

Yetersiz Uyarımlı Bir Elektromekanik Sistem Gerçeklenmesi ve Denetimi

Ayhan Gün

**DOKTORA TEZİ**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Haziran 2007

Implementation and Control of an Underactuated  
Electromechanical System

Ayhan Gün

**DOCTORAL DISSERTATION**

Department of Electrical-Electronics Engineering

June 2007

**YETERSİZ UYARIMLI BİR ELEKTROMEKANİK SİSTEM  
GERÇEKLENMESİ VE DENETİMİ**

Ayhan Gün

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Lisansüstü Yönetmeliği Uyarınca  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Kontrol ve Kumanda Sistemleri Bilim Dalında  
DOKTORA TEZİ  
Olarak Hazırlanmıştır

Danışman: Prof.Dr.Abdurrahman KARAMANCIOĞLU

Haziran 2007

Ayhan Gün'ün DOKTORA tezi olarak hazırladığı “Yetersiz Uyarımlı bir Elektromekanik Sistem Gerçeklenmesi ve Denetimi” başlıklı bu çalışma, jürimizce lisansüstü yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

Üye : Prof. Dr. Abdurrahman Karamancıoğlu

Üye : Prof. Dr. Hasan Hüseyin Erkaya

Üye : Doç. Dr. Osman Parlaktuna

Üye : Yrd. Doç.Dr. Serdar Tunaboşlu

Üye : Yrd. Doç Dr. Rıfat Edizkan

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ..... tarih ve ..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Abdurrahman KARAMANCIOĞLU

Enstitü Müdürü

## ÖZET

Doğrusal olmayan yetersiz uyarımlı bir sistem olan ters sarkaç donanımı tasarlanmış teorik ve pratik yaklaşımlarla bu donanımın denetimi üzerinde çalışılmıştır. Mekanik ve elektronik tasarımı yapılan sistem farklı algoritmaların denenmesine imkan veren yapıdadır. Sistemde Texas Instruments'in 150MHz işlemcili Ezdspf2812 denetim kartı kullanılarak, matematiksel işlemlerin hızlı bir şekilde yapılması sağlanmıştır. ANFIS (Adaptive Neuro Fuzzy Inference System) ve PID (Proportional-Integral-Derivative) denetim algoritmaları, tek girdi ile iki değişkenin denetimi için kullanılmıştır. Sistemin çalışması grafik tarzına ek olarak görüntü olarak da kaydedilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Yetersiz uyarım, Ters Sarkaç, ANFIS, PID, Ezdspf2812

## SUMMARY

A nonlinear underactuated inverted pendulum hardware was built, and its control was studied by theoretical and practical approaches. The mechanically and electronically designed system allows different algorithms to be tested. By using Texas Instruments' Ezdspf2812 controller card with 150MHz processor, mathematical processes were carried out fast. ANFIS (Adaptive Neuro Fuzzy Inference System) and PID (Proportional-Integral-Derivative) control algorithms were used to control two variables with a single input. The system operation was recorded by a camera in addition to graphical representation.

Keywords: Underactuated, Inverted pendulum, ANFIS, PID, Ezdspf2812

## TEŐEKKÖR

Doktora öğrenimim süresince yardımlarını esirgemeyen ve beni yönlendiren danışmanım Prof.Dr.Abdurrahman KARAMANCIOğLU'na, tasarım tecrübesini ve bilgisini paylaşan Yüksek Mühendis Gökhan DINDIŐ'a, tez düzenlemesindeki katkılarından dolayı H.Murat ARPAT'a, sabırla manevi desteklerini esirgemeyen aileme teşekkürleri bir borç bilirim.

## İÇİNDEKİLER

<b>ÖZET .....</b>	<b>V</b>
<b>SUMMARY .....</b>	<b>VI</b>
<b>TEŞEKKÜR .....</b>	<b>VII</b>
<b>İÇİNDEKİLER .....</b>	<b>VIII</b>
<b>ŞEKİLLER DİZİNİ .....</b>	<b>XI</b>
<b>TABLOLAR DİZİNİ .....</b>	<b>XV</b>
<b>SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....</b>	<b>XVI</b>
<b>BÖLÜM 1 .....</b>	<b>1</b>
<b>GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
<b>BÖLÜM 2 .....</b>	<b>4</b>
<b>MEKANİK DONANIM TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ.....</b>	<b>4</b>
2.1 Giriş .....	4
2.2 Mekanik Parçaların Tanımlanması ve İlgili Şekillerin Gösterimi .....	5
2.2.1 Araç pisti .....	5
2.2.2 Alüminyum bloklar .....	6
2.2.3 Mekanik frenleme parçası .....	7
2.2.4 Dişli yapısı ve bilye .....	8
2.2.5 DC motor yuvası .....	9
2.2.6 DC motor .....	11
2.2.7 Araç ve elemanları .....	12
2.2.8 Sarkaç ve sarkaç enkoderi .....	14
<b>BÖLÜM 3 .....</b>	<b>16</b>
<b>ELEKTRONİK DONANIM TASARIMI.....</b>	<b>16</b>
3.1 Giriş .....	16
3.2 Araç Motoru .....	16
3.3 Enkoder .....	16
3.4 Motor Sürücü Bloğu .....	17
3.5 Denetim Kartı .....	19
3.6 Ezdspf2812 Kartındaki Enkoder Devreleri .....	21
3.7 Tüm Sistem ve İşaret Tanımları .....	24



<b>BÖLÜM 4 .....</b>	<b>26</b>
<b>DC MOTOR MODELLEME VE DENETİMİ.....</b>	<b>26</b>
4.1 Motor Dinamikleri .....	26
4.2 Motor Denetimi için PWM Sinyallerinin Ezdspf2812 ile Üretilmesi .....	33
4.2.1 Deneysel yaklaşım ve sonuçları.....	34
<b>BÖLÜM 5 .....</b>	<b>36</b>
<b>TERS SARKAÇ SİSTEMİNİN İNCELENMESİ.....</b>	<b>36</b>
5.1 Ters Sarkaçta Serbest Düşme Hareketlerinin Teorik Olarak İncelenmesi .....	36
5.2 Ters Sarkaç Serbest Düşme Hareketlerinin Deneysel Olarak İncelenmesi .....	39
5.3 PID Denklemlerinin Sayısal Ortama Dönüştürülmesi.....	41
5.4 Ters Sarkaç Sisteminde Oransal Denetim .....	44
5.5 Ters Sarkaç Sisteminde Aracın Negatif Yöndeki PID Denetimi.....	46
5.6 Ters Sarkaç Sisteminde Aracın Pozitif Yöndeki PID Denetimi.....	48
5.7 Sarkaç ve Araç Konum Denetimlerinin PID Algoritması ile Sağlanması.....	49
5.8 Salınımlarla Sarkacı Yukarı Dikme ve Dengeleme.....	52
<b>BÖLÜM 6 .....</b>	<b>57</b>
<b>BULANIK ÇIKARIM SİSTEMLERİ .....</b>	<b>57</b>
6.1 Giriş .....	57
6.2 Mamdani Bulanık Modeli.....	59
6.3 Durulama ( Defuzzification ).....	59
6.4 Durulaştırma Yöntemleri [16] .....	60
6.4.1 En büyük üyelik yöntemi (Max-membership principle).....	62
6.4.2 Ağırlık yöntemi (Centroid principle).....	62
6.4.3 Ağırlık ortalama yöntemi ( Weighted average method ) .....	63
6.4.4 En büyüklerin ortalaması .....	64
6.4.5 Toplamların merkezi.....	64
6.4.6 En büyük alanın merkezi .....	65
6.4.7 En büyük ilk veya son üyelik derecesi.....	66
6.5 Sugeno Bulanık Modeli .....	67
6.6 Üyelik Fonksiyonları ve Denklemleri [15].....	69
6.7 Uyarlanırlı Sinir-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) [19] .....	73
6.8 ANFIS için geriyayılımlı öğrenme algoritması [19].....	78

<b>BÖLÜM 7 .....</b>	<b>82</b>
<b>ANFİS ALGORİTMASI İLE TERS SARKAÇ DENETİMİ.....</b>	<b>82</b>
7.1 Giriş .....	82
7.2 ANFİS deneysel çalışmalar .....	82
<b>SONUÇLAR.....</b>	<b>94</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>96</b>
<b>EK AÇIKLAMALAR - A .....</b>	<b>99</b>
<b>EK AÇIKLAMALAR – B.....</b>	<b>101</b>
<b>EK AÇIKLAMALAR - C .....</b>	<b>104</b>
<b>EK AÇIKLAMALAR - D .....</b>	<b>105</b>

## ŞEKİLLER DİZİNİ

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 2.1 Ters sarkacın fiziki blok diyagram gösterimi .....	4
Şekil 2.2 Araç pisti.....	5
Şekil 2.3 Araç pist yatağı .....	5
Şekil 2.4 Pist yatağı ve çelik pistin bağlantı gösterimi .....	6
Şekil 2.5 Pist sonuna bağlanan alüminyum parça.....	6
Şekil 2.6 Mekanik frenleme bloğu.....	7
Şekil 2.7 Mekanik frenleme bloğu ve alüminyum plakaların pist üzerine bağlantısı.....	7
Şekil 2.8 Pist sonuna ve DC motora bağlanan, üzerinden bant geçirilen dişli yapısı.....	8
Şekil 2.9 Dişlinin hareket etmesini sağlayan ve dişli içerisine gömülen bilyenin gösterimi .....	8
Şekil 2.10 Boşluk alan plastik tekerlek.....	9
Şekil 2.11 Dişli yapısının ve boşluk alan plastiklerin pist mekanizmasına bağlantısı .....	9
Şekil 2.12 DC motoru alt platforma sabitlemek için tasarlanan plaka .....	10
Şekil 2.13 DC motoru sabitlemek için tasarlanan plakanın alt platforma bağlantı .....	10
Şekil 2.14 Aracı pist üzerinde hareket ettiren enkoderli DC motor.....	11
Şekil 2.15 DC Motorun platform üzerine bağlantı .....	11
Şekil 2.16 Pist başlangıcındaki dişliyi motora bağlayan dişli yatağı.....	12
Şekil 2.17 Dişli yatağının motor miline bağlantı.....	12
Şekil 2.18 Pist üzerinde hareket edecek olan aracın iskelet yapısı.....	13
Şekil 2.19 Sarkaç enkoderini araca bağlayabilmek için yapılmış alüminyum parça.....	13
Şekil 2.20 Pist sonuna ve pist başlangıcına simetrik dişlilerin yerleştirilmesi .....	13
Şekil 2.21 Enkodere monte edilen sarkaç .....	14
Şekil 2.22 Sarkaç enkoderinin blok gösterimi .....	14
Şekil 2.23 Tasarlanan ters sarkaç düzeneği .....	15
Şekil 3.1 Enkoder-Tampon-Ezdspf2812 kartları blok gösterimi.....	17
Şekil 3.2 L6203 DMOS tam köprü sürücü entegresi blok yapısı .....	18
Şekil 3.3 Hızlı anahtarlama uygulamalarında ani gerilim değişimlerinin önlenmesi.....	18
Şekil 3.4 Texas Instruments'in Ezdspf2812 denetim kartı .....	19

Şekil 3.5 Ezdspf2812 kartı üzerinde kullanılan pinlerin şematik gösterimi ve açıklamaları.....	20
Şekil 3.6 Ezdspf2812 kartındaki EVA modülünün blok gösterimi [13].....	22
Şekil 3.7 Enkoder devrelerinin artan ve azalan yöndeki davranışlarının gösterimi .....	23
Şekil 3.8 EzdspF2812 için gerilim bölücü.....	24
Şekil 3.9 Tasarlanmış ters sarkaç tümleşik sistemi.....	25
Şekil 4.1 DC motor ve motor milindeki yük blok gösterimi .....	26
Şekil 4.2 DC motorun elektriksel ve elektromekanik gösterimi.....	26
Şekil 4.3 Armatür denetimli DC motorun blok şeması .....	28
Şekil 4.4 Motorun blok şeması .....	29
Şekil 4.5 Motora uygulanan PWM sinyalleri .....	33
Şekil 4.6 DC Motor görev çevrim süreleri test grafikleri.(a),(b),(c): Yükseltile periyotlarda motor hareketi meydana gelmemektedir.(d) : Motor hareketinin sağlandığı periyot .....	35
Şekil 5.1 Ters sarkaç serbest düşme hareketinin simülasyon sonuçları (a) Sarkaç yerdeğiştirme (b) Sarkaç hızı (c) Araç yerdeğiştirme (d) Araç hızı .....	38
Şekil 5.2 Negatif yöndeki sarkaç salınımı .....	39
Şekil 5.3 Negatif yöndeki araç salınımı.....	40
Şekil 5.4 Pozitif yöndeki sarkaç salınımı.....	40
Şekil 5.5 Pozitif yöndeki araç salınımı .....	41
Şekil 5.6 Ters sarkaç için oransal denetim blok diyagramı .....	44
Şekil 5.7 Ters sarkacın P - Oransal denetimdeki hata – zaman grafiği .....	45
Şekil 5.8 PID denetim algoritması için blok diyagram.....	46
Şekil 5.9 Ters sarkaç için PID algoritmasına göre aracın.....	47
negatif yöndeki hareketi için hata – zaman grafiği.....	47
Şekil 5.10 PID algoritmasıyla araca uygulanan gerilim .....	47
Şekil 5.11 Ters sarkaç için PID algoritmasına göre aracın pozitif yöndeki hareketinden elde edilen hata – zaman grafiği .....	48
Şekil 5.12 Araç-sarkaç konum denetimi blok gösterimi.....	49
Şekil 5.13 İlk tahrikten sonra aracın konum-zaman grafikleri .....	50
Şekil 5.14 İlk tahrikten sonra sarkacın konum-zaman grafikleri.....	50
Şekil 5.15 İlk tahrikten sonra sisteme uygulanan gerilim büyüklükleri .....	51

Şekil 5.16	Deneysel çalışmalardan elde edilen aracın konum-zaman grafiği .....	51
Şekil 5.17	Deneysel çalışmalardan elde edilen sarkacın konum-zaman grafiği.....	52
Şekil 5.18	Deneysel çalışmalardan elde edilen gerilim-zaman grafiği.....	52
Şekil 5.19	Sarkacın başlangıç durumuyla yapmış olduğu açı .....	53
Şekil 5.20	Sarkaç serbest salınımlarının gösterilmesi .....	53
Şekil 5.21	Sarkacın salınım esnasında değişen konumlarının gösterimi .....	54
Şekil 5.22	Aşağı konumda duran sarkacın ileri-geri salınımlarla tepe noktaya dikilmesi .....	55
Şekil 5.23	Sarkacın tepe noktaya dikilmesi esnasında aracın konum değişimi.....	56
Şekil 5.24	Sarkacı tepe noktaya dikmek için uygulanan gerilim değerleri .....	56
Şekil 6.1	Bulanık çıkarım sisteminin gösterimi.....	58
Şekil 6.2	En büyük-en küçük birleşimini kullanan Mamdani bulanık çıkarım sistemi.	59
Şekil 6.3	$A$ ve $B$ bulanık kümeleri .....	60
Şekil 6.4	İki bulanık kümenin birleşimi.....	61
Şekil 6.5	İki bulanık kümenin kesişimi .....	61
Şekil 6.6	En büyük üyelik derecesi durulaştırması.....	62
Şekil 6.7	Ağırlık merkezi yöntemi ile durulaştırma .....	63
Şekil 6.8	Ağırlıklı ortalama yöntemi durulaştırması .....	63
Şekil 6.9	Ortalama en büyük üyelik durulaştırması.....	64
Şekil 6.10	Farklı iki bulanık küme (a) ve (b) verilmektedir .....	65
Şekil 6.11	Toplamların merkezi yöntemiyle durulaştırma .....	65
Şekil 6.12	En büyük alanın merkezi yöntemi .....	66
Şekil 6.13	En büyük ilk veya son üyelik derecesi durulaştırması .....	67
Şekil 6.14	Bulanık Sugeno modeli. ....	68
Şekil 6.15	Üçgen üyelik fonksiyonu.....	70
Şekil 6.16	Yamuk üyelik fonksiyonu .....	71
Şekil 6.17	Çan eğrisi üyelik fonksiyonu.....	71
Şekil 6.18	Genelleştirilmiş çan eğrisi üyelik fonksiyonu .....	72
Şekil 6.19	Sigmoid üyelik fonksiyonu.....	72
Şekil 6.20	ANFIS yapısı. ....	74

Şekil 7.1 PID denetim algoritması ile aracı -8 cm uzaklığa götüren konum-zaman grafiği.....	83
Şekil 7.2 Uygulanan gerilim büyüklükleri.....	83
Şekil 7.3 Tek girdi ve tek çıktılı ANFIS yapısı .....	84
Şekil 7.4 Test 1 için oluşturulan gauss dağılımlı giriş üyelik fonksiyonları.....	85
Şekil 7.5 ANFIS in öngördüğü bulanık kurallar .....	85
Şekil 7.6 PID ve ANFIS algoritmasından elde edilen gerilimler .....	86
Şekil 7.7 Test 2 için oluşturulan ANFIS yapısı .....	88
Şekil 7.8 Test 2 deki araç girdileri için ANFIS'in oluşturduğu üyelik dereceleri .....	89
Şekil 7.9 Test 2'deki sarkaç girdileri için ANFIS'in oluşturduğu üyelik dereceleri .....	89
Şekil 7.10 Test 2 deki araç ve sarkaç denetimi için PID'in oluşturduğu gerilim grafiği .....	90
Şekil 7.11 Test 2 deki araç ve sarkaç denetimi için ANFIS'in ürettiği gerilim grafiği .....	90
Şekil 7.12 Salınım deneyinden elde edilen araç-konum verilerinin eşit girdilerle ifade edilmesi.....	91
Şekil 7.13 Salınım deneyinden elde edilen sarkaç-konum verilerinin eşit girdilerle ifade edilmesi.....	91
Şekil 7.14 Araç girdileri için ANFIS'in oluşturduğu üyelik dereceleri.....	92
Şekil 7.15 Sarkaç girdileri için ANFIS'in oluşturduğu üyelik dereceleri.....	92
Şekil 7.16 Serbest salınım ile araç ve sarkaç denetimi için ANFIS'in ürettiği gerilim grafiği.....	93
Şekil 7.17 Serbest salınım ile araç ve sarkaç denetimi için ANFIS'in ürettiği yapay sinir ağı yapısı.....	93
Şekil B-1 Ters sarkacın serbest düşmesi.....	101
Şekil D-1 PID programının akış şeması .....	105

**TABLolar DİZİNİ**

<b><u>Tablo</u></b>		<b><u>Sayfa</u></b>
Tablo 5.1	Ters sarkaç için denklemde verilen tipik değişkenlerin teorik ve pratik çalışmadaki gerçek değerleri.....	37
Tablo 5.2	Denklemlerdeki değişkenler ve açıklamaları.....	43
Tablo 5.3	Denetimde kullanılan deneysel ifadeler.....	44
Tablo 7.1	Test 1 için kullanılan parametrelerin gerçek değerleri.....	79
Tablo 7.2	Şekil 7.4 de gösterilen ANFIS'in öngördüğü gbell (genelleştirilmiş çan eğrisi) üyeliklerinin lineer denklemleri.....	83

**SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ**

<b><u>Simgeler</u></b>	<b><u>Acıklamalar</u></b>
ANFIS	Adaptive Neuro Fuzzy Inference System ( Uyarlanır sinir bulanık çıkarım sistemi )
DC	Direct Current ( Doğru akım )
DMOS	Double Metal Okside Semiconductor ( Çift taraflı metal oksit yarıiletken )
DSP	Digital Signal Processor (Sayısal İşaret İşlemci )
EMF	Elektromotive Force ( Elektromotor gerilimi )
LQR	Linear Quadratic Regulation
ODE23	Ordinary Differential Equations
PID	Proportional-Integral-Derivative ( Oransal-İntegral-Türev )
PWM	Pulse Width Modulation ( Darbe genişlik modülasyonu )
$x_1$	Araç yerdeğiştirme
$x_2$	Araç hızı
$x_3$	Sarkaç yerdeğiştirme
$x_4$	Sarkaç hızı



## BÖLÜM 1

### GİRİŞ

Yetersiz uyarımlı doğrusal olmayan sistemlerin denetimi oldukça karmaşık ve zordur. Tek denetim girdisi ile kararsız denge noktaları etrafında sistemi dengede tutmaya çalışmak bu tür sistemlere örnek gösterilebilir. Bu tez çalışmasında yetersiz uyarımlı bir sistem olan ters sarkaç gerçekleştirilmekte ve denetlenmektedir. Problemin zorluk derecesini artırmak için ters sarkaç pisti özellikle kısa tasarlanmıştır. Çalışmamız ters sarkacın çeşitli denetim algoritmaları altında denenmesini grafik ortamda ve görüntü ortamında sunumunu da içermektedir.

Ters sarkaç denetimi literatürde geniş bir yer tutmaktadır. Bunların bir kısmı aşağıda özetlenmektedir. Lin, Adaptive kayma kip tabanı ile bulanık kural üyelik fonksiyonlarını ayarlama metodunu önermiş ve bunu ters sarkacın açısal denetimine uygulamıştır [1]. Margaliot ters sarkaç için bulanık Lypunov sentezi ile, bulanık denetleyici yapısını tanımlayan yeni bir yaklaşım göstermiştir [2]. Mikukcic, bulanık kümeleme metoduyla ters sarkaç denetimi için bulanık kurallar çıkarmıştır [3]. Saez, ters sarkacı denetlemede, Takagi-Sugeno model parametrelerini tanımlamak için genelleştirilmiş tahmin yapan denetleyiciden faydalanmıştır [4]. Wong, ters sarkacı yukarı konumda tutmak için bulanık sistem üyelik fonksiyonlarını genetik algoritmaya uyarlamıştır [5]. Charais J. ve arkadaşları Microchip için yaptıkları pratik ters sarkaç denetiminde 360° lik döner alanda sarkaç denetimini PID algoritmasını kullanarak sağlamışlardır. Çalışmada hesaplamaları yapmak ve PWM ( Pulse Width Modulation ) çıkışı sağlamak için PIC16F684 mikrodenetleyicisini kullanmışlardır; ancak Charais ve arkadaşlarının yaklaşımı araç konum denetimini kapsamamaktadır. Sözü edilen bu çalışmada sarkacı denetleyen DC motora en çok 12 Volt uygulanabilmekte ve bu motor en fazla 3 Amper akım çekebilmektedir. PID katsayılarını elle ayarlayabilmek için PIC16F684 analog girişlerine potansiyometreler bağlanmış ve sarkaç denetimini sağlayan katsayılar potansiyometrelerden deneme – yanılma metodu kullanılarak bulunmuştur [6].

Ters sarkaç sisteminin kararlılık denetimi, en genel yaklaşımda, sarkacın açısal konum denetimine ek olarak araç konum denetimini de içermelidir. [1]-[6] yaklaşımlarında sarkacın sadece açısal denetimi ele alınmıştır. Mark W. Spong yönetiminde Jerome D.' in yapmış olduğu yüksek lisans tezinde, döner ters sarkaç donanımı gerçekleştirilmiş olup ötelemeli araç hareketi yerine sadece bir motorun milinin dönmesi sağlanmış ve motor miline sabitlenen bir kola bağlı 360° lik dairesel yörüngede serbest hareketler yapan ikinci bir kol dengede tutulmaya çalışılmıştır. Çalışmada LQR ve kutup atama teknikleri kullanılarak mümkün olan denetlenebilir denge noktaları bulunmuştur [7]. Araç ve sarkacın konumlarını denetlemek için yapılan bir çalışmada, Kandadai hiyerarşik denetleyici ve otomatik olarak bulanık bilgi üretebilen bir sistem tasarlamıştır [8]. Bu çalışmada denetim 12 saniyeden daha fazla zamanda sağlanmıştır. Başka bir çalışmada, Yasunobu 49 bulanık kural kurarak sarkacı dengede tutmak için sarkaç konum, araç konum ve türevleri bilgilerini kullanmıştır [9]. Hyun çalışmasında yapay sinir ağları kullanarak sadece sarkacın açısını değil aynı zamanda  $x$ - $y$  düzleminde aracın konumunu da denetlemeye çalışmıştır. Bu çalışmada sarkaca küçük kuvvette denge bozucular uygulanmış ve bu koşullar altında araç konumu ile sarkaç konumu referans noktaları etrafında dengeye getirilmeye çalışılmıştır. Bahsedilen çalışmada test sonuçları grafikler ile verilmiştir [10]. Sarkaca uygulanan bu küçük kuvvetlerin sonucunda sarkacın yer değiştirmesinden dolayı araç, sarkacı dengeye getirmek için uygun yönde hareketler yapmıştır. Çalışmada denetim algoritması olarak PID uygulanmıştır. Bu çalışmaya göre sarkaç hareketinden elde edilen gerilim işareti ile araç hareketinden elde edilen gerilim işaretlerinin ters olması denetimi oldukça zorlaştırmıştır. Bu çalışmadaki deneysel sonuçlara bakıldığında sarkaç hedef yörüngeye 10 sn de gelmiş ve araç sarkacı dengeye getirmek için araç denge noktası ile 0.1 m lik yarıçapta ileri – geri yönde hareketler yapmıştır [10]. Ken Maeda çalışmasında servomotor kullanarak doğrusal olmayan ters sarkacı denetlemiştir. Burada kullanılan servomotor ikinci dereceden bir sistem olarak modellenmiş ve sarkacı tepe noktasında tutan geri besleme denetleyiciyi tasarlamak için giriş-çıkış doğrusallaştırma yöntemi uygulanmıştır. Son olarak kapalı çevrim sisteminin band genişliği ve uygulanan denetim sinyalinin zamanı sınırlandırılmıştır. Ayrıca MATLAB kullanılarak sistem çalışması benzetimi bilgisayarda yapılmıştır [11].

Bu tez çalışması kapsamında ters sarkaç donanımı tasarlanarak gerçekleştirilmiş ve gerçekleştirilen sistemde PID denetimi ve ANFIS algoritmaları kullanılarak araç ve sarkaç konumları dengede tutulmuştur. Uygulanan denetim algoritmalarından elde edilen sonuçlara bakıldığında, sistem kabul edilebilir bir başarı sergilemektedir. Temsil grafikleri ilgili bölümlerde sunulmakta olup video görüntüleri ise tez ekindeki CD de verilmektedir. Tasarlanan mekanik sistemin birincil özelliği araç hareketi için tahsis edilen kısa bir piste sahip olmasıdır. Kısa pistte dengeleme ve kaldırma denetimlerinin daha zor olacağı açıktır. Sistem bu özelliği ile denetim girdi tasarımcılarını sınavan bir yapıdadır. Tasarlanan sistemin elektronik donanımı Texas Instruments'in Ezdspf2812 işlemcisine dayanmaktadır. Bu mikroişlemci oldukça yüksek bir hıza sahip olup, yeterli sayıda sayısal giriş ve çıkışı desteklemektedir. İki adet enkoder girişi ve gerçek zamanda hesaplamaları yürütmeye imkan veren bellek ve yazmaç yapısıyla tasarımcıların ilk tercihleri arasında gelmektedir.

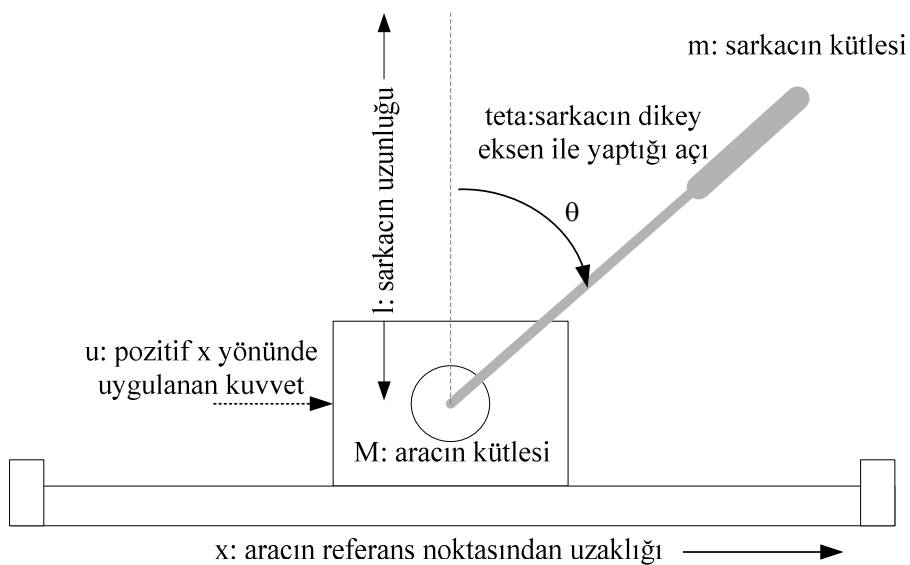
Tez aşağıdaki yazım planına göre sunulmaktadır: Sistemin mekanik donanımının tasarlanması ve gerçekleştirilmesi 2. bölümde, elektronik donanımının tasarlanması ve gerçekleştirilmesi ise 3. bölümde verilmektedir. 4. bölümde, DC Motor modelinin oluşturulması ve motor denetimi sunulmaktadır. Ters sarkaç sisteminin incelenmesi ise 5. bölümde yapılmaktadır. 6. bölümde bulanık çıkarım sistemleri ele alınmakta, ANFIS ile tasarlanan deneysel çalışmalar 7. bölümde sunulmaktadır.

## BÖLÜM 2

### MEKANİK DONANIM TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ

#### 2.1 Giriş

Bu tezde makul maliyetle seri olarak üretilebilen, denetim algoritmalarını denemeye imkan veren bir deney düzeneği gerçekleştirilmekte ve hakkında gerekli bilgiler oluşturulmaktadır. Bu amaçla sistemi oluşturan elemanlar ayrıntılı olarak incelenmektedir. Ters sarkaç mekanik sistemi tasarlanırken gerek doğru ölçümleri alabilmek gerek sistemin istenen verimlilikte çalışmasını gözleyebilmek için uygun donanım seçimine özen gösterilmiştir. Bu yaklaşım ile deneysel çalışmaların ve sonuçların arzu edilen bir şekilde elde edilmesi amaçlanmıştır. Çalışmamızda, bütün yapısı Şekil 2.1 de gösterilen ters sarkaç tasarlanmış ve ilgili değişken tanımları şekil üzerinde gösterilerek alt başlıklarda açıklanmıştır.

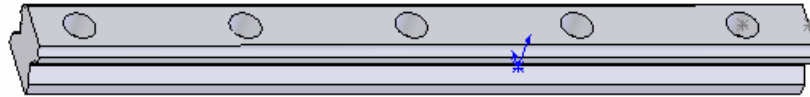


Şekil 2.1 Ters sarkacın fiziki blok diyagram gösterimi

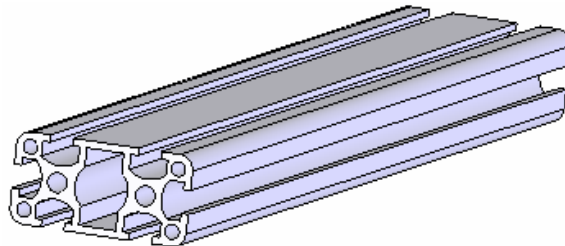
## 2.2 Mekanik Parçaların Tanımlanması ve İlgili Şekillerin Gösterimi

### 2.2.1 Araç pisti

Ters sarkaç ve aracı denetleyen uygun denetim algoritmalarının kısa pist mesafesi için belirlenmesi ve bunlara verilecek tepkilerin incelenmesi hedeflenmiştir. Aracın ileri – geri yönde hareket edebilmesi için Şekil 2.2 de gösterilen 28 cm uzunluğunda çelik raylı düz bir pist ve pisti yüzeye sabitleyebilmek için Şekil 2.3 de gösterilen 32 cm uzunluğunda pist yatağı kullanılmıştır. 28 cm lik pistin aracın hareketi için kullanılabilir bölümü 25 cm dir. Aracın sınırlı uzunluktaki pistin dışına çıkmaması için pist sonlarına sınır (limit) anahtarları yerleştirilmiştir [22]. Deneysel çalışmalarda araç pist sonlarına geldiğinde, bu anahtarlar tarafından üretilen sayısal kesme işaretleri Ezdspf2812 denetim kartına (aracın denetimini sağlayan DSP kartı- 3. bölümde ele alınmaktadır) gönderilerek sistemin çalışması durdurularak, aracı denetleyen motorun son noktalarda zorlanarak aşırı akım çekmesi, mekanik ve elektronik donanıma zarar vermesi önlenmiştir.

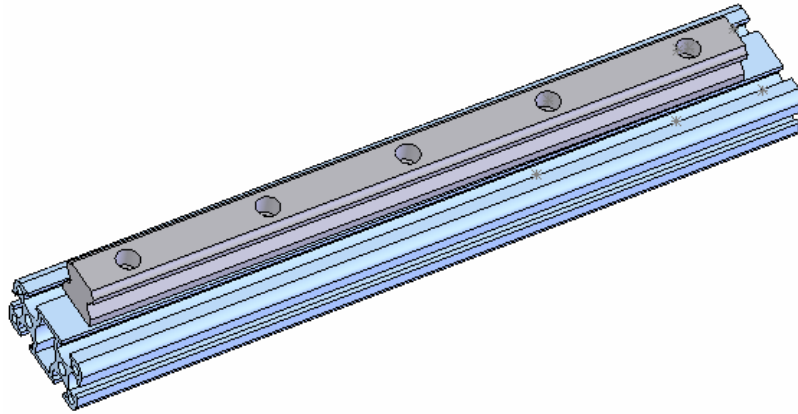


Şekil 2.2 Araç pisti



Şekil 2.3 Araç pist yatağı

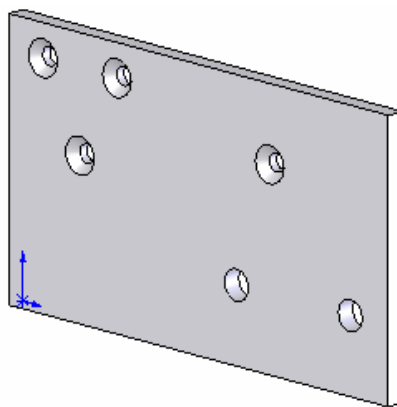
Araç pistini araç pist yatağına sabitleyebilmek için 6'şar cm aralıklarla 5 adet havşa yuvası açılmış ve raylı pistin alüminyum alaşımlı pist yatağına bağlantısı havşa vidaları kullanılarak Şekil 2.4 te gösterildiği gibi gerçekleştirilmiştir [22].



Şekil 2.4 Pist yatağı ve çelik piston bağlantı gösterimi

### 2.2.2 Alüminyum bloklar

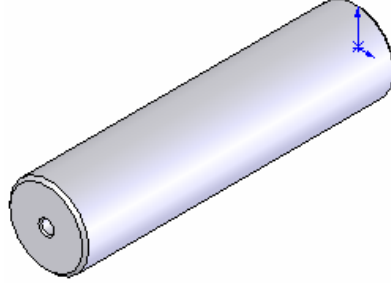
Pist sonunda bulunan dişli bağlantısını yapabilmek ve aracı mekanik olarak durdurabilmek için Şekil 2.5 te gösterilen alüminyum yapı tasarlanmıştır.



Şekil 2.5 Pist sonuna bağlanan alüminyum parça

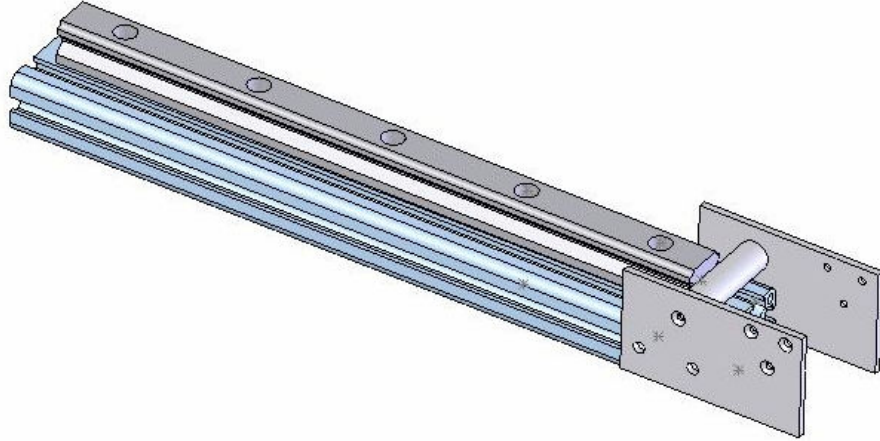
### 2.2.3 Mekanik frenleme parçası

Şekil 2.6 da pist sonunda aracın dışa doğru hareketini önleyen plastik malzemeden yapılmış mekanik frenleme parçası verilmektedir.



Şekil 2.6 Mekanik frenleme bloğu

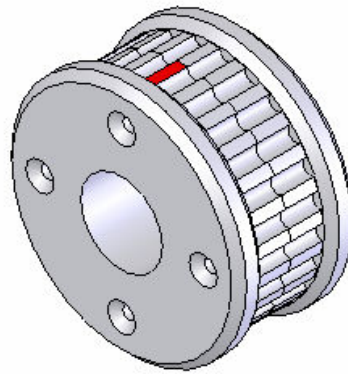
Pist sonunda kullanılan alüminyum yüzeyler ve mekanik frenleme parçası alt tabana bağlanarak Şekil 2.7 de gösterildiği gibi sabitlenmiştir.



