



T.C.

**GAZİANTEP İSLAM BİLİM VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**TERS SARKAÇ SİSTEM TASARIMI VE DOĞRUSAL DENETİM
YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI**

Yüksek Lisans Tezi

Muhterem Alper KAPLAN

Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet ARICI

GAZİANTEP

2024

T.C.
GAZİANTEP İSLAM BİLİM VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANA BİLİM DALI

TERS SARKAÇ SİSTEM TASARIMI VE DOĞRUSAL DENETİM
YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI

Yüksek Lisans Tezi

Muhterem Alper KAPLAN

Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Mehmet ARICI

GAZİANTEP

2024

Tez Kabul ve Onayı

Muhterem Alper Kaplan tarafından, Dr. Öğr.Üyesi Mehmet Arıcı danışmanlığında hazırlanan *Ters Sarkaç Sistem Tasarımı ve Doğrusal Denetim Yöntemlerinin Uygulanması* başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından 24.06.2024 tarihinde yapılan sınav sonucunda oy birliği ile başarılı bulunarak Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Unvanı,Adı/Soyadı	İmza	Sonuç
Üniversitesi		
Ana Bilim/Ana Sanat Dalı		
Başkan	☐	Kabul
Dr.Öğr.Üyesi Yüksel Tokur BOZKURT	☐	Ret
Gaziantep İslam Bilim ve Teknoloji Üniversitesi		
Üye	☐	Kabul
Dr.Öğr.Üyesi Mehmet ARICI	☐	Ret
Gaziantep İslam Bilim ve Teknoloji Üniversitesi		
Üye	☐	Kabul
Dr.Öğr.Üyesi Ali Osman ARSLAN	☐	Ret
Gaziantep Üniversitesi		

Bu tez, Enstitü Yönetim Kurulunca belirlenen ve yukarıda adları yazılı jüri üyeleri tarafından uygun görülmüştür.

ONAY

... / ... / ...

Dr.Öğr.Üyesi Adnan AKALIN

Enstitü Müdürü

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK BEYANI

Hazırladığım yüksek lisans tezinin bütün aşamalarında bilimsel etiğe ve akademik kurallara riayet ettiğimi, çalışmada doğrudan veya dolaylı olarak kullandığım her alıntıya kaynak gösterdiğimi ve yararlandığım eserlerin Kaynaklar'da gösterilenlerden oluştuğunu, her unsurun enstitü yazım kılavuzuna uygun yazıldığını ve TÜBİTAK Araştırma ve Yayın Etiği Kurulu Yönetmeliği'nin 3. bölüm 9. maddesinde belirtilen durumlara aykırı davranılmadığını taahhüt ve beyan ederim.

İmza

... / ... / 20...

Muhterem Alper KAPLAN

TEZ ÇALIŞMASI ÖZGÜNLÜK RAPORU BEYANI

Tez Başlığı: Ters Sarkaç Sistem Tasarımı ve Doğrusal Denetim Yöntemlerinin Uygulanması

Yukarıda başlığı belirtilen tez çalışması için şahsım tarafından 20.08.2024 tarihinde intihal tespit programından alınmış olan özgünlük raporu sonucunda;

Benzerlik oranı : %14

Tek kaynak oranı: %2 çıkmıştır.

İmza

... / ... / 20...

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet ARICI

ÖZET

TERS SARKAÇ SİSTEM TASARIMI VE DOĞRUSAL DENETİM YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI

Muhterem Alper KAPLAN

Gaziantep İslam Bilim ve

Teknoloji Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Yüksek Lisans, Haziran / 2024

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet ARICI

Ters sarkaç sistemi, geri beslemeli sistemlerin analizi ve denetimci tasarımı konularında sıklıkla başvurulmuş bir deney düzeneği olup literatürde oldukça fazla uygulaması bulunmaktadır. Bu akademik çalışma; sarkaç sisteminin tasarımı, uygun mekanik ve elektronik bileşenlerin belirlenmesi, mikro denetleyicilerin kodlanması ve farklı kontrolcü tasarımlarının benzetim çalışmalarını barındırmaktadır. Sistem aynı zamanda ilerde eğitimlerde kullanılabilecek şekilde tasarlanmış olup lisans ve lisansüstü programlarda kontrol teorisi uygulamaları için katkı sağlayacaktır.

Anahtar Sözcükler: Ters Sarkaç Yapısı, Doğrusal Denetim Yöntemleri, Az Çalıştırılmış Sistemler, Oransal-integral-türev (PID) denetleyici, Doğrusal Kuadratik Denetimci (LQR)

ABSTRACT

DESIGNING AN INVERTED PENDULUM ON A CART AND APPLYING LINEAR CONTROL METHODS

Muhterem Alper KAPLAN

Gaziantep Islam Science

and Technology University

Institute of Graduate Studies

Electrical-Electronics Engineering Department

Master's Degree, June / 2024

Supervisor: Ph.D Mehmet ARICI

Considering the industrial development of human history, it stands out that the advances made in the control theory department are a directly effective factor. Studies in this field shed light on our future and improve our lives day by day. The subject of inverted pendulum system design and application of linear control methods was chosen to contribute to the theoretical and practical studies carried out in our country in the field of control theory. This thesis has a multidisciplinary structure, combining many fields such as electronics, mechanics, embedded systems and control theory. This academic study includes the design of the pendulum system, determination of suitable mechanical and electronic components, coding of microcontrollers and simulation studies of different controller designs. The system is also designed to be used in future training and will contribute to undergraduate and graduate programs.

Keywords: Inverted Pendulum Structure, Linear Control Methods, Underactuated Systems, PID, LQR,

TEŞEKKÜR

Bu çalışma süresince tüm bilgilerini benimle paylaşmaktan kaçınmayan, her türlü konuda desteğini benden esirgemeyen ve tezimde büyük emeği olan, Gaziantep İslam Bilim ve Teknoloji Üniversitesi öğretim üyelerinden danışman hocam, sayın Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Arıcı'ya sonsuz minnet ve teşekkürlerimi sunarım.

Örneklerin toplanmasında, preparasyonunda ve teşhislerinde desteklerini benden esirgemeyen değerli abim Ertuğrul Mermi'ye çok teşekkür ederim.

Çalışma süresince beni hep destekleyen ve güvenen çok sevdiğim biricik aileme ve eşime sonsuz teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iii
ABSTRACT.....	iv
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vi
SEMBOLLER LİSTESİ.....	viii
KISALTMALAR LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ	x
TABLolar LİSTESİ	xiii
BÖLÜM 1 GİRİŞ.....	1
1.1 Kontrol Hedefi	1
1.2 Sistemin Literatürdeki Bilinen Yapısı	1
1.3 Güncel Yaşamımızdaki Karşılaştığımız Örnekler	2
1.4 Denetimci Tasarım Aşamaları	4
1.5 Deneysel Düzenğin Genel Yapısı	4
1.6 Tez Çalışmasının Genel Yapısı.....	4
BÖLÜM 2 SİSTEM MODELİ.....	6
2.1 Newton Mekanikleri İle Sistemin Modellenmesi	6
2.1.1 Sistemin Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi	9
2.1.2 Sistemin Durum Uzay Modelinin Elde Edilmesi	10
2.2 Lagrangian Mekanikleri İle Sistemin Modellenmesi.....	11
2.2.1 Hareket Eşitliklerinin Elde Edilmesi	12
2.3 Sisteme Karşı Bozucu Etkiyen Kuvvetlerin Modellenmesi.....	14
2.3.1 Doğrusal Sönümlemenin Modellenmesi	16
2.3.2 Hava Direnci.....	17
2.3.3 Coloumb Sürtünme Kuvveti.....	18
2.3.4 Statik Sürtünme Kuvveti	19
2.3.5 Final Model ve Parametreler	20
BÖLÜM 3 DOĞRUSAL KONTROL YÖNTEMLERİ.....	22
3.1 Kontrol Teorisi Kontrol Tipleri	22
3.2 Arabalı Ters Sarkaç Yapısı Açık Çevrim Dürtü Tepkisi	23
3.3 Arabalı Ters Sarkaç Yapısı Açık Çevrim Basamak Tepkisi.....	25
3.4 Kontrol Edilebilirlik ve Gözlenebilirlik.....	26
3.4.1 Kontrol Edilebilirlik	26
3.4.2 Gözlenebilirlik.....	27

