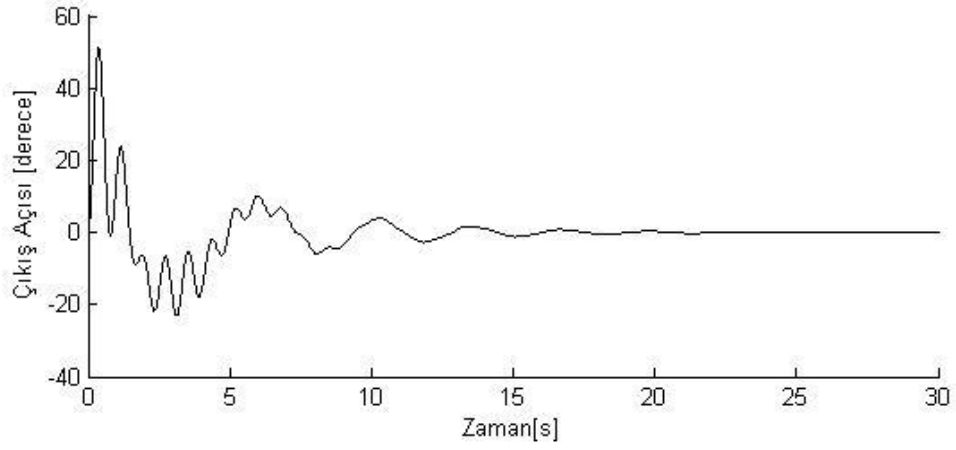
$$u_k = 0.186e_k + 0.2(e_k - e_{k-1}) + 0 \sum_{i=1}^k e_i$$

Takagi Sugeno tipi kontrolcü yapısı kullanılarak geliştirilen kontrol sistemi ile yapılan benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri

Şekil 4.17 Takagi Sugeno tipi kontrolcü yapısı kullanılarak geliştirilen kontrol sistemi ile yapılan benzetim sonuçları



(b)Çıkış açısı

Şekil 4.17 nin devamı

Bulanık mantık ile kontrol yapar iken PD kontrolcünün  $K_d=0,2$  olarak alınmıştır. Bu katsayı parametre tablosundaki değere göre daha hızlı sönümlenmesini sağlamıştır. Kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms}= 0,1076$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms}= 0,1259$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 50,46 derece, en küçük değerinin -23 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 17,36 saniye olduğu gözlemlenmiştir.



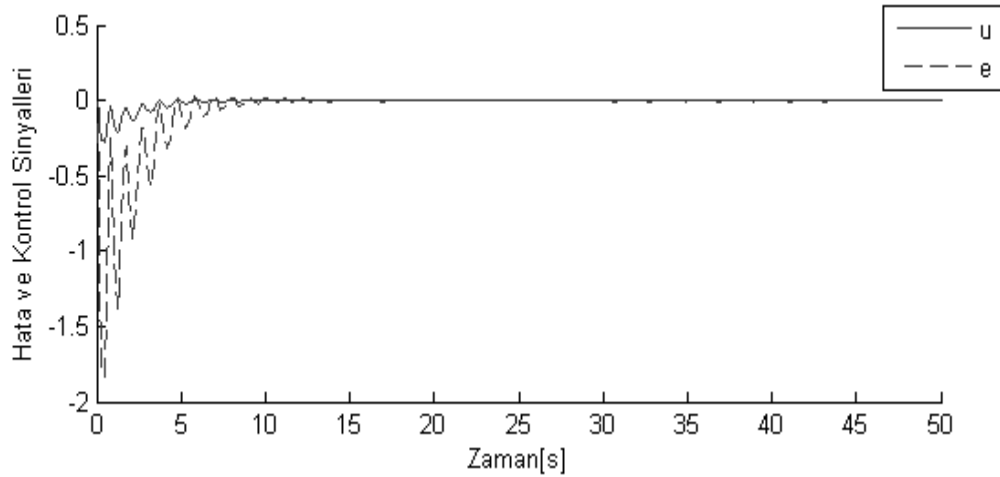
Yaptığımız çalışmada doğrusal olmayan PID parametreleri belirlenirken doğrusal olan sistemdeki PID parametreleri başlangıç değerleri olarak ele alınmış ve bu parametreler sistem cevabını kararlı hale getirecek şekilde deneme yanılma yöntemi ile yeniden belirlenmiştir. Tablo 5.1'deki değerler Matlab Simulink ortamında oluşturduğumuz doğrusal olmayan benzeşim modeline uygulanmıştır. Doğrusal olmayan sisteme P, PI, PD, PID kontrol çeşitleri uygulanmış olup deney verileri aşağıda verilmiştir.

Tablo 5.1  $K_p, K_i, K_d$  değerleri

	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P	0,15		
PI	0,15	0,1	
PID	0,2	0,13	0,05

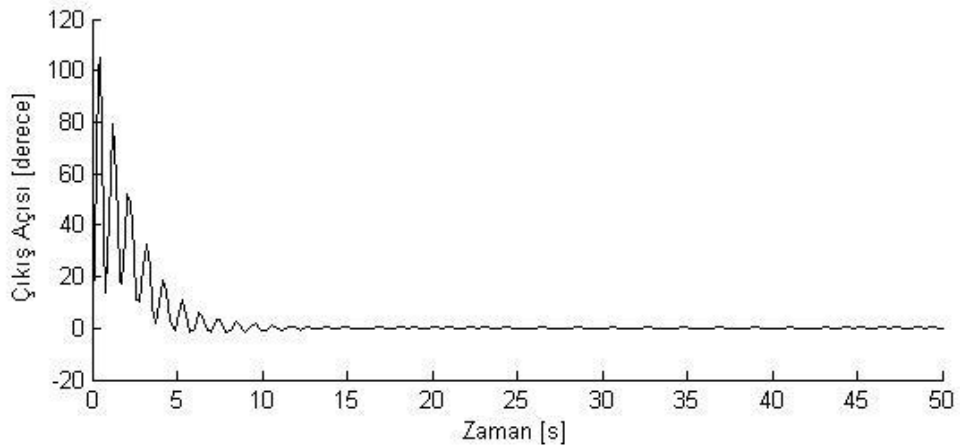
### 5.1.1 Oransal (P) Kontrol

Doğrusal olmayan sistemin oransal kontrolü için  $K_p=0,15$  değeri kullanılmış ve elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri

Şekil 5.2  $K_p= 0,15$  için benzetim sonuçları



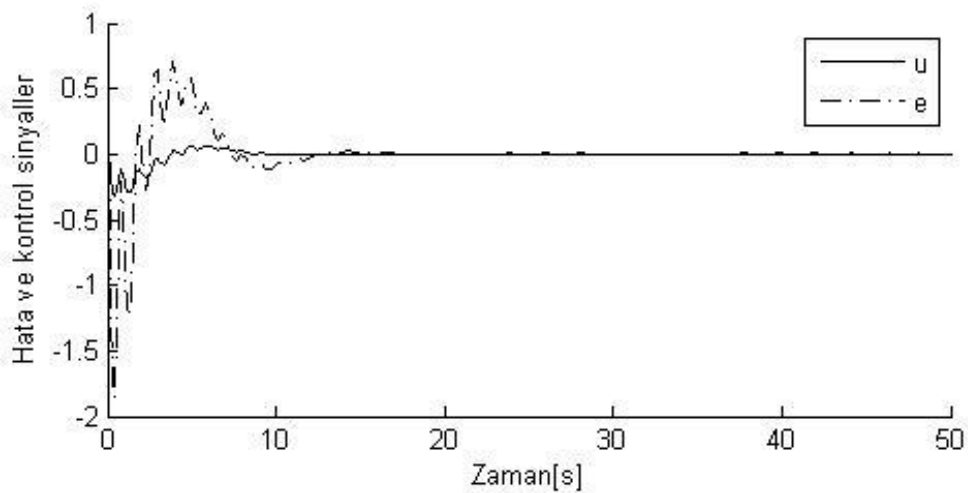
(b)Çıkış açısı

Şekil 5.2 nin devamı

P kontrol için kontrol sinyalinin etkin değeri  $u_{rms}=0,0524$  ve hata sinyalinin etkin değeri  $e_{rms}=0,3494$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 105,1 derece, en küçük değerinin -1,426 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 12,98 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

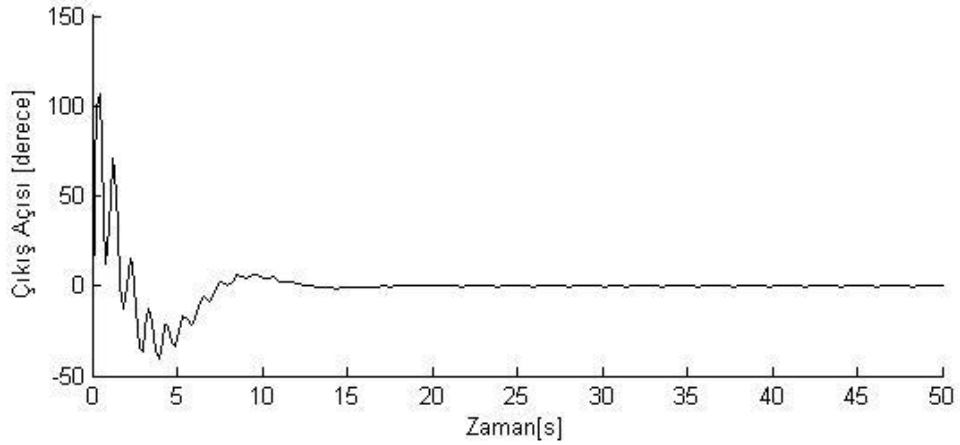
### 5.1.2 Oransal İntegral (PI) Kontrol

Doğrusal olmayan sistemin oransal integral kontrolü için  $K_p=0,15$  ve  $K_i=0,1$  değerleri kullanılmış ve elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri

Şekil 5.3  $K_p= 0,15$  ve  $K_i=0,1$  için benzetim sonuçları



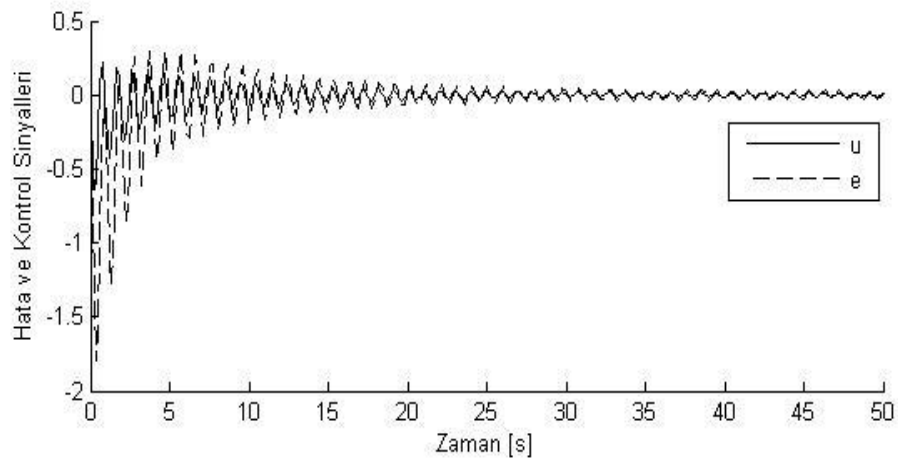
(b)Çıkış açısı

Şekil 5.3 nin devamı

PI kontrol için kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms}=0,3467$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms}=0,0722$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 106,3 derece, en küçük değerinin -41 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 13,93 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

### 5.1.3 Oransal Türevsel (PD) Kontrol

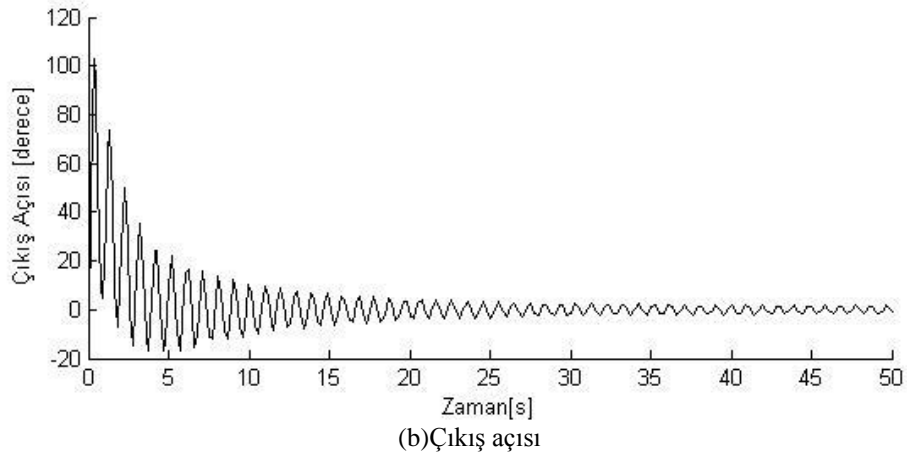
Doğrusal olmayan sistemin oransal türevsel kontrolü için  $K_p=0,2$  ve  $K_d=0,05$  değerleri kullanılmış ve elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri

Şekil 5.4  $K_p=0,2$  ve  $K_d=0,05$  için benzetim sonuçları



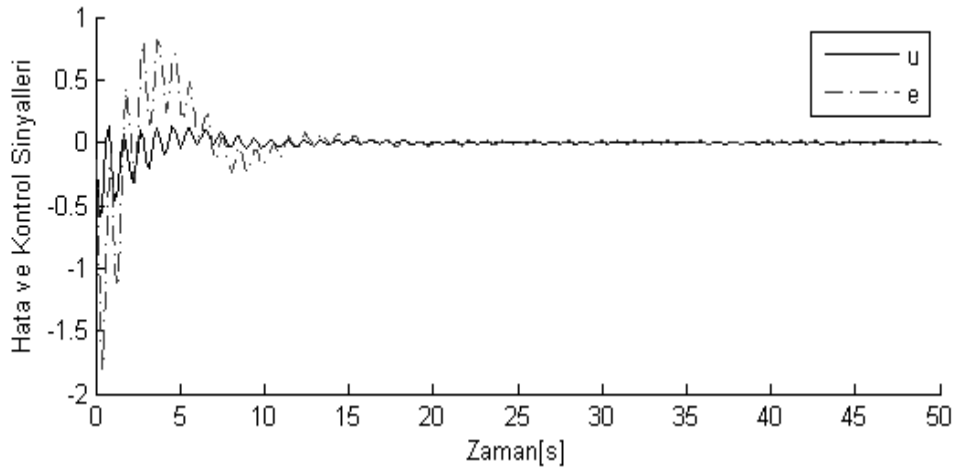


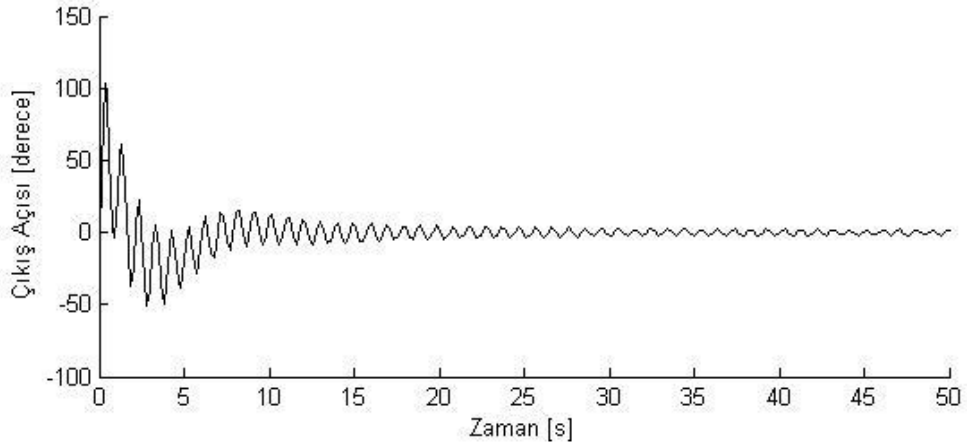
Şekil 5.4 nin devamı

PD kontrol için kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms}=0,1041$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms}=0,2768$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 102,8 derece, en küçük değerinin -17,12 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 38,74 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

#### 5.1.4 Oransal İntegral Türevsel (PID) Kontrol

Doğrusal olmayan sistemin oransal integral türevsel kontrolü için  $K_p=0,2$ ,  $K_i=0,13$  ve  $K_d=0,05$  kullanılmış ve elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

Şekil 5.5  $K_p=0,2$ ,  $K_i=0,13$  ve  $K_d=0,05$  için benzetim sonuçları



(b)Çıkış açısı

Şekil 5.5 nin devamı

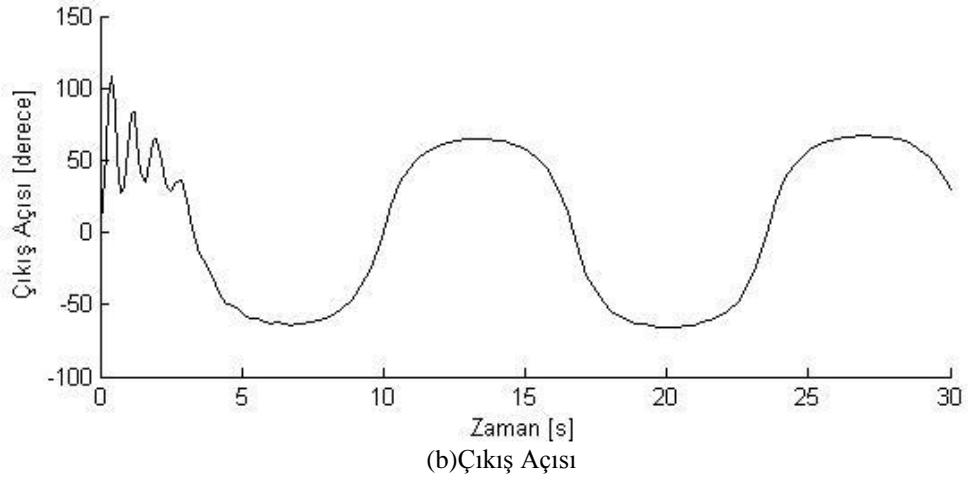
PID kontrol için kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms}=0,1009$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms}= 0,3029$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 102,8 derece, en küçük değerinin -46,34 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 35,42 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

## 5.2 Doğrusal Olmayan Bulanık Mantık İle Kontrol

### 5.2.1 Mamdani Tipi Bulanık Mantık Kontrolcü

Bulanık mantık doğrusal olmayan sistemlerde daha etkin sonuçlar elde edilmesi için kullanılan kontrol yöntemidir. Çalışmanın bu aşamasında doğrusal olmayan sistem üzerinde Mamdani tipi bulanık mantık kontrolcü test edilmiştir. Kontrolcü yapısı ve parametreleri doğrusallaştırılmış bir sistemin bulanık mantık ile kontrolünü yaptığımız bölümde (Bkz. Bölüm 4.2.2) verilmiştir. Bozucu girdi kütlesi dönme ekseninden 20 cm uzağa konulmuştur.



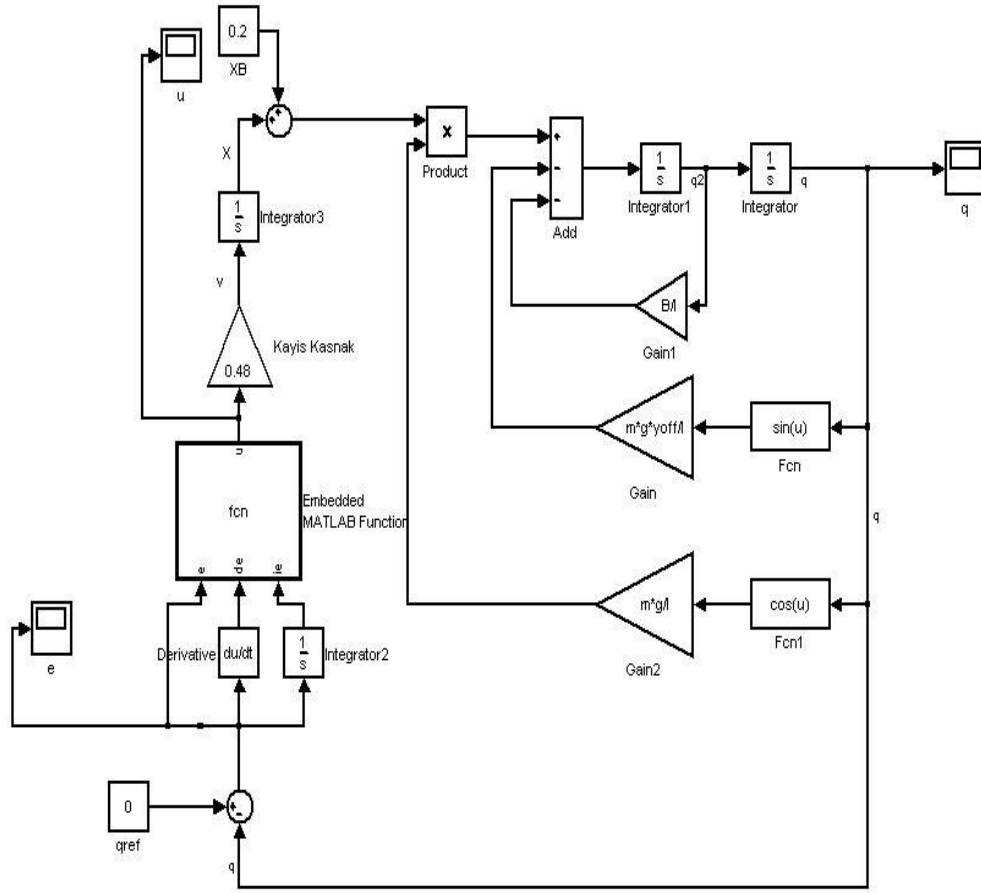


Şekil 5.7 nin devamı

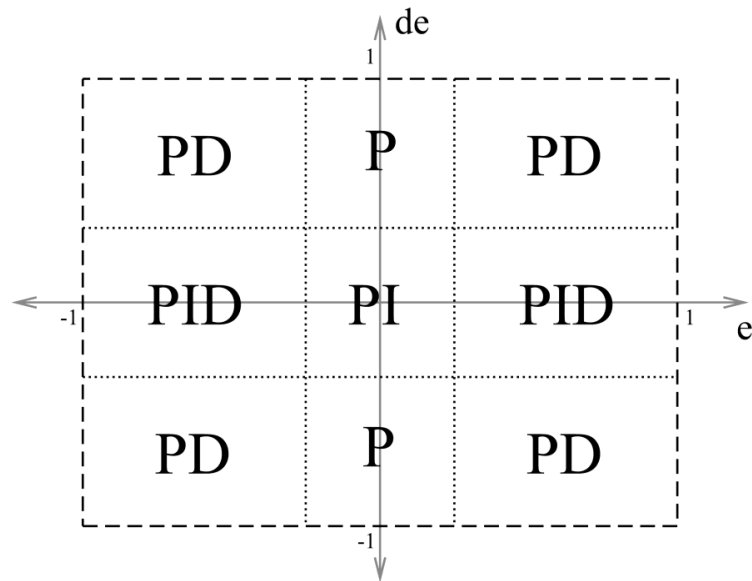
Mamdani tipi kontrolcü ile yapılan doğrusal olmayan kontrol çalışmasında sistem cevabının  $t=3,254$  süre sonunda sabit (65 derece) genlikli salınımlar yaptığı gözlemlenmiştir. Bu duruma dayanarak doğrusal sistem için tasarlanmış Mamdani tipi kontrolcünün doğrusal olmayan sistemi ancak denge noktası etrafında sınırlı genlikli salınımlar yapacak kadar kontrol etkisi gösterebildiği sonucu çıkarılmıştır.

### 5.2.2 Takagi-Sugeno Tipi Bulanık Mantık Kontrolü

Çalışmanın bu aşamasında doğrusal model için geliştirilmiş olan Takagi-Sugeno tipi bulanık mantık kontrol algoritması doğrusal olmayan benzeşim modeli üzerine uygulanmıştır. Bozucu girdi kütlesi dönme ekseninden 20 cm uzağa konulmuştur.