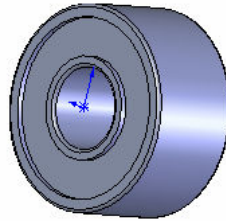
Şekil 2.7 Mekanik frenleme bloğu ve alüminyum plakaların pist üzerine bağlantısı

### 2.2.4 Dişli yapısı ve bilye

Şekil 2.7 deki yüzeylerin ortasına paralel yerleştirilen dişli Şekil 2.8 de gösterilmektedir. Dişli yuvasına Şekil 2.9 daki bilyeli yapı gömülmüştür. Bilyeli yapı kullanılarak dişlinin saat yönünde veya ters saat yönünde rahat hareket edebilmesi sağlanmıştır [22].



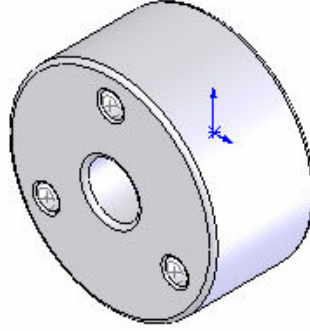
Şekil 2.8 Pist sonuna ve DC motora bağlanan, üzerinden bant geçirilen dişli yapısı



Şekil 2.9 Dişlinin hareket etmesini sağlayan ve dişli içerisine gömülen bilyenin gösterimi

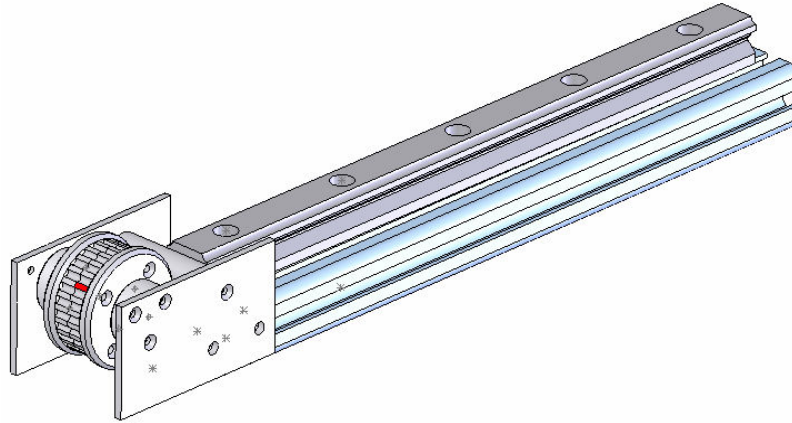
Dişli ile alüminyum plakalar arasında kalan boşlukları doldurmak ve aracın hareketi esnasında pist sonunda bulunan dişlinin sağa ve sola doğru kaymasını önlemek için Şekil 2.10 daki plastik parça yapılmıştır [22].





Şekil 2.10 Boşluk alan plastik tekerlek

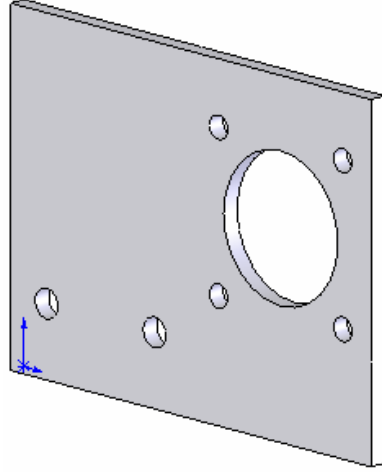
Bu aşamadan sonra birleştirilmiş yapı Şekil 2.11 de gösterildiği gibi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.11 Dişli yapısının ve boşluk alan plastiklerin pist mekanizmasına bağlantısı

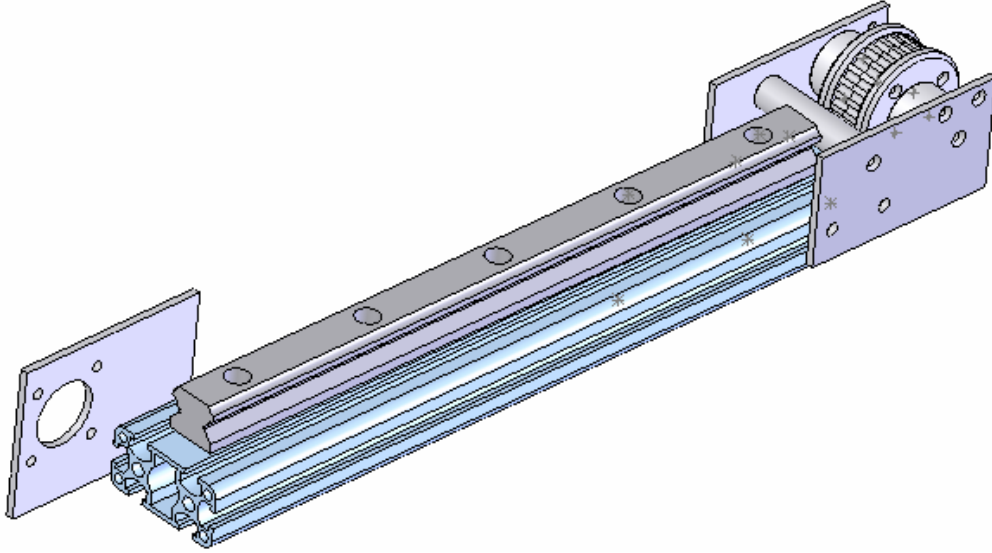
### 2.2.5 DC motor yuvası

Araç hareketini sağlayan DC motoru sabitleyebilmek için alt platforma bağlanan alüminyum parça Şekil 2.12 deki gibi tasarlanmıştır.



Şekil 2.12 DC motoru alt platforma sabitlemek için tasarlanan plaka

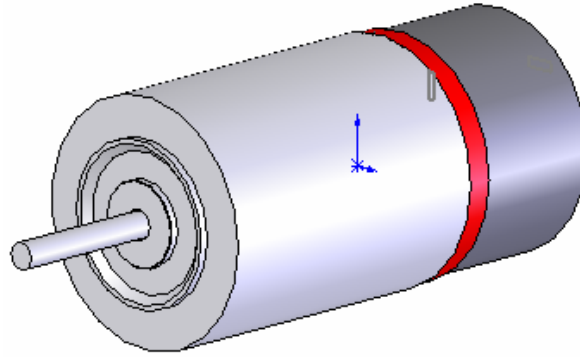
Şekil 2.13 de bu parçanın alt platforma bağlantısı gösterilmektedir.



Şekil 2.13 DC motoru sabitlemek için tasarlanan plakanın alt platforma bağlantısı

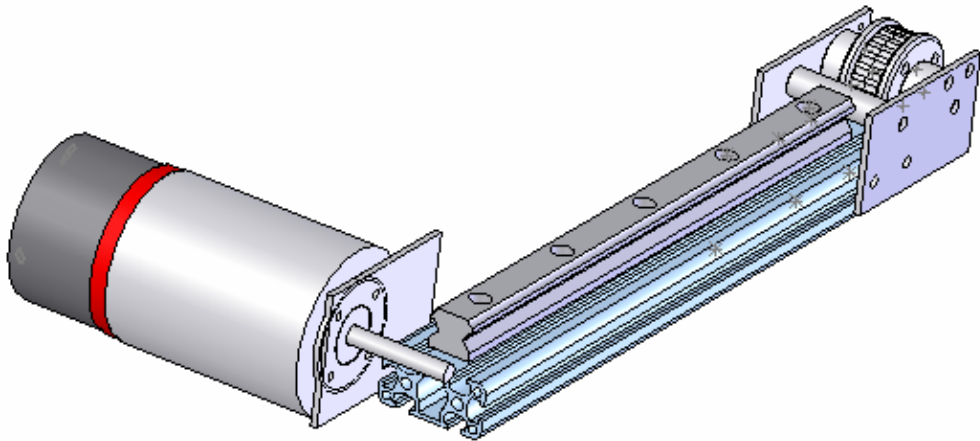
### 2.2.6 DC motor

Mekanik aksam üzerinde kullanılan DC motorun gösterimi Şekil 2.14 deki gibidir. Motorun arka kısmında 1000 işaret / tur oranında işaret sayısı üreten enkoder bulunmaktadır.



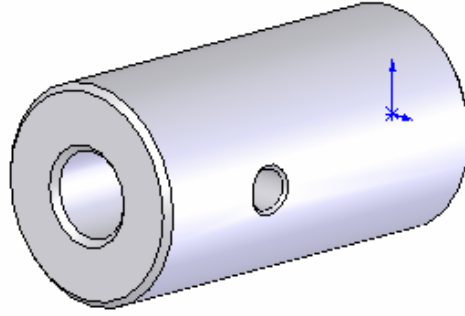
Şekil 2.14 Aracı pist üzerinde hareket ettiren enkoderli DC motor

DC motorun ve DC motor yuvasının alt platforma bağlantısı Şekil 2.15 de gösterildiği gibi gerçekleştirilmiştir [22].

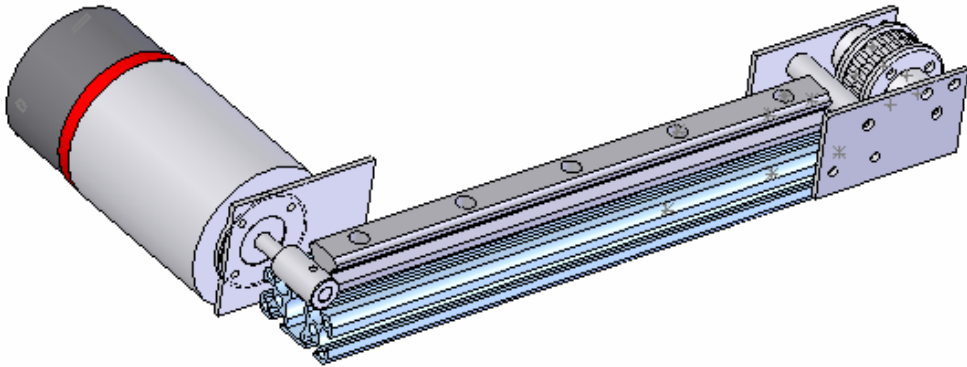


Şekil 2.15 DC Motorun platform üzerine bağlantı

Pist başındaki dişliyi ve motor milini birbirine bağlamak için Şekil 2.16 daki dişli yatağı yapılmıştır. Bu yatak motor miline Şekil 2.17 deki gibi bağlanmıştır.



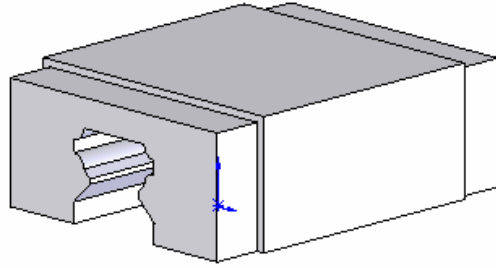
Şekil 2.16 Pist başlangıcındaki dişliyi motora bağlayan dişli yatağı



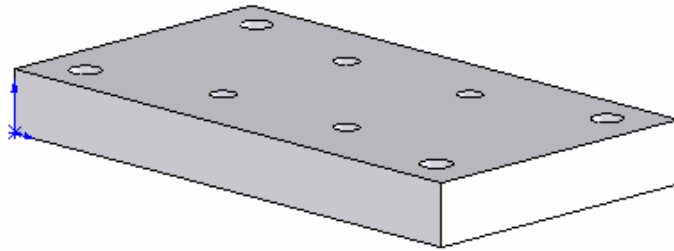
Şekil 2.17 Dişli yatağının motor miline bağlantı

### 2.2.7 Araç ve elemanları

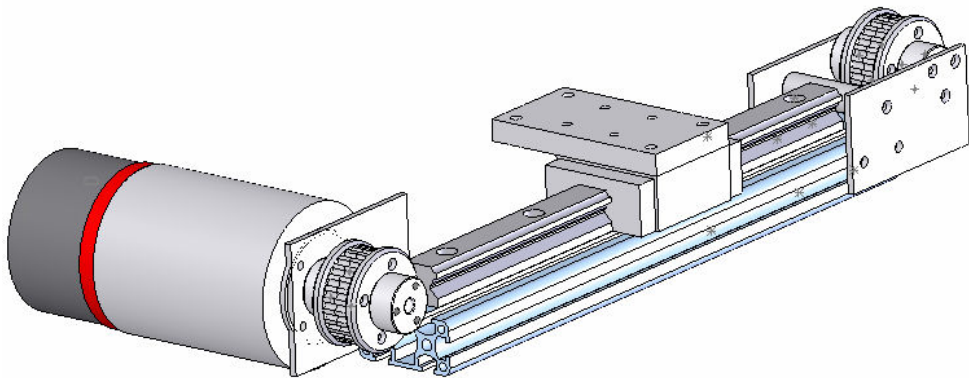
İç yüzeyinde sıralı bilye bulunan ve bu bilyeler vasıtasıyla çelik pist üzerinde rahat hareket eden araç görevini üstlenen yapı Şekil 2.18 de verilmiştir. Aracın üst yüzeyine, sarkacı konumlandırarak Şekil 2.19 daki alüminyum alaşımlı parça yerleştirilmiştir. Sarkaç alt platformunun araç üzerine ve aracın pist üzerine yerleştirilmesi Şekil 2.20 de gösterildiği gibi yapılmıştır.



Şekil 2.18 Pist üzerinde hareket edecek olan aracın iskelet yapısı



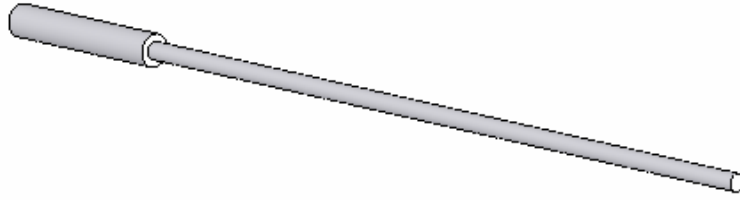
Şekil 2.19 Sarkaç enkoderini araca bağlayabilmek için yapılmış alüminyum parça



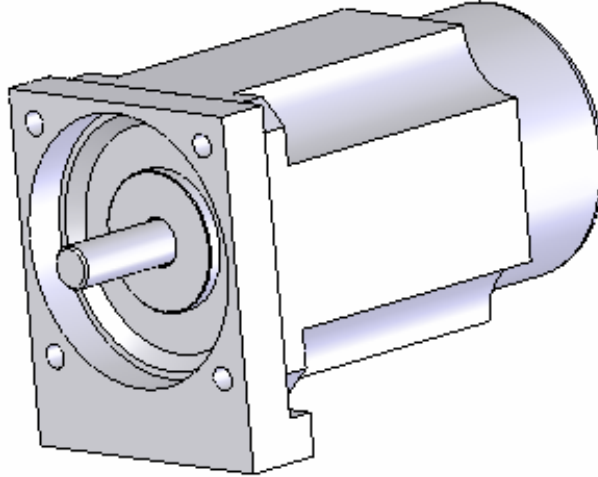
Şekil 2.20 Pist sonuna ve pist başlangıcına simetrik dişlilerin yerleştirilmesi

### 2.2.8 Sarkaç ve sarkaç enkoderi

Enkodere bağlantısı yapılan 100 gr ağırlığındaki sarkaç, Şekil 2.21 de ve sarkaç açısını ölçen enkoder de Şekil 2.22 de gösterilmektedir. Şekil 2.16 da verilen yapıya benzer plastik parça ile sarkaç, enkodere 360° lik serbest hareket yapabilecek şekilde bağlanmıştır. Kullanılan enkoder 2000 işaret / tur oranıyla işaret sayısı üretmektedir.

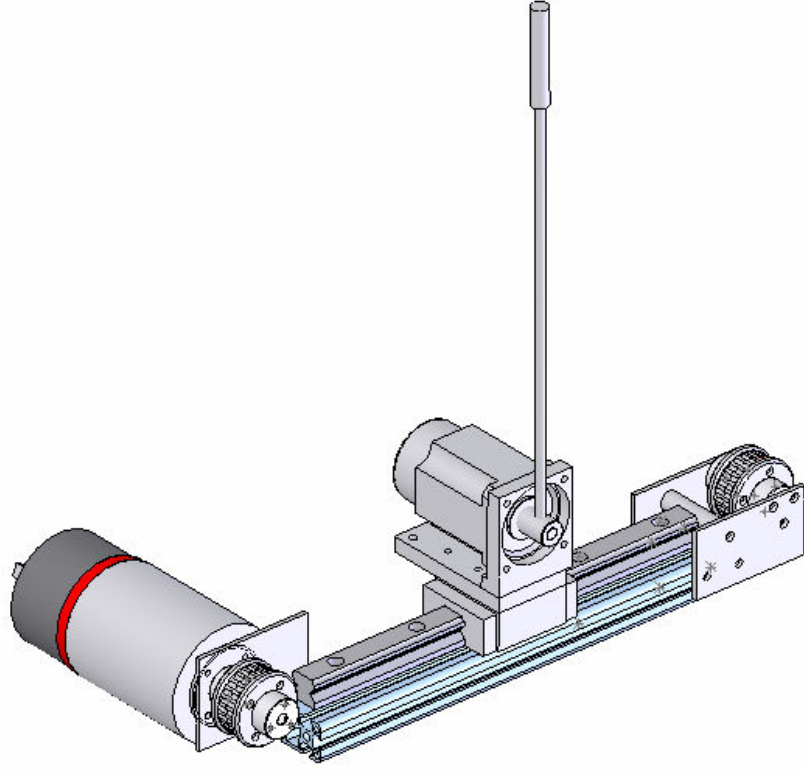


Şekil 2.21 Enkodere monte edilen sarkaç



Şekil 2.22 Sarkaç enkoderinin blok gösterimi

Sarkaç ve sarkaç enkoderinin sarkaç alt platformuna bağlantısı ve kurulan sarkaç düzeneğinin tüm yapısı Şekil 2.23 de verilmektedir [22].



Şekil 2.23 Tasarlanan ters sarkaç düzeneği

## BÖLÜM 3

### ELEKTRONİK DONANIM TASARIMI

#### 3.1 Giriş

Mekanik tasarımı bölüm 2 de anlatıldığı gibi yapılan ters sarkaç düzeneğini denetleyebilmek için elektronik donanım tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarımda kullanılan elemanlar aşağıda ayrıntılı bir şekilde ele alınmaktadır.

#### 3.2 Araç Motoru

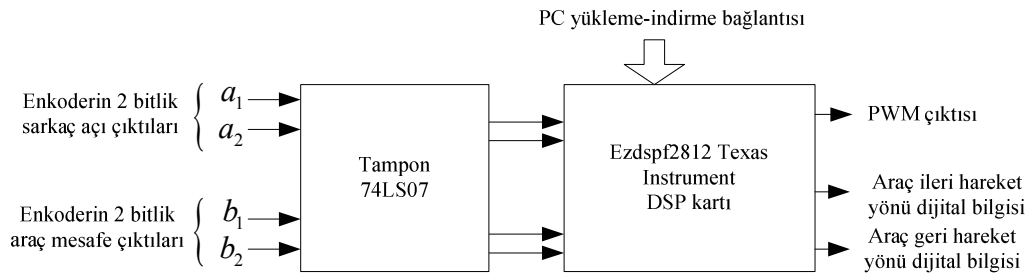
12 - 24 V aralığında çalışan Şekil 2.14 de blok olarak gösterilen dişli-kayış mekanizması ile araca bağlanan fırçalı DC motor, kullanım uzunluğu 25 cm olan pistte aracın ileri-geri yönde hareket etmesini sağlamak için gerekli tork miktarını üretmektedir. DC motor üzerinde bulunan enkoder, sinyalleri sayarak aracın konum ve hız bilgilerini elde etmektedir.

#### 3.3 Enkoder

Aracın konum ve sarkacın açı bilgilerini gerçek zamanda (real-time) okumak için birer enkoder kullanılmaktadır. 2000 aralığa bölünmüş sarkaç dairesel enkoderin bir turu  $2\pi$  'lik açığa karşılık gelirken, 1000 aralığa bölünmüş olan motor dairesel enkoderi de bir tur dönüşünde yatay düzlemde 16.66 cm yol alımına karşılık gelmektedir. Deneysel çalışmalarda enkoder çıkışlarından elde edilen iki bitlik sıralı paralel bilgiler Şekil 3.1 de yapısal olarak verilen Ezdspf2812 DSP kartının enkoder giriş devrelerine gönderilerek yorumlanmaktadır. Enkoderden sıralı olarak gönderilen iki bitlik sinyal bilgileri [(0,0),(0,1),(1,1),(1,0)] örüntüsünü tekrarlar; yön geri iken bu örüntü [(1,0),(1,1),(0,1),(0,0)] sıralamasında olur. Ayrıca enkoderlerde işaret sayısını düzelten index hole çıkışları bulunmaktadır. Bir enkoderde bulunan index hole çıkışı enkoderin bir tur dönmesinden sonra,  $360^\circ$  'lik yolu tamamladığını bir işaret



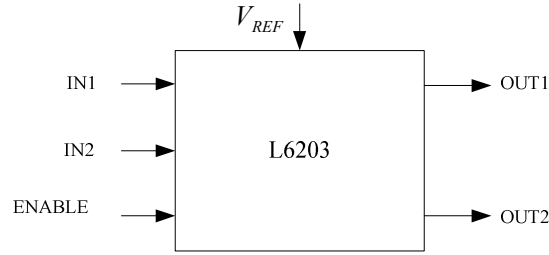
göndererek bildirmektedir. Böylece gelen bu sinyale göre, eksik veya fazla ölçülen sinyal sayısı düzeltilebilmektedir. Şekil 3.1 de gösterilen tüm devre (74LS07) yardımıyla 30 milisaniye aralıklarla alınan enkoder çıkışlarındaki bilgiler Ezdspf2812 kartında konum ve hız bilgileri olarak hesaplanmıştır. Burada tampon, tek yönde bilgi akışını sağlamak ve Ezdspf2812 kartı ile enkoder devresini izole etmek için kullanılmıştır. Enkoder devresi izole edilerek Ezdspf2812 kartından enkodere geri yöndeki bilgi akışı engellenmiştir. Böylece enkoder devresi tampon yardımıyla koruma altına alınmış ve Ezdspf2812'ye gönderilen sıralı enkoder bilgileri gürültüsüz bir şekilde elde edilmiştir.



Şekil 3.1 Enkoder-Tampon-Ezdsp2812 kartları blok gösterimi

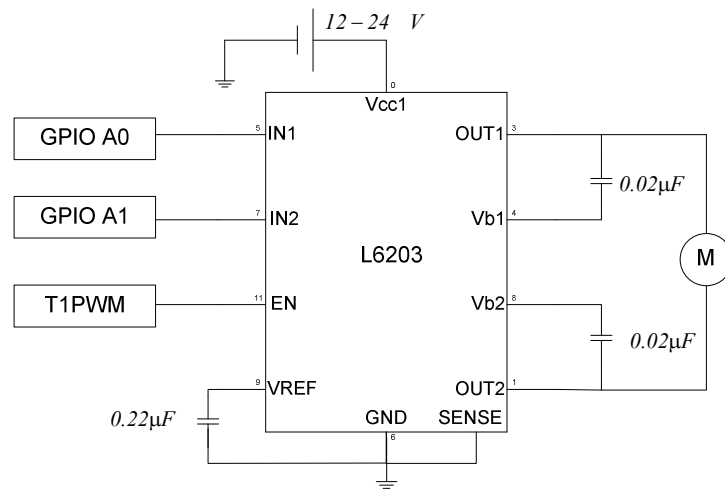
### 3.4 Motor Sürücü Bloğu

Ters sarkacı denetleyen motoru sürebilmek için, L6203 DMOS tam köprü sürücü entegresi kullanılmaktadır [12]. Şekil 3.2 de blok yapısı gösterilen motor sürücü entegresinin IN1 ve IN2 girişleri lojik seviyelerde motoru çalıştıracak tetiklemeleri almaktadır ve 5 Amper akım çeken DC motorları sürebilen DMOS güç transistörlerine sahiptir. Bu güç transistörleri motorun ileri-geri yönde çalışmasını hızlı bir şekilde anahtarlama yaparak sağlamaktadır.



Şekil 3.2 L6203 DMOS tam köprü sürücü entegresi blok yapısı

Deneysel çalışmalarda, mantık 1 seviyesinde IN1 girişine ileri yönde tetikleme, IN2 girişine ise mantık 1 seviyesinde geri yönde hareket veren tetikleme yapıldı. DC motorun hareket edebilmesi için Ezdspf2812 kartında hesaplama yapılarak gönderilen T1PWM çıkışının bağlı bulunduğu ENABLE girişinin uygun işaret genişliğinde aktif olması gerekmektedir.  $V_{REF}$  girişi motoru çalıştırabilecek referans gerilim girişidir. OUT1 ve OUT2, DC motorun girişlerine bağlanmış çıkış gerilim hatlarını göstermektedir. Ayrıca L6203 entegresi aşırı ısınmaya karşı otomatik olarak denetlenmekte ve aşırı ısınmada gerilim girişini kapatmaktadır. Böylece sürücü devresine ve motora zarar verilmesi önlenmektedir. Ezdspf2812'nin PWM çıkışları dışarıya 4 mA lik akım vermektedir. Bu akım doğrudan motoru sürmeye yetecek büyüklükte olmadığından motoru sürbilmek için Şekil 3.3 deki güç katı devresi tasarlanmış, giriş – çıkış ve PWM sinyalleri kullanılarak motor bu güç katı üzerinden denetlenmiştir.

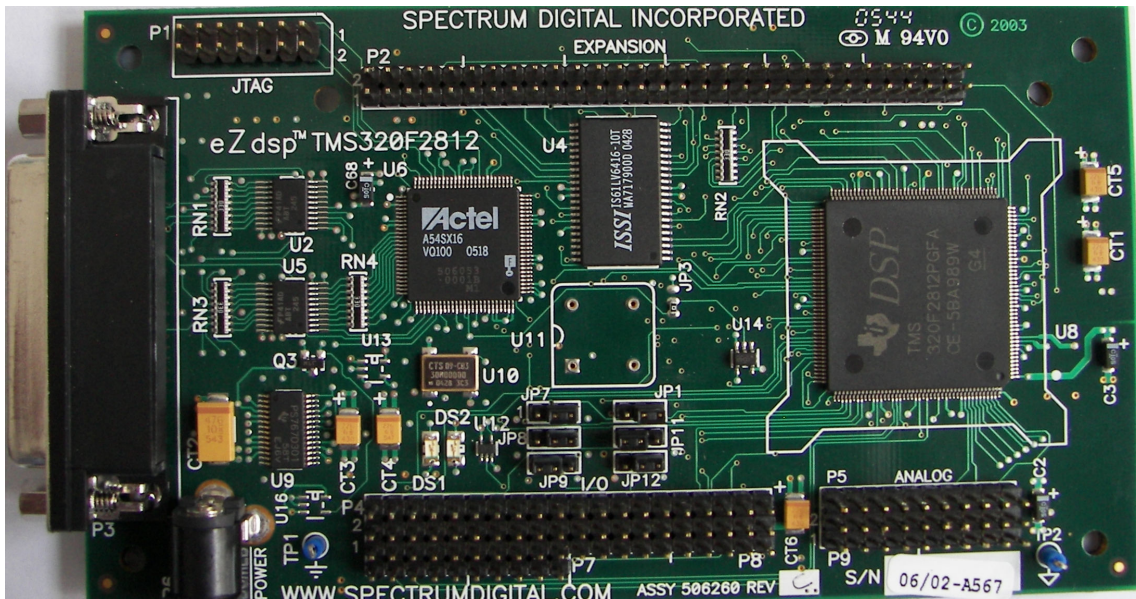


Şekil 3.3 Hızlı anahtarlama uygulamalarında ani gerilim değişimlerinin önlenmesi

Şekil 3.3 deki EN girişi T1PWM tarafından gönderilen uygun büyüklükteki hesaplanmış görev çevrim işareti ile aktif edilmiştir bu işaretin pozitif ve negatif olmasına bağlı olarak IN1 veya IN2 sürücü girişleri tetiklenerek motorun ileri-geri yöne hareket denetimi sağlanmıştır. Şekil 3.3 de verilen devre L6203'ün güç girişi ve entegrenin nötür hattı arasında meydana gelen ani gerilim değişimlerini önleyebilmek için tasarlanmıştır [12].

### 3.5 Denetim Kartı

Ters sarkaç denetiminde Şekil 3.4 de gösterilen Texas Instruments'in 150 Mhz sinyal işleme hızına sahip denetim kartı Ezdspf2812 kullanılmıştır. Ezdspf2812 kartı 16 adet farklı kanallardan PWM sinyal çıkışı veren, 12 bit analog-sayısal çeviriciye ve iki adet QEP enkoder giriş modülüne sahiptir [13]. Dört adet PWM işaret çıkışını Timer 1- Compare 1, Timer 2-Compare 2, Timer 3 – Compare 3 ve Timer 4-Compare 4 zamanlayıcıları, diğer PWM çıkışlarını da genel amaçlı (GPTimer) zamanlayıcılar üretmektedir. Ezdspf2812'nin PWM çıkışları ve sayısal çıkışları aktif edildiğinde motor verimli bir şekilde sürülebilmekte ve PWM sinyalinin serbest çevriminin değiştirilmesiyle motora gönderilen güç miktarı değiştirilebilmektedir. Bu işlem sürekli gerilim değişiminden daha etkilidir. QEP giriş modülleri motorun ve sarkacın, konum ve hız ölçümlerini doğru bir şekilde okumaya olanak vermektedir.



Şekil 3.4 Texas Instruments'in Ezdspf2812 denetim kartı

Ezdspf2812 kartı paralel kablo ile bilgisayara bağlanarak Code Composer Studio programı ile yazılan kodlar kart üzerine yüklenebilmektedir. Ayrıca bu program ile gerçek zamanlı veriler ve grafikler bilgisayar ekranında görüntülenebilmektedir. Şekil 3.5 de Ezdspf2812 kartında kullanılan sayısal çıkışlar, T1PWM çıkışı, enkoderler için kullanılan QEP girişleri ve açıklamaları verilmektedir. Dışarıdan alınacak gürültüleri kesmek için her sırada topraklama hatları yer almıştır. Şekil 3.5 de gösterilen A ve B portlarına bağlı Timer 2 ve Timer 4, enkoderden QEP girişlerine gelen sinyalleri saat çalıştırmış gibi saymakta, dolayısıyla sistemdeki sarkacın ve aracın hızı ne olursa olsun sıralı örüntüleri kaçırmamaktadır. Bundan dolayı enkoder devrelerinin sayma işlemini gerçekleştirirken, enkoderlerden gelen sinyallerin eksik veya fazla sayılma durumlarını düzeltmek için tasarlanmış olan *A* ve *B* portlarındaki 8 ve 12 numaralı index hole girişleri ters sarkaç program tasarımında kullanılmamıştır.

P4	1	2	3	4	5	6					11	12											20
P8	2	4		8	10	12	14	16	18	20	22												40
P8	1	3	5		9	11	13	15	17	19	21												39
P7	1																						10

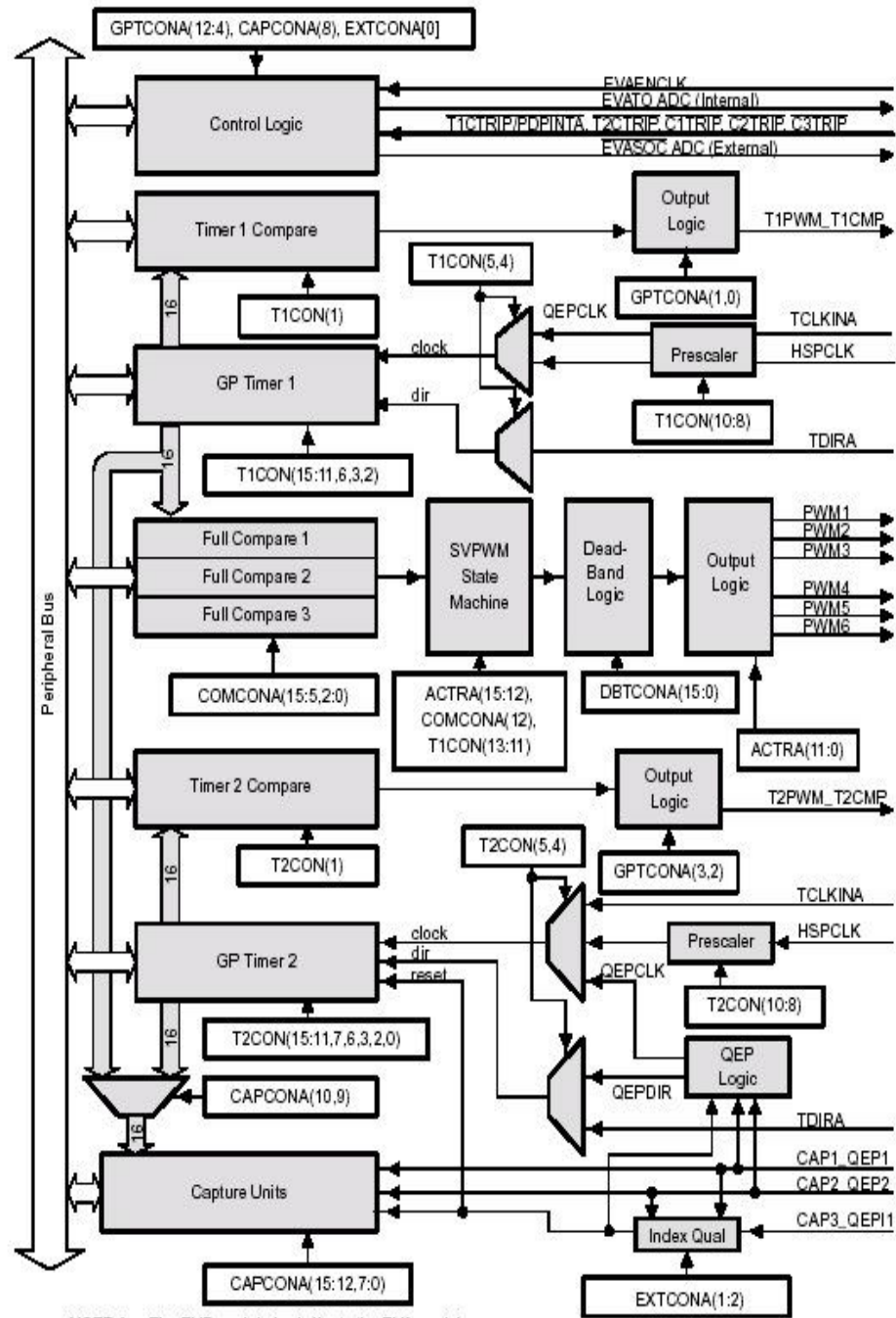
	CAP2-QEP2 / SARKAÇ ENKODER- 7407 NİN 4- NOLU PINİNE BAĞLI P8-7		CAP4-QEP3 / MOTOR ENKODER 7407 NİN 10 NOLU PINİNE BAĞLI P8-36
	CAP1-QEP1 / SARKAÇ ENKODER 7407 NİN 2 NOLU PINİNE BAĞLI P8-6		CAP5-QEP4 / MOTOR ENKODER 7407 NİN 12 NOLU PINİNE BAĞLI P4-11
	8 CAP3-QEP1 / SARKAÇ ENKODER INDEX-HOLE P8-8		CAP6-QEP12 / MOTOR ENKODER INDEX HOLE P4-12
	P8-15 / T1PWM / T1 CMP		39 TOPRAKLAMA -GND
	9 GPIOA0 - YÖN GİRİŞİ P8-9		10 GPIOA1 - YÖN GİRİŞİ P8-10

Şekil 3.5 Ezdspf2812 kartı üzerinde kullanılan pinlerin şematik gösterimi ve açıklamaları

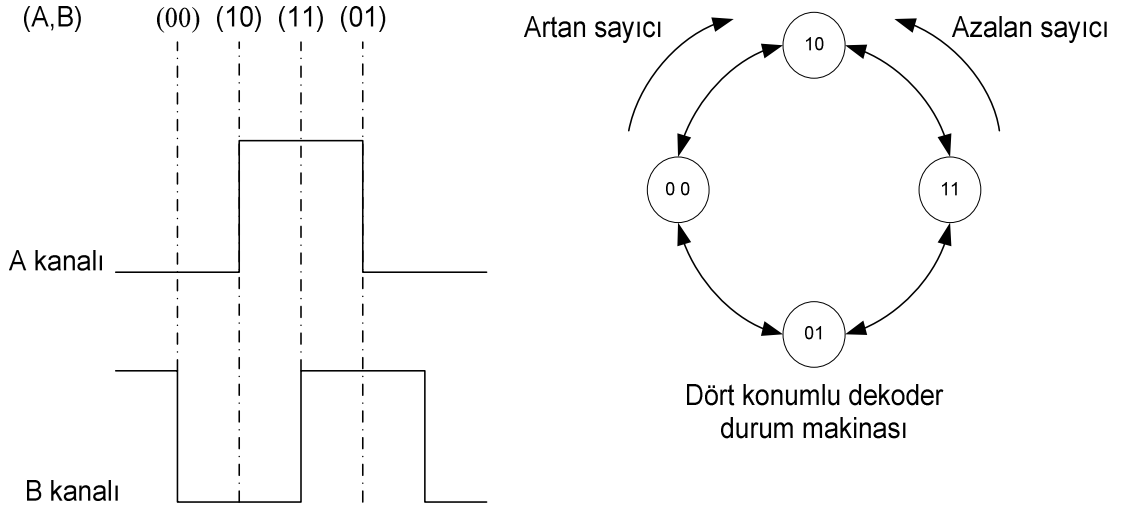
### 3.6 Ezdspf2812 Kartındaki Enkoder Devreleri

Ezdspf2812 kartı üzerinde enkoder verilerini okuyabilen EVA ve EVB olmak üzere iki farklı modül ve bu modüllerin herbirinde birbirinden bağımsız QEP (Quadrature Encoder Pulse ) devreleri bulunmaktadır. Ezdspf2812 kartında bulunan EVA modülü Şekil 3.6 da gösterildiği gibidir. EVB modülünün blok şekli EVA modülüyle aynı yapıdadır. EVA modülünde PWM çıkış sinyalleri ve QEP giriş sinyalleri için sırasıyla Timer 1 ve Timer 2 kullanılırken, EVB modülünde ise Timer 3 ve Timer 4 zamanlayıcıları kullanılmaktadır. Bu devreler yön ve hız bilgilerini ölçmek için, motor miline ve sarkaca bağlanmış sayısal olarak artan veya azalan enkoder devresinden gelen sinyalleri kullanmaktadır. Ezdspf2812 kartında bulunan *A* ve *B* kanallarındaki QEP girişleri iki farklı sensörden gelen ikilik sayı düzenindeki sinyalleri okumak için ayrılmıştır. EVA için ayrılan genel amaçlı zamanlayıcı (GP Timer 2) QEP devresine gelen ikilik düzendeki sinyalleri saymayı sağlar. Eğer CAP/QEP1 (A-Kanalı) girişi zamanı artı yönde sayıyorsa dizi ters saat yönünde, eğer CAP/QEP2 (B-Kanalı) girişi zamanı eksi yönde sayıyor ise dizi saat yönünde ilerliyor demektir [13].