3.5 Oransal-İntegral-Türev Kontrol Yönteminin Uygulanması.....	27
3.6 Durum Uzayı Yaklaşımı ve Tam Geri Beslemeli Kontrolcü Tasarımı.....	36
3.7 LQR Kontrol Yönteminin Uygulanması.....	38
3.8 Gözlemci Temelli Kontrol	42
3.9 PID-LQR Denetimci Kıyaslamaları.....	46
BÖLÜM 4 DENEYSEL DÜZENEGİN TASARIMI	49
4.1 Sistem Elemanlarının Belirlenmesi.....	50
4.1.1 Sistemin İskelet Yapısında Kullanılan Elemanlar	50
4.1.2 Motor ve Yardımcı Motor Sürücü Elemanlarının Seçimi	52
4.1.3 Enkoder Türleri ve Seçimi.....	55
4.1.4 Sistem Kontrolcü Seçimi	59
4.1.5 Ultrasonik Mesafe Sensörü ve Sınır Anahtarları	61
4.2 Modüler Yapı İçin Kararlılığı Arttırıcı Çalışmalar	63
4.3 Düzenegın Kontrol Yapısı	64
4.3.1 Sistemin Algoritma Akış Diyagramları	64
BÖLÜM 5 BENZETİM ÇALIŞMALARI	67
5.1 Arabalı Ters Sarkaç Yapısının Bilgisayar Ortamında Modellenmesi.....	67
5.1.1 Sistemin Kapalı Çevrim Modelinin Elde Edilmesi	75
5.2 Sistemin Gerçek Çıktıları ile Benzetimlerin Kıyaslanması	78
BÖLÜM 6 SONUÇ	82
6.1 Gelecek Çalışmalar	83
KAYNAKLAR	84
EKLER	86
ÖZGEÇMİŞ	100

SEMBOLLER LİSTESİ

α	Alfa
θ	Teta
β	Beta
Ω	Ohm
π	Pi
H	Yatay (Horizontal)
V	Dikey (Vertical)
M	Araba Ağırlığı
m	Sarkaç Ağırlığı
l	Sarkaç Uzunluğu
u	Araca Etkiyen Kuvvet
g	Yerçekimi Kuvveti
I	Kütle Eylemsizlik Momenti
b	Sürtünme Kuvveti
V	Sistem Kinetik Enerjileri Toplamı
T	Sistem Potansiyel Enerjileri Toplamı
L	Lagrangian Eşitliği
k_d	Sönüm Katsayısı
R_e	Reynolds Sayısı
ρ	Akışkan Yoğunluğu
μ	Akışkan Viskozitesi
d	Karakteristik Doğrusal Boyut
v	Akış Hızı

KISALTMALAR LİSTESİ

A/D	Analog/Dijital
ADC	Analog Dijital Çevirici
IPC	Arabalı Ters Sarkaç
I2C	İç Entegre Devre
COG	Ağırlık merkezi
DC	Doğru Akım
COM-port	İletişim Portu
MATLAB	Bilgisayar destekli hesaplama programı
EKF	Genişletilmiş Kalman Filtresi
GPIO	Genel Amaç Giriş Çıkış
KF	Kalman Filtresi
LQR	Doğrusal Kuadratik Denetimci
PID	Oransal İntegral Türev Denetimci
MPC	Model Tahmine Dayalı Kontrol
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
DOF	Serbestlik Derecesi
LTI	Doğrusal Zamandan Bağımsız
SISO	Tek Giriş Tek Çıkış Sistem

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1. Bir Ray Üzerindeki Ters Sarkacın Modeli	2
Şekil 1.2. Ters Sarkaç Yapısının Farklı Modellenmiş Örnekleri.....	3
Şekil 1.3. Ters Sarkaç Modelinin Yaşamımızdaki Örnekleri	3
Şekil 2.1. Arabalı Ters Sarkaç Sistemi	6
Şekil 2.2. Serbest Cisim Diyagramı.....	7
Şekil 2.3. Sarkaç Yukarı Konumda Ağırlık Merkezi.....	8
Şekil 2.4. Serbest Cisim Diyagramı.....	12
Şekil 2.5. Doğrusal Sönümleme ile Birlikte Serbest Salınım	17
Şekil 2.6. Coulomb Sürtünmesi Modelleri	19
Şekil 2.7. Coulomb Sürtünmesi ve Doğrusal Sönümlemenin Birleştirilmesi.....	19
Şekil 3.1. Standart Geri Beslemeli Kontrol Yapısı.....	22
Şekil 3.2. Sistemin Açık-Çevrim Dürtü Tepkisi.....	23
Şekil 3.3. Açık-Çevrim Konumu Sistem Kutup-Sıfır Haritası	24
Şekil 3.4. Sistemin Açık-Çevrim Basamak Tepkisi	25
Şekil 3.5. Bozucu Dürtü Etkisindeki Sistemin Blok Diyagramı.....	28
Şekil 3.6. Sarkaç Pozisyonun Bozucu Dürtüye Tepkisi	29
Şekil 3.7. Farklı Kazanç Değerleri Altında Alınan Sonuç.....	29
Şekil 3.8. Belirlenen Uygun Kazanç Değerlerine Göre Çıkış Grafiği.....	30
Şekil 3.9. Deneysel Düzenegın Blok Diyagramı	30
Şekil 3.10. Araba Pozisyonunun Aynı Kazanç Değerleri Altında Tepkisi.....	31
Şekil 3.11. Sistemin Oransal Kontrol Altındayken Kök-Yer Eğrisi.....	31
Şekil 3.12. Sistemin İntegral Kontrol Altındayken Kök-Yer Eğrisi.....	32
Şekil 3.13. Oransal-Türev-İntegral Kontrol Altındayken Kök-Yer Eğrisi	33
Şekil 3.14. Grafikteki Herhangi Bir Bölümden Kutup Seçilmesi.....	34
Şekil 3.15. Sarkaç Açısının PID Kontrolü Altında Bozucu Dürtü Tepkisi	35
Şekil 3.16. Araba Pozisyonunun Bozucu Dürtü Tepkisi	35
Şekil 3.17. Durum Uzayında Sistemin Açık Çevrim Blok Diyagramı	36
Şekil 3.18. K Kazancı ile Durum Geri Besleme Blok Diyagramı	37
Şekil 3.19. LQR Kontrolü Basamak Tepkisi	40
Şekil 3.20. Güncel Sistemin LQR Kontrolünde Basamak Tepkisi.....	41
Şekil 3.21. LQR Kontrol Yapısına Ön Kompanzasyon Eklenmesi	42
Şekil 3.22. Ön Kompanzasyon Eklenmiş Sistem Basamak Tepkisi.....	42
Şekil 3.23. Tam Durum Tahmincisi ile Durum Geri Besleme Kontrolü.....	43
Şekil 3.24. Gözlemci Tabanlı Kontrolcünün Sistem Basamak Tepkisi.....	45
Şekil 3.25. Tam Durum Geri Beslemeli Denetimci Kök-Yer Eğri Grafiği	46