Şekil 5.8 Doğrusal olmayan Takagi-Sugeno tipi bulanık mantık ile kontrol edilen sistemin benzetim modeli

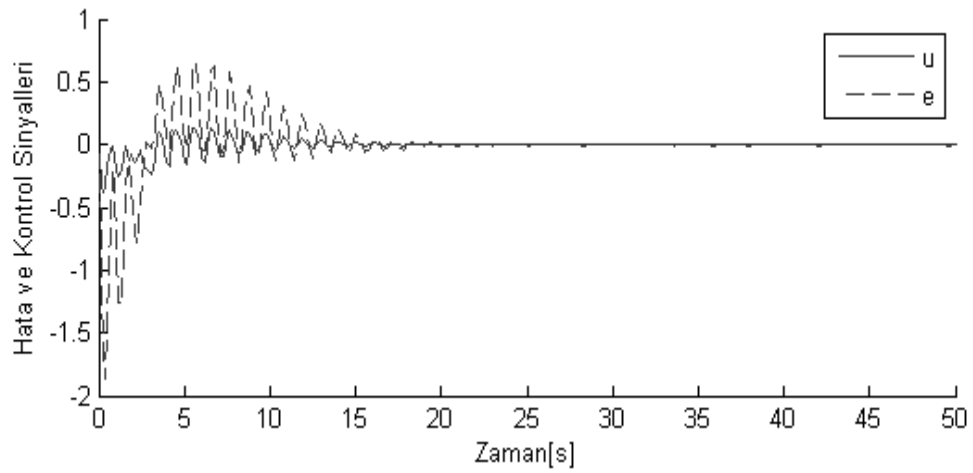


Şekil 5.9 Hata/Hatanın değişimi düzleminde bulanık mantık kontrol tablosunun gösterimi

Verilen tabloya uygun olarak bulanık mantık kuralları aşağıdaki biçimde tanımlanmıştır:

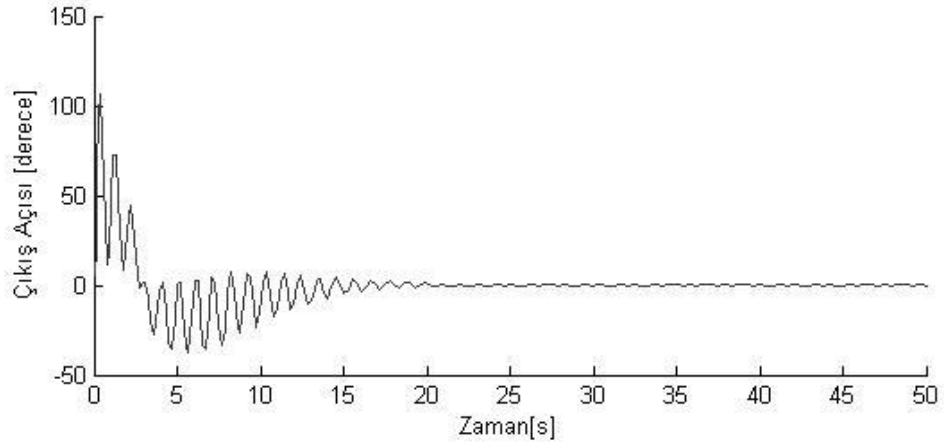
Tablo 5.2 Bulanık mantık kural tablosu

	Hata (e)		Hatanın değişimi (de)		Kontrol Etkisi u		
	Sayısal	Sözel	Sayısal	Sözel	$K_p$	$K_d$	$K_i$
1	$e < 0$	Negatif	$de < 0$	Negatif	0,15	0,02	0
2	$e < 0$	Negatif	$-0,5 < de < 0,5$	Sıfır	0,15	0	0
3	$e < -0$	Negatif	$0 < de$	Pozitif	0,15	0,02	0
4	$-0,2 < e < 0,2$	Sıfır	$de < 0$	Negatif	0,2	0,13	0,05
5	$-0,2 < e < 0,2$	Sıfır	$-0,5 < de < 0,5$	Sıfır	0,15	0,	0,1
6	$-0,2 < e < 0,2$	Sıfır	$0 < de$	Pozitif	0,2	0,13	0,05
7	$0 < e$	Pozitif	$de < 0$	Negatif	0,15	0,02	0
8	$0 < e$	Pozitif	$-0,5 < de < 0,5$	Sıfır	0,15	0	0
9	$0 < e$	Pozitif	$0 < de$	Pozitif	0,15	0,02	0



(a)Hata ve kontrol sinyalleri

Şekil 5.10 Takagi-Sugeno tipi kontrolcü yapısı kullanılarak geliştirilen kontrol sistemi ile yapılan benzetim sonuçları



(b)Çıkış açısı

Şekil 5.10 nin devamı

Doğrusal olmayan Takagi-Sugeno tipi kontrol için kontrol sinyalimizin etkin değeri  $u_{rms}=0,0810$  ve hata sinyalimizin etkin değeri  $e_{rms}= 0,3443$  bulunmuştur. Çıkış açımızın tepe noktalarının en büyük değerinin 106,8 derece, en küçük değerinin -37,95 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 16,9 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

## BÖLÜM ALTI

### GERÇEK ZAMANLI KONTROL

Değişken kontrol algoritmaları tasarlanıp imal elden deney düzeneği kullanılarak test edilmiştir. Bu deney düzeneği veri okuma ve kontrol çıktısı veren bir bilgisayar , sürücü kartı ve mekanik bir dengeleme sisteminden oluşmaktadır. Bilgisayara takılı veri toplama kartı (Advantech PCI1710) kullanarak bir potansiyometre tarafından algılanan dengeleme sisteminin açısal hareketi Matlab Real Time Windows Target programı ile okunmakta Matlab Simulink programı yardımı ile kontrol etkisi hesaplanmakta Real Time Windows Target programı kullanılarak kontrol çıktısı analog olarak sürücü devreye iletilmektedir. Sürücü devre analog girdi ile orantı bir darbe genişliği modülasyonu sinyali üretmekte ve doğru akım motorunu hareket ettirmektedir. Dengeleme mekanizması Bölüm 2’de anlatılmıştır. Bu bölümde ise bilgisayarlı kontrol sistemi ve elektronik devreler anlatılacaktır.

#### 6.1 Veri Toplama Kartı (PCI1710)

PCI1710, bilgisayar ile bağlantılı olarak kullanılabilen çok fonksiyonlu veri toplama kartıdır. Endüstriyel uygulamalarında ve Matlab Real Time Windows Target programı ile uyumlu olması sebebiyle tercih edilen bir karttır. Kontrol uygulamalarında, gelişmiş devre tasarımlarında 12 bit veri toplayabilen ve A/D, D/A çeviricileri ve sayıcısı bulunmaktadır. PCI 1710 kartı, 2 analog çıkış, 16 dijital giriş ve 16 dijital çıkışa sahiptir.

Bu çalışmada, kartın kullanılan portları aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 6.1 PCI 1710 kartında kullanılan portlar

Port no	1	5	12	13	23	24	34
	5V	Toprak (GND)	Dijital çıkış	Dijital çıkış	Analog toprak	Analog çıkış	Analog giriş

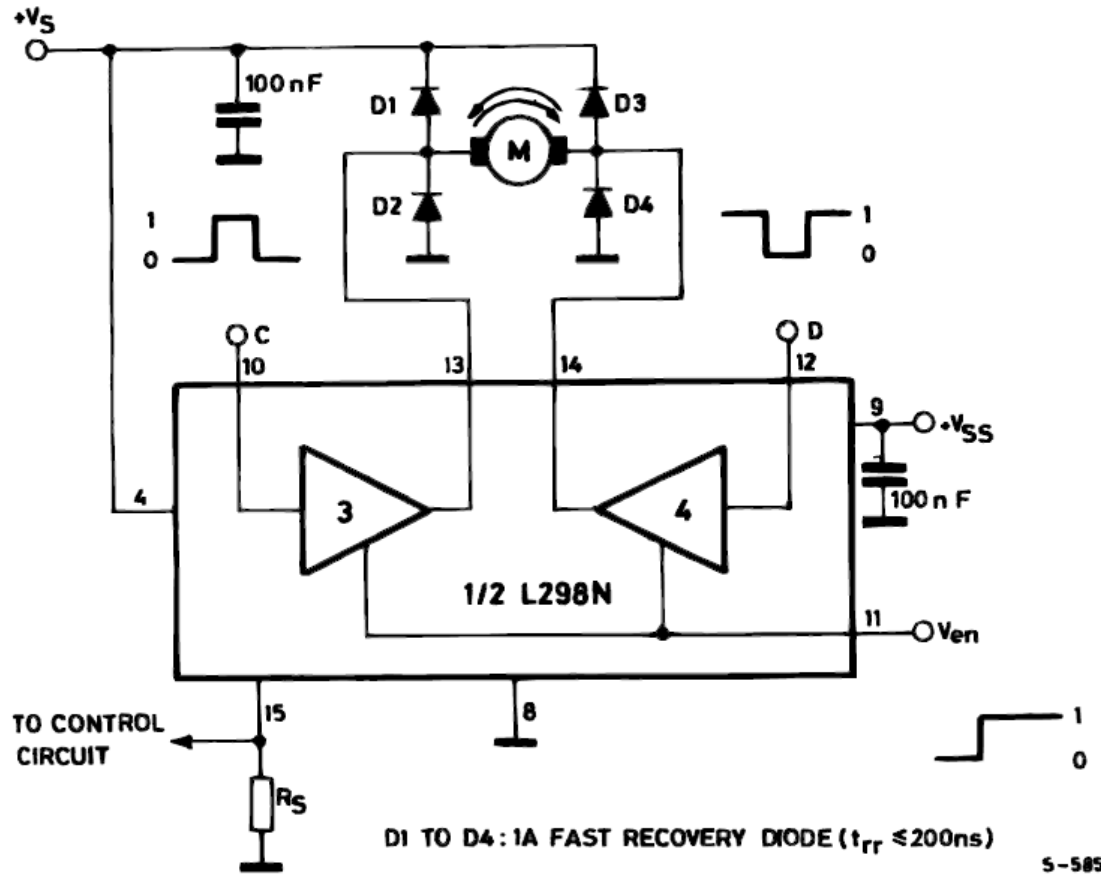


## 6.2 Elektronik Devreler

Çoğu zaman düşük güçlü DC motorların hızları, bir transistör ve beyzine bağladığımız ayarlı direnç vasıtası ile gerilimi değiştirerek ayarlama yapılır. Bu tip uygulamalarda ısı olarak kaybolan güç fazladır. Aynı zamanda motor devri regülasyonlu değildir. Son yıllarda geliştirilen PWM teknolojisi ile (PWM: Pulse Width Modulation = Darbe Genişlik Modülasyonu) motor kontrolleri daha verimli ve güvenli hale gelmiştir. Osilatör tarafından üretilen darbenin genişliği değiştikçe, motorun hızı da değişecektir. Darbe genişliği arttıkça motorun hızı artacaktır. Devredeki ayarlı direnç darbe genişliğini değiştirmek için kullanılır. Darbe genişliğinden doğacak gerilim değişimlerini daha iyi takip ettiği için çıkışa MOSFET transistör bağlanmıştır.

Bu çalışmada, PWM motor armatür voltajının darbe genişliğini kontrol etmek için kullanılmıştır. Darbe genişliği %50 olduğunda efektif voltaj sıfırlandığı için motor kendisini frenlemektedir. Darbe genişliği eğer %50 den düşük ise motor saat yönünde döner ve eğer %50 den yüksek ise saat yönünün tersine döner. PWM dalgasının darbe genişliği değiştirildiğinde doğru akım motorunun armatür sargılarındaki doğru akım voltajı değiştiğinden ve bu da motor hızını etkilediğinden dolayı motor kontrol edilebilir. Aşağıdaki Şekil 6.1'de PWM üreten osilatör devresi verilmiştir.





Şekil 6.2 L298 Motor sürücü devresi

L298 ve PWM devreleri birleştirildiğinde modüle edilmiş sinyallerin biri röle aracılığıyla toprağa giderken diğer sinyal girişe gider. Bu durumda, PWM sinyali tarafından modüle edilmiş voltaj ve oluşan sinyal motora ulaşır ve açılma hızını belirlemektedir.

### 6.3 Matlab/Simulink Kullanımı

Bir dinamik sistemin benzetimini yapmak için, ilk önce Simulink model editörü kullanılarak dinamik sistemin girişi, durumu ve çıkışı arasında zaman bağımlı matematiksel ilişkisini grafiksel olarak gösteren bir blok diyagramı oluşturulur. Sonra belirlenen bir zaman aralığı içerisinde modellenen sistem çalıştırılır.

Real Time Workshop, Simulink bir model ile bir veri toplama kartına erişmek ve bu kart ile gerçek zamanlı veri giriş/çıkışı yapabilmektir. Dengeleme sisteminin gerçek zamanlı kontrolünde Simulink model penceresi üzerindeki “Incremental Build” butonu kullanılarak bu Simulink modelinde kullanılacak Advantech PCI1710 kartı ile ilgili kütüphanelerin kullanılması Real Time Workshop tarafından otomatik olarak sağlanmıştır.

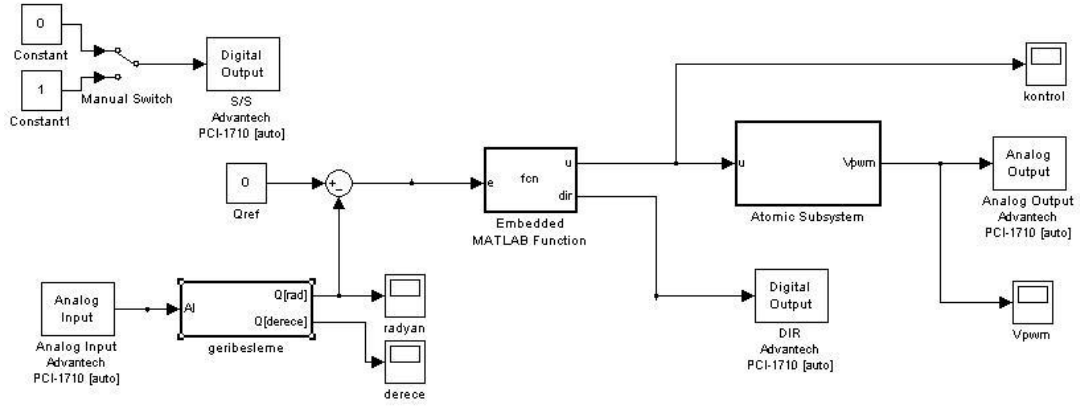
Real-Time Windows Target gerçek zamanlı sistem ile haberleşmek için Simulink modelinde kolayca düzenlenebilen birçok giriş çıkış aygıt sürücüsü bloğu bulunan bir programdır. Bu bloklar sayesinde dışarıdaki herhangi bir harici kaynaktan almış olduğunuz analog ya da dijital bilgiyi benzeşimle bağlantı kurulur. Dengeleme sisteminin gerçek zamanlı kontrolünde; analog input ve dijital output blokları vasıtasıyla veri toplama kartına erişilmiş ve denge sisteminin donanım yapısıyla Simulink model yapısı arasında bağlantı kurulmuştur.