Şekil 3.7 de gösterilen dört farklı bölgedeki işaretlerin her bir ( artan/azalan ) kenarı QEP devreleriyle sayılmaktadır. Bundan dolayı genel amaçlı zamanlayıcı 2 için QEP mantık devreleriyle herbir giriş dizisinden saat frekansı üretilmektedir. Bu dört bileşenli saat, genel amaçlı zamanlayıcı 2'nin saat girişine bağlanmıştır. Belirli aralıklarda bu zaman sayıcı bilgisini okuyarak ve karşılaştırarak hız bilgisi elde edilmektedir.



Şekil 3.6 Ezdspf2812 kartındaki EVA modülünün blok gösterimi [13]



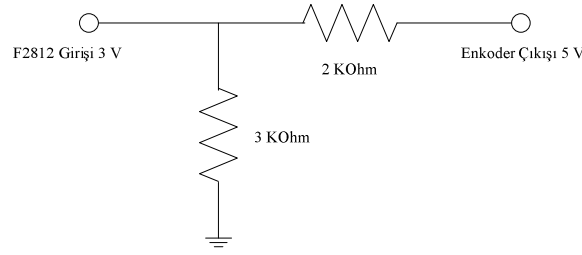
Şekil 3.7 Enkoder devrelerinin artan ve azalan yöndeki davranışlarının gösterimi

Ezdspf2812 Texas Instrument sayısal işaret işleme kartı, denetim amaçlı enkoder bilgilerini metrik bilgilerine dönüştürerek bunlardan uygun PWM sinyallerini üretmektedir. Aşağıda tampon yardımıyla aktarılan enkoder bilgilerinin Şekil 2.1 deki açı ve konum değişkenlerinin matematiksel ifadeleri verilmektedir.

$$\text{Sarkaç Açısı: } \theta \in \left( -\text{sayacs} \times \frac{\pi}{1000} \text{ rad}, \text{ sayacs} \times \frac{\pi}{1000} \right) \quad (3.1)$$

$$\text{Araç konumu: } x \in \left( -\text{sayaca} \times \frac{25}{1500}, \text{ sayaca} \times \frac{25}{1500} \right) \quad (3.2)$$

Enkoder bilgileri mantık 1 seviyesinde 5 V olarak Ezdspf2812 kartına gelmektedir. Kartın zarar görmemesi için gerilim bölücü yapılarak 5 V luk mantık 1 seviyesi 3 volta çekilmektedir. Kart üzerinde gerekli ayarlar yapılarak harici sinyaller 3 V veya 5 V olarak okunabilmektedir. Bu çalışmada 3 V sayısal işaret kullanılmış ve önlem amaçlı Şekil 3.8 de verilen gerilim bölücü devre yapılmıştır.



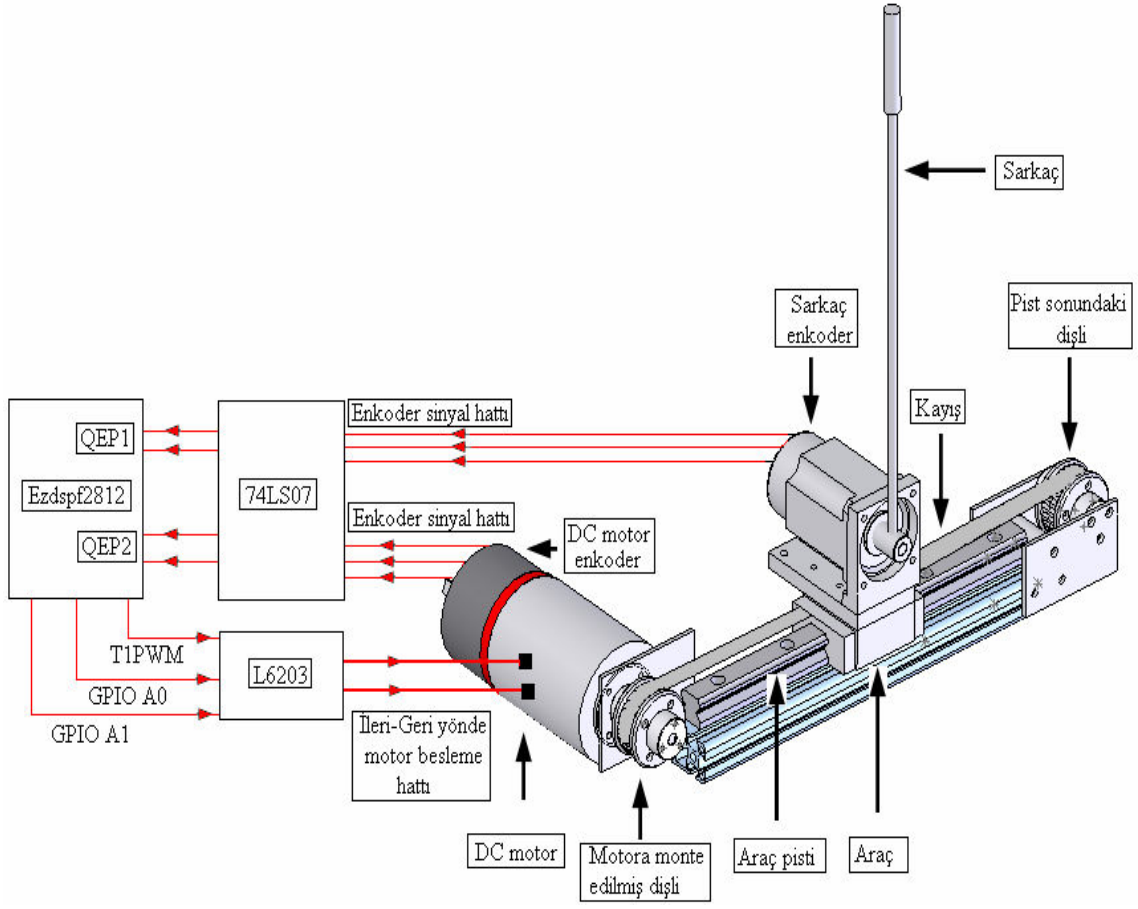
Şekil 3.8 EzdspF2812 için gerilim bölücü

İfade 3.1 deki *sayacs* aralığı enkoderden gelen açılı konum durum değişikliklerinin pozitif yöndeki net sayısıdır. İfade 3.2 ile verilen *sayaca* aralığı enkoderden gelen araç konum değişikliklerinin pozitif yöndeki net sayısıdır.

### 3.7 Tüm Sistem ve İşaret Tanımları

Şekil 3.9 da tasarlanan tüm sistem gösterilmektedir. Ezdspf2812 sayısal işaret işleme kartının QEP1 ve QEP2 girişleri tampon tüm devreden alınan sıralı bilgileri saymakta ve işlemci üzerinde yazılan program doğrultusunda uygun genlikte PWM çıkışları üretmektedir. Program içerisine kodlanmış bilgilerde GPIO A0 ve GPIO A1 çıkışlarından hangisinin aktif olacağı algoritmada hesaplanan değişkenin işaret bilgisine göre belirlenmekte ve bu değişkenin mutlak büyüklüğü de T1PWM sinyalinin genliğini vermektedir. Her iki çıkışında aktif olması veya T1PWM sinyalinin sıfır olması durumunda DC motor frenlemeye maruz kalmaktadır. Çıkışlardan bir tanesinin aktif ve L6203'ün ENABLE girişini tetikleyen T1PWM sinyalinin uygun genişlikte olması durumunda DC motor çalışmaktadır.





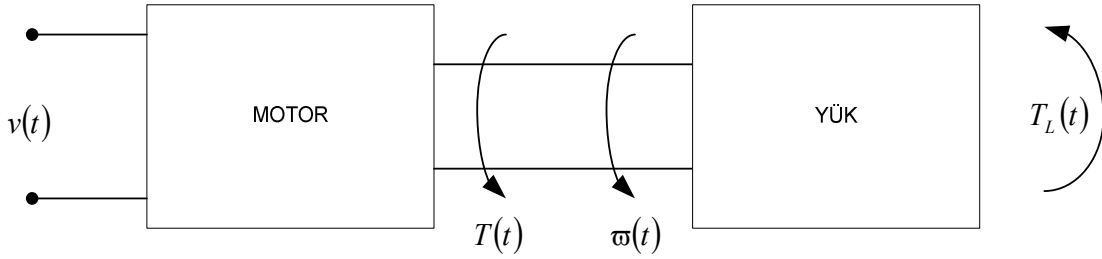
Şekil 3.9 Tasarlanmış ters sarkaç tümleşik sistemi

## BÖLÜM 4

### DC MOTOR MODELLEME VE DENETİMİ

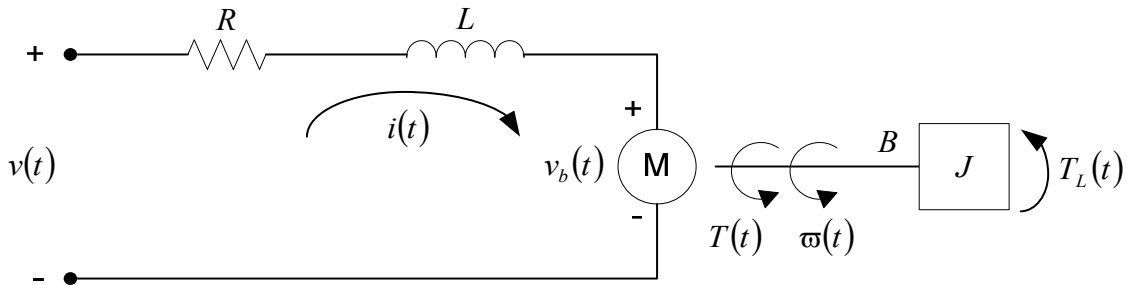
#### 4.1 Motor Dinamikleri

Ters sarkaç denetiminde taslak olarak kullanılan dc motorun modeli ve denetim parametreleri bu bölümde incelenmektedir. Motor miline bağlantısı yapılmış yük ataletli rotor denetimli dc motor Şekil 4.1 de gösterilmiştir.



Şekil 4.1 DC motor ve motor milindeki yük blok gösterimi

DC motorun elektrik devresi ve elektromekanik gösterimi Şekil 4.2 de ve bu şekle göre elektromekanik sistemin dinamiklerini üreten denklemler aşağıda verilmektedir.



Şekil 4.2 DC motorun elektriksel ve elektromekanik gösterimi

Şekilde verilen girişler rotor gerilimi  $v(t)$  ve yük momenti  $T_L(t)$ , çıkışlar motor momenti  $T(t)$  ve motorun açısal hızı  $\omega(t)$ ' dir. Bağımlı değişkenler rotor akımı  $i(t)$  ve motorun geri yönde oluşturduğu emf  $v_b(t)$ ' sidir. Rotor devresinin elektriksel direnci ve endüktansı  $R$  ve  $L$  yük ataleti  $J$  ve viskoz sönümlenme katsayısı  $B$ 'dir.  $K_b$  motorun geri yönde oluşturduğu EMF sabiti ve  $K_T$  motorun moment sabitidir [17].

Rotor devresinde oluşan gerilim

$$v(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i(t) + v_b(t) , \quad (4.1)$$

elektromotif gerilim

$$v_b(t) = K_b \omega(t) , \quad (4.2)$$

motor momenti

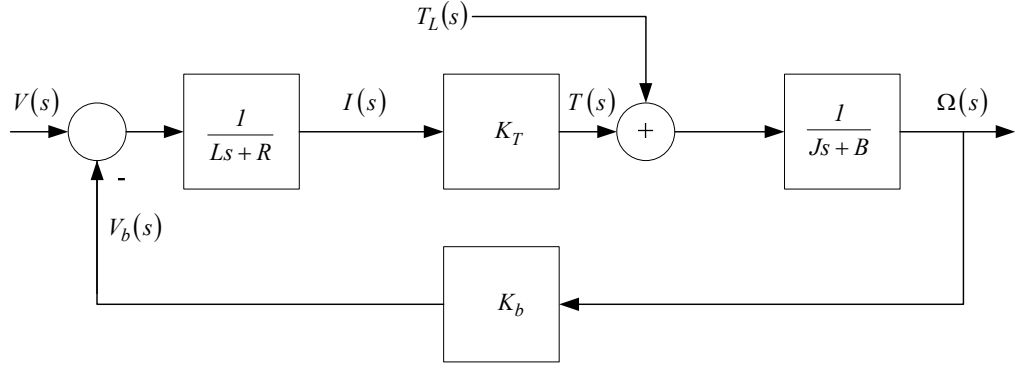
$$T(t) = K_T i(t) , \quad (4.3)$$

ve motor milinden elde edilen tork

$$J \frac{d}{dt} \omega(t) + B \omega(t) = T(t) + T_L(t) \quad (4.4)$$

eşitlikleri ile elde edilebilir.

Eşitlik(4.1) ve Eşitlik(4.4) Laplace dönüşüme girdiğinde Şekil 4.3 de verilen armatür denetimli DC motorun blok yapısı elde edilir.



Şekil 4.3 Armatür denetimli DC motorun blok şeması

Rotor geriliminin laplace dönüşümü

$$V(s) = L\{v(t)\} \quad (4.5)$$

yük momentinin laplace dönüşümü

$$T_L(s) = L\{T_L(t)\} , \quad (4.6)$$

bağımlı değişkenlerin laplace dönüşümü

$$I(s) = L\{i(t)\} \quad (4.7)$$

$$T(s) = L\{T(t)\} \quad (4.8)$$

$$V_b(s) = L\{v_b(t)\} \quad (4.9)$$

$$\Omega(s) = L\{\omega(t)\} \quad (4.10)$$

şeklinde elde edilir. Burada transfer fonksiyonlar  $G_\Omega(s)$  ve  $G_L(s)$  blok diyagram yoluyla elde edilir.

$$G_{\Omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{V(s)} \Big|_{T_L(s)=0} = \frac{\left(\frac{1}{Ls+R}\right)K_T\left(\frac{1}{Js+B}\right)}{1+K_b\left(\frac{1}{Ls+R}\right)K_T\left(\frac{1}{Js+B}\right)} \quad (4.11)$$

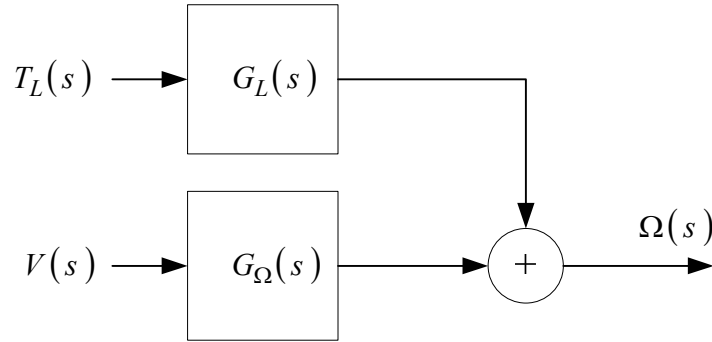
$$= \frac{K_T}{(Ls+R)(Js+B)+K_bK_T}$$

$$G_{\Omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{T_L(s)} \Big|_{E_0(s)=0} = \frac{\left(\frac{1}{Js+B}\right)}{1+K_b\left(\frac{1}{Ls+R}\right)K_T\left(\frac{1}{Js+B}\right)} \quad (4.12)$$

$$= \frac{Ls+R}{(Ls+R)(Js+B)+K_bK_T}$$

Doğrusal sistemlerin süperpozisyon özelliğinden yük momenti ve rotor gerilimindeki değişimin toplamı motor cevabını vermektedir.

$$\Omega(s) = G_{\Omega}(s)V(s) + G_L(s)T_L(s) \quad (4.13)$$



Şekil 4.4 Motorun blok şeması

Elde edilen karakteristik denklemden görüldüğü gibi motor ikinci dereceden bir sistem gibi modellenmektedir.

$$\Delta(s) = (Ls+R)(Js+B) + K_bK_T \quad (4.14)$$

$G_{\Omega}(s)$  denklemini  $JL$  ye bölerek ikinci derece sistemi, transfer fonksiyon denkleminin standart düzenine eşitlediğimizde

$$G_{\Omega}(s) = \frac{\frac{K_T}{JL}}{\left(s + \frac{R}{L}\right)\left(s + \frac{B}{J}\right) + \frac{K_b K_T}{JL}} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.15)$$

Gerilimden açısal hıza yatışkın durum kazancı  $K_m$  'i çözmek için, doğal frekans  $\omega_n$  ve sönümlenme oranı  $\zeta$  motor parametreleri sonuçları türünden aşağıdaki ifadelerle verilir.

$$K_m = \frac{K_T}{BR + K_b K_T} \quad (4.16)$$

$$\omega_n = \left( \frac{BR + K_b K_T}{JL} \right)^{1/2} \quad (4.17)$$

$$\zeta = \frac{(BL + JR)}{2[JL(BR + K_b K_T)]^{1/2}} \quad (4.18)$$

Karakteristik kökler  $\Delta(s) = 0$  ' in çözümüyle elde edilir.  $G_{\Omega}(s)$  in kutupları

$$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (4.19)$$

transfer fonksiyonu karakteristik kökler ifadesine eşitleyecek olursak

$$G_{\Omega}(s) = \frac{K\omega_n^2}{(s - s_1)(s - s_2)} = \frac{K\omega_n^2 \tau_1 \tau_2}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (4.20)$$

$$\tau_1 = \frac{1}{s_1}, \tau_2 = -\frac{1}{s_2} \quad (4.21)$$

$$s_1, s_2 = -\frac{1}{2JL} \left[ (BL + JR) \pm \left\{ (BL + JR)^2 - 4JL(BR + K_b K_T) \right\}^{1/2} \right] \quad (4.22)$$

motor zaman sabitleri

$$\tau_1, \tau_2 = \frac{2JL}{(BL + JR) \pm \left\{ (BL + JR)^2 - 4JL(BR + K_b K_T) \right\}^{1/2}} \quad (4.23)$$

DC motorun rotor endüktansı ihmal edilmektedir.

$$\tau_1 = \left[ \frac{2JL}{(BL + JR) \pm \left\{ (BL + JR)^2 - 4JL(BR + K_b K_T) \right\}^{1/2}} \right]_{L=0} = \frac{L}{R} \quad (4.24)$$

$$\tau_2 \approx \lim_{L \rightarrow 0} \left[ \frac{2JL}{(BL + JR) \pm \left\{ (BL + JR)^2 - 4JL(BR + K_b K_T) \right\}^{1/2}} \right] \quad (4.25)$$

L'Hospital kuralına göre

$$\tau_2 \approx \lim_{L \rightarrow 0} \left[ \frac{\frac{d}{dL} 2JL}{\frac{d}{dL} \left[ (BL + JR) \pm \left\{ (BL + JR)^2 - 4JL(BR + K_b K_T) \right\}^{1/2} \right]} \right] \quad (4.26)$$

$$\approx \lim_{L \rightarrow 0} \left[ \frac{2J}{B - \frac{1}{2} \left[ (BL + JR)^2 - 4JL(BR + K_b K_T) \right]^{-1/2} [2(BL + JR)B - 4J(BR + K_b K_T)]} \right] \quad (4.27)$$

$$\tau_2 \approx \frac{JR}{BR + K_b K_T} \quad (4.28)$$

Eşitlik 4.24 ve 4.28 motorun elektriksel ve mekaniksel zaman sabitlerini vermektedir. Bu denklemlerde ortak olan nokta, rotor endüktansının tamamen ihmal edilmesidir. Elektrik zaman sabiti ile kesim frekansı,  $\omega_b = 1/\tau_e$  olarak tanımlanır.

Transfer fonksiyonu  $G_\Omega(s)$  geriye doğru birinci dereceden denklem haline gelir.

$$G_\Omega(s) = \frac{\Omega(s)}{V(s)} = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} \quad (4.29)$$

Eşitlik 4.29 da  $K_m$  yataşkın durum motor kazancı (rpm/volt) ve  $\tau_m$  motor zaman sabitidir. Aynı sonuç Eşitlik 4.11 den  $L = 0$  verilerek te doğrudan elde edilebilir. Bir DC motor  $T$  periyoduna sahip PWM sinyalleriyle sürülmektedir ve görev çevrim oranı Şekil 4.5 de gösterildiği gibi  $a = P/T$  dir. Değişken koşul sergileyen görev çevrimi  $a(t)$  için, motora uygulanan etkin ortalama gerilim

$$v(t) = a(t)V_0 = \frac{P(t)}{T}V_0 \quad (4.30)$$

olur.

Laplace dönüşümünden  $V(s)$  yerine  $V_0 A(s)$  yazılırsa 4.29 daki denklem

$$G_\Omega(s) = \frac{\Omega(s)}{V_0 A(s)}, \quad A(s) = L\{a(t)\} \quad (4.31)$$

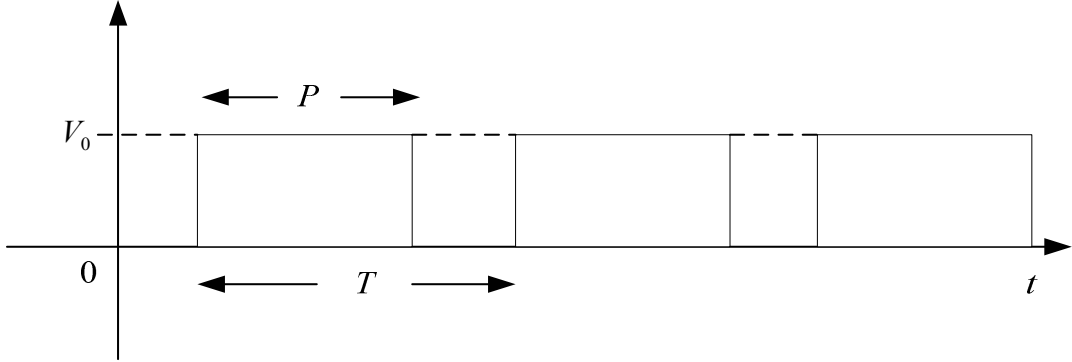
haline gelir. Motorun yeni transfer fonksiyonu

$$\widehat{G}_\Omega(s) = \frac{\Omega(s)}{A(s)} = V_0 G_\Omega(s) = V_0 \frac{\Omega(s)}{V(s)} = V_0 \frac{K_m}{\tau_m s + 1} = \frac{\widehat{K}_m}{\tau_m s + 1} \quad (4.32)$$

denklemlerle ifade edilir.  $\widehat{K}_m = V_0 K_m$  denklemleri motor kazancıdır (rpm / % görev çevrim oranı). Eşitlik 4.33 ile ifade edilen görev çevrimi Şekil 4.5 de grafiksel olarak verilmektedir.



$$a = \frac{P}{T} \quad (4.33)$$



Şekil 4.5 Motora uygulanan PWM sinyalleri

Motora uygulanan ortalama gerilim ifadesi

$$v(t) = a(t) \cdot V_0 \quad (4.34)$$

eşitliği ile gösterilir. Denklemler elektrik ve mekanik zaman sabitlerinin motor değişkenlerine bağlı olduğunu göstermektedir. DC motoru denetleyen PWM sinyalleri bu zaman sabitlerine göre üretilmektedir.

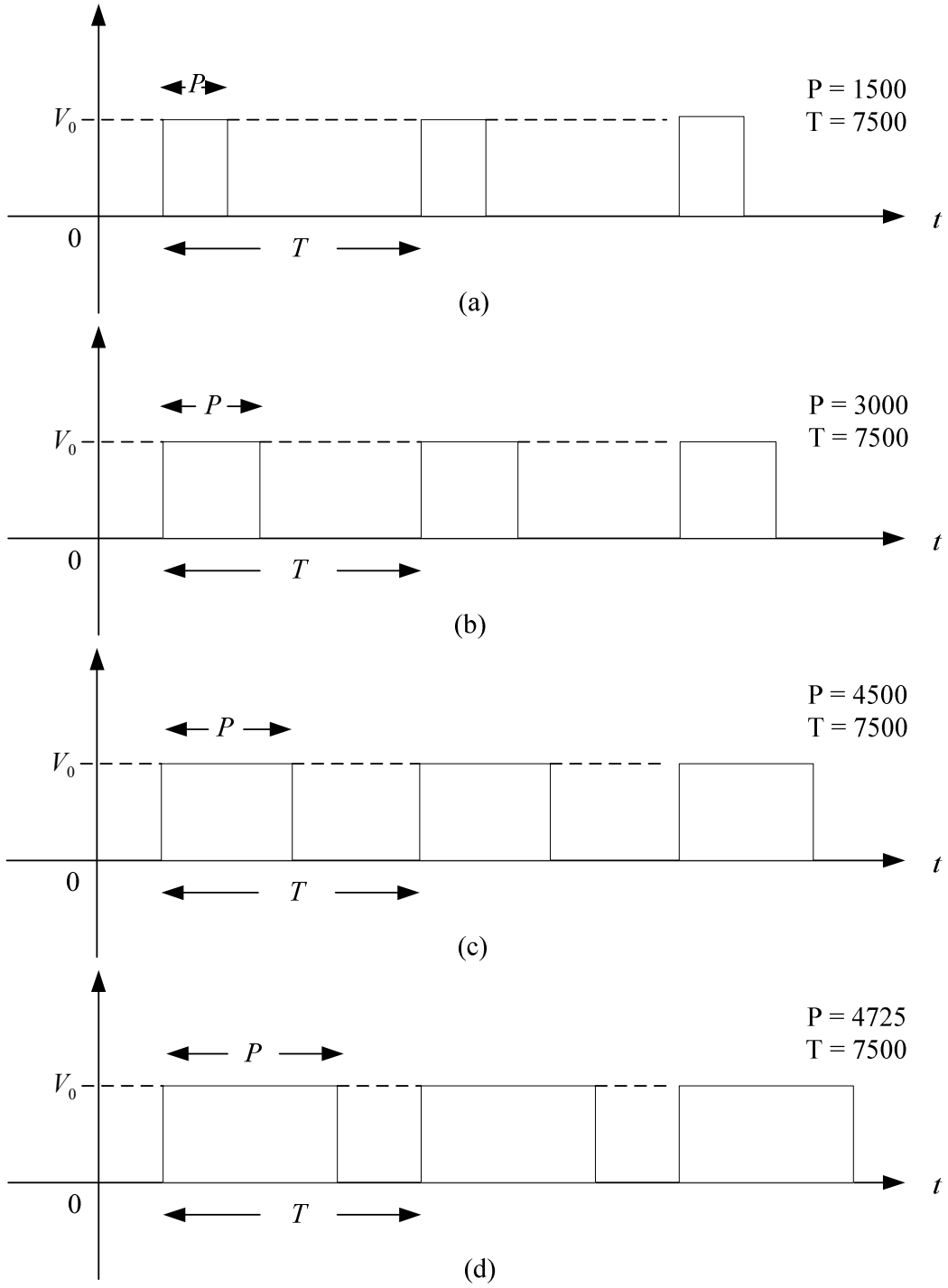
#### 4.2 Motor Denetimi için PWM Sinyallerinin Ezdspf2812 ile Üretilmesi

Araca hareket veren motorun denetimini sağlamak için yeterli genlikte PWM işaretlerine gerek vardır. Deneysel çalışmalarda PWM sinyalleri elde edilirken Ezdspf2812 kartında bulunan T1PWM yapısı kullanıldı. Bu yapıda bulunan periyot değeri T1CNT sayıcısı tarafından sayılmakta ve karşılaştırma değerine geldiğinde PWM çıkışını vermektedir. Deneylede PWM işaretini sürücüye gönderirken motor fırçalarındaki sürtünmeyi yenebilecek ve gerekli momenti sağlayabilecek periyot ilavesi de gözardı edilmedi, yani görev çevrim oranının motoru hareket ettirebilecek

büyükte olması sağlandı. Aksi takdirde motor hareketi sağlanamayacaktır. Motoru çalıştırabilmek için gerekli olan görev çevrim oranı deneysel çalışmayla yaklaşık olarak tespit edildi.

#### 4.2.1 Deneysel yaklaşım ve sonuçları

Ezdspf2812 sayısal işaret işleme kartı üzerinde bulunan Timer 1 zamanlayıcısı PWM işaretlerinin üretilmesi için ayrılmıştır. Deneysel Zamanlayıcı periyodu ( $T$ ), EvaRegs.T1PR 20 kHz'e ayarlanmıştır. Karşılaştırma ( $P$ ) değeri EvaRegs.T1CMPR her 10 ms de araç hareket edene kadar bir arttırılmış ve aracın hareketinden sonra araca frenleme yapılmıştır. Dolayısı ile çalışmada gerekli olabilecek görev çevrim oranının yaklaşık olarak tespit edilebilmesi sağlanmıştır. Şekil 4.6 da çalışma görev çevrim durumları gösterilmektedir. Şekil 4.6 da verilen  $T = 7500$  değeri 20 kHz'e karşılık gelmektedir. Bu değer 50 mikrosaniyelik bir periyotta çalışma yapıldığını ifade eder. Bu deney motorun yük altında çalışması esnasında yapıldı. Şekil 4.6 (d) de görüldüğü üzere aracı hareket ettirebilecek dc motor görev çevrim oranı yaklaşık olarak % 63 civarındadır. Bu oran motora  $V_0 = 15$  Voltluk gerilim verilerek elde edilmiştir. DC motordaki görev çevrim oranının bulunması, uygun genlikte üretilecek olan PWM sinyallerinin araç ve motor üzerinde etkili olan sürtünme gerilimlerini yenebilmesi için önemli ve gereklidir. Aynı pist noktalarında yapılan bu deneylerden elde edilen görev çevrim sonuçları yaklaşık olarak eşittir. Farklı pist noktalarında ise görev çevrim oranları değişmektedir. Motor denetiminde sürtünme haricinde önemli olan bir diğer parametre ise motorun bir önceki hızından kaynaklanan ivmelenmesidir. Denetim algoritmalarında sürtünmenin yanısıra bir önceki ivmelenme de tahmin edilmelidir. Bu çalışmada özellikle aracın hareket ettiği yüzey sürtünmesi ve DC motordaki fırçaların sürtünmesi gözönüne alınmıştır. Görev çevrim deneyleri, pistin farklı yüzeylerinde farklı görev çevrim oranlarının elde edildiğini göstermektedir. Bu durumdan dolayı doğrusal olmayan sistemin denetiminde zorluklarla karşılaşılması kaçınılmazdır.



Şekil 4.6 DC Motor görev çevrim süreleri test grafikleri.(a),(b),(c): Yükseltlen periyotlarda motor hareketi meydana gelmemektedir.(d) : Motor hareketinin sağlandığı periyot

## BÖLÜM 5

### TERS SARKAÇ SİSTEMİNİN İNCELENMESİ

#### 5.1 Ters Sarkaçta Serbest Düşme Hareketlerinin Teorik Olarak İncelenmesi

Şekil 2.1 de gösterilen araca bağlanmış ters sarkaç sisteminin denklemleri Eşitlik 5.1 de verilmektedir [18].

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \frac{-bx_2 + ml \sin(x_3)x_4^2 - mg \sin(x_3)\cos(x_3) + u}{M + m - m\cos(x_3)^2} \\
 \dot{x}_3 &= x_4 \\
 \dot{x}_4 &= \frac{(bx_2 - u - ml \sin(x_3)x_4^2)\cos(x_3) + (M + m)g \sin(x_3)}{l(M + m - m\cos(x_3)^2)}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

bu denklemlerdeki değişkenler  $x_1 := x$ ,  $x_2 := \dot{x}$ ,  $x_3 := \theta$ ,  $x_4 := \dot{\theta}$  eşitlikleriyle tanımlanır. Burada;

$x_1$  : Araç yerdeğiştirme

$x_2$  : Araç hızı

$x_3$  : Sarkaç yerdeğiştirme

$x_4$  : Sarkaç hızı

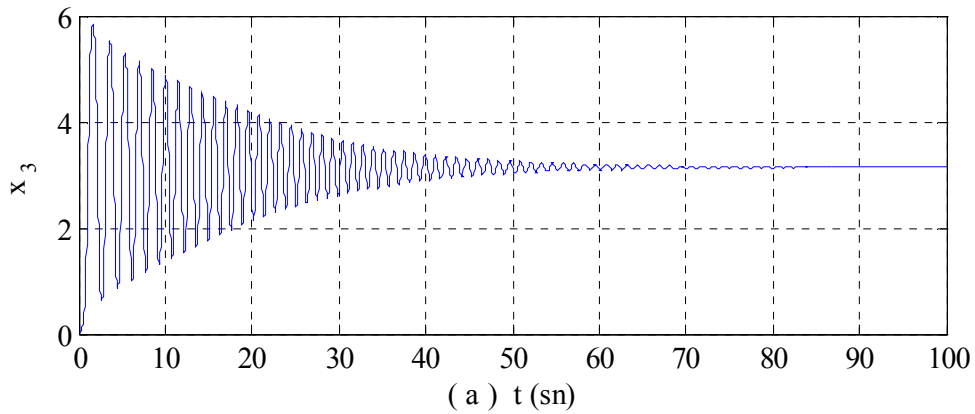
olarak temsil edilmektedir.

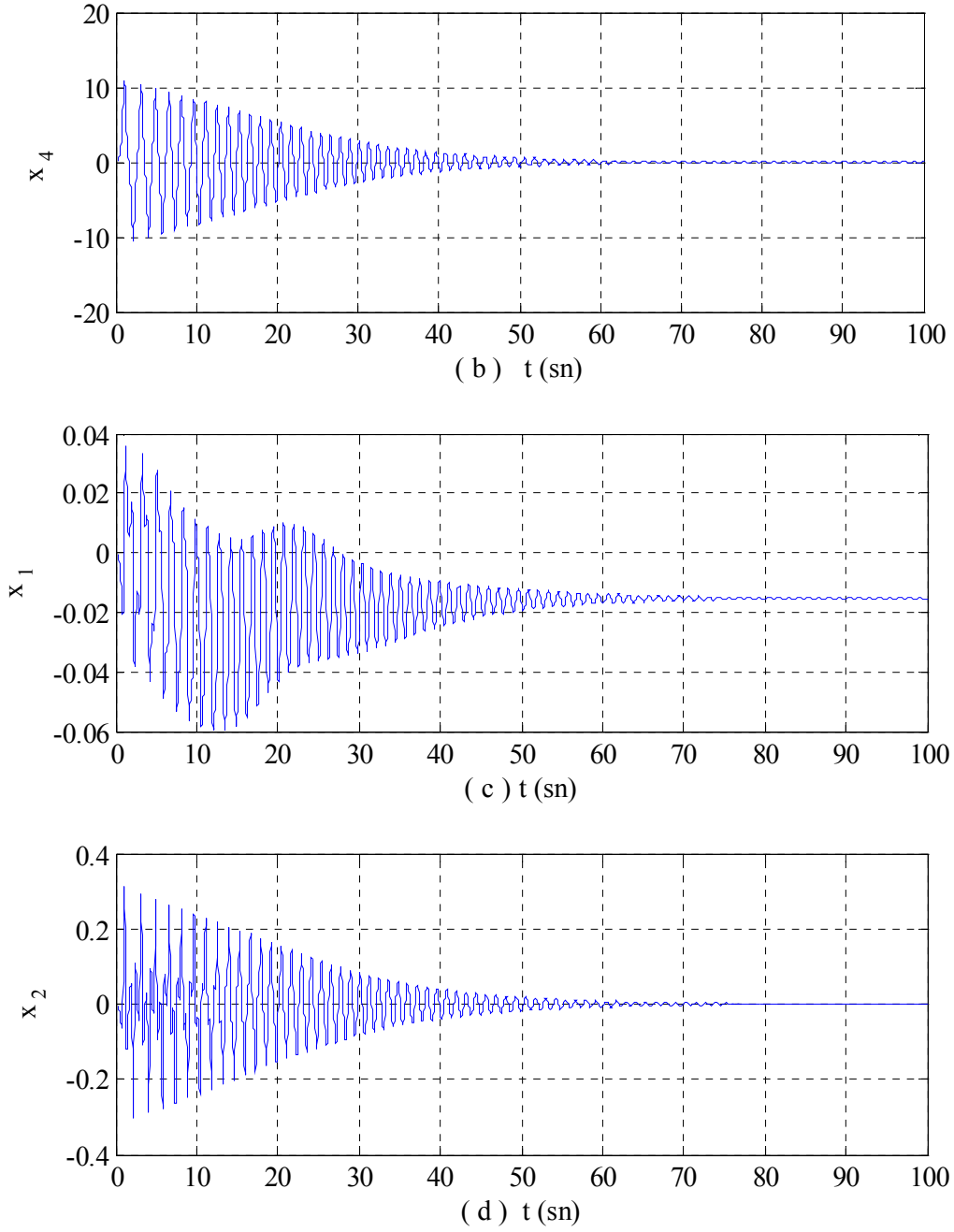
Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan tipik değişkenlerin sayısal değerleri Tablo 5.1 de verilmektedir.