Şekil 3.26. PID Denetimci Basamak Tepki Sonuçları	46
Şekil 3.27. LQR Denetimci Basamak Tepki Sonuçları	47
Şekil 4.1. Arabalı Ters Sarkaç Deney Düzeneği	49
Şekil 4.2. Arabalı Ters Sarkaç Deney Düzeneği Modeli	50
Şekil 4.3. Sistemin İskelet Bileşenleri	51
Şekil 4.4. Sistem İskeletinin Oluşturulma Aşamaları	51
Şekil 4.5. 3D Yazıcı İle Üretilen Sistem Elemanları	51
Şekil 4.6. Lazer Kesim Makinesi İle Üretilen Sistem Elemanlar	52
Şekil 4.7. Sistemde Kullanılan Fırçalı DC Motor WS-50ZYT78-R.....	54
Şekil 4.8. Motor Boyutları	54
Şekil 4.9. L298N İki Kanallı Motor Sürücü Modülü.....	55
Şekil 4.10. Artırımlı Enkoder Örneği	56
Şekil 4.11. Sistemde Kullanılan Mutlak Enkoder.....	56
Şekil 4.12. AS5600 Fonksiyonel Blokları	57
Şekil 4.13. AS5600 Kartı Mıknatıs Yerleşimi	58
Şekil 4.14. Mıknatıs Konumlandırma Sınırı	58
Şekil 4.15. Sensör Konumuna Göre Ham Açık Çıktıları.....	58
Şekil 4.16. Modül ile Mıknatıs Arası Ham Açık Çıktıları Değişimi	59
Şekil 4.17. Deneysel Düzenek Ana Kontrol Kartı.....	60
Şekil 4.18. Arduino Uno R3 Güç Ağacı	60
Şekil 4.19. Arduino Uno R3 Pin Dağılımı.....	61
Şekil 4.20. HCSR04 Ultrasonik Mesafe Sensörü	62
Şekil 4.21. Sınır Anahtarı Devre Elemanı	62
Şekil 4.22. Deneysel Düzenek Zeminine Beton Uygulaması	63
Şekil 4.23. Sistemin Elektronik Blok Diyagramı	64
Şekil 4.24. Sistemin Kontrol Döngüsü	65
Şekil 4.25. Sistem Durgun Makinesi Durumlar Arası Geçişler.....	65
Şekil 4.26. Merkeze Dönüş (Homing) Kontrol Döngüsü	66
Şekil 5.1. Arabalı Ters Sarkaç Modeli.....	67
Şekil 5.2. Simspace Hazır Bloklar Sekmesi	68
Şekil 5.3. Yerçekimi Parametre Girişi	68
Şekil 5.4. Arabanın Hareket Ekseninin Tanımlanması.....	69
Şekil 5.5. Eklem Tanımı ve Parametrelerin Bloğa Tanımlanışı	69
Şekil 5.6. Araba Parametrelerinin Girilmesi.....	70
Şekil 5.7. İlk Aşama Arabanın Modellenmesi	70
Şekil 5.8. Arabanın Tek Başına Hareket Benzetimi	71
Şekil 5.9. Sarkacın Hareket Ekseninin Tanımlanması.....	71

Şekil 5.10. Sarkaç Parametrelerinin Girişi.....	72
Şekil 5.11. Sarkacın Arabaya Bağlantısının Modellenmesi.....	72
Şekil 5.12. İkinci Aşama Araba ve Sarkacın Birleştirilmesi	72
Şekil 5.13. Araba-Sarkaç Birlikte Açık-Çevrim Kontrol Benzetimi	73
Şekil 5.14. Açık Hesaplama Bloğu.....	73
Şekil 5.15. Üçüncü Aşama Tüm Arabalı Ters Sarkaç Modelinin İfadesi.....	74
Şekil 5.16. Sistemin Açık-Çevrim Kontrol Benzetim Çıktıları	74
Şekil 5.17. Modelin Davranışının İzlendiği Bölüm.....	74
Şekil 5.18. Modelin Alt Sistemlerle Sadeleştirilmesi	75
Şekil 5.19. Sistemin Açık Çevrim Kontrol Modu	75
Şekil 5.20. Sistemin Kapalı Çevrim Kontrol Modu.....	76
Şekil 5.21. Kapalı Çevrim Kontrolünde Arabanın Hız-Konum Grafiği.....	76
Şekil 5.22. Arabanın Hız-Konum Grafiği Yakın Görüntüsü.....	76
Şekil 5.23. Sistemin Kapalı-Çevrim Kontrol Benzetim Çıktıları	77
Şekil 5.24. Benzetim Çıktıları Yakın Görüntüsü.....	77
Şekil 5.25. Pozitif Yönde Serbest Düşen Sarkacın Salınımları	78
Şekil 5.26. Negatif Yönde Serbest Düşen Sarkacın Salınımları.....	78
Şekil 5.27. Deneysel Düzeneğin Gerçek Davranış Çıktısı	79
Şekil 5.28. Sistemdeki Motorun Eylem Boyunca Voltaj Karakteristiği.....	79
Şekil 5.29. PID Denetimci Kontrolünde Sarkaç Açık Değer Değişim Grafiği.....	80
Şekil 5.30. Farklı Kp Değeriyle Sistem Çıktısı	80
Şekil 5.31. PID Denetimci Kontrolünde Araba Konum Değişim Grafiği	81

TABLÖLAR LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 1. PID Parametrelerinin Sisteme Etkileri	28
Tablo 2. Sarkaç Açısının Zaman Tepki Analizleri	47
Tablo 3. Araba Pozisyonunun Zaman Tepki Analizleri	48
Tablo 4. Deneysel Düzeneğin Özellikleri.....	50
Tablo 5. Deneysel Düzeneğin İskelet Yapı Malzemeleri	52
Tablo 6. 12 V WS-50ZYT78-R Fırçalı Motor Özellikleri.....	54
Tablo 7. L298N Motor Sürücü Modülü Özellikleri.....	55
Tablo 8. Zamanlama Kayışı Özellikleri.....	55
Tablo 9. Geleneksel ve Manyetik Enkoder Karşılaştırmaları	57
Tablo 10. Arduino Uno R3 Genel Özellikleri.....	61
Tablo 11. Deneysel Düzeneğin Elektriksel Yapı Elemanları	62
Tablo 12. Fiziki Sistemin Özellikleri.....	67

BÖLÜM 1 GİRİŞ

İnsanlık tarihinde endüstri devrimi ile beraber hayatımızın hemen her noktasına kontrol sistemlerinin girdiğini görmek mümkündür. Günümüzde robotik sistemlerin evlerimizde dahi yaygınlaştığını görmekteyiz. Mühendislik disiplinlerinden kontrol teorisi üzerinde günümüze kadar birçok çalışma yapılmış ve bu alan hep gelişerek ilerlemiştir. Kontrol teorisi ana bilim dalında yeni gelişmeleri yine yakın gelecekte hayatımızda görmeye devam edeceğiz. Yapılan çalışmaların doğrudan hayata geçirilebilir olması bu disiplin üzerine yoğunlaşma düşüncesini doğurmuştur. Dinamik modellerin elde edilip benzetim çalışmaları ile sonuçlarının fiziki sistem tasarımına gerek kalmadan alınabilir olması yine bu alandaki örnek bir motivasyondur.