#### **6.4 Simulink Ortamında Gerçek Zamanlı Kontrol**

Gerçek zamanlı çalışma Simulink kullanılarak benzetim amacıyla sistemler analiz edilebileceği gibi gerçek zamanlı yani bir veri toplama kartı ya da seri veya paralel port gibi bir aygıttan verilerin alınması ve aynı anda simulink ortamına alınan verilerin aktarılması ve işlenmesi sağlanmak üzere analizler yapılabilir ve sistemler kontrol edilebilir(Anonim, b.t.).

Dengeleme platformunun kontrolü çalışmamızda Advantech firmasına ait PCI1710 model bir veri toplama kart kullanılmıştır. Burada potansiyometreden alınan açısal hareket bilgisinin sisteme aktarılması sırasında veri toplama kartının analog giriş kanalından alınan veriler sistemin transfer fonksiyonuna tabi tutulduktan sonra yine aynı kartın çıkış kanalından istenilen açı bilgisi alınmaktadır. Bu bilgi ise veri toplama kartı üzerinden sürücünün analog girişlerine gönderilerek potansiyometrenin açısal hareketi değerinin x eksenine paralel tutulması sağlanmış olur. Tasarım için ilk önce boş bir çalışma sayfasına “Simulink Library Browser”

penceresi kullanılarak “Real-Time Windows Target” bloğu altında çalışma alanına Şekil 6.3’de gösterilen blok diyagram tasarımını gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6.3 Gerçek zamanlı kontrolü sağlanan sistemin blok diyagram tasarımı

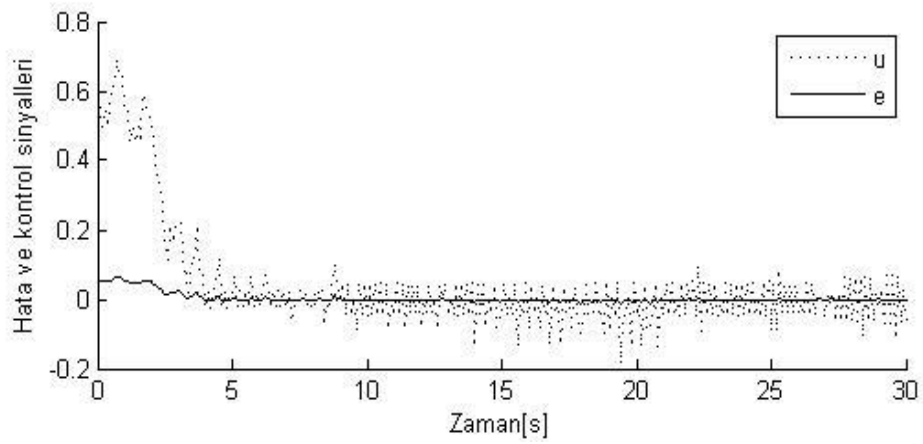
Şekil 6.3’deki gibi bir tasarıma ulaşmak için önce yapılması gereken Analog Input bloğu üzerinde farenin sağ tuşu ile çift tıklayarak bu bloğun özellikler penceresini açmak ve bu pencereden “Install New Board” butonu tıklanmalıdır. Gelen ekranda bu deneyde kullanılacak veri toplama kartı (Advantech PCI170) seçilir.

Daha sonra Analog Input bloğuna ait özellikler penceresinde giriş kanalı ve örnekleme süresinin belirlenmesi ile ilgili ayarlar gerçekleştirilir. Daha sonra OK butonu tıklanarak “Analog Input” bloğuna ait özellikler penceresi kapatılır. Benzer işlemler “Digital Output” bloğu için de yapılır. Tüm bu adımlar tamamlandıktan sonra gerekli blok diyagramı tasarlanması bitmiştir. Bu adımdan sonra Simulink çalışma alanında External seçeneği seçilmiştir.

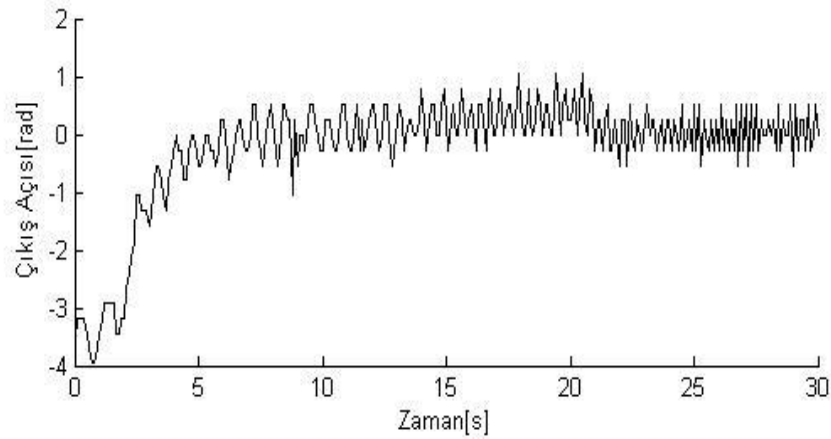
Seçeneğinin aktif edilmesinden sonra “Simulation” menüsünden “Configuration Parameters” komutu kullanılarak gerekli iki ayar yapılmalıdır. Gelen pencerede Solver dalı seçilerek “Simulation Time” da başlangıç ve bitiş süreleri yazılıp “Solver options” bölümünden Type liste kutusundan “Fixed-Step” seçilir ve “Fixed-step size değeri yazılır. Bir diğer ayar ise yine aynı pencerenin sol tarafında yer alan

dallarından “Real-Time Workshop” seçilerek aynı pencerenin sağ tarafında gözükten arayüzde “Target selection” bölümü kullanılarak “Browse” düğmesi aracılığıyla “System target file” seçeneğinin “rtwin.tlc” olarak değiştirilmesidir. Daha sonra “Configuration Parameters” penceresi OK butonu tıklanılarak kapatılır. En son olarak da gerçek zamanlı çalışma uygulaması Simulink çalışma alanından “Start simulation” düğmesi kullanılarak çalıştırılır.

Oransal türevsel kontrolü yapmak için elde ettiğimiz tablodaki değerleri  $K_p=10,4$  ve  $K_d=0,18$  için deney sonuçları aşağıdaki Şekil 6.4 verilmiştir.



(a)Hata ve kontrol sinyalleri



(b)Çıkış açısı

Şekil 6.4  $K_p= 10,4$  ve  $K_d=0,18$  için deney sonuçları

PD kontrol için çıkış açımızın tepe noktalarının olan en büyük değerinin 0,5193 derece, en küçük değerinin -3,963 derece ve düzenli rejime geçiş süresinin 10,3 saniye olduğu gözlemlenmiştir.

## BÖLÜM YEDİ

### TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu çalışmada bir mekanik dengeleme sistemi açısal referansı yatay konumlu olarak verilip basamak şeklinde bir bozucu girdi uygulanması durumunda sistemin hareketi çeşitli kontrol algoritmaları ile denetlenmiştir. Aşağıda ilk olarak sistemin doğrusallaştırılmış modeli ile yapılmış kontrol çalışmalarının sonucunda elde edilmiş zaman cevabı parametreleri değerlendirilmiştir.

Tablo 7.1 Doğrusal kontrol sistemlerin çıkış açıları ve düzenli rejime geçiş süreleri

		P	PI	PD	PID	BMK	
						Mamdani	TS
Çıkış Açısı	En büyük değer [derece]	84,16	82,35	56,33	55,76	90,73	50,46
	En küçük değer [derece]	-2,16	-88,44	2,179	-33,05	0,592	-23
Düzenli rejme geçiş süresi [saniye]		15,16	14,21	11,09	13,96	13,31	17,36

Oransal integral türevsel kontrol şemalarının tümü benzeşim modeli üzerine uygulanmıştır. bu dört alternatif kontrol yapısından en iyi zaman cevabının PD kontrol algoritması vermiştir. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde çıkış açısının salınımı en büyük ve en küçük değerlerinin bu oransal kontrol katsayısının 0,155 ve türevsel kontrol katsayısının 0,132 olduğu durumda elde edildiği ve düzenli rejime geçişinin de en hızlı şekilde olduğu gözlemlenmiştir. Oransal türevsel kontrol algoritmasının daha iyi sonuç vermesinin sebebi eyleyici sistemin dinamik davranışındaki integral etkisi olarak tespit edilmiştir. Kontrol devremizi göz önüne aldığımızda (Şekil 4.5) kontrolcü girdisi olan hatanın platform pozisyonundan geri besleme ile alınan anlık değerden çıkarılarak bulunduğunu ve daha sonra bu hataya



bağlı olarak kontrol kuralı hesaplanarak bir kontrol çıkışı olarak elde edildiğini görürüz. Bu kontrol sinyali kazanç olarak modellenmiş sürücü kart, doğru akım motoru ve kayış kasnak mekanizmasından oluşan eyleyici sistemimizin hızını değiştirmektedir. Fakat bizim dengeleme momentimizin hesaplanmasında bu hız değeri değil kayış kasnak sisteminin üzerine bağlanmış dengeleme kütesinin konumu kullanılmaktadır. Bu yüzden eyleyici blok diyagramın sonuna bir integral bloğu eklenmiştir. Bu integral bloğu sistemde bir oransal türevsel kontrolcü olduğunda elde edilen dengeleme momentinde bu kontrol yapısının integrali ile ölçeklenmiş bir kontrol etkisi göstermektedir. Yani elde edilen kontrol etkisi sanki sisteme oransal integral kontrolcü eklenmiş gibi gözlemlenmektedir.

Doğrusal sisteme oransal integral türevsel kontrol algoritmaları yanı sıra Takagi-Sugeno ve Mamdani tipi bulanık mantık kontrol uygulamaları uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar Mamdani tipi kontrolcü uygulamasında kural tablosu daha önceki kontrol yapılarına verilen sistem cevabı incelenerek oluşturulmuştur. Üyelik fonksiyonları şekilleri ve değerleri deneme yanılma yöntemiyle bulunmuştur. Elde edilen sonuç PD kontrol algoritmasıyla karşılaştırıldığında daha kötü düzenli rejim ve kararlı durum karakteristiklerine sahiptir. Bu kontrol etkisi altında dengeleme sistemi salınım aralığı diğer oransal integral türevsel kontrol algoritmalarına benzerlik göstermekte fakat düzenli rejim değeri olarak daha iyi sonuç vermektedir. Takagi-Sugeno tipi bulanık mantık kontrolcüsünün kural tablosu oluşturulurken sistemin hata ve hata değişimi olan giriş parametreleri üçer bölgeye ayrılarak dokuz ayrı kontrol bölgesi oluşturulmuştur. Dokuz ayrı kontrol bölgesi için sistem uygun oransal türevsel kontrol yapısı kontrol kuralını belirlemek amacıyla kullanılmıştır. Sistem cevabı gözlemlendiğinde oransal, oransal integral, oransal integral türevsel kontrol algoritmalarının tek başlarına olan cevaplarından daha iyi bir zaman davranışı gözlemlenmiştir. Ama doğal olarak sistem davranışı PD kontrolcüden daha kötüdür. Buradaki temel etmen her ne kadar oransal integral türevsel kontrol algoritmasının çeşitlemelerini uyguluyor olarak görülse de sistemdeki kontrol etkisi sistemde bulunan kontrolcünün integrali olan bir kontrolcüye eşdeğer olarak oluşmaktadır.