Tablo 5.1 Ters sarkaç için denklemden verilen tipik değişkenlerin teorik ve deneysel çalışmadaki gerçek değerleri

Parametre	Sembol	Değeri	Birimi
Aracın kütlesi	M	1	kg
Ters sarkacın kütlesi	m	0.1	kg
Ters sarkacın uzunluğu	$l$	0.35	m
Sürtünme katsayısı	b	$\cong 2$	kg/s
Yerçekimi ivmesi	g	9.8	$m/s^2$

Matlab programındaki ODE23 fonksiyonu kullanılarak yapılan EK Açıklamalar-A da verilen benzetimde sarkacın davranışı 0.02 radyan açısal konum başlangıç değeri için incelenmektedir. Diğer bir ifade ile, sarkaç denge noktasına yakın bir noktadan serbest düşmeye bırakılmıştır. Sarkacın 100 sn'lik ( benzetim süresi bilgisayarın işlemci hızına göre değişmektedir ) süre boyunca gerçekleştirdiği serbest düşme hareketinin grafikleri Şekil 5.1.( a-d ) de gösterildiği gibi elde edilmiştir. Simülasyonlar incelendiğinde, sarkacın serbest düşme hareketinde, aracın sarkaç salınımlarından aldığı küçük kuvvetlerle ileri geri yönde hareketler yaptığı, sarkacın yerçekimi ve sürtünmenin etkisi ile giderek sönümlenen hareketleri sonucunda, yaklaşık 70 saniye sonra, 3.14 radyan yatışkın durum değerine geldiği; araç ve sarkaç hızlarının da sıfırlandığı gözlenmektedir.

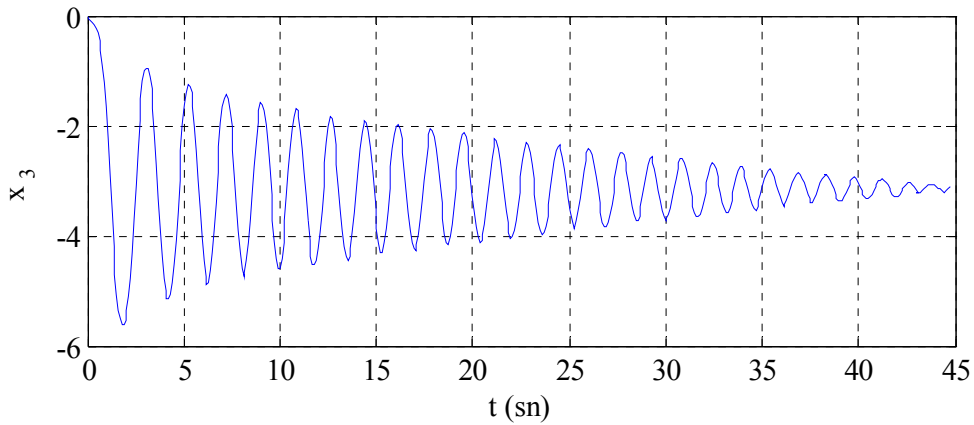




Şekil 5.1 Ters sarkaç serbest düşme hareketinin simülasyon sonuçları (a) Sarkaç yerdeğiştirme (b) Sarkaç hızı (c) Araç yerdeğiştirme (d) Araç hızı

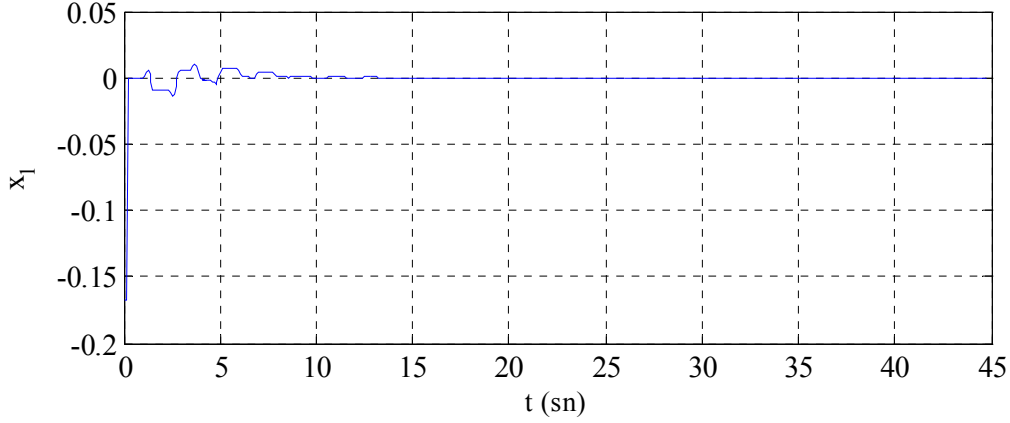
## 5.2 Ters Sarkaç Serbest Düşme Hareketlerinin Deneysel Olarak İncelenmesi

Deneysel çalışmalara başlamadan önce sayısal ortamda çalışabilmek için ters sarkaç sisteminin denklemleri basit yapıya indirildi ve sarkacın basite indirgenme matematiği EK Açıklamalar-B de verildi [6]. EK Açıklamalar-B’de verilen yaklaşıma göre  $\theta$  açısı ve sarkaç uzunluğu sarkaç denetiminde önem taşımakta olup; sarkaç uzunluğunun bilinmesi ve  $\theta$  açısının işlem süresince kullanılmak üzere ölçülmesi gerekmektedir. Burada hem araç hemde sarkaç konum denetimi amaçlanmaktadır. Mekanik ve elektronik olarak gerçekleştirilen ters sarkaç donanımının sağlıklı bir şekilde çalışıp çalışmadığını anlamak için serbest düşme deneyleri yapılmıştır. Sarkaç başlangıçta dikey konumda tutulurken küçük bir kuvvet ile açısal konumu değiştirildi ve aşağı doğru düşmesi sağlandı. Negatif yönde serbest düşmeye bırakılan sarkacın yapmış olduğu salınımlar Şekil 5.2 de gösterilmektedir. Şekil 5.2 de  $y$  eksenini sarkacın açı değerlerini,  $t$  ekseninde 45 sn’lik ölçüm zamanını göstermektedir. Enkoder sarkaç açısı ile orantılı değerler üretmektedir ve sarkaca bağlı bulunan enkoderin  $\theta = 360^\circ$ ’de ürettiği sinyal sayısı  $y = 2000$ ’dir. Sarkacın başlangıç konumu sıfır radyan alınmıştır. Sarkaç bu noktadan itibaren hareketine başladığında  $-180^\circ$ ’ye karşılık gelen enkoder sinyal sayısı  $-1000$  değerindedir. Şekil 5.2 de gösterilen salınım genliklerinin giderek azalması ve sarkacın aşağı yönde  $-3.14$  radyanda kalması sarkaç hareketini etkileyen sürtünme kuvvetlerinden ve yerçekimi ivmesinden kaynaklanmaktadır. Serbest salınımda sarkacın 45’inci saniye civarlarında yatışkın duruma ulaştığı gözlenmektedir.



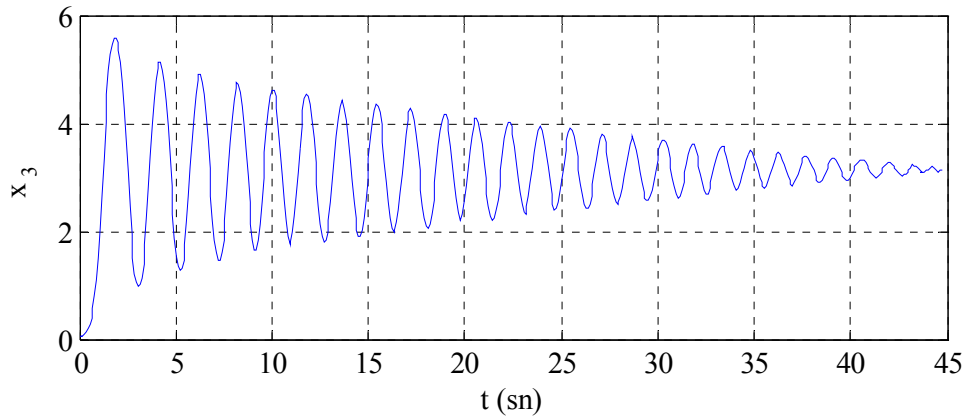
Şekil 5.2 Negatif yöndeki sarkaç salınımı

Şekil 5.3, negatif yöndeki sarkaç salınımında aracın yapmış olduğu hareketleri göstermekte olup araç 12. saniyede yine sıfır noktasına çekilmiştir.



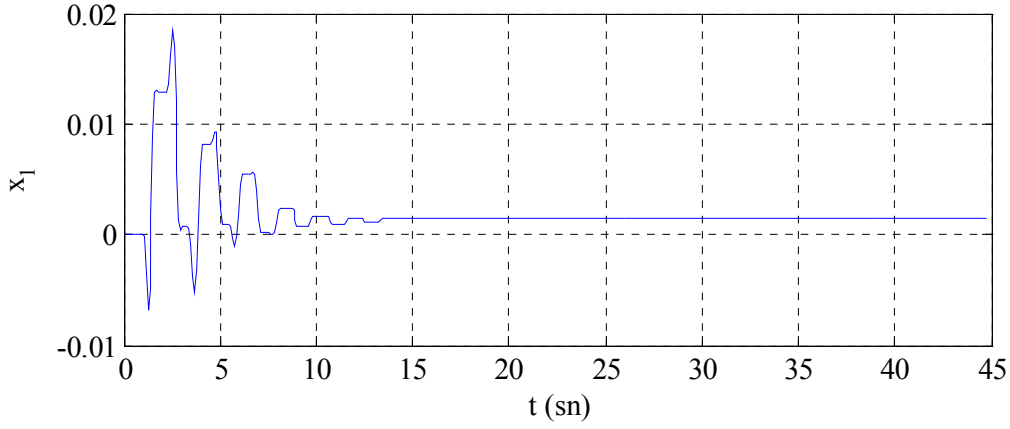
Şekil 5.3 Negatif yöndeki araç salınımı

Pozitif yönde serbest düşmeye bırakılan sarkacın davranışı Şekil 5.4 de gösterilmektedir. Grafikte sarkacın başlangıç konumunda durma noktası sıfır radyandır. Şekil 5.2 deki gibi salınım genliklerinin  $0^\circ$ 'deki dik konumdan başlayarak giderek sönümlendiği gözlenmiştir. Grafikler incelendiğinde benzetim grafikleri ile deneysel sonuçlarda sayısal farklılıklar gözlenmektedir. Benzetim grafiklerinin elde edilmesinde bütün koşulların ve ortamın ideal olduğu düşünülmüştür. Ancak hem benzetim hem de deneysel çalışmada işaretlerin temel desenleri uyuşmaktadır. Aracın başlangıç konumundan farklı yerde yatışkın değere erişmesi gözlemi de Şekil 5.5 de görüldüğü gibi destek vermektedir.



Şekil 5.4 Pozitif yöndeki sarkaç salınımı





Şekil 5.5 Pozitif yöndeki araç salınımı

### 5.3 PID Denklemlerinin Sayısal Ortama Dönüştürülmesi

Klasik denetimde kullanılan PID algoritmasının bilgisayar ortamında kolaylıkla gerçekleştirilmesi için PID denklemleri sayısallaştırılmıştır. Araç için PID ifadesini sayısallaştıran denklemler aşağıda verilmektedir. Aşağıda verilen denklemlerde  $E_A = x - x_{hedef}$  araç hatası,  $E_S = \theta - \theta_{hedef}$  ise sarkaç hatası olarak tanımlanır. PID denetleyici uygulamasında hata ölçüm tabanlı 3 terim vardır. Bunlar oransal, integral ve türev terimleridir. Bunlardan oransal terim  $K_{pa}E_A(t)$  olup  $K_{pa}$  oransal sabiti temsil etmektedir. Oransal terim en yüksek aşma oranını etkilemektedir. İntegral Terimi ise  $K_{ia} \int_0^t E_A(t) dt$  olup,  $K_{ia}$  integral sabitini temsil etmektedir. İntegral teriminin yatışkın durum hatasını azaltma etkisi vardır. Diğer bir terim  $K_{da} \frac{dE_A(t)}{dt}$  türevsel terim olup burada  $K_{da}$  türev sabitini temsil etmektedir, Türevsel terimin temel etkisi yükselme zamanı üzerinedir.

Hatanın türevi araç hızını verir,

$$\frac{dE_A(t)}{dt} \sim \frac{[E_A(n) - E_A(n-1)]}{T_s} \quad (5.2)$$

Burada  $E_A(n)$  ölçülen araç hatası ve  $E_A(n-1)$  ölçülen bir önceki araç hatasıdır.  $T_s$  ise örnekleme zaman aralığıdır. Aracın ivmelenmesini veren integral terimi

$$\int_0^t E_A(t) dt \sim T_s \sum_0^N E_A(n) \quad (5.3)$$

ile hesaplanır. Bu yaklaşımlardan sonra PID çıkışı veren

$$u_a(t) = K_{pa} E_A(t) + K_{ia} \int_0^t E_A(t) dt + K_{da} dE_A(t)/dt \quad (5.4)$$

eşitliği yeniden düzenlendiğinde araç için PWM çıkışı veren görev çevrim büyüklüğü

$$u_a(n) = K_{pa} E_A(n) + K_{ia} T_s \sum_0^N E_A(n) + K_{da} \frac{[E_A(n) - E_A(n-1)]}{T_s} \quad (5.5)$$

olur.

PID algoritmasına göre sarkaç denklemleri de 5.2-5.5 denklemleriyle aynı yapıya sahiptir. Sarkaç denkleminde elde edilen PWM genişliği sayısal olarak

$$u_s(n) = K_{ps} E_S(n) + K_{is} T_s \sum_0^N E_S(n) + K_{ds} \frac{[E_S(n) - E_S(n-1)]}{T_s} \quad (5.6)$$

eşitliği ile gösterilir. Ancak sarkacın hedeflendiği durum dikey koordinatta  $\theta_{hedef} = 0$ 'dır. Denge koşulu için toplam kuvvet

$$u = u_a + u_s \quad (5.7)$$

ile elde edilir. Eşitlik (5.7) araç ve sarkacın aynı anda istenen konumlara gelmesi için uygulanacak olan gerilimi vermektedir. PID denetim programları elde edilen bu sayısal

denklemlere göre yazılmıştır. Denklemlerde kullanılan değişken tanımları Tablo 5.2 de verilmektedir.

Tablo 5.2 Denklemlerdeki değişkenler ve açıklamaları

Değişken	Açıklama
$K_{pa}$	Aracın oransal katsayısı
$K_{ia}$	Aracın integral katsayısı
$K_{da}$	Aracın türev katsayısı
$K_{ps}$	Sarkacın oransal katsayısı
$K_{is}$	Sarkacın integral katsayısı
$K_{ds}$	Sarkacın türev katsayısı
$x$	Aracın konumu
$x_{hedef}$	Aracın hedef noktası
$\theta$	Sarkac açısız konumu
$\theta_{hedef}$	Sarkacın hedef noktası
$T_s$	Verilerin alındığı zaman aralığı

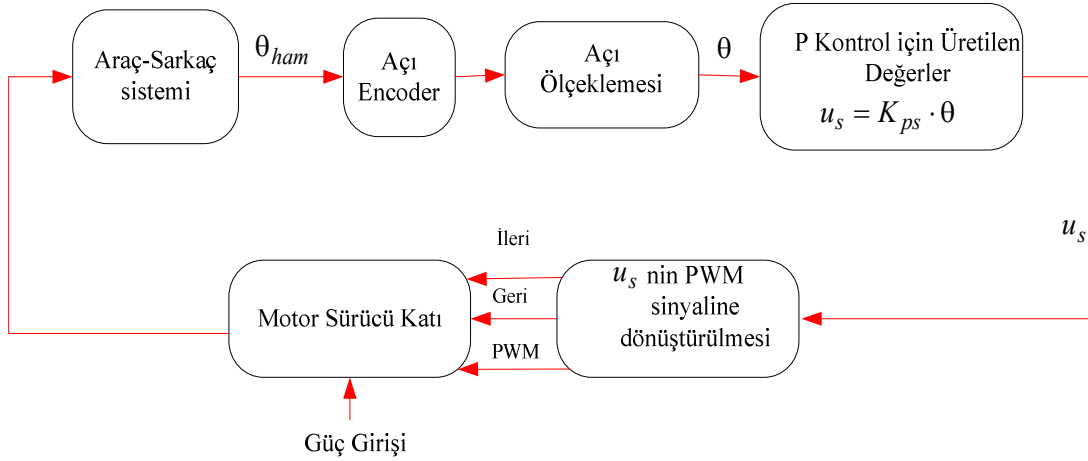
Eşitlik (5.5)-(5.6)-(5.7) ye göre yazılan PID denetim akış diyagramı ve programı EK Açıklamalar-D’de verilmektedir. Bu programda kullanılan uygun katsayılar deneme-yanılma yöntemiyle bulunarak denetim sağlanmıştır. Yapılan deneysel çalışmalarda kullanılan büyüklük ifadeleri Tablo 5.3 de verilmektedir. Bu çalışmada aracın ve sarkacın aynı anda dengede tutulması amaçlanmıştır.

Tablo 5.3 Denetimde kullanılan deneysel ifadeler

Deneyisel İfadeler	Büyüküğü	Birimi
Uygulanan motor gerilimi	15	Volt
Aracın kütleli	1	kg
Sarkacın kütleli	0.1	kg
Sarkacın başlangıç açısal konumu (dikey)	0	Radyan
Sarkaç uzunluğu	35	cm
Pist uzunluğu	25	cm
Aracın başlangıç konumu	0	cm

#### 5.4 Ters Sarkaç Sisteminde Oransal Denetim

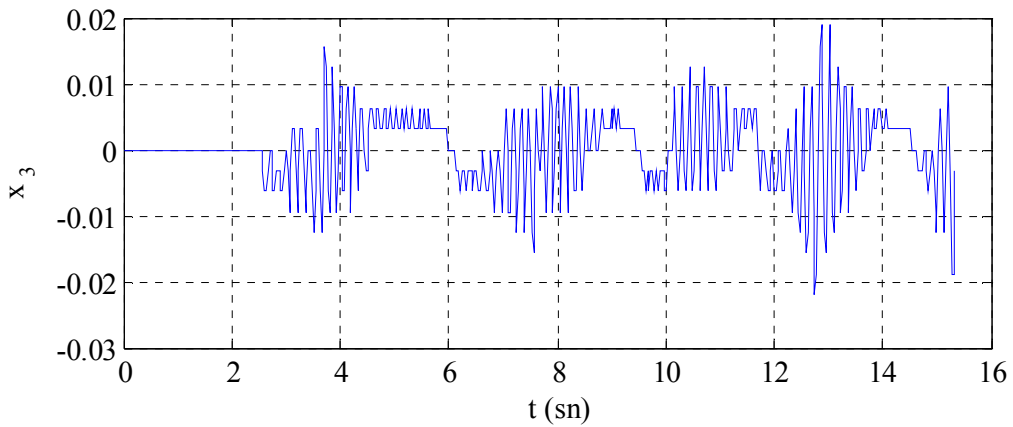
Tüm yapısı Şekil 5.6 da verilen sistem, sarkacın oransal denetimini göstermektedir. Sarkaca bağlı açı enkoderinden ikili bilgilerin oluşturduğu sinyaller açı ölçekleme bloğuna gönderilmekte ve  $\theta$  değeri hesaplanmaktadır.



Şekil 5.6 Ters sarkaç için oransal denetim blok diyagramı

Şekil 5.6 da  $K_{ps}$  oransal katsayıyı,  $\theta$  sarkacın bulunması gereken noktaya olan açısal uzaklığını göstermektedir. Bu çalışmada  $\theta$ 'nın başlangıç konumunun sıfır olması

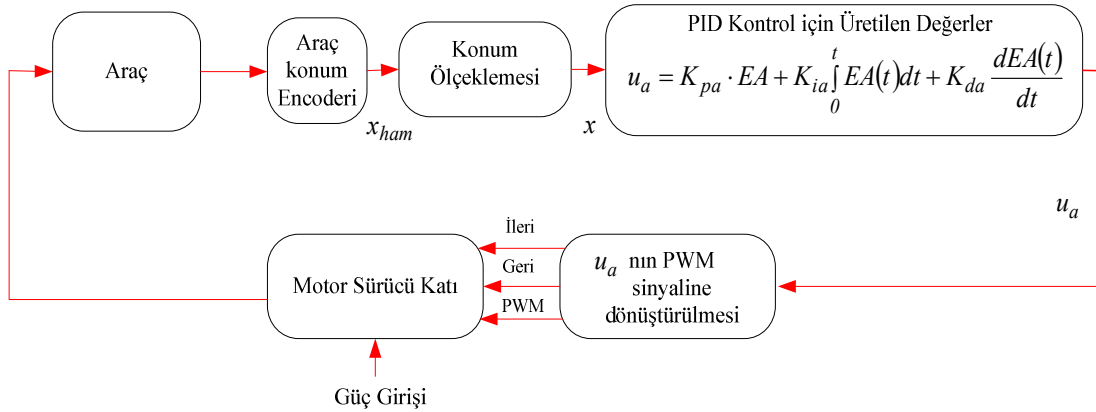
nedeniyle başlangıçta sarkaca uygulanan PWM genişliği, yani gerilim  $u = K_{ps}\theta$  sıfır olarak hesaplanmış ve hareket tetikleyici olarak sarkaca küçük itme kuvveti uygulanmıştır. Bu itme kuvvetinin etkisiyle  $\theta$  açısı sıfır radyandan sapmış ve sıfırdan farklı bir gerilim veren uygun PWM genişliği elde edilmiştir. Sarkacın yapmış olduğu açının işareti, sarkacı dengeye getirmeye çalışan motorun hareket yönünü vermektedir. Motora uygulanan gerilim sinyali motoru hareket ettirebilecek büyüklükte olmalıdır. Oransal denetimde motora ileri ve geri yönde uygulanan gerilimlerle sarkacın sıfır noktasında tutulmaya çalışıldığı gözlenmiştir. Bu salınımlı dengede duruş araçta titreşimler meydana getirmektedir. Bu durum sistemin bir nevi açık-kapalı anahtar mantığında çalışmasından kaynaklanmaktadır. Titreşimleri önleyebilmek için integral ve türev hesaplarının da PWM'e katılması gerekmektedir. Oransal denetim ile elde edilen deneysel sonuç Şekil 5.7 de verilmektedir. Grafikte yatay eksen ölçüm zamanını, dikey eksen sarkacın radyan birimi olarak referans noktasına olan uzaklığını göstermektedir. Bu deneyde denge için sarkacın sadece  $\theta$  bilgisinden faydalanılmış  $x$  için hedef belirlenmemiştir. Bu durum, sarkacın dengeye gelme esnasında bazen pist dışına çıkması sorununu doğurmuştur. Deneyde sarkacı dengede tutmaya çalışan gerilim büyüklükleri farklı değerlerde olduğundan aracın pist başına veya pist sonuna geldiği gözlemlendi ve aracı pist dışına çıkarmamak amacıyla sarkaç hareketinin ters yönünde el ile küçük kuvvetler uygulandı. Grafikteki anlık büyük değişiklikler bu durumu göstermektedir.



Şekil 5.7 Ters sarkacın P - Oransal denetimdeki hata – zaman grafiği

### 5.5 Ters Sarkaç Sisteminde Aracın Negatif Yöndeki PID Denetimi

Bu deneyde araç denetimi için Şekil 5.8 de verilen yapıya göre PID alt programı yazılmıştır. Araç konum enkoderinden alınan ikili sayı sistemindeki  $x_{ham}$  sıralı bilgileri konum ölçeklemesinde değerlendirilerek  $x$  bilgisi olarak PID alt programına gönderilmiştir.

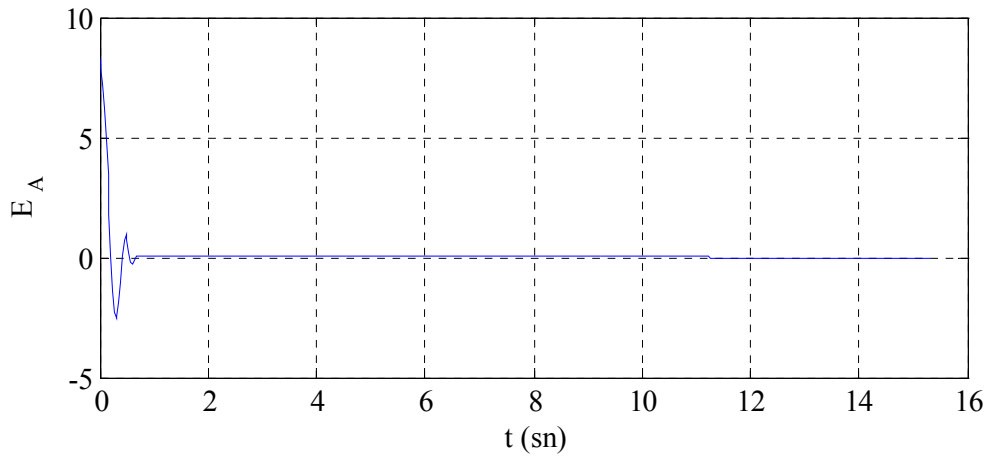


Şekil 5.8 PID denetim algoritması için blok diyagram

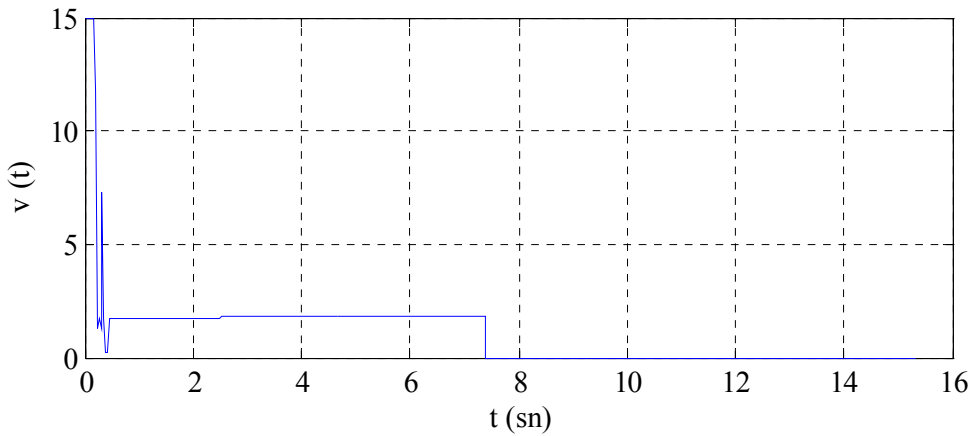
PID alt programında motorun hareketini sağlayan uygun periyot genişliğinde sinyal üretimi hesabı yapılmaktadır. PID alt programına gönderilen hata  $E_A = x - x_{hedef}$  'dir.  $x_{hedef}$  aracın gitmesi gereken nokta,  $x$  araç konum enkoderinden alınan bilgidir. PID alt programında  $u_a$  hesaplanır.

Aracı hedef noktaya götürebilmek ve bu noktada tutabilmek için, PID algoritmasından elde edilen  $u_a$  (PWM) sinyal genişliği güç devresine gönderilmekte ve bu büyüklüğün işaretine göre de aracın hareket yönü belirlenmektedir. PID algoritmasından elde edilen gerilim büyüklükleri aracın hareketi esnasında artabilmektedir. Bu artış sonucunda öngörülenden daha büyük görev çevrim zamanı oluşmaması için, araca uygulanabilecek PWM sinyal periyodu hem pozitif hemde negatif yöndeki en büyük değerler ile sınırlandırılmıştır. Yani aracın denetimi için verilebilecek en büyük PWM genişliği belirlenmiştir. Bu deney için örnek olarak PWM sınır frekansı 146 kHz seçilmiştir. Araç istenen konuma getirildiğinde güç

devresine uygulanan en yüksek PWM frekansı 146 kHz'dir. Şekil 5.9 incelendiğinde araç bulunduğu konumdan  $x_{hedef} = -8 \text{ cm}$  yönüne götürülmeye çalışılmıştır,  $-8 \text{ cm}$  ileride bulunan noktaya, gerilim uygulanarak getirilen araç ilk hatanın sıfır olduğu noktadan sonra dikey koordinat sisteminin eksi koordinatına geçmiştir, bu noktadan sonra yapılan PID hesapları artı yöndeki hesaplamalara göre ters işaretli olacağından dolayı, araca uygulanan gerilim bir öncekinin ters yönünde olacaktır. Bu durumda Şekil 5.10 da görüldüğü gibi araç hedef noktaya ulaştığında bu noktada uygun gerilimlerle hedef nokta üzerinde tutulmaya çalışılmıştır. Grafik üzerindeki dikey eksen, örnekleme değerleri  $30 \text{ ms}$ 'de alınmış araç konumunun hata değerleridir.



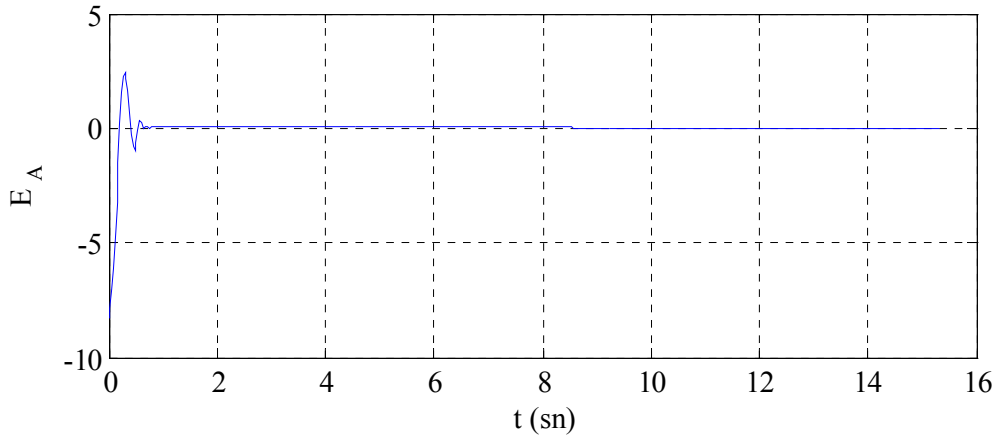
Şekil 5.9 Ters sarkaç için PID algoritmasına göre aracın negatif yöndeki hareketi için hata – zaman grafiği



Şekil 5.10 PID algoritmasıyla araca uygulanan gerilim

### 5.6 Ters Sarkaç Sisteminde Aracın Pozitif Yöndeki PID Denetimi

Şekil 5.11 de aracı  $x = 8 \text{ cm}$  'ye götürmek için uygulanmış gerilimlere göre elde edilmiş araç hata – zaman grafiği verilmiştir. Dikey koordinat hata değerlerini, yatay koordinat ise örneklemelerin alındığı zamanı göstermektedir. Hata grafiğinden görüldüğü gibi araç hatası sıfır olduğunda hedeflenen noktaya gelmektedir.  $K_{pa}, K_{ia}, K_{da}$  'dan oluşan PID katsayılarının bazı değerlerinde aracın hedef noktada titreşim yaptığı görülmüştür. Araç titreşimini kesmek için frekans periyodu arttırılmış fakat buna bağlı olarak PWM frekansı aracın hızını arttırdığından konum hata değerinde artış gözlenmiştir. Bu çalışmada yine en yüksek PWM frekansı 146 kHz alınmıştır. Daha düşük PWM frekanslarında kullanılan DC motorun çalışması için gerekli olan yeterli tetikleme zamanının sağlanamadığı görülmüştür.

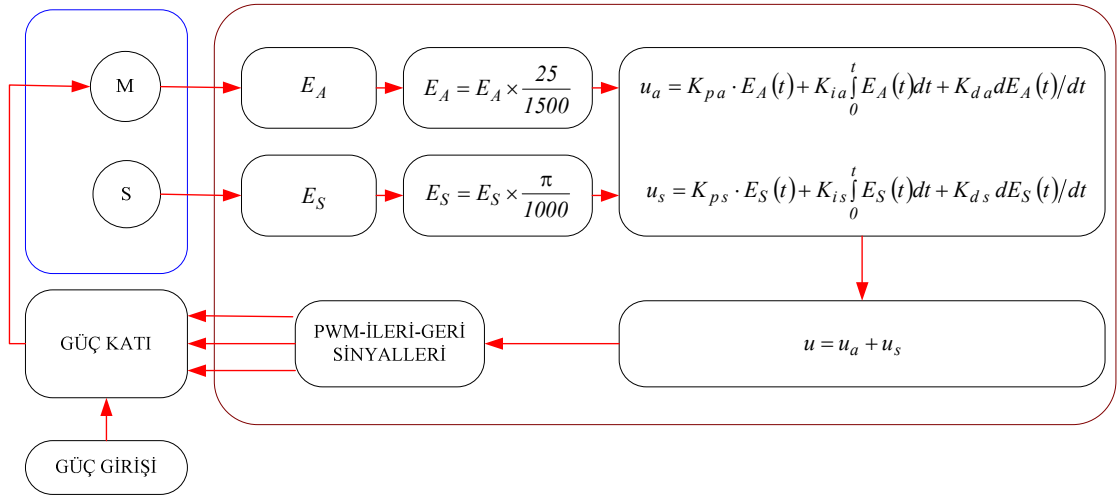


Şekil 5.11 Ters sarkaç için PID algoritmasına göre aracın pozitif yöndeki hareketinden elde edilen hata – zaman grafiği



### 5.7 Sarkaç ve Araç Konum Denetimlerinin PID Algoritması ile Sağlanması

Denetim tüm yapısı Şekil 5.12 de gösterilen sarkaç ve araç konum denetiminin sayısal ortama çevrilmiş denklemleri bölüm 3 te verilmiştir.

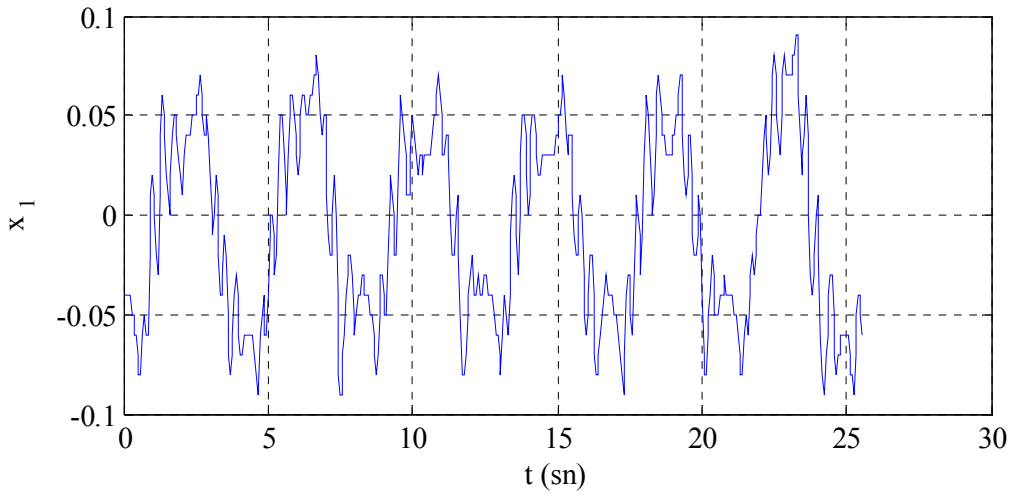


Şekil 5.12 Araç-sarkaç konum denetimi blok gösterimi

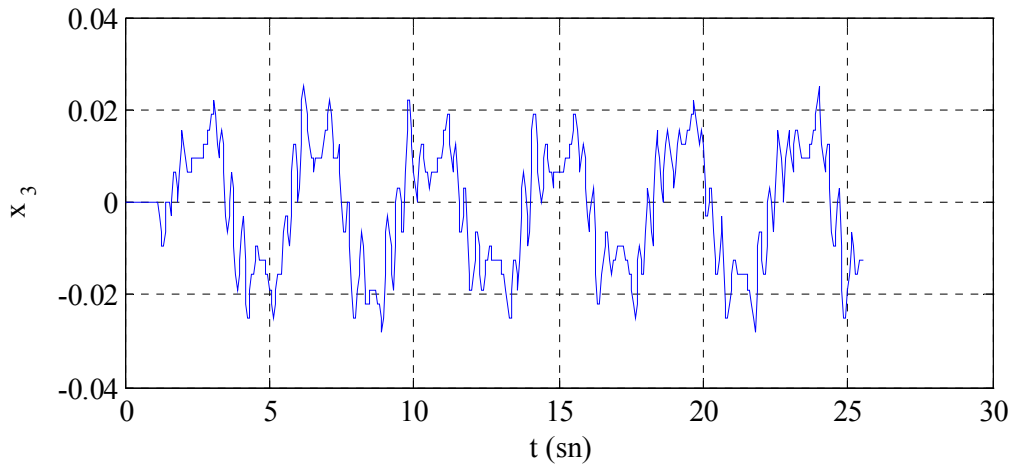
Ezdspf2812 sayısal işaret işleme kartının enkoder devreleri, enkoderden gelen sıralı sinyalleri ileri-geri konumlarda hata değeri olarak sayabilmektedir. Şekil 5.12 deki tüm yapıda gösterildiği gibi  $E_A$  ve  $E_S$  değerleri sırasıyla araç ve sarkaç enkoderlerinden alınan ikili veriler halinde gelen sinyallerin sayısıdır. Bu sinyaller  $E_A$  ve  $E_S$  olarak yeni santimetre ve radyan değerlerine dönüştürülmektedir.

