

**T.C.
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**HİYERARARŞİK KAYAN KİP KONTROLÜN TERS SARKAÇ
SİSTEMLERİNE UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Yusuf ALTUN

Balıkesir, Temmuz-2008

“Bu alışma Balıkesir Üniversitesi Rektrlğ Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından BAP 2008/09 Kodlu Proje İle desteklenmiştir. Teşekkür ederiz.”

**T.C.
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**HİYERARARŞİK KAYAN KİP KONTROLÜN TERS SARKAÇ
SİSTEMLERİNE UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Yusuf ALTUN

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Metin DEMİRTAŞ

Sınav Tarihi: 21.07.2008

Jüri Üyeleri: Yrd. Doç. Dr. Metin DEMİRTAŞ (Danışman-BAÜ)

Yrd. Doç. Dr. Davut AKDAŞ (BAÜ)

Yrd. Doç. Dr. Nadir İLTEN (BAÜ)

Balıkesir, Temmuz-2008

ÖZET

HİYERARARŞİK KAYAN KİP KONTROLÜN TERS SARKAÇ SİSTEMLERİNE UYGULANMASI

Yusuf ALTUN

Balıkesir Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü,
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

(Yüksek Lisans Tezi / Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Metin DEMİRTAŞ)

Balıkesir, 2008

Bu çalışmada ters sarkaç(tek ters sarkaç, çift ters sarkaç ve dönen tek ters sarkaç) sistemlerinin kayan kip kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Çalışmanın ilk aşaması simülasyon olarak yürütülmüştür. Simülasyonda öncelikle ters sarkaç sistemlerine klasik kayan kip kontrol uygulanmıştır. Daha sonra ise hiyerarşik kayan kip kontrol uygulanmıştır. Tek ve çift ters sarkaç sistemlerinde uygulanan hiyerarşik kayan kip kontrol, tek giriş-çift çıkış olarak tasarlanmıştır. Dönen tek ters sarkaç sisteminde ise tek giriş-tek çıkış olarak tasarlanmıştır. Belirli başlangıç değerleri seçilerek ters sarkaç sistemlerindeki çubukların dengede kalması sağlanmıştır.

İkinci aşamada, dönen tek ters sarkaç sisteminin hiyerarşik kayan kip kontrolü için deney düzeneği tasarlanmıştır. Labview™ programı ve 6024E Labview™ DAQ kartı ve modülü kullanılarak dönen ters sarkaç deney düzeneğinde bulunan ikinci çubuğun dengede durması sağlanmıştır.

ANAHTAR SÖZCÜKLER: tek ters sarkaç / çift ters sarkaç / dönen tek ters sarkaç / hiyerarşik kayan kip kontrol

ABSTRACT

APPLICATION OF HIERARCHICAL SLIDING MODE CONTROL TO INVERTED PENDULUM SYSTEMS

Yusuf ALTUN

Balıkesir University, Institute of Science, Department of Electrical Electronics
Engineering

(Master Thesis / Supervisor: Assistant Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ)

Balıkesir, 2008

In this study, sliding mode control was applied inverted pendulum systems(single inverted pendulum, double inverted pendulum and rotary inverted pendulum).

In the first stage, this study was applied as simulation. Firstly, classic sliding mode control was applied to inverted pendulums on the simulation. Then, hierarchical sliding mode control was applied. Hierarchical sliding mode control was designed for single and double inverted pendulum as single input-multi output. it was designed for rotary single inverted pendulum as single input-single output. Choosing initial conditions, the rods of the inverted pendulums was balanced.

In the second stage, experimental set-up was designed for hierarchical sliding mode control of rotary inverted pendulum. Using Labview™ program with 6024E Labview™ DAQ cart and module, the second rod of rotary inverted pendulum was balanced.

KEY WORDS: single inverted pendulum / double inverted pendulum / rotary inverted pendulum / hierarchical sliding mode control

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	ii
ABSTRACT.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	vi
SİMGE LİSTESİ.....	vii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xii
ÖNSÖZ.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. KONTROL SİSTEMLERİ.....	4
2.1 Kontrol Sistemlerinin Amaçları.....	4
2.2 Geri Besleme Kontrol Sistem Türleri.....	4
2.2.1 Doğrusal Karşılığı Doğrusal Olmayan Kontrol Sistemleri.....	5
2.2.2 Doğrusal Olmayan Sistemlerin Doğrusallaştırılması.....	6
2.2.3 Zamanla Değişmeyen Karşılığı Zamanla Değişen Sistemler.....	9
2.2.4 Sürekli - Verili Kontrol Sistemleri.....	9
2.2.5 Ayrık Verili Kontrol Sistemleri.....	11
2.3 Gelişkin Kontrol Sistemleri.....	12
2.3.1 Uyarlamalı ve Kendi Kendini Ayarlayan Kontrol.....	12
2.3.2 Düzey (Hierarchical) Denetim Sistemleri.....	15
3. DİNAMİK SİSTEMLERİN MODELLENMESİ.....	19
3.1 Tek Ters Sarkaç.....	19
3.1.1 Doğrusal Olmayan Matematiksel Model.....	19
3.1.2 Doğrusal Matematiksel Model.....	21
3.2 Çift Ters Sarkaç.....	22
3.2.1 Doğrusal Olmayan Matematiksel Model.....	23
3.2.2 Doğrusal Matematiksel Model.....	26
3.3 Dönen Tek Ters Sarkaç.....	27
3.3.1 Doğrusal Olmayan Matematiksel Model.....	28
3.3.2 Doğrusal Matematiksel Model.....	30
4. KAYAN KİP KONTROL.....	31
4.1 Kayan Kip Kontrole Giriş.....	31
4.1.1 Kayan Kipe Giriş Örneği.....	32
4.2 Kayma Kip Dinamikleri.....	36
4.2.1 Doğrusal Sistemler.....	36
4.2.2 Doğrusal Olmayan Sistemler.....	40
4.2.3 Çatırtı Durumu.....	41
4.3 Kayan Kip Kontrol Tasarımı.....	44
4.3.1 Erişim Şartı.....	44
4.3.2 Dayanıklılık Özelliği.....	48
5. KAYAN KİP KONTROLÜN TERS SARKAÇ SİSTEMLERİNE UYGULANMASI.....	52
5.1 Klasik Kayan Kip Kontrol.....	52
5.1.1 Tek Ters Sarkaç.....	52
5.1.1.1 Simülasyon Sonuçları.....	53
5.1.2 Çift Ters Sarkaç.....	55
5.1.2.1 Simülasyon Sonuçları.....	55

5.1.3	Dönen Tek Ters Sarkaç	59
5.1.3.1	Simülasyon Sonuçları	60
5.2	Hiyerarşik Kayan Kip Kontrol	61
5.2.1	Tek Ters Sarkaç	61
5.2.1.1	Kararlılık Analizi	64
5.2.1.2	Simülasyon Sonuçları	65
5.2.2	Çift Ters Sarkaç	68
5.2.2.1	Simülasyon Sonuçları	69
5.2.3	Dönen Tek Ters Sarkaç	72
5.2.3.1	Simülasyon Sonuçları	73
6.	DENEYSEL SONUÇLAR	76
6.1	DeneySEL Çalışma İçin Gerekli Simülasyon.....	76
6.1.1	Simülasyon Sonuçları.....	78
6.2	Labview™	80
6.2.1	Labview™ Ortamı.....	81
6.2.1.1	Ön Panel.....	81
6.2.1.2	Blok Diyagram.....	82
6.2.2	Labview™ Araç Çubukları	82
6.2.2.1	Ön Panel Araç Çubuğu	82
6.2.2.2	Blok Diyagram Araç Çubuğu	84
6.2.3	Paletler	85
6.2.3.1	Fonksiyon Paleti	86
6.3	DeneySEL Çalışma.....	86
6.3.1	6024 E DAQ Kartı Özellikleri.....	87
6.3.1.1	Sinyal Giriş Seviyeleri	88
6.3.1.2	Sayısal Giriş ve Çıkışlar	88
6.3.1.3	Programlanabilir Fonksiyon Girişleri	88
6.3.1.4	Aygıt ve RTSI Saat Darbeleri	89
6.3.1.5	RTSI Tetiklemeler	89
6.3.1.6	Sinyal Giriş-Çıkış Bağlantı Kablosu.....	89
6.3.2	Tasarlanan Deney Düzeneği ve Sürücü Devresi	92
6.3.3	Deney Sonuçları	95
7.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	99
	KAYNAKLAR	101

KISALTMA LİSTESİ

HKKK	Hiyerarşik kayan kip kontrol
KKKK	Klasik kayan kip kontrol
SISO	Tek giriş tek çıkış
SIMO	Tek giriş çok çıkış
MIMO	Çok giriş çok çıkış
TTS	Tek ters sarkaç
ÇTS	Çift ters sarkaç
DTTS	Dönen tek ters sarkaç
dc	Doğru akım
aa	Alternatif akım
PID	Oransal integral türev
A/D	Analog/Dijital
D/A	Dijital/Analog
sign	signum
R	Reel sayılar kümesi
LW	Labview™
VI	Virtual Instruments
NI	National Instruments
DAQ	Data Acquisition
ADC	Analog/Dijital Çevirici (Analog to Digital Converter)
DIO	Dijital Giriş Çıkış (Digital Input/Output)
GPCTRO- OUT	Genel Amaçlı Sayıcı 0, Çıkış Sinyali (General Purpose Counter 0 Output Signal)
GPIB	Genel Amaçlı Arayüz Yolu (General Purpose Interface Bus)
PFI	Programlanabilir Fonksiyon Girişleri (Programmable Function Input)
RTSI	Gerçek Zamanlı Sistem Bütünleşmesi (Real-Time System Integration)
SCXI	Alet Düzeni İçin Sinyal İyileştirme Uzantıları (Signal Conditioning Extensions for Instrumentation)

SİMGE LİSTESİ

<u>Simge</u>	<u>Adı</u>	<u>Değeri</u>	<u>Birimi</u>
M	Tek ters sarkaç ve çift ters sarkaç sisteminde arabanın kg cinsinden kütlesi		kg
m	Tek ters sarkaç sisteminde çubuğun (sarkacın) kg cinsinden kütlesini		kg
g	Yer çekim ivmesi	9.81	mt/sn ²
m ₁	Çift ters sarkaç ve dönen tek ters sarkaç sisteminde birinci çubuğun kg cinsinden kütlesi		kg
m ₂	Çift ters sarkaç ve dönen tek ters sarkaç sisteminde ikinci çubuğun kg cinsinden kütlesi		kg
yd	Metre cinsinden arabanın yatay yer değiştirmesini		mt
θ	Tek ters sarkaç sisteminde çubuğun dikeyle yaptığı radyan cinsinden açısını,		radyan
θ ₁	Çift ters sarkaç birinci çubuğun dikeyle yaptığı açı ve dönen tek ters sarkaç sisteminde birinci çubuğun yatayla yaptığı açı		radyan
θ ₂	Çift ters sarkaç ve dönen tek ters sarkaç sisteminde ikinci çubuğun dikeyle yaptığı açı		radyan
L	Tek ters sarkaç sisteminde çubuğun boyu		mt
L ₁	Çift ters sarkaç ve dönen tek ters sarkaç sisteminde birinci çubuğun boyu		mt
l ₁	Çift ters sarkaç sisteminde birinci çubuğun ağırlık merkezinden olan boyu		mt
L ₂	Çift ters sarkaç ve dönen tek ters sarkaç sisteminde ikinci çubuğun boyu		mt
l ₂	Çift ters sarkaç ve dönen tek ters sarkaç sisteminde ikinci çubuğun ağırlık merkezinden olan boyu		mt
u	Kontrol işareti		
J	Tek ters sarkacın momenti		kg.mt ²
sr ₁	Tek ters sarkaçta birinci çubuğun sürtünme katsayısı		N/mt/sn
sr ₂	Tek ters sarkaçta ikinci çubuğun sürtünme katsayısı		N/mt/sn
K _e	Kinetik enerji		Joule
P _e	Potansiyel enerji		Joule
L _g	Lagrange eşitliği		

Q_q	Genelleştirilmiş koordinat eşitliği	
J_1	Çift ve dönen tek ters sarkaçta birinci çubuğun momenti	kg.mt ²
J_2	Çift ve dönen tek ters sarkaçta ikinci çubuğun momenti	kg.mt ²
k	Kayma yüzeyinin eğim katsayısı	
s	Kayma yüzeyi	
τ	Zaman gecikmesi	
u_e	Eşdeğer kontrol	
u_{hf}	Yüksek frekans bileşeni	
u_s	Düşük frekans bileşeni	
u_d	Süreksiz kontrol	
ε	Bozucu parametre	
Ω	Tanım kümesi	
s_f	Frekans tanım kümesi(Laplace formu)	
U_0	Kontrol işaretinin genliği	
θ_r	Tek ve dönen tek ters sarkaçta birinci çubuğun referans açısı	derece
x_r	Tek ters sarkaçta arabanın yer değiştirmesi	mt
β_r	Dönen tek ters sarkaçta ikinci çubuğun referans açısı	derece
θ_{1r}	Çift ters sarkaçta birinci çubuğun referans açısı	derece
θ_{2r}	Çift ters sarkaçta ikinci çubuğun referans açısı	derece
u_{sm}	Düzeltici kontrol	
ψ	Birinci kayma yüzeyinin eğim katsayısı	
γ	İkinci kayma yüzeyinin eğim katsayısı	
V	Lyapunov fonksiyonu	
λ_1	Sabit katsayı	
λ_2	Sabit katsayı	
n_m	Motor verimi	
n_g	Dişli kutusu verimi	
K_t	Motor moment sabiti	
K_g	Motor dişlisi oranı	
K_m	Elektromotor kuvvet sabiti	
V_m	Motora uygulanan gerilim	volt
R_m	Armatür direnci	ohm

ŞEKİL LİSTESİ

<u>Şekil No</u>	<u>Şekil Adı</u>	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1	Doğrusallaştırma	7
Şekil 2.2	Örneksel bir dc kapalı çevrimli sistemin şematik blok diyagramı.....	10
Şekil 2.3	Örneksel bir aa kapalı çevrimli sistemin şematik blok diyagramı.....	10
Şekil 2.4	Bir örneklenmiş verili kontrol sisteminin blok diyagramı.....	11
Şekil 2.5	Güdümlü füze sayısal kontrolör sisteminin blok diyagramı.....	12
Şekil 2.6	Kazanç listeleme yolu ile uyarlamalı denetim.....	13
Şekil 2.7	Model tabanlı uyarlamalı denetim sistemi.....	13
Şekil 2.8	Kendi Kendini ayarlayan denetleyici.....	14
Şekil 2.9	Çok katmanlı sistem.....	16
Şekil 2.10	Çok seviyeli sistem	17
Şekil 3.1	TTS sistemi	19
Şekil 3.2	ÇTS sistemi.....	22
Şekil 3.3	DTTS sistemi	28
Şekil 4.1	Değişken eylemsizlik kontrol blok diyagramı	32
Şekil 4.2	Faz portresinde yörüngeler	33
Şekil 4.3	Zaman kayması ile yörüngeler.....	34
Şekil 4.4	Faz portesi ve kayma kipi bölgesi.....	36
Şekil 4.5	İki kontrol fonksiyonu ile kayma kipi hareketi.....	40
Şekil 4.6	Çatırtı durumu.....	42
Şekil 4.7	Saturasyon fonksiyonu sat(s).....	42
Şekil 4.8	a) $\varepsilon = 0$ 'da tekil bozulmuş hareket b) Gerçek hareket	44
Şekil 4.9	x_1 ve x_2 'nin zamana göre değişimi	47
Şekil 4.10	Kayma kipinin faz portresi	47
Şekil 4.11	Süreksiz ve eşdeğer kontrol	48
Şekil 5.1	Ters sarkaç sistemlerinin genel blok diyagramı.....	52
Şekil 5.2	TTS sisteminde KKKK esnasındaki θ açısının değişimi	54
Şekil 5.3	TTS sisteminde KKKK esnasında kontrol kuvvetinin değişimi.....	54
Şekil 5.4	ÇTS sisteminde θ_1 'in KKKK'ünde θ_1 açısının değişimi.....	56
Şekil 5.5	ÇTS sisteminde θ_1 'in KKKK'ünde θ_2 açısının değişimi.....	57
Şekil 5.6	ÇTS sisteminde θ_1 'in KKKK'ünde uygulanan kontrol kuvveti	57

Şekil 5.7 ÇTS sisteminde θ_2 'nin KKKK'ünde θ_1 açısının değişimi	58
Şekil 5.8 ÇTS sisteminde θ_2 'nin KKKK'ünde θ_2 açısının değişimi	58
Şekil 5.9 ÇTS sisteminde θ_2 'nin KKKK'ünde uygulanan kontrol kuvveti	59
Şekil 5.10 DTTS sisteminde KKKK'ünde β açısının değişimi	60
Şekil 5.11 DTTS sisteminde KKKK'ünde uygulanan kontrol kuvveti.....	61
Şekil 5.12 TTS sisteminin HKKK için Matlab TM modeli	66
Şekil 5.13 TTS bloğu	66
Şekil 5.14 TTS sisteminde HKKK esnasındaki θ açısının değişimi	67
Şekil 5.15 TTS sisteminde HKKK esnasındaki yd değişimi	67
Şekil 5.16 TTS sisteminde HKKK esnasındaki uygulanan kontrol kuvveti.....	68
Şekil 5.17 ÇTS sisteminin HKKK için Matlab TM modeli.....	69
Şekil 5.18 Ç.T.S bloğu	70
Şekil 5.19 ÇTS sisteminde HKKK esnasındaki θ_1 açısının değişimi	71
Şekil 5.20 ÇTS sisteminde HKKK esnasındaki θ_2 açısının değişimi	71
Şekil 5.21 ÇTS sisteminde HKKK esnasındaki uygulanan kontrol kuvveti.....	72
Şekil 5.22 DTTS Matlab TM modeli	74
Şekil 5.23 D.T.S bloğu	74
Şekil 5.24 DTTS sisteminde KKKK esnasındaki β açısının değişimi.....	75
Şekil 5.25 DTTS sisteminde KKKK esnasındaki uygulanan kontrol moment kuvveti değişimi	75
Şekil 6.1 DTTS sisteminin motor girişine göre HKKK için β açısının değişimi.....	79
Şekil 6.2 DTTS sisteminin motor girişine göre HKKK için motora uygulanan gerilim	79
Şekil 6.3 LW programında ön panel	81
Şekil 6.4 LW programında blok diyagram.....	82
Şekil 6.5 Ön panel araç çubuğu.....	82
Şekil 6.6 Blok diyagram araç çubuğu	84
Şekil 6.7 Kontrol paleti	85
Şekil 6.8 Fonksiyon paleti.....	86
Şekil 6.9 DTTS sisteminin deneysel şeması	87
Şekil 6.10 6024E Kartı giriş-çıkış konnektörü bağlantı uçları.....	90
Şekil 6.11 Dc motor sürücü devre şeması	93
Şekil 6.12 Motor sürücü devresinin baskı devresi	93

Şekil 6.13 a) Motor sürücü, breadboard devresi b) Motor sürücü, baskı devreyle oluşturulan plaket devresi	93
Şekil 6.14 Deneysel çalışma için hazırlanan çizim.....	94
Şekil 6.15 Deneysel çalışma için hazırlanan deney düzeneği.....	94
Şekil 6.16 Deneysel çalışma için hazırlanan bilgisayarlı düzenek	95
Şekil 6.17 Deneysel çalışma için kullanılan LW blok diyagramı.....	96
Şekil 6.18 DTTS sisteminin deneysel HKKK'ünde β açısının değişimi	97
Şekil 6.19 DTTS sisteminin deneysel HKKK'ünde β açısındaki hatanın değişimi...	97
Şekil 6.20 DTTS sisteminin deneysel HKKK'ünde motora uygulanan gerilim.....	98

ÇİZELGE LİSTESİ

<u>Çizelge No</u>	<u>Çizelge Adı</u>	<u>Sayfa No</u>
Çizelge 5.1	TTS sisteminin parametre değerleri.....	54
Çizelge 5.2	ÇTS sisteminin parametre değerleri.....	56
Çizelge 5.3	DTTS sisteminin parametre değerleri.....	60
Çizelge 5.4	TTS sisteminin HKKK parametreleri.....	65
Çizelge 5.5	ÇTS sisteminin HKKK parametreleri.....	69
Çizelge 5.6	DTTS sisteminin HKKK parametreleri.....	73
Çizelge 6.1	Simülasyon için kullanılan motor parametreleri.....	76
Çizelge 6.2	Motor girişine göre tasarlanan DTTS sisteminin HKKK parametreleri.....	78
Çizelge 6.3	Ölçüm duyarlılığı.....	88
Çizelge 6.4	Konnektör bağlantı uçları açıklamaları.....	91
Çizelge 6.5	Deneyisel çalışmada kullanılan HKKK parametreleri.....	95

ÖNSÖZ

Literatürde önemli bir yere sahip olan ve kontrol sistemlerinin uygulanmasında çok iyi bir deneme sistemi olan ters sarkaç sistemlerine yaşamdan birçok örnek mevcuttur. Bilim insanları bu sistemler üzerinde çalışarak kontrol teorilerini geliştirmiş, insanlar için büyük kolaylıklar ve daha çok imkânlar sağlamışlardır. Her türlü dinamik hareket gösteren teknolojik cihazlarda kontrol sistemlerine rastlamak mümkündür. Uçak, araba, ev aletleri, endüstriyel cihazlar, robotlar gibi örnekler verilebilir.

Bu çalışmada, dayanıklı kontrol teorisi olması bakımından üstün avantajlar sağlayan kayan kip kontrolün ters sarkaç sistemleri üzerinde uygulanması ele alınmış ve ayrıca sistemi birkaç alt sisteme bölerek hiyerarşik kayan kip uygulaması yapılmıştır.

Bu tezin deneysel çalışmaları Balıkesir Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Laboratuvarı'nda 2008 yılında gerçekleştirilmiştir.

Çalışmanın yürütülmesindeki ve yönlendirilmesindeki katkıları, gösterdiği yakın alaka ve desteği sebebiyle danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Metin DEMİRTAŞ'a, donanım konusunda yardımlarını esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Ayhan İSTANBULLU'ya, mekanik konusunda yardımlarını esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Mehmet İREN'e, çalışma arkadaşlarıma ve her zaman desteğini hissettiğim aileme teşekkür ederim.

“Bu çalışma Balıkesir Üniversitesi Rektörlüğü Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından BAP 2008/09 kodlu Proje ile desteklenmiştir. Teşekkür ederiz.”

1. GİRİŞ

Günümüzde teknolojinin gelişmesiyle kontrol sistemleri, insanlığın ve uygarlığın gelişiminde çok önemli bir yere sahip bir bilim dalı haline gelmiştir. Etrafımıza baktığımızda, neredeyse her yerde karşımıza çıkan kontrol sistemleri teknolojinin ilerlemesi için vazgeçilmez bir unsur haline gelmiştir. Modern ev, büro ve endüstri gibi birçok alanda otomatik kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Evlerimizde bulunan otomatik çamaşır makinesi, otomatik bulaşık makinesi, termostatlı ve programlı fırınlar, ütüler, vb. cihazlarda kontrol sistemleri kullanılmaktadır. Örneğin ev sistemlerindeki çamaşır makinelerinde motor hız ve yön kontrolü yapılmaktadır. Endüstride, modern araç ve gereçlerde de otomatik kontrol sistemlerinin oldukça çok sayıda uygulamaları vardır. Örneğin uçakların kontrolü, uzay taşıtlarının kontrolü, gemilerin kontrolü, bilgisayarla kontrol, trafik ışıklarının kontrolü, robotların kontrolü, paketleme yapan cihazların kontrolü... vb.

Ters sarkaç sistemleri, kontrol tekniklerinin üzerinde uygulandığı çok yaygın olarak kullanılan deneme sistemleridir. Bu sistemler araba, uçak, füze, robot kontrolü gibi birçok kontrol sistemlerinin temelini oluşturmaktadır. Kontrol sistemlerinin geliştirilmesi bakımından ters sarkaç sistemleri iyi bir deneme özelliği taşımaktadır. Ters Sarkaç sistemlerinin doğrusal olmaması ve kararsız olması nedeniyle modern kontrol tekniklerinin gelişmesinde önemli bir yere sahiptir ve bu sistemler literatürde yaygın olarak çalışılmaktadır. Tek ters sarkaç sistemleri üzerinde bulanık kontrol, bulanık kayan kip kontrol, uyarlamalı kayan kip kontrol, bulanık sinir ağları ile kontrol, tahmin metoduyla kontrol, bilgisayarlı dayanıklı kontrol, bulanık ağlarla kontrol, uyarlamalı izleyici kontrol uygulamaları gerçekleştirilmiştir[1-18]. Çift ters sarkaç sisteminin kontrol tasarımı, matematiksel modellenmesi, optimal kontrolü, swing up kontrolü, konum kontrolü, akıllı transfer kontrolü gerçekleştirilmiştir[19-25]. Dönen tek ters sarkacın ise optimal kontrolü, mekanik tasarımı, bulanık kontrolü, swing up kontrolü, bulanık kontrol gibi kayan kip kontrolü, doğrusal ikinci dereceden düzenleyici eşleme tabanlı bulanık kontrolü, bulanık geri adımlama kontrolü gerçekleştirilmiştir[26-34]. Ayrıca iki eksenli ters sarkaç, üçlü ters sarkaç, iki arabayla ters sarkaç gibi ters sarkaç sistemlerinin kontrolleri literatürde mevcuttur[35-43].

Bir kişinin elinde dengelenen bir süpürge ters sarkaca basit bir örnektir ve buna benzer dengeleme problemleri çevremizde görülmektedir. Bu örnek, sistemi gözlemlemek ve sistemi anlamak için güzel bir fiziksel örnektir (elin hareketiyle süpürgeyi denge konumunda tutmak). Bu süpürge dengeleme sistemi, ikinci dereceden serbestlik hareketine sahip tek ters sarkaç sistemine bir örnektir.

Dayanıklı kontrol sistemlerinin bir türü olan kayan kip kontrol, dış bozucular ve sistem parametrelerine karşı kontrol sistemine oldukça sağlamlık sağlayan bir kontrol tekniğidir. Kayan kip kontrol 1960'ların öncesinde ilk defa S. V. Emelyanov ve birlikte çalışan araştırmacılar tarafından ortaya atılmıştır[44]. Üzerinde uzun süredir çalışmaların sürdüğü kayan kip kontrol yaklaşımı ile son zamanlarda özellikle güç ve motor kontrol sistemlerinde son derece başarılı sonuçlar alınmıştır[45,46]. Belirgin özellikleri değişmezlik, dayanıklılık, derece indirgeme ve kontrolde çatırdamaya yol açmasıdır[47-49]. Kayan kip kontrol yaklaşımındaki ana amaç, hatayı "anahtarlama yüzeyi" veya "kayma yüzeyi"ne itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bundan sonra sistem "kayma kipinde"dir ve modelleme hataları ve/veya dış bozuculardan etkilenmez.

Hiyerarşik kontrol, karmaşık bir sistemi daha iyi idare edilebilen bir kaç alt sisteme bölmektir[55]. Bu önem derecesini azaltma yönünde alt bölme olarak düşünülen düzey denetim kavramıdır. Hiyerarşik kontrol; çok katmanlı ve çok seviyeli olmak üzere iki temel biçimde bulunur. Çok katmanlı denetimde denetim görevleri karmaşıklık derecesine göre altbölümlere ayrılır. Buna karşılık, çok seviyeli denetimde yerel denetim görevleri teftiş edici denetleyicilerin üst kademesi yolu ile koordine edilir. Hiyerarşik kayan kip kontrol(HKKK), tek giriş-tek çıkış (SISO), tek giriş-çok çıkış (SIMO) veya çok giriş-çok çıkış(MIMO) sistemlere uygulamak mümkündür.

Bu çalışmada, HKKK tekniği tek ters sarkaç(TTS), çift ters sarkaç(ÇTS) ve dönen tek ters sarkaç(DTTS) sistemleri üzerinde uygulanmıştır. Literatürde çift ters sarkaç sisteminin, sarkaç robotun HKKK tekniği ile çalışması[50,51] mevcuttur, DTTS sisteminin HKKK tekniği ile çalışmasına rastlanmamıştır. Bu çalışmada TTS; ÇTS, DTTS sistemlerinin HKKK tekniği ile simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Ayrıca DTTS sisteminin deney düzeneği tasarlanarak, deneysel uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 2’de kontrol sistemlerin genel olarak amaçlarını, doğrusal ve doğrusal olmayan sistemler; doğrusal sistemlerin doğrusallaştırılması, sürekli verili ve ayırık verili sistemler konularından bahsedilmiştir.

Bölüm 3’te ters sarkaç sistemlerinin matematiksel modellenmesi ele alınmıştır. Ters sarkaç sistemlerin kontrol simülasyonu için gerekli olan TTS, ÇTS ve DTTS sistemlerinin diferansiyel eşitlikleri çıkarılarak, doğrusal ve doğrusal olmayan durum uzay ifadeleri elde edilmiştir.

Bölüm 4’te kayan kip kontrolünün temel özellikleri anlatılmıştır. Doğrusal ve doğrusal olmayan sistemlerde kayma kip dinamikleri, çaptırtı olayı, kayma kip kontrol tasarımı, kayma kip kontrolün dayanıklılık özelliği konularından bahsedilmiştir.

Bölüm 5’te matematiksel olarak modellenen ters sarkaç sistemlerinin öncelikle klasik kayan kip kontrolü (KTKK) yapılmış ve belirlenen başlangıç koşullarına göre simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Daha sonra ters sarkaç sistemlerinin hiyerarşik kayan kip kontrolü tasarlanarak simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 6’da DTTS sistemi için deney düzeneği tasarlanmış ve hazırlanmıştır. Buna göre deney için kullanılacak olan motor parametrelerine göre bölüm 5’te moment cinsinden üretilen kontrol işareti ile gerçekleştirilen DTTS simülasyonu, kontrol işareti gerilim olacak şekilde DTTS sisteminin hiyerarşik kayan kip kontrolü tekrar tasarlanarak simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyona göre belirlenen kontrol parametreleri deneysel çalışma için kullanılarak Labview™ programı ile uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 7’de yapılan çalışmada elde edilen sonuçlar yorumlanmış ve öneriler sunulmuştur.

2. KONTROL SİSTEMLERİ

Bu bölümde, genel olarak kontrol sistemlerinin amaçları, türleri ve gelişkin kontrol sistemlerinden bahsedilmiştir. Doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol sistemleri, doğrusal olmayan sistemlerin doğrusallaştırılması, hiyerarşik kontrol gibi konularla da ayrıntılar verilmiştir.

2.1 Kontrol Sistemlerinin Amaçları

Kontrol sistemlerinin amaçlarını genel olarak üç madde halinde açıklamak mümkündür[52].

- Bir takım süreçlerin çıktısını, istenen sabit bir değerde denetim altına almak.
- Süreçlerin çıktısının belirli bir değişim formunu takip etmesini sağlamak.
- Olayların belirli bir sıra dâhilinde oluşmasını sağlamak. Bu özel zamanlarda meydana gelen zaman sürüslü olayların sırası olabilir veya olay sürüslü olabilir. Böylelikle olaylar özel koşullar gerçekleştiğinde meydana gelir.

2.2 Geri Besleme Kontrol Sistem Türleri

Çıkış işaretlerinin ya da kontrol edilen büyüklüğün yönetilmesi açısından kontrol sistemleri açık çevrim kontrol sistemleri ve kapalı çevrim kontrol sistemleri olmak üzere iki türe ayrılır[52]. Bunun gibi amaca bağlı olarak kontrol sistemleri çok farklı şekillerde sınıflandırılabilir. Örneğin analiz ve tasarım yöntemleri açısından kontrol sistemleri doğrusal ve doğrusal olmayan, zamanla değişen veya zamanla değişmeyen sistemler olarak adlandırılabilir. Sistemde kullanılan işaret türleri yönünden sürekli verili ve ayrık verili veya modüle edilmiş ve modüle edilmemiş sistemler olarak ayrılabilir. Kontrol sistemleri genellikle ana amaçları doğrultusunda sınıflandırılır. Örneğin: bir konum kontrol sistemi ve bir hız kontrol sistemi isminin belirttiği doğrultuda çıkış değişkenlerini kontrol eder. Genel olarak, kontrol sistemlerini özel niteliklerine göre sınıflandırmanın birçok farklı yöntemi vardır.

Önemli olan yaygın sınıflandırma yöntemlerinin bilinmesi ve kontrol sistemlerinin analiz ve tasarıma başlamadan önce en uygun yaklaşımın benimsenmiş olmasıdır[53].

2.2.1 Doğrusal Karşılığı Doğrusal Olmayan Kontrol Sistemleri

Bu sınıflandırma analiz ve tasarım yöntemlerine göre ayrılmıştır. Kesin söylenmesi gerekirse, tüm fiziksel sistemler belirli bir ölçünün ötesinde doğrusal olmadığından, uygulamada doğrusal sistem yoktur. Doğrusal geri beslemeli kontrol sistemleri, sadece analiz ve tasarımın basitliği nedeniyle, analizciler tarafından yapılmış bir ideal modeldir. Bir kontrol sistemindeki işaretlerin genliği, sistem elemanlarının doğrusal davranış göstereceği, belirli sınırlar içinde tutulursa (diğer bir deyişle süper pozisyon ilkeleri geçerliyse), sistem ana hatlarıyla doğrusaldır. Ancak, işaretlerin genlikleri doğrusal çalışma bölgesinin dışına taşarsa, doğrusal olmamanın derecesine bağlı olarak, sistem artık doğrusal kabul edilemez. Örneğin, kontrol sistemlerinde kullanılan güç kuvvetlendiricilerinde giriş işaretleri çok büyüdüğünde doyma etkisi görülür; bir motorun manyetik alanı da doyma özelliği gösterir. Kontrol sistemlerinde sık rastlanan diğer doğrusal olmayan etkenler içinde birbirlerine geçen dişli takımlar arasındaki boşluk doğrusal olmayan yay karakteristiği, hareketli elemanlar arasındaki doğrusal olmayan sürtünme kuvvet ya da moment ilişkileri v.b. sayılabilir. Çoğu kez, bir kontrol sisteminin davranışını iyileştirmek ya da daha etkin kontrol edebilmek için, sisteme doğrusal olmayan bir karakteristik eklenir. Örneğin birçok güdümlü füze veya uydu kontrol sisteminde, en kısa zaman kontrolünü gerçekleştirmek, bir aç - kapa (bang - bang ya da role) türü kontrolör kullanılır. Bu sistemlerde sistem davranışını etkilemek aracın her iki tarafına tepki momenti sağlayan jetler yerleştirilir. Genellikle bu jetler tam açık veya tam kapalı olarak kontrol edilir, böylece uzay aracının konumunu kontrol etmek üzere her bir jete, sabit miktarda hava, belirli bir zaman süresince uygulanmış olur[54].

Doğrusal sistemlerin analiz ve tasarımı için çok sayıda analitik ve grafik yöntem geliştirilmiştir. Buna karşın doğrusal olmayan sistemleri matematiksel olarak ele almak genellikle çok zordur, ayrıca doğrusal olmayan sistemleri çözmek için genel bir yöntem de mevcut değildir. Kontrol sistemlerinin tasarımında, sistemlerdeki doğrusalsızlıklar yok sayılarak, öncelikle doğrusal sistem modeline dayanan bir

kontrolörün tasarlanması çok daha kolaydır. Tasarlanan kontrolör değerlendirilmek üzere doğrusal olmayan sistem modeline uygulanır ya da bilgisayar benzetimi ile tekrar tasarlanır.

2.2.2 Doğrusal Olmayan Sistemlerin Doğrusallaştırılması

Doğrusal olmayan denklemlerle gösterilen sistemler doğrusal olmayan sistemler adını alır. Örneğin $y=\sin x$, $z=x^2$ ifadelerini ve doğrusal olmayan diferansiyel denklem olarak;

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \left(\frac{dx}{dt}\right)^2 + x = A \sin wt \quad (2.1)$$

ifadesini gösterebiliriz[55].

Pratikte, pek çok elektromekaniksel sistemler, hidrolik sistemler, pnömatik sistemler vs. değişkenleri arasında doğrusal olmayan bağıntılar içerir. Mühendislik sistemi uygulamalarında; doyma doğrusalsızlığı, ölü-bölge doğrusalsızlığı, kare-yasası doğrusalsızlığı kısım-yönünden doğrusalsızlığı, aç-kapa doğrusalsızlığı gibi çok çeşitli karakterde doğrusalsızlıklar vardır.

Doğrusal olmayan sistemlere doğrusal sistemlerde olduğu gibi üst üste katlama (superposition) ilkesi uygulanamaz. Doğrusal olmayan sistemlerde genellikle belli bir sınırlı bölge içerisinde doğrusal karakteristikler gösterebilir. Doğrusal olmayan sistemlerin doğrusallaştırılmasında sistemin bu sınırlı bölge içinde çalıştığı kabul edilir.