Tablo 7.2 Doğrusal olmayan kontrol sistemlerin Tgrmax, Tgrmin ve Tdr değerleri

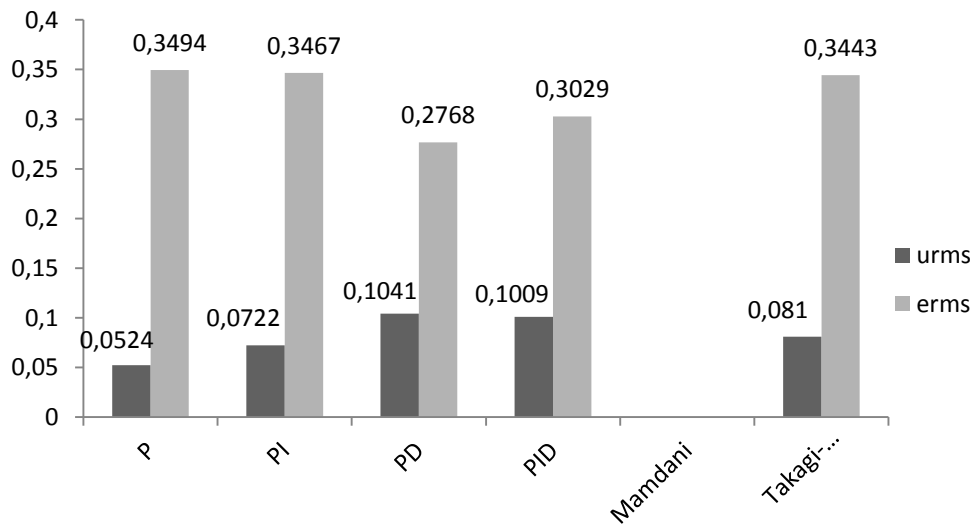
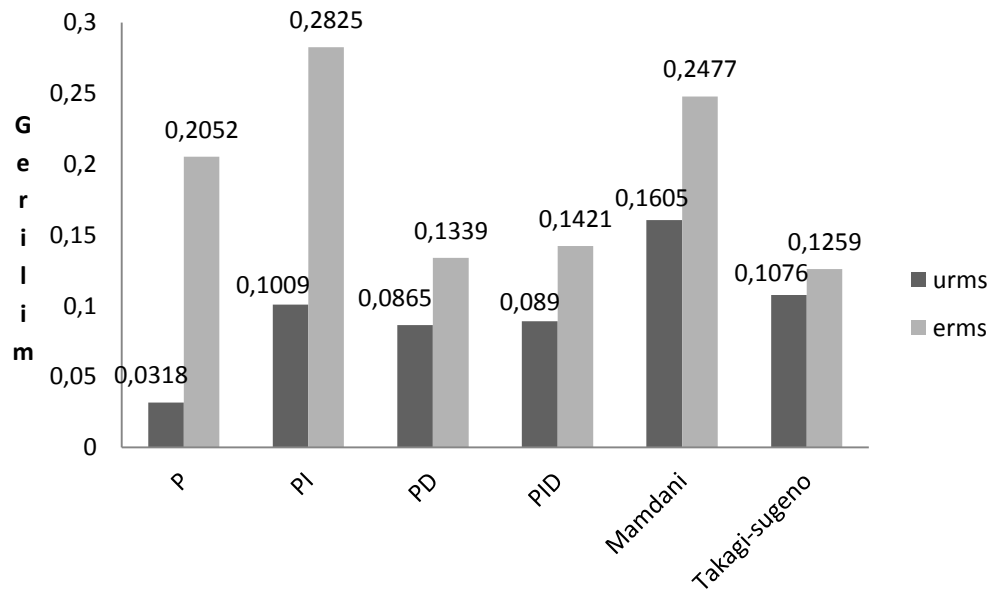
		P	PI	PD	PID	BMK	
						Mamdani	TS
Çıkış Açısı	En büyük değer [derece]	105,1	106,3	102,8	102,8	-	106,8
	En küçük değer [derece]	-1,426	-41	-17,12	-46,34	-	-37,95
Düzenli rejime geçiş süresi [saniye]		15,16	12,98	38,74	35,42	-	17,36

Çalışmanın ikinci aşamasında yukarıda belirlenen kontrol yapılarının gerçek ‘doğrusal olmayan’ sistem üzerinde denemeleri gerçekleştirilmiştir. Doğrusal sistemlerle yapılan bu kontrol denemeleri integral ve türevsel etkilerin kontrol dinamiğine olumsuz etki yaptıkları gözlemlenmiştir. Sistem performansı oransal kontrolcü için en iyi olarak bulunmuştur. Genel olarak tasarlanan kontrolcünün gerçek sistem üzerindeki performansları daha kötüleşmiştir. Ancak Takagi-Sugeno tipi kontrol algoritmasıyla elde edilen sonuçta geçici rejim davranışı kötüleşmekle beraber düzenli rejim karakteristiği aynı kalmıştır.

Kontrol sistemleri, bütün sistem (veya süreç) incelendiğinde bir alt sistem olarak görülebilir fakat sistemin faaliyette olduğu süreç boyunca istenilen performansı sağlaması için göstereceği çabayı belirleyeceği için tüm sistemin enerji tüketimi ve çalışma ömrü gibi sürdürülebilirlik açısından önemli olan parametrelerine etkisi dolaysız ve önemlidir. Buna karşılık yapılan kaynak taramalarında kontrol algoritmalarının bu çerçevede bir karşılaştırılmasının eksik olduğu gözlemlenmiştir. Bu sebep ile bu çalışmada yaygın olarak kullanılan ve birbiri yerine kullanılabilecek kontrol algoritmalarının enerji tüketimleri karşılaştırılmıştır.

Bu karşılaştırma için esas olarak alınan parametre kontrolcü çıkış sinyalinin etkin değerinin girişindeki hata sinyalinin etkin değerine oranıdır. Kontrol devresi üzerine hata sinyali sistemin referanstan yaptığı sapmaları gösterdiği için kontrolcünün etkinliğini belirlemektedir. Diğer taraftan kontrol sinyali eyleyici sistemi tahrik ettiği

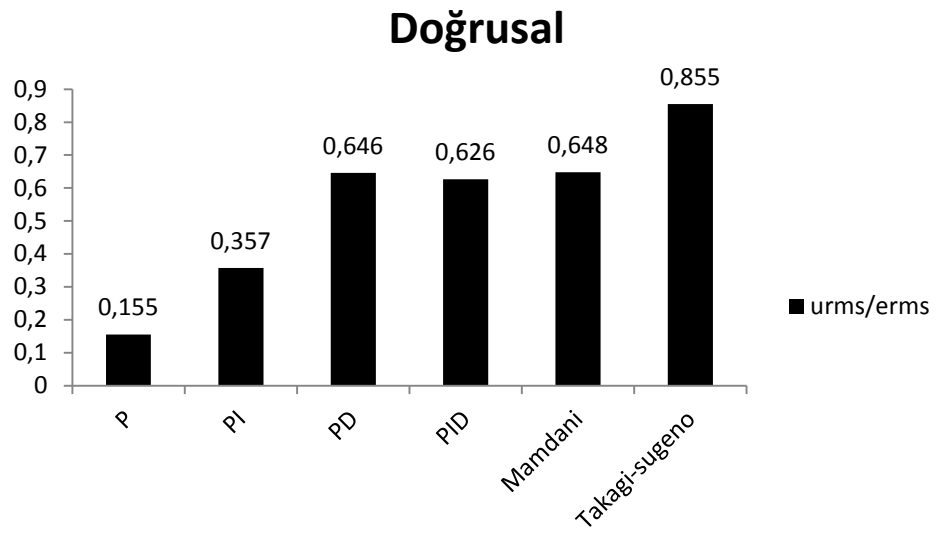
için sistemin harcadığı enerjiyle doğru orantılıdır. Bu iki parametrenin birbirine oranlanması için zamanla değişen sinyallerin doğru akım karşılığını bulmakta kullandığımız rms etkin değer ifadeleri kullanılmıştır. Bu oranın bize kontrolcünün işini yaparken sistemin enerji sarfiyatına nasıl etki ettiğini gösterdiği kabul edilmiştir. Şekil 7.1 de gösterilen uygulanan kontrol algoritmalarının hata ve kontrol sinyallerinin etkin değerlerinin karşılaştırılmasında koyu gri renk  $u_{rms}$  ve açık gri renk  $e_{rms}$ 'i göstermektedir.



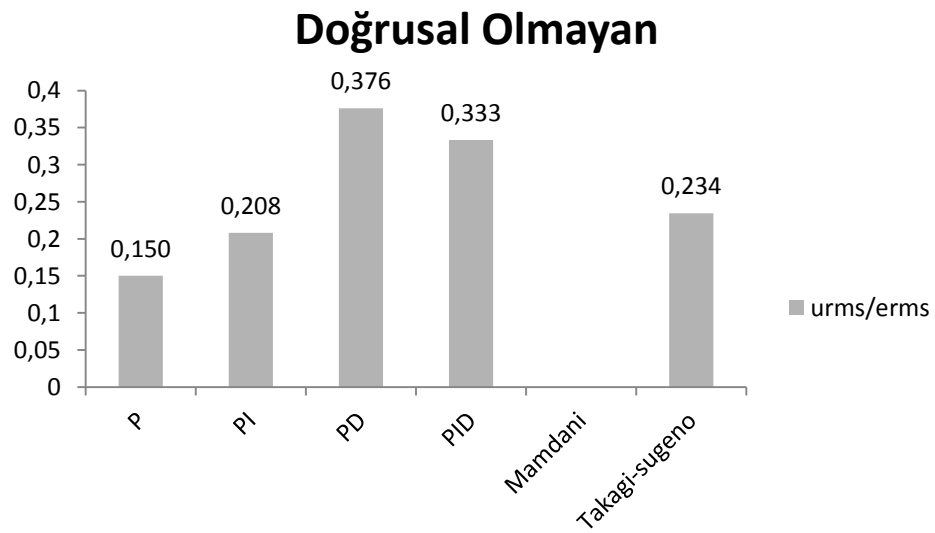
(a)

(b)

Şekil 7.1 Uygulanan kontrol algoritmalarının hata ve kontrol sinyallerinin etkin değerlerinin karşılaştırılması (a)Doğrusallaştırılmış sistem (b) Doğrusal olmayan sistem



(a)



(b)

Şekil 7.1 Uygulanan kontrol algoritmalarının hata ve kontrol sinyallerinin etkin değerlerinin birbirine oranlarının karşılaştırılması (a)Doğrusallaştırılmış sistem (b) Doğrusal olmayan sistem

Bu iki etkin değer karşılaştırılmasıyla elde edilen sonuçlar incelendiğinde doğrusal sistem için oransal türevsel, oransal integral türevsel ve Mamdani tipi bulanık mantık kontrolcünün yaklaşık aynı enerjiyi sarf ettiği buna karşılık Takagi-Sugeno tipi bulanık mantık kontrolcünde bu yüzden %33,5 daha fazla enerji sarfıyatı

görülmüştür. Bu dört sistemin sistem cevabı üzerindeki etkileri kabul edilebilir ölçüde benzerdirler. Ama görülmektedir ki Takagi-Sugeno tipi bulanık mantık kontrolcünün değişik çalışma bölgelerinde değişik kontrol yapılarını uygulayabilmek gibi bir olana sahip olmasına rağmen bu özelliğin kontrol sisteminin etkinliğini arttırdığını buna paralel olarak da tüm sistemin enerji sarfiyatını da arttırdığı gözlemlenmiştir. Takagi-Sugeno tipi bulanık mantık kontrolcünün doğrusal olmayan sistemlerde daha etkin bir kontrolü en uygun enerji sarfiyatı ile gerçekleştirebilmesine olanak sağlamıştır. Doğrusal olmayan sistemlerin bu etkin değerlerin karşılaştırmasıyla oluşturulan parametreler incelendiğinde doğrusal kontrolcü yapılarının etkin olarak kontrol yapamadıkları gözlemlenmiştir.

Yapılan çalışmalar sonucunda Takagi-Sugeno ve Mamdani tipi bulanık mantık kontrolcülerinin sistem performansına müdahale edebilme açısından daha avantajlı oldukları görülmüştür. Fakat bu avantajın gerek sistem cevabını iyileştirmede gerekse sistemin enerjisini uygun bir şekilde kullanabilmede doğrusal sistemler söz konusu olduğundan yetersiz doğrusal olmayan sistemler söz konusu olduğunda ise uygun olduğu verilmiştir. İki kontrolcü yapısının kullanılması da kritik önem taşıyan faktör bulanık mantık kontrolcü mekanizmasının parametrelerinin ayarlanmasıdır. Oransal integral türevsel kontrol sistemleri bu sebepten uygulanabilirlik açısından avantajlı oldukları bu çalışma kapsamında bir kez daha gözlemlenmiştir.