Ters sarkaç ve araç konumlarının aynı anda istenen noktalarda denge durumunda kalabilmesi için Tablo 5.3 deki büyüklükler kullanılmaktadır. Tablo 5.3 de verilen bazı büyüklükler sabit değiştirilemez durumdadır. Sürtünmeyi yenebilecek motor geriliminin ve görev çevrim oranının belirlenmesi testleri yapabilmek için gereklidir. Sarkaç dikey konumda sıfır radyanda, aracın başlangıç konumu ise yine sıfır olarak alınmıştır. Ezdspf2812 kartına yüklenen PID denetim programı çalıştırıldığında sarkaç sistemi başlangıç konumunda hareketsiz kalmaktadır. Bu test programında sarkaç açısı için bir sınırlama getirilmemiştir. Sarkaca uygulanan ilk tahrikten sonra araç hem kendi konum

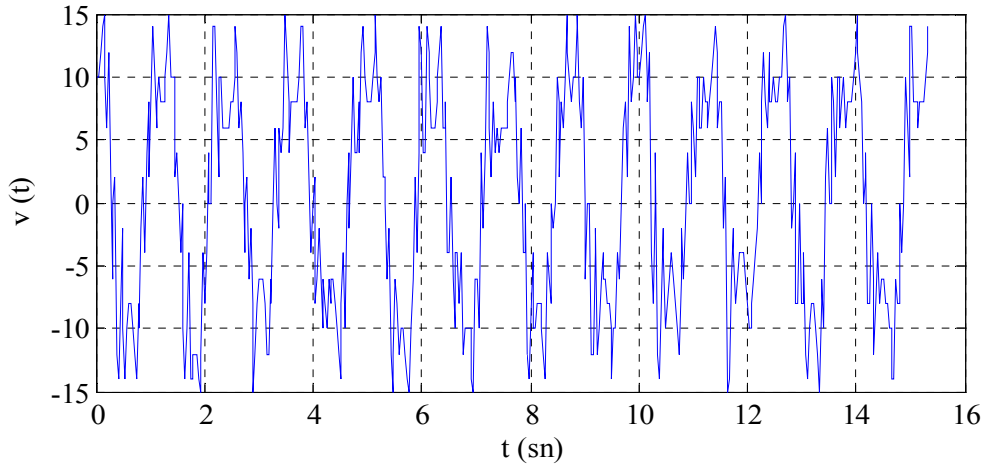
denetimini hemde sarkaç denetimini sağlamak için ileri geri yönde salınımlar yapmaktadır. Şekil 5.13 de aracın konum-zaman grafiği ve Şekil 5.14 de ise sarkacın konum-zaman grafiği verilmektedir. Şekil 5.13 de görüldüğü gibi aracın ilk tahrik anından itibaren -7 cm ile +7 cm aralığında doğrusal hareketler yaparak sarkacı -0.02 ile +0.02 radyan aralığında dengede tuttuğu gözlemlendi. Şekil 5.15 açı ve konum bilgisine göre araca hareket veren motora uygulanan ortalama gerilim büyüklüklerini göstermektedir.



Şekil 5.13 İlk tahrikten sonra aracın konum-zaman grafikleri

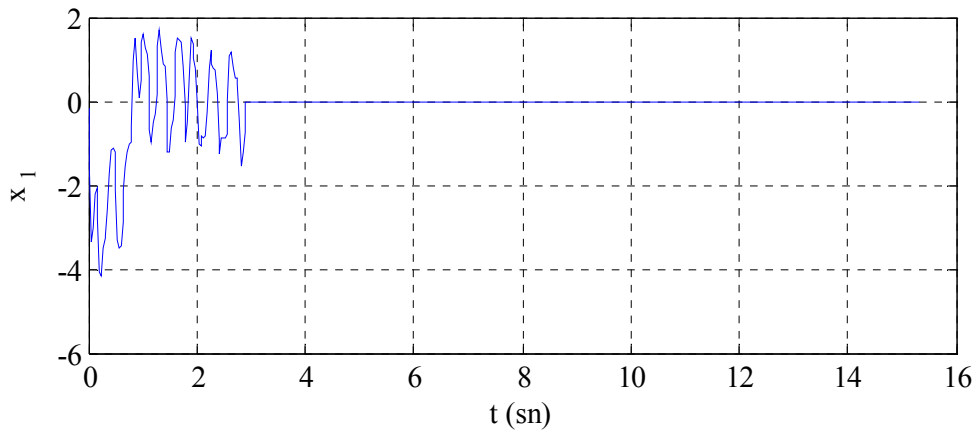


Şekil 5.14 İlk tahrikten sonra sarkacın konum-zaman grafikleri

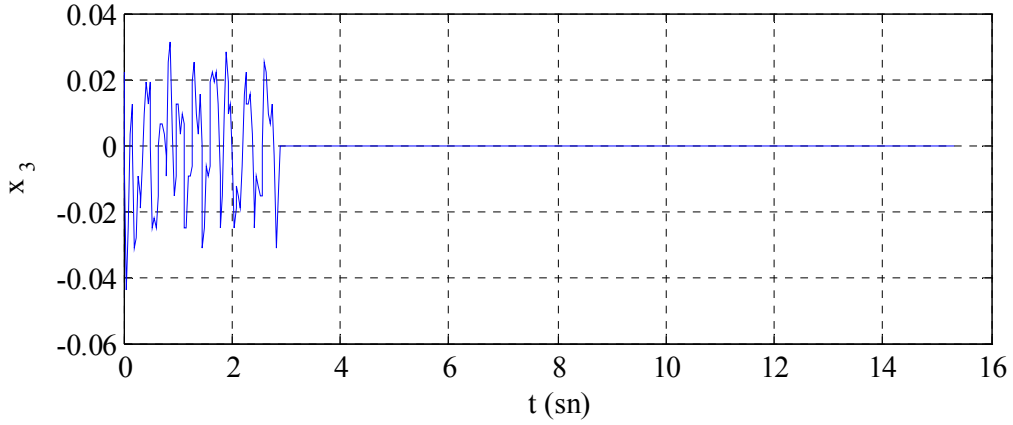


Şekil 5.15 İlk tahrikten sonra sisteme uygulanan gerilim büyüklükleri

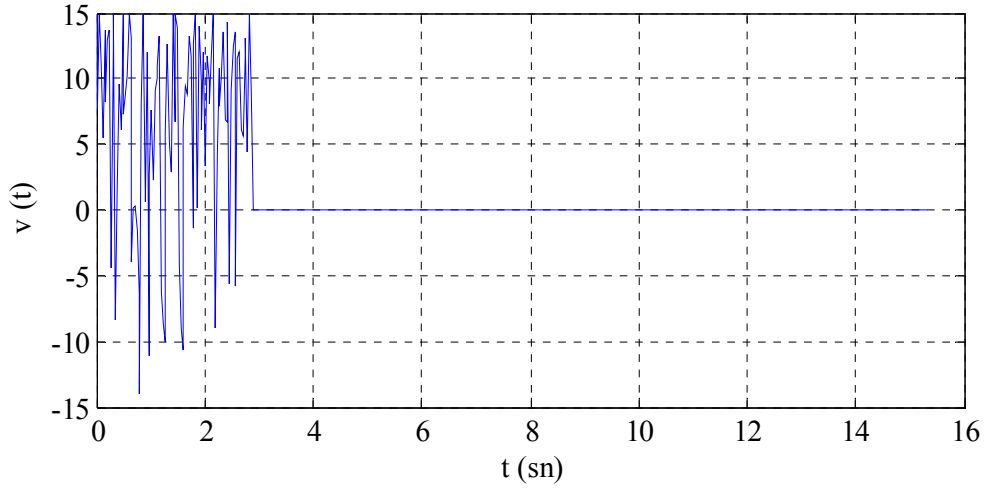
Farklı bir yaklaşım ile, EK Açıklamalar-B'de verilen küçük açı modeline göre ters sarkacın denetimi sarkaç denetim açısının küçük bir bölgede seçilmesi ile gerçekleştirilmektedir. EK Açıklamalar-D'de denetim algoritması ve programı verilen deneyin grafiksel sonuçları Şekil 5.16-5.17 ve 5.18 de sırasıyla sarkaç, araç konumları ve uygulanan gerilim değerleriyle gösterilmektedir. Yazılan programda aracın istenen hedef noktası sıfırdır. Sarkacın dengesi el ile uygulanan küçük bir kuvvet yardımıyla değiştirilmiş, açisal konumu değişen sarkaç, araç tarafından denge konumuna algoritma yardımıyla getirilmiştir. Aynı zamanda araçta kendisini istenen konumda tutmayı sağlamıştır. Sistemin istenen duruma ulaşması 3 sn sürmektedir.



Şekil 5.16 Deneysel çalışmalardan elde edilen aracın konum-zaman grafiği



Şekil 5.17 Deneyel çalışmalardan elde edilen sarkacın konum-zaman grafiği



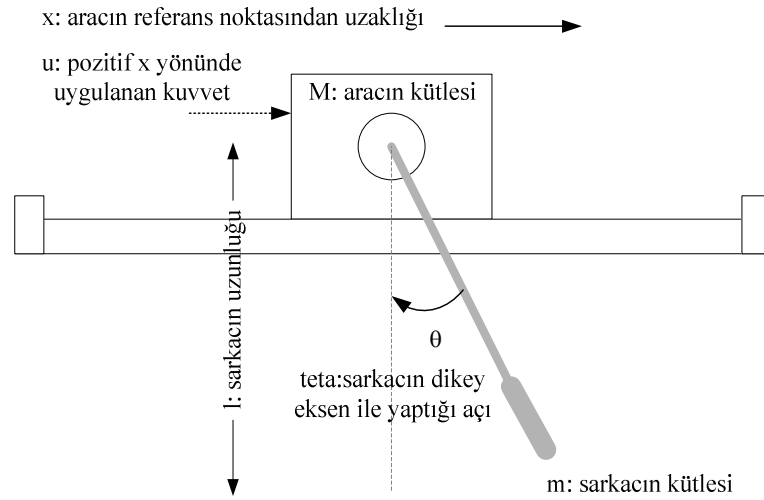
Şekil 5.18 Deneyel çalışmalardan elde edilen gerilim-zaman grafiği

Farklı yüzey bölgelerinde sistemin yatışkın duruma oturması daha kısa veya daha uzun zamanda meydana gelmektedir. Ortamın ideal olmadığı durumlarda böyle davranışların olması muhtemel sonuçlardır.

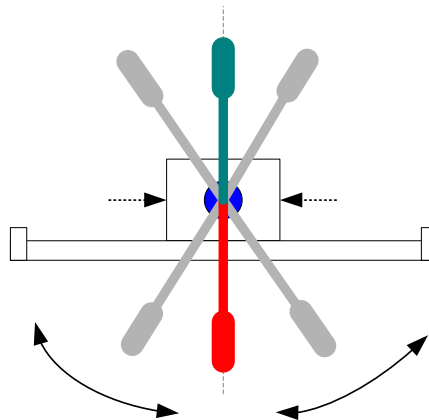
### 5.8 Salınımlarla Sarkacı Yukarı Dikme ve Dengeleme

Sarkaca salınım yaptırarak  $0^\circ$  den  $180^\circ$  ye kaldırma ( swing- up ) çalışması; ters sarkaca salınım yaptırarak denge konumuna getirme deneyi PID kullanılarak yapılmıştır. Bu çalışmada başlangıçta sarkacın konumu  $0^\circ$  de, Şekil 5.19 da gösterildiği gibi aşağı yönde durmaktadır. Şekil 5.20 de gösterildiği gibi sisteme enerji verildiğinde

motor vasıtasıyla araç hareket etmekte aracın hareketiyle sarkaç salınımına geçmektedir. Bu salınımlar esnasında sarkaç aşağı konumda tanımlanan bölgedeki başlangıçtaki referans noktasına geldiğinde en yüksek hıza ulaşmaktadır, araca Şekil 5.21 de gösterilen bölgede enerji verilmekte ve uygulanan gerilim sarkacı bir öncekinden daha fazla yukarılara çıkarmaktadır. Sarkaç en üst noktaya geldiğinde  $180^\circ$  lik açı yapmaktadır. Bu denetimde uygulanacak olan gerilimlerin bölgesel olarak nasıl ayarlandığı Şekil 5.21 de gösterilmekte ve denetim bu yapıya göre sağlanmaktadır.

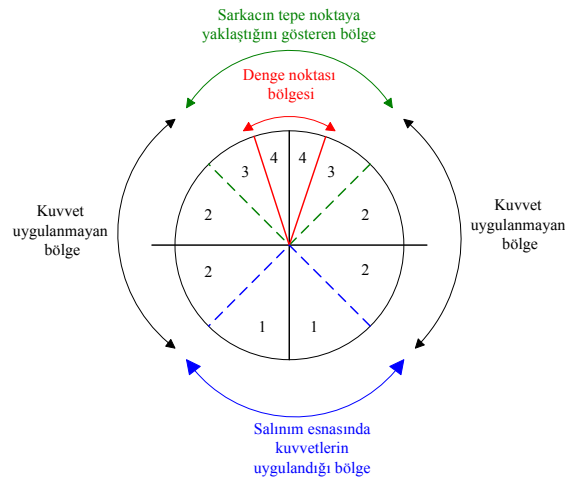


Şekil 5.19 Sarkacın başlangıç durumuyla yapmış olduğu açı



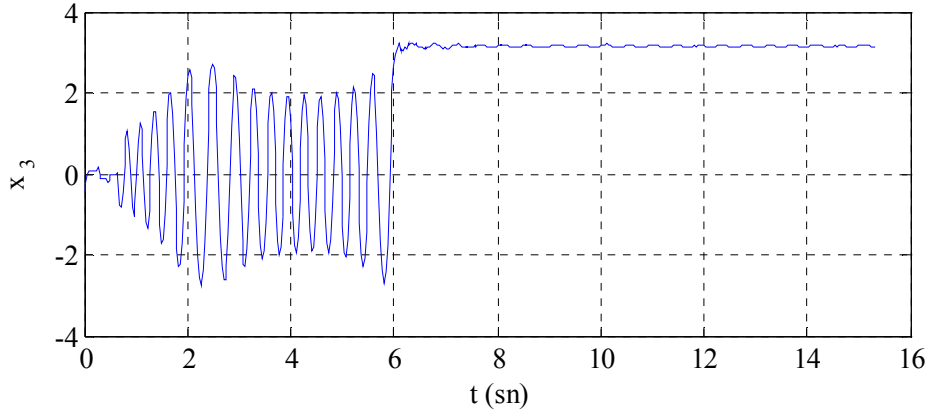
Şekil 5.20 Sarkaç serbest salınımlarının gösterilmesi

Şekil 5.21 de sarkacın salınımını arttıracak gerilimlerin uygulandığı bölgeler 1 ile gösterilmektedir. Bu bölgelerde araca güç uygulanmaktadır. 2 nolu bölgelerde araca güç uygulanmamaktadır. Serbest salınımlarla sarkaç 3 nolu tepe noktaya yaklaşmaktadır ve sarkaç bu aralık içerisinde girdiği anda ikinci denetim alt programı çalışmaya başlamaktadır. Denge noktası bölgesi ise 4 numara ile gösterilmektedir, sarkaç bu bölgenin içerisine girdiğinde dengede tutma bu sınırlar içerisinde gerçekleşmektedir.



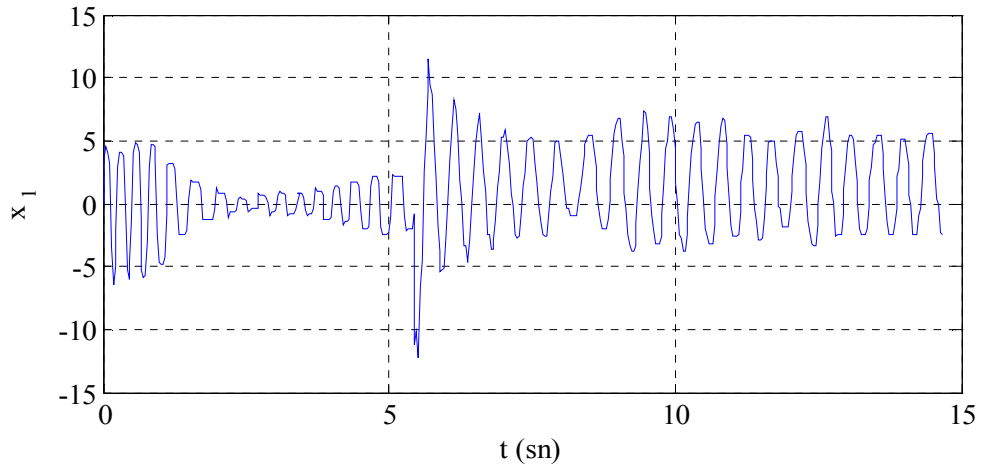
Şekil 5.21 Sarkacın salınım esnasında değişen konumlarının gösterimi

Deneysel olarak sarkacın ve aracın salınım ile denge konumuna geldiğini gösteren grafikler aşağıda verilmektedir. Sarkacın başlangıç konumu  $0^\circ$  de iken ileri-geri salınımlar yaptırılarak tepe noktaya ( $180^\circ$ ) dikilme grafiği Şekil 5.22 de, aracın konum değişimi grafiği de Şekil 5.23 de verilmektedir. Değişimler esnasında araca uygulanacak gerilim büyüklükleri ise Şekil 5.24 de gösterilmektedir.

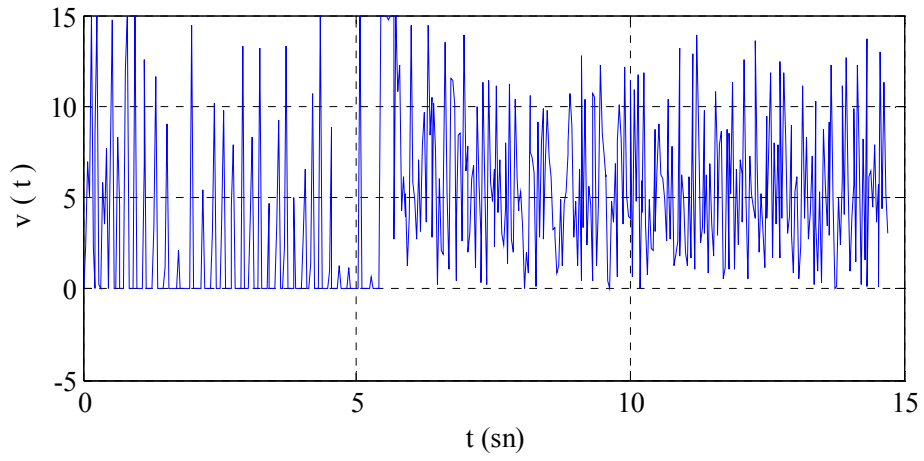


Şekil 5.22 Aşağı konumda duran sarkacın ileri-geri salınımlarla tepe noktaya dikilmesi

Sarkacın 25 cm lik kısa pistte salınım ile denge noktasına getirilmesi bazı deneylerde uzun zaman almasına rağmen, bazen bu durum yeterli büyüklükte verilen gerilimlerle 2-3 salınım ile gerçekleştirilebilmektedir. Pist uzunluğunun kısa olmasından dolayı ve DC motorun ivmelenmesinden kaynaklanan ani güç değişimleri bu denetimi oldukça zorlaştırmıştır. Şekil 5.23 de aracın ilk zamanlarındaki hızlı konum değişimi sarkaca ilk salınımı vermek için gerekli olan konum değişimidir. Aracın hızlı bir şekilde konum değiştirmesinden dolayı, aşağı yönde duran sarkaç salınım yapmaya başlamıştır. Salınım yaptırılan sarkaç uygun açıya geldiğinde referans noktası  $\pi$  olarak değiştirilmiştir. Sarkacı referans noktasına çekebilmek için tanımlanan referans bölgesinde uygun büyüklük uygulanmıştır. Burada araca uygulanacak uygun büyüklükler, aracın pist sonlarına çarpmaması için iyi ayarlanmalıdır. Gerilim ayarlamasında DC motora uygulanacak sabit gerilim ve bu gerilimi ortalama olarak ayarlayan en üst noktada verilecek olan PWM sinyal genişliği önemlidir. Şekil 5.24 sarkacı tepe noktaya dikmek için uygulanan gerilimleri veren grafiği göstermektedir. İlgili deneyin video görüntüleri tez ekinde verilen CD de yer almaktadır.



Şekil 5.23 Sarkacın tepe noktaya dikilmesi esnasında aracın konum değişimi



Şekil 5.24 Sarkacı tepe noktaya dikmek için uygulanan gerilim değerleri



## BÖLÜM 6

### BULANIK ÇIKARIM SİSTEMLERİ

#### 6.1 Giriş

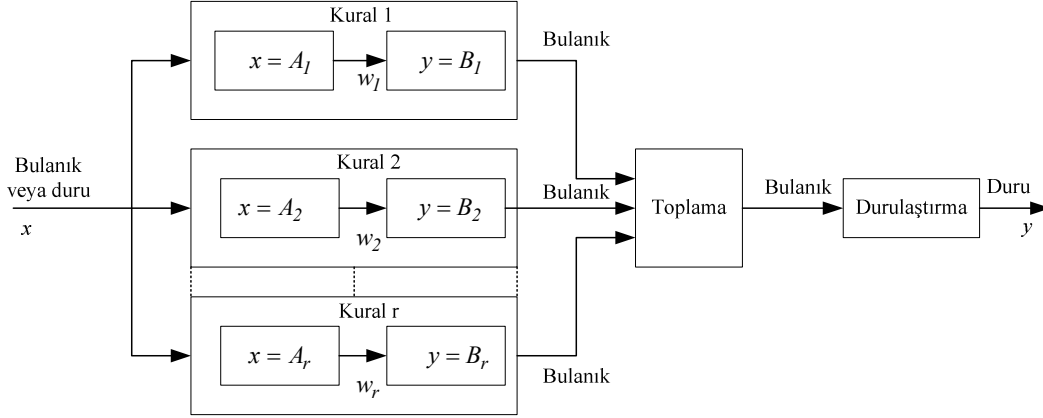
Bulanık mantık, ikili mantıktan farklı olarak 0 ve 1 in arasında kalan değerleri de hesaba katan bir mantık modelidir. Bu modelde giriş değerleri 0 ve 1 arasında derecelendirilir. Sistemin yapısına göre girişlerin her bir değerine ağırlık verilir. Bulanık çıkarım sistemi, bulanık mantık temeline oturtulmuş bir sistemdir. Bulanık çıkarımda bulanıklaştırılan değerler üzerinde bulanık mantık modeli yürütülerek insan beyninin düşünme şekli taklit edilir. Bulanık kurallar üzerine bulanık mantık uygulandığında elde edilen ifadelere bulanık çıkarım denir [19]. Bu sistem, bulanık küme teorisini ve bulanık “eğer-ise” kurallarını kullanarak hesaplamalar yapmaktadır. Otomatik denetim, veri sınıflama, karar verme analizleri, uzman sistemler, zaman serisi tahminleri, robotik ve nesne tanıma gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Bulanık çıkarım sistemi; bulanık kural tabanlı sistem, bulanık uzman sistem, bulanık model veya bulanık ilişkili bellek olarak da bilinmektedir [20].

Bulanık mantık denetimi bulanık çıkarıma dayanmaktadır. Burada bilgi tabanı (knowledge base) ve karar verme mantığı (decision making logic) kullanılmaktadır. Veri tabanı (database) ve kural tabanı (rule base) bilgi tabanını oluşturmaktadır.

**Veri tabanı :** Bulanık kümeler kullanarak giriş ve çıkış değişkenlerinin tanımlanmasını içerir. Çıkarım mekanizması kural tabanında kullanılan kümelerin üyelik işlevlerini bu bölümden alır.

**Kural tabanı :** Bulanık şart cümlelerinin tamamını içerir. Denetim amaçlarına uygun dilsel denetim kuralları burada bulunur ve çıkarım mekanizmasına buradan verilir [19]. Bulanık çıkarım sistemi, gerek bulanık gerekse gerçek (duru) girişleri kabul eder. Eğer girişler duru ise bulanıklaştırılır. Elde edilen çıkışlar genelde bulanıktır. Ancak gerçek dünyada bulanık sonuçlar pek kullanılmaz ve bulanık sonuçlar durulaştırılır. Bulanık çıkarım sisteminin gösterimi Şekil 6.1 de verilmektedir [20]. Şekil 6.2 de bu yapının

girdi ve çıktıları gösterilmektedir. Yapıya göre  $A_r$  ve  $B_r$  bulanık kümeleri temsil etmektedir.



Şekil 6.1 Bulanık çıkarım sisteminin gösterimi.

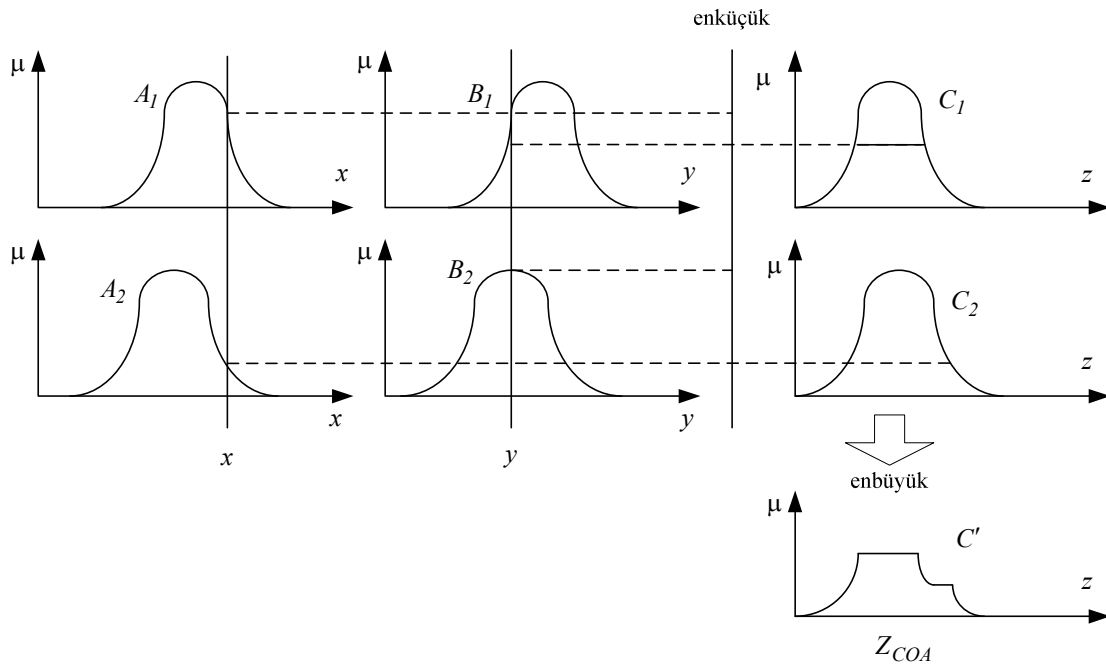
Bir bulanık denetleyicinin gerçekleştirilmesinde denetlenecek sistemin matematiksel modelinden daha çok o sistemi çalıştıran operatörün sistem davranışı konusunda sahip olduğu bilgiler daha önemlidir [19]. Tasarımda genellikle bu tür bilgilerden yararlanır. Böyle bir yaklaşım uzun yıllar boyunca kazanılan deneyimlerden, denetleyici içerisine yorumlanmış halde kolaylıkla yerleştirilmesine imkan sağlar. Kural tabanlı kurulumda kullanılacak yaklaşımlar şunlardır:

- Bir uzmanın bilgi ve/veya deneyimleri
- Sürecin bir bulanık modelinin kurulması
- Operatörün süreç üzerinde yaptığı işlemler
- Öğrenen algoritmaların kurulması

Bulanık çıkarım sistemi, duru giriş ve çıkışlar kullanıldığında giriş uzayından çıkış uzayına doğrusal olmayan bir haritalama yapar. Bu haritalamada her kural, uzayın belli bir bölgesini çok iyi denetlemektedir. Kuralın giriş kısmı giriş uzayını bulanık bölge olarak tanımlarken, kuralın sonuç kısmı ise çıkışı çok terimlilerle ya da bulanık çıkarımlarla tanımlar. Bulanık çıkarım sisteminin sonuç kısmında yer alan toplama ve durulaştırma üzerinde yapılan değişikliklerle farklı modeller geliştirilmiştir. Bu modellerden bazıları aşağıda ele alınmıştır [20].

## 6.2 Mamdani Bulanık Modeli

Mamdani bulanık sistemi, ilk defa bir buhar makinesi ile kazanın birlikte denetimini bir takım dilsel kurallarla yapmak için geliştirilmiştir. Girişleri  $x$  ve  $y$ , çıkışı ise  $z$  olmak üzere iki kurallı Mamdani bulanık çıkarım sistemi Şekil 6.2 de gösterilmektedir [20].



Şekil 6.2 En büyük-en küçük birleşimini kullanan Mamdani bulanık çıkarım sistemi.

En büyük-en küçük birleşimi ile elde edilen çıkış bulanıktır. Bulanık değer in durulaştırma işleminden sonra gerçek değeri elde edilir.

## 6.3 Durulama ( Defuzzification )

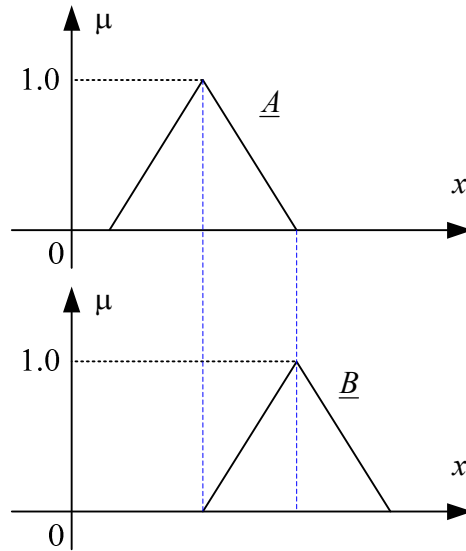
Bulanık çıkarım mekanizmasının çıkışı, çıkış evrensel kümesinde bulanık bir kümedir. Bunun için bulanık olmayan bir değere çevrilmesi gerekir. Bu çevirme işlemine durulama denir. Önce kullanılan her kural için üyelik değerlerinden oluşan her bir bulanık çıkış kümesi, çıkış evrensel kümesinde tespit edilir. Daha sonra bu kümeler

tarafından oluşturulan mantıksal birleşim kümesi üzerinde durulama yöntemlerinden birisi kullanılır ve tek çıkış değeri bulunarak durulama işlemi yapılmış olur. Elde edilen değer bulanık mantık denetleyicinin sisteme uygulayacağı çıkış değeridir.

#### 6.4 Durulaştırma Yöntemleri [16]

Bulanık kümenin matematiksel işlemler sonucunda tek çıktı olarak elde edilmesi gerekebilir. Bu durumda durulaştırma yöntemi kullanılır. Böyle bir duruma örnek teşkil eden Şekil 6.3 deki gibi  $\underline{A}$  ve  $\underline{B}$  şeklinde iki küme düşünülürse,

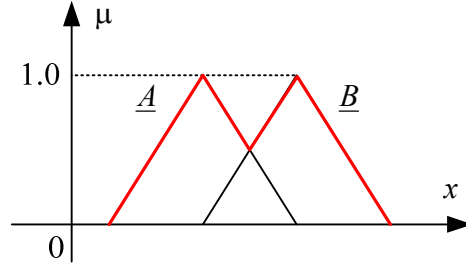
İki bulanık kümenin birleşim işleminden sonra bulanık çıkarım kümesi elde edilmektedir. Genel bulanık çıkış işlemlerinde iki veya daha fazla çıkış gerekebilir ve üyelik fonksiyon gösteren çıkışların her bir kısmı üçgen ve yamuktan farklı şekillere sahip olabilir. Şekil 6.3 de gösterilen bulanık kümelerin birleşimi



Şekil 6.3  $\underline{A}$  ve  $\underline{B}$  bulanık kümeleri

$$\underline{C} = \underline{A} \cup \underline{B}$$

ifadesi ile gösterilir, bu ifadenin sonucu Şekil 6.4 de gösterilmektedir.

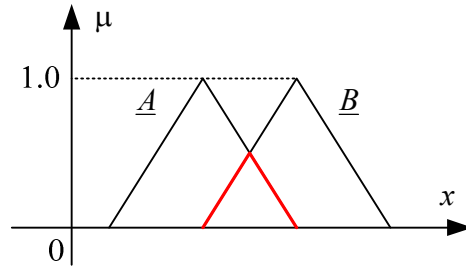


Şekil 6.4 İki bulanık kümenin birleşimi

Şekil 6.3 de verilen bulanık kümelerin kesişimi ise Şekil 6.5 de verilmektedir. Bu bulanık kümelerin kesişimi ise

$$\underline{C} = \underline{A} \cap \underline{B}$$

ifadesiyle gösterilir.



Şekil 6.5 İki bulanık kümenin kesişimi

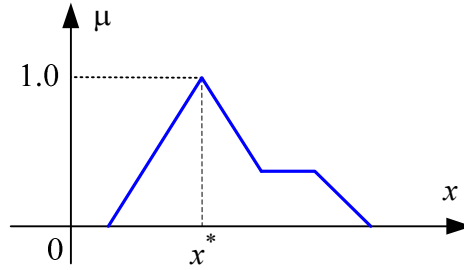
Bulanık çıkış fonksiyonlarını durulaştıran bazı yöntemlere aşağıda kısa özetler halinde değinilmektedir.

#### 6.4.1 En büyük üyelik yöntemi (Max-membership principle)

Yükseklik metodu olarak bilinir. Bu yöntemde en üst noktanın fonksiyonu çıkış olarak alınır.

$$\mu_{\underline{C}}(x^*) \geq \mu_{\underline{C}}(x) \quad \text{tüm } x \in X \text{ için}$$

şeklinde ifade edilir ve bu durum grafiksel olarak Şekil 6.6 da gösterilmektedir.



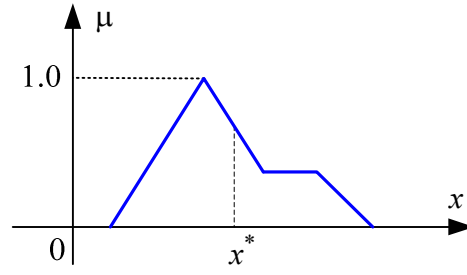
Şekil 6.6 En büyük üyelik derecesi durulaştırması

#### 6.4.2 Ağırlık yöntemi (Centroid principle)

Durulaştırma işlemlerinde en yaygın olanı alanın merkezi yöntemi olarak bilinir, ilgili denklemi

$$x^* = \frac{\int \mu_{\underline{C}}(x) \cdot x dx}{\int \mu_{\underline{C}}(x) dx}$$

şeklinde gösterilir. Bu yöntemin grafiksel gösterimi Şekil 6.7 de verilmektedir.



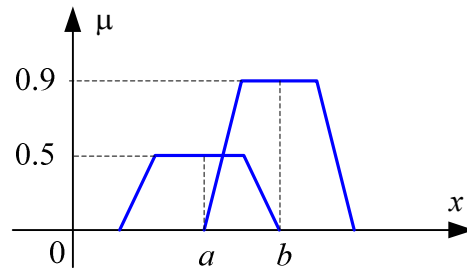
Şekil 6.7 Ağırlık merkezi yöntemi ile durulaştırma

### 6.4.3 Ağırlık ortalama yöntemi ( Weighted average method )

Bu yöntem sadece simetrik çıkış üyelik fonksiyonları için geçerlidir. Aritmetiksel eşitliği

$$x^* = \frac{\sum \mu_{\underline{C}}(\bar{x}) \cdot \bar{x}}{\sum \mu_{\underline{C}}(\bar{x})}$$

ile ifade edilir ve ilgili gösterim Şekil 6.8 de verilmektedir.



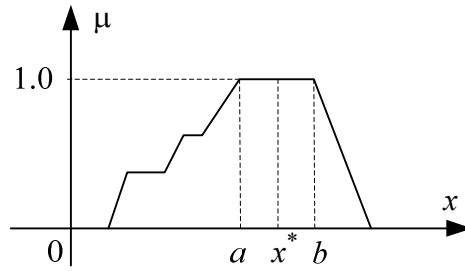
Şekil 6.8 Ağırlıklı ortalama yöntemi durulaştırması

#### 6.4.4 En büyüklerin ortalaması

Bu yöntem birinci durulaştırma yöntemine çok yakındır. En büyük üyeliğin konumu tek nokta olmayabilir, düz bir plato gibi aynı değerde tepe noktalarında bulunabilir. Şekil 6.9 da tanımlanan  $a$  ve  $b$  değerlerine göre bu yöntemin eşitliği

$$x^* = \frac{a+b}{2}$$

şeklinde verilir.