Doğrusal olmayan sistemlerin doğrusal yaklaşımı: Doğrusal olmayan sistemin doğrusal matematiksel modelini elde etmek için, sistem değişkenlerinin belli bir çalışma koşulundan çok az bir sapma gösterdiği kabul edilir. Bağımsız değişkeni veya giriş değişkeni $x(t)$ ve bağımlı değişkeni veya çıkış değişkeni $y(t)$ olan sistemi ele alalım. $y(t)$ ve $x(t)$ arasındaki bağıntı denklem (2.2)'deki ifade ile verilir.

$$y = f(x) \quad (2.2)$$

Eğer normal çalışma koşulu x_i , y_i 'ye karşılık geliyorsa, (2.2) denklemi bu nokta civarında Taylor serisine açılabilir[55];

$$y = f(x_i) + \frac{df}{dx}(x - x_i) + \frac{1}{2} \frac{d^2f}{dx^2}(x - x_i)^2 + \dots \quad (2.3)$$

burada df/dx , d^2f/dx^2 türevleri, $x=x_i$ de hesaplanması gereken değerlerdir. Eğer $(x-x_i)$ değişimi çok küçük ise $(x-x_i)$ 'nin yüksek dereceden ifadelerini ihmal edebiliriz. Bu durumda (2.3) denklemini yeniden yazabiliriz;

$$y = y_i + K(x - x_i) \quad (2.4)$$

Burada

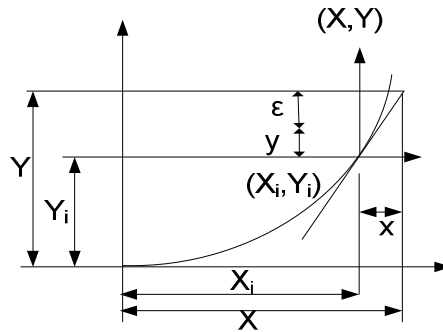
$$y_i = f(x_i) \quad (2.5)$$

$$K = \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_i}$$

şeklindedir. Denklem (2.4)'ü yeniden düzenleyelim:

$$y - y_i = K(x - x_i) \quad (2.6)$$

Şekil 2.1 doğrusallaştırmada kullanılan parametreleri göstermektedir[55].



Şekil 2.1 Doğrusallaştırma

Denklem (2.6) ise $y-y_i$ nin $x-x_i$ ile orantılı olduğunu ve aynı zamanda (2.2) nolu denklemde tanımlanan doğrusal olmayan sistemin doğrusal bir matematiksel modelini olduğunu göstermektedir.

Doğrusal olmayan bir sisteme ait, x_1, x_2, \dots, x_n şeklinde n adet bağımsız değişkenin fonksiyonu olan y fonksiyonunu ele alalım,

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (2.7)$$

Doğrusal olmayan bu sistemin doğrusal yaklaşımını elde etmek için $x_{1i}, x_{2i}, \dots, x_{ni}$ normal çalışma noktası civarında Taylor serisinde açıp yüksek dereceden terimleri ihmal edecek olursak;

$$y = y_i + K_1(x_1 + x_{1i}) + K_2(x_2 + x_{2i}) + \dots + K_n(x_n + x_{ni}) \quad (2.8)$$

ifadesi elde edilir. Burada

$$y = f(x_{1i}, x_{2i}, \dots, x_{ni})$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{x_1 = x_{1i}, x_2 = x_{2i}, \dots, x_n = x_{ni}}$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{x_1 = x_{1i}, x_2 = x_{2i}, \dots, x_n = x_{ni}} \quad (2.9)$$

$$\vdots$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x_n} \right|_{x_1 = x_{1i}, x_2 = x_{2i}, \dots, x_n = x_{ni}}$$

şeklindedir.

Doğrusal model yaklaşımının doğruluk derecesi sistemin çalışma noktasından $(x_{1i}, x_{2i}, \dots, x_{ni})$ ayrılma derecesine bağlıdır. $(x_1 - x_{1i}), (x_2 - x_{2i}), \dots, (x_n - x_{ni})$ normal çalışma noktası civarında sonlu küçük değişimleri gösterir. Eğer başlangıçta seçilen çalışma noktasına göre değişim aralıkları çok fazla artacak olursa doğrusal yaklaşım temsil ettiği doğrusal olmayan sistemin tam doğru sonucunu vermeyecektir. Bu durumda daha uygun yeni bir çalışma noktası seçilmeli ve doğrusal yaklaşım denklemi bu yeni çalışma noktasına göre yeniden yazılmalıdır. Genellikle sonlu küçük çalışma aralıkları;

$$\Delta y = y - y_i, \Delta x_1 = x_1 - x_{1i}, \Delta x_2 = x_2 - x_{2i}, \dots, \Delta x_n = x_n - x_{ni} \quad (2.10)$$

şeklinde gösterilir. Bu durumda (2.8) nolu denklem

$$\Delta y = K_1 \Delta x_1 + K_2 \Delta x_2 + \dots + K_n \Delta x_n \quad (2.11)$$

şeklinde olacaktır.

Eğer elimizde doğrusal olmayan sistemin sadece deneysel eğrisi mevcut ise K_1, K_2, \dots, K_n sabitleri doğrudan doğruya deneysel eğrinin normal çalışma noktasındaki eğiminden bulunabilir.

2.2.3 Zamanla Değişmeyen Karşılığı Zamanla Değişen Sistemler

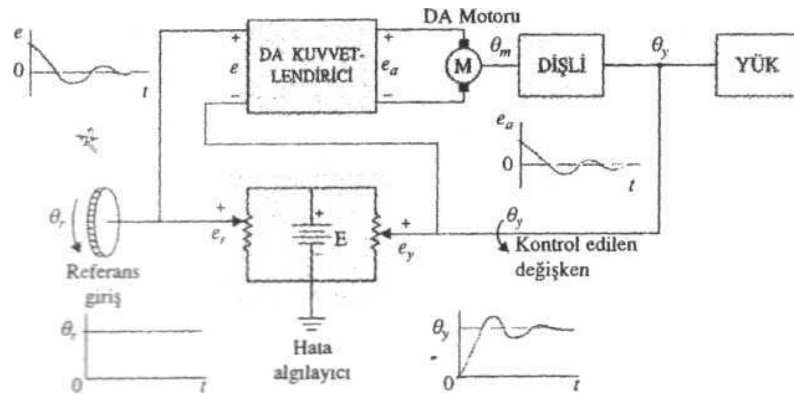
Bir kontrol sisteminin parametreleri, sistem çalışırken zamandan bağımsız olarak değişmez ise, o sisteme zamanla değişmeyen sistem denir. Uygulamada fiziksel sistemlerin çoğunda zamanla değeri kayan ya da değişen elemanlar bulunur. Örneğin, bir elektrik motorunun sargı direnci, motor ilk uyarıldığında sıcaklığı yükselirken değişir. Güdümlü füzeler uçuş süresince yakıt harcadığından kütleleri değişir. Bu nedenlerden dolayı kontrol sistemleri genellikle zamanla değişen türdendir. Doğrusal ve zamanla değişen sistemlerin analiz ve tasarımı doğrusal zamanla değişmeyen sistemlere göre genellikle çok daha karmaşıktır[54].

2.2.4 Sürekli - Verili Kontrol Sistemleri

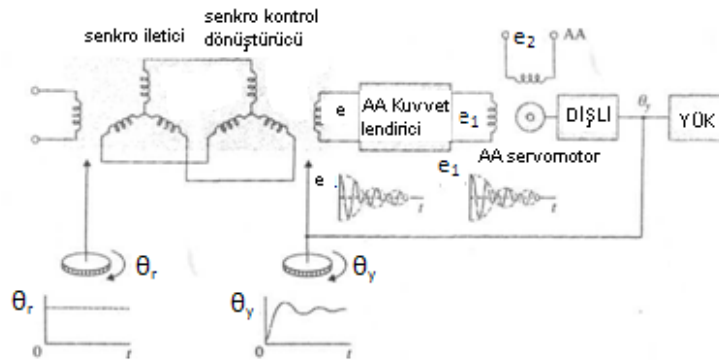
Bir sürekli verili sistem, sistemin farklı kısımlarındaki işaretlerin tümü sürekli t zaman değişkeninin fonksiyonu olan bir sistemdir. Sürekli - verili kontrol sistemleri kendi aralarında doğru akım (dc) ve alternatif akım (aa) şeklinde iki sınıfa ayrılır. Elektrik mühendisliğinde kullanılan dc ve aa işaretlerinin genel tanımından farklı olarak dc ve aa kontrol sistemleri çok özel bir anlam taşır. Bir aa kontrol sisteminden bahsedildiğinde, genellikle sistem içindeki işaretlerin bir tür modülasyon yöntemiyle modüle edildiği anlamına gelir. Diğer taraftan, bir dc kontrol sisteminden bahsedildiğinde, sistemdeki tüm işaretlerin tek yönlü olduğu anlamına gelmez, çünkü bu durumda hiç bir düzeltici kontrol hareketi oluşamaz. Basit ifade edilirse bir dc kontrol sistemi, işaretleri modüle edilmemiş, ancak geleneksel tanım anlamında yine de işaretleri aa olan bir sistemdir. Bir dc kontrol sisteminin şematik kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 2.2'de verilmiştir[54]. Şekilde işaretlerin örneksel değişim şekilleri, basamak fonksiyon girişine yanıt şeklinde, verilmiştir. Bir dc

kontrol sisteminin elemanları potansiyometreler, dc güç kuvvetlendiricileri, dc motorları, dc takometreleri ve benzerlerinden oluşur.

Ana hatları ile Şekil 2.2'deki sistemle aynı görevi yerine getirebilecek örneksel bir aa kontrol sisteminin şematik blok diyagramı Şekil 2.3'te verilmiştir[54]. Bu durumda, sistemdeki işaretler modüle edilmiş haldedir; yani bilgi bir aa taşıyıcı işaret tarafından iletilir. Kontrol edilen çıkış değişkeninin bu durumda hala daha bir dc sisteme benzer davranış gösterdiği görülür. Bu durumda modüle edilmiş işaretler aa motorunun alçak geçiren karakteristiği tarafından demodüle edilir. Genellikle aa kontrol sistemleri gürültü ve bozucuların sorun yarattığı uçuş ve uydu kontrol sistemlerinde sık kullanılır. 400 Hz ve üstünde taşıyıcı frekanslı, modüle edilmiş aa kontrol sistemleri kullanıldığında, sistem alçak frekans gürültülerine karşı daha az duyarlı bir hale gelir. Bir aa kontrol sisteminin elemanları aa kuvvetlendiricileri, aa motorları, jiroskoplar, ivmeölçerler ve benzerlerinden oluşur.



Şekil 2.2 Örnek bir dc kapalı çevrimli sistemin şematik blok diyagramı



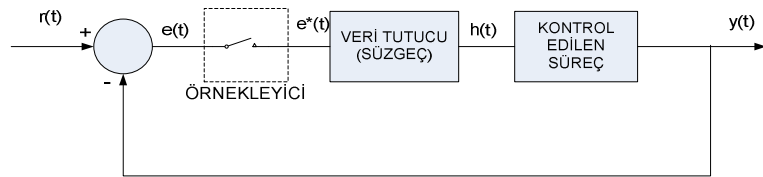
Şekil 2.3 Örnek bir aa kapalı çevrimli sistemin şematik blok diyagramı

Uygulamada tüm kontrol sistemleri kesin çizgilerle aa ya da dc olarak ayrılamaz. Bir sistemde, değişik noktalardaki işaretleri modülatör ve demodülatörler kullanarak uygun hale getirmek, aa ve dc elemanlarını birlikte kullanmak mümkündür.

2.2.5 Ayrık Verili Kontrol Sistemleri

Ayrık verili kontrol sistemleri sürekli verili kontrol sistemlerinden sistemin bir veya daha çok noktasında işaretlerin bir darbe dizisi ya da sayısal kodlanmış biçimde olmasıyla ayrılır. Genelde, ayrık - verili kontrol sistemleri örneklenmiş verili ve sayısal kontrol sistemleri olarak iki alt bölüme ayrılmıştır. Örneklenmiş verili kontrol sistemleri, içindeki işaretlerin darbe dizisi biçiminde olduğu, daha genel kapsamlı bir ayrık verili kontrol sistemini ifade eder. Sayısal kontrol sistemi, sistem içinde bir sayısal bilgisayarın kontrolör olarak kullanıldığı ve işaretlerin ikili kod gibi sayısal kodlandığı anlamına gelir[54].

Genel anlamda, bir örneklenmiş verili sistem veri ya da bilgiyi sadece belirli aralıklarda kesikli bir biçimde alır. Özellikle kontrol sistemlerindeki hata sadece darbeler halinde oluşturulabilir, bu nedenle ardışık iki darbe arasında kontrol sistemi hata işareti hakkında hiç bir bilgi edinemez. Daha kesin ifade edilirse, bir örneklenmiş verili sistem bir aa sistemi olarak da sınıflandırılabilir, çünkü sistem işareti darbe modülasyonludur.

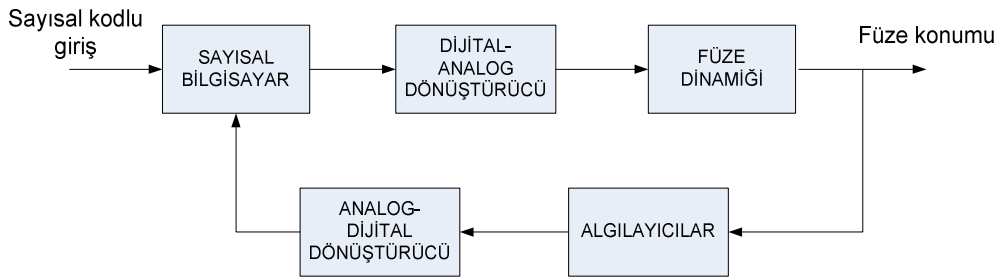


Şekil 2.4 Bir örneklenmiş verili kontrol sisteminin blok diyagramı

Şekil 2.4'te örneksel bir örneklenmiş verili sistemin nasıl çalıştığı görülür. Sisteme sürekli $r(t)$ işareti uygulanmaktadır[54]. $e(t)$ hata işareti, örnekleyici adı verilen bir örnekleme aygıtı tarafından örneklenir ve örnekleyici çıkışında bir darbe dizisi elde edilir. Örnekleyicinin örnekleme hızı sabit veya değişken olabilir. Bir kontrol sistemine örnekleyici yerleştirmenin birçok yararı vardır. Örnekleme işleminin önemli bir üstünlüğü, sistemde kullanılan değerli teçhizatın birçok kontrol

kanalı tarafından, zaman paylaşmalı olarak kullanılabilmesidir. Diğer bir üstünlüğü ise darbe verilerinin gürültüye karşı daha az hassas oluşudur.

Sayısal bilgisayarların boyut ve esneklik açısından üstünlük sağlaması nedeniyle, son yıllarda bilgisayarlı kontrol sistemleri gittikçe daha yaygın bir hale gelmiştir. Uçaklarla ilgili birçok sistemde, bir kitabın boyutlarından daha büyük olmayan bir hacme binlerce ayrıık elemanın yerleştirildiği, sayısal kontrolörler bulunur. Şekil 2.5'te bir güdümlü füzeye ilişkin sayısal oto pilot sisteminin temel öğeleri görülmektedir[54].



Şekil 2.5 Güdümlü füze sayısal kontrolör sisteminin blok diyagramı

2.3 Gelişkin Kontrol Sistemleri

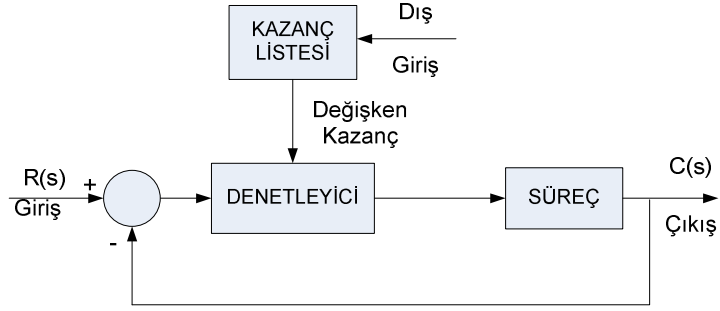
2.3.1 Uyarlamalı ve Kendi Kendini Ayarlayan Kontrol

Bir uyarlamalı denetim sistemi, sistemin dinamik karakteristiklerini (transfer fonksiyonu veya durum denklemleri) sürekli ve otomatik olarak ölçer, bunları arzu edilen dinamik karakteristikler ile karşılaştırır ve çevresel değişimlere rağmen sistemin en uygun başarımını sağlamak üzere, karşılaştırmadan ortaya çıkan farkı denetleyici ayarlarını değiştirmek için kullanır. Diğer bir tanım biçimi de; verilen çıkış göstergesine göre kendi çıkışını sürekli olarak ölçen ve çevresel değişimlere rağmen en uygun çıkışı sağlamak üzere gerektiğinde kendi parametrelerini değiştiren bir sistem olarak tanımlanır. Özetlersek, uyarlamalı denetim, sistemin kendi işlemlerini, en iyi olası işlem tarzını sağlamak doğrultusunda uyarlayabilme yeteneğidir.

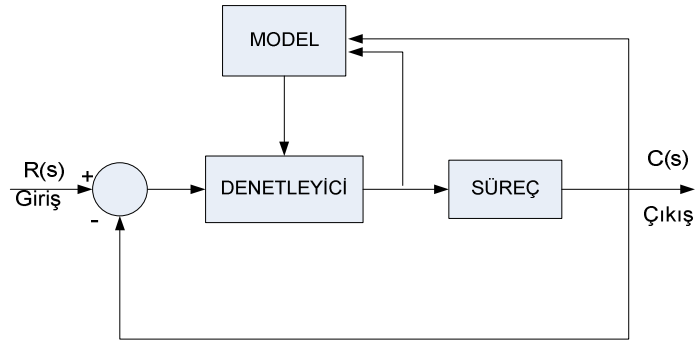
Uyarlamalı denetim kavramı; herhangi bir anda sistem davranışının ölçülebilme yeterliliği ve en uygun sistem cevabını sağlamak üzere denetleyici ayarlarının otomatik olarak yerine getirilebilmesi esasına dayanır. Uyarlamalı

denetim son on yılın çok etkin bir araştırma konusu olmakla beraber uyarlamalı denetleyici kullanan pratik uygulamalar ancak son yıllarda ortaya çıkmaya başlamıştır[55].

Kazanç listeleme (gain schedule):Uyarlamalı denetimde en basit yaklaşım Şekil 2.6'da şeması verilen kazanç listeleme yöntemidir[55]. Kazanç listeleme yönteminin temel ilkesi, bazı ilişik dış parametrenin ölçülmesi ve denetleyici için uygun kazanç değeri seçilmesi esasına dayanır. Kazanç listeleme yöntemi ilk defa yüksekte uçan uçakların kanatçık denetimi için geliştirilmiştir. Kazanç listeleme yönteminin en önemli üstünlüğü, kazancın herhangi bir değeri için sistem kararlılık paylarının çok iyi bir biçimde oluşturulabilmesidir. Kazanç ayarlaması yalnızca tek bir ölçülen parametrenin fonksiyonu olması dolayısı ile bu yöntemin uygulama alanı sınırlıdır.



Şekil 2.6 Kazanç listeleme yolu ile uyarlamalı denetim



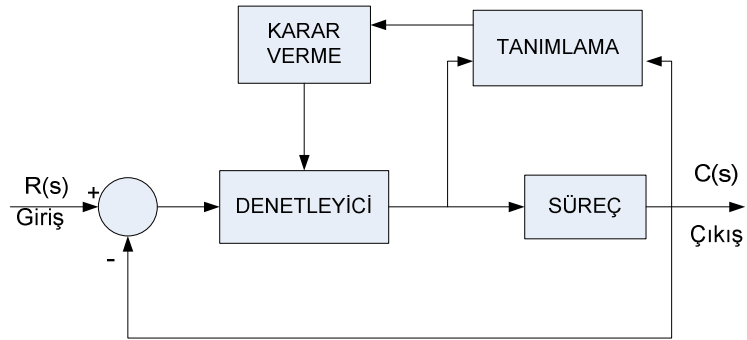
Şekil 2.7 Model tabanlı uyarlamalı denetim sistemi

Model tabanlı uyarlamalı denetim (model reference adaptive control): Model tabanlı uyarlamalı denetim sisteminde gerçek denetim sistemi ile karşılaştırmaya esas olarak bir matematiksel model kullanılır. Şekil 2.7'de verilen sistemde[55],

matematik model gerçek sistemle aynı girişi alır, gerçek ve model sistem çıkışı arasındaki farka bağlı bir hata oluşturulur. Daha sonra bu hata denetleyici ayarlarının değiştirilmesine esas teşkil etmek üzere kullanılır. Aşikâr olarak, denetimin niteliği modelin gerçek sistemi ne kadar yakından temsil ettiğine bağlıdır.

Model tabanlı uyarlamalı denetimin genel biçimi olan Şekil 2.7'den görüldüğü gibi sistemde halen geri besleme döngüsü mevcuttur. Bu uyarlamalı denetimde ortaya çıkabilecek bir arızanın sistemin çalışmasını durdurmamasını önlemek içindir. Gerçek sistem üzerine etki eden dış bozucular gerçek/model hata sinyalini değiştirecek ve uyarlamalı döngü yolu ile denetleyici ayarlarının yeniden ayarı için esas teşkil edecektir. Denetleyici ayarlarının ayarı, yapılan ayarlamaların seviyesi ve yapısının saptanması için iyi tanımlanmış bir strateji olması gerektiğini ifade eder.

Kendi kendini ayarlayan denetim (self-tuning control): Şekil 2.8'de[55] blok şeması verilen kendi kendini ayarlayan denetim, modele dayanan sistemden bir kademe daha ileri seviyede olup gerçek sistemden alınan daha fazla giriş ve çıkış verisinin güncelleştirilmesi gerekir. Kendi kendini ayarlayan denetimin; sistem dinamik karakteristiğinin tanımlanması (identification), sistem tanımına dayanan kararın üretilmesi (decision making) ve üretilen karara dayanan düzeltme (modification) olmak üzere üç temel fonksiyonu vardır.



Şekil 2.8 Kendi Kendini ayarlayan denetleyici

Günümüzde, bilgisayar esaslı kendi kendini ayarlayan denetleyici sistem dinamiğinin kestirimini yapar ve bu kestirim değerlerini en uygun denetleyici ayarlarını yerine getirmek için kullanır. Her bir örnekleme aralığındaki sistem parametrelerinin sürekli güncelleştirilmesi işlemi tekrarlı parametre kestirimi adını

alır. Bu yöntemde daha önceden kestirimi yapılan parametreler bellekte saklanmış olup bu değerler denetim fonksiyonun düzgünleştirilmesi için en küçük kareler yöntemi içinde kullanılabilir. Daha sonra, parametrelerin mevcut olduğu en son sistemde kendi kendini ayarlayan denetleyici, denetleyici ayarlarını en uygunlaştırmak için bazı tasarım işlemlerine gider. Bu tasarım genellikle sistemin arzu edilen çıkış cevabına dayanır. Bu tasarım işlemlerinden birisi de kararlılık çözümlemesi için kök-yer eğrisi yöntemine dayanır. Denetim algoritmasındaki kazançların ve zaman sabitlerinin ayarlanması yolu ile kullanılan yöntem, transfer fonksiyonunu ayar etmeyi ve dolayısı ile de hâkim çıkış cevabını araştırır. Diğer işlemler genellikle Ziegler ve Nichols kurallarına dayanır. Kendi kendini ayarlayan denetim çevrimindeki son süreç en uygunlu denetleyici ayarlarını fiziksel olarak gerçek sistem üzerine yüklemektir. Kendi kendini ayarlayan denetim genellikle, ölü zaman gecikmesi, doğrusalsızlıklar ve çoklu denetim döngüleri ile karmaşık hale gelen sistemlerde uygulanır. Bu tür sistemlerin kararlılığı çoğu durumlarda, genel bir teori bulunmamasından dolayı, saptanabilir değildir. Bu nedenle pek çok kendi kendini ayarlayan denetleyiciler iyi tanımlanmış PID denetleyicilerine dayanmakla beraber buna güçlendirilmiş uyarlanabilirlik de ilave edilmiştir. Ticari olarak sağlanabilen değişik kendini ayarlayan denetleyici sistemleri mevcuttur. Bunların en ünlülerinden birisi EXACT denetleyicisi olup PID ilkelerine dayanır ve kendi kendini ayarlama biçiminde Ziegler ve Nichols kurallarını kullanır[55].

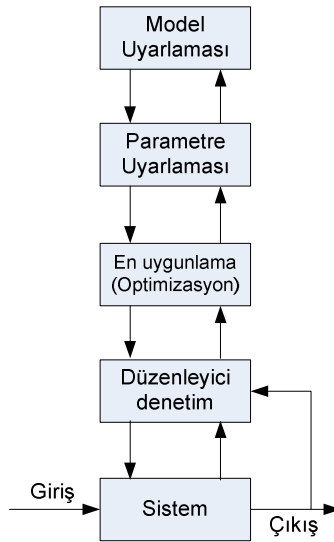
2.3.2 Düzey (Hierarchical) Denetim Sistemleri

Düzey denetim, bir tesisteki tüm denetim durumlarına bilgisayarların uygulanması yoluyla kurulur. Bu nedenle de, bir tesisin işletimindeki en yüksek yönetsel kararlardan bir valfin çevrilmesine kadar her düzeyden etkinliği bütünleştirebilmek için, en gelişkin bilgisayarlara ve otomatik denetim aygıtlarına gereksinim duyulur.

Endüstriyel en uygunlaştırmadaki nihai amaç etkileşimli karmaşık sistemlerin etkili bir denetimini sağlamaktır. Yoğun veri işleme gücü ve kuvvetli bir haberleşme sistemi ile birlikte donanım ve mikroişlemci temelli denetleyiciler alanındaki en son gelişmeler karşılıklı bağlantılı sistemlerin denetimi için büyük olasılıklar oluşturmaktadır. Fakat ne yazık ki bu tür sistemlerin analizinde dayandırılacak teorinin çatısı henüz tam olarak kurulamamıştır. Bütün bunlara ve teorinin

eksikliğine rağmen düzey denetim sistemleri mevcuttur ve bunlar çeşitli büyük ölçekli sistem ve süreçlerin denetiminde etkili bir biçimde kullanılmaktadır.

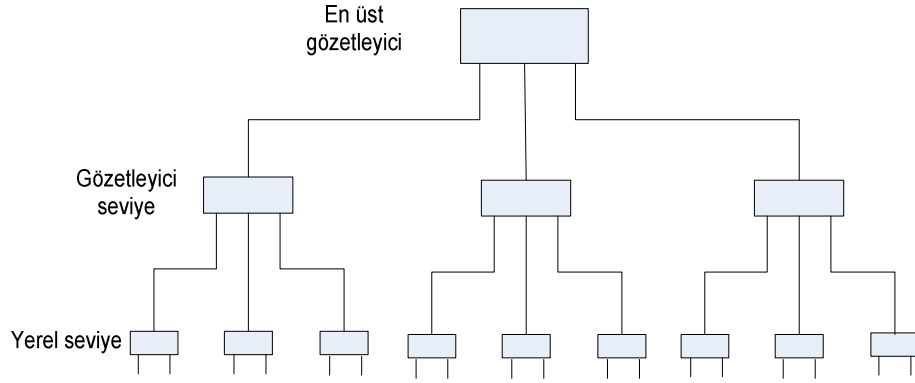
Uyarlanan genel bir yaklaşım, karmaşık bir sistemi daha iyi idare edilebilen bir kaç alt sisteme bölmektir. Bu önem derecesini azaltma yönünde alt bölme olarak düşünülen düzey denetim kavramıdır. Düzey denetim; çok katmanlı ve çok seviyeli olmak üzere iki temel biçimde bulunur. Çok katmanlı denetimde denetim görevleri karmaşıklık derecesine göre altbölümlere ayrılır. Buna karşılık, çok seviyeli denetimde yerel denetim görevleri teftiş edici (supervisory) denetleyicilerin üst kademesi yolu ile koordine edilir. Çok katmanlı denetim ayrıntılı bir uyarlamalı tür denetleyici içinde gösterilir. Şekil 2.9’da aşamalar gösterilmiştir[55].



Şekil 2.9 Çok katmanlı sistem

Şekil 2.9’da birinci seviye düzenleyici (regulation) klasik tek kapalı döngü ile karakterize edilir. Aşamada yukarı doğru hareket edince denetleyici parametrelerin en uygunlaştırılması ile karşılaşılır. En uygunlaştırma, basit kazanç listelemesi veya bazı model esaslı ölçüt kullanan temel uyarlamalı denetleyicinin gösterimidir. Bir sonraki en yüksek seviye parametrenin uyarlanmasıdır. Parametre uyarlaması kendi kendini ayarlayan denetleyicinin içinde bütünleştirilmiş olup bir uzman sistem yaklaşımının başlangıcı olarak düşünülebilir. En üst seviye model uyarlaması olup model ve gerçek başarımlar arasındaki uzun dönem karşılaştırmalarına dayanır. Eğer sistem başlangıçta doğru olarak modellenmiş ise model uyarlama seviyesine nadiren girilebilir.

Çok seviyeli denetim, denetim etkileri gözetleyici denetçilerin en yüksek seviyeleri yolu ile idare edilen yerel denetleyiciler tarafından karakterize edilir. Yerel denetleyiciler, yerel hedeflere ulaşmak için bağımsız olarak çalışır. Gözetleyici denetleyicinin işlevi 'en iyi' toplam başarıyı sağlamak için yerel denetleyicilerinin etkileşimini uzlaştırmaktır. Çok seviyeli kavramı ile kademeli denetim arasında belli bir benzerlik olmasına rağmen analizi o kadar basit değildir. Çok seviyeli denetim Şekil 2.10'da görüldüğü gibi piramit türü bir yapıya sahiptir[55,56].



Şekil 2.10 Çok seviyeli sistem

Piramidin tabanında, tüm süreç içindeki kişisel parametreleri izleyen ve ayarlayan yerel denetleyiciler yer alır. Bir sonraki en yüksek seviyede, sürecin tüm resmini gören gözetleyici denetleyici yer alır. Ara teftişçi denetleyiciler daha fazla giriş verileri içerir. Bu süreç değişkenlerden birinin denetimini sıkı tutarken diğerini daha gevşek tutabilir. Bu, tabii ki, sürecin tamamının yararına yapılır.

Gözetleyici denetleyicinin en üst seviyesi tüm süreçten sorumludur. Bu denetleyici en alt seviye denetleyicilerinin hiç birinde mevcut olmayan ilave giriş verilerine ulaşabilmelidir. Ana gözetleyici denetleyici toplam 'komut' içersindedir ve 'bağımlı alt' denetleyicilerin her birine etki edebilir.

Çok katmanlı ve çok seviyeli kavramları ile ilişkili karmaşık denetim sistemleri için henüz bileşik bir teori formüle edilmemiştir. Diğer taraftan, daha temel bir seviyede, karmaşık sistem ve süreçlerin sayısal denetimleri hâlihazırda gerçekleştirilmekte. Uyarlamalı ve kendi kendini ayarlayan denetleyiciler mevcuttur ve bunların pratikte çok iyi çalıştığı bilinmektedir. Bu durumda, gelişmenin bu evresinde, karmaşık sayısal denetim sistemleri endüstriyel olarak

işlevseldir ve hâlihazırda kullanıcılar denetim sistemleri içinde artırılmış zekâ ile ilişkili faydaların semeresini almaktadır. Her ne kadar karmaşık sayısal sistemlerin uygulaması matematiksel gerçekten ziyade göz kararı olarak yerine getirilmekteyse de, sayısal yaklaşımın başarısı bunun sürekliliğini ve nihai gelişmeyi sağlayacaktır.

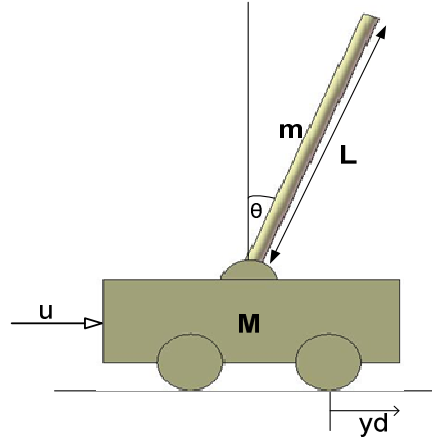
Bir otomasyon problemi için genel tasarım çözümü, özel bir uygulamaya uyan ölçme duyargalarının, sinyal şartlandırma arabirimlerinin, A/D, D/A, ve diğer haberleşme arabirimleri, güç veren hareket ettiriciler (actuator) ve çeşitli denetleyicilerin seçimi ile ilişkilidir. Daha sonra uygun bir denetim stratejisi, bazı program dili biçiminde yerine getirilecektir ve sistem başarımı değerlendirilecek ve belki de motive edilecektir. Sistem değerlendirilmesi ve modifikasyonu değişen sistem parametreleri cevabına giriş yapabilmek için sistemin modellenmesi ve simülasyonu ile ilişkili olacak gibidir. Bir problem için bu çoklu disiplin yaklaşımı mekatronik ile ilişkili genel felsefe içinde bütünleşir.

3. DİNAMİK SİSTEMLERİN MODELLENMESİ

Bu bölümde kontrolörü tasarlanacak olan ters sarkaç sistemlerinin matematiksel olarak modellenmesi anlatılmıştır. Kontrolü yapılacak olan TTS, ÇTS ve DTTS sistemlerinin matematiksel olarak modeli çıkarılmıştır. Daha sonraki bölümlerde bu elde edilen matematiksel modellere bağlı olarak kayan kip kontrolörleri tasarlanmıştır.

3.1 Tek Ters Sarkaç

Kontrol edilecek olan TTS sistemi bir araba ve bu arabanın üstünde bir adet çubuktan meydana gelmektedir. Bu sistem Şekil 3.1’de sunulmuştur. Burada arabanın sağına ve soluna uygulanan kontrol kuvveti ile arabanın üzerindeki çubuğun istenilen θ açısında dengede durması sağlanır.



Şekil 3.1 TTS sistemi

Şekil 3.1’de M kg cinsinden arabanın kütlesini, m kg cinsinden çubuğun (sarkacın) kütlesini, y_d metre cinsinden arabanın yatay yer değiştirmesini, θ radyan cinsinden çubuğun dikeyle yaptığı açısını, L çubuğun boyunu ve u arabaya uygulanan kontrol kuvvetini göstermektedir. Buna göre TTS sisteminin doğrusal olmayan ve doğrusal modelleri elde edilmiştir.

3.1.1 Doğrusal Olmayan Matematiksel Model

TTS sistemine (bir cismin kütlesi ile ivmesinin çarpımının o cisme uygulanan kuvvete eşittir özelliği ile bilinen) Newton’un ikinci yasası uygulanarak

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{J + mL^2} [mL(g \sin \theta - \ddot{y}d \cos \theta) - sr_1 \dot{\theta}] \quad (3.1)$$

$$\ddot{y}d = \frac{1}{m + M} [u - mL(\ddot{\theta} \cos \theta - \dot{\theta}^2 \sin \theta) - sr_2 \dot{y}d] \quad (3.2)$$

şeklinde diferansiyel denklemleri elde edilir[57]. Gerekli kısaltmalar yapılarak

$$h_1 = J + mL^2; \quad (3.3)$$

$$h_2 = -mL \cos \theta; \quad (3.4)$$

$$h_3 = m + M; \quad (3.5)$$

$$A = mLg \sin \theta - sr_1 \dot{\theta}; \quad (3.6)$$

$$B = mL \sin \theta \dot{\theta}^2 - sr_2 \dot{y}d \quad (3.7)$$

ifadeleri elde edilir. Burada sr_1 ve sr_2 sarkacın ve arabanın sürtünme kuvvetini ifade etmektedir.

$x_1 = yd$, $x_2 = \dot{y}d$, $x_3 = \theta$, $x_4 = \dot{\theta}$, olarak ifade edersek matematiksel modelini kısaca durum uzay ifadesine dönüştürebiliriz:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (3.8)$$

$$\dot{x}_2 = b_1 u + f_1(X) \quad (3.9)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 \quad (3.10)$$

$$\dot{x}_4 = b_2 u + f_2(X) \quad (3.11)$$

Burada durum uzay vektörü olan X

$$X = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T \quad (3.12)$$

şeklinde ifade edilmiştir. b_1 , f_1 , b_2 , f_2 , b_3 , f_3 ifadeleri ise

$$b_1 = \frac{h_1}{h_1 h_3 - h_2^2} \quad (3.13)$$

$$f_1 = \frac{h_2 A + h_1 B}{h_1 h_3 - h_2^2} \quad (3.14)$$

$$b_2 = \frac{h_2}{h_1 h_3 - h_2^2} \quad (3.15)$$

$$f_2 = \frac{h_3 A + h_2 B}{h_1 h_3 - h_2^2} \quad (3.16)$$

şeklinde elde edilir. Böylece TTS sisteminin doğrusal olmayan modeli elde edilmiş olur.

3.1.2 Doğrusal Matematiksel Model

Bölüm 2.1.2'de değinilen doğrusallaştırma yöntemine göre Taylor polinomlarından yararlanarak bazı kabuller yapılmıştır. TTS sisteminin doğrusal modeli için $\sin \theta \approx \theta$, $\cos \theta \approx 1$ ve $\dot{\theta}^2 \approx 0$ kabulü yapılarak (θ değerinin sıfıra yakın olduğu değerler için geçerli) doğrusallaştırılmış matris ifadesi

$$\dot{X} = D_1 X + E_1 u \quad y = G_1 X \quad (3.17)$$

şeklinde elde edilir[57]. Durum vektörü $X = [y_d \quad \dot{y}_d \quad \theta \quad \dot{\theta}]^T$, çıkış vektörü $y = [y_d \quad \theta]^T$ şeklindedir.