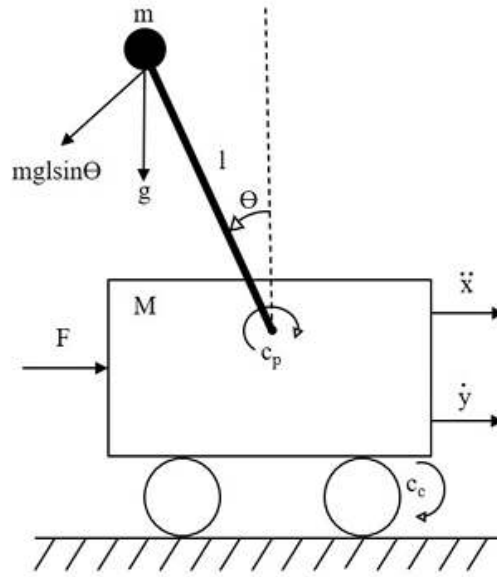
1.1 Kontrol Hedefi

Kontrol teorisi konularından ters sarkaç mekanizmaları için kontrol hedefi; bozucu dış kuvvetlerin ölçülebilmesi ve bu bozucu dış kuvvetlere zıt yönde kuvvet oluşturabilecek bir mekanizma kurulmasıdır. Ayrıca bu hedefleri gerçekleştirirken minimum seviyede materyal kullanımı hedefler arasındadır. Mekanizma yapısı elde edildikten sonra bu yapı üzerinde doğrusal kontrol yöntemleri uygulamaları yapılması hedeflenmektedir.

1.2 Sistemin Literatürdeki Bilinen Yapısı

Ters sarkaçlar, kontrol teorisi ve mühendislikte sıklıkla kullanılan bir modelleme aracıdır (Ogata, 2010). Ters sarkacın normal sarkaç yapısından farkı kontrol edici bir sinyalin yokluğunda ters konumdan serbest düşme hareketi sergilemesidir. Ters sarkaçlar kontrol teorisi alanında ortaya çıkan yeni kontrol stratejilerinin doğrulamak ve performanslarını test etmek adına yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Ters sarkacın dinamik yapısı oldukça zengin, doğrusal olmayan ve kararsızdır. Kontrol teorisi çalışmalarında bir klasik olarak görülen arabalı ters sarkaç yapısı (IPC-Inverted Pendulum on a Cart) Newton-Euler birinci prensip yöntemine göre modellenmiştir (Namasivayam, 2021). Arabada yer değişikliğine sebep olan bir F itkisi sistemin girişi; arabanın konumu ve sarkaç açısı ise bu sistemin çıkışlarıdır. Buradaki ana amaç F itkisini kullanarak sarkacı yukarı pozisyonda dengede tutabilmektir. Sistem araba konumu (x) ve sarkaç açısı (θ) olmak üzere 2-DOF (2 serbest derecelik) değerine sahiptir. Sistemdeki aktüatör sayısı serbest derecelik değerinden az olduğundan dolayı sistemimiz yetersiz hareketli (underactuated) olarak nitelendirilebilir. Şekil 1.1 de

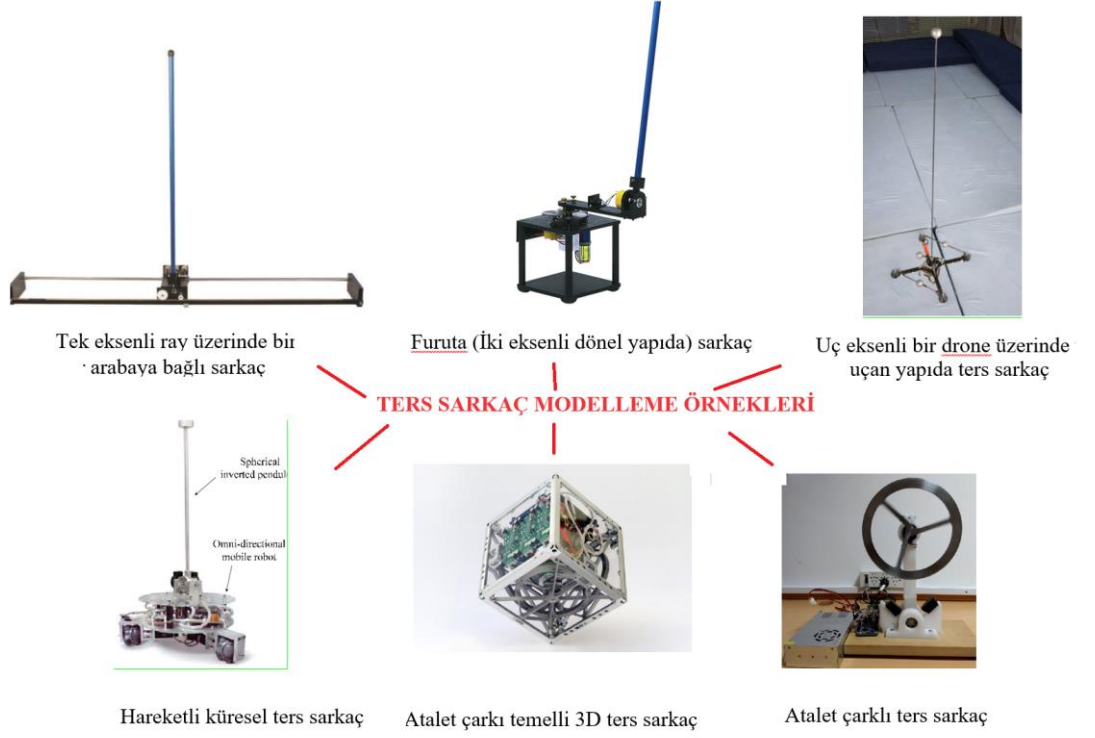
serbest cisim diyagramı belirtilen IPC sisteminin matematiksel modeli ikinci bölümde incelenecektir (*Underactuation Mechanical Systems*, t.y.).