Şekil 6.9 Ortalama en büyük üyelik durulaştırması

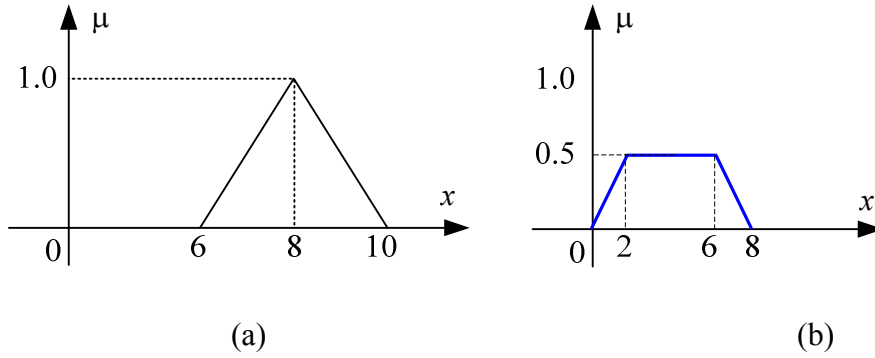
#### 6.4.5 Toplamların merkezi

Halihazırda kullanılan durulaştırma işlemleri arasında en hızlı olanı bu yöntemdir. İki bulanık kümenin birleşimi yerine bu kümelerin cebirsel toplamları kullanılır. Dezavantajı ise üstüste örtüşen bölümlerin iki kez toplama dahil olmasıdır. Durulaştırılmış değer denkleminin

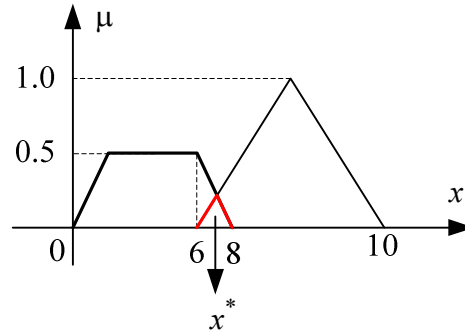
$$x^* = \frac{\int x \sum_{k=1}^n \mu_{C_k}(x) dx}{\int \sum_{k=1}^n \mu_{C_k}(x) dx}$$



ile verilmektedir. Bu yöntem ağırlıklı ortalama yöntemiyle benzerlik gösterir. Şekil 6.10 da bu yönteme tabi tutulacak kümeler ve Şekil 6.11 da toplamların merkezi yöntemi gösterilmektedir.



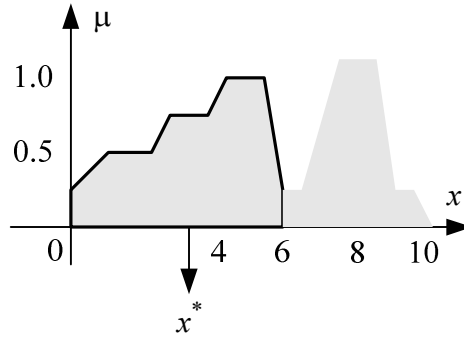
Şekil 6.10 Farklı iki bulanık küme (a) ve (b) verilmektedir



Şekil 6.11 Toplamların merkezi yöntemiyle durulaştırma

#### 6.4.6 En büyük alanın merkezi

Eğer bulanık küme çıktısı en azından 2 konveks alt bölgeye sahipse, en büyük alanlı konveks bulanık alt bölgenin ağırlık merkezi [örneğin:  $x^*$  centroid metoduyla hesaplanmıştır] çıktının durulaştırılmış  $x^*$  değerini elde etmek için kullanılır. Bu grafiksel olarak Şekil 6.12 de ve aritmetiksel olarak aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.12 En büyük alanın merkezi yöntemi

$$x^* = \frac{\int \mu_{\underline{C}_m}(x) \cdot x dx}{\int \mu_{\underline{C}_m}(x) dx}$$

Burada  $\underline{C}_m$ ,  $\underline{C}_k$  yi oluşturan en büyük alana sahip konvex alt bölgedir. Bu durum  $\underline{C}_k$  nin bütün çıkışlarının konvex olmadığı durumda geçerlidir ve  $\underline{C}_k$  nin konvex olduğu durumda,  $x^*$  centroid metoduyla yada en büyük alanın merkezi metoduyla elde edilenle aynı değerdedir.

#### 6.4.7 En büyük ilk veya son üyelik derecesi

Bu metod,  $\underline{C}_k$  nin maksimize edilmiş üyelik dereceli domaininin en küçük değerini belirlemek için, tüm çıkışları yada tüm bireysel çıkışların birleştiği bulanık  $\underline{C}_k$  kümelerini kullanır. Çıkış denklemleri aşağıdaki gibidir.

İlk olarak birleşmedeki en geniş yükseklik belirlenir. [ $hgt(\underline{C}_k)$  olarak gösterilmiştir]

$$hgt(\underline{C}_k) = \sup_{x \in X} \mu_{\underline{C}_k}(x)$$

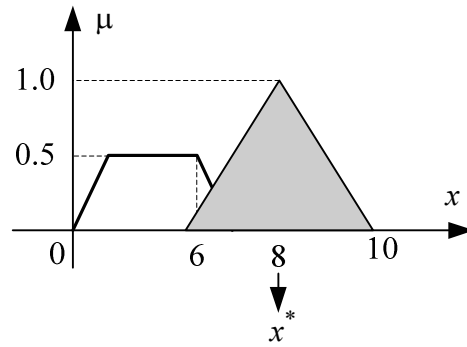
sonra birinci maksima bulunur.

$$x^* = \inf_{x \in X} \left\{ x \in X \mid \mu_{\underline{C}_k}(x) = hgt(\underline{C}_k) \right\}$$

bu metodun alternatifi sonuncu maxima olarak adlandırılır ve şöyle verilmektedir

$$x^* = \sup_{x \in X} \{x \in X \mid \mu_{\underline{C}_k}(x) = \text{hgt}(\underline{C}_k)\}$$

denklemlerde supremum en küçük üst limit ve infimum en büyük alt limittir. Grafiksel olarak bu metod Şekil 6.13 de gösterilmiştir, şekilde gösterilen durumda birinci max aynı zamanda sonuncu max'dır, ayırtedici max olduğundan dolayı aynı zamandada ortalama max'dır. Sonuç olarak denklemlerin hepsi şekilde gösterilen özel durum için aynı durulaştırılmış  $x^*$  değerini verir.



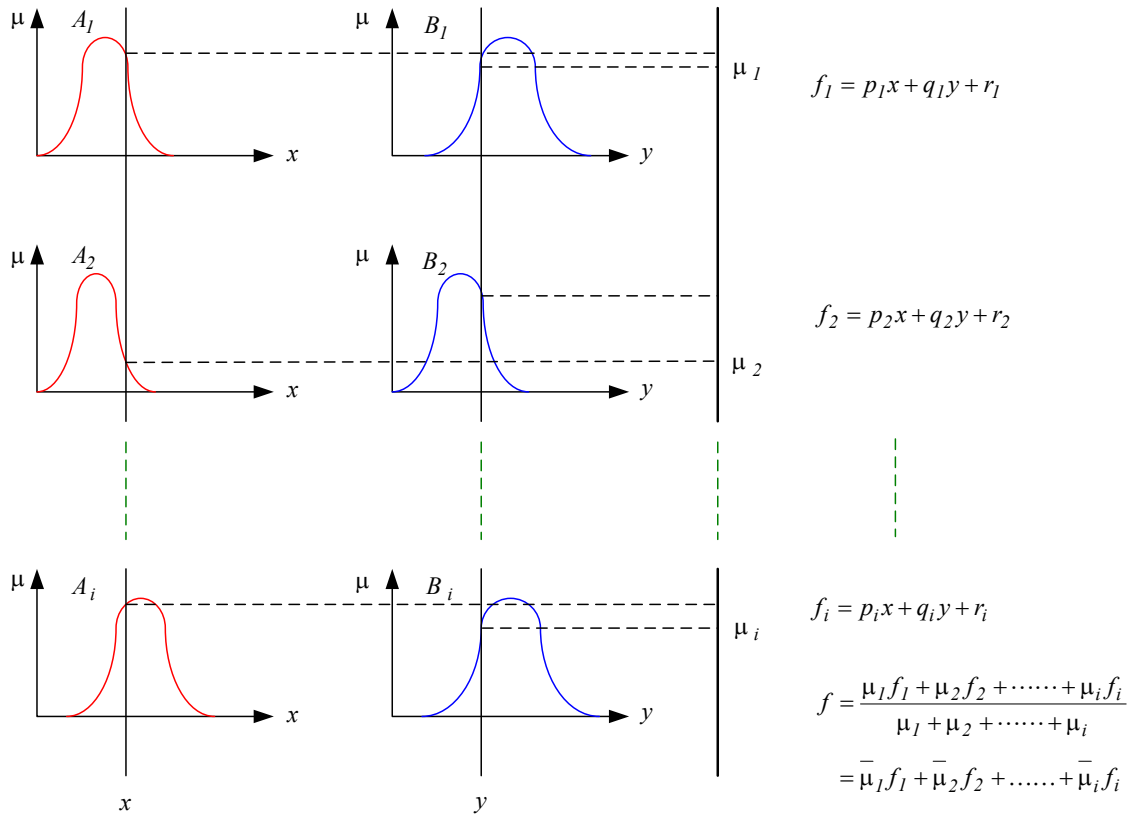
Şekil 6.13 En büyük ilk veya son üyelik derecesi durulaştırması

## 6.5 Sugeno Bulanık Modeli

Sugeno bulanık modeli (TSK bulanık model) Takagi, Sugeno ve Kang tarafından geliştirilmiştir ve giriş-çıkış uzayından sistematik olarak bulanık kural çıkarır. Sugeno bulanık modelin tipik kural yapısı;

“Eğer  $x$  girişi  $A$  kümesinde ve  $y$  girişi  $B$  kümesinde ise çıkış  $z = f(x, y)$  olur”,

şeklindedir [20]. Burada  $A$  ve  $B$  girişin bulanık kümelerini,  $z = f(x, y)$  ise çıkıştaki duru fonksiyonu gösterir.  $f(x, y)$ ;  $x$  ve  $y$  giriş değişkenlerine bağlı bir çok terimlidir ve girişler tarafından belirlenen bulanık bölgeyi tanımlar. Eğer  $f(x, y)$  birinci dereceden bir çok terimli ise, bulanık çıkarım sistemine birinci dereceden Sugeno bulanık modeli denir. Eğer  $f(x, y)$  sadece bir sabitse sisteme sıfırıncı dereceden Sugeno bulanık modeli denir. Çok terimlinin derecesini artırarak bölgenin daha iyi tanımlanması mümkündür. Ancak eğer giriş ya da kural sayısı fazla ise en iyileme sırasında daha fazla işlem gerekir ve birim özyineleme zamanı uzar. Bu nedenle büyük veriler içeren sınıflandırma problemlerinde genelde sıfırıncı dereceden Sugeno bulanık modeli kullanılır. Şekil 6.14, birinci dereceden Sugeno bulanık modelin bulanık mantık işlemlerini göstermektedir [20].



Şekil 6.14 Bulanık Sugeno modeli.

Şekil 6.14 ile gösterilen Sugeno modelinde her kuralın çıkışı durudur ve toplam çıkış ağırlıklı ortalama ile bulunmaktadır. Böylece Mamdani modelindeki durulaştırma işlemindeki zaman kaybı önlenmiştir. Bazen ağırlıklı ortalama yerine ağırlıklı toplam da kullanılabilir. Bu uygulama işlem sayısını azaltırken, bulanık mantık özelliğini kaybettirir [20].

## 6.6 Üyelik Fonksiyonları ve Denklemleri [15]

ANFIS uygulamasında kullanılan bazı üyelik fonksiyonları aşağıda ele alınmıştır. Giriş üyelikleri belirlenirken uygulamalarda bu fonksiyonlar kullanılabilir. Uzman tarafından veya deneme – yanılma işlemiyle en iyi sonucu veren üyelik belirlenir ve ilgili denklemler elde edilir.

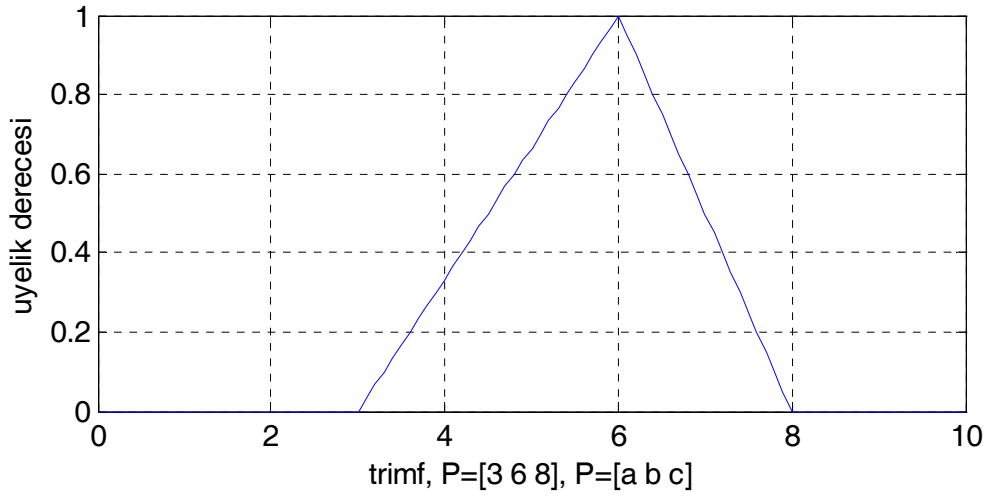
**Üçgen üyelik fonksiyonu:** Üçgen üyelik fonksiyonu 3 parametreyle tanımlanır.  $\{a, b, c\}$

$$triangle(x; a, b, c) = \begin{cases} 0, & x \leq a. \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b. \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c. \\ 0, & c \leq x. \end{cases} \quad (6.1)$$

En küçüklerin en büyüğü yöntemini uygulayarak, yukarıdaki eşitlik

$$triangle(x; a, b, c) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right)$$
 ile ifade edilir. Parametreler  $(a, b, c)$

yatay eksende köşe noktalara denk gelen sabitlerdir. Şekil 6.15 üçgen üyelik fonksiyonunu göstermektedir.



Şekil 6.15 Üçgen üyelik fonksiyonu

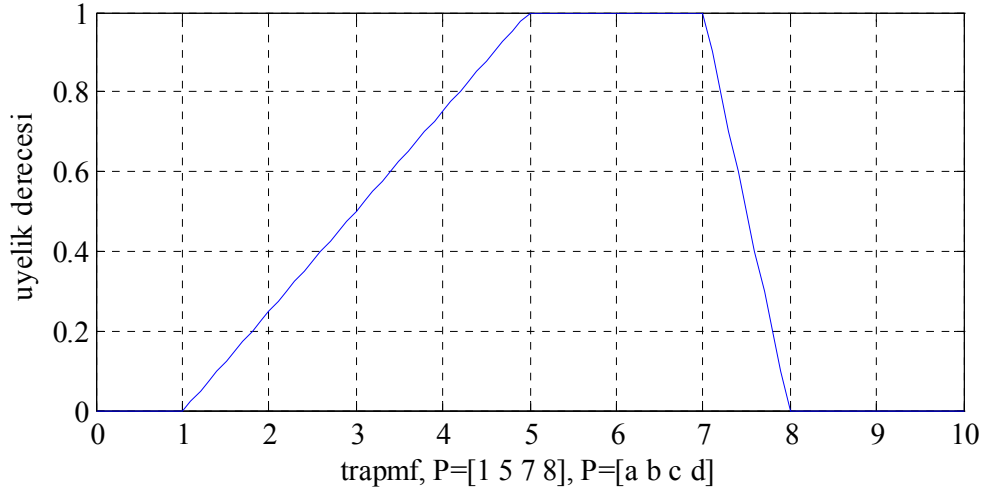
**Yamuk üyelik fonksiyonu:** Eşitlik 6.2 ile ifade edilen yamuk üyelik fonksiyonu Şekil 6.16 da gösterilmektedir.

$$\text{trapezoid}(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0, & x \leq a. \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b. \\ 1, & b \leq x \leq c. \\ \frac{d-x}{d-c}, & c \leq x \leq d. \\ 0, & d \leq x. \end{cases} \quad (6.2)$$

En küçüklerin en büyüğü yöntemini uygulayarak, yukarıdaki eşitlik

$$\text{trapezoid}(x; a, b, c, d) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \text{ ile ifade edilir. Parametreler}$$

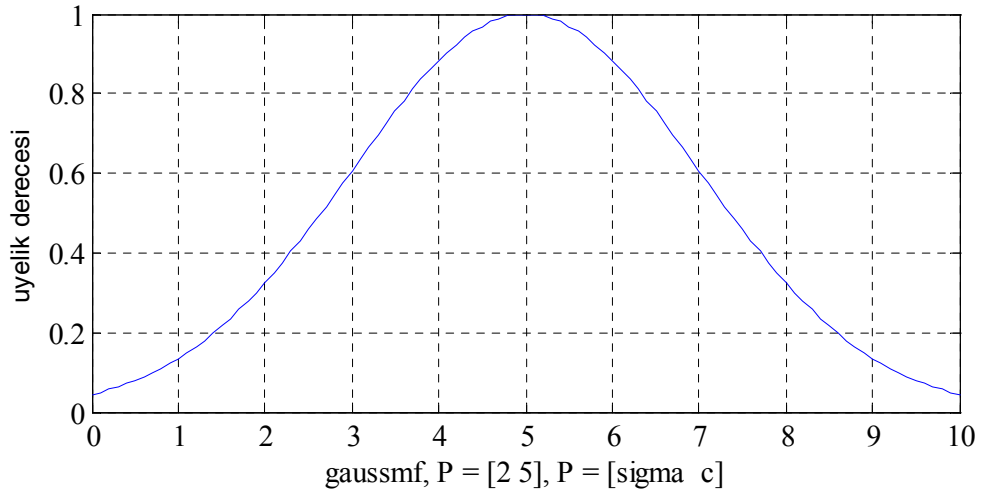
$(a, b, c, d)$  ile gösterilen sabitlerdir.



Şekil 6.16 Yamuk üyelik fonksiyonu

**Çan eğrisi üyelik fonksiyonu:** Bu fonksiyon Eşitlik 6.3 ile verilmektedir. Şekil 6.17 parametrelerin yerlerini göstermektedir.

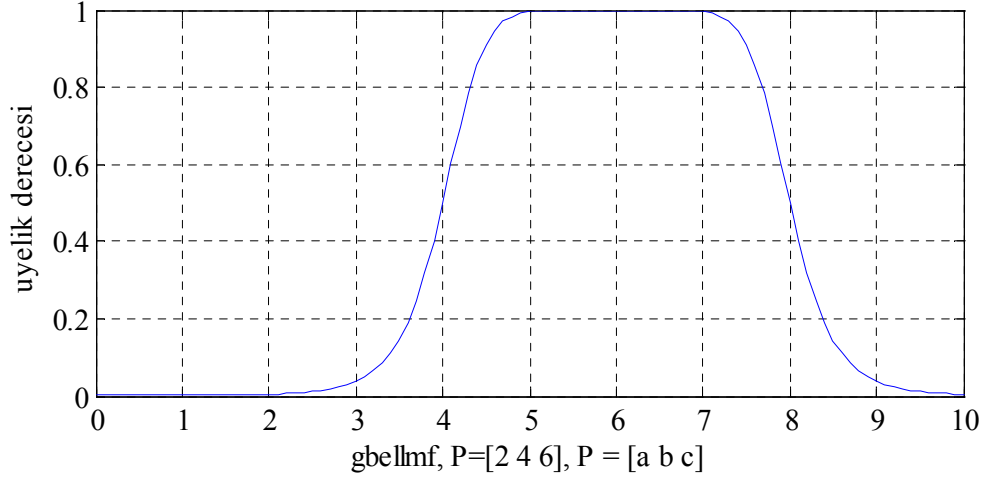
$$gaussian(x; c, \sigma) = e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{x-c}{\sigma} \right)^2} \quad (6.3)$$



Şekil 6.17 Çan eğrisi üyelik fonksiyonu

**Genelleştirilmiş çan eğrisi üyelik fonksiyonu:** Eşitlik 6.4 ile verilen genelleştirilmiş çan eğrisi üyelik fonksiyonu Şekil 6.18 de gösterilmektedir.

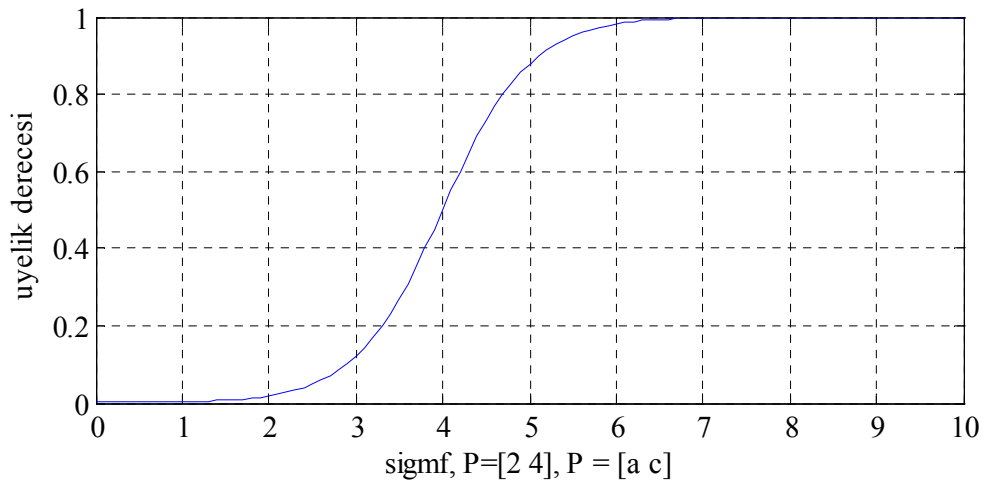
$$bell(x; a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-c}{a} \right|^{2b}} \quad (6.4)$$



Şekil 6.18 Genelleştirilmiş çan eğrisi üyelik fonksiyonu

**Sigmoid üyelik fonksiyonu:** Eşitlik 6.5 ile verilen sigmoid üyelik fonksiyonu Şekil 6.19 da verilmektedir.

$$sig(x; a, c) = \frac{1}{1 + \exp[-a(x-c)]} \quad (6.5)$$



Şekil 6.19 Sigmoid üyelik fonksiyonu



## 6.7 Uyarlanırlı Sinir-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) [19]

ANFIS uyarlanırlı ağların, işlevsel olarak bulanık çıkarım sistemine eşdeğer olan bir sınıftır. ANFIS denetleyicilerin bazı özellikleri

- öğrenme yeteneği
- paralel işlem
- yapılandırılmış bilgi temsili
- diğer denetim tasarım yöntemleriyle daha iyi bütünleşme

şeklinde verilebilir. ANFIS'in yapısındaki bulanık çıkarım sisteminin mimarisini kolaylıkla anlatabilmek için  $x$  ve  $y$  olmak üzere iki giriş ve  $f$  gibi bir çıkış olduğu kabul edilirse, birinci derece Sugeno bulanık modeli için, bulanık EĞER-İSE muhtemel dört kuralı aşağıdaki gibi olur:

$$\text{Kural 1: Eğer } x = A_1 \text{ ve } y = B_1 \text{ ise } f_1(x, y) = p_1x + q_1y + r_1$$

$$\text{Kural 2: Eğer } x = A_2 \text{ ve } y = B_2 \text{ ise } f_2(x, y) = p_2x + q_2y + r_2$$

.

.

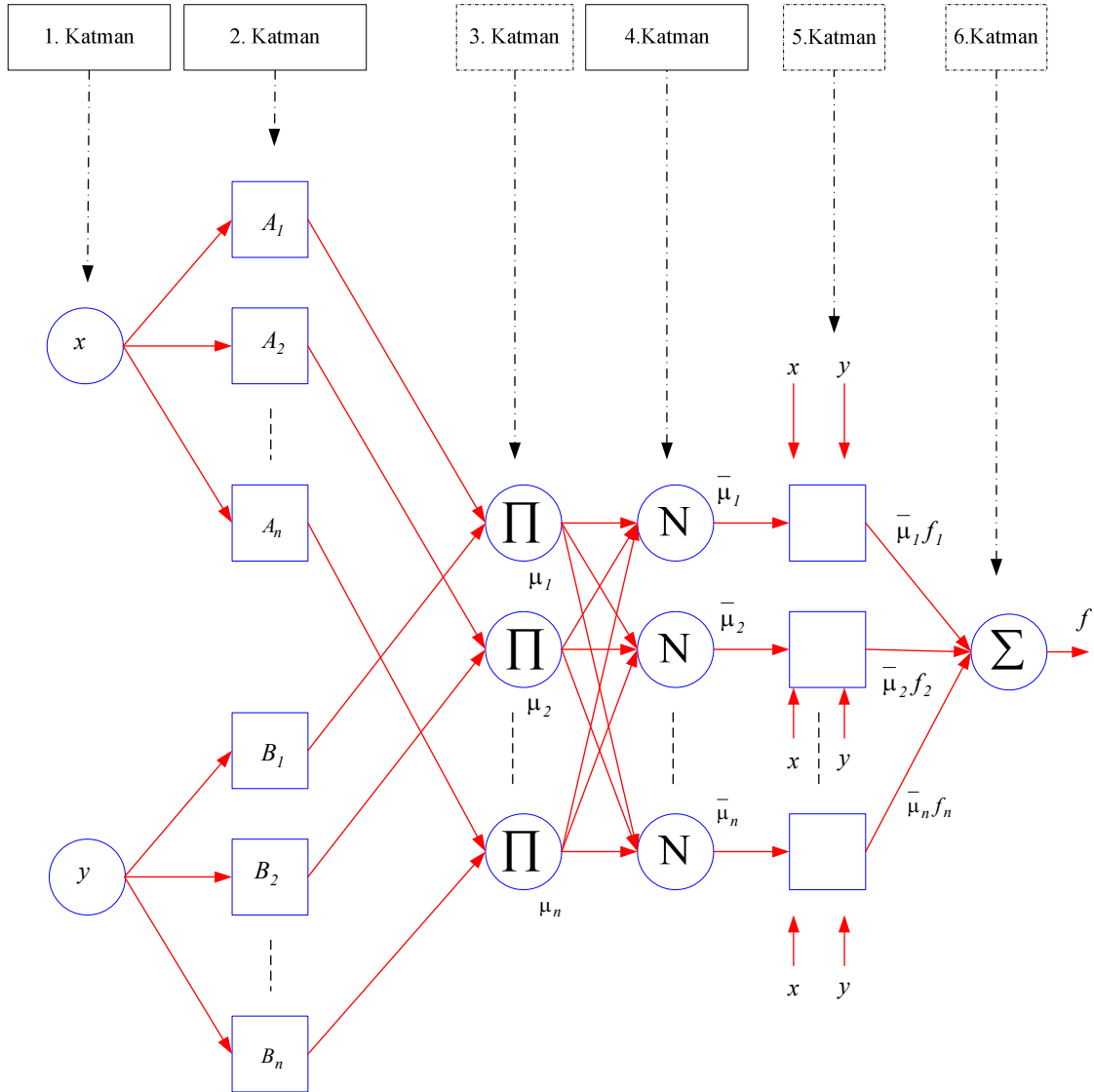
.

$$\text{Kural } i: \text{Eğer } x = A_n \text{ ve } y = B_n \text{ ise } f_n(x, y) = p_nx + q_ny + r_n$$

Eğer verinin herhangi bir kümeye olan üyelik değerı 1'e yakınsa o kümede, 0'a yakınsa o küme sınırlarının dışındadır. Yukarıdaki sistemin genelleştirilmış girdi kuralları ele alınarak yapılan Sugeno modeli Şekil 6.14 de verilmiştir. Bu Sugeno modeline denk gelen ANFIS modeli ise Şekil 6.20 de verilmektedir.

Deneyisel çalışmalarda PID denetim algoritmasından elde edilen veriler ANFIS'te eğitime sokulmuştur. Eğitim esnasında iki girdili ( sarkaç ve araç konum değerleri ) ve tek çıktılı ( denetim sinyali ) sistemin girdi ve çıktı değerlerine göre kurallar kümesi elde edilmektedir. Sistemin ANFIS ile denetiminde girdiler ve çıktı

için hangi ve kaç adet üyeliklerde en iyi sonuç verdiği deneme-yanılma yöntemiyle tespit edilmektedir. Bu durum sistemin doğrusal olmayışından kaynaklanmaktadır. Şekil 6.20 ANFIS yapısının genel gösterimidir ve ilgili katmanlardaki çıktı hesaplamaları ve eğitim denklemleri aşağıda verilmektedir.



Şekil 6.20 ANFIS yapısı.

Altı katmandan oluşan ANFIS’de, her katmandaki sinirler aynı işlemleri içerirler. İkinci katmandaki sinir sayısı, bulanık kural sayısını göstermektedir. Katmanların özellikleri aşağıda verilmektedir [20].

1. Katman: Bu kademedeki her düğüm, giriş sinyallerin diğer katmanlara aktarıldığı giriş düğümleridir. Bu düğümde herhangi bir toplam ya da etkinlik işlevi kullanılmamaktadır.

2. Katman: Bu katmandaki her bir düğüm  $A_i$  ve  $B_i$  gibi bir bulanık kümeyi ifade eder. Bu katmandaki düğümlerin çıkışı giriş örneklerine ve kullanılan üyelik işlevine bağlı olan üyelik dereceleridir. Bu düğümlerden elde edilen üyelik dereceleri veya düğüm çıkışları Eşitlik 6.6 daki gibidir.

$$\begin{aligned} o_i^2 &= \mu_{A_i}(x) \\ o_{i+2}^2 &= \mu_{B_i}(y) \end{aligned} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6.6)$$

Eşitlik 6.6'da görüldüğü gibi iki farklı düğüm çıkışı yazılmıştır. Bunun nedeni ağın  $x$  ve  $y$  gibi iki farklı girişe sahip olmasıdır. Bu katmanda her iki giriş için toplam dört düğüm vardır. Her bir düğümde üyelik işlevi olarak en çoğu 1 ve en azı 0 olan çan eğrisi üyelik işlevleri kullanılır ve sonuç işlevi Eşitlik 6.7 ve 6.8 de verilmiştir.

$$\mu_{A_i}(x) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - m_i}{\sigma_i} \right|^2} \quad (6.7)$$

$$\mu_{A_i}(x) = \exp \left[ - \left( \frac{x - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right] \quad (6.8)$$

Burada  $m_i$  ve  $\sigma_i$  çan eğrisi şekilli üyelik işlevinin sırasıyla orta noktasını (mean) ve standart sapmasını (standard deviation) gösterir. Bu değişkenler ağ eğitilirken ayarlanır.

3. Katman: Bu katmandaki her düğüm  $\Pi$  ile etkilenmiştir ve giren tüm işaretlerin çarpımını gösterir. Düğüm çıkışı Eşitlik 6.9 daki gibi ifade edilebilir.

$$o_i^3 = \mu_i = \mu_{A_i}(x) \mu_{B_i}(y) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6.9)$$

Her bir düğümün çıkışı bir kuralın ateşleme seviyesini temsil eder. Genelleştirilmiş bulanık VE'yi (AND) yerine getiren t-norm operatörlerden herhangi biri, bu katmandaki düğümler için düğüm işlevi olarak kullanılabilir.

4. Katman: Bu katmandaki her düğüm N ile etiketlenmiştir ve bir kuralın normalleştirilmiş ateşleme seviyesi hesaplanır. Bu Eşitlik 6.10 da görüldüğü gibi, i. düğüm için, i.kuralın ateşleme seviyesinin, bütün kuralların ateşleme seviyelerinin toplamına eşittir.

$$o_i^4 = \bar{\mu}_i = \frac{\mu_i}{\mu_1 + \mu_2} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6.10)$$

5. Katman: Bu katmandaki her i düğümü, düğüm işlevi ile uyarlamalı bir düğümdür. Her i düğümü sonuç ağırlıkları değerlerini hesaplar. Düğüm çıkış işlevi Eşitlik 6.11 deki gibi yazılabilir.

$$o_i^5 = \bar{\mu}_i f_i = \bar{\mu}_i (p_i x + q_i y + r_i) \quad (6.11)$$

Burada  $\bar{\mu}_i$ , 4. katmanın çıkışıdır ve normalleştirilmiş ateşleme seviyesidir ve  $\{p_i, q_i, r_i\}$  ayar edilebilmesi için gerekli olan, ayar değişken kümesidir. Bu katmandaki değişkenler sonuç değişkenlere karşılık gelir.

6. Katman: Bu katmanda sadece bir düğüm vardır ve  $\Sigma$  ile etiketlenmiştir. Burada, 5. katman çıkışından alınan sinyaller toplanır ve elde edilen sonuç sistemin gerçek çıkışı f değerini verir. Ağın gerçek çıkışı Eşitlik 6.12 de verilmiştir.

$$o^6 = f = \sum_i \bar{\mu}_i f_i = \frac{\sum_i \mu_i f_i}{\sum_i \mu_i} \quad (6.12)$$

Böylece Sugeno bulanık çıkarım modeline işlevsel olarak eşdeğer olan, örnek ANFIS yapısı tanımlanmıştır. Ağın yapısı tamamen sabit değildir. Ağın oluşturulması ve düğüm işlevlerinin görevlerine göre ayrılması, her katmandaki her bir düğümün sağladıklarına ve modüler işlevselliğine göre keyfi olarak seçilebilir.

Sugeno tip ANFIS'den Tsukamoto ANFIS'e kolaylıkla geçilebilir. Genellikle yaygın olarak da bu iki tip kullanılır. Mamdani tip bulanık çıkarıma karşılık gelen ANFIS için, Max-Min kompozisyonu ve sonuç çıkış için ağırlık merkezi durulama yöntemi ile elde edilir. Fakat bu Sugeno veya Tsukamoto tip ANFIS'e göre çok karmaşık ve zordur. Ayrıca öğrenme yeteneğine ve yaklaşım gücüne önemli bir katkı sağlamamaktadır.

Bütün sonuç değişkenler bir vektör olarak  $(p_1, q_1, r_1, p_2, q_2, r_2)^T$  şeklinde düzenlenir ve Eşitlik 6.13 ile gösterilebilir.

$$f = [\bar{\mu}_1 \quad \bar{\mu}_1 x \quad \bar{\mu}_1 y \quad \bar{\mu}_2 \quad \bar{\mu}_2 x \quad \bar{\mu}_2 y \dots \bar{\mu}_i \quad \bar{\mu}_i x \quad \bar{\mu}_i y] \begin{bmatrix} r_1 \\ p_1 \\ q_1 \\ r_2 \\ p_2 \\ q_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ r_i \\ p_i \\ q_i \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Sonuç ve üyelik işlevlerine ait değişkenlerin ayarlanmasında geri yayımlı öğrenme algoritması kullanılabilir. Şekil 6.20 de verilen ANFIS için gerekli eğitim algoritması aşağıda ayrıntılı olarak verilmiştir.

### 6.8 ANFIS için geriyayılımlı öğrenme algoritması [19]

Şekil 6.20 deki yapıya göre geriyayılımlı öğrenme algoritmasında ağırlık çıkışıdan elde edilen hata değeri giriş katmanına kadar geriye doğru yansıtılarak gerekli ağırlık değişkenlerinin ayarlanması gerçekleştirilir. Amaç  $E$  hata ölçütünü öğrenme işlemi sonunda bütün giriş örnekleri için sıfıra götürmektir. Ağırlık çıkışında hata, istenen değer  $d$  ile gerçek çıkış  $f$  arasındaki farktır ve Eşitlik 6.7 deki gibi ifade edilir [19].

$$e = d - f \quad (6.14)$$

Bu hata değerine göre en küçük kareler yöntemi uygulanarak hata ölçütü  $E$  aşağıda verildiği gibi hesaplanır.

$$E = \frac{1}{2} e^2 \quad (6.15)$$

hata ölçütü kullanılarak hata geriye doğru katman katman aşağıdaki gibi yansıtılır.

5. Katman : Bu katmanda herhangi bir ağırlık değeri ayarlaması yoktur, sadece çıkıştaki hatanın katman çıkışına yansıtılması hesaplanır,

$$\delta^5 = -\frac{\partial E}{\partial f} = -\left[ \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial f} \right] = e \quad (6.16)$$

4. Katman : Bu katmanda  $p_i, q_i, r_i$  sonuç değişkenlerinin ayarlanması için gerekli hesaplamalar gerçekleştirilir.

$$\Delta p_i = -\frac{\partial E}{\partial p_i} = \left[ -\frac{\partial E}{\partial f} \right] \left[ \frac{\partial f}{\partial p_i} \right] \quad (6.17)$$

$$f = \sum_i \bar{R}_i (p_i x + q_i y + r_i) \quad i = 1, 2 \quad (6.18)$$

$$\frac{\partial f}{\partial p_i} = \bar{\mu}_i x \quad (6.19)$$

buradan

$$\Delta p_i = \delta^5 \bar{\mu}_i x \quad (6.20)$$

elde edilir.

Aynı işlemler diğer sonuç değişkenlerine de uygulanarak değişimler hesaplanır. Buna göre,

$$\Delta q_i = \delta^5 \bar{\mu}_i y \quad (6.21)$$

$$\Delta r_i = \delta^5 \bar{\mu}_i \quad (6.22)$$

olur.