Burada D_1 , E_1 , G_1 ifadeleri

$$D_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -sr_2 w_1 & \frac{-m^2 L^2 g w_2}{J + mL^2} & \frac{m L s r_1 w_2}{J + mL^2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{m L s r_2 w_1}{M + m} & m L g w_1 & -s r_1 w_1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ w_2 \\ 0 \\ \frac{-mLw_1}{M+m} \end{bmatrix} \quad G_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

şeklinde elde edilir. Ve burada w_1 ve w_2 ifadeleri

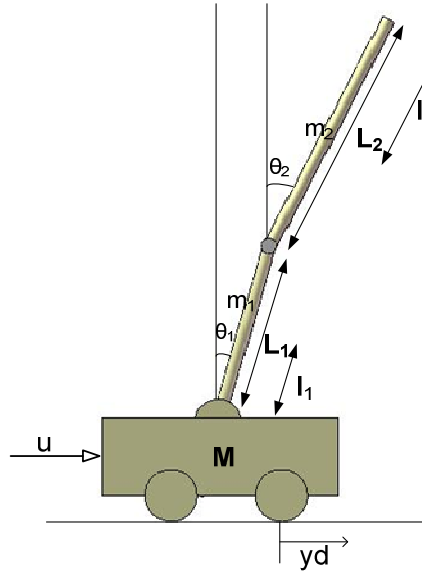
$$w_1 = \frac{(M+m)}{J(m+M) + MmL^2} \quad (3.20)$$

$$w_2 = \frac{J + mL^2}{J(m+M) + MmL^2} \quad (3.21)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Böylece TTS sisteminin doğrusal modeli elde edilmiş olur.

3.2 Çift Ters Sarkaç

Kontrol edilecek olan ÇTS sistemi bir araba ve bu arabanın üstünde bulunan iki adet çubuktan oluşmaktadır. Bu sistem Şekil 3.2'de sunulmuştur. Burada arabanın sağına ve soluna uygulanan kontrol kuvveti ile arabanın üzerindeki çubukların istenilen açıda kalması sağlanacaktır.



Şekil 3.2 ÇTS sistemi

Şekil 3.2’de M kg cinsinden arabanın kütlesini, m_1 kg cinsinden birinci çubuğun kütlesini, m_2 kg cinsinden ikinci çubuğun kütlesini, yd metre cinsinden arabanın yatay yer değiştirmesini, θ_1 radyan cinsinden birinci çubuğun dikeyle yaptığı açısını, θ_2 radyan cinsinden ikinci çubuğun dikeyle yaptığı açısını, l_1 birinci çubuğun ağırlık merkezinden olan uzaklığını, L_1 birinci çubuğun boyunu, l_2 ikinci çubuğun ağırlık merkezinden olan uzaklığını, L_2 ikinci çubuğun boyunu ve u arabaya uygulanan kontrol kuvvetini göstermektedir. Buna göre ÇTS sisteminin doğrusal olmayan ve doğrusal modelini elde edelim.

3.2.1 Doğrusal Olmayan Matematiksel Model

Potansiyel ve kinetik enerjinin farkından meydana gelen Euler Lagrange eşitliği $L_g = K_e - P_e, \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L_g}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L_g}{\partial q} = Q_q$ kullanılarak ÇTS sisteminin matris formunda ifadesi

$$C(\theta)\ddot{\theta} + D(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + F(\theta) = Gu \quad (3.22)$$

şeklinde elde edilir[58]. Burada C, D, F ve G ifadeleri

$$C = \begin{vmatrix} h_1 & h_2 & h_3 \\ h_2 & h_4 & h_5 \\ h_3 & h_5 & h_6 \end{vmatrix} \quad (3.23)$$

$$D = \begin{vmatrix} 0 & -h_{22} \sin(\theta_1) \dot{\theta}_1 & -h_{33} \sin(\theta_2) \dot{\theta}_2 \\ 0 & 0 & h_{55} \sin(\theta_1 - \theta_2) \dot{\theta}_2 \\ 0 & -h_{55} \sin(\theta_1 - \theta_2) \dot{\theta}_1 & 0 \end{vmatrix} \quad (3.24)$$

$$F = \begin{vmatrix} 0 \\ -h_7 \sin(\theta_1) \\ -h_8 \sin(\theta_2) \end{vmatrix} \quad (3.25)$$

$$G = |1 \ 0 \ 0|^T \quad (3.26)$$

şeklinde elde edilir. Burada belirtilen ifadeler

$$h_1 = M + m_1 + m_2 \quad (3.27)$$

$$h_{22} = (m_1 l_1 + m_2 L_1) \quad (3.28)$$

$$h_2 = (m_1 l_1 + m_2 L_1) \cos \theta_1 \quad (3.29)$$

$$h_{33} = m_2 l_2 \quad (3.30)$$

$$h_3 = m_2 l_2 \cos \theta_2 \quad (3.31)$$

$$h_4 = m_1 l_1^2 + m_1 L_1^2 + J_1 \quad (3.32)$$

$$h_{55} = m_2 l_2 L_1 \quad (3.33)$$

$$h_5 = m_2 l_2 L_1 \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (3.34)$$

$$h_6 = m_2 l_2^2 + J_2 \quad (3.35)$$

$$A = h_{22} \dot{\theta}_1^2 \sin \theta_1 + h_{33} \dot{\theta}_2^2 \sin \theta_2 \quad (3.36)$$

$$B = h_7 \sin \theta_1 - h_{55} \dot{\theta}_2^2 \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (3.37)$$

$$C = h_{55} \dot{\theta}_1^2 \sin(\theta_1 - \theta_2) + h_8 \sin \theta_2 \quad (3.38)$$

$$h_7 = (m_1 l_1 + m_2 L_1)g \quad (3.39)$$

$$h_8 = m_2 l_2 g \quad (3.40)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Gerekli kısaltmalar yapılarak

$$H_1 = (h_5^2 - h_4 h_6)(h_3 h_5 - h_2 h_6) \quad (3.41)$$

$$H_{11} = (h_{55}^2 - h_4 h_6)(h_{33} h_5 - h_{22} h_6) \quad (3.42)$$

$$H_{22} = (2h_{22} h_{33} h_5 - h_{22}^2 h_6 - h_{33}^2 h_4) \quad (3.43)$$

$$H_2 = (2h_2 h_3 h_5 - h_2^2 h_6 - h_3^2 h_4) \quad (3.44)$$

$$H_3 = (h_4 h_6 - h_5^2) \quad (3.45)$$

$$H_{33} = (h_4 h_6 - h_5^2) \quad (3.46)$$

$$H_{44} = (h_{33}^2 B - h_{22} h_{33} C) \quad (3.47)$$

$$H_4 = (h_3^2 B - h_2 h_3 C) \quad (3.48)$$

$$H_{55} = (h_6 B - h_5 C) \quad (3.49)$$

$$H_5 = (h_6 B - h_5 C) \quad (3.50)$$

ifadeleri elde edilir.

$x_1 = yd, x_2 = \dot{y}d, x_3 = \theta_1, x_4 = \dot{\theta}_1, x_5 = \theta_2, x_6 = \dot{\theta}_2$, olarak ifade edersek matematiksel modelini aşağıdaki gibi kısaca durum uzay ifadesine dönüştürebiliriz:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (3.51)$$

$$\dot{x}_2 = b_1 u + f_1(X) \quad (3.52)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 \quad (3.53)$$

$$\dot{x}_4 = b_2 u + f_2(X) \quad (3.54)$$

$$\dot{x}_5 = x_6 \quad (3.55)$$

$$\dot{x}_6 = b_3 u + f_3(X) \quad (3.56)$$

Burada b_1, f_1, b_2, f_2, b_3 ve f_3 ifadeleri

$$b_1 = \frac{H_1}{h_1 H_1 + \frac{H_1}{H_3} H_2} \quad (3.57)$$

$$f_1 = \frac{A H_1 + H_2 H_5 + H_3 H_4}{h_1 H_1 + \frac{H_1}{H_3} H_2} \quad (3.58)$$

$$b_2 = \frac{h_2 h_6 - h_3 h_5}{h_1(h_5^2 - h_4 h_6) + h_2(h_2 h_6 - 2h_3 h_5) + h_3^2 h_4} \quad (3.59)$$

$$f_2 = \frac{A(h_2 h_6 - h_3 h_5) + B(h_3^2 - h_1 h_6) + C(h_1 h_5 - h_2 h_3)}{h_1(h_5^2 - h_4 h_6) + h_2(h_2 h_6 - 2h_3 h_5) + h_3^2 h_4} \quad (3.60)$$

$$b_3 = \frac{h_3(h_3 h_4 - h_2 h_5)}{(h_3^2 - h_1 h_6)(h_3 h_4 - h_2 h_5) + (h_1 h_5 - h_2 h_3)(h_3 h_5 - h_2 h_6)} \quad (3.61)$$

$$f_3 = \frac{A h_3(h_3 h_4 - h_2 h_5) + B h_3(h_1 h_5 - h_2 h_3) + C h_3(h_2^2 - h_1 h_4)}{(h_3^2 - h_1 h_6)(h_3 h_4 - h_2 h_5) + (h_1 h_5 - h_2 h_3)(h_3 h_5 - h_2 h_6)} \quad (3.62)$$

şeklinde elde edilir.

3.2.2 Doğrusal Matematiksel Model

ÇTS sisteminin doğrusallaştırılması için $\sin \theta_1 \approx \theta_1$, $\sin(\theta_1 - \theta_2) = \theta_1 - \theta_2$, $\cos \theta_1 = \cos \theta_2 \approx 1$, $\cos(\theta_1 - \theta_2) = 1$ ve $\dot{\theta}_1^2 = \dot{\theta}_2^2 \approx 0$ kabulü yapılarak (θ_1 ve θ_2 açılarının sıfıra yakın olduğu değerler için geçerli) durum uzay ifadeleri

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{23} & 0 & a_{25} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{43} & 0 & a_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & a_{63} & 0 & a_{65} & 0 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ b_{11} \\ 0 \\ b_{22} \\ 0 \\ b_{33} \end{bmatrix} u \quad (3.63)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} X \quad (3.64)$$

şeklinde elde edilir. Durum vektörü $X = [y_d \quad \dot{y}_d \quad \theta_1 \quad \dot{\theta}_1 \quad \theta_2 \quad \dot{\theta}_2]^T$ olarak ifade edilmiştir. (3.63) nolu denklemde belirtilen ifadeler

$$a_{23} = \frac{H_{22}h_6h_7 + H_{33}h_{33}^2h_7}{h_1H_{11} + \frac{H_{11}}{H_{33}}H_{22}} \quad (3.65)$$

$$a_{25} = \frac{H_{22}h_{55}h_8 + H_{33}h_{22}h_{33}h_8}{h_1H_{11} + \frac{H_{11}}{H_{33}}H_{22}} \quad (3.66)$$

$$a_{43} = \frac{h_7(h_{33}^2 - h_1h_6)}{h_1(h_{55}^2 - h_4h_6) + h_{22}(h_{22}h_6 - 2h_{33}h_{55}) + h_{33}^2h_4} \quad (3.67)$$

$$a_{45} = \frac{h_8(h_1h_{55} - h_{22}h_{33})}{h_1(h_{55}^2 - h_4h_6) + h_{22}(h_{22}h_6 - 2h_{33}h_{55}) + h_{33}^2h_4} \quad (3.68)$$

$$a_{63} = \frac{h_7h_{33}(h_1h_{55} - h_{22}h_{33})}{(h_{33}^2 - h_1h_6)(h_{33}h_4 - h_{22}h_{55}) + (h_1h_{55} - h_{22}h_{33})(h_{33}h_{55} - h_{22}h_6)} \quad (3.69)$$

$$a_{65} = \frac{h_8h_{33}(h_{22}^2 - h_1h_4)}{(h_{33}^2 - h_1h_6)(h_{33}h_4 - h_{22}h_{55}) + (h_1h_{55} - h_{22}h_{33})(h_{33}h_{55} - h_{22}h_6)} \quad (3.70)$$

$$b_{11} = \frac{H_{11}}{h_1H_{11} + \frac{H_{11}}{H_{33}}H_{22}} \quad (3.71)$$

$$b_{22} = \frac{h_{22}h_6 - h_{33}h_{55}}{h_1(h_{55}^2 - h_4h_6) + h_{22}(h_{22}h_6 - 2h_{33}h_{55}) + h_{33}^2h_4} \quad (3.72)$$

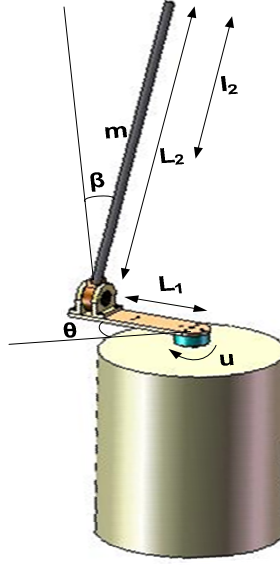
$$b_{33} = \frac{h_{33}(h_{33}h_4 - h_{22}h_{55})}{(h_{33}^2 - h_1h_6)(h_{33}h_4 - h_{22}h_{55}) + (h_1h_{55} - h_{22}h_{33})(h_{33}h_{55} - h_{22}h_6)} \quad (3.73)$$

şeklinde elde edilmiştir.

3.3 Dönen Tek Ters Sarkaç

DTTS sistemi sabit bir plakanın üzerine mesnetlenmiş ve yatay olarak dönen bir çubuk ile bu çubuğun ucuna mesnetlenmiş iki yöne hareket edebilen başka bir

çubuktan oluşmaktadır. Bu sistem Şekil 3.3'te sunulmuştur. Burada sağa ve sola uygulanan kontrol kuvveti (u) ile ikinci çubuğun istenilen açıda dengede durması sağlanacaktır.



Şekil 3.3 DTTS sistemi

Şekil 3.3'te m_2 kg cinsinden ikinci çubuğun kütesini, θ radyan cinsinden birinci çubuğun yatayla yaptığı açısını, β radyan cinsinden birinci çubukla ikinci çubuğun dikey olarak yaptığı açısını, L_1 birinci çubuğun boyunu, l_2 ikinci çubuğun ağırlık merkezinden olan uzaklığını, L_2 ikinci çubuğun boyunu ve u birinci çubuğu döndürmek için uygulanan kontrol kuvvetini göstermektedir. Buna göre DTTS sisteminin doğrusal olmayan ve doğrusal modelini elde edelim.

3.3.1 Doğrusal Olmayan Matematiksel Model

Potansiyel ve kinetik enerjinin farkından meydana gelen Euler Lagrange eşitliği kullanılarak DTTS sisteminin ifadesi

$$\ddot{\theta}(m_2 L_1^2 + J_1) = u - m_2 l_2 L_1 (\ddot{\beta} \cos \beta - \dot{\beta}^2 \sin \beta) - sr_1 \dot{\theta} \quad (3.74)$$

$$\ddot{\beta}(m_2 l_2^2 + J_2) = -m_2 l_2 g \sin \beta - sr_2 \dot{\beta} - m_2 l_2 L_1 \ddot{\theta} \cos \beta \quad (3.75)$$

şeklinde elde edilir[59]. Gerekli kısaltmalar yapılarak

$$h_1 = J_1 + m_2 L_1^2 \quad (3.76)$$

$$h_{22} = -m_2 L_1 l_2 \quad (3.77)$$

$$h_2 = -m_2 L_1 l_2 \cos \beta \quad (3.78)$$

$$h_3 = m_2 l_2^2 + J_2 \quad (3.79)$$

$$A = m_2 L_1 l_2 \dot{\theta}^2 \sin \beta - s r_1 \dot{\theta} \quad (3.80)$$

$$B = -m_2 l_2 g \sin \beta - s r_2 \dot{\beta} \quad (3.81)$$

ifadeleri elde edilir.

$x_1 = \theta, x_2 = \dot{\theta}, x_3 = \beta, x_4 = \dot{\beta}$, olarak ifade edersek matematiksel modelini aşağıdaki gibi kısaca durum uzay ifadesine dönüştürebiliriz:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (3.82)$$

$$\dot{x}_2 = b_1 u + f_1(X) \quad (3.83)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 \quad (3.84)$$

$$\dot{x}_4 = b_2 u + f_2(X) \quad (3.85)$$

Burada b_1, f_1, b_2 ve f_2 ifadeleri

$$b_1 = \frac{h_3}{h_1 h_3 - h_2^2} \quad (3.86)$$

$$f_1 = \frac{h_2 B + h_3 A}{h_1 h_3 - h_2^2} \quad (3.87)$$

$$b_2 = \frac{h_2}{h_1 h_3 - h_2^2} \quad (3.88)$$

$$f_2 = \frac{h_1 B + h_2 A}{h_1 h_3 - h_2^2} \quad (3.89)$$

şeklinde elde edilmiştir.

3.3.2 Doğrusal Matematiksel Model

DTTS sisteminin doğrusallaştırılması için $\sin \theta \approx \theta, \cos \theta \approx 1, \sin \beta \approx \beta, \cos \beta \approx 1$ ve $\dot{\theta}^2 = \dot{\beta}^2 \approx 0$ kabulü yapılarak (θ ve β açılarının sıfıra yakın olduğu değerler için geçerli)

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{23} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & a_{43} & 0 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ b_{11} \\ 0 \\ b_{22} \end{bmatrix} u \quad (3.90)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} X \quad (3.91)$$

şeklinde durum uzay ifadeleri elde edilir. Durum vektörü $X = [\theta \ \dot{\theta} \ \beta \ \dot{\beta}]^T$ şeklinde tanımlanmıştır. Denklem (3.90)'de belirtilen ifadeler,

$$a_{23} = \frac{h_{22}mgl}{h_1h_3 - h_{22}^2} \quad (3.92)$$

$$a_{43} = \frac{h_1mgl}{h_1h_3 - h_{22}^2} \quad (3.93)$$

$$b_{11} = \frac{h_3}{h_1h_3 - h_{22}^2} \quad (3.94)$$

$$b_{22} = \frac{h_{22}}{h_1h_3 - h_{22}^2} \quad (3.95)$$

şeklinde elde edilmiştir.

4. KAYAN KİP KONTROL

Bu bölümde, kayan kip kontrol sistemlerinin tanımı, özellikleri, tasarım kriterleri incelenmiş ve ters sarkaç sistemlerine uygulanacak olan kayan kip kontrolün temel yapısı anlatılmıştır.

4.1 Kayan Kip Kontrole Giriş

Kayan kip kontrol, dış bozucular ve sistem parametreleri değişimlerine karşı kontrol sistemine büyük dayanıklılık sağlayan oldukça özel bir yaklaşımdır. Ayrıca, temelde Lyapunov kararlılık koşullarına da dayanan bu tasarım yöntemi, doğrusal ya da doğrusal olmayan sistemler için kontrolör tasarımına da büyük bir kolaylık getirmektedir[60].

Kayan kip kontrol 1960'ların öncesinde ilk defa S. V. Emelyanov ve birlikte çalışan araştırmacılar tarafından ortaya atılmıştır[44].

Bu ilginin olmaması, önerilen yöntemlerin değişik sistemlere uygulamaları, çatırtı sorunu, tasarım yöntemlerinin geliştirilmesi gibi konularda batı dillerinde yayınlanmış yeterli birikimin oluşmamasına sebep olmuştur. 1970'lerin sonlarında ise araştırmalar, Kayan kip kontrolün ek özelliklerini ortaya çıkarmış ve kontrolör tasarım kurallarında önemli gelişmeler sağlamıştır[60,61]. Bu aşamada, genel tasarım yöntemleri ortaya konmuş ve bunlar doğrusal olmayan, çok giriş/çıkışlı, ayrık zamanlı, geniş ölçekli ve stokastik sistemlere uygulanmıştır. Bu uygulamalarda, Kayan kip kontrolün başta kararlılık olmak üzere kontrol başarımlarına önemli katkılar sağladığı gösterilmiştir. Sonuçlar, kontrol sisteminin değişmez denebilecek kadar, parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara karşı dayanıklı olduğunu göstermiştir. Böylece Kayan kip kontrolün başarımı sadece kuramsal kestirimlerle sınırlı kalmamış, birçok benzetim ve gerçek uygulamayla gösterilmiştir[65,66]. Böylece yaklaşım olgunlaşarak uygulamalara hazır hale gelmiştir.

Üzerinde uzun süredir çalışmaların sürdüğü kayan kip kontrol yaklaşımı ile son zamanlarda özellikle güç ve motor kontrol sistemlerinde son derece başarılı sonuçlar alınmıştır[45,46]. Belirgin özellikleri değişmezlik, dayanıklılık, derece indirgeme ve kontrolde çatırdamaya yol açmasıdır[47–49]. Burada değişmezlik

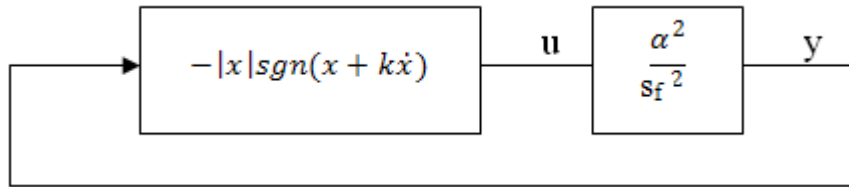
terimi sistemin parametrik belirsizliklere ve dış bozucu etkilere karşı duyarsız olduğunu anlatmak için kullanılmıştır. Kayan kip kontrol yaklaşımındaki ana amaç, hatayı “anahtarlama yüzeyi” veya “kayma yüzeyi”ne itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bundan sonra sistem “kayma kipinde”dir ve modelleme hataları ve/veya dış bozuculardan etkilenmez.

Kayma yüzeyi, durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan bir fonksiyon olarak tanımlandığı için durum değişkenleri bu yüzey üzerinde doğrusal bağımlı hale gelirler. Bu durumda sistemin derecesi, bağımsız giriş sayısı kadar, indirgenmiş olur ve derecesi indirgenmiş bir kontrol kuralı ile kontrol edilebilir. Giriş sayısı kendi derecesine eşit bir sistemde, sistem çıkışı birinci dereceden olur[44].

Kayan kip kontrolün bilinen iki temel sorunu vardır. İlki, çatırtı adı verilen, kontrol çıkışındaki yüksek frekanslı salınımlardır. İkincisi ise eşdeğer kontrolün hesaplanmasındaki zorluktur. Çünkü eşdeğer kontrol terimi kontrol edilecek sistemin tüm dinamiklerinin bilinmesini ve hesaba katılmasını gerektirir[61]. Literatürde bu sorunları çözmeye yönelik bazı yöntemler önerilmiştir. En iyi bilinen çatırtı giderme yöntemi Kayan kip kontrolde kullanılan işaret fonksiyonu (sign) yerine yumuşak geçişli doyma fonksiyonu (saturation) kullanmaktır[48]. Eşdeğer kontrolü hesaplama zorluğu da en küçük kareler yöntemiyle kestirim yapılarak aşılmaya çalışılmıştır[62]. Fakat bu yöntemleri uygulamak da çok kolay değildir..

4.1.1 Kayan Kipe Giriş Örneği

Şekil 4.1’de gösterildiği gibi eylemsizliği a^2/s_f^2 [63]olan değişkenin basit bir örneğini ele alalım.



Şekil 4.1 Değişken eylemsizlik kontrol blok diyagramı

Durum değişkenleri $x_1=x$, $x_2=\dot{x}$, şekilde ifade edersek sistem denklem (4.1)’deki gibi durum uzay gösterimine dönüştürülebilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= a^2 u \end{aligned} \quad (4.1)$$

burada kontrol işareti denklem (4.2)'de verildiği gibi tasarlanır.

$$u = -|x_1| \text{sign}(x_1 + kx_2) \quad (4.2)$$

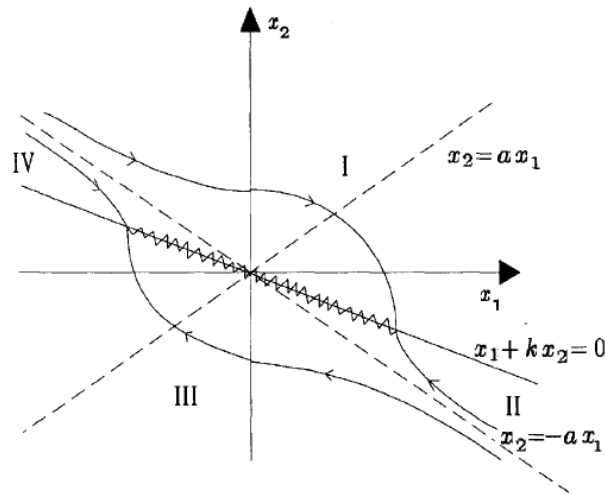
$s = x_1 + kx_2 = 0$ ifadesi aşağıda açıklandığı gibi anahtarlama fonksiyonu olarak isimlendirilir. Anahtarlama terimi kontrol kuralının $s = 0$ 'da merkez çizgisinin çevresinden geçerken değiştiğini gösterir. Bu yüzden, Şekil 4.2'den şu sonuçlar kolaylıkla görülebilir[66]:

Faz düzlemi 4 bölgeye ayrılır;

I. ve III. bölgelerde (burada $x_1 \text{sign}(x_1 + kx_2) > 0$ şeklindedir), yörüngeler $a^2 x_1^2 + x_2^2$ şeklinde elips olarak değişir.

II. ve IV. bölgelerde (burada $x_1 \text{sign}(x_1 + kx_2) < 0$ şeklindedir), yörüngeler asimptotik hiperboller ($x_2 = \pm ax_1$) şeklindedir.

Kontrol sadece sınır yüzeyde ($x_1 + kx_2 = 0$) değişir; uygun bir k seçimi ile tüm yörüngeler bu yüzeye doğru yönlendirilir (yüzeyin yönünden bağımsız olarak). Sonuçta bu yüzeye bir kez erişildiğinde, yörüngeler bu yüzey boyunca "kayma" hareketi yapar.



Şekil 4.2 Faz portresinde yörüngeler

Bilinen klasik diferansiyel eşitlikler teorisi burada ne olduğunu açıklayamaz. (eğer u bir Lipschitz fonksiyonsa ve devamlı ise denklem (4.1)'deki sistemin çözümünün olduğu bilinir ve bir tek çözüm vardır.). Sonuç olarak, uygun matematiksel yöntemlerin tasarımı gereklidir. Alternatif çözüm yapısı Filippov'un çalışmasında[64] ve diferansiyel kapsamlar teorisinde[65] bulunabilir.

Fiziksel olarak ne olduğunu açıklamak için anahtarlama aygıtlarındaki bazı kusurların tanıtımı çok basit bir açıklama ile verilebilir, örneğin τ zaman gecikmesi. Böyle bir varsayım altında, hareket kazançları küçük atlamaların birbirini izlemesi boyunca (sırasıyla elipsoidal ve hiperbolik)

$$k' = \frac{k - \tau}{1 + a^2 k \tau} \quad (4.3)$$

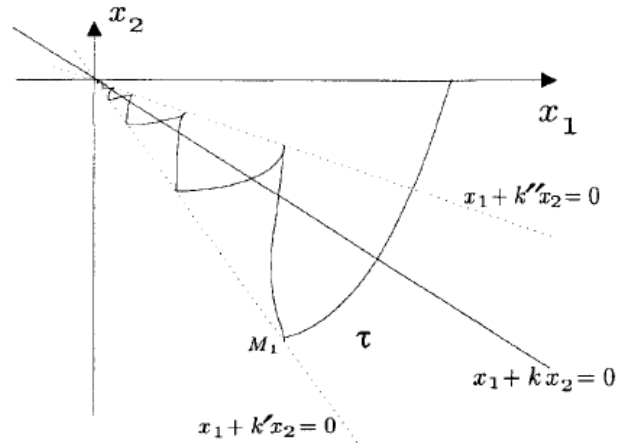
$$k'' = \frac{k - \tau}{1 - a^2 k \tau}$$

ifadelerine bağlı olarak

$$x_1 + k'x_2 = 0 \text{ ve } x_1 + k''x_2 = 0, \quad (4.4)$$

ifadeleri arasında başlangıç noktasından geçer.

τ sifıra yaklaşırken, bu salınımların genlikleri sifıra yaklaşır. Halbuki frekans $x + k\dot{x} = 0$ daki çizgi boyunca Şekil 4.3'teki gibi tipik ve belirsiz olarak kayma noktalarını artırır[66].



Şekil 4.3 Zaman kayması ile yörüngeler.

Burada Şu hususa dikkat edilmelidir: $s = 0$ 'da kayma hareketi denklem (4.5)'deki tanımlanan dinamikleri içerir.

$$x = -\frac{1}{k}x \quad (4.5)$$

Bu yüzden ikinci dereceden sistem a eylemsizliğinde bağımsız olarak k sabitiyle birinci dereceden sistem gibi davranır ve yörünge $s = 0$ boyunca orijine kayacaktır (bu yüzden $s = 0$ kayma yüzeyi olarak da isimlendirilir). GrldĞu gibi süreksiz kontrol ile sistem sonsuz kazançlı oransal-türevsel geri beslemeye eŐdeĐerdir[66].

Kayma yüzeyinde, hareket sonuç olarak $\dot{s} = 0$, $x_2 + ka^2u = 0$ gibidir, süreksiz kontrol yerine

$$u_e = -\frac{x_2}{ka^2}$$

Şeklinde bir eŐdeĐeri tanımlanır. Bu eşdeğer kontrol kayma yüzeyinde süreksiz kontrol u 'nun geniŐliĐinin ve genliğinin modüle edilmiş değeri olarak düşünülebilir. Aynı zamanda, kayma hareketinde $-|x_1|$ ve $|x_2|$ değerleri arasında yüksek frekansla kontrol anahtarlama eylemini gerçekleŐtirir. Bu durum çatırtı olarak bilinir ve kayma kipinin bir dezavantajdır.

İkinci dinamik davranış ideal kayma kipi olarak isimlendirilir ki sonsuz t_e (tüm $t > t_e$, için) sresinde oluŐtuĐu söylenir.

$$s(x(t)) = 0 \quad (4.6)$$

İdeal kayma kipi sadece $x + kx = 0$ boyunca gecikmeksizin ve sürekli zamanlı bir sistem için oluşur, bu durum gerçek sistem için geçerli değildir. Örnekleme yapıldığında, durum daha fazla karmaŐıklaŐtırıldıĐına dikkat etmek gerekir.

Bu basit örnek kayma olayının bazı karakteristiklerini geliŐtirmemizi sağlar ve ilk anahtarlama kayma kipinin baŐlatıldıĐı görülmektedir. Elbette ki bu, bazı

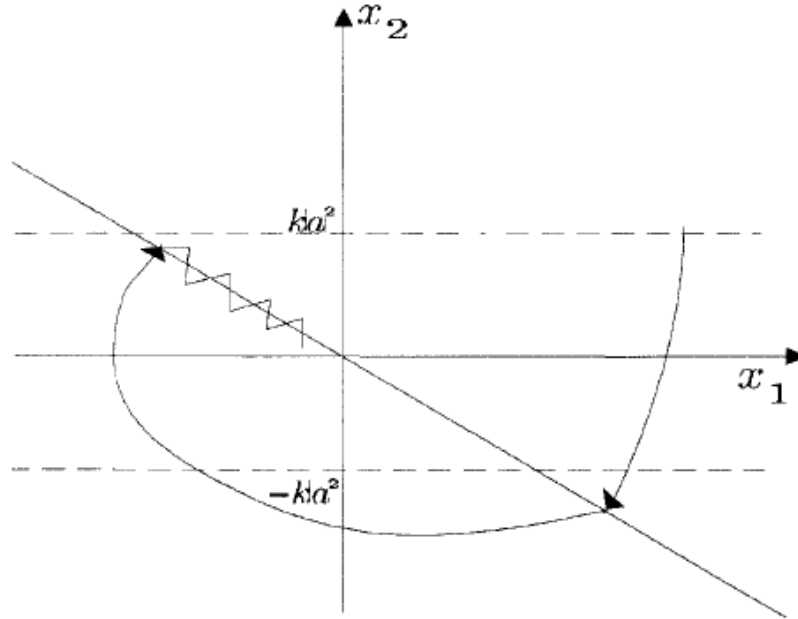
tedbirler alınmadığı takdirde ilk anahtarlama kayma kipi başlamayabilir. Örneğin denklem (4.2)'deki süreksiz kontrol yerine

$$u = -\text{sign}(x_1 + kx_2) \quad (4.7)$$

ifadesi kullanılırsa kayma kipi Şekil 4.4'te gösterildiği gibi sadece denklem (4.8) ifadesindeki çizgide oluşur[66].

$$|x_2| < ka^2 \quad (4.8)$$

Eğer $s\dot{s} < 0$ şartı yerine getirilirse anahtarlama yüzeyinin çekme özelliği oluşarak bu durumun meydana geleceği bilinir. Bu bir sonraki bölümde detaylı olarak anlatılmıştır.



Şekil 4.4 Faz portesi ve kayma kipi bölgesi

4.2 Kayma Kip Dinamikleri

4.2.1 Doğrusal Sistemler

Denklem (4.9)'daki gibi tanımlanan çok girişli doğrusal bir sistem düşünelim.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.9)$$

Burada $x \in R^n$, $u \in R^m$ ve $\text{rank } B = m$ şeklindedir.

m adet doğrusal sistemin kesişimi olarak kayma yüzeyini tanımlayalım.

$$S = \{x \in R^n : s(x) = Cx = 0\} \quad (4.10)$$

Burada C tam rank (m x n) matrisidir ve S'te bir kayma kipi meydana getirir.

Kayma kipinde, $s = 0$ ve $\dot{s} = CAx + CBu = 0$ şeklindedir. Varsayalım ki CB tersine çevrilebilir olsun (ki bu mümkündür çünkü seçilen s fonksiyonunda B maksimum rank olarak varsayılır) ve böylece kayma hareketi teorik olarak denklem (4.11)'deki eşdeğer kontrol olarak ifade edilen kontrol işaretinden etkilenir.

$$u_e = -(CB)^{-1}CAx \quad (4.11)$$

Sonuçta, kayma fazındaki eşdeğer dinamikler denklem (4.12)'deki gibi tanımlanır.

$$\dot{x}_e = [I - B(CB)^{-1}C] Ax_e = A_e x_e \quad (4.12)$$

Eşdeğer kontrolün fiziksel anlamı şu şekilde yorumlanabilir. Süreksiz kontrol işareti u, bir yüksek frekans bileşeni (u_{hf}) ve bir düşük frekans bileşeni (u_s) içerir: $u = u_{hf} + u_s$ sistemin bant genişliği ile filtre edilir ve kayma hareketi sadece u_s 'den etkilenir. Denklem (4.13)'de u_s alçak geçiren filtrenin çıkışı olarak gösterilebilir.

$$\tau \dot{u}_s + u_s = u, \quad \tau \ll 1 \quad (4.13)$$

Denklem (4.13) ifadesinden $u_e \cong u_s$ şeklinde düşünebiliriz. Ve bu ifade süreksiz kontrol işareti olan u'nun ortalama değerini gösterir.

C'nin tam rank olmasıyla $Cx = 0$ ifadesi sistemin m adet durumunun, kalan n-m adet durumun doğrusal bileşimi olarak ifade edilebilmesini gösterir. Böylece

kayma hareketinde sistemin dinamikleri, boyutu n-m olan indirgenmiş durum uzay ifadesinde değişir.

A_e 'nin kontrolden bağımsız olduğunu ve özdeğerlerin seçilen anahtarlama yüzeyine bağlı olarak en fazla (n-m) sıfırdan farklı özdeğerlere sahip olduğunu doğrulamak kolaydır. B tam rank iken, denklem (4.14)'teki matrise oluşur.

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Burada B_2 (m x m) boyutunda terslenebilir bir matristir. $x = [x_1^T, x_2^T]^T$, şeklinde ayrıştırılabilir. Burada $x_1 \in R^{n-m}$, $x_2 \in R^m$ şeklindedir. Böylece denklem (4.9)'daki sistem denklem (4.15)'daki gibi olur.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_{11}x_1 + A_{12}x_2 \\ \dot{x}_2 &= A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + B_2u \\ C &= [C_1 \ C_2] \end{aligned} \quad (4.15)$$

(m x m) boyutunda olan C_2 matrisi terslenebilir olarak varsayıldı (ki bu $\det(CB)=\det(C_2B_2)$ olduğundan CB'nin terslenebilir olması için gerekli ve yeterli koşuldur). Sonra denklem (4.16)'deki ifadede gösterildiği gibi A_e hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} A_e &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ -C_2^{-1}C_1A_{21} & -C_2^{-1}C_1A_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} I & 0 \\ -C_2^{-1}C_1 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} - A_{12}C_2^{-1}C_1 & A_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \\ C_2^{-1}C_1 & I \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.16)$$

bu durumda, A_e 'nin karakteristik polinomu açıkça

$$P(A_e) = \lambda^m P(A_{11} - A_{12}C_2^{-1}C_1) \quad (4.17)$$

şeklinde olur.