## KAYNAKLAR

- Advantech (b.t.), *PCI-1710 series User's Manual*, Haziran 2012,  
[http://www.advantech.com/products/PCI-1710U/mod\\_FCE775E0-B5F4-41C4-881B-26DDD3B38222.aspx](http://www.advantech.com/products/PCI-1710U/mod_FCE775E0-B5F4-41C4-881B-26DDD3B38222.aspx)
- Babuska, R., ve Mamdani, E. (2008). *Fuzzy Control*, Haziran 2012,  
[http://www.scholarpedia.org/article/Fuzzy\\_control](http://www.scholarpedia.org/article/Fuzzy_control)
- Butt, C.B., Hoque, M.A. and Rahman, M.A. (2003). Simplified fuzzy-logic-based MTPA speed control of IPMSM drive, , *IEEE 38th IAS Annual Meeting on Industry Applications Conference Record*, 1, 499- 506.
- Çetin, L. (2001). *Modelling Of A Rotating Platform And Its Position Control Using Various Control Algorithms*, Dokuz Eylül Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi
- Gürbüz, E. (2007). *Self Tuning Pid Parameters Using Fuzzy Logic Vs Nonlinear Controllers*, İstanbul Teknik Üniversitesi, Yüksek lisans tezi.
- Jackson, A. (1997). A new microcontroller with fuzzy inference instructions simplifies controller designs, *IEEE Aerospace Conference Proceeding 3*, Snowmass at Aspen CO USA, 491-503. 42
- Mamdani, E.H. ve Assilian, S. (1975). An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International Journal of Man-Machine Studies*, 7:1-13,
- Mathworks (b.t), *Real time Windows Target*, Temmuz 2012,  
<http://www.mathworks.com/products/rtwt/>
- Ogata, K., (2002). *Modern Control Engineering*,, p. 683, Prentice Hall

- Santhanam S. ve Langari R. (1994), Supervisory fuzzy adaptive control of a binary distillation column. *In Proceedings of the Third IEEE International Conference on Fuzzy Systems, (2),1063-1068*, Orlando, Fl.,.
- Sibigtroth, J.M. (1996). Fuzzy extends a general purpose instruction set, *Northcon96*, Seattle WA USA, , 216-220.
- Singh, P., Vinjamuri, R., Wang, X. ve Reisner, D., (2005). Design and implementation of a fuzzy logic-based state-of-charge meter for Li-ion batteries used in portable defibrillators, *Power Sources Journal of Elsevier*.
- Sivakumaran, T.S., Natarajan, S.P. ve Venkatachalam, P., (2005). Simulation and real-time implementation of fuzzy logic controller for paralel loaded resonant converter, *INDICON Annual of IEEE*, , 127-132.
- Taneva, A., Muskinja, N., Petrov, M. ve Tovornik, B., (2004). FPID controller: real time application, , *Intelligent Systems 2nd International Conference Proceedings of IEEE*, 3, 39-42.
- Teng, F.C., (2000). Real time control using MATLAB simulink, *Systems, Man, and Cybernetics International Conference Proceedings of IEEE*, 4, 3039-3044.
- Yılmaz M., Arslan E., (2005). *Bulanık Mantığın Jeodezik Problemlerin Çözümünde Kullanılması*, Mayıs 2012,  
[http://www.hkmo.org.tr/resimler/ekler/6ZK4\\_a68c75c4a77c87f\\_ek.pdf](http://www.hkmo.org.tr/resimler/ekler/6ZK4_a68c75c4a77c87f_ek.pdf)
- Ying, H. (1993). The simplest fuzzy controllers using different inference methods ae different nonliar proportional-integral controllers. *Automatica* 6(29),1579-1589, Great Britain.

Ying, H. (1998). An analytical study on structure, stability and design general nonlinear Takagi-Sugeno fuzzy control systems. *Automatica* 12(34),1617-1623,Great Britain.

Ying, H. (1998). General takagi-sugeno fuzzy systems with simplified linear rule consequent are universal controllers, models and filters. *Journal of information sciences* pp 91-107,USA.

Yingkai, Z. ve Yiling, W., (2002). Intelligence control of nonlinear systems based on MATLAB simulation and the real-time control platform, *4th World Congress on Intelligent Control and Automation Proceedings of IEEE*, 1, June, 786-789.



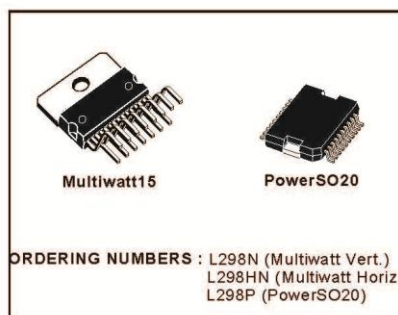
**EKLER**


**L298**
**DUAL FULL-BRIDGE DRIVER**

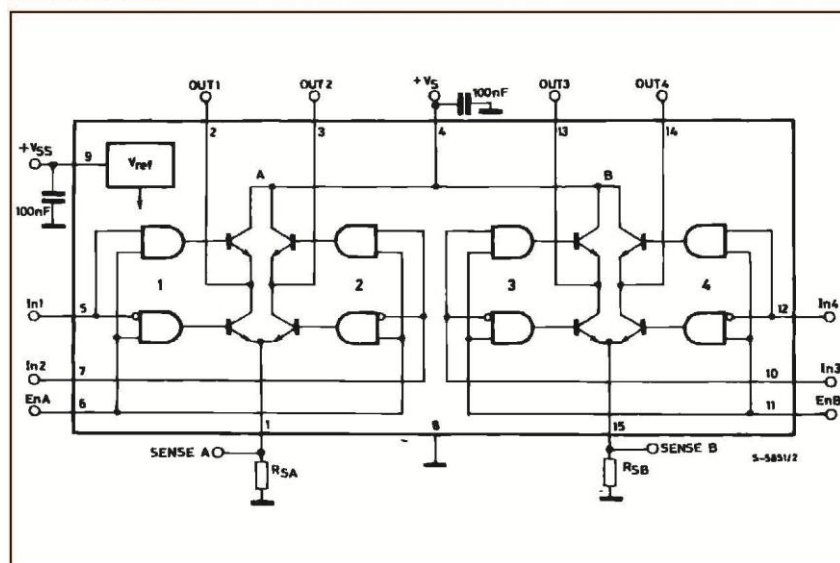
- OPERATING SUPPLY VOLTAGE UP TO 46 V
- TOTAL DC CURRENT UP TO 4 A
- LOW SATURATION VOLTAGE
- OVERTEMPERATURE PROTECTION
- LOGICAL "0" INPUT VOLTAGE UP TO 1.5 V (HIGH NOISE IMMUNITY)

**DESCRIPTION**

The L298 is an integrated monolithic circuit in a 15-lead Multiwatt and PowerSO20 packages. It is a high voltage, high current dual full-bridge driver designed to accept standard TTL logic levels and drive inductive loads such as relays, solenoids, DC and stepping motors. Two enable inputs are provided to enable or disable the device independently of the input signals. The emitters of the lower transistors of each bridge are connected together and the corresponding external terminal can be used for the con-



nection of an external sensing resistor. An additional supply input is provided so that the logic works at a lower voltage.

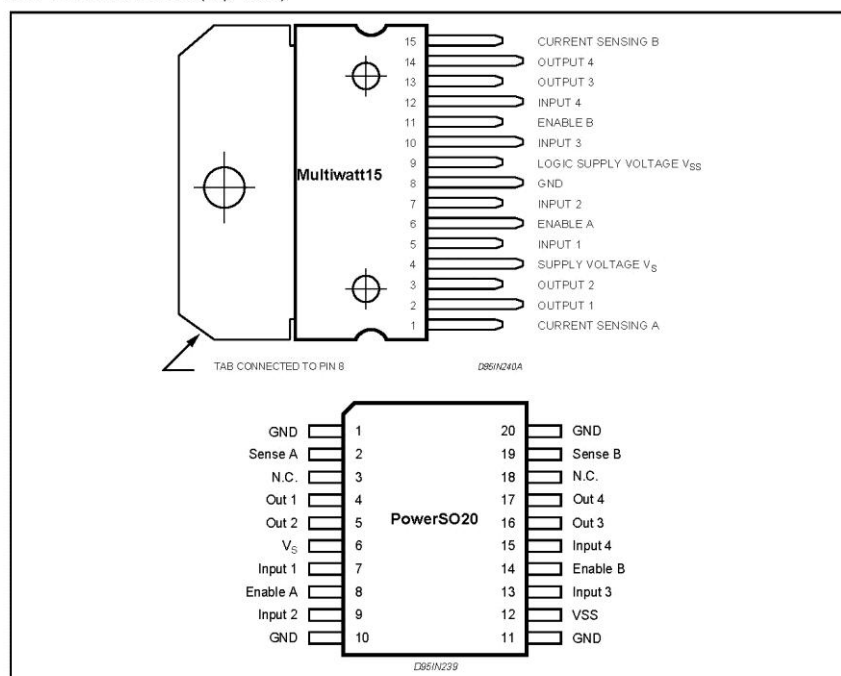
**BLOCK DIAGRAM**


## L298

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_S$	Power Supply	50	V
$V_{SS}$	Logic Supply Voltage	7	V
$V_i, V_{en}$	Input and Enable Voltage	-0.3 to 7	V
$I_O$	Peak Output Current (each Channel)		
	- Non Repetitive ( $t = 100\mu s$ )	3	A
	- Repetitive (80% on -20% off, $t_{on} = 10ms$ )	2.5	A
	-DC Operation	2	A
$V_{sens}$	Sensing Voltage	-1 to 2.3	V
$P_{tot}$	Total Power Dissipation ( $T_{case} = 75^\circ C$ )	25	W
$T_{op}$	Junction Operating Temperature	-25 to 130	$^\circ C$
$T_{stg}, T_J$	Storage and Junction Temperature	-40 to 150	$^\circ C$

## PIN CONNECTIONS (top view)



## THERMAL DATA

Symbol	Parameter	PowerSO20	Multiwatt15	Unit
$R_{th(j-case)}$	Thermal Resistance Junction-case	Max.	3	$^\circ C/W$
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max.	13 (*)	$^\circ C/W$

(\*) Mounted on aluminum substrate

## L298

## PIN FUNCTIONS (refer to the block diagram)

MW.15	PowerSO	Name	Function
1;15	2;19	Sense A; Sense B	Between this pin and ground is connected the sense resistor to control the current of the load.
2;3	4;5	Out 1; Out 2	Outputs of the Bridge A; the current that flows through the load connected between these two pins is monitored at pin 1.
4	6	V <sub>S</sub>	Supply Voltage for the Power Output Stages. A non-inductive 100nF capacitor must be connected between this pin and ground.
5;7	7;9	Input 1; Input 2	TTL Compatible Inputs of the Bridge A.
6;11	8;14	Enable A; Enable B	TTL Compatible Enable Input: the L state disables the bridge A (enable A) and/or the bridge B (enable B).
8	1,10,11,20	GND	Ground.
9	12	V <sub>SS</sub>	Supply Voltage for the Logic Blocks. A 100nF capacitor must be connected between this pin and ground.
10; 12	13;15	Input 3; Input 4	TTL Compatible Inputs of the Bridge B.
13; 14	16;17	Out 3; Out 4	Outputs of the Bridge B. The current that flows through the load connected between these two pins is monitored at pin 15.
-	3;18	N.C.	Not Connected

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>S</sub> = 42V; V<sub>SS</sub> = 5V, T<sub>J</sub> = 25°C; unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>S</sub>	Supply Voltage (pin 4)	Operative Condition	V <sub>H</sub> + 2.5		46	V
V <sub>SS</sub>	Logic Supply Voltage (pin 9)		4.5	5	7	V
I <sub>S</sub>	Quiescent Supply Current (pin 4)	V <sub>en</sub> = H; I <sub>L</sub> = 0		13	22	mA
		V <sub>i</sub> = L		50	70	mA
		V <sub>i</sub> = H				
		V <sub>en</sub> = L			4	mA
I <sub>SS</sub>	Quiescent Current from V <sub>SS</sub> (pin 9)	V <sub>en</sub> = H; I <sub>L</sub> = 0		24	36	mA
		V <sub>i</sub> = L		7	12	mA
		V <sub>i</sub> = H				
		V <sub>en</sub> = L			6	mA
V <sub>IL</sub>	Input Low Voltage (pins 5, 7, 10, 12)		-0.3		1.5	V
V <sub>IH</sub>	Input High Voltage (pins 5, 7, 10, 12)		2.3		V <sub>SS</sub>	V
I <sub>IL</sub>	Low Voltage Input Current (pins 5, 7, 10, 12)	V <sub>i</sub> = L			-10	μA
I <sub>IH</sub>	High Voltage Input Current (pins 5, 7, 10, 12)	V <sub>i</sub> = H ≤ V <sub>SS</sub> - 0.6V		30	100	μA
V <sub>en</sub> = L	Enable Low Voltage (pins 6, 11)		-0.3		1.5	V
V <sub>en</sub> = H	Enable High Voltage (pins 6, 11)		2.3		V <sub>SS</sub>	V
I <sub>en</sub> = L	Low Voltage Enable Current (pins 6, 11)	V <sub>en</sub> = L			-10	μA
I <sub>en</sub> = H	High Voltage Enable Current (pins 6, 11)	V <sub>en</sub> = H ≤ V <sub>SS</sub> - 0.6V		30	100	μA
V <sub>CEsat(H)</sub>	Source Saturation Voltage	I <sub>L</sub> = 1A I <sub>L</sub> = 2A	0.95	1.35 2	1.7 2.7	V
V <sub>CEsat(L)</sub>	Sink Saturation Voltage	I <sub>L</sub> = 1A (5) I <sub>L</sub> = 2A (5)	0.85	1.2 1.7	1.6 2.3	V
V <sub>CEsat</sub>	Total Drop	I <sub>L</sub> = 1A (5) I <sub>L</sub> = 2A (5)	1.80		3.2 4.9	V
V <sub>sens</sub>	Sensing Voltage (pins 1, 15)		-1 (1)		2	V

## L298

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
T <sub>1</sub> (V)	Source Current Turn-off Delay	0.5 V <sub>I</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (2); (4)		1.5		μs
T <sub>2</sub> (V)	Source Current Fall Time	0.9 I <sub>L</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (2); (4)		0.2		μs
T <sub>3</sub> (V)	Source Current Turn-on Delay	0.5 V <sub>I</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (2); (4)		2		μs
T <sub>4</sub> (V)	Source Current Rise Time	0.1 I <sub>L</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (2); (4)		0.7		μs
T <sub>5</sub> (V)	Sink Current Turn-off Delay	0.5 V <sub>I</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.7		μs
T <sub>6</sub> (V)	Sink Current Fall Time	0.9 I <sub>L</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.25		μs
T <sub>7</sub> (V)	Sink Current Turn-on Delay	0.5 V <sub>I</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		1.6		μs
T <sub>8</sub> (V)	Sink Current Rise Time	0.1 I <sub>L</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.2		μs
f <sub>c</sub> (V)	Commutation Frequency	I <sub>L</sub> = 2A		25	40	KHz
T <sub>1</sub> (V <sub>en</sub> )	Source Current Turn-off Delay	0.5 V <sub>en</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (2); (4)		3		μs
T <sub>2</sub> (V <sub>en</sub> )	Source Current Fall Time	0.9 I <sub>L</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (2); (4)		1		μs
T <sub>3</sub> (V <sub>en</sub> )	Source Current Turn-on Delay	0.5 V <sub>en</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (2); (4)		0.3		μs
T <sub>4</sub> (V <sub>en</sub> )	Source Current Rise Time	0.1 I <sub>L</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (2); (4)		0.4		μs
T <sub>5</sub> (V <sub>en</sub> )	Sink Current Turn-off Delay	0.5 V <sub>en</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		2.2		μs
T <sub>6</sub> (V <sub>en</sub> )	Sink Current Fall Time	0.9 I <sub>L</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.35		μs
T <sub>7</sub> (V <sub>en</sub> )	Sink Current Turn-on Delay	0.5 V <sub>en</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.25		μs
T <sub>8</sub> (V <sub>en</sub> )	Sink Current Rise Time	0.1 I <sub>L</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.1		μs

1) Sensing voltage can be -1 V for t ≤ 50 μsec; in steady state V<sub>sens</sub> min ≥ -0.5 V.