3. Katman : Bu katmanda çıkış katmanından yansıyan hata değeri hesaplanır herhangi bir ağırlık hesaplaması yoktur

$$\delta_i^3 = -\frac{\partial E}{\partial \bar{\mu}_i} = \left[ -\frac{\partial E}{\partial f} \right] \left[ \frac{\partial f}{\partial \bar{\mu}_i} \right] \quad i = 1, 2 \quad (6.23)$$

$$f = \sum_i \bar{\mu}_i f_i \quad (6.24)$$

$$\frac{\partial f}{\partial \bar{\mu}_i} = f_i \quad (6.25)$$

$$\delta_i^4 = \delta^6 f_i \quad (6.26)$$

2.Katman : Bu katmanda çıkış katmanından yansıyan hata değeri hesaplanır herhangi bir ağırlık hesaplaması yoktur,

$$\delta_i^3 = -\frac{\partial E}{\partial \bar{\mu}_i} = \left[ -\frac{\partial E}{\partial f} \frac{\partial f}{\partial \bar{\mu}_i} \right] \left[ \frac{\partial \bar{\mu}_i}{\partial \mu_i} \right] \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6.27)$$

$\bar{\mu}_i = \frac{\mu_i}{\sum_i \mu_i}$ , bu ifade de  $a = \sum_i \mu_i$  olarak alınırsa,

$$\frac{\partial \bar{\mu}_i}{\partial \mu_i} = \left[ \frac{a - \mu_i}{a^2} \right] \quad (6.28)$$

olarak bulunur. Bu ifade Eşitlik 6.20 de yerine konularak aşağıdaki son durum elde edilir.

$$\delta_i^3 = \delta_i^4 \left[ \frac{a - \mu_i}{a^2} \right] \quad (6.29)$$

1. Katman : Bu katmanda hem hata değeri hemde giriş üyelik işlevlerine ait değişkenlerin ayarlanması gerçekleştirilir.

$$\delta_i^2 = -\frac{\partial E}{\partial \mu_{A_i}} = -\left[ \frac{\partial E}{\partial f} \frac{\partial f}{\partial \bar{\mu}_i} \frac{\partial \bar{\mu}_i}{\partial \mu_i} \right] \left[ \frac{\partial \mu_i}{\partial \mu_{A_i}} \right] \quad i = 1,2 \quad (6.30)$$

$$\frac{\partial \mu_i}{\partial \mu_{A_i}} = \mu_{B_i} \quad (6.31)$$

$$\delta_i^2 = \delta_i^3 \mu_{B_i} \quad (6.32)$$

$$\delta_{i+2}^2 = -\frac{\partial E}{\partial \mu_{B_i}} = -\left[ \frac{\partial E}{\partial f} \frac{\partial f}{\partial \bar{\mu}_i} \frac{\partial \bar{\mu}_i}{\partial \mu_i} \right] \left[ \frac{\partial \mu_i}{\partial \mu_{B_i}} \right] \quad (6.33)$$

$$\frac{\partial \mu_i}{\partial \mu_{B_i}} = \mu_{A_i} \quad (6.34)$$

$$\delta_{i+2}^2 = \delta_i^3 \mu_{A_i} \quad (6.35)$$

Bu katmanda kullanılan üyelik işlevlerinin değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$\mu_{A_i} = \exp \left[ -\left( \frac{x - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right], \quad v_i = -\left( \frac{x - m_i}{\sigma_i} \right)^2, \quad \mu_{B_i} = \exp[v_i] \quad (6.36)$$

Çan eğrisi şekilli üyelik işlevlerinin orta noktalarındaki değişim aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\Delta m_i = -\frac{\partial E}{\partial m_i} = -\left[ \frac{\partial E}{\partial f} \frac{\partial f}{\partial \bar{\mu}_i} \frac{\partial \bar{\mu}_i}{\partial \mu_i} \frac{\partial \mu_i}{\partial \mu_{A_i}} \right] \left[ \frac{\partial \mu_{A_i}}{\partial v_i} \frac{\partial v_i}{\partial m_i} \right] \quad i = 1,2 \quad (6.37)$$

$$\frac{\partial \mu_{A_i}}{\partial v_i} = \exp[v_i] = \mu_{A_i} \quad (6.38)$$

$$\frac{\partial v_i}{\partial m_i} = 2 \left[ \frac{x - m_i}{\sigma_i^2} \right] \quad (6.39)$$



$$\Delta m_i = 2 \left[ \frac{x - m_i}{\sigma_i^2} \right] \delta_i^3 \mu_{A_i} \mu_{B_i}, \quad \mu_i = \mu_{A_i} \mu_{B_i} \quad (6.40)$$

$$\Delta m_i = 2 \left[ \frac{x - m_i}{\sigma_i^2} \right] \delta_i^3 \mu_i \quad (6.41)$$

Aynı şekilde  $\Delta m_{i+2}$  aşağıdaki şekilde elde edilir,

$$\Delta m_{i+2} = 2 \left[ \frac{y - m_{i+2}}{\sigma_{i+2}^2} \right] \delta_i^3 \mu_i \quad (6.42)$$

Çan eğrisi şekilli üyelik işlevlerinin standart sapmalarındaki değişim aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\Delta \sigma_i = -\frac{\partial E}{\partial \sigma_i} = -\left[ \frac{\partial E}{\partial f} \frac{\partial f}{\partial \bar{\mu}_i} \frac{\partial \bar{\mu}_i}{\partial \mu_i} \frac{\partial \mu_i}{\partial \mu_{A_i}} \right] \left[ \frac{\partial \mu_{A_i}}{\partial v_i} \frac{\partial v_i}{\partial \sigma_i} \right] \quad i = 1, 2 \quad (6.43)$$

$$\frac{\partial v_i}{\partial \sigma_i} = 2 \left[ \frac{(x - m_i)^2}{\sigma_i^3} \right] \quad (6.44)$$

$$\Delta \sigma_i = 2 \left[ \frac{(x - m_i)^2}{\sigma_i^3} \right] \delta_i^3 \mu_i \quad (6.45)$$

Aynı şekilde  $\Delta \sigma_{i+2}$  aşağıdaki şekilde elde edilir,

$$\Delta \sigma_{i+2} = 2 \left[ \frac{(y - m_{i+2})^2}{\sigma_{i+2}^3} \right] \delta_i^3 \mu_i \quad (6.46)$$

Deneyisel çalışmalarda MATLAB programlama dilinde blok yapısı verilen ANFIS yukarıda verilen denklemleri kullanarak fonksiyonların katsayılarını hesaplamaktadır. Bir sonraki bölümde ANFIS kullanarak elde edilen deneysel sonuçlar verilmektedir.

## BÖLÜM 7

### ANFIS ALGORİTMASI İLE TERS SARKAÇ DENETİMİ

#### 7.1 Giriş

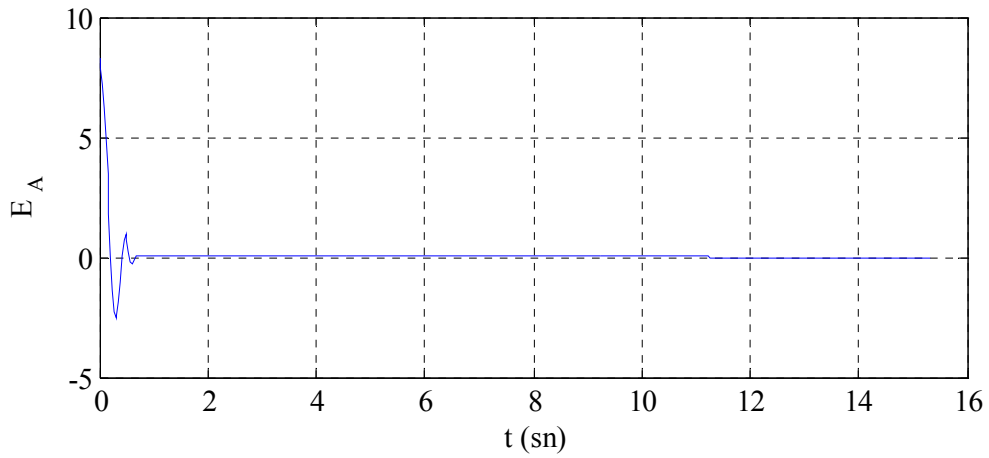
ANFIS Yapay sinir ağlarının bulanık mantık algoritmasına uyarlanmasıdır. Yapay sinir ağlarında giriş sigmoid fonksiyonu ile tanımlanmaktadır. Bulanık mantık uyarlanmasında ise sigmoid fonksiyonunun yanı sıra bölüm 6 da anlatılan diğer üyelik fonksiyonları da kullanılmakta ve geriyayılım yöntemiyle üyelik fonksiyonlarında bulunan katsayılar hesaplanmaktadır. MATLAB araç kutusunda bulunan ANFIS yapısı girdilerin ve çıktının eğitimini ve üyelik derecelerinin belirlenmesini sağlamaktadır. Kullanılan ANFIS yapısı sadece tek çıktı için eğitim yapabilmektedir. Doğrusal sistemlerde girdilerin ve çıktının dağılımına bakarak kaç kümeye bölüneceği belirlenmektedir. Fakat doğrusal olmayan sistemlerde deneme-yanılma yöntemi kullanılarak girdilerin kaç kümede en iyi sonuç verdiği bakılmalıdır. Bölüm 5 de PID algoritması ile gerçekleştirilen denetimlerin girdileri ve çıktısı (gerilim sinyali) alınarak aracın konum denetimi ANFIS test1, araç ve sarkaç konum denetimi de ANFIS test2 başlığı altında incelenmiştir. Bölüm 5 de PID uygulamasından elde edilen veriler ANFIS denetim algoritmasına sokulmuş ve her bir girdi için uygun üyelik dereceleri bulunmuş ve bu üyelik derecelerine göre üretilecek gerilimlerin (PWM) büyüklüğünü veren denklemler MATLAB-ANFIS durulaştırma yöntemiyle hesaplanmıştır.

#### 7.2 ANFIS deneysel çalışmalar

ANFIS Test 1, Tablo 7.1 de verilen değerlere göre PID algoritması kullanılarak elde edilen araç-hata ve zaman grafiği Şekil 7.1 de ve uygulanan gerilimlerin grafiği de Şekil 7.2 de gösterilmektedir.

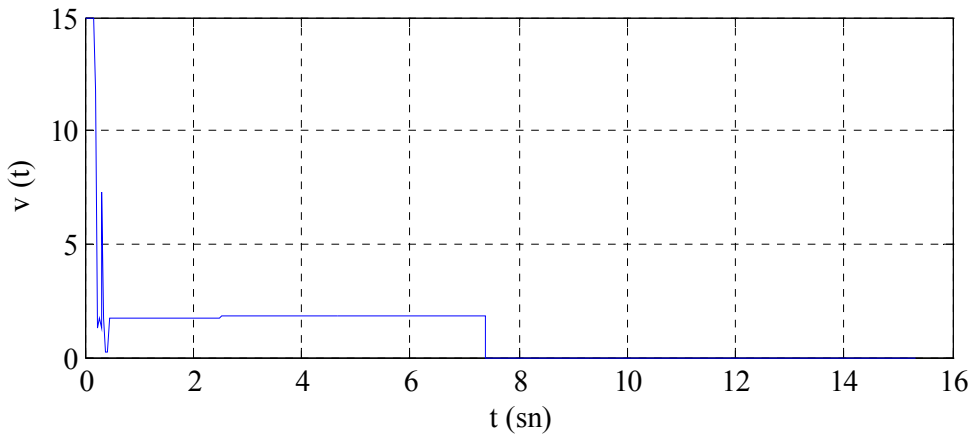
Tablo 7.1 Test 1 için kullanılan parametrelerin gerçek değerleri

Uygulanan gerilim	15 Volt
Aracın kütlesi	1 Kg
Hedef uzaklığı (cm)	-8 cm
P (Oransal katsayı)	750
I (İntegral katsayısı)	0.01
D (Türev katsayısı)	2000



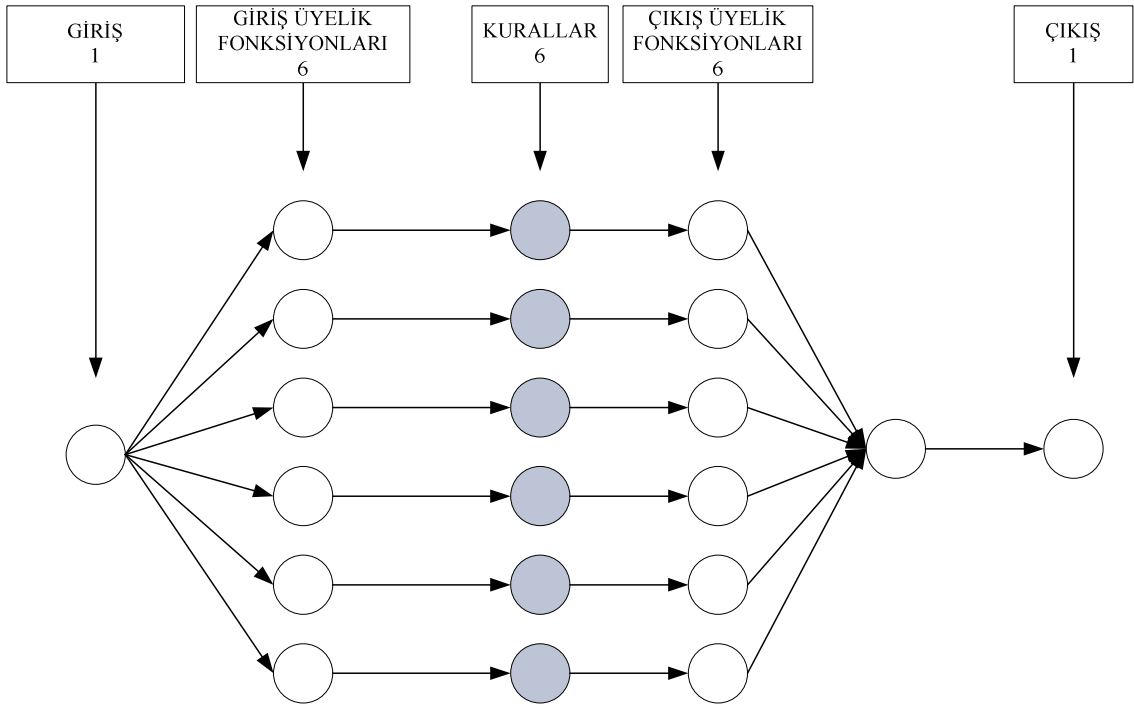
Şekil 7.1 PID denetim algoritması ile aracı -8 cm uzaklığa götüren konum-zaman grafiği

Girdi değerleri Şekil 7.1 de ve çıktı değerleri Şekil 7.2 de verilen PID denetim algoritmasının ANFIS yapısı Şekil 7.3 de gösterilmektedir.



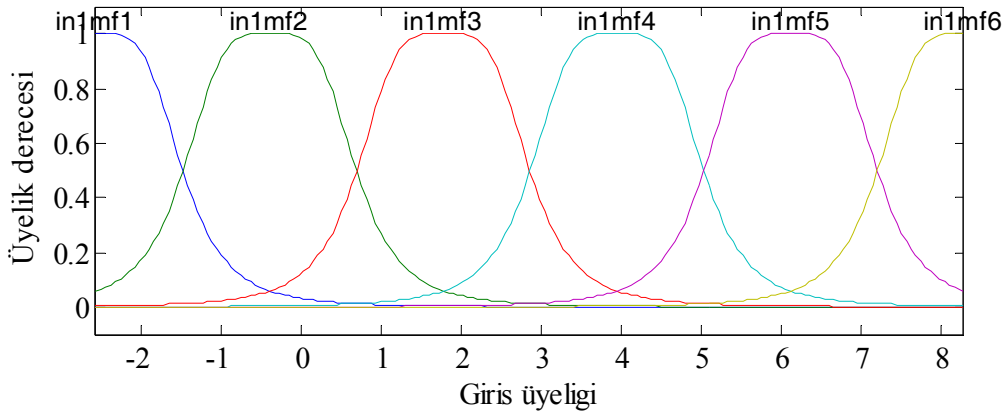
Şekil 7.2 Uygulanan gerilim büyüklükleri

Bu yapı tek girdi ve tek çıktı olarak uygulanmaktadır. Şekil 7.3 de gösterilen girdi araç hatası ve çıktı ise araç hatasının büyüklüğüne göre elde edilen, araca uygulanacak olan PWM periyod ( gerilim ) değeridir. Giriş üyelik fonksiyonları ise PID algoritması ile elde edilen hata değerleridir. Kurallar bloğu giriş üyelik derecelerine ve girdiler tarafından üretilen çıkış değerlerine göre oluşturulmaktadır. Tek girdili ve tek çıktılı bir sistemde en verimli algoritma PID algoritmasıdır. Çok girdili ve tek çıktılı sistemlerde ise farklı algoritmalarından farklı sonuçlar elde edilmektedir. Bu testte karşılaştırma amaçlı tek girdili ve tek çıktılı bir ANFIS yapısı kurulmuştur. Bu yapıdaki giriş üyelik fonksiyonları Şekil 7.4 de verilmektedir. Grafikler incelendiğinde 1.5 sn ile 15. sn aralığında aracın istenen konuma oturduğu görülmektedir. Fakat uygulanan gerilim bu aralıkta sıfır konumuna çekilememiştir, bunun nedeni ise bölüm 4 te anlatılan görev çevrim oranının sürtünmeyi yenebilecek büyüklükte olmayışıdır.



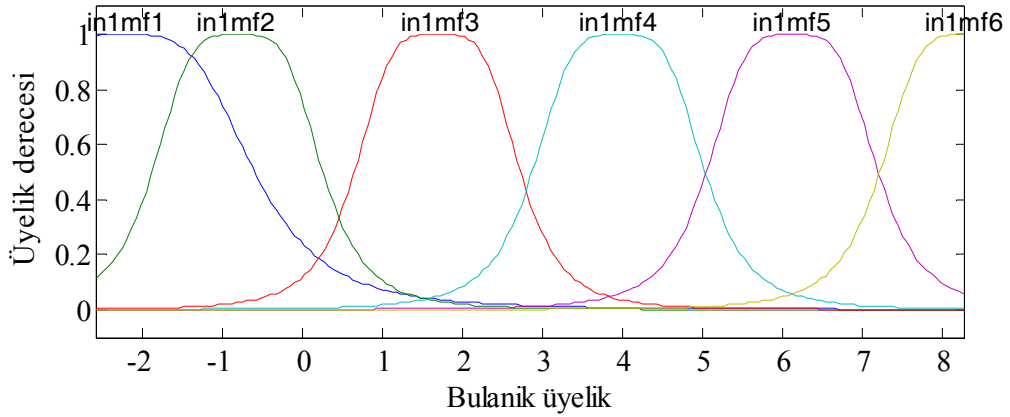
Şekil 7.3 Tek girdi ve tek çıktılı ANFIS yapısı

PID algoritmasından elde edilen gauss dağılımlı üyelik dereceleri Şekil 7.4 de verilmektedir. ANFIS'in öngördüğü gauss dağılımlı üyelik dereceleri ise Şekil 7.5 de gösterilmektedir.

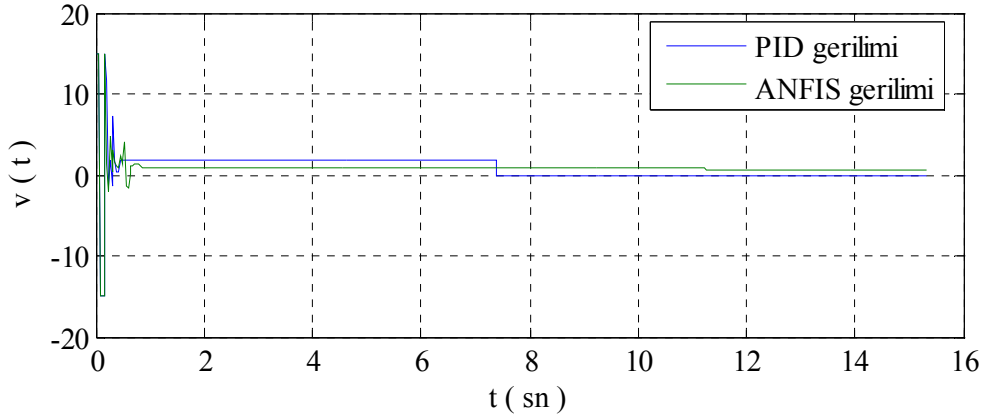


Şekil 7.4 Test 1 için oluşturulan gauss dağılımlı giriş üyelik fonksiyonları

Şekil 7.5 de PID algoritmasından elde edilen verilerden gauss dağılımlı 6 adet giriş üyelik fonksiyonu oluşturulmaktadır. Bu girdilere ve elde edilen gerilim değerlerine göre ANFIS yapısı Şekil 7.5 teki üyelikleri önermekte ve Şekil 7.6 daki gerilim ( $u$ ) çıktısını vermektedir.



Şekil 7.5 ANFIS in öngördüğü bulanık kurallar



Şekil 7.6 PID ve ANFIS algoritmasından elde edilen gerilimler

Şekil 7.6 daki gerilim çıktısını oluşturan sugeno modelindeki ANFIS'in öngördüğü üyelik fonksiyonlarına göre elde edilen kurallar kümesi

1. If (input1 is in1mf1) then (output is out1mf1) (1)
2. If (input1 is in1mf2) then (output is out1mf2) (1)
3. If (input1 is in1mf3) then (output is out1mf3) (1)
4. If (input1 is in1mf4) then (output is out1mf4) (1)
5. If (input1 is in1mf5) then (output is out1mf5) (1)
6. If (input1 is in1mf6) then (output is out1mf6) (1)

koşullarıyla sağlanır.

ANFIS'in Şekil 7.5 ile gösterilen grafikte öngördüğü denklem takımı Tablo 7.2 de verilmektedir. Üyelik derecelerinden elde edilen sonuçları hesaplayabilmek için gbell fonksiyonu kullanıldı bu fonksiyon

$$f(x; a, b, c) = \frac{I}{I + \left| \frac{x - c}{a} \right|^{2 \cdot b}}$$

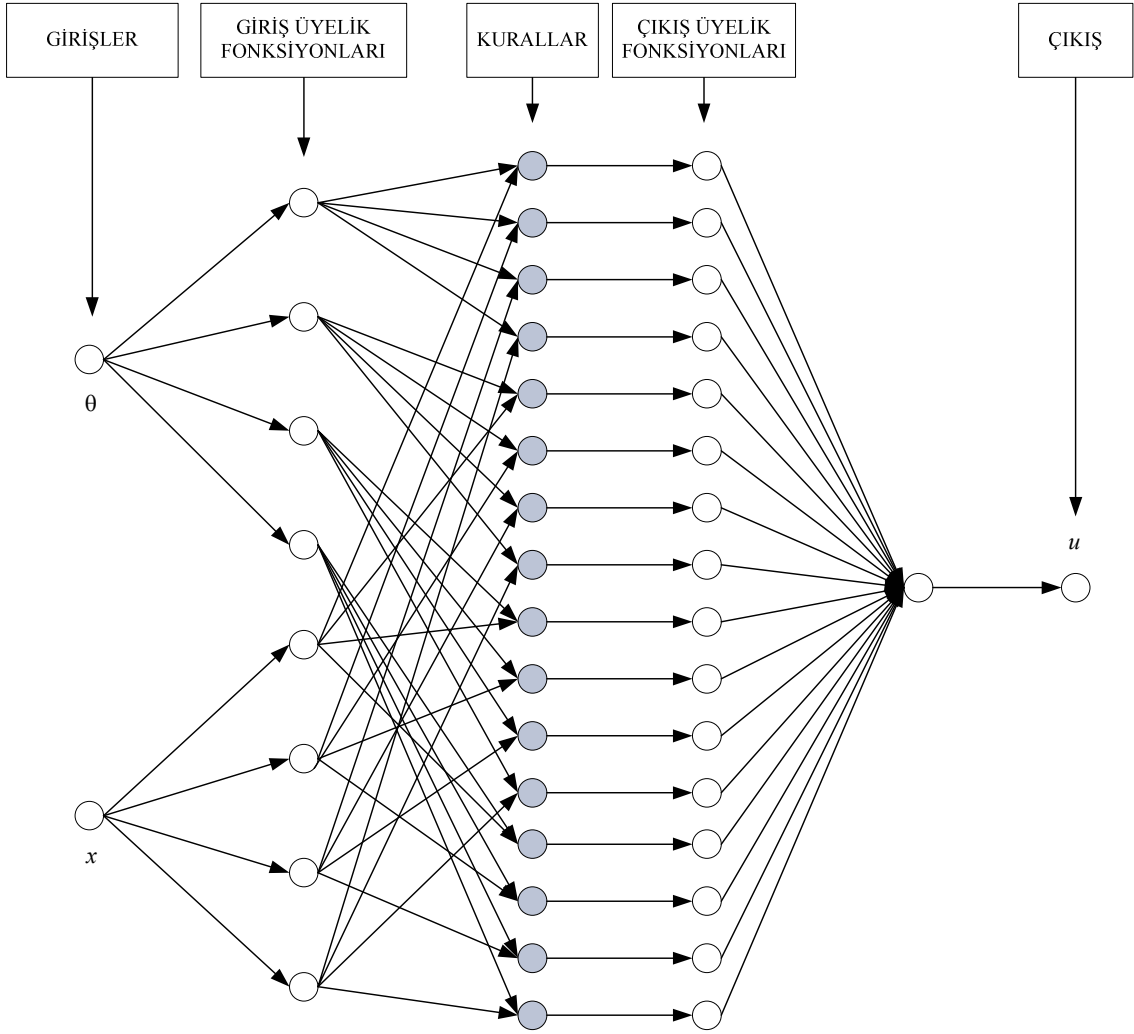
şeklinde tanımlanır [21].

Tablo 7.2 Şekil 7.4’de gösterilen ANFIS’in öngördüğü gbell (genelleştirilmiş çan eğrisi) üyeliklerinin lineer denklemleri

Girdi değişkeni	Katsayıları	Çıkış denklemi
x	[a b c]	Y
in1mf1	[1.628 1.856 -2.226]	$y = 48.44 \times x + 137.8$
in1mf2	[1.069 2.039 -0.8152]	$y = 27.19 \times x - 35.05$
in1mf3	[1.04 2.079 1.683]	$y = 29.91 \times x - 40.18$
in1mf4	[1.08 2.005 3.95]	$y = 31.25 \times x - 131.8$
in1mf5	[1.074 2.001 6.119]	$y = 40.72 \times x - 274$
in1mf6	[1.079 2.001 8.288]	$y = 3.451 \times x - 17.41$

Tablo 7.2 ye göre bir girdiye karşılık gelen gerilim çıktısı EK Açıklamalar-C’de verilen, genelleştirilerek yazılmış MATLAB programıyla bulunmaktadır.

ANFIS Test 2, Sarkaç ve araç konum denetimlerinin küçük açılı modeline göre ANFIS algoritması ile sağlanması; PID algoritmasından elde edilen veriler kullanılarak Şekil 7.7 deki ANFIS yapısı oluşturulmuştur. Her bir giriş için 4’er adet giriş üyelik fonksiyonları oluşturulmuş ve eğitim için MATLAB’in bulanık araç kutusu kullanılmıştır.

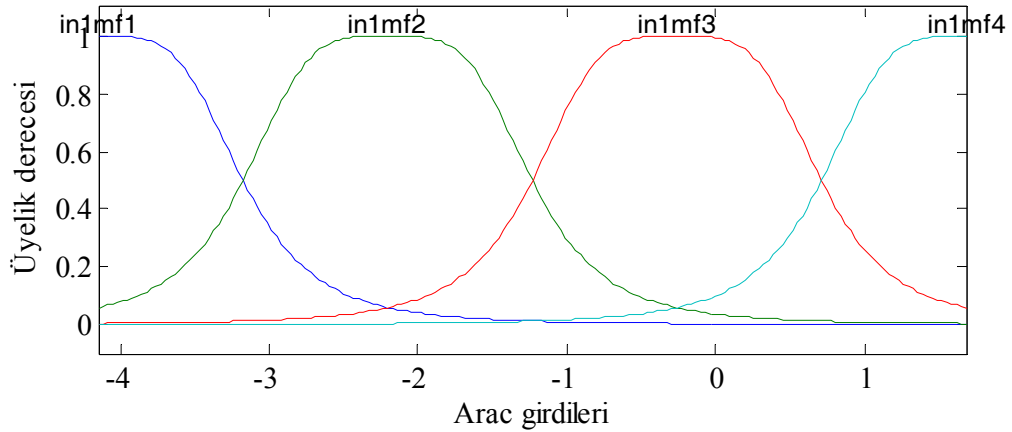


Şekil 7.7 Test 2 için oluşturulan ANFIS yapısı

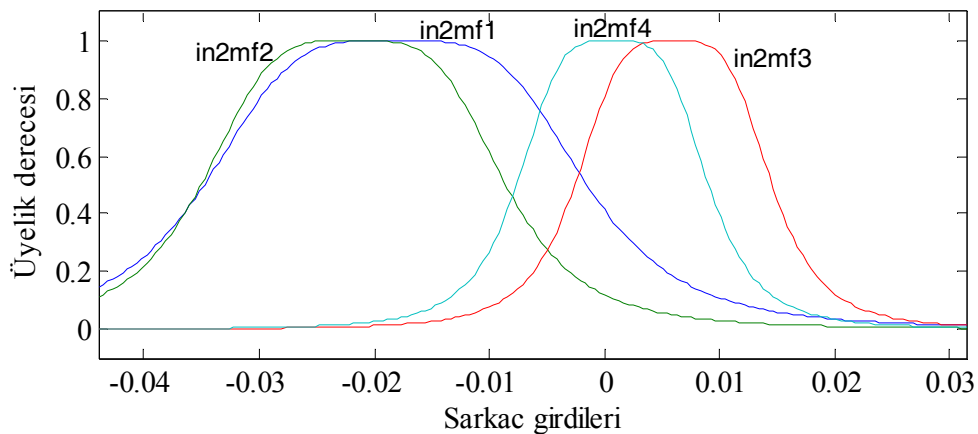
Bu koşullarda  $\theta$ ,  $x$  ve  $u$  sırasıyla giriş1, giriş2 ve çıkış olarak adlandırılmaktadır. Şekil 7.8 ANFIS'in araç konum değerlerine göre ve Şekil 7.9 sarkaç konum değerlerine göre oluşturduğu üyelik derecelerini veren bulanık girdilerdir. Şekil 7.10 da PID denetiminden elde edilen gerilim verileri ve bulanık girdilere göre elde edilen gerilim grafiği de Şekil 7.11 de gösterilmiştir. Oluşturulan Şekil 7.7 deki yapıya göre elde edilen koşullar aşağıda verilmektedir.



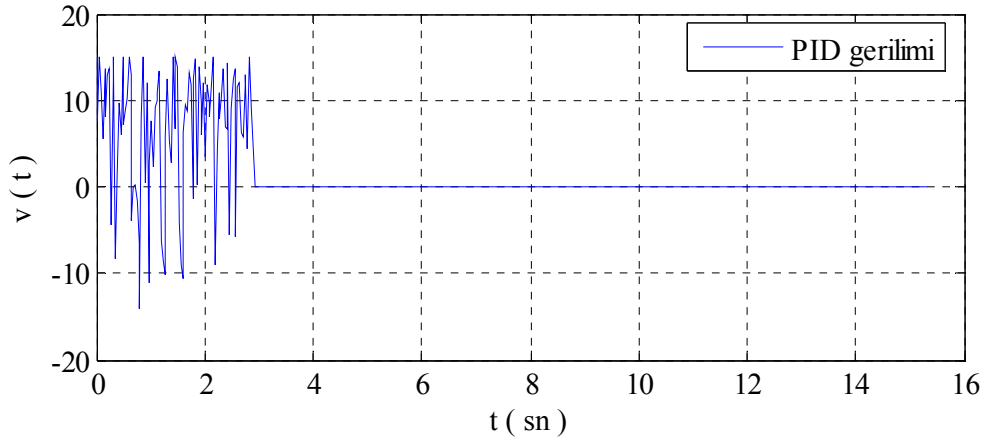
- If (giris1 is in1mf1) and (giris2 is in2mf1) then (cikis is out1mf1) (1)
- If (giris1 is in1mf1) and (giris2 is in2mf2) then (cikis is out1mf2) (1)
- If (giris1 is in1mf1) and (giris2 is in2mf3) then (cikis is out1mf3) (1)
- If (giris1 is in1mf1) and (giris2 is in2mf4) then (cikis is out1mf4) (1)
- If (giris1 is in1mf2) and (giris2 is in2mf1) then (cikis is out1mf5) (1)
- If (giris1 is in1mf2) and (giris2 is in2mf2) then (cikis is out1mf6) (1)
- If (giris1 is in1mf2) and (giris2 is in2mf3) then (cikis is out1mf7) (1)
- If (giris1 is in1mf2) and (giris2 is in2mf4) then (cikis is out1mf8) (1)
- If (giris1 is in1mf3) and (giris2 is in2mf1) then (cikis is out1mf9) (1)
- If (giris1 is in1mf3) and (giris2 is in2mf2) then (cikis is out1mf10) (1)
- If (giris1 is in1mf3) and (giris2 is in2mf3) then (cikis is out1mf11) (1)
- If (giris1 is in1mf3) and (giris2 is in2mf4) then (cikis is out1mf12) (1)
- If (giris1 is in1mf4) and (giris2 is in2mf1) then (cikis is out1mf13) (1)
- If (giris1 is in1mf4) and (giris2 is in2mf2) then (cikis is out1mf14) (1)
- If (giris1 is in1mf4) and (giris2 is in2mf3) then (cikis is out1mf15) (1)
- If (giris1 is in1mf4) and (giris2 is in2mf4) then (cikis is out1mf16) (1)



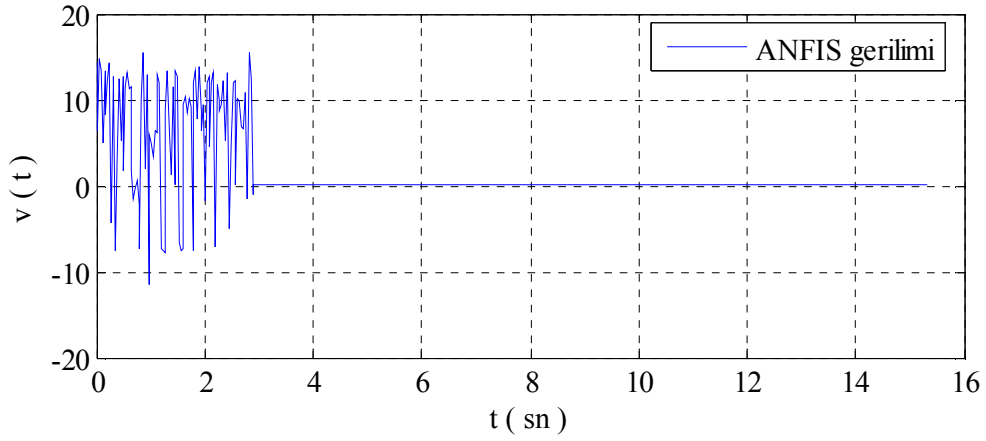
Şekil 7.8 Test 2 deki araç girdileri için ANFIS'in oluşturduğu üyelik dereceleri



Şekil 7.9 Test 2'deki sarkaç girdileri için ANFIS'in oluşturduğu üyelik dereceleri

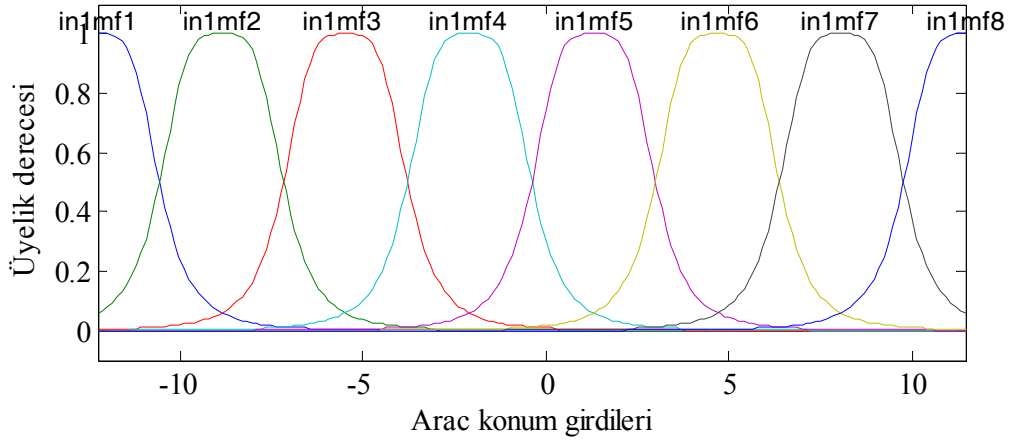


Şekil 7.10 Test 2 deki araç ve sarkaç denetimi için PID'in oluşturduğu gerilim grafiği

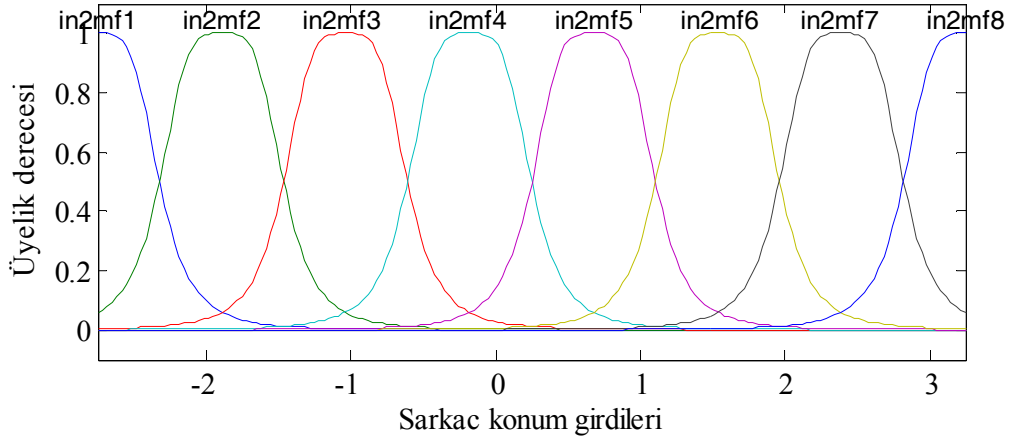


Şekil 7.11 Test 2 deki araç ve sarkaç denetimi için ANFIS'in ürettiği gerilim grafiği

ANFIS Test 3, Bu testin amacı, sarkacı, salınım ile  $0^\circ$  den  $180^\circ$  ye kaldırma deneyinin ANFIS eğitime sokulmasıdır. Bölüm 5 de sarkacın salınımindan elde edilen PID verileri ANFIS eğitime sokularak uygun üyelik dereceleri, bu girdilere göre uygulanacak gerilim büyüklükleri ve kurallar kümesi bulunmuştur. Şekil 7.12 ve Şekil 7.13 ile verilen durumlardan anlaşılacağı üzere herbir girdi eşit olarak 8 kümeye bölünmüştür. Doğrusal olmayan veriler 4 – 6 ve 8 kümeye bölünmüş fakat en uygun çözüm 8 kümeye bölünerek elde edilmiştir.