Böylece A_e en az m adet sıfır özdeğerine sahiptir ve kayma dinamiği

$$\dot{x}_1 = (A_{11} - A_{12}C_2^{-1}C_1)x_1 \quad (4.18)$$

$$x_2 = -C_2^{-1}C_1x_1 \quad (4.19)$$

şeklinde tanımlanır. Bu ifadelerden şu sonuçları çıkarabiliriz:

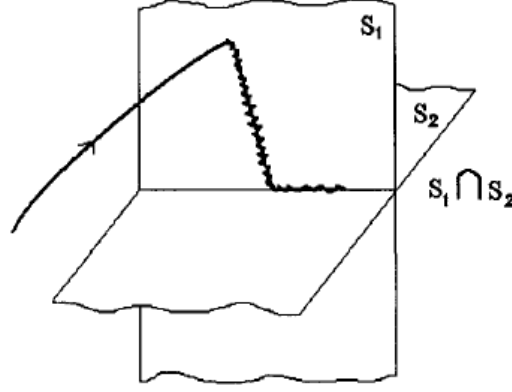
(A_{11}, A_{12}) çiftinin kontrol edilebilir olması şartıyla (orijinal (A, B) çiftinin kontrol edilebilir olması için gerekli ve yeter koşuldur). C 'nin tasarlanması, indirgenmiş sistem (A_{11}, A_{12}) için istenen davranışı sağlayarak bir durum geri besleme matrisinin tasarlanmasına örnektir, Sonra klasik problem doğru özdeğer ve özvektör yerleştirme tekniği ile veya ikinci dereceden düşürme kontrol teknikleri ile çözülebilir[67,68].

Dinamik sadece A_{11} ve A_{12} matrislerine bağlıdır, A_{21} ve A_{22} matrislerine bağlı değildir. Bir tek giriş sistemi için, eğer sistem denklem (4.20)'deki gibi kontrol edilebilir kanonik formda ise o zaman kayma dinamiği sistemin a_i parametrelerine bağlıdır.

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 1 & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ -a_0 & \dots & \dots & \dots & -a_{n-1} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} u \quad (4.20)$$

Bu bakış açısı çok girişli sistemler için genelleştirilebilir. Ancak şu bir gerçek ki bu tür sistemler için kontrol kuralını tasarlamak, gerekli kayma hareketinin m adet anahtarlama fonksiyonunun kesişiminde oluşması gerektiğinden tek girişli durumdan daha karmaşıktır. Genel olarak bu durum için en azından 3 strateji düşünülebilir: Birinci olanı hiyerarşik yöntem kullanılır. Bu yöntemde sistem tüm yüzeylerin kesişimine getirilir. S_1, \dots, S_m şeklinde m adet doğrusal düzlemleri olsun ki bu düzlemler $S = \bigcap_{i=1}^m S_i$ şeklindedir ve bir keyfi başlangıç koşulundan başlayan kontrol işareti u_1 , herhangi bir kontrol işareti (u_2, \dots, u_m) için S_1 yüzeyinde bir kayma yüzeyi elde etmek için tasarlanır. Daha sonra, ikinci kontrol işareti u_2 (sistem $S_1=0$ 'da kayma yüzeyinde iken) S_1 ile S_2 yüzeylerinin kesişimine ulaştırır, bu yüzeyde kayma kipi oluşturur, sonuç olarak Şekil 4.5'te[66] görüldüğü gibi m adet

anahtarlama yüzeyinin kesişiminde yer alana kadar bu devam eder; bir başka çözüm ise indirgenen sistemde m adet tek girişli alt sistemin içinde yer alır öyle ki her bir S_i yüzeyi sadece kontrolün süreksiz i. bileşenine bağlıdır.



Şekil 4.5 İki kontrol fonksiyonu ile kayma kipi hareketi

4.2.2 Doğrusal Olmayan Sistemler

Kontrol için aşağıdaki doğrusal olmayan sistemi düşünelim:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u(t) \quad (4.21)$$

ve m adet anahtarlama yüzey dizisi

$$S = \{x \in R^n: s(x) = [s_1(x), \dots, s_m(x)]^T = 0\} \quad (4.22)$$

şeklinde olsun. Önceki sonuçlarla bağlantılı olarak eşdeğer kontrol

$$u_e = - \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} f(x) \quad (4.23)$$

şeklinde elde edilir ve s'in türevi $\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [f(x) + g(x)u(t)] = 0$; şeklinde olur.

Kayma kipindeki dinamik ifadesi ise

$$\dot{x}_e = \left[I - g(x_e) \left[\frac{\partial s}{\partial x_e} g(x_e) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x_e} \right] f(x_e) \quad (4.24)$$

şeklindedir.

$\frac{\partial s}{\partial x} g(x)$ ifadesi düzenli olacak şekilde σ ifadesi tasarlanmalıdır. Ancak, özel durumlar haricinde anahtarlama fonksiyonlarının belirlenmesi, belirli bir dinamik elde etmek için doğrusal durumdaki gibi kolay olmadığı açıktır. Bu özel durumlardan biri ile denklem (4.21)'deki sistem düzenli forma dönüştürülebilir[69,70].

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u\end{aligned}\tag{4.25}$$

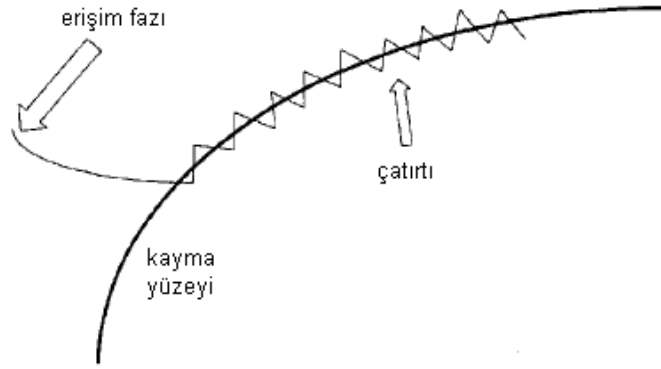
Denklem (4.25)'da $x_1 \in R^{n-m}$, $x_2 \in R^m$ ve g_2 düzenlidir. Varsayalım ki denklem (4.26)'daki dinamikle belli bir noktada sistemi dengeleyecek bir kontrol problemi olsun.

$$\dot{x}_1 = f(x_1, h(x_1))\tag{4.26}$$

$s(x) = x_2 - h(x_1)$ ifadesi ve kontrol işareti u tanımlanarak kayma kipi $s=0$ 'da problemi çözer ve sonra kayma hareketi sonucunda $n-m$ boyutunda indirgenmiş derecede değişir. (x_2 , durumu x_1 olan alt sistemin girişi gibi görülebilir). Bu iki durumlu örnekle örneklendirilebilir[71]. Aynı zamanda, sistemin düzenli form haline dönüşümü, karmaşık diferansiyellenebilir şekline getirilebilir. Buna bir alternatif olarak “pseudo linearization” gösterilebilir[72].

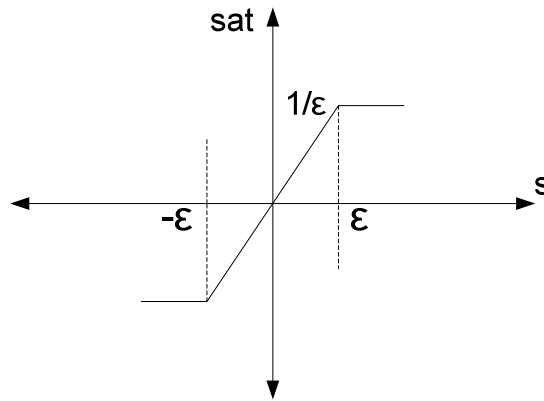
4.2.3 Çatırtı Durumu

Kontrol işareti sonsuz frekansta değiştiğinden dolayı pratikte ideal bir kayma kipi oluşmaz. Hareket esnasındaki anahtarlama zaman gecikmesi ve küçük zaman sabitleri gibi anahtarlama kusurlarının bulunması geri beslemeli kontroldeki süreksizliğin, anahtarlama yüzeyinin çevresinde özel bir dinamik davranış üretmesine neden olur. Şekil 4.6'da görüldüğü gibi bu davranış, çatırtı olarak nitelendirilir[66].



Şekil 4.6 Çatırtı durumu

Çatırtı durumu bir dezavantajdır. Bu durum kontrol sürecinin çıkışında filtre edilse bile modellenmemiş yüksek frekans kiplerini uyarabilir ki bu, sistemin performansını düşürür ve kararsızlığa götürebilir[73]. Çatırtı, elektrik güç devrelerinde yüksek ısı kayıpları ve mekanik parçaların hareketinde aşınmaya yol açar. Bu nedenle çatırtıyı yok etmek veya azaltmak için birçok yöntem tasarlanır. Bunlardan biri, anahtarlama yüzeyinin çevresini düzenlemeyi içerir. Sadece, sınır tabakada yüksek bir kazançla signum fonksiyonu yerine bir başka fonksiyonun kullanılmasını içerir. Örnek olarak Şekil 4.7’de gösterildiği gibi saturasyon fonksiyonları veya sigmoid fonksiyonları kullanılabilir[74]. Buna ek olarak s^3 , \tan^{-1} fonksiyonları ve bulanık mantık gibi akıllı sistemler kullanılabilir[75]. Ancak çatırtı yok edilebilmesine karşın, kayma kipinin sağlamlığın da ödün verilir.



Şekil 4.7 Saturasyon fonksiyonu sat(s)

Yüzeyin yakınındaki gerçek hareket, yüzey boyunca ve bu yüzeye hızlı bir şekilde düşey olan(çatırtı durumu) yavaş bir hareketi olarak görülebilir,. Bu

hareketleri, belirli bir konum içine yerleştirmek için, tekrar örneğimizi düşünelim ve bir ε -yüzey çevresinde signum fonksiyonu yerine yaklaşık eğimi $\frac{1}{\varepsilon}$ olan saturasyon fonksiyonu olduğunu düşünelim. Küçük bozucu bir parametre (ε) alınarak, sınır tabakada davranış denklemi (4.27)'deki gibi standart bozucu formda tanımlanabilir.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \varepsilon \dot{x}_2 = -a^2 x_1 (x_1 + k x_2) \end{cases} \quad (4.27)$$

Yavaş hareket $\varepsilon=0$ 'da tanımlanır. Neticede

$$\dot{x}_{1s} = x_{2s} = -\frac{1}{k} x_{1s} \quad (4.28)$$

Ve

$$x_1 = x_{1s} = x_{10} e^{-\frac{t}{k}} \quad (4.29)$$

$$x_{1s} = x_{10} e^{-\frac{t}{k}} \quad (4.30)$$

$$x_{2s} = -\frac{1}{k} x_{10} e^{-\frac{t}{k}} \quad (4.31)$$

ifadeleri ile Şekil 4.8'deki M_1 noktasında x_{10} 'a bağlı olarak x_1 'in değeri elde edilir. Bölüm 4.1'de görüldüğü gibi bu, kayma kipindeki dinamiğe paralelidir. Zaman cetveli $\frac{t}{\varepsilon}$ 'de, hız hareketi

$$\dot{x}_{2f} = -a^2 x_{10} - a^2 k x_{10} x_{2f} \quad (4.32)$$

şeklinde tanımlanır.

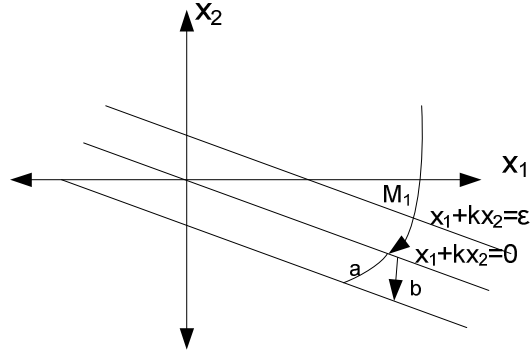
Burada

$$x_{2f} = -\frac{1}{k} x_{10} \left(1 - e^{-\frac{a^2 k}{\varepsilon} x_{10} t} \right) + x_{20} e^{-\frac{a^2 k}{\varepsilon} x_{10} t} \quad (4.33)$$

şeklindedir ve yaklaşık genel hareket

$$x_2 = x_{2s} + x_{2f} - x_{20s} = -\frac{1}{k}x_{10}e^{\frac{-t}{k}} + (x_{20} + \frac{1}{k}x_{10})e^{\frac{-a^2k}{\varepsilon}x_{10}t} \quad (4.34)$$

şeklindedir. Bu ifade Şekil 4.8'deki yörüngeleri verir[66].



Şekil 4.8 a) $\varepsilon = 0$ 'da tekil bozulmuş hareket b) Gerçek hareket

4.3 Kayan Kip Kontrol Tasarımı

4.3.1 Erişim Şartı

Kayma esnasında hareketin kontrolden bağımsız olduğu söylenmektedir. Yine de kontrol öyle tasarlanmalı ki anahtarlama yüzeyine yörüngeleri sürmeli ve bu yüzeye erişir erişmez bu yüzeyde kalmaya devam etmesini sağlamalıdır. Kayma yüzeyinin kendine çekmesi

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{\partial s}{\partial x}(f + g(u)) < 0 \text{ ve } \lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{\partial s}{\partial x}(f + g(u)) > 0 \quad (4.35)$$

şartına bağlı olarak açıklanabilir. Veya daha kısa olarak, $ss < 0$ şeklinde gösterilebilir. Buna erişim şartı denilmektedir[76].

Bir örnekle açıklayalım, denklem (4.36)'de transfer fonksiyonu verilen bir dc motor modelini düşünelim.

$$Y(p) = \frac{1}{s_f(s_f + 1)} U(s_f) \quad (4.36)$$

Denklem (4.36)'deki ifade, durum uzay gösteriminde

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_2 + u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4.37)$$

şeklindedir.

Kayma yüzeyi

$$s = x_2 + ax_1 = 0, \quad a > 0 \quad (4.38)$$

şeklinde tasarlandığını varsayalım.

Böylece s yüzeyinin türevi

$$\dot{s} = (a - 1)x_2 + u \quad (4.39)$$

şeklinde olur. Kontrol kuralı $u = -k \text{sign}(s)$, $k > 0$ ifadesi kullanılarak, erişim şartı

$$\Omega = \{x: |(a - 1)x_2| < k\} \quad (4.40)$$

tanım kümesinde sağlanır.

Çünkü

$$s\dot{s} = |s|(|(a - 1)x_2| - k) < 0 \quad (4.41)$$

şeklindedir.

Burada dikkat edilmelidir ki denklem (4.35)'daki koşulun sonlu bir zamanda yüzeye yakınsaması yeterli olmaz.

$$u = (1 - a)x_2 - ks \quad (4.42)$$

Aslında denklem (4.42)'deki kontrol $\dot{s} = -ks$ ifadesini sağlar, fakat $s=0$ 'a yakınsama

$$s(t) = s(0)e^{-kt} \quad (4.43)$$

olduğundan sadece asimptotiktir. Burada $s(0)$, s 'in başlangıç değeridir. Denklem (4.35)'da η -erişim şartı denklem (4.44)'deki gibi sık sık yer değiştirir.

$$s\dot{s} \leq -\eta|s| \quad (4.44)$$

Denklem (4.44) $s=0$ 'a bir sonlu zaman yakınsaması sağlar, çünkü

$$|s(t)| - |s(0)| \leq -\eta t \quad (4.45)$$

integrasyonu ile gösterilir ki yüzeye varmak için zaman gereklidir, $s(0)$ başlangıç koşulundan başlanarak

$$t_e = \frac{|s(0)|}{\eta} \quad (4.46)$$

ifadesi ile sınırlandırılır.

Pratik yöntemde, kontrol kuralı genellikle $u = u_e + U_d$ olarak gösterilir. Burada u_e (denklem (4.42)'ün doğruluğunda bilinen terimlerin çıkarılmasına izin veren) eşdeğer kontroldür ve burada U_d sonlu bir zaman sağlanarak seçilen yüzeye yakınsayan süreksiz kısımdır.

Denklem (4.37)'deki örnek sistem denklem (4.47)'deki kontrol kuralı kullanılarak simülasyonu gerçekleştirildi.

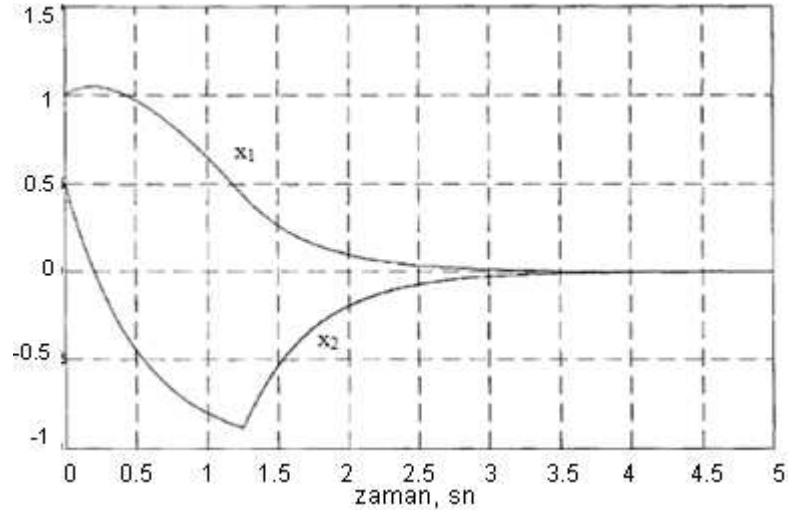
$$u = (1 - a)x_2 - k \operatorname{sign} s \quad (4.47)$$

burada $(1 - a)x_2$ ifadesi eşdeğer kontrolü gösterir (çünkü $s = 0$ olması $u + (a - 1)x_2 = 0$ olmasını ifade eder). η - erişim şartının sağlandığı görülebilir.

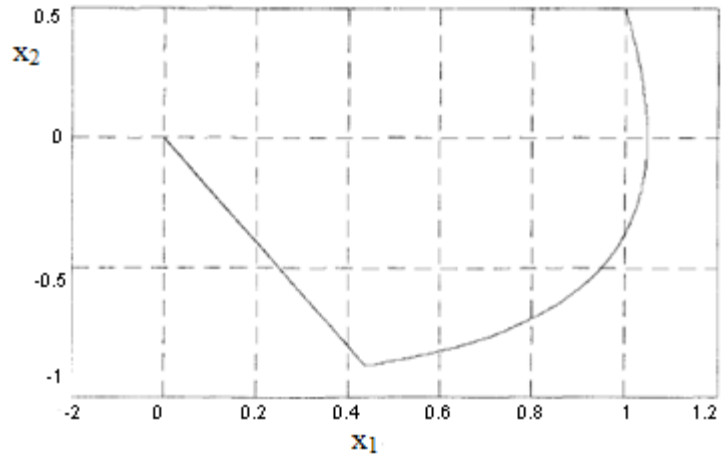
Şekil 4.9 ve Şekil 4.10 açık bir şekilde gösterir ki kayma hareketi yaklaşık 1.3 saniye sonra oluşur. Aslında, bu zamandan sonra, sistemin dinamikleri denklem (4.48)'deki gibi seçilen yüzeyle elde edilen indirgenmiş dereceli sistem tarafından gösterilir[66].

$$\dot{x}_1 = -ax_1 = x_2 \quad (4.48)$$

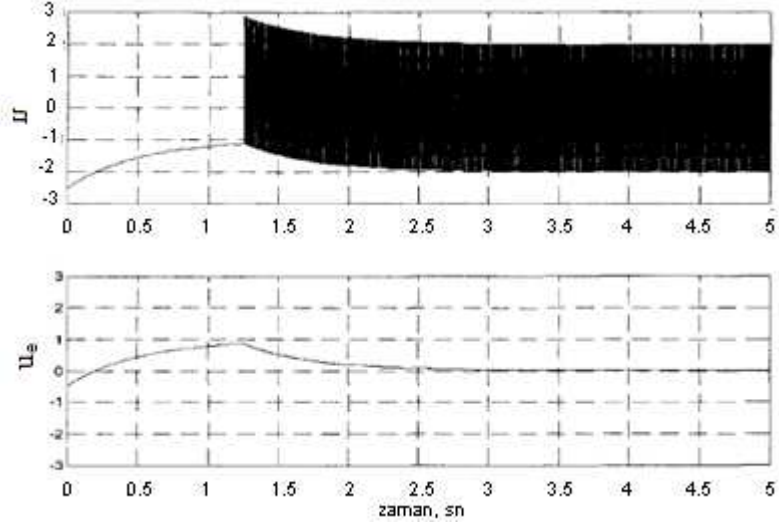
Böylece kontrol yüksek frekansta anahtarlar. Şekil 4.11'de kayma hareketinde eşdeğer kontrol görülebilir[66], burada kontrol u'nun ortalama değeri görülebilir. Şekil 4.10'da faz portesi, iki adımlı dinamik davranış gösterir: İlk olarak, yüzeye erişmeden önce parabolik bir yörünge (ki buna erişim fazı denilir) hareketi ve sonra tasarlanan $s = 0$ ($x_2 = -ax_1$) çizgisi boyunca orijine giden kayma hareketidir.



Şekil 4.9 x_1 ve x_2 'nin zamana göre değişimi



Şekil 4.10 Kayma kipinin faz portresi



Şekil 4.11 Süreksiz ve eşdeğer kontrol

4.3.2 Dayanıklılık Özelliği

Kayan kip kontrolün önemli bir özelliği belirsizliklere karşı sağlamlık özelliğidir. Bozulmazlık ve değişmezlik durumunda, u_e eşitliği sürekli bileşenin kullanımını istenen kadar küçük bir süreksiz bileşenin kullanımını takip eder. Basitlik açısından, doğrusal sistem olan denklem (4.9) ifadesini düşünelim ve denklem (4.49)'deki kontrolörü seçelim.

$$u = u_e - k (CB)^{-1} \text{sign}(s) \quad (4.49)$$

Burada

$$u_e = -(CB)^{-1} CAx \quad (4.50)$$

şeklindedir ve bu ifadelerden

$$s\dot{s} = sC\dot{x} = s[CAx + CBu_e - k\text{sign}(s)] = -k |s| < 0 \quad (4.51)$$

ifadesi elde edilir ve sonuçta yörünge, anahtarlama yüzeyinden uzak (erişim zamanı kısa) iken k yeteri kadar yüksek değerde tutulabilir ve sonra çatırtıyı sınırlandırmak için istenildiği gibi küçültülür.

Parametrik belirsizlikler ve harici bozulmalar olmasına rağmen aslında yeterince geniş süresiz bir sinyal erişim şartını tamamlamak için gereklidir. Yine de, mümkün olduğu kadar basit ve sistem Δa_i parametrik belirsizlikleri ile kontrol edilebilir denklem (4.52)'teki gibi kanonik biçimi düşünelim.

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 1 & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 \\ -a_0 - \Delta a_0 & \cdots & \cdots & \cdots & -a_{n-1} - \Delta a_{n-1} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} u \quad (4.52)$$

burada Δa_i ifadeleri denklem (4.53)'teki gibi sınırlandırılmış olarak varsayılır.

$$a_i^- < |\Delta a_i| < a_i^+ \quad (4.53)$$

Anahtarlama yüzeyi

$$s = [c_0 \ c_1 \ c_{n-2} \ 1]x = 0 \quad (4.54)$$

şeklinde olsun.

Kontrol kuralı aşağıdaki gibi seçilir.

$$u = \sum_{i=1}^n k_{i-1} x_i - k_n \text{sign}(s) \quad (4.55)$$

Belirsizliklere rağmen denklem (4.44)'teki η -erişim şartı iki şekilde sağlanabilir:

- eğer sabit kazançlar $k_0 = a_0$, $k_i = a_i - c_{i-1}$, $i = 1, \dots, n-1$, olarak belirlenirse

$$s\dot{s} = - \sum_{i=1}^n \Delta a_{(i-1)} x_i s - k_n |s| \quad (4.56)$$

ifadesi elde edilir.

Böylece

$$k_n > \eta + \sum_{i=1}^n |\Delta a_{i-1} x_i| \quad (4.57)$$

ifadesi denklem (4.44)'i karşılamak için yeterlidir. Kontrolde süreksizliğin büyüklüğü, süreç üzerindeki belirsizliklerin ve durumun bir fonksiyonudur. Genelde kontrol kuralı tasarlamak kolaydır fakat çatırtı olabileceğinden dolayı süreksizlik önemli olabilir.

- bir başka çözüm değişen kazançların kullanımına bağlıdır. $\tilde{k}_0 = a_0$, $\tilde{k}_i = a_i - c_{i-1}$, $i = 1, \dots, n - 1$, alınarak

$$\sum_{i=1}^n (\tilde{k}_{i-1} - \Delta a_{i-1}) x_i s - k_n |s| \quad (4.58)$$

ifadesi elde edilir.

Ve $s\delta < \eta|s|$ koşulu pozitif olarak seçilen $k_n = \eta$ ile sağlanabilir ve

$$\tilde{k}_{i-1} = \begin{cases} a_{i-1}^- & \text{eğer } x_i s > 0 \\ a_{i-1}^+ & \text{eğer } x_i s \leq 0 \end{cases} \quad i = 1, \dots, n \quad (4.59)$$

şeklinindedir. Kontrol kuralı yapısı biraz komplekstir fakat kontrolde süreksizliğin genliği azaltılır.

Kayan kipler “karşılaştırma şartı” ifadesini elde ederek harici bozulmalara duyarsız olduğu da bilinir[77]. Bu bozunma hareketlerinin tam olarak giriş kanallarında olduğu söylenir. Bozucu eklenmiş olan doğrusal bir sistem ele alalım:

$$\dot{x} = Ax + Bu + \Delta(x, t) \quad (4.60)$$

burada Δ bilinmeyen fakat sınırlı bir fonksiyondur. Karşılaştırma şartı, kayma kipi eğer B giriş matrisinin değer kümesi aralığında ise belirsiz Δ fonksiyonuna karşı duyarsız olduğu anlamına gelir. Burada bilinen bir D matrisi ve bilinmeyen δ fonksiyonu oluşur (öyle ki $\Delta = D\delta$ ve $\text{rank}[B \ D] = \text{rank} \ B$ şeklindedir). Bu durumda

$$(I - B(CB)^{-1}C)\Delta = 0 \quad (4.61)$$

ifadesini göstermek mümkündür. Çünkü

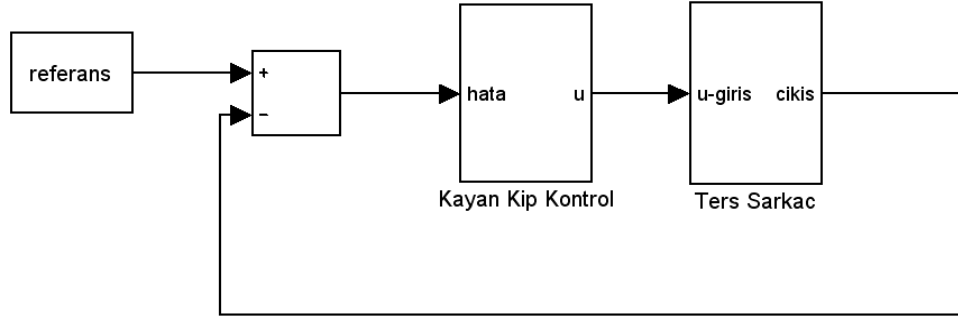
$$(I - B(CB)^{-1}C)B = 0 \quad (4.62)$$

şeklindedir. Ve böylece kayma hareketi dinamikleri dış bozucu girişi olan $\Delta(\dot{x}_e = [I - B(CB)^{-1}C]Ax = A_e x)$ ifadesinden bağımsız kalır. Sistemin sadece kayan kip boyunca bu bozulmalara duyarlı olduğuna dikkat edilmelidir. Fakat erişim fazı boyunca kayma yüzeyine erişilmeden önce bozucuların etkisinde kalır.

5. KAYAN KİP KONTROLÜN TERS SARKAÇ SİSTEMLERİNE UYGULANMASI

Bu bölümde bölüm 3'te doğrusal olmayan matematiksel modeller kullanılarak ters sarkaç sistemlerinin her birinin KKKK ile HKKK tasarımı yapılarak Matlab™ programı ile simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada kapalı çevrim, sürekli verili ve doğrusal olmayan kontrol sistemleri kullanılmıştır.

Ters sarkaç sistemlerinin kontrolü için genel blok diyagramı ve Matlab™ modeli Şekil 5.1'de sunulmuştur.



Şekil 5.1 Ters sarkaç sistemlerinin genel blok diyagramı

5.1 Klasik Kayan Kip Kontrol

Bu bölümde, bölüm 3'te matematiksel olarak modellenen ters sarkaç sistemlerinin KKKK'ü yapılmıştır. TTS sistemi için θ açısının, ÇTS sistemi için önce θ_1 sonra θ_2 açılarının, DTTS sistemi için β açısının KKKK'ü tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolörlerin Matlab™ modeli oluşturularak simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

5.1.1 Tek Ters Sarkaç

TTS sistemi için kayma yüzeyi (5.1) nolu denklemdeki gibi tanımlanmıştır.

$$s = kx_1 + x_2 \quad (5.1)$$

Burada k pozitif tamsayıdır, x_1 ve x_2 ifadeleri ise (5.2) nolu denklemdeki gibi tanımlanmıştır.

$$x_1 = \theta_r - \theta ; \quad x_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad (5.2)$$

Burada θ_r , θ 'nın referans açı değeridir. (5.1) ve (5.2) nolu denklemlerinden kayma yüzeyi ve kayma yüzeyinin türevi, (5.3) ve (5.4) nolu denklemdeki gibi elde edilir.

$$s = k(\theta_r - \theta) + \frac{d(\theta_r - \theta)}{dt} \quad (5.3)$$

$$\dot{s} = k\left(\frac{d\theta_r}{dt} - \dot{\theta}\right) + \frac{d^2(\theta_r - \theta)}{dt^2} \quad (5.4)$$

Kayan kip kontrol için denklem (5.5)'teki her iki durum sağlanmalıdır.

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} (\dot{s} < 0) \text{ ve } \lim_{s \rightarrow 0^-} (\dot{s} > 0) \text{ ya da } s\dot{s} < 0 \quad (5.5)$$

Kontrol kuvveti

$$u = U_0 \text{sign}(s) \quad (5.6)$$

şeklindedir ve bu ifade denklem (5.7)'deki gibi değişmektedir. Tanımlanan bu giriş TTS sisteminin girişine uygulanarak θ açısının istenen değerde kontrolü yapılır.

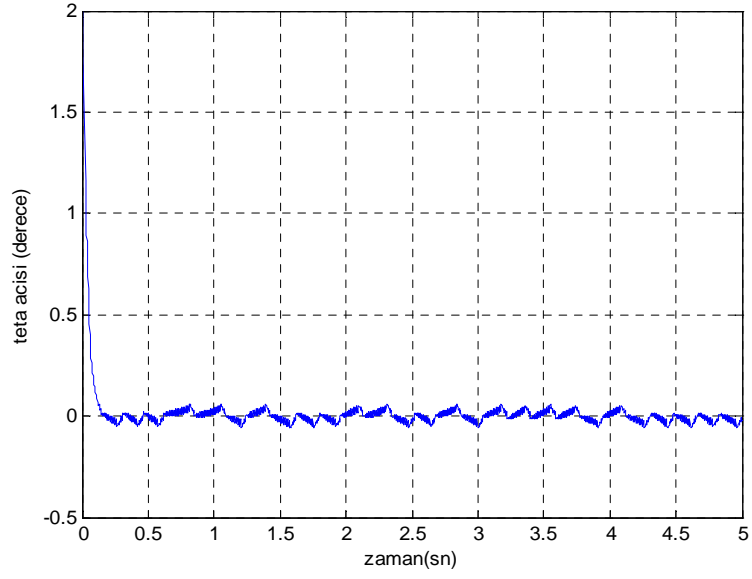
$$u = \begin{cases} U_0^+; & s(x) > 0 \\ U_0^-; & s(x) < 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

5.1.1.1 Simülasyon Sonuçları

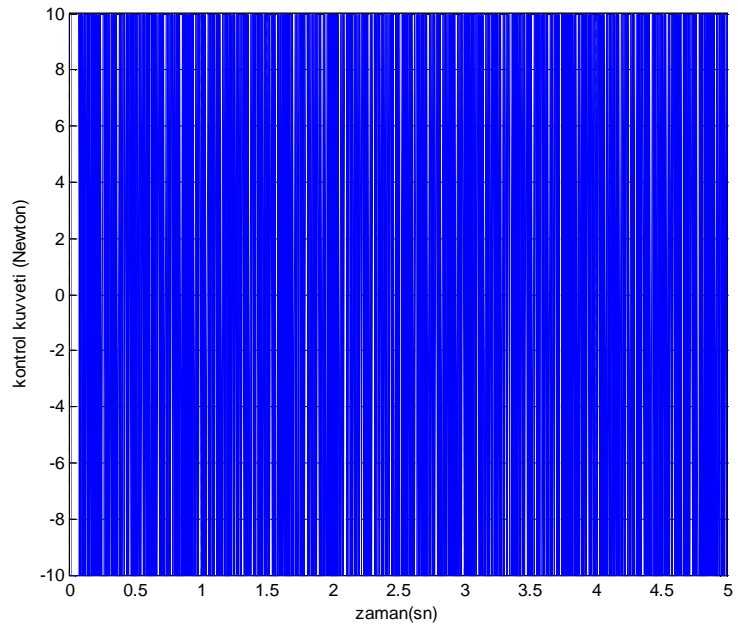
Simülasyon için kullanılan TTS parametreleri Çizelge 5.1'de verilmiştir. simülasyonda U_0 kontrol genliği 10 ve k katsayısı 25 olarak alınmıştır. θ açısının başlangıç değeri 2^0 olarak alınmıştır. Yapılan simülasyon sonucunda Şekil 5.2'de görüldüğü gibi θ açısı yaklaşık olarak 0.2 saniyede denge konuma gelmiş ve sonra bu konumda kalmaya devam etmiştir. Böylece TTS sisteminde araba üzerindeki çubuk KKKK ile denge konuma getirilmiştir.

Çizelge 5.1 TTS sisteminin parametre değerleri

Parametre	Değeri	Birimi
M	1	kg
m	0.8	kg
L	0.3	mt
g	9.81	mt/sn ²
sr ₁	0.1	N/mt/sn
sr ₂	0.1	N/mt/sn
J	2.48E-02	kg.mt ²
θ _r	0 ⁰	derece



Şekil 5.2 TTS sisteminde KKKK esnasındaki θ açısının değişimi



Şekil 5.3 TTS sisteminde KKKK esnasında kontrol kuvvetinin değişimi

Şekil 5.3'te kontrol esnasında arabaya uygulanan kuvvetin değişimi görülmektedir. θ 'nın değişimine göre kontrolörün kayma yüzeyi yüksek frekansta anahtarlama yaparak arabaya sağa ve sola doğru kuvvet uygulamaktadır. Bu uygulanan kontrol kuvveti ile θ açısının dengede kalması sağlanmıştır.

5.1.2 Çift Ters Sarkaç

ÇTS modelinde θ_1 ve θ_2 açılarının kontrolü için kayma yüzeyi denklem (5.1)'deki gibi tanımlanır. θ_1 için tanımlanan kayma yüzeyi denklemindeki x_1 , x_2 ifadeleri denklem (5.8)'deki gibidir.

$$x_1 = \theta_{1r} - \theta_1; \quad x_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad (5.8)$$

θ_2 açısının kontrolü için benzer şekilde kayma yüzeyi denklemindeki x_1 ve x_2 ifadeleri denklem (5.9)'daki gibidir.

$$x_1 = \theta_{2r} - \theta_2; \quad x_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad (5.9)$$

Denklem (5.8) ve denklem (5.9)'da belirtilen θ_{1r} ve θ_{2r} istenen θ_1 ve θ_2 gerçek açı değerleridir.

Kontrol kuvveti denklem (5.6)'daki gibi tanımlanır. Tanımlanan bu giriş ÇTS sisteminin girişine uygulanarak θ_1 ve θ_2 açılarının ayrı ayrı kontrolü yapılmıştır.