Şekil 1.1. Bir Ray Üzerindeki Ters Sarkacın Modeli

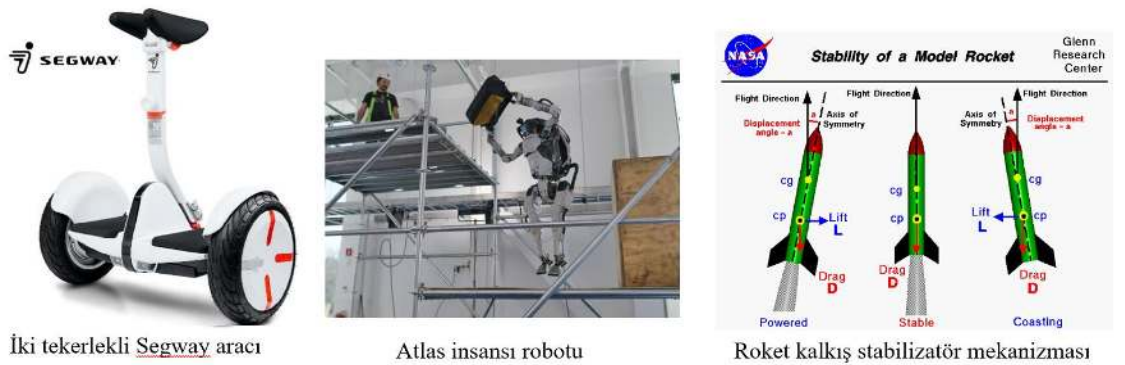
1.3 Güncel Yaşamımızdaki Karşılaştığımız Örnekler

Ters sarkaçların teorik olarak modellenmesinde birçok farklı geometrik yaklaşım bulunmaktadır. Bu modeller tek eksenli ray üzerinde bir arabaya bağlı sarkaç, iki eksenli dönel yapıda bir veya iki eklemlili sarkaç, üç eksenli bir drone üzerinde uçan yapıda (Hehn & D'Andrea, 2011), çok yönlü hareket kabiliyetine sahip küresel ters sarkaç (Kao vd., 2013) ve atalet çarkı temelli 3D ters sarkaç olarak sınıflandırılabilir (Muehlebach vd., 2013). Döner ters sarkaç ilk olarak Katsuhisa Furuta tarafından icat edildi ve o zamandan beri Furuta sarkacı olarak adlandırılmaktadır. Tek eksenli ters sarkaç ile furuta yapısındaki bir sarkaç arasındaki en önemli fark sistem içerisindeki hareketli parça sayısının daha az olmasıdır. Buna bağlı olarak sürtünme kuvveti azalmış olur ve sistem kararlılığı, sistemin matematiksel modeli daha kolay elde edilir (Furuta vd., 1992).



Şekil 1.2. Ters Sarkaç Yapısının Farklı Modellenmiş Örnekleri

Aynı zamanda kontrol teorisi konularından ters sarkaç sistemi problemi günlük hayatta birçok farklı alanda karşımıza çıkmaktadır. Bunlar sırasıyla iki tekerlekli Segway aracı (Kim & Park, 2016), Atlas insansı robotu (Atlas | Boston Dynamics, t.y.), roket kalkış stabilizatör mekanizması (Model Rocket Stability, t.y.), kendi kendine dengede durabilen scooter ve uydu ve taşıyıcı roketlerde hata tolerans kontrol sistemleri örnek verilebilir.



Şekil 1.3. Ters Sarkaç Modelinin Yaşamımızdaki Örnekleri

Roketlerin kalkışları esnasında sistemin kararlılığını bozucu etkiye oluşan kuvvete zıt yönde oluşturulan bir geri döndürme kuvveti vardır. Bu kuvvet tıpkı ters sarkaç mekanizmasındaki gibi roketin tekrar uçuş yönüne yönelmesini ve roketin kararlı seviyede kalabilmesini sağlar (Halim, 2017).

1.4 Denetimci Tasarım Aşamaları

Sistemimizde birden fazla çıkış bulunması durum-uzay (state-space) yaklaşımli bir tasarımın uygun olduğunu gösterir. Öncelikle ters sarkaç yapısının durum-uzay formunda sistem dinamikleri ve eşitlikleri elde edilir. Kontrolcü tasarlamadan önce sistemimizin kontrol edilebilirliği test edilmelidir. Elde edilen eşitliklerden yola çıkarak tasarladığımız fiziki yapının durum uzayında kontrol edilebilir olup olmadığı üzerine çıktılar oluşturulur. Sistem kontrol edilebilirlik durumuna göre keyfi kutup yerleşimi yapmak mümkündür. Daha sonra durum geri besleme kazanç matrisi elde edilmelidir. Tasarlanan sistemin birim basamak cevap karakteristikleri, geri besleme kazanç matrisi ve integral sabiti bilgisayar ortamında elde edilerek sistemin grafik çıktıları üzerine analizler yapılır. Benzetim çalışmalarında kabul edilebilir sonuçlar elde edilinceye kadar devam edilmiştir.

1.5 Deneysel Düzenğin Genel Yapısı

Cihazımız raylı bir araba üzerindeki ters sarkaç modeli referans alınarak tasarlanmıştır. Cihaz modüler yapıdadır, işkence yapısı ile bir noktaya sabit şekilde tasarlanmamıştır. Sistemde düşük sürtünmeli ray üzerinde hareket eden bir kızak ve bu kızığa güç uygulayan elektrik motoru, trigger kayışı ve kasnak sistemi parçaları bulunmaktadır. Sarkaç 360° hareket kabiliyeti elde edebilmek adına kızığın yan tarafına monte edilmiştir. Mikrokontrolcü kızığın pozisyonu ve sarkaç açısı çıktılarına göre gerçek zamanlı motor kontrolü ve kontrol algoritmalarını çalıştırma görevine sahiptir. İlk olarak sarkacı yukarı kaldırma algoritması ve devamında farklı kontrol yöntemlerini bir arada bulunduran dengede kalma algoritması gömülü sistem halinde cihaz üzerinde verilmiştir.

1.6 Tez Çalışmasının Genel Yapısı

Tezin ikinci bölümünde sistemin literatür araştırması üzerine durulmuş olup matematiksel eşitlikler ilerleyen bölümlerde kullanılmak üzere elde edilmiştir. Elde edilen model için kontrolcü tasarımı seçimi ve adımları üçüncü bölümde anlatılmıştır. Genel eşitliklerin elde edilmesi ve sistemin fiziksel olarak ortaya konulmasının

ardından bu sistem üzerinde bazı doğrusal denetim yöntemlerinin uygulama safhaları üzerine durulmuştur. İlk olarak durum geri beslemeli kontrol yapısı ve ardından doğrusal kuadratik denetimci (LQR) uygulaması yapıp sistemin verdiği çıktılar incelenmiştir. Bir sonraki bölümde deneysel düzeneğin fiziki olarak inşası, materyallerin belirlenmesi ve sistem kabiliyetleri aşamalarıyla birlikte adım adım belirtilmiştir. Bu kısımda ayrıca tasarlanan yapı ve özellikleri hakkında birçok detay paylaşılmıştır. Son olarak sonuçların tartışıldığı, ileride yapılabilecek çalışma önerileri ve bulguları barındıran bölüm ile çalışma tamamlanmıştır. Tez boyunca testler, analizler ve tartışmalar alt başlıklar halinde verilmiştir.