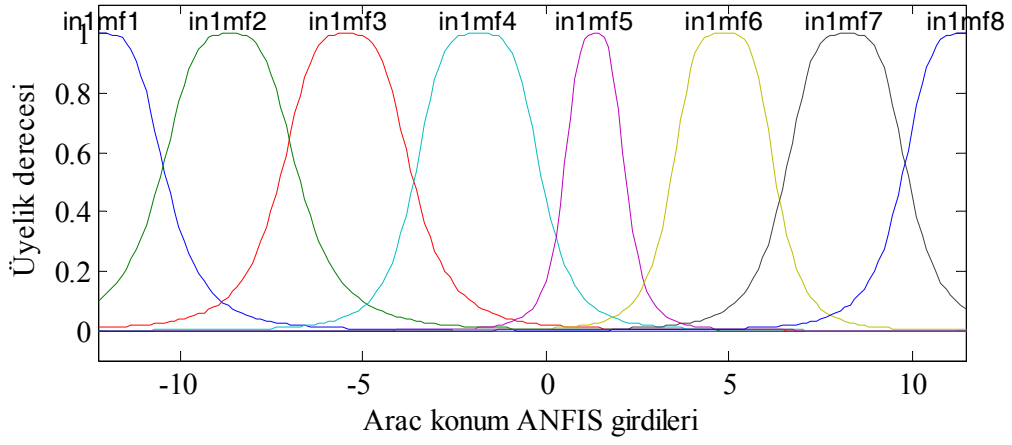


Şekil 7.12 Salınım deneyinden elde edilen araç-konum verilerinin eşit girdilerle ifade edilmesi

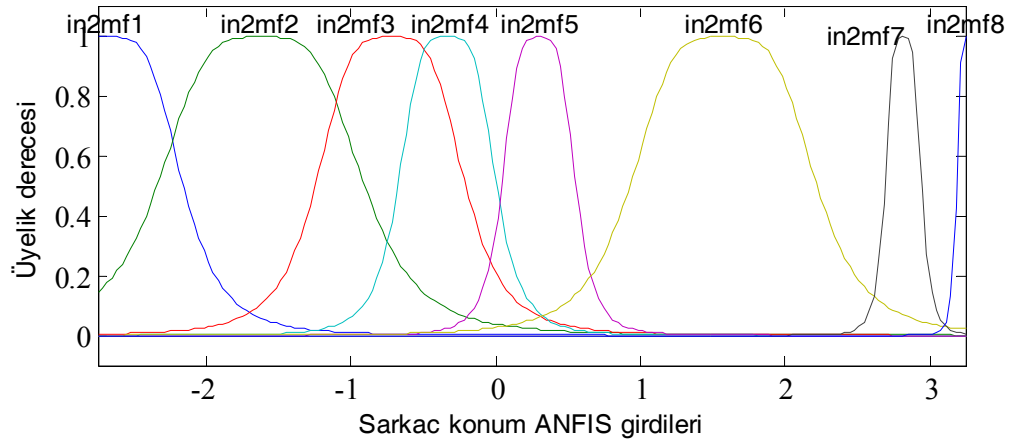


Şekil 7.13 Salınım deneyinden elde edilen sarkaç-konum verilerinin eşit girdilerle ifade edilmesi

Şekil 7.14 ve Şekil 7.15 ile gösterilen kümeler Araç ve sarkaç için ANFIS eğitimiyle oluşturulacak kurallar kümesine hitap eden üyelik derecelerini göstermektedir. Eğitimde bu kümeler genelleştirilmiş çan eğrisi üyelik dereceleriyle hesaplanmaktadır.

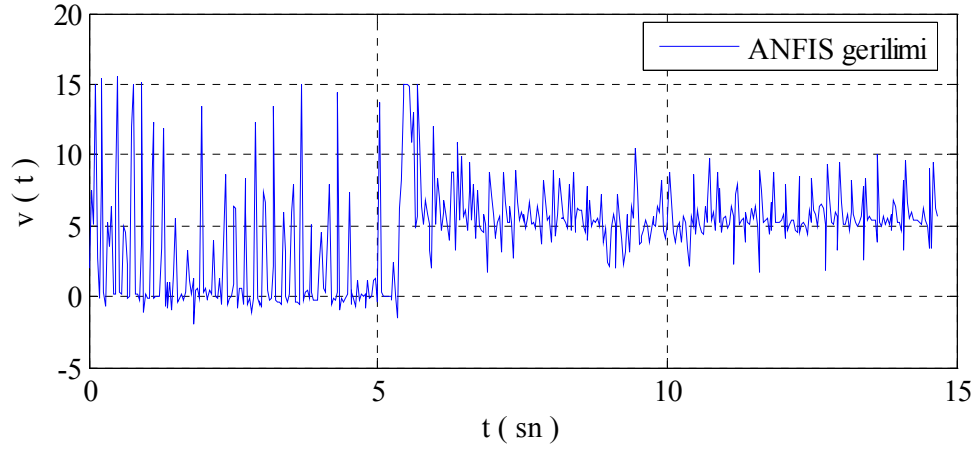


Şekil 7.14 Araç girdileri için ANFIS'in oluşturduğu üyelik dereceleri

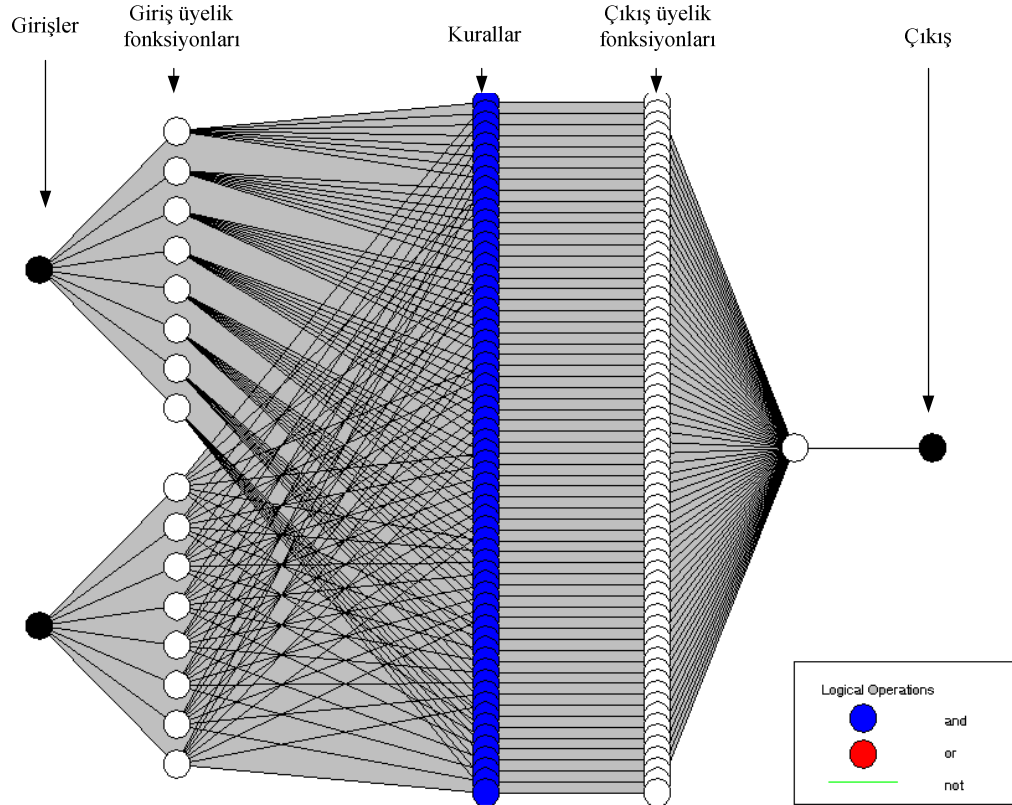


Şekil 7.15 Sarkaç girdileri için ANFIS'in oluşturduğu üyelik dereceleri

Şekil 7.16 da oluşturulan bulanık kümelerle ANFIS'in öngördüğü gerilim çıktısı gösterilmektedir. Sistemin doğrusal olmayışından dolayı en iyi çözüm bu şekilde elde edilmiştir. Şekil 7.17 de ise denetim yapısı gösterilmektedir.



Şekil 7.16 Serbest salınım ile araç ve sarkaç denetimi için ANFIS'in ürettiği gerilim grafiği



Şekil 7.17 Serbest salınım ile araç ve sarkaç denetimi için ANFIS'in ürettiği yapay sinir ağı yapısı

## SONUÇLAR

Bu doktora tez çalışmasında yetersiz uyarımlı bir ters sarkaç sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Modelde araç hareket pisti oldukça kısa tutulmuş ve kısa pist üzerinde, DC motorun etiket değerleri gözönünde tutulmadan denetimin nasıl yapılacağı üzerinde çalışma yapılmıştır. Gerilim denetiminde, yüzey sürtünmesini ve fırça sürtünmelerini yenebilecek yeterli büyüklükte PWM genişliğinin olması gerektiği sonucuna varılarak denetim sağlanmıştır. Ortamın ideal olduğu düşünülerek yazılan benzetim programlarında, sarkaç serbest düşmeye bırakıldığında yüzey sürtünmesinin sabit kabul edilmesinden dolayı aracın her iki yönde yapmış olduğu hareketlerin simetrik olduğu, deneysel çalışmalar da ise yüzey sürtünmesinin değişkenliğinden dolayı araçtaki simetrik hareketin olmadığı gözlenmiştir. Yüzeyin her noktasında farklı sürtünme kuvvetlerinin bulunması denetimi zorlaştırmış, araca uygulanacak bir sonraki gerilimi tahmin etmede sıkıntı oluşturmuştur. Deneysel olarak gerçekleştirilen oransal sarkaç denetiminde, araç denetimi ile sarkacın pist yüzeyinde serbest hareketler yaptığı, integral ve türev terimlerinin sisteme dahil edilmesi gerektiği gözlenmiştir. Aynı katsayılarla farklı bölgelerden aynı mesafedeki hedefe PID algoritması kullanılarak götürülen aracın yine yüzey ve motor fırçalarındaki sürtünmeden dolayı değişik davranışlar sergilediği görülmüştür. Deneysel çalışmalarda araç ve sarkacın aynı anda denetimini gerçekleştiren PID algoritmasındaki katsayılar, yüzey sürtünmesini ve aracı hareket ettiren motorun fırça sürtünmelerini yenebilecek büyüklükte, deneme - yanılma yoluyla bulunmuş ve denetimde sarkaç salınımı yine görülmüştür. Araç ve sarkacın birlikte denetiminde küçük açı yaklaşımı uygulanarak sarkacın hareket alanı sınırlandırılmış ve bu alanda denetim sağlanmıştır. Görev çevrim oranının yeterli büyüklükte olmayışı aracın konumunda 1-2 cm' lik kayma meydana getirmiştir.

Yukarıda bahsedilen çalışmalarda PID algoritmalarından elde edilen veriler kullanılarak, MATLAB'teki ANFIS araç kutusunda eğitime tabi tutulmuş, farklı girdiler için denetimi sağlayacak çıkış denklemleri ve kurallar kümesi elde edilmiştir. PID ve ANFIS'ten elde edilen grafikler karşılaştırılmış ve sonuçların örtüştüğü görülmüştür. ANFIS'ten elde edilen denklemler sonuçlarına, sistemi çalıştırabilmesi için gerekli görev

çevrim oranının ilave edilmesi gerekmektedir. Yapılan teorik ve deneysel çalışmalar neticesinde sistem bütünüyle incelenmiş ve sonuçlar şekilsel olarak gösterilmiştir. Deneysel çalışmalarda sürtünmeli yüzeylerde uygulanan gerilimlere göre aracın ve sarkacın bu şekilde salınım göstermesi normal olarak karşılanmaktadır [10 - 17]. Aracın ve sarkacın aynı anda istenen konumda denetlenebilmesi için motor serbest çevrim yüzdeliğinin % 0'dan başlaması ideal durumdur. Fakat hiçbir zaman böyle bir durumun, ortam koşullarını meydana getiren pist yüzeyindeki ve motor fırçalarındaki sürtünmelerden dolayı oluşmayacağı açıktır [14]. Yapılan çalışmaların video görüntüleri tez ekinde CD ile verilmektedir.

**KAYNAKLAR**

- [1] Lin S, Chen Y., Design of adaptive fuzzy sliding mode for nonlinear system control. Proceedings of FUZZ-IEEE'94, vol. 1, 1994. p. 35–9.
- [2] Margaliot M, Langholz G., Adaptive fuzzy controller design via fuzzy lyapunov synthesis. Proceedings of FUZZ-IEEE'98, 1998. p. 354–9.
- [3] Mikulcic A, Chen J., Experiments on using fuzzy clustering for fuzzy control system design. Proceedings of FUZZ-IEEE'96, vol. 3, 1996. p. 2168–74.
- [4] Saez D, Cipriano A., Design of fuzzy model based predictive controllers and its application to an inverted pendulum. Proceedings of FUZZ-IEEE'97, vol. 2, 1997. p. 915–9.
- [5] Wong C, Her S., An auto-generating method in the fuzzy system design. Proceedings of FUZZ-IEEE'97, vol. 3, 1997. p. 1651–6.
- [6] Charais J., Lourens R., Microchip Technology Inc. software PID control of an inverted pendulum using the PIC16F684 microchip 2004 (DOKÜMAN:AN964)  
[http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS\\_GET\\_PAGE&nodeId=64](http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=64)
- [7] Block DJ., Mechanical design and control of the pendubot, Master of science in general engineering in the graduate college of the university of illinois at Urbana-Champaign, 1996, ( Mark W. Spong, Adviser )
- [8] Kandadai RM, Tien JM., On a fuzzy-neural hierarchical controller with a self-generating knowledge base. Proceedings of SMC'96, vol. 4, 1996. p. 2625–30.
- [9] Yasunobu S, Mori M., Swing up fuzzy controller for inverted pendulum based on a human control strategy. Proceedings of FUZZIEEE' 97, vol. 3, 1997. p. 265–8.



- [10] Hyun Taek Cho, Seul Jung, Balancing and position tracking control of an inverted pendulum on an X-Y plane using decentralized neural networks. Proceedings of the 2003 IEEE/ASME, International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2003), p.181-186.
- [11] Ken Maeda, Nonlinear control system of inverted pendulum based on input-output linearization. Master of Science Thesis in Electrical Engineering, Binghamton University State University of New York, 2006.
- [12] ST, AN280. Application note controlling voltage transients in full bridge driver applications.
- [13] TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812, Digital signal processors, data manual. literature number: SPRS174L. April 2001 – Revised December 2004
- [14] Klee Andrew, “Development of a speed control system using matlab and simulink, implemented with a digital signal processor”, Master of Science in the Department of Electrical and Computer Engineering - In the College of Engineering and Computer Science at the University of Central Florida, Orlando, Florida, Spring Term, 2005
- [15] J.-S. R. Jang, C.-T. Sun ve E. Mizutani, Neuro-fuzzy and soft computing, Prentice Hall, New Jersey, 1997.
- [16] Ross Timothy J., 1995, Fuzzy Logic with Engineering Applications McGraw-Hill, Inc.
- [17] Dorf Richard C. and Bishop, Robert H., 1998, Modern Control Systems. Addison Wesley Longman, Inc.
- [18] R.N. Gasimov, A. Karamancıoğlu, A. Yazıcı, 2005, A nonlinear programming approach for the sliding mode control design, Applied Mathematical Modelling vol.29, p1135–1148.
- [19] Elmas, Ç., 2003, Bulanık mantık denetleyiciler, Seçkin Yayıncılık, 230 s.

- [20] Cetişli, B., El Yazısı Karakter Tanıma: Dalgacık moment özniteliklerinin yenilenen ANFIS ile sınıflandırılması, Doktora tezi, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, şubat 2005.
- [21] MATLAB Fuzzy Logic Toolbox-2 User's Guide, COPYRIGHT 1995–2007 The MathWorks, Inc.
- [22] Robotel, Elektrik Elektronik Makina Bilgisayar ve Teknoloji Sanayi Ticaret Limited şirketi, Keçiören-Ankara.

## EK AÇIKLAMALAR - A

Ters sarkacın MATLAB kullanılarak yazılmış serbest düşme simülasyon ana programı ve fonksiyon programı:

### Pendulum.m

```

t0=[0 100]; /*simülasyon zaman aralığı
x0=[0 0 0.02 0]'; /* başlangıç değerleri
[t,x]=ode23('penddiff1',t0,x0); /* alt fonksiyonu çağıran komut
figure(1)
plot(t,x(:,1))
ylabel(' Arac__Yerdegistirme – x (m)')
xlabel('( c ). Zaman ( t ) ')
grid
figure(2)
plot(t,x(:,2))
ylabel(' Arac__Hiz')
xlabel('( d ). Zaman ( t )')
grid
figure(3)
plot(t,x(:,3))
ylabel(' Pendulum__Yerdegistirme (radyan)')
xlabel('( a ). Zaman ( t )')
grid
figure(4)
plot(t,x(:,4))
ylabel(' Pendulum__Hiz (radyan/saniye)')
xlabel('( b ). Zaman ( t )')
grid

```

**pendiff1.m**

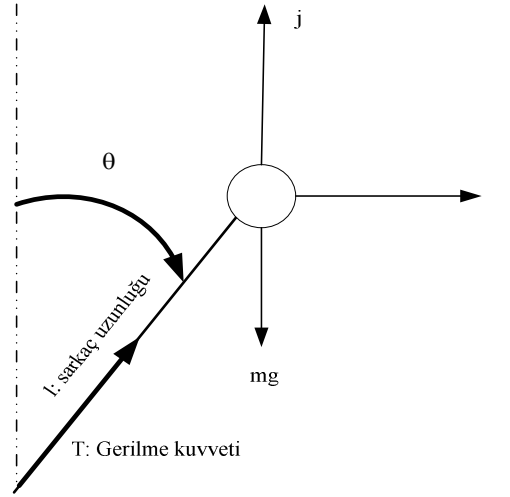
```

function xdot=penddiff1(t,x)
M=1; /*aracın kütlesi
m=0.1; /* sarkacın kütlesi
l=0.35; /* sarkacın uzunluğu
b=2; /* sürtünme katsayısı (kabul edilmiş değer olarak alındı)
g=9.8; /* yerçekimi ivmesi
u=0; /* uygulanan gerilim
xdot=zeros(4,1);
/* Bölüm 5 de verilen denklemlerin fonksiyon içerisinde yazılması
xdot(1)=x(2);
xdot(2)=((-b*x(2)+m*l*sin(x(3))*x(4)^2)-m*g*sin(x(3))*cos(x(3))+u)/
(M+m- m*cos(x(3)^2));
xdot(3)=x(4);
xdot(4)=(((b*x(2)-u-m*l*sin(x(3))*x(4)^2)*cos(x(3)))+(M+m)*
g*sin(x(3)))/(1*(M+m-m*cos(x(3)^2)));

```

## EK AÇIKLAMALAR – B

Küçük açı yaklaşımına göre ters sarkaç denetim denkleminin elde edilişi [6].



Şekil B-1 Ters sarkacın serbest düşmesi

Sarkacın konumu

$$Konum = l \sin \theta i + l \cos \theta j$$

Açısal hızı

$$Hu = l \dot{\theta} \cos \theta i - l \dot{\theta} \sin \theta j$$

Açısal ivmesi

$$\begin{aligned} ivme &= (l \ddot{\theta} \cos \theta i - l \dot{\theta}^2 \sin \theta i) - (l \ddot{\theta} \sin \theta j + l \dot{\theta}^2 \cos \theta j) \\ &= l (\ddot{\theta} \cos \theta i - \dot{\theta}^2 \sin \theta i - \ddot{\theta} \sin \theta j - \dot{\theta}^2 \cos \theta j) \end{aligned}$$

Newtonun ikinci hareket denklemini kullanarak  $F = ma$ 'dan sarkaç üzerine düşen kuvvetleri bulunmuştur. Buradaki kütle sarkacın kütlesi ve ivmede sarkacın açısal ivmesidir. Yukarıda elde edilen ivme kuvvet denkleminde yerine yazılarak aşağıdaki denklem elde edilmiştir.

$$Kuvvet = ml \left( \ddot{\theta} \cos \theta i - \dot{\theta}^2 \sin \theta i - \ddot{\theta} \sin \theta j - \dot{\theta}^2 \cos \theta j \right)$$

Şekil B-1'de serbest düşme hareketinde sarkaç üzerinde iki kuvvet olduğu gösterilmiştir. Sarkaç üzerindeki çubuğun gerilme kuvveti ve yerçekimi kuvvetidir. Bu serbest düşme ifadesi aşağıdaki denklem ile gösterilebilir.

$$Kuvvet = T \sin \theta i + T \cos \theta j - mgj$$

Yukarıda elde edilen iki kuvveti birbirine eşitlersek

$$T \sin \theta i + T \cos \theta j - mgj = ml \left( \ddot{\theta} \cos \theta i - \dot{\theta}^2 \sin \theta i - \ddot{\theta} \sin \theta j - \dot{\theta}^2 \cos \theta j \right)$$

Yukarıdaki ifadeden vektör yönlerine göre iki farklı denklem elde edilir.

$i$  vektörü için

$$T \sin \theta = ml \ddot{\theta} \cos \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta$$

$j$  vektörü için

$$T \cos \theta - mg = -ml \ddot{\theta} \sin \theta - ml \dot{\theta}^2 \cos \theta$$

$i$  vektörü için tanımlanan ifadeyi  $\cos \theta$  ile çarparsak

$$T \sin \theta \cos \theta = ml \ddot{\theta} \cos^2 \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta$$

$j$  vektörü için tanımlanan ifadeyi  $\sin \theta$  ile çarparsak

$$T \sin \theta \cos \theta - mg \sin \theta = -ml \ddot{\theta} \sin^2 \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta$$

$$T \sin \theta \cos \theta = -ml \ddot{\theta} \sin^2 \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta + mg \sin \theta$$

ifadeleri elde edilir.

Bu iki denklemin sol tarafındaki ifadeler aynı olduğundan

$$-ml \ddot{\theta} \sin^2 \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta + mg \sin \theta = ml \ddot{\theta} \cos^2 \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta$$

$$ml \ddot{\theta} \cos^2 \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta = mg \sin \theta - ml \ddot{\theta} \sin^2 \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta$$

Eşitliğin her iki tarafı  $ml$ 'ye bölünürse

$$\ddot{\theta} \cos^2 \theta - \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta = (g/l) \sin \theta - \ddot{\theta} \sin^2 \theta - \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta$$

elde edilir. Buradan terimler toplanarak

$$\ddot{\theta} = (g/l) \sin \theta$$

ifadesi elde edilir, küçük açı yaklaşımı uygulanarak  $\sin \theta = \theta$  kabul edilir. Buradan

$$\ddot{\theta} = (g/l) \theta$$

basitleştirilmiş serbest düşme denklemi elde edilir. Bu denklem kullanılarak maksimum ivmeyi sağlayacak dc motor seçimi yapılmalıdır. En üst noktada ivmelenmeyi sağlayan motor bulunamaz ise, sarkacın denetim edilebilecek  $\theta$  açı aralığı yazılan programda sınırlandırılmalı veya sarkaç uzunluğu arttırılmalıdır. Motorun en üst seviyede ivmelenme yapabilmesi görev çevrim oranının çok küçük olmasına bağlıdır.

### EK AÇIKLAMALAR - C

Araç PID denetiminden elde edilen verilerin, üyelik derecelerinin ANFIS algoritmasıyla bulunarak, farklı girdiler için genelleştirilmesi

a(i,1) : a	a(i,2) : b	a(i,3) : c	a(i,4)	a(i,5)
0.002343	2	-0.01755	-1.261e+005	-25780
0.007212	2	0.01362	-18910	-3.396e+006
0.006358	2	0.00881	1.058e+005	8.839e+005
0.03103	2	0.03151	-2.003e+006	1.221e+005
0.01053	2	0.05925	19280	11800
0.009944	2	0.07864	129.3	14270

Gbell fonksiyonu;

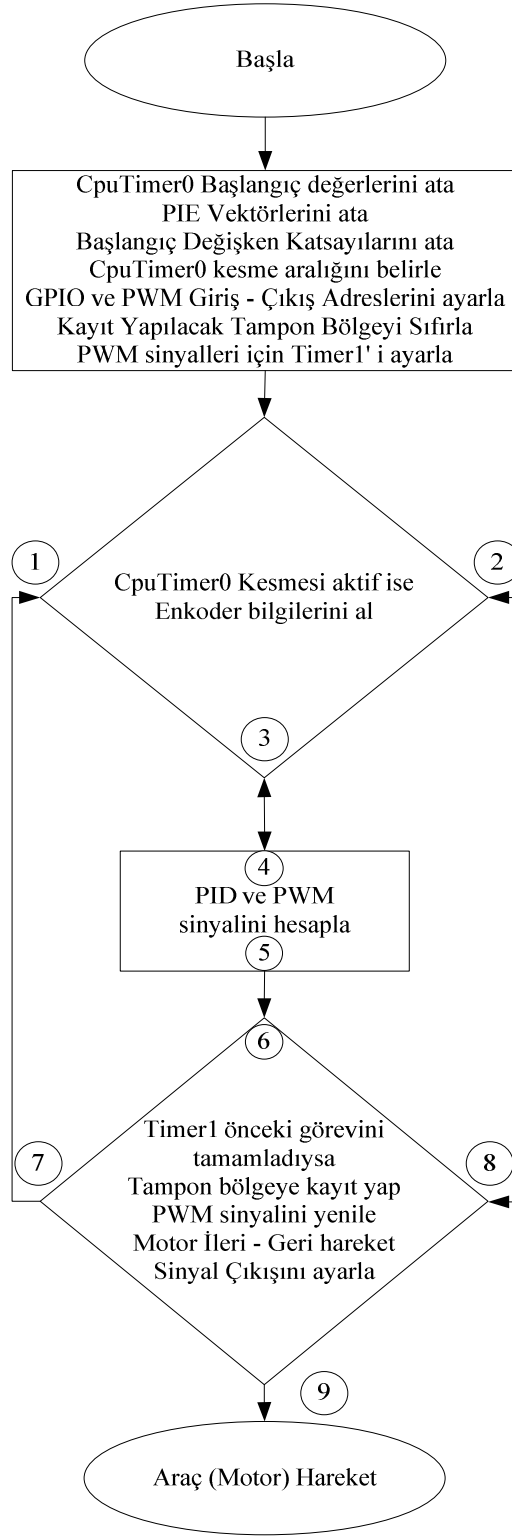
$$f(x; a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c}{a} \right|^{2 \cdot b}}$$

Farklı girdiler için gbell fonksiyonu kullanarak çıkış veren MATLAB programı

```
x = 0.00016667; % Araç için farklı girdi
toplam_uyelik = 0;
genel_sonuc = 0;
for i = 1:6
genel_sonuc = gbellmf(x, [a(i,1) a(i,2) a(i,3)])*(a(i,4) * x+a(i,5)) + genel_sonuc;
toplam_uyelik = gbellmf(x, [a(i,1) a(i,2) a(i,3)])+ b;
end
genel_sonuc = sonuc / toplam_uyelik;
```



## EK AÇIKLAMALAR - D



Şekil D-1 PID programının akış şeması

## Küçük açılı yaklaşımına göre Sarkaç-Araç denetimi

```

#include <math.h>
#include "DSP281x_Device.h"
#include "DSP281x_Examples.h"
#define BUF_SIZE 512
#define BUF_SIZE1 512
#define BUF_SIZE2 512
#define BUF_SIZE3 512

void PidCtrl1();
void init_eva(void);
void init_evb(void);
void init_eva_timer1(void);
interrupt void cpu_timer0_isr(void);

float sarkac_hiz;
float arac_hiz;
int16 sarkac_yer_eski = 0;
int16 sarkac_yer = 0;
int16 arac_yer = 0;
int16 arac_yer_eski = 0;
int16 arac_hedef = 0;

int16 i;
int16 servotimeflag;
int16 aa = 0;
int16 r;

float32 kps;
float32 kds;
float32 kis;

float32 kpa;
float32 kda;
float32 kia;

float32 ups = 0;
float32 uds = 0;
float32 uis = 0;
float32 upa = 0;
float32 uda = 0;
float32 uia = 0;
float32 u = 0;

float32 e1 = 0;
float32 e1_a = 0;

```

```

float32 e_a;
    float32 e1f_a;
float32 e1f;
float32 e1f_a1;
float32 es = 0;

    int16 SampleTable[BUF_SIZE];
    int16 SampleTable1[BUF_SIZE1];
    int16 SampleTable2[BUF_SIZE2];
    int16 SampleTable3[BUF_SIZE3];

void main(void)
{

    InitSysCtrl();

    EALLOW;

    GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x0040;
    GpioMuxRegs.GPBMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPADIR.all = 0x00FF;
        GpioMuxRegs.GPBDIR.all = 0x00FF;
        GpioMuxRegs.GPAQUAL.all = 0x0;
        GpioMuxRegs.GPBQUAL.all = 0x0;

    EDIS;

    DINT;

    InitPieCtrl();

    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();
        EALLOW;
        PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
        EDIS;

        InitCpuTimers();

    ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 100, 10000);
    StartCpuTimer0();

    IER |= M_INT1;

```

```

PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;

EINT;
ERTM;

init_eva();
init_evb();
init_eva_timer1();

for (i=0; i<BUF_SIZE; i++)
{
    SampleTable[i] = 0;
}
for (i=0; i<BUF_SIZE1; i++)
{
    SampleTable1[i] = 0;
}
for (i=0; i<BUF_SIZE2; i++)
{
    SampleTable2[i] = 0;
}
for (i=0; i<BUF_SIZE3; i++)
{
    SampleTable3[i] = 0;
}

i = 0;

for(;;)
{

while (servotimeflag!=1)
{

EALLOW;
SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55;
SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA;
EDIS;

}
servotimeflag=0;

```

```
arac_yer = EvbRegs.T4CNT;

sarkac_yer = EvaRegs.T2CNT;

if (arac_yer >= 32767)
{
    arac_yer = arac_yer-65535;
}

arac_hiz = ( (arac_yer - arac_yer_eski) );

arac_yer_eski = arac_yer;

sarkac_hiz = ( (sarkac_yer - sarkac_yer_eski) );

sarkac_yer_eski = sarkac_yer;

if ((arac_hiz==0)&&(sarkac_hiz==0))
{
    GpioDataRegs.GPADAT.all = 0x0000;
    EvaRegs.T1CMPR = 0 ;
}

else
{
    PidCtrl1();
}

}

}

void init_eva()
{
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDCR= 0x00AF;
    SysCtrlRegs.SCSR = 0;
    SysCtrlRegs.PLLCR.bit.DIV = 10;
```

```

SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x1;
SysCtrlRegs.LOSPCP.all = 0x2;
EDIS;
EvaRegs.GPTCONA.all = 0;
EvaRegs.T2PR = 0xFFFF;
EvaRegs.T2CNT = 0x0000;
EvaRegs.T2CON.all = 0x9874;
EvaRegs.CAPCONA.all = 0xE0FF;

}

void init_evb()
{

EvbRegs.GPTCONB.all = 0;
EvbRegs.T4PR = 0xFFFF;
EvbRegs.T4CNT = 0x0000;
EvbRegs.T4CON.all = 0x9874;
EvbRegs.CAPCONB.all = 0xE0FF;

}

void init_eva_timer1(void)
{

EvaRegs.T1PR = 7500;
EvaRegs.T1CNT = 0x0000;
EvaRegs.T1CON.all = 0x1042;
EvaRegs.GPTCONA.bit.TCMPOE = 1;
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1PIN = 1;
    EvaRegs.ACTRA.all = 0x0666;
    EvaRegs.DBTCONA.all = 0x0000;
    EvaRegs.COMCONA.all = 0xA600;

}

interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{

servotimeflag=1;
CpuTimer0.InterruptCount++;
aa = CpuTimer0.InterruptCount;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

}

```

```

void PidCtrl1()
{

    kps = 1500.0;
    kds = 0.01;
    kis = 0.001;
    kpa = 10.0;
    kda = 1500.0;
    kia = 0.001;

    es = sarkac_yer;
    e1= sarkac_hiz;

    /**Sarkac için alçak geçiren filtre ***/

    e1f= e1f + 0.05 * (e1-e1f);

    /**Sarkaç P- hesabı ***/

    ups = kps * es;

    /**Sarkaç D- hesabı ***/

    uds = kds * e1f;

    /**Sarkaç I- hesabı ***/

    uis = Ki * uis ;

    /** Araç hatası ***/

    e_a = arac_yer - arac_hedef;
    e1_a= arac_hiz;

    /**Arac P- hesabı ***/

    upa = kpa * e_a;

    /**Araç için alçak geciren filtre ***/

    e1f_a= e1f_a + 0.05 * (e1_a - e1f_a);

    /**Arac D- hesabı ***/

    uda = kda * e1f_a;

```

```

/**Arac I- hesabi */
uis = kia * uis ;

/** Toplam denetim sinyali */
u = ups - upa + uds - uda + uis + uia ;

r = fmod(aa, 10);

if (r == 0)
{

SampleTable[i]=(int16)arac_yer;
SampleTable1[i]=(int16)sarkac_yer;
SampleTable2[i]=(int16)sarkac_hiz;
SampleTable3[i]=(int16)u;
i++;

}

/** Küçük aç sınırlaması */

if ((es<-3)|| (es>3))
{

if (u > 0) GpioDataRegs.GPADAT.all = 0x0001;
else if (u < 0) GpioDataRegs.GPADAT.all = 0x0002;
else GpioDataRegs.GPADAT.all = 0x0000;
u = labs(u);
if(u < 7500) EvaRegs.T1CMPR = u ;
else EvaRegs.T1CMPR = 7500;

}

}

```



## ÖZGEÇMİŞ

**E-Posta** : ayhan.gun@gmail.com  
**Adı-Soyadı** : Ayhan GÜN  
**Doğum yeri** : Tavşanlı / Kütahya  
**Doğum Tarihi** : 01.01.1973

### EĞİTİM

**Eylül 2001- Haziran 2007** : Doktora, ESOĞÜ Fen Bilimleri Ens. Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı. Kontrol ve Kumanda Sistemleri Bilim Dalı.  
 Bitirme Tezi :Yetersiz Uyarımlı Bir Elektromekanik Sistem Gerçeklenmesi ve Denetimi

**Eylül 1998-Temmuz 2001** : Yüksek Lisans, Dumlupınar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh.Anabilim Dalı. Elektrik Makinaları Bilim Dalı.  
 Bitirme Tezi :Bilgisayar Destekli Asenkron Motor Hız Kontrolü

**Eylül 1991 - Haziran 1996** : Lisans, Yakın Doğu Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
 Bitirme Tezi : Güç Elektroniği Elemanlarının Karakteristik İncelemesi

**Eylül 1984 -Haziran 1990** : Lise, Kütahya Lisesi

### İŞ TECRÜBESİ

**Ağustos 2002-2007** : Araştırma Görevlisi, ESOĞÜ- Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

**Çalıştığı Projeler** : PLC Yazılımlarının Geliştirilmesi  
 Proje Sorumlusu : Prof. Dr. Abdurrahman Karamancıoğlu

**Eylül 1997-2002** : Araştırma Görevlisi, DPÜ- Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

**1995 (Temmuz-Ağustos)** : Raks Elektronik,  
 Yaz Stajı Programı : Organize Sanayii Bölgesi Manisa

**1994 (Temmuz-Ağustos)** : GLİ Elektrik Atölyesi,  
 Yaz Stajı Programı : Tunçbilek-Tavşanlı-Kütahya

### ÖZELLİKLER

**Bilgisayar Yazılım** : C-programlama, MatLab, Visual basic, Solid works, Proteus.  
 : Assembly (Intel 8051 ), Siemens S5-S7, Veri Tabanı Uygulamaları, PIC Yazılım Geliştirme (PIC-C). Ezdspf2812 Code Composer Yazılım Geliştirme

**Donanım** : Darbe Genişlik Modülasyon (PWM) Devreleri, Elektronik Donanım Tasarımı, Sayısal İşaret İşleme Denetim Kartları (Ezdsfp2812), Advantech Denetim Kartları

**Yabancı Dil İlgili Alanları** : İngilizce (İyi)  
 : Bulanık Mantık, Yapay Sinir Ağları, Elektrik Makinaları Denetimi, C++ Programlama Dili, Robot Kolları, SCADA Sistemleri, Mobil Robotlar, Ters Sarkaç Denetimi, Diferansiyel Denklem Çözümleri, Doğrusal Olmayan Sistemlerin Denetimi