2) See fig. 2.

3) See fig. 4.

4) The load must be a pure resistor.

Figure 1 : Typical Saturation Voltage vs. Output Current.

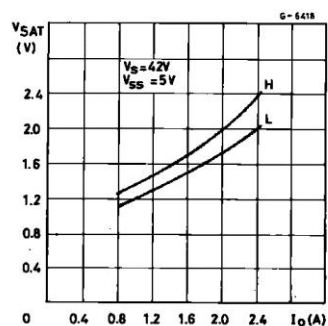
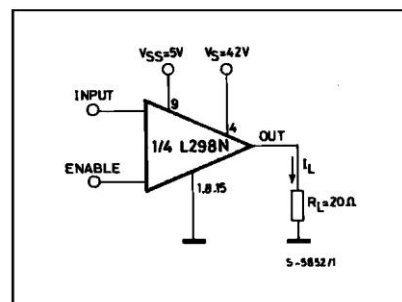


Figure 2 : Switching Times Test Circuits.



Note : For INPUT Switching, set EN = H  
For ENABLE Switching, set IN = H

Figure 3 : Source Current Delay Times vs. Input or Enable Switching.

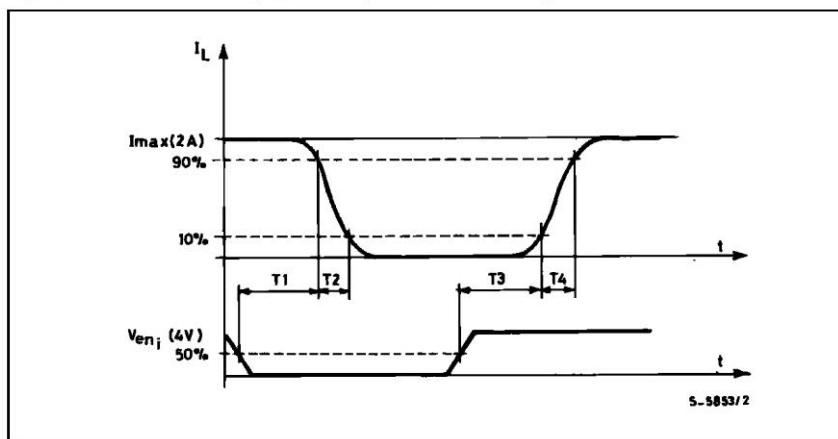
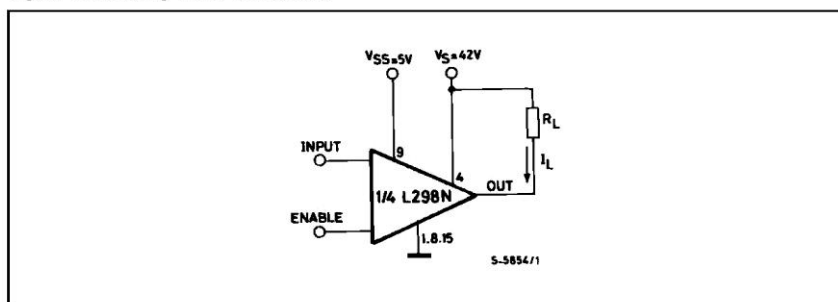


Figure 4 : Switching Times Test Circuits.



Note : For INPUT Switching, set EN = H  
For ENABLE Switching, set IN = L

L298

Figure 5 : Sink Current Delay Times vs. Input 0 V Enable Switching.

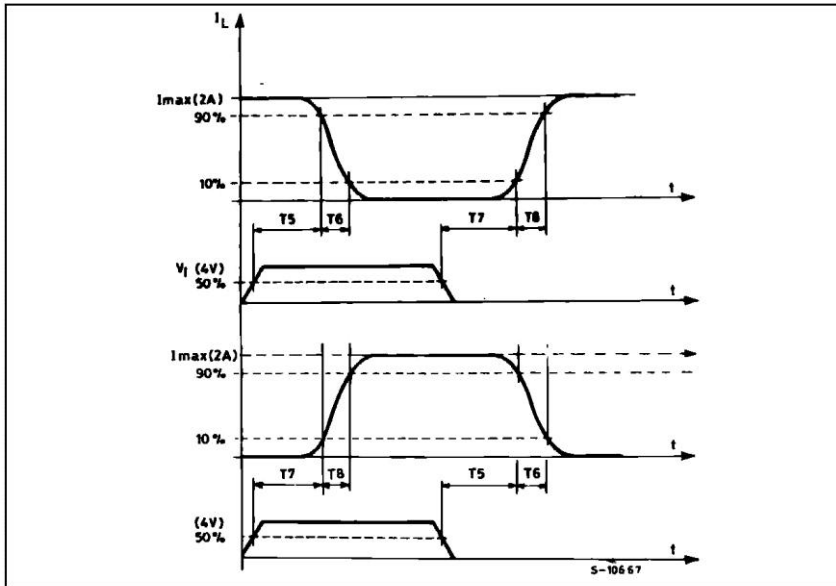
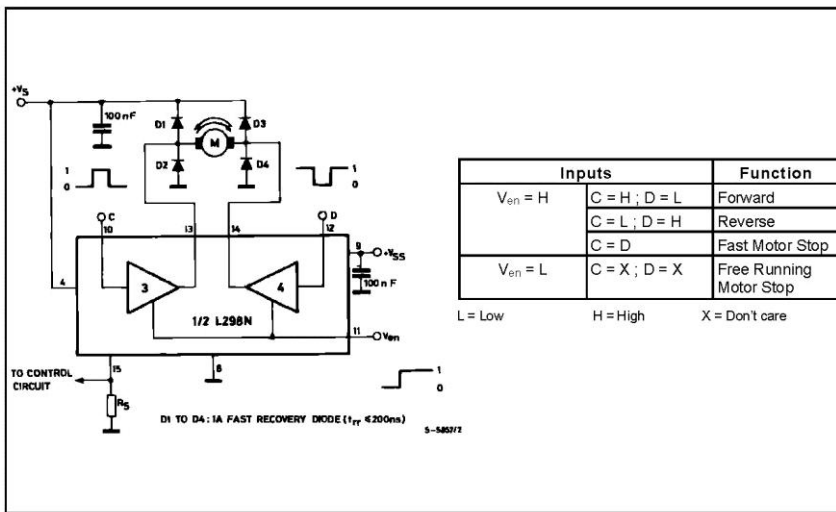
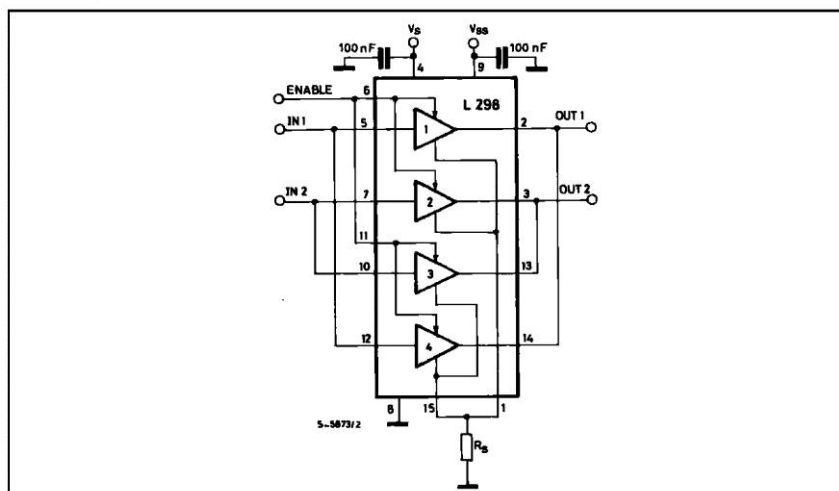


Figure 6 : Bidirectional DC Motor Control.



## L298

**Figure 7 :** For higher currents, outputs can be paralleled. Take care to parallel channel 1 with channel 4 and channel 2 with channel 3.



#### APPLICATION INFORMATION (Refer to the block diagram)

##### 1.1. POWER OUTPUT STAGE

The L298 integrates two power output stages (A; B). The power output stage is a bridge configuration and its outputs can drive an inductive load in common or differential mode, depending on the state of the inputs. The current that flows through the load comes out from the bridge at the sense output : an external resistor ( $R_{SA}$  ;  $R_{SB}$ .) allows to detect the intensity of this current.

##### 1.2. INPUT STAGE

Each bridge is driven by means of four gates the input of which are  $In1$  ;  $In2$  ;  $EnA$  and  $In3$  ;  $In4$  ;  $EnB$ . The  $In$  inputs set the bridge state when The  $En$  input is high ; a low state of the  $En$  input inhibits the bridge. All the inputs are TTL compatible.

##### 2. SUGGESTIONS

A non inductive capacitor, usually of 100 nF, must be foreseen between both  $Vs$  and  $Vss$ , to ground, as near as possible to GND pin. When the large capacitor of the power supply is too far from the IC, a second smaller one must be foreseen near the L298.

The sense resistor, not of a wire wound type, must be grounded near the negative pole of  $Vs$  that must be near the GND pin of the I.C.

Each input must be connected to the source of the driving signals by means of a very short path.

Turn-On and Turn-Off : Before to Turn-ON the Supply Voltage and before to Turn it OFF, the Enable input must be driven to the Low state.

##### 3. APPLICATIONS

Fig 6 shows a bidirectional DC motor control Schematic Diagram for which only one bridge is needed. The external bridge of diodes D1 to D4 is made by four fast recovery elements ( $t_{rr} \leq 200$  nsec) that must be chosen of a VF as low as possible at the worst case of the load current.

The sense output voltage can be used to control the current amplitude by chopping the inputs, or to provide overcurrent protection by switching low the enable input.

The brake function (Fast motor stop) requires that the Absolute Maximum Rating of 2 Amps must never be overcome.

When the repetitive peak current needed from the load is higher than 2 Amps, a paralleled configuration can be chosen (See Fig.7).

An external bridge of diodes are required when inductive loads are driven and when the inputs of the IC are chopped ; Schottky diodes would be preferred.



**L298**

This solution can drive until 3 Amps In DC operation and until 3.5 Amps of a repetitive peak current.

On Fig 8 it is shown the driving of a two phase bipolar stepper motor ; the needed signals to drive the inputs of the L298 are generated, in this example, from the IC L297.

Fig 9 shows an example of P.C.B. designed for the application of Fig 8.

**Figure 8 :** Two Phase Bipolar Stepper Motor Circuit.

This circuit drives bipolar stepper motors with winding currents up to 2 A. The diodes are fast 2 A types.