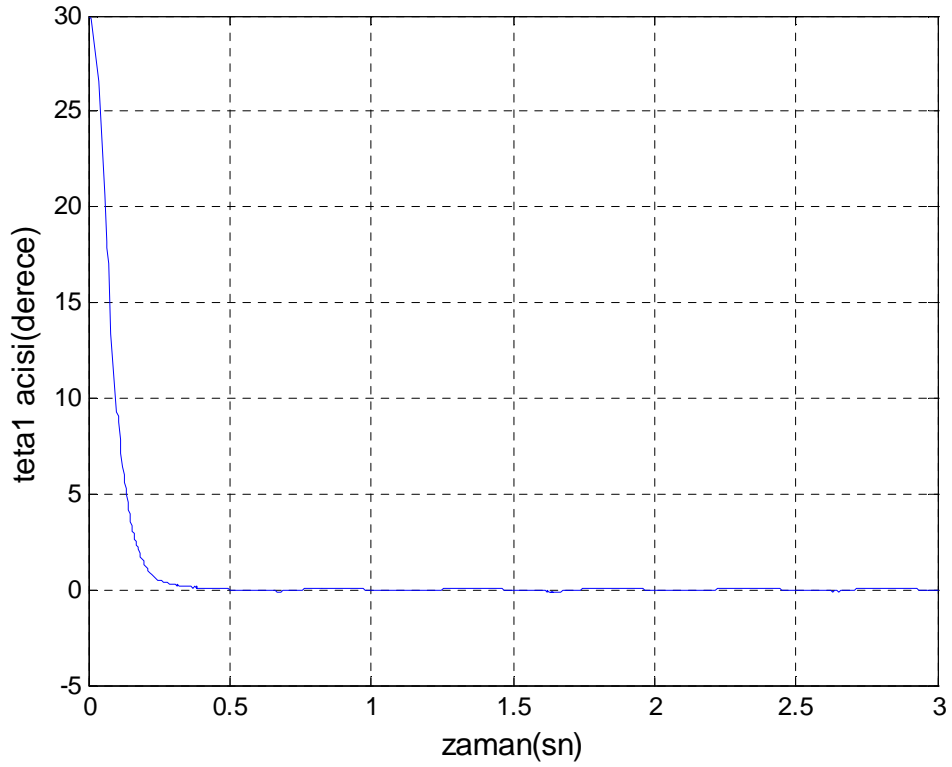
5.1.2.1 Simülasyon Sonuçları

Çizelge 5.2 ÇTS sisteminin kullanılan parametre değerlerini göstermektedir. Yapılan simülasyon sonucunda, öncelikle sadece θ_1 açısının kontrolü gerçekleştirildi. Kontrolör için U_0 değeri 20 ve k katsayısı 50 olarak belirlenmiştir. Şekil 5.4'te görüldüğü gibi θ_1 açısı yaklaşık 0.4-0.5 saniye arasında istenen değere oturtulmuştur. Böylece arabanın üzerindeki birinci çubuk denge konumunda kalmıştır. θ_2 açısının kontrol esnasında değişimi Şekil 5.5'te gösterilmiştir. θ_2 açısının kontrolü yapılmadığından arabaya uygulanan kuvvete göre θ_2 açısı -37^0 ile 37^0 arasında değişerek sinüs dalgasına benzer bir şekil oluşturmaktadır. Bu da arabanın sağına ve

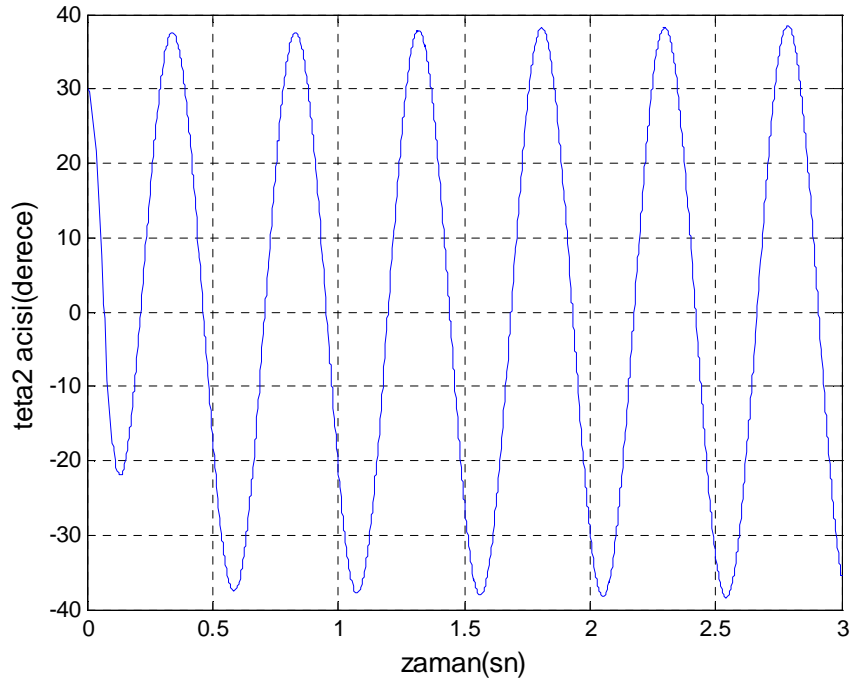
soluna kuvvet uygulandığını göstermektedir. Şekil 5.6 bu durumu göstermektedir. Şekil 5.6'da arabaya uygulanan hataya göre kayma yüzeyinin yüksek frekansta anahtarlanmasıyla sürekli değişmektedir. Bu değişim ile amaçlanan θ_1 açısının dengede durması sağlanmış olur.

Çizelge 5.2 ÇTS sisteminin parametre değerleri

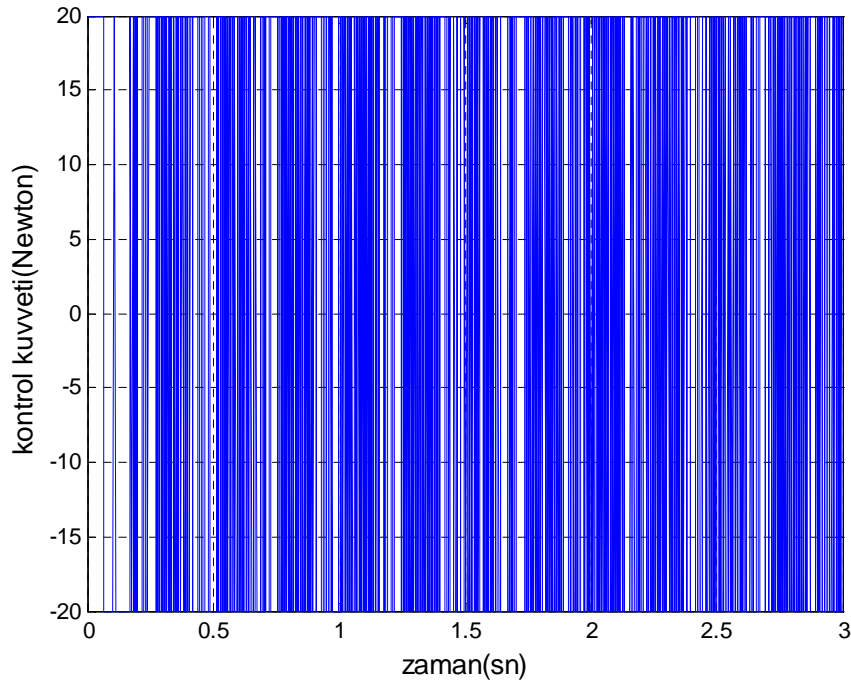
Parametre	Değeri	Birimi
M	1	kg
m_1	0.3	kg
m_2	0.2	kg
L_1	0.3	mt
L_2	0.1	mt
l_1	0.15	mt
l_2	0.05	mt
g	9.81	mt/sn ²
J_1	0	kg.mt ²
J_2	0	kg.mt ²
J_3	0	kg.mt ²
θ_{1r}	0 ⁰	derece
θ_{2r}	0 ⁰	derece



Şekil 5.4 ÇTS sisteminde θ_1 'in KKKK'ünde θ_1 açısının değişimi

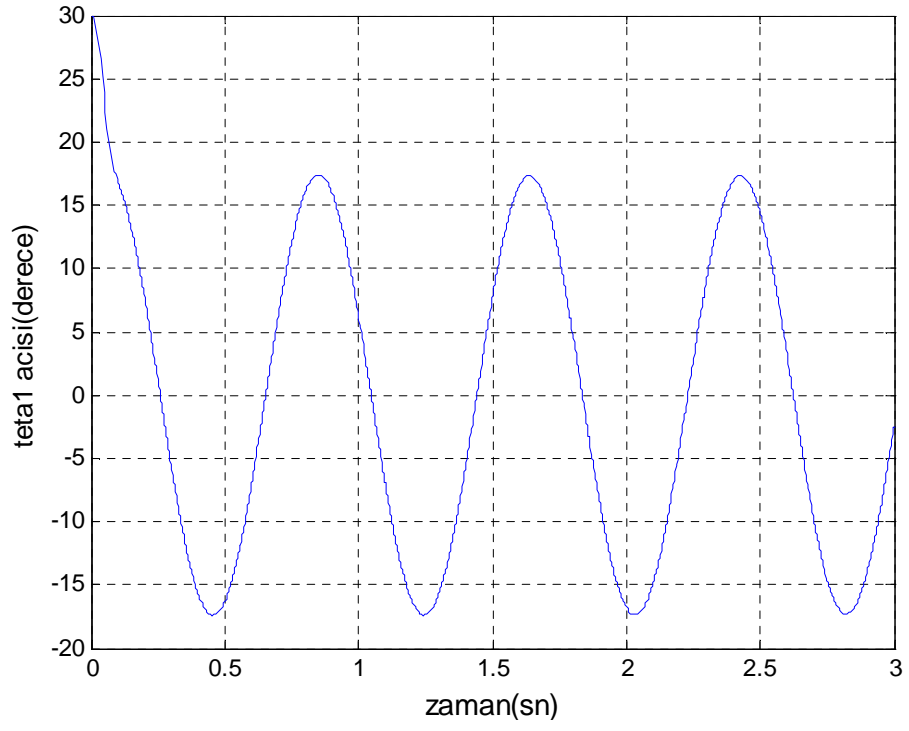


Şekil 5.5 ÇTS sisteminde θ_1 'in KKKK'ünde θ_2 açısının değişimi

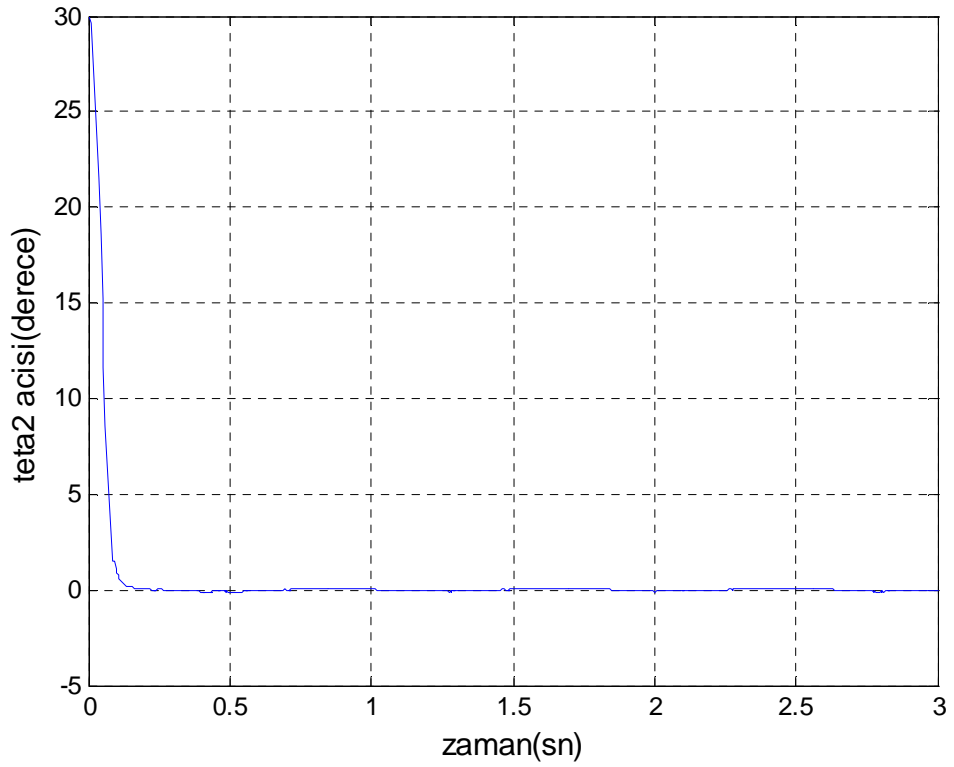


Şekil 5.6 ÇTS sisteminde θ_1 'in KKKK'ünde uygulanan kontrol kuvveti

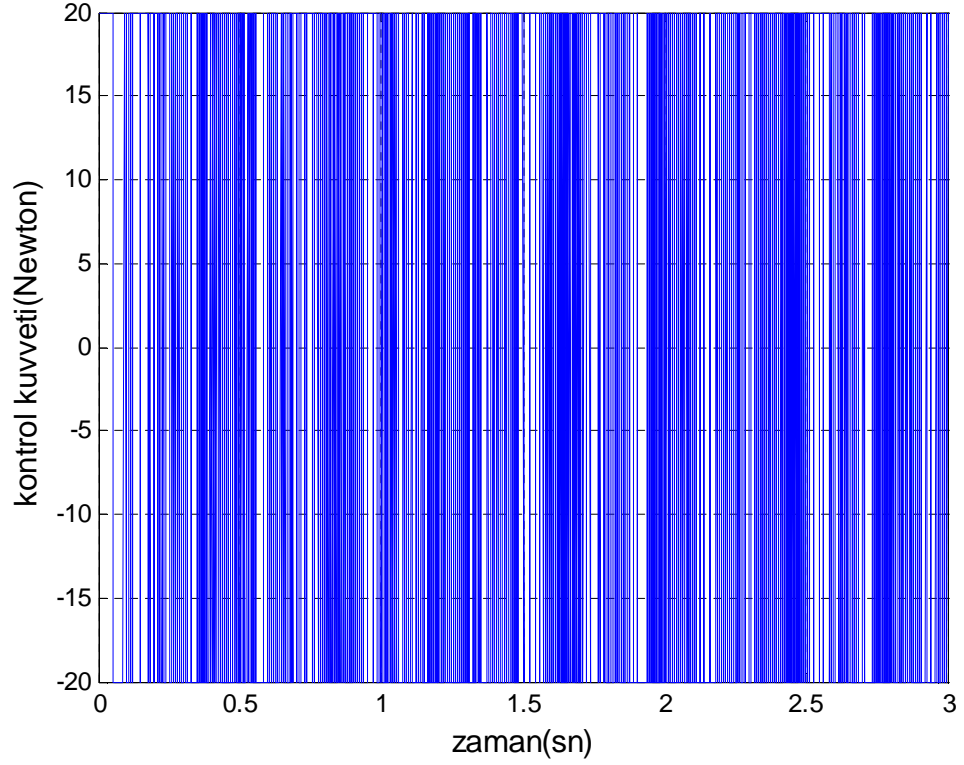
Benzer şekilde θ_2 açısının başlangıç değeri 30^0 iken θ_2 açısının kontrolü için $U_0=20$ ve $k=30$ olarak belirlenmiştir. Şekil 5.7 θ_1 açısının kontrolü esnasındaki değişimini göstermektedir. θ_1 açısının kontrolü yapılmadığından arabanın üzerindeki birinci çubuk -17^0 ile 17^0 arasında değişerek sağa sola hareket etmektedir.



Şekil 5.7 ÇTS sisteminde θ_2 'nin KKKK'ünde θ_1 açısının değişimi



Şekil 5.8 ÇTS sisteminde θ_2 'nin KKKK'ünde θ_2 açısının değişimi



Şekil 5.9 ÇTS sisteminde θ_2 'nin KKKK'ünde uygulanan kontrol kuvveti

Şekil 5.8 θ_1 açısının kontrol esnasındaki değişimini göstermektedir. Burada görüldüğü gibi θ_1 açısı yaklaşık 0.2 saniyede istenen değerde sabitlenmiştir. Şekil 5.9 ise anahtarlama ile oluşan kontrol kuvvetinin değişimini göstermektedir. Böylece arabanın üstündeki ikinci çubuk yüksek frekanslı anahtarlama etkisinde arabaya uygulanan kuvvet ile dengede durması sağlanmıştır.

5.1.3 Dönen Tek Ters Sarkaç

DTTS için kayma yüzeyi denklem (5.1)'deki gibi tanımlanır. DTTS sisteminin β açısının kontrolü için denklem (5.1)'deki x_1 , x_2 ifadeleri denklem (5.10)'daki gibi tanımlanmıştır.

$$x_1 = \beta_r - \beta ; \quad x_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad (5.10)$$

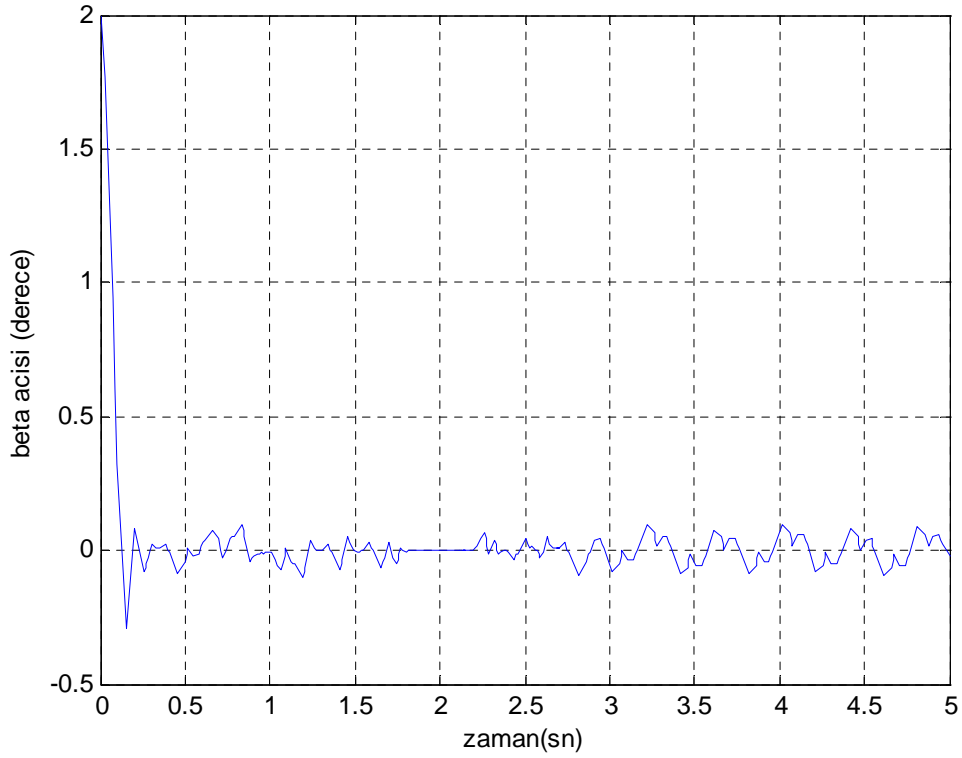
Burada β_r referans açı değeridir. Kontrol kuvveti denklem (5.6)'daki gibi tanımlanmıştır. Tanımlanan bu giriş DTTS sisteminin girişine uygulanarak β açısı istenen değerde kontrol edilmiştir.

5.1.3.1 Simülasyon Sonuçları

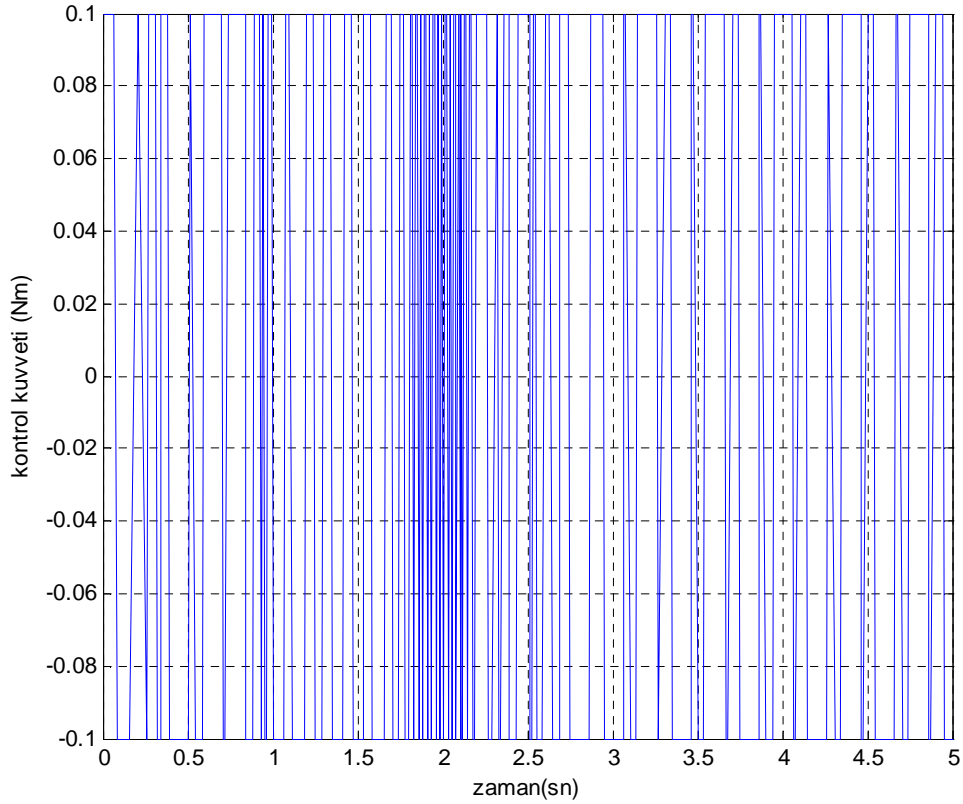
Çizelge 5.3 DTTS sisteminin simülasyonu için kullanılan parametre değerlerini göstermektedir. Kontrolör için U_0 kontrol genliği 0.1 ve k katsayısı 30 olarak belirlenmiştir.

Çizelge 5.3 DTTS sisteminin parametre değerleri

Parametre	Değeri	Birimi
m_2	0.1	kg
L_1	0.4	mt
l_2	0.2	mt
g	9.81	mt/sn ²
sr_1	0.01	N/mt/sn
sr_2	0.01	N/mt/sn
J_1	2.48E-02	kg.mt ²
J_2	3.86E-03	kg.mt ²
β_r	0	derece



Şekil 5.10 DTTS sisteminde KKKK'ünde β açısının değişimi



Şekil 5.11 DTTS sisteminde KKKK’ünde uygulanan kontrol kuvveti

Şekil 5.10 β açısının kontrol esnasındaki değişimini göstermektedir. Burada görüldüğü gibi β açısı yaklaşık 0.25 saniyede istenen değerde sabitlenmiştir. Böylece ikinci çubuğun Şekil 5.11’deki yüksek frekans anahtarlama etkisinde birinci çubuğa uygulanan kontrol moment kuvveti ile dengede durması sağlanmıştır.

5.2 Hiyerarşik Kayan Kip Kontrol

Yapılan çalışmada çok seviyeli HKKK ile ters sarkaç sistemlerinin kontrolü yapılmıştır. TTS için y_d değeri ve θ açısı, ÇTS için θ_1 ve θ_2 açıları, DTTS için β açısının kontrolü gerçekleştirilmiştir.

5.2.1 Tek Ters Sarkaç

Bölüm 3.1’de TTS sisteminin matematiksel modellenmesi ile elde edilen b_1 , f_1 , b_2 ve f_2 ifadeleri kullanılarak kontrolör tasarımı yapılmıştır. TTS sisteminde bulunan θ açısı ile y_d yer değiştirmesinin HKKK için iki adet kayma yüzeyi tasarlanmıştır. Bu kayma yüzeyleri denklem (5.11) ve (5.12)’de ifade edilmiştir.

$$s_1 = k_1 x_1 + x_2 \quad (5.11)$$

$$s_2 = k_2 x_3 + x_4 \quad (5.12)$$

Burada k_1 ve k_2 pozitif tam sayılardır. x_1 , x_2 , x_3 ve x_4 ifadeleri ise denklem (5.13) ve (5.14)'daki gibi tanımlanmıştır. Burada θ_r , θ 'nın referans değeridir. yd_r ise yd 'nin referans değeridir.

$$x_1 = \theta_r - \theta; \quad x_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad (5.13)$$

$$x_3 = yd - yd_r; \quad x_4 = \frac{dx_3}{dt} \quad (5.14)$$

Denklem (5.13) ve (5.14) ifadelerine bağlı olarak tasarlanan kayma yüzeyi denklem (5.15)'de ifade edilmiştir ve bu ifade sıfıra eşit olmalıdır. Burada ψ ve γ katsayıları pozitif tam sayılardır.

$$s = \psi s_1 + \gamma s_2 \quad (5.15)$$

Kayma yüzeyinin sıfır olduğu düşünüldüğünde denklem (3.9) ve (3.11)'deki ifadeler ile denklem (5.11) ve (5.12) ifadeleri kullanılarak tasarlanan her bir kayma yüzeyi için yaklaşık eşdeğer kontrol eşitlikleri denklem (5.16) ve (5.17)'deki gibi elde edilir.

$$u_{e1} = \frac{k_1 x_2 + f_1}{-b_1} \quad (5.16)$$

$$u_{e2} = \frac{k_2 x_4 + f_2}{-b_2} \quad (5.17)$$

(5.13) ve (5.14) nolu denklemler kullanılarak (5.16) ve (5.17) nolu denklemleri yeniden düzenlenir:

$$u_{e1} = \frac{k_1 \frac{d(\theta_r - \theta)}{dt} + f_1}{-b_1} \quad (5.18)$$

$$u_{e2} = \frac{k_2 \frac{d(yd - yd_r)}{dt} + f_2}{-b_2} \quad (5.19)$$

Böylece tasarlanan hiyerarşik kayan kip kontrolörün ürettiği toplam kontrol işareti denklem (5.20)'deki gibi olacaktır.

$$u = u_{e1} + u_{e2} + u_{sm} \quad (5.20)$$

Burada u_{sm} (düzeltici kontrol) ifadesini elde etmek için Lyapunov fonksiyonuna ihtiyaç vardır. (5.21) nolu denklemde tanımlanan Lyapunov fonksiyonu ile gerekli işlemler yapılarak denklem (5.23) ifadesi elde edilir.

$$V = \frac{s^2}{2} \quad (5.21)$$

$$\dot{V} = s\dot{s} \quad (5.22)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s[\psi(k_1\dot{x}_1 + \dot{x}_2) + \gamma(k_2\dot{x}_3 + \dot{x}_4)] \\ &= s[u_{sm}(\gamma b_2 + \psi b_1) + (\gamma b_2 u_{e1} + \psi b_1 u_{e2}) + (\gamma b_2)u_{e1} \\ &\quad + (\psi b_1)u_{e2}] \end{aligned} \quad (5.23)$$

Bölüm 4.3'te bahsedilen ve kayan kip kontrolde yaygın olarak kullanılan kayma yüzeyinin türevi

$$\dot{s} = -\lambda_1 \text{sign}(s) - \lambda_2 s \quad (5.24)$$

şeklinde ifade edilir[78].

Denklem (5.23)'teki ifade ile denklem (5.24)'teki ifade kullanılarak u_{sm} ifadesi

$$u_{sm} = -\frac{\gamma b_2}{\psi b_1 + \gamma b_2} u_{e1} - \frac{\psi b_1}{\psi b_1 + \gamma b_2} u_{e2} - \lambda_1^* \text{sign}(s) - \lambda_2^* s \quad (5.25)$$

şeklinde elde edilir. Burada λ_1^* ve λ_2^* ifadeleri denklem (5.26)'daki gibi tanımlanmıştır.

$$\lambda_1^* = (\psi b_1 + \gamma b_2)^{-1} \lambda_1, \quad \lambda_2^* = (\psi b_1 + \gamma b_2)^{-1} \lambda_2 \quad (5.26)$$

Böylece TTS sistemine uygulanacak olan toplam kontrol kuvveti denklem (5.27)'deki gibi elde edilir. Elde edilen bu kontrol kuvveti TTS sisteminin girişine uygulanarak θ açısı ve y_d yer değiştirmesi istenen değerlerde kontrol edilir.

$$u = \frac{\psi b_1 u_{e1} + \gamma b_2 u_{e2} - \lambda_1 \text{sign}(s) - \lambda_2 s}{\psi b_1 + \gamma b_2} \quad (5.27)$$

5.2.1.1 Kararlılık Analizi

Barbalat'ın teoremine göre kararlılık analiz yapılarak tasarlanan kayma yüzeylerinin kararlı olup olmadıkları belirlenebilir. Bölüm 3.1'de elde edilen denklem (3.8), (3.9), (3.10) ve (3.11) ile denklem (5.11), (5.12) ve (5.15)'deki tasarlanan kayma yüzeyleri kullanıldığında s_1 ve s_2 kayma yüzeylerinin aşağıdaki ifadelerden asimptotik olarak kararlı olduğu ortaya çıkmaktadır.

Sınırlı değerlerde kontrol kuvveti elde edilmesine rağmen (5.15) nolu denklemde ifade edilen s kayma yüzeyi için Lyapunov fonksiyonu değişmeyecektir. Böylece zamana bağlı $V(t)$ fonksiyonun türevi (5.28) nolu denklemde elde edilmiştir.

$$\dot{V}(t) = s \cdot \dot{s} = -\lambda_1 s^2 - \lambda_2 |s| \quad (5.28)$$

Her iki tarafın integrali alındığında

$$\int_0^t V(t) du = \int_0^t (-\lambda_1 s^2 - \lambda_2 |s|) du \quad (5.29)$$

$$V(t) - V(0) = \int_0^1 (-\lambda_1 s^2 - \lambda_2 |s|) du \quad (5.30)$$

ifadeleri elde edilir. Bu iki ifade kullanılarak denklem (5.31) ve (5.32) elde edilir.

$$V(0) = V(t) + \int_0^1 (\lambda_1 s^2 + \lambda_2 |s|) du \geq \int_0^1 (\lambda_1 s^2 + \lambda_2 |s|) du \quad (5.31)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^1 (\lambda_1 s^2 + \lambda_2 |s|) du \leq V(0) < \infty \quad (5.32)$$

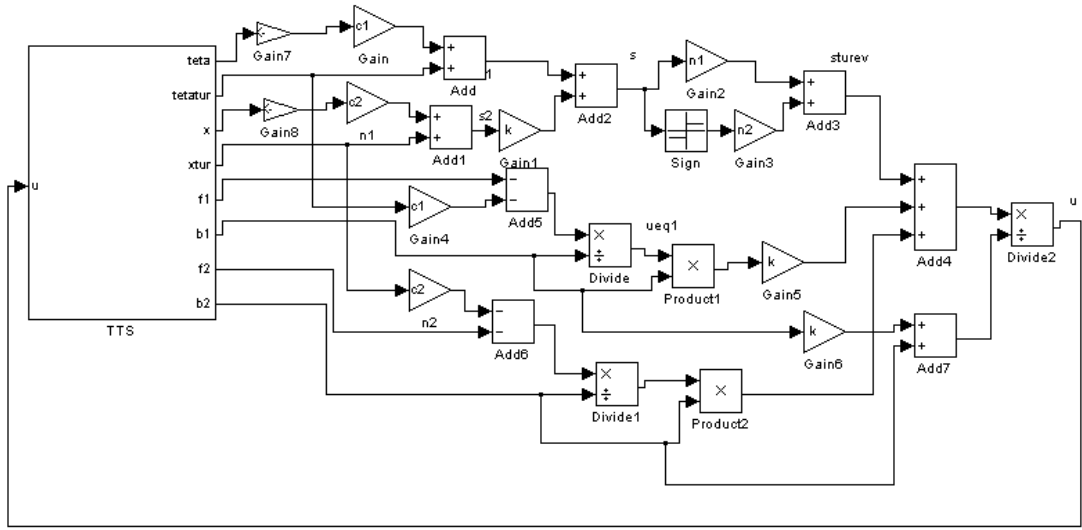
Barbalat'ın teoremine göre eğer $t \rightarrow \infty$ ise $\lambda_1 s^2 + \lambda_2 |s| \rightarrow \infty$ ifadesi elde edilir[79]. Böylece $\lim_{t \rightarrow \infty} s = 0$ olacaktır. Sonuç olarak tasarlanan kayma yüzeyi asimptotik kararlıdır. s_1 ve s_2 kayma yüzeyleri benzer şekilde yapılan kararlılık analizinde s yerine s_1 ve s_2 kayma yüzeyleri konulduğunda asimptotik olarak kararlı olduğu belirlenebilir.

5.2.1.2 Simülasyon Sonuçları

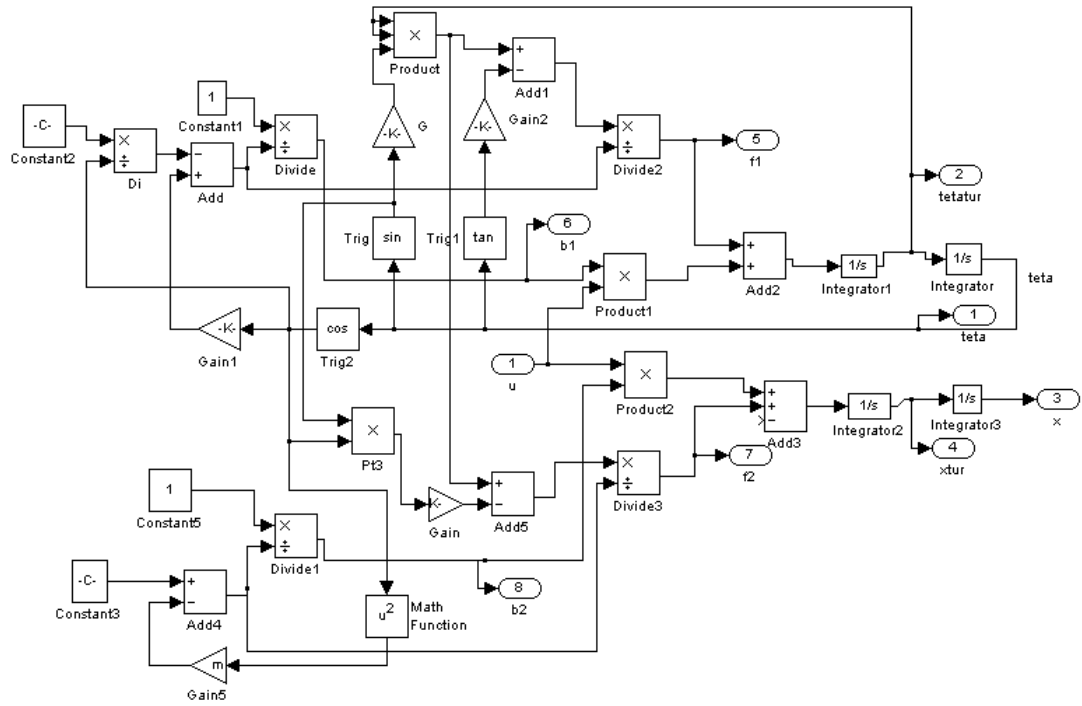
Simülasyon için kullanılan TTS sistem parametreleri Çizelge 5.1'de verilmiştir. Simülasyon için belirlenen kontrol parametreleri ise Çizelge 5.4'te verilmiştir. Bu parametre değerleri kullanılarak elde edilen simülasyon sonuçlarında istenilen değerler elde edilmiştir. TTS sistemi için kontrol edilecek olan θ ve yd değerlerinin denge konumunda 0 olması istenmektedir. θ açısının başlangıç değeri 2^0 ve yd yer değiştirmesi 0 olarak seçilmiştir. TTS sisteminin hiyerarşik kayan kip kontrolü için Şekil 5.12'deki MatlabTM modeli tasarlanmıştır. Şekil 5.13'te tasarlanan MatlabTM modelinin TTS bloğu gösterilmiştir.