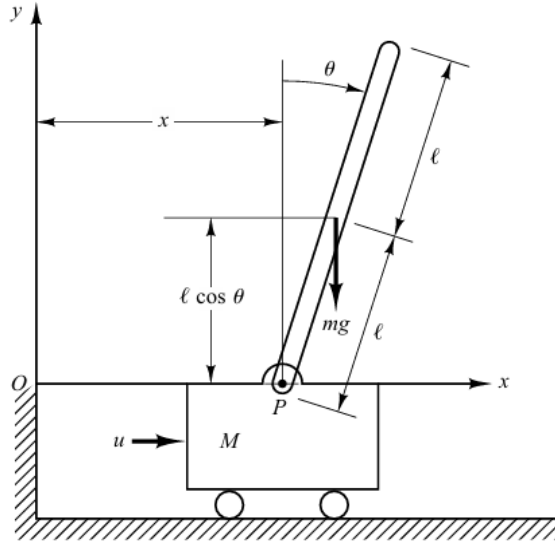
BÖLÜM 2 SİSTEM MODELİ

Mekanik sistemlerin matematiksel modelini elde etmek için iki farklı yaklaşım türü mevcuttur. Birinci yaklaşım yöntemi sistemdeki kuvvetleri kullanan Newton mekanikleri iken diğer yaklaşım türü enerji tabanlı metotları uygulayan Lagrangian mekanikleridir (Axisa, 2003). Her iki yaklaşım ile benzer modeller çıkarılabilmektedir.

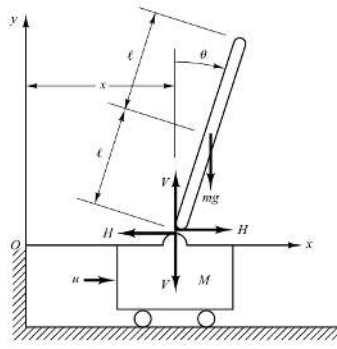
Newton mekanikleri öncelikle sistemdeki her elemanın üzerine uygulanan güç girişlerini temel alarak sistem dinamiklerini elde etmemize yardımcı olur. Lagrangian mekanikleri ise sistemin kinetik ve potansiyel enerji eşitliklerini kullanarak sistem dinamiklerini elde etmemizi sağlar. Bu sistem enerji temelli olduğu için sistem üzerindeki güçler dikkate alınmaz ve kızak ve sarkaç arasındaki kısıtlayıcı güçler ile uğraşmak zorunda kalmayız. Bu yaklaşım ile sistem daha az karmaşık yapıda modellenebilir (Hanekam, 2021).

2.1 Newton Mekanikleri İle Sistemin Modellenmesi

Motorlu araba üzerine monte edilmiş bir ters sarkaç Şekil 2.1 de gösterilmiştir. Ters sarkaç modeli doğası gereği uygun bir kontrol kuvveti uygulanmadıkça herhangi bir anda herhangi bir yöne düşebileceğinden dolayı kararsız bir yapıdadır. Burada sarkacın yalnız sayfa düzleminde hareket ettiği iki boyutlu bir problemi göz önünde bulundurmaktayız (Ogata, 2010).



Şekil 2.1. Arabalı Ters Sarkaç Sistemi



Şekil 2.2. Serbest Cisim Diyagramı

Sarkacın ağırlık merkezinin kendisinin geometrik merkezi olduğunu farz ederek sistemin matematiksel modelini Newton-Euler modeli kullanarak elde edelim.

Çubuğun açısı düşey çizgiden θ olarak tanımlansın. Ayrıca sarkaç çubuğunun ağırlık merkezinin (x, y) koordinatlarını (x_G, y_G) olarak tanımlayabiliriz.

$$x_G = x + l \sin \theta$$

$$y_G = l \cos \theta$$

Sistemdeki hareket denklemlerinin çıkarımı için Şekil 2.2’de gösterilen serbest cisim diyagramını göz önünde bulunduralım. Sarkacın kendi ağırlık merkezi etrafındaki dönme hareketi altta verilen (2.1) eşitliği ile tanımlanabilir.

$$I\ddot{\theta} = Vl \cdot \sin(\theta) - Hl \cdot \cos(\theta) \quad (2.1)$$

Burada I sarkacın kendi ağırlık merkezi etrafındaki atalet momentidir. H yataydaki, V ise düşey düzlemdeki hareket eşitliklerini vermektedir. Sarkaç çubuğunun ağırlık merkezinin yatay hareketi alttaki (2.2) eşitliğinde verilmiştir.

$$m \cdot \frac{d^2}{dt^2} (x + l \cdot \sin(\theta)) = H \quad (2.2)$$

Sarkacın ağırlık merkezinin düşey eksenindeki hareketi ve arabanın yatay eksenindeki hareketi (2.3) ve (2.4) eşitliklerinde verilmiştir.

$$m \cdot \frac{d^2}{dt^2} (l \cdot \cos(\theta)) = V - mg \quad (2.3)$$

$$M \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} = u - H \quad (2.4)$$

Ters sarkacı düşeyde tutmak gerektiğinden $\theta(t)$ ve $\dot{\theta}(t)$ ’nin $\sin \theta \cong \theta$, $\cos \theta = 1$ ve $\dot{\theta}^2 = 0$ olacak şekilde küçük değerler olduğunu kabul edebiliriz. O halde (2.1)

ve (2.3) arasındaki denklemler doğrusallaştırılabilir. Doğrusallaştırılmış denklemler alttaki gibi yazılabilir.

$$I\ddot{\theta} = Vl\dot{\theta} - Hl \quad (2.5)$$

$$m(\ddot{x} + l\ddot{\theta}) = H \quad (2.6)$$

$$0 = V - mg \quad (2.7)$$

Denklem (2.4) ve (2.6)'dan

$$(M + m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta} = u \quad (2.8)$$

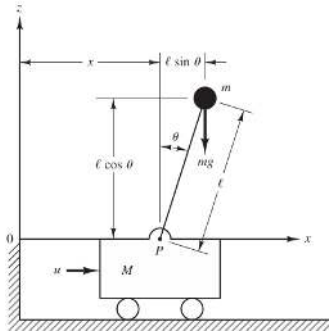
denklemini elde ederiz. Denklem (2.5), (2.6) ve (2.7)'den

$$I\ddot{\theta} = mgl\theta - Hl = mgl\theta - l(m\ddot{x} + ml\ddot{\theta}) \quad (2.9)$$

veya

$$(I + ml^2)\ddot{\theta} + ml\ddot{x} = mgl\theta \quad (2.10)$$

denklemini elde ederiz. (2.8) ve (2.10) eşitlikleri araba üzerindeki ters sarkaç hareketini tanımlamaktadırlar. Bu denklemler ele alınan sistemin matematiksel bir modelini oluştururlar.