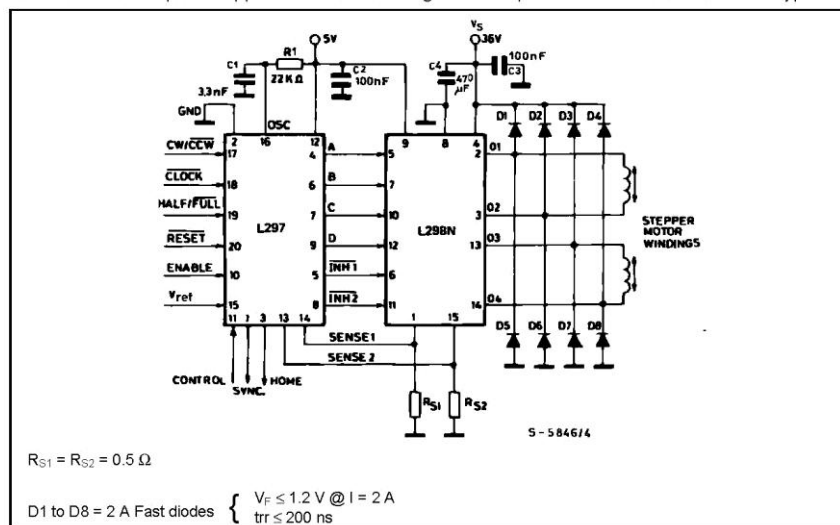


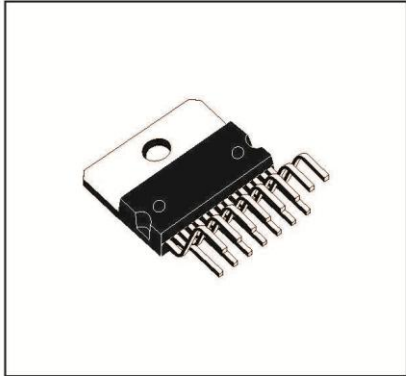
Fig 10 shows a second two phase bipolar stepper motor control circuit where the current is controlled by the I.C. L6506.



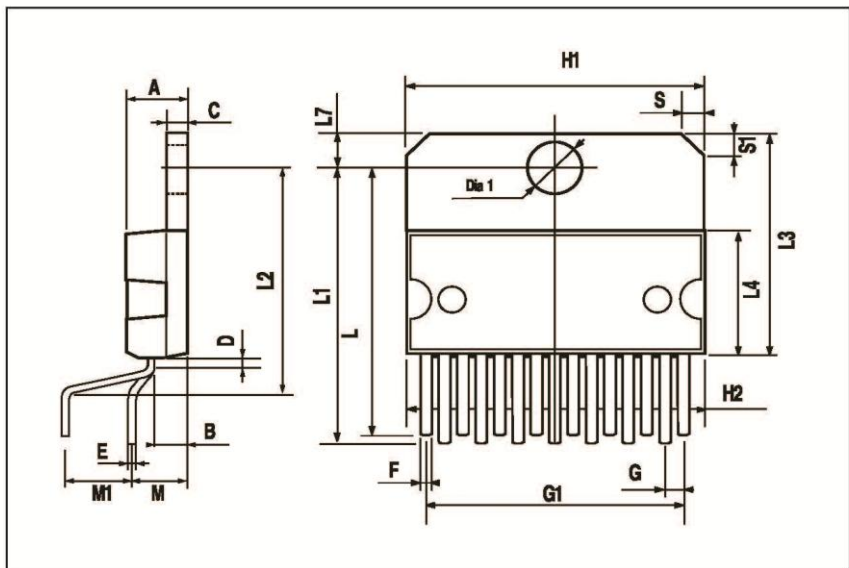
**L298**

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			5			0.197
B			2.65			0.104
C			1.6			0.063
D		1			0.039	
E	0.49		0.55	0.019		0.022
F	0.66		0.75	0.026		0.030
G	1.02	1.27	1.52	0.040	0.050	0.060
G1	17.53	17.78	18.03	0.690	0.700	0.710
H1	19.6			0.772		
H2			20.2			0.795
L	21.9	22.2	22.5	0.862	0.874	0.886
L1	21.7	22.1	22.5	0.854	0.870	0.886
L2	17.65		18.1	0.695		0.713
L3	17.25	17.5	17.75	0.679	0.689	0.699
L4	10.3	10.7	10.9	0.406	0.421	0.429
L7	2.65		2.9	0.104		0.114
M	4.25	4.55	4.85	0.167	0.179	0.191
M1	4.63	5.08	5.53	0.182	0.200	0.218
S	1.9		2.6	0.075		0.102
S1	1.9		2.6	0.075		0.102
Dia1	3.65		3.85	0.144		0.152

**OUTLINE AND MECHANICAL DATA**



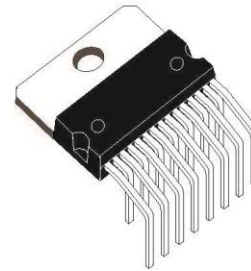
**Multiwatt15 V**



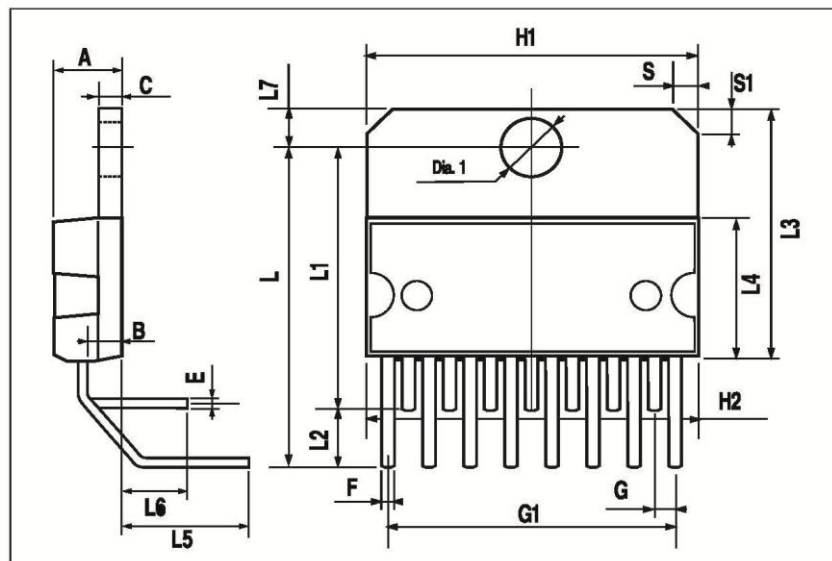
L298

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			5			0.197
B			2.65			0.104
C			1.6			0.063
E	0.49		0.55	0.019		0.022
F	0.66		0.75	0.026		0.030
G	1.14	1.27	1.4	0.045	0.050	0.055
G1	17.57	17.78	17.91	0.692	0.700	0.705
H1	19.6			0.772		
H2			20.2			0.795
L		20.57			0.810	
L1		18.03			0.710	
L2		2.54			0.100	
L3	17.25	17.5	17.75	0.679	0.689	0.699
L4	10.3	10.7	10.9	0.406	0.421	0.429
L5		5.28			0.208	
L6		2.38			0.094	
L7	2.65		2.9	0.104		0.114
S	1.9		2.6	0.075		0.102
S1	1.9		2.6	0.075		0.102
Dia1	3.65		3.85	0.144		0.152

### OUTLINE AND MECHANICAL DATA



**Multiwatt15 H**



**L298**

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			3.6			0.142
a1	0.1		0.3	0.004		0.012
a2			3.3			0.130
a3	0		0.1	0.000		0.004
b	0.4		0.53	0.016		0.021
c	0.23		0.32	0.009		0.013
D (1)	15.8		16	0.622		0.630
D1	9.4		9.8	0.370		0.386
E	13.9		14.5	0.547		0.570
e		1.27			0.050	
e3		11.43			0.450	
E1 (1)	10.9		11.1	0.429		0.437
E2			2.9			0.114
E3	5.8		6.2	0.228		0.244
G	0		0.1	0.000		0.004
H	15.5		15.9	0.610		0.626
h			1.1			0.043
L	0.8		1.1	0.031		0.043
N	10° (max.)					
S	8° (max.)					
T		10		0.394		

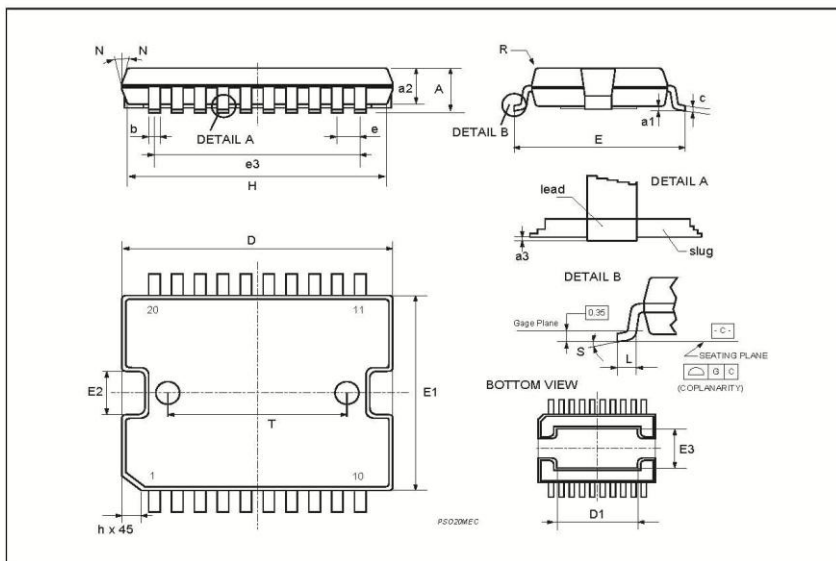
(1) "D and F" do not include mold flash or protrusions.  
 - Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm (0.006").  
 - Critical dimensions: "E", "G" and "a3"

**OUTLINE AND MECHANICAL DATA**



JEDEC MO-166

**PowerSO20**



## Chapter 3

AI0	68	34	AI1
AI2	67	33	AI3
AI4	66	32	AI5
AI6	65	31	AI7
AI8	64	30	AI9
AI10	63	29	AI11
AI12	62	28	AI13
AI14	61	27	AI15
AIGND	60	26	AIGND
AO0_REF*	59	25	AO1_REF*
AO0_OUT*	58	24	AO1_OUT*
AOGND*	57	23	AOGND*
DI0	56	22	DI1
DI2	55	21	DI3
DI4	54	20	DI5
DI6	53	19	DI7
DI8	52	18	DI9
DI10	51	17	DI11
DI12	50	16	DI13
DI14	49	15	DI15
DGND	48	14	DGND
DO0	47	13	DO1
DO2	46	12	DO3
DO4	45	11	DO5
DO6	44	10	DO7
DO8	43	9	DO9
DO10	42	8	DO11
DO12	41	7	DO13
DO14	40	6	DO15
DGND	39	5	DGND
CNT0_CLK	38	4	PACER_OUT
CNT0_OUT	37	3	TRG_GATE
CNT0_GATE	36	2	EXT_TRG
+12V	35	1	+5V

**Figure 3-1: I/O connector pin assignments for the PCI-1710/1710L/  
1710HG/1710HGL/1711/1711L/1716/1716L**

\*: Pins 23~25 and pins 57~59 are not defined for PCI-1710L/1710HGL/  
1711L/1716L

## I/O Connector Signal Description

Table 3-1: I/O Connector Signal Description

Signal Name	Reference	Direction	Description
AI<0..15>	AIGND	Input	Analog Input Channels 0 through 15. Each channel pair, AI<i, i+1> (i = 0, 2, 4..14), can be configured as either two single-ended inputs or one differential input of PCI-1710/1710L/1710HG/1710HGL/1716/1716L.
AIGND	-	-	Analog Input Ground. The three ground references (AIGND, AOGND, and DGND) are connected together on the PCI-1710/1710L/1710HG/1710HGL/1711/1711L/1716/1716L card.
A00_REF A01_REF	ACGND	Input	Analog Output Channel 0/1 External Reference.
A00_OUT A01_OUT	ACGND	Output	Analog Output Channels 0/1.
AOGND	-	-	Analog Output Ground. The analog output voltages are referenced to these nodes. The three ground references (AIGND, AOGND, and DGND) are connected together on the PCI-1710/1710L/1710HG/1710HGL/1711/1711L/1716/1716L card.
DI<0..15>	DGND	Input	Digital Input channels.
DO<0..15>	DGND	Output	Digital Output channels.
DGND	-	-	Digital Ground. This pin supplies the reference for the digital channels at the I/O connector as well as the +5VDC supply. The three ground references (AIGND, AOGND, and DGND) are connected together on the PCI-1710/1710L/1710HG/1710HGL/1711/1711L/1716/1716L card.
CNT0_CLK	DGND	Input	Counter 0 Clock Input. The clock input of counter 0 can be either external or internal, as set by software.
CNT0_OUT	DGND	Output	Counter 0 Output.
CNT0_GATE	DGND	Input	Counter 0 Gate Control.
PACER_OUT	DGND	Output	Pacer Clock Output. This pin pulses once for each pacer clock when turned on. If A/D conversion is in the pacer trigger mode, users can use this signal as a synchronous signal for other applications. A low- to- high edge triggers A/D conversion to start.
TRG_GATE	DGND	Input	A/D External Trigger Gate. When TRG_GATE is connected to +5 V, it will enable the external trigger signal to input. When TRG_GATE is connected to DGND, it will disable the external trigger signal to input.
EXT_TRG	DGND	Input	A/D External Trigger. This pin is external trigger signal input for the A/D conversion. A low-to-high edge triggers A/D conversion to start.
+12V	DGND	Output	+12 VDC Source.
+5V	DGND	Output	+5 VDC Source.