Çizelge 5.4 TTS sisteminin HKKK parametreleri

Parametre	Değeri
k_1	37.5
k_2	48
ψ	2
γ	1
λ_1	0.5
λ_2	0.01
θ_r	0
x_r	0



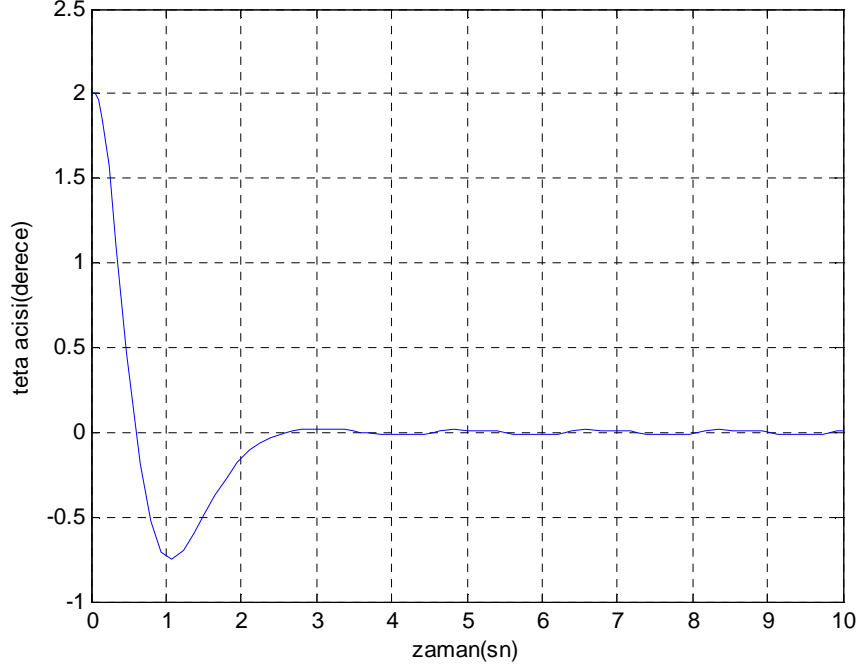
Şekil 5.12 TTS sisteminin HKKK için Matlab™ modeli



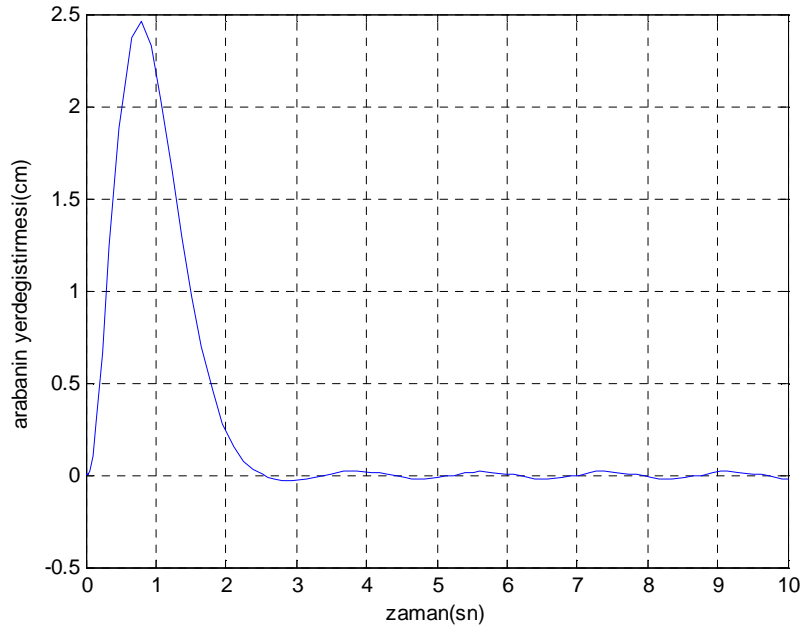
Şekil 5.13 TTS bloğu

Yapılan simülasyon sonucunda θ , y_d ve u değerleri gözlemlenmiştir. Şekil 5.14 kontrol esnasında θ açısının değişimini göstermektedir. θ açısı başlangıçta 2^0 iken Şekil 5.16'daki arabaya uygulanan kuvvet ile önce yaklaşık -0.7^0 gitmiş ardından istenilen denge konumuna yani 0^0 ulaşmıştır. Böylece araba üzerindeki çubuk yaklaşık 2.5 saniyede denge konumuna gelmiştir. Şekil 5.15, arabanın yer

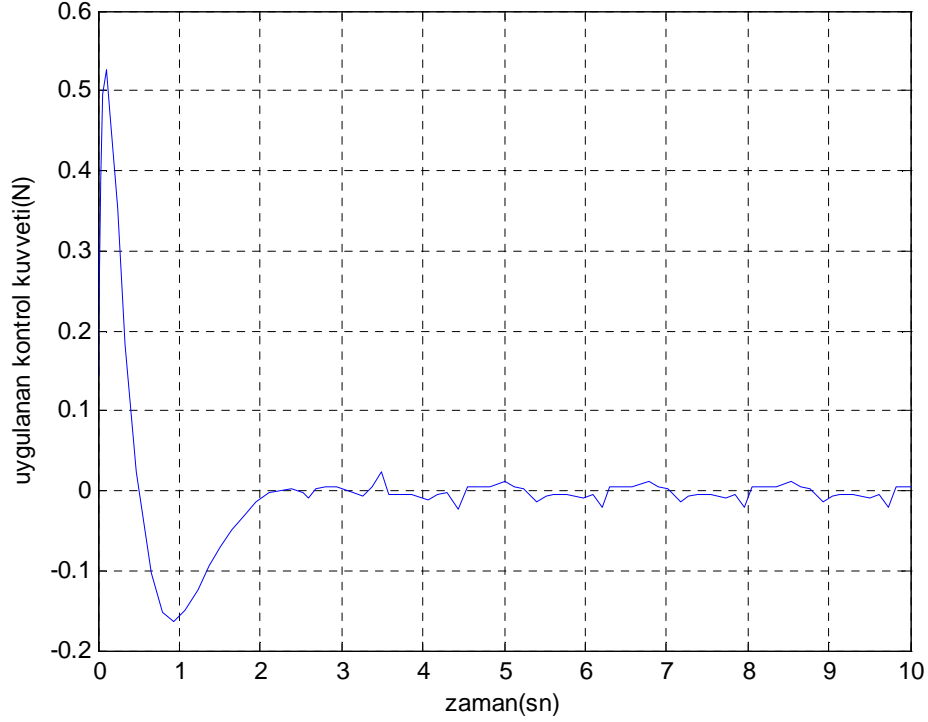
değiştirmesi olan y_d değerinin değişimini göstermektedir. Burada görüldüğü gibi çubuğun başlangıç açısını sıfıra indirmek için kontrolörün uyguladığı kuvvet ile araba yaklaşık 2.4 cm sağa gitmiş ve daha sonra hareket ettiği noktaya gelmiş ve yaklaşık 2.7 saniye sonrasında denge konumuna gelmiştir.



şekil 5.14 TTS sisteminde HKKK esnasındaki θ açısının değişimi



şekil 5.15 TTS sisteminde HKKK esnasındaki y_d değişimi



Şekil 5.16 TTS sisteminde HKKK esnasındaki uygulanan kontrol kuvveti

Şekil 5.16 arabaya uygulanan kuvvetin değişimini göstermektedir. Tasarlanan kontrolör çubuğun θ açısını dengelemek için önce arabaya sağa daha sonra sola doğru kuvvet uygulamıştır.

5.2.2 Çift Ters Sarkaç

Bölüm 3.2’de ÇTS sisteminin matematiksel olarak modellenmesi ile elde edilen b_1 , f_1 , b_2 ve f_2 , ifadeleri kullanılarak kontrolör tasarımı yapılmıştır. ÇTS sisteminde θ_1 ve θ_2 açılarının hiyerarşik kayan kip kontrolü için iki adet kayma yüzeyi tasarlanmıştır. Bu kayma yüzeyleri denklem (5.11) ve (5.12)’de verilmiştir. Burada k_1 ve k_2 pozitif tam sayılardır. x_1 , x_2 , x_3 ve x_4 ifadeleri ise denklem (5.33) ve (5.34)’teki gibi tanımlanmıştır.

$$x_1 = \theta_1 - \theta_{r1}; \quad x_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad (5.33)$$

$$x_3 = \theta_2 - \theta_{r2}; \quad x_4 = \frac{dx_3}{dt} \quad (5.34)$$

Tasarlanan toplam kayma yüzeyi denklem (5.15)'de ifade edilmiştir ve bu ifade sifıra eşit olmalıdır. Kayma yüzeyi için kararlılık analizi bölüm 5.2.1.1' deki gibi benzer şekilde yapılır. Burada ψ ve γ katsayıları pozitif tam sayılardır. ÇTS sisteminin eşdeğer kontrol ifadeleri denklem (5.16) ve (5.17)'deki gibi elde edilir.

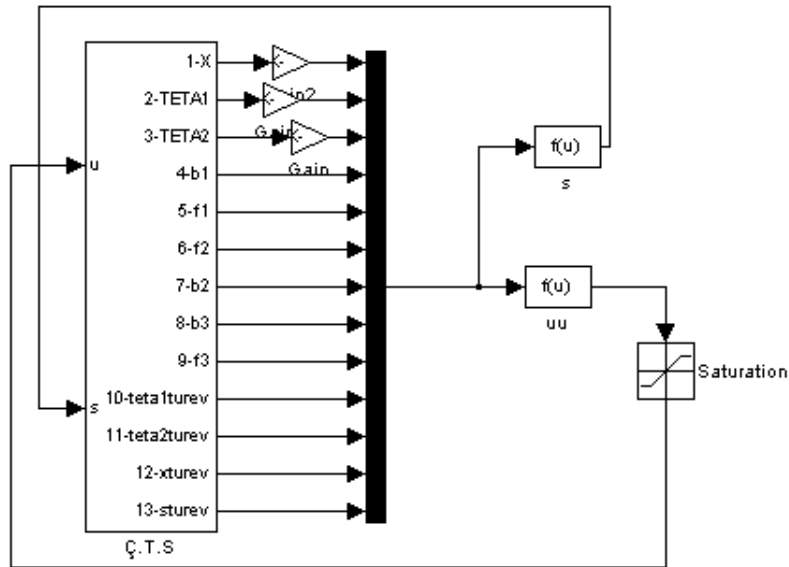
Böylece tek ters sarkaca uygulanacak olan toplam kontrol kuvveti denklem (5.27)'deki gibi elde edilir. Elde edilen bu kontrol kuvveti ÇTS sisteminin girişine uygulanarak θ_1 ve θ_2 açılarının istenen değerde kontrolü yapılır.

5.2.2.1 Simülasyon Sonuçları

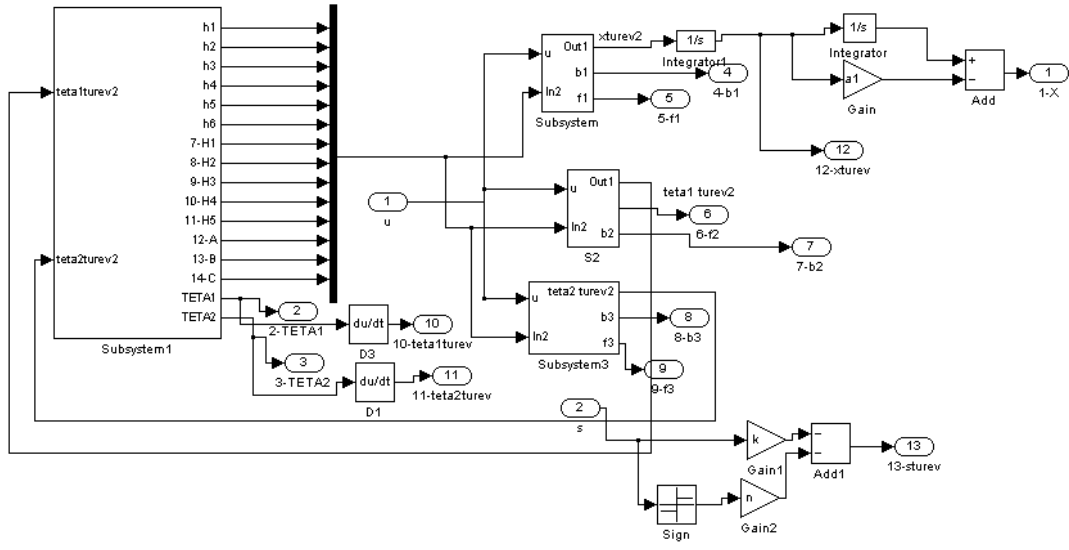
ÇTS sisteminin hiyerarşik kayan kip kontrolü için kullanılan parametreler Çizelge 5.2'de verilmişti. Tasarlanan kontrolör için belirlenen parametre değerleri ise Çizelge 5.5'te verilmiştir.

Çizelge 5.5 ÇTS sisteminin HKKK parametreleri

Parametre	Değeri
k_1	1
k_2	2
ψ	60
γ	40
λ_1	0.2
λ_2	0.1
θ_{1r}	0
θ_{2r}	0



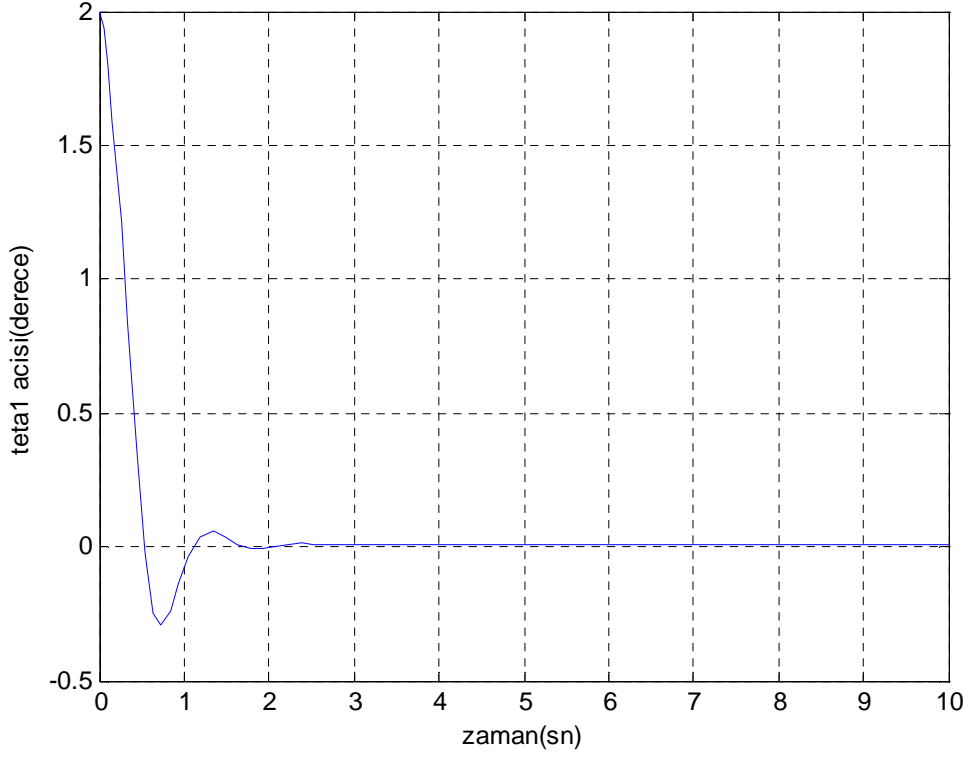
Şekil 5.17 ÇTS sisteminin HKKK için Matlab™ modeli



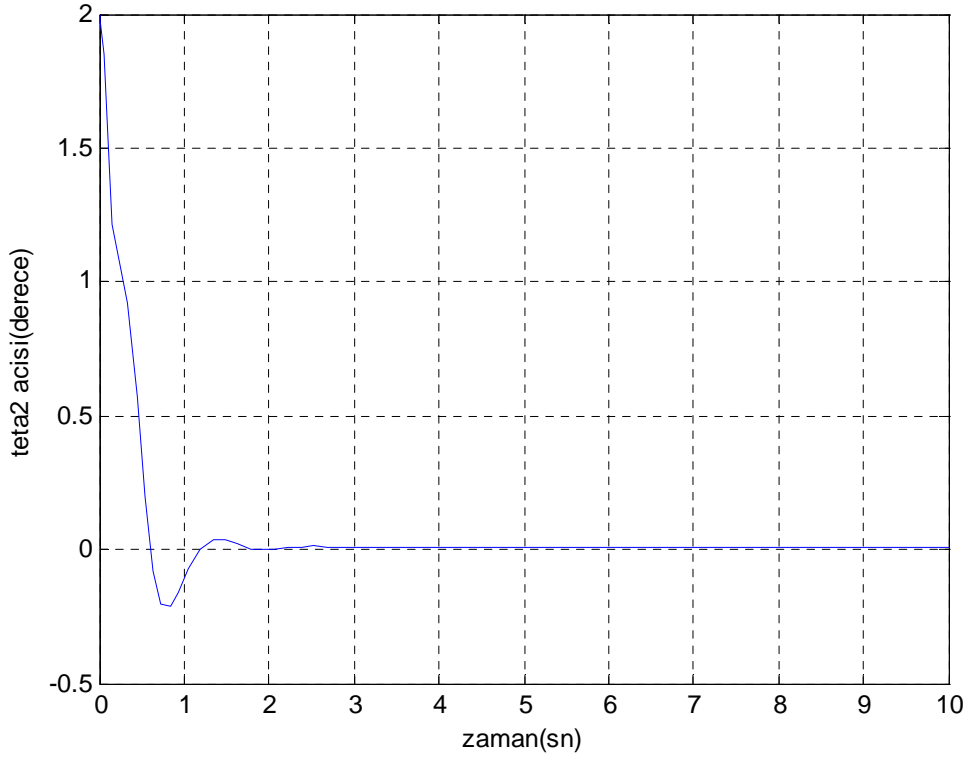
Şekil 5.18 Ç.T.S bloğu

Kontrol için gerekli program MatlabTM, da Şekil 5.17'deki gibi tasarlanmıştır. Şekil 5.18 ise Şekil 5.17'deki ÇTS bloğunu göstermektedir.

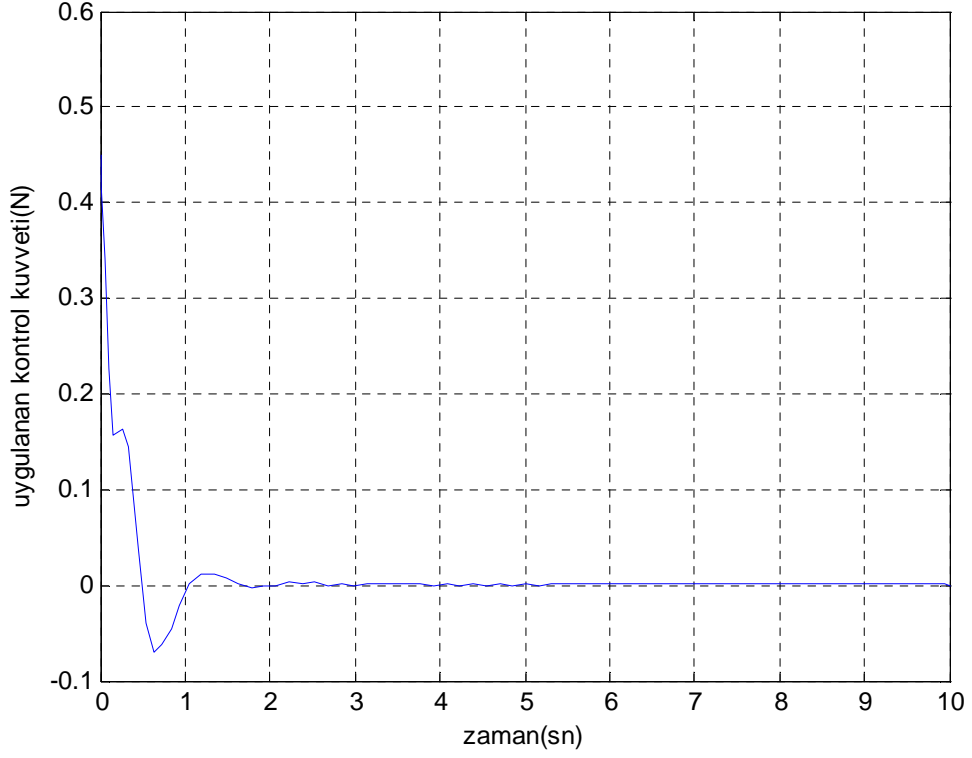
θ_1 ve θ_2 açısının başlangıç değeri 2^0 iken simülasyon gerçekleştirildi. Şekil 5.19 θ_1 açısının değişimini göstermektedir. Burada görüldüğü gibi θ_1 açısı başlangıçta 2^0 (sağda) iken Şekil 5.21'de uygulanan kontrol kuvveti ile öncelikle -0.25^0 değeri almış (sola gitmiş) ve yaklaşık ikinci saniyede denge konumuna ulaşmıştır. Benzer şekilde Şekil 5.20'de görüldüğü gibi θ_2 açısı başlangıçta 2^0 (sağda) iken Şekil 5.21'de uygulanan kontrol kuvveti ile öncelikle -0.2^0 değeri almış (sola gitmiş) ve yaklaşık ikinci saniyede denge konumuna ulaşmıştır. Şekil 5.21'de kontrol kuvveti 2^0 sağda duran birinci ve ikinci çubuğu denge konumuna getirmek için arabanın soluna yaklaşık 0.5 Newton(N) kuvvet uygulamış ve daha sonra birinci ve ikinci çubuk sola yöneldiklerinden dolayı arabanın sağına kuvvet uygulayarak her iki çubuğun denge konumuna gelmesini sağlamıştır.



Şekil 5.19 ÇTS sisteminde HKKK esnasındaki θ_1 açısının değişimi



Şekil 5.20 ÇTS sisteminde HKKK esnasındaki θ_2 açısının değişimi



Şekil 5.21 ÇTS sisteminde HKKK esnasındaki uygulanan kontrol kuvveti

5.2.3 Dönen Tek Ters Sarkaç

Bu alt bölümde bölüm 3.2’de DTTS sisteminin matematiksel modellenmesi ile elde edilen b_1 , f_1 , b_2 ve f_2 ifadeleri kullanılarak kontrolör tasarımı yapılmıştır. DTTS sisteminde β açısının hiyerarşik kayan kip kontrolü için iki adet kayma yüzeyi tasarlanmıştır. Bu kayma yüzeyleri denklem (5.37), ve (5.38) verilmiştir. Burada k_1 ve k_2 pozitif tam sayılardır. x_1 , x_2 , ve x_3 ifadeleri denklem (5.35) ve (5.36)’deki gibi tanımlanmıştır.

$$x_1 = \beta_r - \beta ; \quad x_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad (5.35)$$

$$x_3 = \int x_1 dt \quad (5.36)$$

$$s_1 = k_1 x_1 + x_2 \quad (5.37)$$

$$s_2 = k_2 x_1 + x_3 \quad (5.38)$$

$$s = \psi s_1 + \gamma s_2 \quad (5.39)$$

Tasarlanan kayma yüzeyi denklem (5.39)'da ifade edilmiştir ve bu ifade sıfıra eşit olmalıdır. Burada ψ ve γ katsayıları pozitif tam sayılardır.

Kayma yüzeyinin sıfır olduğu düşünüldüğünde denklem (3.83) ve (3.85)'deki ifadeler kullanılarak her bir kayma yüzeyi için yaklaşık eşdeğer kontrol ifadeleri denklem (5.16) ve (5.17)'deki gibi elde edilir. Tasarlanan hiyerarşik kayan kip kontrolör için kullanılan kontrol kuvveti denklem (5.6)'daki gibidir. Elde edilen bu kontrol kuvveti DTTS sisteminin girişine uygulanır.

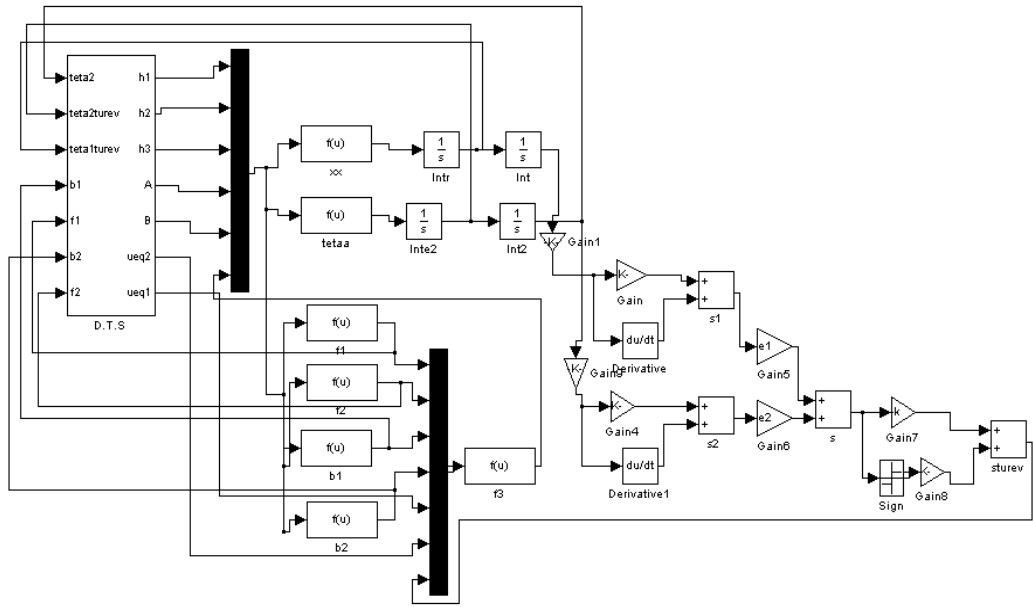
5.2.3.1 Simülasyon Sonuçları

DTTS sisteminin hiyerarşik kayan kip kontrolü için kullanılan parametreler Çizelge 5.3'te verilmiştir. Tasarlanan kontrolör için belirlenen parametre değerleri ise Çizelge 5.6'da verilmiştir.

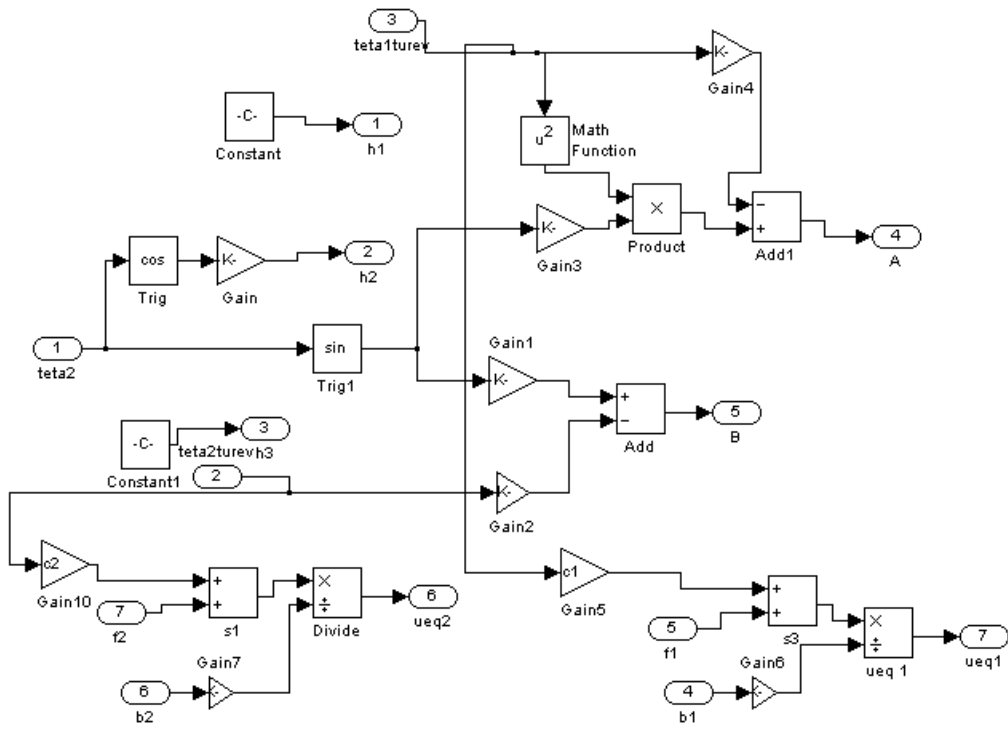
Çizelge 5.6 DTTS sisteminin HKKK parametreleri

Parametre	Değeri
k_1	30
k_2	80
ψ	6
γ	15
θ_r	0

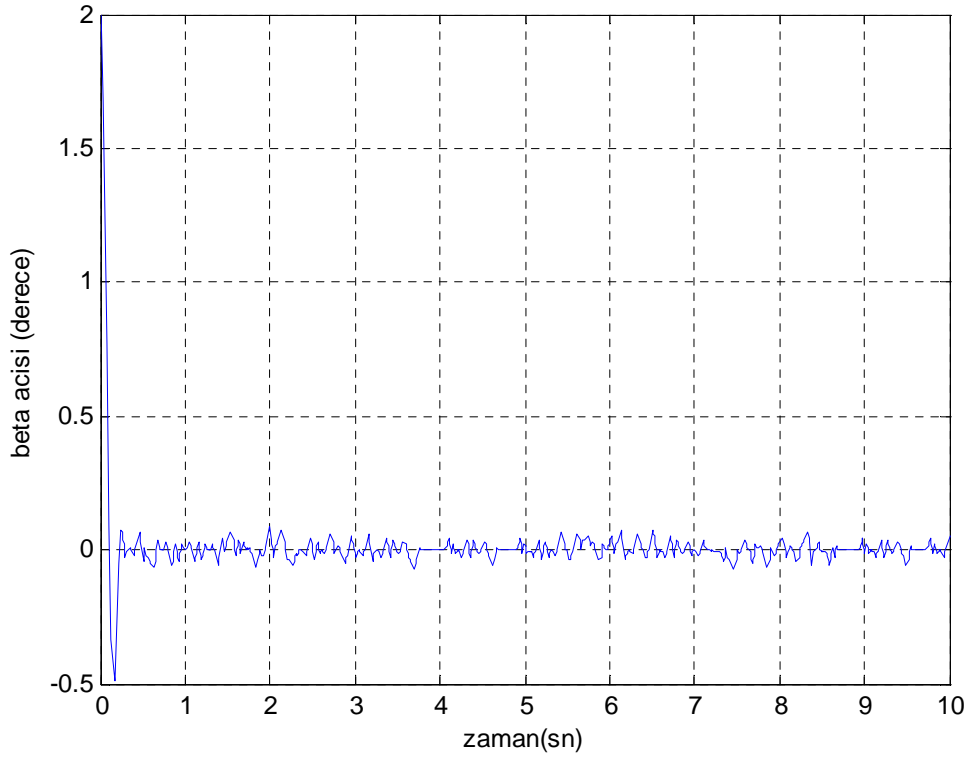
Kontrol için gerekli program MatlabTM'da Şekil 5.22'deki gibi tasarlanmıştır. Şekil 5.23 ise DTS bloğunu göstermektedir. Hazırlanan bu program ile θ açısının başlangıç değeri sıfır ve β açısının başlangıç değeri 2^0 iken simülasyon gerçekleştirilmiştir. Yapılan simülasyon sonucunda β açısının değişimi gözlemlenmiştir. Şekil 5.24 β açısının değişimini göstermektedir. Burada θ açısı sıfır derece iken, β açısı 2^0 olduğundan Şekil 5.25'deki uygulanan kontrol momenti ile öncelikle yaklaşık -0.35^0 değerini almış ve kontrol momenti ile yaklaşık 0.2 saniyeden sonra sıfır değerine ulaşmıştır. Böylece tasarlanan kontrolör ile β açısı istenen değerde tutulmuştur yani ikinci çubuğun denge konumu sağlanmıştır. Klasik kayan kipe göre salınım daha az ve daha kısa sürede sistem kararlı olmaktadır.



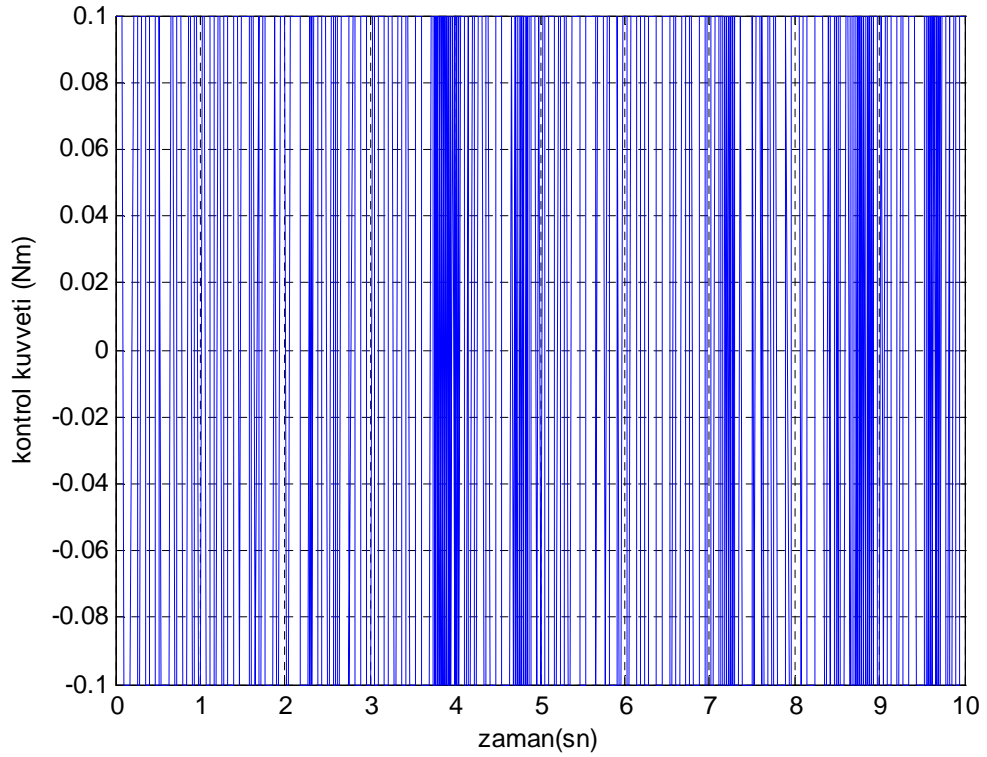
Şekil 5.22 DTTS Matlab™ modeli



Şekil 5.23 D.T.S bloğu



Şekil 5.24 DTTS sisteminde KKKK esnasındaki β açısının değişimi



Şekil 5.25 DTTS sisteminde KKKK esnasındaki uygulanan kontrol moment kuvveti değişimi

6. DENEYSEL SONUÇLAR

Bu bölümde bölüm 3'te matematiksel olarak modellenen dönen ters sarkaç sisteminin HKKK'ü Labview™ programı ile deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

6.1 Deneysel Çalışma İçin Gerekli Simülasyon

Bölüm 5'te DTTS sistemi için gerçekleştirilen simülasyon, motorun ürettiği momente göre gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışma için motorun hareketi kontrol edileceğinden motora uygulanacak gerilime göre kayan kip kontrol tekrar tasarlanarak simülasyonu gerçekleştirilmelidir. Bunun için öncelikle dönen ters sarkaç sisteminin matematiksel modelini tekrar düzenleyelim. (3.83) nolu denklemde ifade edilen u kontrol momenti (6.1) nolu denklemdeki gibi yazılır.

$$u = \frac{n_m n_g K_t K_g (V_m - K_g K_m \dot{\theta})}{R_m} \quad (6.1)$$

Burada V_m motora uygulanan gerilimi, n_m motor verimini, n_g dişli kutusu verimini, K_t motor moment sabitini, K_g motor diş oranını, K_m elektromotor kuvvet sabitini ve R_m armatür direncini ifade etmektedir. Çizelge 6.1 simülasyon için kullanılan motor parametrelerini göstermektedir.

Çizelge 6.1 Simülasyon için kullanılan motor parametreleri

Parametre	Değeri
n_m	0,63
n_g	1
K_t	0.1
K_g	1
K_m	0,1
R_m	7,6

(6.1) nolu denklem (3.83) ve (3.85) nolu denklemlerde yerine yazılırsa,

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (6.2)$$

$$\dot{x}_2 = b_1 \frac{n_m n_g K_t K_g (V_m - K_g K_m \dot{\theta})}{R_m} + f_1(X) \quad (6.3)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 \quad (6.4)$$

$$\dot{x}_4 = b_2 \frac{n_m n_g K_t K_g (V_m - K_g K_m \dot{\theta})}{R_m} + f_2(X) \quad (6.5)$$

şeklinde durum uzay ifadeleri tekrar tanımlanabilir. (6.3) ve (6.5) nolu denklemler düzenlenirse

$$\dot{x}_2 = b_{11} V_m + f_{11}(X) \quad (6.6)$$

$$\dot{x}_4 = b_{22} V_m + f_{22}(X) \quad (6.7)$$

şeklinde elde edilir. Burada b_{11} , f_{11} , b_{22} ve f_{22} ifadeleri

$$b_{11} = \frac{b_1 n_m n_g K_t K_g}{R_m} \quad (6.8)$$

$$f_{11} = b_1 \frac{-n_m n_g K_t K_g K_g K_m \dot{\theta}}{R_m} + f_1 \quad (6.9)$$

$$b_{22} = \frac{b_2 n_m n_g K_t K_g}{R_m} \quad (6.10)$$

$$f_{22} = b_2 \frac{-n_m n_g K_t K_g K_g K_m \dot{\theta}}{R_m} + f_2 \quad (6.11)$$

şeklinde ifade edilmiştir.

Motora uygulanacak gerilime göre HKKK için Kayma yüzeyleri (5.37) ve (5.38) nolu denklemlerdeki gibi tanımlanmıştır. Toplam kayma yüzeyi ise denklem (5.39)'da tanımlanmıştır. Böylece motora uygulanacak kontrol işareti

$$V_m = U_0 \text{sign}(s) \quad (6.12)$$

şeklinde elde edilir. Böylece birinci çubuğu döndüren motora uygulanan kontrol işareti(gerilimi) (6.12) nolu denklemdeki gibi elde edilmiş olur.

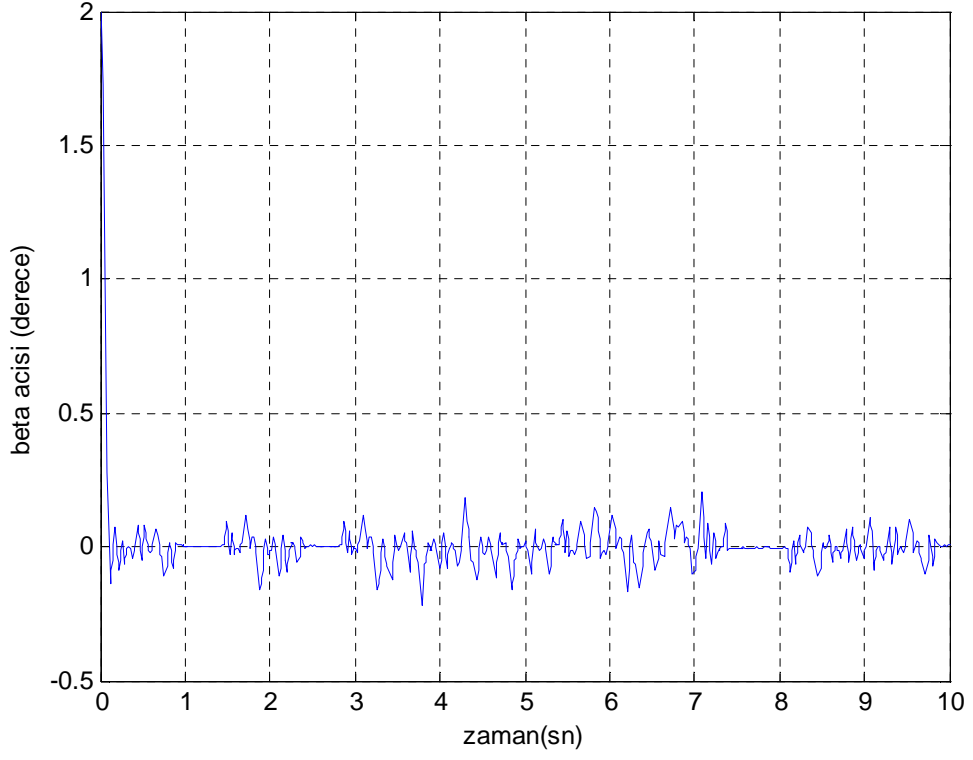
6.1.1 Simülasyon Sonuçları

DTTS sisteminin HKKK için kullanılan parametreler Çizelge 5.3'te verilmişti. Şekil 5.22 kontrol için gerekli Matlab™ programını göstermektedir. Çizelge 6.2 tasarlanan kontrolör için belirlenen parametre değerlerini göstermektedir.