Şekil 2.3. Sarkaç Yukarı Konumda Ağırlık Merkezi

Şekil 2.3'de gösterilen sistemde kütle çubuğun tepesinde yoğunlaştığından, ağırlık merkezi sarkaç topunun merkezidir. Bu durumda sarkacın kendi ağırlık merkezi etrafındaki eylemsizlik momenti çok küçük değerlerdedir ve denklem (2.10)'da $I = 0$ olduğunu kabul edilebilir. Böylece sistem için matematiksel model aşağıdaki gibi olur:

$$(M + m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta} = u \quad (2.11)$$

$$ml^2\ddot{\theta} + ml\ddot{x} = mgl\theta \quad (2.12)$$

Denklem (2.11) ve (2.12) aşağıdaki gibi değiştirilebilir.

$$Ml\ddot{\theta} = (M + m)g\theta - u \quad (2.13)$$

$$M\ddot{x} = u - mg\theta \quad (2.14)$$

2.1.1 Sistemin Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi

Doğrusallaştırılmış sistemin transfer fonksiyonunu elde etmek için öncelikle sistem eşitliklerinin sıfır başlangıç koşulları altında Laplace dönüşümleri alınmalıdır.

$$(I + ml^2)\ddot{\theta} - mgl\theta = ml\ddot{x} \quad (2.15)$$

$$(M + m)\ddot{x} + b\dot{x} - ml\ddot{\theta} = u \quad (2.16)$$

$$(I + ml^2)\theta(s)s^2 - mgl\theta(s) = mlX(s)s^2 \quad (2.17)$$

$$(M + m)X(s)s^2 + bX(s)s - ml\theta(s)s^2 = U(s) \quad (2.18)$$

Transfer fonksiyonunun aynı anda tek bir girdi ile tek bir çıktı (SISO) arasındaki ilişkiyi temsil ettiğini hatırlayın (Hill, 2013). Sistemin $\theta(s)$ ve $U(s)$ durumları için ilk transfer fonksiyonunu bulurken $X(s)$ durumunu denklemde dışarıya alırız.

$$X(s) = \theta(s) * \left(\frac{I + ml^2}{ml} - \frac{g}{s^2} \right) \quad (2.19)$$

Denklemde eşitliği yerine yazarak sonuç eşitliği alttaki gibi elde ederiz.

$$(M + m)X(s)s^2 + bX(s)s - ml\theta(s)s^2 = U(s) \quad (2.20)$$

$$\frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{\frac{ml}{q}s^2}{s^4 + \frac{b(I+ml^2)}{q}s^3 - \frac{(M+m)mgl}{q}s^2 - \frac{bmgl}{q}s} \quad (2.21)$$

$$q = [(M + m)(I + ml^2) - (ml)^2] \quad (2.22)$$

$$P_{sarkaç}(s) = \frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{\frac{ml}{q}s}{s^3 + \frac{b(I+ml^2)}{q}s^2 - \frac{(M+m)mgl}{q}s - \frac{bmgl}{q}} \left[\frac{rad}{N} \right] \quad (2.23)$$

Arabanın transfer fonksiyonu aynı şekilde $X(s)$ durumu dışarıya alınarak alttaki şekilde elde edilir.

$$P_{araba}(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{\frac{(I+ml^2)s^2 - gml}{q}}{s^4 + \frac{b(I+ml^2)}{q}s^3 - \frac{(M+m)mgl}{q}s^2 - \frac{bmgl}{q}s} \left[\frac{m}{N} \right] \quad (2.24)$$

Transfer fonksiyonlarını bilgisayar destekli yazılım programı olan Matlab yardımıyla Ek 1'deki kod bloğu ile elde ederiz.

```
sys_tf =
From input "u" to output...
          1.846e-07 s^2 - 3.78e-06
x: -----
    5.633e-08 s^4 + 1.846e-08 s^3 - 1.361e-06 s^2 - 3.78e-07 s
    3.858e-07 s
theta: -----
    5.633e-08 s^3 + 1.846e-08 s^2 - 1.361e-06 s - 3.78e-07
Continuous-time transfer function.
```

2.1.2 Sistemin Durum Uzay Modelinin Elde Edilmesi

Doğrusallaştırılmış hareket eşitlikleri ayrıca durum uzay modeli şeklinde birinci derece diferansiyel denklemleri ile yeniden elde edilerek sunulabilir.

Durum değişkenleri x_1, x_2, x_3 ve x_4 aşağıdaki gibi tanımlanırsa,

$$x_1 = x$$

$$x_2 = \dot{x}$$

$$x_3 = \theta$$

$$x_4 = \dot{\theta}$$

Eşitlikler doğrusal olduğundan dolayı standart matris formatında alttaki gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(I+ml^2)b}{I(M+m)+Mml^2} & \frac{m^2gl^2}{I(M+m)+Mml^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{mlb}{I(M+m)+Mml^2} & \frac{mgl(M+m)}{I(M+m)+Mml^2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{I+ml^2}{I(M+m)+Mml^2} \\ 0 \\ \frac{ml}{I(M+m)+Mml^2} \end{bmatrix} u \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.26)$$

Arabanın pozisyonu ve sarkaç açısı sistem çıkışının bir parçasıdır. Bu sebeple (2.26) eşitliğinde görüldüğü üzere C matrisi 2 satırdan oluşmaktadır.

Denklem (2.25) ve (2.26) ters sarkaç sisteminin durum-uzay gösterimini verir. Sistemin durum-uzay gösteriminin tek olmadığına dikkat ediniz. Bu sistem için sonsuz sayıda böyle gösterim mevcuttur. Durum uzay modelini Ek 2'deki kod bloğu yardımıyla denetimci tasarımında kullanılmak üzere elde ederiz.

2.2 Lagrangian Mekanikleri İle Sistemin Modellenmesi

Lagrangian mekaniği klasik mekaniğin statik aksiyon prensipleri kullanılarak yeniden yorumlanmasıdır (Luca & Oriolo, 1995). Bu yaklaşım ile öncelikle sistemin kinetik ve potansiyel enerjileri hesaplanarak Lagrangian elde edilir.

$$S(q) = \int_a^b L(q, \dot{q}, t) dt$$

Burada L lagrangian fonksiyonu alttaki gibi sistemin kinetik enerjisi (T) ile potansiyel enerjisi (V) arasındaki fark değeridir.

$$L(q, \dot{q}, t) = T(q, \dot{q}, t) - V(q, \dot{q}, t) \quad (2.27)$$

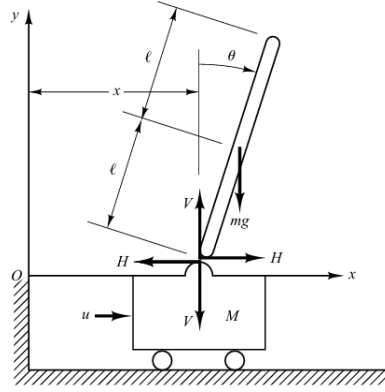
Buradaki $q = [q_1, \dots, q_n]$ değerleri sistemin genelleştirilmiş koordinatları ve $\dot{q} = [\dot{q}_1, \dots, \dot{q}_n]$ bu değerlerin zamana bağlı türevi alınmış değerleridir (Deriglazov, 2010).

Genelleştirilmiş sistemin Lagrange eşitliği sisteme etkiyen tüm dış etkiler göz önünde bulundurulduğu şartlarda alttaki gibi yazılabilir. Burada Q dışardan sisteme etkiyen tüm kuvvet faktörleridir.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} = Q \quad (2.28)$$

Sistemin genelleştirilmiş koordinatlar altında kinetik ve potansiyel enerji denklemlerinden sistemin hareket eşitlikleri elde edilir.

2.2.1 Hareket Eşitliklerinin Elde Edilmesi



Şekil 2.4. Serbest Cisim Diyagramı

Sistem için kontrol girişimiz DC motor kaynaklı kızak ivme değerimizdir. Yeterince güçlü bir DC motor belirlenmesi ile sistemimizde ihtiyaç duyulan giriş ivmesini oluşturacak tork değerine her zaman ulaşabilmekteyiz. Bu bilgilere dayanarak x eksenindeki sistem eşitliği için alttaki (2.29) eşitliği yazılabilir.

$$\ddot{x} = u \quad (2.29)$$

Buradan hareketle hareket eşitliklerinden sadece θ koordinatı Euler-Lagrange eşitlikleri kullanılarak elde edilmesi gerektiği anlaşılır.