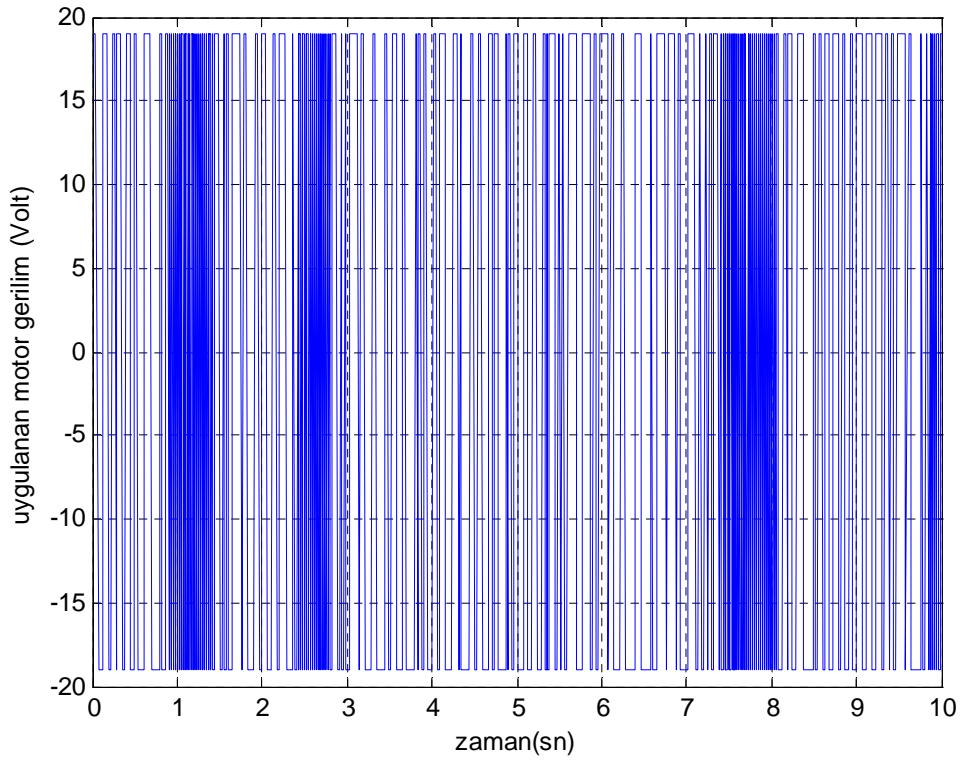
Çizelge 6.2 Motor girişine göre tasarlanan DTTS sisteminin HKKK parametreleri

Parametre	Değeri
k_1	30
k_2	80
ψ	55
γ	45
U_0	20

Simülasyon için ikinci çubuğun başlangıç açısı 2^0 olarak seçilmiştir. Uygulamada da başlangıç açısı 2^0 olacak şekilde deneysel sistem çalıştırılmıştır. Her iki durumda da istenen açı değeri ise sıfır derecedir. Yani ikinci çubuğun denge konumunun sağlanmasıdır. Şekil 6.1 yapılan simülasyon sonucunda β açısının değişimini göstermektedir. Şekil 6.2'deki gibi motora uygulanan gerilim ile yönü değiştirilerek β açısı 0^0 durması sağlanmaktadır. Deneysel çalışmada kullanılan frekans sınırlı olduğundan dolayı ve Windows ortamında çalıştığından dolayı yavaşlama sebebiyle frekans belli değere kadar artırılabilir. Bu yüzden simülasyonda da frekans düşürülmüştür. Fakat yine de simülasyondaki frekans daha yüksek olduğundan sonuçları da daha iyi olmaktadır. Ayrıca simülasyonda birçok bozucu yok kabul edilmiştir. Gerçek ortamda(deneyde) ise sistemin kendi iç dinamik bozucuları oldukça fazladır.



Şekil 6.1 DTTS sisteminin motor girişine göre HKKK için β açısının değişimi



Şekil 6.2 DTTS sisteminin motor girişine göre HKKK için motora uygulanan gerilim

6.2 Labview™

Labview™ (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) veri elde etmede kullanılan birçok yazılımın özelliklerini ortak, tek bir pakette toplayan National Instruments firması tarafından geliştirilmiş bir yazılımdır[80]. Labview™ (LW) programı veri elde etmede ve elde edilen verilerin incelenmesinde ve sunulmasında kullanılmaktadır. Osiloskop, multimetre, spectrum analyzer gibi laboratuvar ölçüm aletlerinin görünümünü ve çalışmasını taklit etmekte ve tüm bu aletleri yazılımla bilgisayar ortamında oluşturabilmektedir. Labview™ programı sayesinde hazırlanan sistem üzerinde her türlü değişiklik ve ayarlama yapılabilmektedir.

LW bilimsel hesaplamayı, süreç denetimini, araştırmayı, endüstriyel uygulamalarını ve ölçüm uygulamalarını basitleştirir. Çünkü test etme, ölçme ve kontrol için belirli bir biçimde tasarlanmış yerleşik araçlar ile birleşik programlama dilinin esnekliğine sahiptir[81,82]. Giriş-çıkış bağlantıları ile LW kontrol uygulamaları için kullanılabilir. LW test, ölçüm, kontrol ve otomasyon uygulamaları için birçok gereksinimler sağlaması bakımından ideal bir seçimdir. [83].

LW ile program, grafikler kullanılarak geliştirilmektedir. Programlama ortamı geleneksel programlama dillerinden farklıdır. LW programlama dillerinden daha fazlasını sunmaktadır. Mühendisler, bilim adamları ve diğer kullanıcılar için program geliştirme ve sistem tasarlanmasını sağlamaktadır. LW Windows, Mac OS, Linux, Solaris ve HP-UX ortamlarında çalışabilmektedir.

Çok güçlü bir grafik ara yüzü programlama dilidir. Geleneksel programlama dilleri ile haftalar hatta aylar sürecektir bazı çalışmalar, LW kullanılarak birkaç saatte bitirilebilmektedir.

LW programcılarının istekleri için çok geniş bir fonksiyon ve alt program kütüphanesine sahiptir. LW özel uygulamalar için kod ve veri toplama (Data Acquisition Card-DAQ Card) genel amaçlı ara yüz yolu (General Purpose Interface Bus-GPIB) seri haberleşme ile aygıt kontrolü veri analizi, veri sunumu ve bilgilerin depolanması ve internet üzerinden haberleşme hizmetlerinin kolaylıkla gerçekleştirilmesini sağlamaktadır. Analiz kütüphanesi çok sayıda kullanışlı

fonksiyonlar (sinyal üretme, sinyal işleme, filtreler, istatistik, regresyon, lineer cebir ve aritmetik fonksiyonlar) içermektedir. LW'nin grafiksel doğasından dolayı veri sunumu istendiği şekilde grafik, kart, kullanıcı tanımlı grafik olabilmektedir.

LW programları değişik ortamlara taşınabilmektedir. Böylece Macintosh'ta yazılan bir program Windows çalışan bir bilgisayara yüklenebilir ve çoğu uygulama hiçbir değişiklik yapılmadan kullanılabilir.

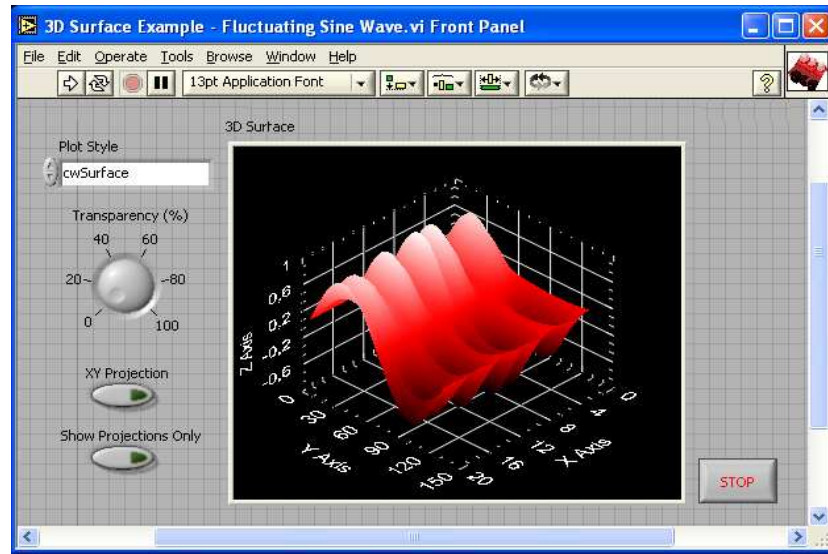
LW ile uygulama yaparken çalışmanıza yardımcı olacak her tür mühendislik, süreç kontrol, kimya, fizik, teknik vb. birçok örnek uygulama bulunabilir[84].

6.2.1 Labview™ Ortamı

LW programı, sanal araçlar (Virtual Instruments-VI) olarak adlandırılmakta ve ön panel (front panel) ve blok diyagram (block diagram) olmak üzere iki ana bölümden oluşmaktadır.

6.2.1.1 Ön Panel

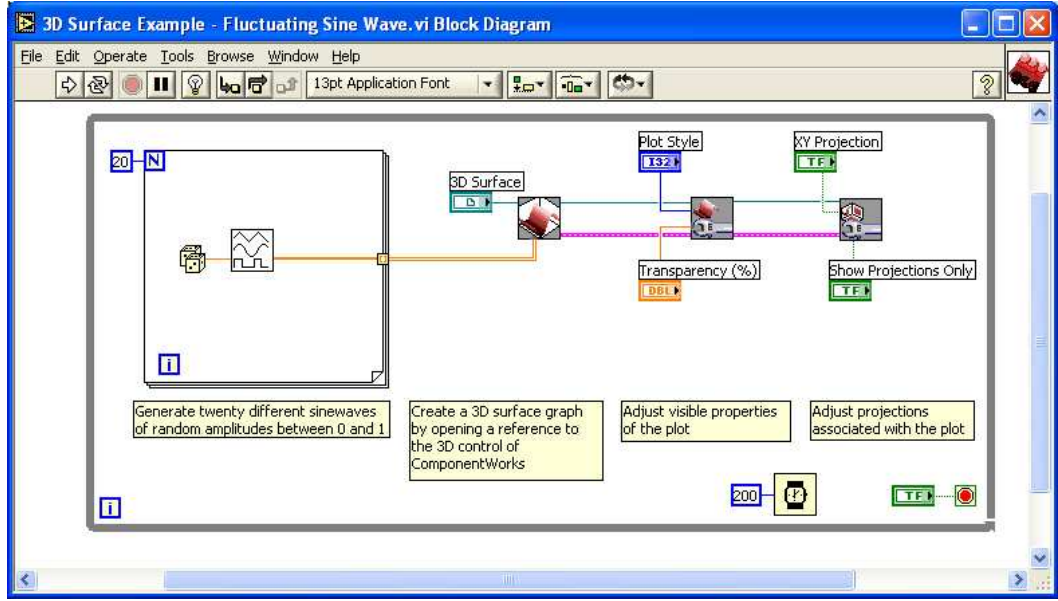
Ön panel, LW programının kullanıcı ara yüzüdür. Gerçek aygıtların benzetimidir. Ön panelde kademeli anahtar, bas-bırak butonlar, grafikler ve daha birçok kontroller ve çıkış için kullanılan göstergeler bulunabilir. Kullanıcı bilgisayardaki tuş takımı ve fare yardımıyla bilgileri girmekte ve sonuçları ekranda izlemektedir (Şekil 6.3).



Şekil 6.3 LW programında ön panel

6.2.1.2 Blok Diyagram

Blok diyagram VI'nin kaynak kodudur. LW proramlarında grafik programlama dili kullanılmaktadır. Blok diyagram gerçekte uygulama programıdır. Blok diyagram bileşenleri düşük seviyedeki VI'lar, fonksiyonlar, sabitler ve program işleyişini kontrol eden uygun nesnelere oluşmaktadır. Kullanılan araçlar bağlantı hatları ile birleştirilerek veri akışı belirlenmektedir (Şekil 6.4.).



Şekil 6.4 LW programında blok diyagram

6.2.2 Labview™ Araç Çubukları

LW programında kullanılan iki temel araç çubuğu vardır. Bunlar ön panel araç çubuğu ve arka panel araç çubuğu olarak adlandırılmaktadır[84].

6.2.2.1 Ön Panel Araç Çubuğu

Ön panel araç çubuğu LW programının hem çalışma durumunda hem de düzenleme durumunda ekranda görülmektedir. İstenildiği zaman blok diyagram veya ön panelde iken kullanılabilir (Şekil 6.5.).



Şekil 6.5 Ön panel araç çubuğu



VI' ı çalıştırmak için kullanılır. İçi dolu beyaz ok görünümündedir.



VI çalışırken çalıştır (Run) butonu yandaki gibi görülür.



VI bir altprogram içeriyorsa çalışırken “Run” butonu yandaki gibi görülür.



“Run” butonu kırık ok şeklinde görüldüğünde, program çalışmasında hata oluşmuştur. Blok diyagram tamamlanıncaya kadar “Run” butonu kırık ok şeklindedir ve VI çalıştırılmaz.



Sürekli çalışma butonu, bu butona basıldığında VI çalışması durdurulana kadar sürekli çalışır durumdadır.



VI çalışırken bu butona basılırsa çalışma derhal durdurulur.



Duraklama (Pause) butonu, bu butona basıldığında çalışma durdurulur, çalışmanın hangi aşamada durdurulduğu blok diyagramda vurgulanmaktadır. “Pause” butonuna basıldığında kırmızı olarak görülmekte ve butona tekrar basıldığında sürekli çalışma devam etmektedir.



Yazı özelliklerini seçmek için kullanılır.



Hizalama butonu, nesnelerin sol, üst, sağ, alt kenarlarının aynı hizaya getirilmesini için kullanılır.



Düzenli dağıtım butonu, nesnelerin arasındaki boşlukların eşit şekilde olmasını sağlamaktadır.



Yeniden boyutlandır (Resize) butonu, nesnelerin aynı boyuta getirilmesi için kullanılır.



Yeniden düzenle (Reorder) butonu, üst üste gelen nesnelerin sıralanması için kullanılır. (en öne, en arkaya, bir öne, bir arkaya şeklinde düzenleme yapılabilir.)



İçerik yardım penceresinin görülmesi için kullanılır.

6.2.2.2 Blok Diyagram Araç Çubuğu

LW programı çalıştığında blok diyagram araç çubuğu görülür. Bu araç çubuğu ile program çalıştırılıp varsa hata ayıklama yapılabilir (Şekil 6.6.).



Şekil 6.6 Blok diyagram araç çubuğu



Vurgulama butonu: Bu butona basıldıktan sonra VI çalıştırılırsa bilgi akışı izlenebilir. Butona tekrar basıldığında vurgulama iptal edilir.



İçine gir (Step into) butonu, bu butona basıldığında düğüm açılır ve çalışma durur. Butona tekrar basıldığında altprogram veya yapı bir kez çalışır sonra çalışma durur. Bu buton ile VI çalışması adım adım yürütülebilir.



Üzerinden atla (Step over) butonu, bu butona basıldığında bir düğüm için çalışma olur, sonraki çalışma durdurulur. Bu butona basarak döngü veya alt-VI çalışması atlanarak sonraki düğümde çalışma sağlanabilir.



Dışarı çık (Step out) butonu, geçerli düğüm işlenir, sonraki düğümde çalışma durmaktadır. Çalışma durduğunda buton soluktur, bu buton ile düğüm boyunca tek tek adımlama tamamlanabilir.



Uyarı (Warning) buton, eğer VI potansiyel bir problem içeriyorsa yandaki uyarı görülür ancak çalışma durdurulmaz.

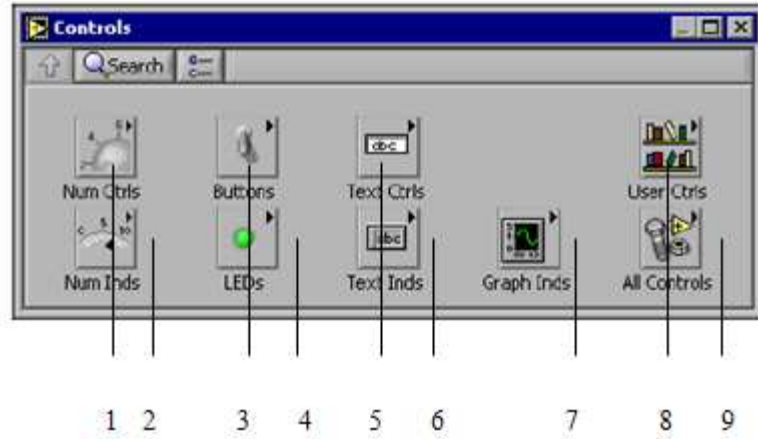
6.2.3 Paletler

LW de yeni bir VI oluştururken üç tane paletten yararlanılmaktadır. Bunlar Araçlar, Kontroller ve Fonksiyonlar paletleridir. Bu paletler ekranın herhangi bir yerine yerleştirilebilir[85].

6.4.2. Kontrol paleti

Kontrol ve Fonksiyon Paletleri VI oluştururken kullandığımız obje alt paletlerini içermektedir. Bir alt palet simgesini tıkladığımızda seçtiğimiz alt palet için tüm palet değişmektedir. Paletlerdeki bir nesne kullanılmak istendiğinde nesne tıklanıp ön panel veya blok diyagrama yerleştirilebilir.

Kontrol paleti Şekil 6.7’de görülmektedir. Sadece ön panelden erişilebilir. Kontrol paleti, ön paneli oluşturmak için kullanılan kontroller ve göstergeleri içermektedir.



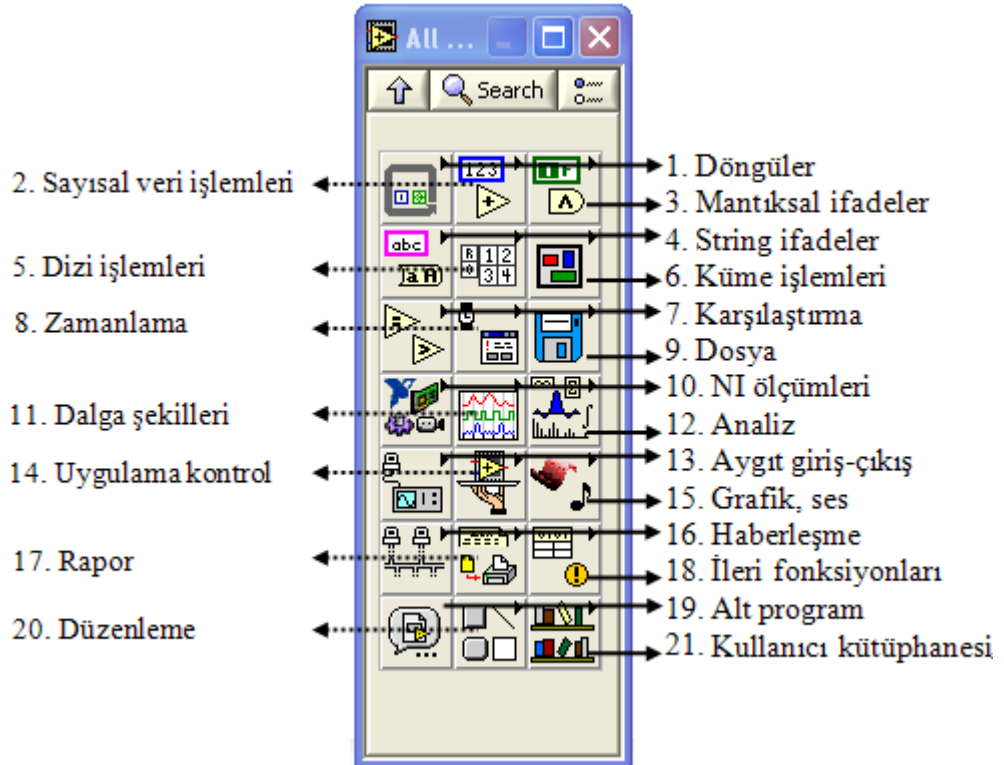
Şekil 6.7 Kontrol paleti

1. Num Ctrls: Numaratör, kademeli anahtar, çevirmeli anahtar v.b kontroller,
2. Num. Inds: Dairesel dizge, numaratör, seviye v.b göstergeler,
3. İki konumlu, bas bırak v.b butonlar,
4. Led (Işıklı) göstergeler,

5. Yazı kutuları,
6. Yazı göstergeler,
7. Grafik göstergeler,
8. Kullanıcı kontrolleri,
9. LW de kullanılan tüm kontroller,

6.2.3.1 Fonksiyon Paleti

Fonksiyon paleti Şekil 6.8’de görülmektedir. Sadece blok diyagramdan erişilebilir. Bu palet, blok diyagramı yaparken kullanacağımız fonksiyon ve VI’ları içermektedir.

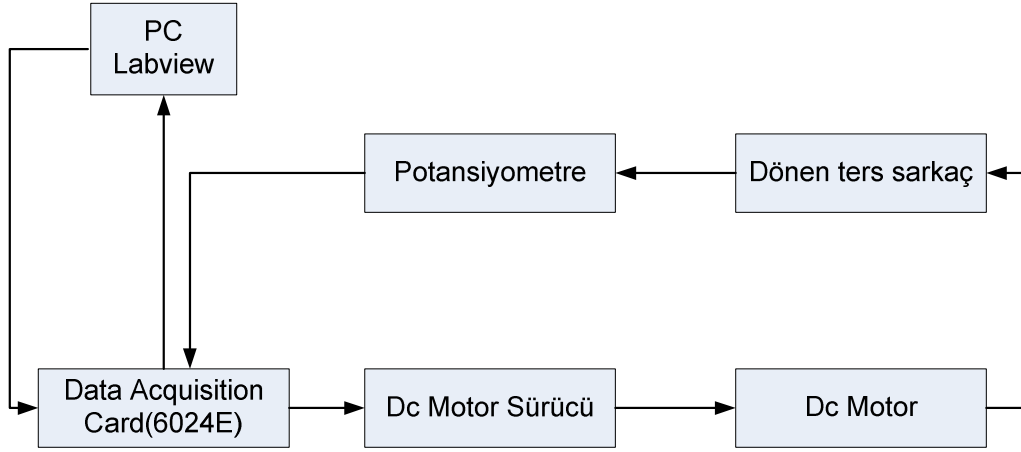


Şekil 6.8 Fonksiyon paleti

6.3 Deneysel Çalışma

Deneysel çalışma için LW programı ve bilgisayar(PC) yardımıyla motor kontrolü sağlanarak dönen ters sarkacın kontrolü yapılmıştır. DTTS sisteminin HKKK’ünün deneysel uygulaması için izlenen adımlar Şekil 6.9’da sunulmuştur. PC’de hazırlanan LW programı ile DAQ kartına sinyal gönderilir. Bu sinyal ile dc

motor sürücü devresi çalıştırılır. Dc motor sürücü devresi dc motoru sürerek dönen ters sarkaç sistemini harekete geçirir. İkinci çubukta bulunan potansiyometre ile elde edilen açı bilgisi PC'ye gönderilir, LW programı bu veriye göre tekrar DAQ kartı ile sinyal gönderir. Ve bu şekilde döngü devam ederek dönen ters sarkaç sisteminin kontrolü sağlanır.



Şekil 6.9 DTTS sisteminin deneysel şeması

6.3.1 6024 E DAQ Kartı Özellikleri

6024 E, model kartta 16 kanal analog giriş 2 kanal analog çıkış, 68 pim konnektör ve 8 dijital Giriş-Çıkış kanalı bulunmaktadır. 6024 E kartı zamanlama fonksiyonları için NI DAQ-STC Sistem zaman denetçisi (System Timing Controller-STC) kullanılmaktadır. DAQ-STC üç adet zamanlama grubu içermektedir, bunlar, analog giriş, analog çıkış ve genel amaçlı sayıcı/zamanlayıcı fonksiyonlarıdır. Bu gruplar toplam 7 adet 24 bit ve 3 adet 16 bit sayıcı içermektedir. En yüksek zamanlama çözünürlüğü 50ns'dir. Birçok DAQ kartında birkaç zamanlama fonksiyonu beraber çalıştığında uyum sağlamak zor olmaktadır. Ara yüz olarak alet düzeni için sinyal iyileştirme uzantıları (Signal Conditioning Extensions for Instrumentation-SCXI) sistemi kullanılmaktadır. Böylece termokupullardan, gerilme ölçer, voltaj kaynakları ve akım kaynaklarından veri alınabilmektedir. Aynı zamanda haberleşme ve kontrol için dijital sinyaller üretilebilmektedir.

6.3.1.1 Sinyal Giriş Seviyeleri

DAQ kartta programlama ile kazancı değiştirilebilen iki kutuplu giriş seviyesi mevcuttur. Her kanalın kazancı 12 ikili (Binary digit-bit) analog dijital çeviriciyle 0,5–1,0–10 veya 100 olarak ayarlanabilir. Giriş sinyalini ölçmek için Analog dijital çeviricinin (Analog to Digital Converter-ADC) tam çözünürlüğü (12 bit) uygun kazanç ayarıyla kullanılabilir. Çizelge 6.3'te giriş seviyeleri kullanılan kazanç ile uyumlu duyarlık gösterilmiştir.

Çizelge 6.3 Ölçüm duyarlılığı

Kazanç	GİRİŞ SEVİYESİ	DUYARLILIK(Doğruluk)
0,5	-10,den+10v,a	4,88 mV
1,0	-5,ten +5V'a	2,44 mV
10,0	-500,den +500mV'a	244,14 μ V
100,0	-50,den +50 mV'a	24,41 μ V

6.3.1.2 Sayısal Giriş ve Çıkışlar

6024 E DAQ kartı genel amaçlı kullanım için 8 adet dijital giriş-çıkış hat (DIO<0...7>) içermektedir. Her hat, tek tek yazılım ile düzenlenebilir. Sistem ilk çalıştığında ve sıfırlandığında dijital giriş-çıkış bağlantı uçları (port) yüksek empedans gösterirler. Donanımda genel amaçlar için aşağı yukarı sayabilen sayıcılar (Sayıcı 0, Sayıcı 1) 6. dijital giriş (Digital input 06-DI06) ve 7. dijital girişe (Digital input 07-DI07) bağlanmıştır. Böylece genel amaçlı sayım kontrolleri için DI06 ve DI07 kullanılabilir. Aşağı yukarı sayma kontrol sinyali sadece giriştir ve dijital giriş-çıkış (Digital input/output-DIO) hatlarının çalışmasını etkilememektedir.

6.3.1.3 Programlanabilir Fonksiyon Girişleri

10 adet PFI pimine konnektör üzerinden PFI<0...9> ulaşılabilir. Harici kaynağa zamanlama sinyali vermek için yazılımla herhangi bir PFI pimi seçilebilir. Bu esnek yönlendirme planı farklı uygulamalarda ihtiyaç duyulan fiziksel giriş-çıkış bağlantı sayısını azaltmaktadır. PFI pimlerinden herhangi birinin çıkış için özel bir dahili zamanlama sinyali olmasına izin verilebilir. Örneğin eğer giriş-çıkış konnektörü üzerinde çıkış gibi bir güncelleme sinyaline ihtiyaç duyarsak yazılım

programlanabilir fonksiyon girişi15 ucunu güncelle (Programmable function input 5 update-PFI5/UPDATE) ucu için çıkış sürücü açabilir.

6.3.1.4 Aygıt ve RTSI Saat Darbeleri

Çoğu aygıt fonksiyonu için analog–sayısal (Analog to digital-A/D) evirimi kontrolü için gerekli zamanlama sinyallerini üretmek için frekans-zaman tabanı gerekmektedir. Sayısal-analog evirici (Digital to Analog Converter-DAC) güncelleme veya genel amaçlı sinyaller giriş–ıkış konnektrndedir.

Bu aygıt dahili 20 MHz zaman tabanı veya RTSI veri yolu üzerinden verilen zaman tabanını kullanabilir. Eğer 20 MHz dhili zaman tabanını kullanmak için düzenlenirse zaman tabanı sinyalini almak için programlanan diğer aygıtta RTSI veri yolu üzerinden dhili zaman tabanını verebilir.

Saat devresi kaynağı ister lokal isterse RTSI veri yolu üzerinden olsun direk olarak aygıtın birinci frekans kaynağı tarafından kullanılmaktadır. Varsayılan düzenleme başlangıçta RTSI veri yolu üzerinden sürülmeksizin dahili zaman tabanında kullanılmaktadır.

6.3.1.5 RTSI Tetiklemeler

RTSI veri yolu üzerinde bulunan yedi adet RTSI tetikleme hattı, RTSI veri yolunu herhangi bir cihaz ile paylaşabilmek için çok esnek ara bağlantı planı sağlamaktadır. Bu iki kutuplu hat RTSI veri yolu üzerindeki 8 zamanlama sinyali ile veya dışarıdan alınan herhangi bir zamanlama sinyaliyle sürülebilir.

6.3.1.6 Sinyal Giriş-ıkış Bağlantı Kablosu

şekil 6.10'de diğer donanıma bağlanırken kullanılan giriş–ıkış konnektörünün u bağlantıları görülmektedir. Çizelge 6.4 bu bağlantıların açıklamalarını göstermektedir.

ACH8	34	68	ACH0
ACH1	33	67	AIGND
AIGND	32	66	ACH9
ACH10	31	65	ACH2
ACH3	30	64	AIGND
AIGND	29	63	ACH11
ACH4	28	62	AISENSE
AIGND	27	61	ACH12
ACH13	26	60	ACH5
ACH6	25	59	AIGND
AIGND	24	58	ACH14
ACH15	23	57	ACH7
DAC0OUT ¹	22	56	AIGND
DAC1OUT ¹	21	55	AGND
RESERVED	20	54	AGND
DIO4	19	53	DGND
DGND	18	52	DIO0
DIO1	17	51	DIO5
DIO6	16	50	DGND
DGND	15	49	DIO2
+5 V	14	48	DIO7
DGND	13	47	DIO3
DGND	12	46	SCANCLK
PFI0/TRIG1	11	45	EXTSTROBE*
PFI1/TRIG2	10	44	DGND
DGND	9	43	PFI2/CONVERT*
+5 V	8	42	PFI3/GPCTR1_SOURCE
DGND	7	41	PFI4/GPCTR1_GATE
PFI5/UPDATE*	6	40	GPCTR1_OUT
PFI6/WFTRIG	5	39	DGND
DGND	4	38	PFI7/STARTSCAN
PFI9/GPCTR0_GATE	3	37	PFI8/GPCTR0_SOURCE
GPCTR0_OUT	2	36	DGND
FREQ_OUT	1	35	DGND

Şekil 6.10 6024E Kartı giriş-çıkış konnektörü bağlantı uçları

Çizelge 6.4 Konnektör bağlantı uçları açıklamaları

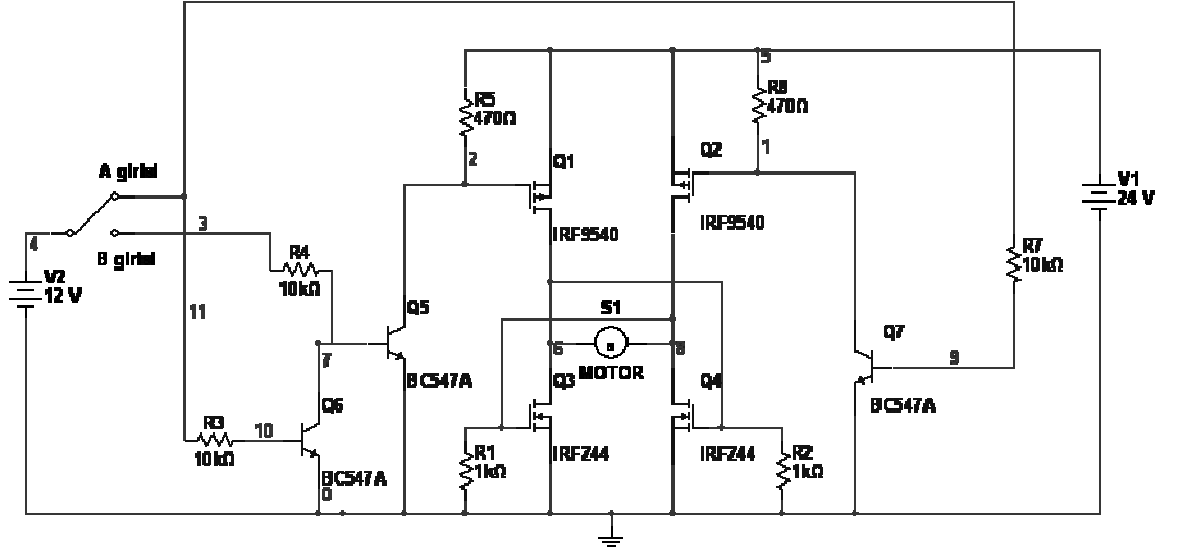
Sinyal Adı	Referans	Yön	Açıklama
AIGND		Giriş	Analog giriş toprağı RSE düzeninde ve DIFF modunda ölçüm için akım dönüş noktası. 3 toprak referansı _ AIEND, AOGND ve DGND aygıt üzerinde bağlıdır.
ACH<0..15>	AIGND	Giriş	Analog giriş kanalı 0'dan yüksek ise her kanal için çiftli ACH<i,i+8>(i=0...7), DIFF giriş veya iki tek sonlu giriş olarak tanımlanabilir.
AISENSE	AIGND	Çıkış	Analog giriş alanına bu pin NRSE düzeninde ACH<0..15 > kanallarından her biri için referans noktası işlemini görür.
DACIUT	AOGND	Çıkış	Analog kanal0çıkışı, bu pin Analog çıkış kanal 0'den gerilim beslenmesini sağlar.
DACIOUT	AOGND	Çıkış	Analog kanal1çıkışı, bu pin Analog çıkış kanal 1'den gerilim beslenmesini sağlar.
AOGND			Analog çıkış toprağı, Analog çıkış gerilimi için referans noktasıdır. Üç toprak referansı AIGND, AOGND ve DGND cihaz üzerinde birbirine bağlıdır.
DGND		Giriş-Çıkış	Dijital toprak, bu pin I/O konnektörün deki dijital sinyaller için ve +5VDC kaynak için referans noktasıdır. Üç toprak referansı AIGND, AOGND ve DGND cihaz üzerine birbirine bağlıdır
DIO<0..7>	DGND	Çıkış	Dijital I/O sinyaller, DI06 ve DI07 genel amaçlar için kontrol edilebilen aşağı/yukarı sayaçlar(sayaç 0,sayaç 1)
+5V	DGND	Çıkış	+5VDC kaynak bu pin 1A sigortalı olarak PCI ve PXI aygıtları üzerindedir veya DAQCard'ta 0,75A'dır. Bu sigorta kendi kendini resetleyebilir.
SCANCLK	DGND	Çıkış	Tarama saat darbesi bu pin etkin olduğunda her A/D çevirimde tarama modunda bir pils verir.
EXTSTROBE	DGND	Giriş/Çıkış	Bu çıkış pini harici aygıt üzerinde tetiklere veya sinyal kitleme için yazılımla kontrol edilebilir.
PFI0/TRIG1	DGND	Giriş-Çıkış	PFI0/Trigger 1 programlanabilir fonksiyon girişlerinden biri için giriş. TRIG1 sinyali veri elde etmede sıralamasında düşükten yüksek seviyeye geçişte veri elde etme sıralamasını başlatır. Ön tetikleme uygulamalarında düşükten yükseğe geçişle ön tetikleme dönüşümü başlatır.
PFI1/TRIG2	DGND	Giriş-Çıkış	PFI1/Trigger 2 programlanabilir fonksiyon girişlerinden biri için giriş. TRIG2 sinyali ön tetikleme uygulamaların-dan son tetikleme dönüşümde düşükten yükseğe geçiş gösterir. TRIG2 son tetikleme uygulamalarında kullanılmaz.
PFI2/CONVERT	DGND	Giriş-Çıkış	PFI2/Convert PFI ların biri için giriş. Dönüştürme sinyali için çıkış gibidir.A/D dönüştürme meydana geldiğinde CONVERT sinyali yükselten düşüğe geçiş gösterir.
PFI3/GPCTR1_SOURCE	DGND	Giriş-Çıkış	PFI3/Counter 1 source, PFI ların biri için giriş GPCTR1-SOURCE sinyal gerçek kaynağın gerek amaçlı sayaç bire bağlandığını gösterir.
PFI4/GPCTR1_GATE	DGND	Çıkış	PFI4 Sayacı bir kapı, PFI ların biri için giriş GPCTR1 sinyali için çıkış. Bu sinyal gerçek kapı sinyalinin genel amaçlı sayacı 1'e bağlandığını gösterir.
GPCTR1_OUT	DGND	Giriş-Çıkış	Sayacı bir çıkışı genel amaçlar için kullanılan sayacı 1 çıkışıdır.
PFI5/UPDATE	DGND	Giriş-Çıkış	PFI ların biri için giriş. UPDATE sinyali için çıkış. 6024E kartı için analog çıkış birinci grup güncellendiğinde sinyal yüksekte düşüğe geçer.
PFI6/WFTRIG	DGND	Giriş-Çıkış	PFI6/WFTRIC PFI'ların biri için giriş wftric sinyali için çıkış sıralamasında dalga şekli düşükten yükseğe geçiş gösterir.
PFI7/STARTSCAN	DDGN	Giriş-Çıkış	PFI7/startscan, PFI'ların biri için giriş startscan için çıkış her bir analog giriş tarandığında tarama aralığında bir pils verir.tarama başladığında düşükten yükseğe geçiş yapar.
PFI8/GPCTRO-SOURCE	DGND	Giriş-Çıkış	PFI8/Counter-0 source PFI'ların biri için giriş, GPCTRO-SOURCE sinyali için çıkış. Bu sinyal genel amaçlı sayıcı 0'a bağlanan gerçek kaynağı yansıtır.
PFI9/GPCTRO_GATE	DGND	Çıkış	PFI9/Counter 0 gate, PFI'ların biri için giriş GPCTRO_GATE sinyali için çıkış. Bu sinyal genel amaçlı sayıcı 0'a bağlanan gerçek kapıyı yansıtır.
GPCTR_OUT	DGND	Çıkış	Sayıcı 0 çıkışı genel amaçlı sayıcı 0 çıkışıdır.
FREQ_OUT	DGND	Giriş	Frekans çıkışı frekans jeneratör çıkışıdır.

6.3.2 Tasarlanan Deney Düzeneği ve Sürücü Devresi

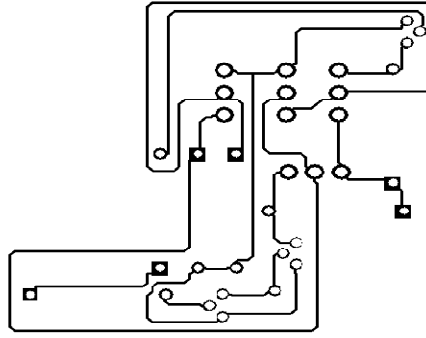
Motor sürücü için tasarlanan devre 20 Amper değerine kadar dc motor kontrolü yapabilmektedir. Deneysel çalışmada kullanılacak olan motor maksimum 4 Amper çekmektedir. Şekil 6.11 tasarlanan devre şemasını göstermektedir. Anahtar “A” konumunda iken motor sola, “B” konumda iken motor sağa dönecektir. V_1 gerilim kaynağı motora uygulanacak olan gerilime eşittir. “B” girişi +12 volt olduğunda R_4 üzerinden Q_5 transistörü iletime geçer ve Q_1 transistörünün gate gerilimi düşer. Böylece P tipi olan Q_1 transistörü iletime geçer. “A” girişi 0 volt olduğunda Q_7 transistörü tıkamaya geçecek ve R_2 üzerinden Q_2 transistörünün gate gerilimi 24 volta yükselip Q_2 transistörünü tıkamada olmasını sağlayacaktır. Q_4 transistörünün gate gerilimi Q_1 transistörü iletimde olduğundan 24 volt değerine yaklaşacak ve Q_4 transistörünü iletime geçirecektir. Böylece soldan sağa doğru bir motor akımı oluşacaktır. Benzer şekilde “A” girişi 12 volt olduğunda Q_7 transistörü iletime geçecek ve Q_2 transistörünün gate gerilimini düşürerek iletime geçmesini sağlayacaktır. Q_2 transistörünün iletime geçmesiyle Q_4 transistörünün gate gerilimi Q_2 transistörü iletimde olduğundan 24 volta yaklaşarak iletime geçecektir. Böylece sağdan sola bir motor akımı oluşacaktır.

Q_6 transistörü A=12V ve B=12V girişi uygulandığında Q_5 transistörünü devre dışı bırakarak mosfetlerin kısa devre olmasını engeller. Bu devrede Q_3 ve Q_4 transistörleri için herhangi bir N tipi güç mosfeti kullanılabilir. IRFZ44 50 amper akım anahtarlayabilir ve oldukça güçlü bir transistördür. Q_1 ve Q_2 transistörleri için de yine akım kapasiteleri N tipi mosfetlere yakın olacak şekilde herhangi bir P tipi mosfet kullanılabilir. IRF9540 23 ampere kadar dayanabilen bir transistördür.

Şekil 6.12 tasarlanan bu devrenin baskı şeması programında elde edilen baskı devresini göstermektedir. Öncelikle Şekil 6.11 motor sürücü devresi, breadboard üzerinde kurularak çalıştırıldı. İstenen sonuç elde edildikten sonra elde edilen baskı devresi ütüleme metoduyla plakete aktarıldı. Ve devre elemanları plaket üzerine monte edildi. Şekil 6.13 breadboard üzerindeki kurulmuş ve plakette hazırlanmış motor sürücü devresini göstermektedir.

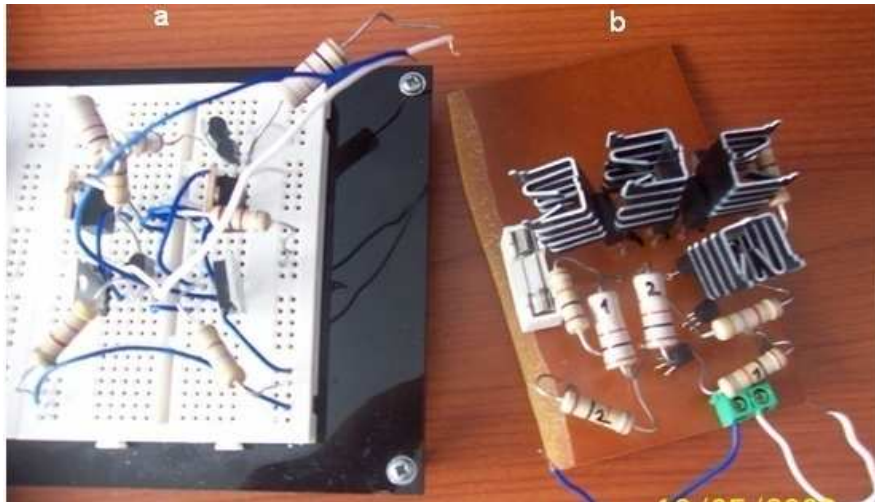


Şekil 6.11 Dc motor sürücü devre şeması



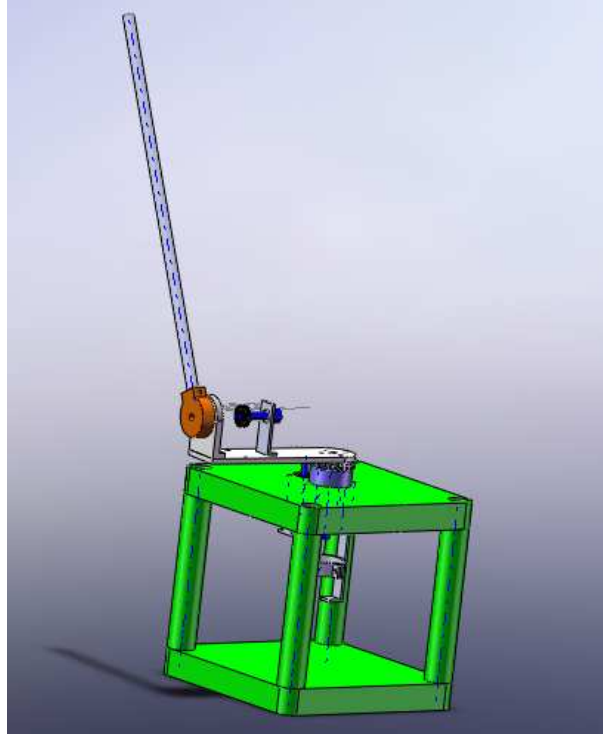
□

Şekil 6.12 Motor sürücü devresinin baskı devresi



Şekil 6.13 a) Motor sürücü, breadboard devresi b) Motor sürücü, baskı devreyle oluşturulan plaket devresi

Deneyel çalışma için Solidworks™ 2008 programında tasarlanan çizim modeli Şekil 6.14'te gösterilmiştir. Tasarlanan bu modelin deney düzeneği Şekil 6.15 ve Şekil 6.16'da verilmiştir.



Şekil 6.14 Deneyel çalışma için hazırlanan çizim



Şekil 6.15 Deneyel çalışma için hazırlanan deney düzeneği



Şekil 6.16 Deneysel çalışma için hazırlanan bilgisayarlı düzenek

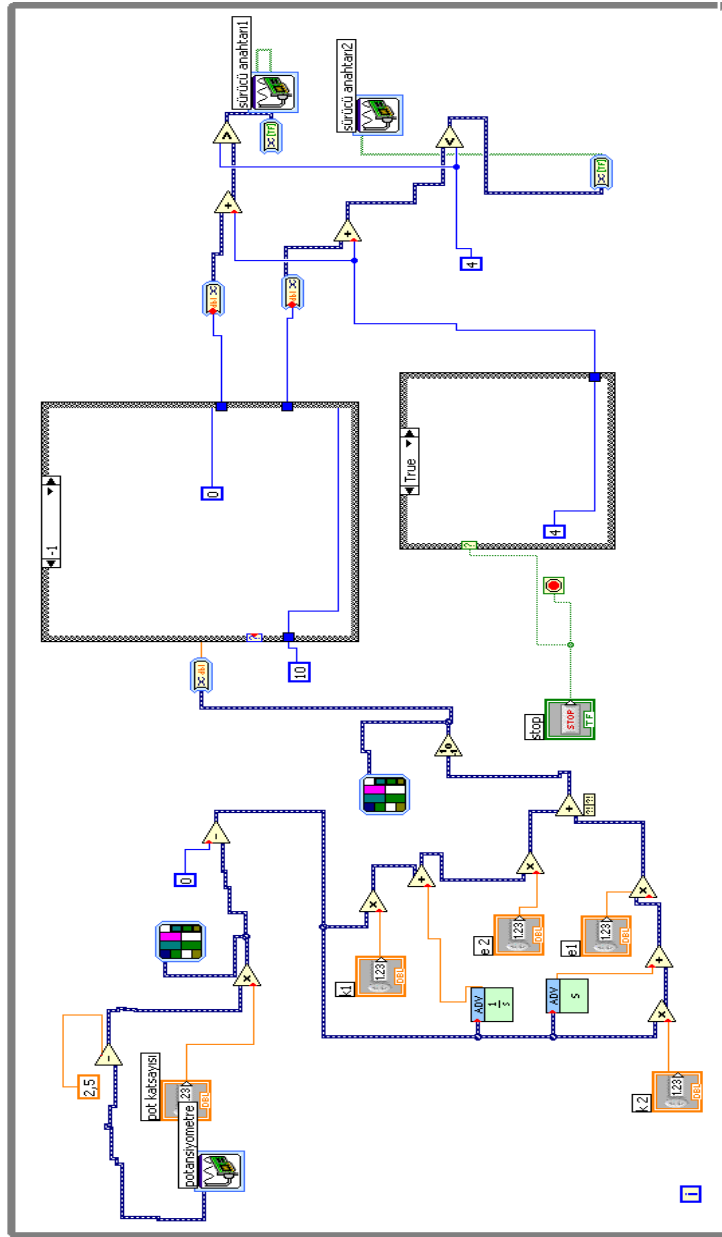
6.3.3 Deney Sonuçları

Çizelge 6.1 DTTS sisteminin deneysel çalışma için kullanılan motorun parametre değerlerini göstermektedir. Deneysel uygulamada kullanılan kontrol parametreleri Çizelge 6.5’de verilmiştir.

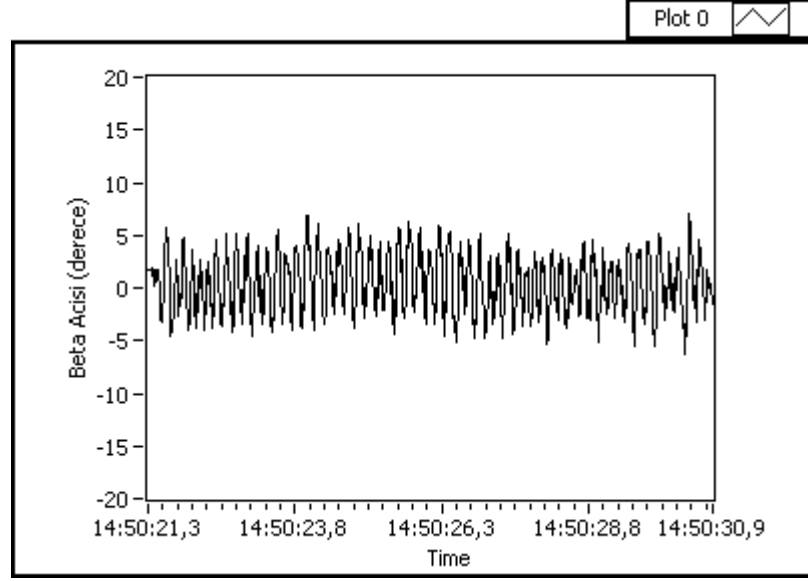
Çizelge 6.5 Deneysel çalışmada kullanılan HKKK parametreleri

Parametre	Değeri
k_1	30
k_2	80
ψ	55
γ	45
U_0	20

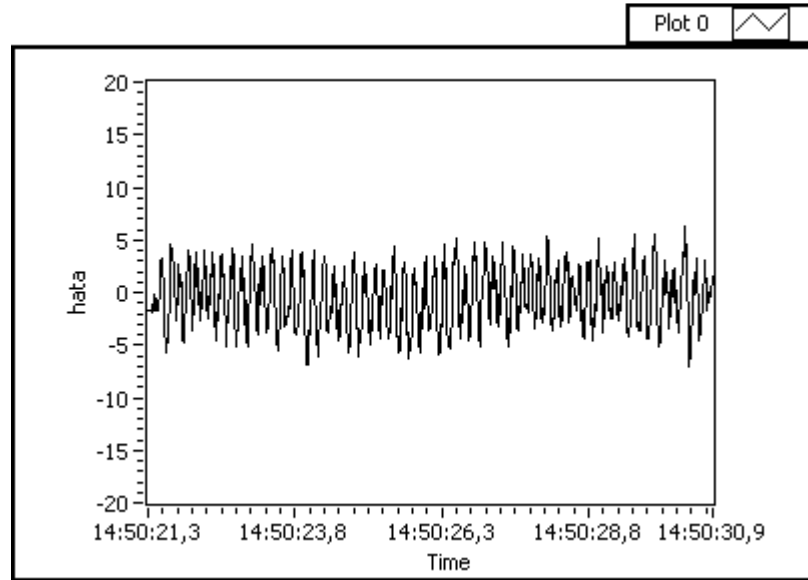
Deneyisel uygulamada hazırlanan LW programı Şekil 6.17’de verilmiştir.



Şekil 6.17 Deneyisel çalışma için kullanılan LW blok diyagramı

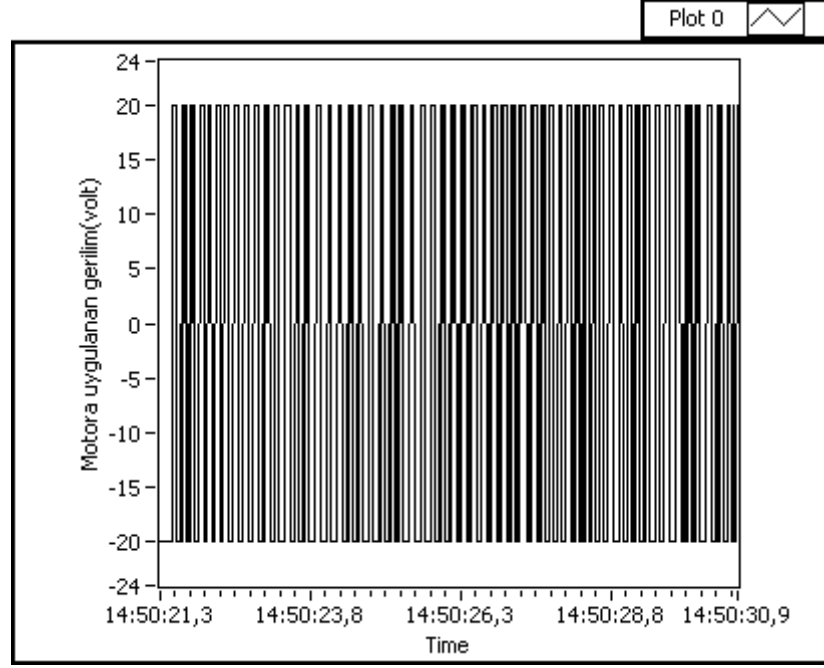


Şekil 6.18 DTTS sisteminin deneysel HKKK'ünde β açısının değişimi



Şekil 6.19 DTTS sisteminin deneysel HKKK'ünde β açısındaki hatanın değişimi

Deneysel uygulamada β açısının başlangıç değeri 2^0 olarak verilmiştir. Çubuk başlangıçta 2^0 'de tutularak uygulama çalıştırıldığında β açısının değişimi, β_r - β olan hatanın değişimi, motora uygulanan gerilimin değişimi grafiksel olarak elde edilmiştir. Şekil 6.18 DTTS sisteminde kontrol edilen ikinci çubuğun değişimini, Şekil 6.19 hatanın değişimini ve Şekil 6.20 motora uygulanan gerilimi göstermektedir. LW'nin örnekleme süresi 15 ms olarak ölçülmüştür.



Şekil 6.20 DTTS sisteminin deneysel HKKK'ünde motora uygulanan gerilim

Şekil 6.18'de görüldüğü β açısı 2^0 iken LW'de hazırlanan kontrolör Şekil 6.20'deki anahtarlama ile motora +20 ve -20 volt uygulayarak ikinci çubuğu dengede tutmaktadır. Burada sarkacın salınımının yüksek olması (-5^0 ile $+5^0$ arasında) deneyde kullanılan çubuğun esnek yapıda olmasından dolayı yüksek bir titreşim meydana getirmektedir. Bu nedenden dolayı deney düzeneğinin kendisinde iç bozucular yüksektir. Simülasyonda ise bu bozucu etkiler yoktur. Bu yüzden sarkacın açısı simülasyonda sıfır değerine çok yakın bir değerde referansa ulaşırken, deneyde yaklaşık -5^0 ile $+5^0$ arasında değişmektedir. Kontrolör bu bahsedilen bozucu etkileri düzeltmek için Şekil 6.20'deki kontrol işaretini üretmektedir. Böylece deney düzeneğinde ikinci çubuk dengede tutulmuştur.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Yapılan çalışmada ters sarkaç sistemlerinden olan TTS, ÇTS ve DTTS sistemlerinin öncelikle KKKK'ü yapılmıştır. İki çıkışı ayrı ayrı tanımlamayı ya da tek çıkışı iki veya daha fazla tanımlayarak ters sarkaç sistemlerinin hiyerarşik kayan kip kontrolü yapılmıştır. Böylece simülasyon olarak TTS ve ÇTS sistemlerinin her iki çıkışının da istenilen değerde kontrolü gerçekleştirilmiştir. Ayrıca tek çıkış olarak simülasyonu yapılan DTTS sisteminin HKKK'ü yapılarak KKKK'e göre osilasyon ve erişim zamanı azaltılmıştır. Böylece yapılan KKKK ile tasarlanan HKKK karşılaştırıldığında HKKK'ün daha iyi olduğu gözlemlenmiştir.

DTTS sistemi için mekanik düzenek Solidworks™ 2008 programında tasarlanarak deneysel düzenek hazırlanmıştır. Deneysel düzeneğinde motoru sürebilmek için sürücü devresi tasarlanarak sürme devresi yapılmıştır. Kontrolör için 6024 E DAQ kartı kullanılarak bilgisayarda LW programı kullanılmıştır. DTTS sisteminde ikinci çubuğun tek çıkış olarak deneysel uygulaması gerçekleştirilerek HKKK uygulaması yapılmıştır. Hazırlanan deneysel düzeneğinde çubuğun çok esnek olması nedeniyle oluşan yüksek titreşimden kaynaklanan bozucu etkisinde olmasına rağmen, HKKK çubuğu belli açı değerleri arasında denge konumunu sağlamıştır. Bu da göstermektedir ki tasarlanan HKKK kontrol sağlamlık özelliğine sahiptir. Deneysel uygulamada titreşimlerden kaynaklanan bozucuların çok olmasına rağmen kontrolör yaklaşık -5^0 ile $+5^0$ açı değerleri arasında çubuğun durmasını sağlamaktadır. Gerçekte karşılaşılan problemlere rağmen tasarlanan kontrolör başarılı sonuçlar vermiştir.

Bu çalışmada tek giriş ve çok çıkış sistemler için HKKK yöntemiyle kontrol sağlanabildiği belirlenmiştir. Ayrıca tek giriş tek çıkış olan sistemde tasarlanan yeni bir HKKK ile KKKK'e göre biraz daha iyi sonuçlar verdiği ortaya konulmuştur.

Kayan kip kontrolün sağlamlık özelliği deneysel uygulamada görülmüştür. Tasarlanan HKKK ile sistemin parametre belirsizlikleri, bozuculardan etkilenmemesi deneysel uygulamanın sonucunda görülmüştür.

Yapılan çalışmada, geleneksel programlama dilleri ile LW programlama dilinin oldukça farklı olduğu görülmüştür. Diğer programlama dillerinde oldukça zor ve zaman alabilecek bir projenin LW ortamında daha kolay ve daha az zamanda yapılabildiği görülmüştür. LW, tasarımcının ihtiyacına göre fizik, mühendislik, istatistik, sinyal işleme ve analizi, endüstriyel ölçüm ve kontrol, diğer aygıtlarla haberleşme, rapor hazırlama ve sonuçların sunumu konularında proje geliştirmek için sayısız fonksiyon ve alt programlar ve hazır şablonlar içermektedir. Tüm bu konularda program geliştirebilecek uzmanlığa erişmenin çok yoğun bir çaba ve uzun zaman alacağı düşünülmektedir. Ancak LW'nin sağladığı üstünlükler göz ardı edilmemelidir.

Bu çalışmanın, deney düzeneğine yapılacak ilave sarkaç kollarının eklenmesi ve daha karmaşık kontrol sistemlerinin tasarlanması ve gerçekleştirilmesine temel oluşturacağı ümit edilmektedir. Ayrıca bu çalışmadaki kontrol sistemine akıllı sistemler eklenerek çadırının giderilmesi, yerleşme zamanının daha da iyileştirilmesi gibi kontrol için önemli durumlar daha da iyileştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Liu S., Cui L., Chen J., “Research of rotary inverted pendulum using fuzzy strategy based on dynamic query table”, Proceedings of the 4th world congress on intelligent control and automation, Shanghai, (2002), P.R.China
- [2] Brock S., “Identification of the parameters in inverted pendulum”, 7th International workshop on advanced motion control, (2002), 316.
- [3] Cho H. T., Jung S., “Neural network position tracking control of an inverted pendulum an X-Y table robot”, IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Vol. 2, (2003), 1210.
- [4] Khwan-on S., Kulworawanichpong T., Srikaew A., Sujitjorn S., “Neuro-tabu-fuzzy controller to stabilize an inverted pendulum system”, IEEE Region 10 conference, Vol. 4, (2004), 562.
- [5] Wai R. J., Chang L. J., “Adaptive Stabilizing and Tracking Control for a Nonlinear Inverted-Pendulum System via Sliding-Mode Technique”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, Issue 2, (2006), 674.
- [6] Anderson C. W., “Learning to control an inverted pendulum using neural network,” *IEEE Control Syst. Mag.*, Vol. 9, no 3, (1989), 31.
- [7] Kang M. T., Vo H. D., Kim H. K., Kim S. B., “Control system design for a mobile inverted pendulum via sliding mode technique”, 4th IEEE International conference on mechatronics-ICM2007, (2007), 1.
- [8] Wang L. X., “Stable adaptive fuzzy controllers with application to inverted pendulum tracking”, *IEEE Transactions on systems, man and cybernetic*, Vol. 26, Issue 5, (1996), 677.
- [9] Magan M. E., Holzapfel F., “Fuzzy-logic control of an inverted pendulum with vision feedback”, *IEEE Transaction on education*, Vol. 41, Issue 2, (1998), 165.
- [10] Medrano-Cerda G. A., “Robust computer control of an inverted pendulum”, *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 19, Issue 3, (1999), 58–67.
- [11] Chen C. S., Chen W. L., “Robust adaptive sliding-mode control using fuzzy modeling for an inverted-pendulum system”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 45, Issue 2, (1998), 297.
- [12] Gu M. K., Lui H. C., Goh T. H., P. Z. Wang, “A cascade architecture of adaptive fuzzy controllers for inverted pendulums”, Proceedings of the Third IEEE conference on fuzzy systems IEEE world congress on computational intelligence, Vol. 3, (1994), 1514.
- [13] Li J. H., Li T. H. S., Tsai M.C., Lin S. H., “Design and implementation of dynamic weighted fuzzy sliding-mode controller for an FPGA-based inverted pendulum car”, Proceedings of the international conference on advanced intelligent mechatronics, vol. 1, (2003).
- [14] Huang S. J., Huang C. L., “Control of an inverted pendulum using grey prediction model”, *IEEE Transactions on industry applications*, Vol. 36, Issue 2, (2000), 452.

- [15] Gao H., Wang X., “A new method, based on synthesis of the decentralized of inverted pendulum”, Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), Vol. 1,(2004), 437.
- [16] Sprenger B., Kucera L., Mourad S., “Balancing of an inverted pendulum with a SCARA robot”, *IEEE/ASME Transactions on mechatronics*, Vol. 3, Issue 2, (1998), 91.
- [17] Kajiwara H., Apkarian P., Gahinet P., “LPV techniques for control of an inverted pendulum”, *IEEE Control systems magazine*, Vol. 19, Issue 1, (1999), 44.
- [18] Wai R. J., Chang L. J., “Adaptive stabilizing and tracking control for a nonlinear inverted-pendulum system via sliding-mode technique”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, Issue 2, (2006), 674.
- [19] Niemann H., Poulsen J. K., “Analysis and design of controllers for a double inverted pendulum”, American control conference, ;Vol. 4, (2003), 2803.
- [20] Xiaoxia S.; Qiu Hai Z.; “The mathematic model for the double inverted pendulum based on state feedback and T-S model”, SICE Annual Conference, Vol. 2, (2003), 1457.
- [21] Bagdanov. A., “Optimal control of a double inverted pendulum on a cart”, computer science and electrical engineering, OGI school science & engineering, Oregon Health & science University, USA, (2004), 1.
- [22] Henmi T., Deng M., Inoue A., Ueki N., Hirashima Y., “Reverse order swing-up control of serial double inverted pendulums”, SICE Annual conference, Vol. 2, (2003), 1445.
- [23] Henmi T., Deng M., Inoue A., Ueki N., Hirashima Y., “Intelligent transfer and stabilization control to unstable equilibrium point of double inverted pendulum”, SICE Annual conference, Vol. 2, (2003), 1445.
- [24] Xiao J., Zhang S., Xiao J., Xi N., “Motion mode control in double inverted pendulum system”, IEEE/ASME International conference on advanced intelligent mechatronics, (2005), 831.
- [25] Takahashi M., Narukawa T., Yoshida K., “Intelligent transfer and stabilization control to unstable equilibrium point of double inverted pendulum”, SICE Annual conference, Vol. 2, (2003), 1451.
- [26] Potsaid B., Wen J. T., “Optimal mechanical design of a rotary inverted pendulum”, International conference on intelligent robots and system, Vol. 3, (2002), 2079.
- [27] Lhee C. G., Park J. S., Ahn H. S., Kim D. H., “Sliding mode-like fuzzy logic control with self-tuning the dead zone parameters”, IEEE Transactions on fuzzy systems, Vol. 9, No. 2, (2001), 343.
- [28] Lin u. H., Lee H. S., “Implementation of embedded controller using SoPC technology”, IEEE Conference on robotics, automation and mechatronics, (2006), 1
- [29] Wang Z.; Chen Y.; Fang N., “Minimum-time swing-up of a rotary inverted pendulum by, iterative impulsive control”, Proceedings of the 2004 American Control Conference, Vol. 2, pp. 1335 – 1340, 30 June-2 July 2004.

- [30] Juan Z., Jie C., Lingxun D., “Research on control of rotary inverted pendulum via polytope techniques”, *IEEE International Conference on control and automation*, (2007), 2885.
- [31] Krishen J., Becerra V. M., “Efficient fuzzy control of rotary inverted pendulum based on LQR mapping”, *IEEE international symposium on intelligent control*, (2006), 2701.
- [32] Kim II., Lee J. H., Bang E. O., “A new approach to adaptive membership function for fuzzy inference system”, *Third International conference on knowledge-based intelligent information engineering systems*, Adelaide-Australia, (1999), 112.
- [33] Rahmanian M., Shoorehdeli M. A., Teshnehlab M., “The off-line and on-line fuzzy backstepping controllers for rotary inverted pendulum system”, *International conference on computational intelligence and security*, (2007), 565.
- [34] Huang J., “Asymptotic tracking of a non-minimum phase nonlinear system with non-hyperbolic zero dynamics”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 45, Issue 3, (2000), 542.
- [35] Medrano-Cerda G. A., Eldukhri E. E., Cetin M., “Balancing and attitude control of double and triple inverted pendulums”, *Transactions on instrument measurement control*, Vol. 17, Issue 3, (1995), 143.
- [36] Tsachouridis V. A., A.Medrano-Cerda G., “Discrete-time H_∞ control of a triple inverted pendulum with single control input”, *IEE Proceedings control theory and applications*, Vol. 146, Issue 6, (1999), 567.
- [37] Eltohamy K. G., Kuo C. Y., “Real time stabilization of a triple link inverted pendulum using single control input”, *IEEE proceedings control theory and applications*, Vol. 144, Issue 5, (1997), 498.
- [38] Pan W., Chengzhi X., Zhun F., “Evolutionary linear control strategies of triple inverted pendulums and simulation studies”, *Fifth world congress on intelligent control and automation (WCICA)*, Vol. 3, (2004), 2365.
- [39] Wai R. J., Lee J. D., Chang L. J., “Development of adaptive sliding mode control for nonlinear dual-axis inverted-pendulum system”, *IEEE/ASME international conference on advanced intelligent mechatronics*, Vol. 2, (2003), 815.
- [40] Wai R. J., Lee J. D., Chang L. J., “Development of adaptive sliding mode control for nonlinear dual-axis inverted-pendulum system”, in *10 Proc. IEEE/ASME International conference advanced intelligent mechatronics*, Vol. 2, (2003), 815.
- [41] Lin C. E., Sheu Y. R., “A hybrid-control approach for pendulum-cart presented for controlling two-dimensional inverted control”, *IEEE Transaction industrial. electronics*, Vol. 39, (1992), 208.
- [42] Ghanbari A., Farrokhi M., “Decentralized neuro-fuzzy controller design using decoupled sliding-mode structure for two-dimensional inverted pendulum”, *IEEE International conference on engineering of intelligent systems*, (2006), 1.
- [43] Wai R.-J.; Chang L.-J., “Stabilizing and tracking control of nonlinear dual-axis inverted-pendulum system using fuzzy neural network”, *IEEE Transactions on fuzzy systems*, Vol. 14, Issue 1, (2006), 145.

- [44] Edwards C., Spurgeon S. K., Sliding mode control: theory and application, Taylor&Francis Ltd. (1998), p. 1.
- [45] Utkin, V.I., Sliding modes and their application in variable structure systems, Mir Publisher, Moscow, (1978).
- [46] Sangwongwanich S., “Generalized controllers for induction motor drive systems”, IEEE Proceedings of power converter conference, Yokohama, Japan, (1993), 450.
- [47] Hung J.Y., Gao W., Hung J.C., “Variable Structure Control”, *A Survey, IEEE transaction. on industrial electronic*, Vol.40, No.1, (1993).
- [48] Sabanovic A., “Chattering Free Sliding Modes”, First Turkish automatic control”, Istanbul- Turkey, (1994),
- [49] Slotine J.J., Li W., Applied nonlinear control, Prentice Hall (1991).
- [50] Qian D., Yi J., Zhao D., “Hierarchical sliding mode control of swing up pendubot”, American control conference”, (2007), 5254.
- [51] Qian D., Yi J., Zhao D., Hao. Y., “Hierarchical sliding mode control for series double inverted pendulums system”, International conference on intelligent robots and systems, (2006), 4977.
- [52] Warne D. F., Electrical engineer’s handbook, Newnes, (2000).
- [53] Sarioğlu K., “Otomatik kontrol”, Birsen Yayınevi, 2006, p. 2.
- [54] Benjamin Kuo C., Automatic control systems, Wiley, 8 edition, (2002), p. 18.
- [55] Yüksel İ., Otomatik kontrol sistem dinamiği ve denetim sistemleri, Nobel Yayın Dağıtım, 5. Basım, 2006, p. 372.
- [56] Wikipedia the free encyclopedia, [Online], http://eb.wikipedia.org/wiki/Hierarchical_control_system, (2008).
- [57] Bugeja M., “Non-linear swing-up and stabilizing control of inverted pendulum system”, EUROCON Computer as a tool the IEEE region 8, Vol. 2, (2003), 437.
- [58] Henmi T., Deng M., Inoue A., “Swing-up control of a serial double inverted pendulum”, Proceedings of the 2004 American control conference, Vol. 5, (2004), 3992.
- [59] Cahyadi A. I., Isarakorn D., Benjanarasuth T., Ngamwiwit J., Komine N., “Application of coefficient diagram method for rotational inverted pendulum control”, 8th International conference on control, automation, robotics and vision, Kunming-China, (2004), 1769.
- [60] Young, K. D., “Controller design for a manipulator using theory of variable structure systems”, IEEE Trans. on Sys. Man and Cyb., Vol. 8, (1978), 210-218, Young 1978
- [61] Utkin V. I., Sliding modes in control optimization, Springer-Verlag. (1981).
- [62] Astrom K. J., Wittenmark B., Adaptive Control, Addison-Wesley Publication, (1989).
- [63] Bigot C., Fossard A. J., “Compensation et auto adaptation passive par lois pseudo lineaires”, *Automatisme*, (1963).

- [64] Filippov A.F., Differential equations with discontinuous right handsides, Mathematics and its applications, Kluwer Academic Publishers, (1983).
- [65] Clarke F. H., Ledyaev Y. S., Stern R. J., Wolenski P.R., Nonsmooth analysis and control theory, Graduate Texts in Mathematics 178, Springer Verlag, New-York, (1998).
- [66] Perrugetti W., Barbot J. P., Sliding mode control in engineering, CRC, (2002).
- [67] Dorling C. M., Zinober A. S. I., “Robust hyperplane design in multivariable structure control systems”, *Int. J. Control*, Vol. 43, Issue 5, (1988), 2043.
- [68] Utkin V.I., Sliding modes in control optimization, Communication and Control Engineering Series, Springer-Verlag, (1992).
- [69] Lukyanov A. G., Utkin V. I., “Methods of reducing equations for dynamic systems to a regular form”, *Automation and remote control*, Vol. 42, Issue 4, (1981), 413.
- [70] Perrugetti W., Richard J.P., Borne P., “A Generalized regular form for sliding mode stabilization of MIMO Systems”, Proceedings of the 36th conference on decision and control, (1997).
- [71] Slotine J. J. E., Li W., Applied nonlinear control, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [72] Sira Ramirez H., “On the sliding mode control of nonlinear systems”, *Systems and Control Letters*, Vol. 19, (1992), 303.
- [73] Heck B., “Sliding mode control for singularly perturbed systems”, *Int. J. Control*, Vol. 53, (1991), 985.
- [74] Slotine J. J. E., “Sliding controller design for nonlinear systems”, *Int. J. Control*, Vol. 40, Issue 2, (1984), 421.
- [75] Lee M., “A sliding mode controller with neural network and fuzzy logic”, International conference on neural networks, Vol. 4, (1997), 2414.
- [76] Itkis U., Control systems of variable structure, Wiley, New-York, 1976.
- [77] Drazenovic B., “The Invariance Conditions in Variable Structure Systems”, *Automatica*, Vol. 5, No. 3, (1969), 287.
- [78] Lai. Y. M., Hwang R. C., Chen C. J., “A new fuzzy reaching law for discrete time variable structure control systems”, IFSA world congress and 20th NAFIPS international conference, (2001), 2803.
- [79] Lin C. M., Chen L. Y. Chen C. H., “RMAC Hybrid control for MIMO uncertain nonlinear systems using sliding mode technology”, IEEE Transactions on neural networks, Vol. 18, Issue 3, (2007), 708.
- [80] Hong L.T.C., 2003. Impact fracture behavior of modified polypropylene/wood fiber composites.
- [81] Jafari Koshkouei A., Zinober A. S. I., “Sliding mode controller-observer design for SISO linear systems”, *Int. J. systems science*, Vol. 29, (1998), 1363.

[82] Thepsatoml P., Numsomran A., Tipsuwanpo V., Teanthong T., “DC Motor speed control using fuzzy logic based on LabVIEW”, SICE-ICASE International Joint Conference, Busan-Korea, (2006), 3617.

[83] See A., “Rapid prototyping design and implementation of a motion control integrated with an inexpensive machine vision system”, IMTC – Toolation and measurement technology conference Ottawa, (2005), Canada, (2005), 2065.

[84] Travis, J., *LabVIEW for Everyone*, Prentice Hall, New Jersey, (1996), p. 586.

[85] Bishop R. H., *Learning With LabVIEW*, Addison Wesley Longman Inc., California, (1999), p. 461.