Kızak sadece x ekseninde hareket edebildiği için kızak için kinetik enerji değeri alttaki şekilde yazılabilir.

$$T_c = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 \quad (2.30)$$

Sarkacın kinetik enerjisi, iki farklı bileşenle ifade edilebilir: Birincisi, sarkacın merkezinde bir nokta kütlesi olarak çubuğun doğrusal hareketinden kaynaklanan kinetik enerjidir. İkincisi ise, sarkacın merkezindeki momenti ile oluşturulan menteşe noktası etrafındaki dönme hareketinden kaynaklanan kinetik enerjidir. Sarkacın kinetik enerjisi alttaki eşitlikle ifade edilebilir.

$$T_p = \frac{1}{2} m v_p^2 + \frac{1}{2} I \dot{\theta}^2 \quad (2.31)$$

Burada v_p (m/s) x ve y eksenlerinde bileşenleri bulunan sarkacın yer çekimi hız değeridir. Sarkacın yer çekimi merkezini (COG) menteşe noktasında y eksenini sıfır olarak ayarlayarak alttaki gibi elde ederiz.

$$\begin{bmatrix} x_p \\ y_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x + l \sin(\theta) \\ l \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Elde edilen konum eşitliğinin diferansiyeli alınırsa sistemin hız bileşenleri alttaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ \dot{y}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x} + l \cos(\theta) \dot{\theta} \\ -l \sin(\theta) \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Hız bileşenini ayrıca alttaki şekilde yazabiliriz;

$$v_p^2 = (\dot{x} + l \cos(\theta) \dot{\theta})^2 + (-l \sin(\theta) \dot{\theta})^2 = \dot{x}^2 + 2l \cos(\theta) \dot{\theta} \dot{x} + l^2 \dot{\theta}^2 \quad (2.34)$$

Sonuç olarak sarkacın kinetik enerjisi alttaki eşitlik ile elde edilir.

$$T_p = \frac{1}{2} m \dot{x}^2 + m l \cos(\theta) \dot{\theta} \dot{x} + \frac{1}{2} m l^2 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} I \dot{\theta}^2 \quad (2.35)$$

Tüm sistemin kinetik enerjisi alttaki (2.36) eşitliği ile elde edilir.

$$T = T_c + T_p = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m \dot{x}^2 + m l \cos(\theta) \dot{\theta} \dot{x} + \frac{1}{2} m l^2 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} I \dot{\theta}^2 \quad (2.36)$$

Potansiyel enerji sistemdeki bileşenlere etkiyen yer çekimi kuvveti ile verilmiştir. Kızak sadece yerçekimi kuvvetine dik olan x eksenı boyunca hareket edebildiği için kızak üzerinde potansiyel enerji değişimi yoktur. Bu sebeple kızakın potansiyel enerjisi sıfırdır.

$$V_c = 0 \quad (2.37)$$

Sistemdeki potansiyel enerji sarkacın ağırlık merkezine olan uzaklık ile verilmiştir. Menteşe noktası potansiyel referans alındığında sarkacın potansiyel enerjisi alttaki eşitlik ile elde edilir.

$$V_p = m g l \cos(\theta) \quad (2.38)$$

Total potansiyel enerji ise sonuç olarak alttaki denklem ile ifade edilir.

$$V = V_c + V_p = m g l \cos(\theta) \quad (2.39)$$

Daha sonra Lagrangian fonksiyonunu alttaki denklem vasıtasıyla elde ederiz.

$$L = T - V \quad (2.40)$$

$$L = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m \dot{x}^2 + m l \cos(\theta) \dot{\theta} \dot{x} + \frac{1}{2} m l^2 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} I \dot{\theta}^2 - m g l \cos(\theta) \quad (2.41)$$

Daha sonra bu fonksiyonu Euler-Lagrange eşitliğine dahil ettiğimizde alttaki eşitlik karşımıza çıkar.

$$Q = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} = (ml^2 + I)\ddot{\theta} + ml\cos(\theta)\ddot{x} - mgl\sin(\theta) \quad (2.42)$$

2.3 Sisteme Karşı Bozucu Etkiyen Kuvvetlerin Modellenmesi

Kızak üzerine etkiyen dış kuvvetler; motor-kayış sisteminden gelen giriş kuvveti, raylı mekanizmanın sürtünme kuvveti ve havanın sürüklenme direnç kuvvetleridir. 2.2 bölümünün ilk kısmında belirtildiği gibi sistem girişi doğrudan x koordinatındaki ivmeyi kontrol eder. Sistemdeki DC motor sistem üzerindeki herhangi bir bozucu etkiye karşı gereken tepki kuvvetini oluşturmak ve sistemin gereksinim duyduğu giriş ivme kuvvetini sağlama görevlerini üstlenmektedir. Daha da önemlisi x koordinatında θ koordinatına etkiyebilecek herhangi bir kuvveti de göz önünde bulundurmak zorundayız. Denklem (2.42)'deki $ml\cos(\theta)x$ terimi θ koordinatının x 'teki ivmeyi etkileyen bir girdiye nasıl tepki vereceğini tanımlamaktadır.

(2.42) eşitliğine bozucu dış etkenler dahil edildiğinde alttaki denklemi elde ederiz.

$$(ml^2 + I)\ddot{\theta} + ml\cos(\theta)\ddot{x} - mgl\sin(\theta) = -F_{ext}(\dot{\theta}) \quad (2.43)$$

Eşitlik üzerinde sadeleştirme işlemi yaparak sarkacın açısal ivme denklemini alttaki gibi elde ederiz.

$$\ddot{\theta} = \frac{mgl\sin(\theta)}{ml^2 + I} - \frac{ml\cos(\theta)}{ml^2 + I}\ddot{x} - \frac{F_{ext}(\dot{\theta})}{ml^2 + I} \quad (2.44)$$

Arabalı ters sarkaç modeli için matematiksel ifadeyi (2.29) – (2.45) arasındaki ikili eşleşmiş 2.dereceden diferansiyel denklemler ile elde ettik. Durum uzay modelini elde etmeden önce durum vektörünü alttaki şekilde tanımlayarak başlayabiliriz.

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Modelin birinci derece diferansiyel eşitliklerini alttaki (2.46) denklemi ile ifade edebiliriz.

$$\underline{\dot{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ u \\ x_4 \\ \frac{mgl\sin(x_3)}{ml^2 + I} - \frac{ml\cos(x_3)}{ml^2 + I}\ddot{x} - \frac{Fext(x_4)}{ml^2 + I} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Matematiksel bir model türetirken modelin ne oranda doğruluk payına sahip olması gerektiğini dikkate almak gerekir. Arabalı ters sarkaç modeli için doğruluk oranını sistemdeki sürtünme kuvvetlerini ne oranda doğru modelleyeceğimiz belirleyecektir. Yalnız doğrusal sönümleme teriminden oluşan basit doğrusal model yeterli mi, yoksa daha doğru ve karmaşık bir modele sahip olmak faydalı olacak mıdır?

Doğruluk payı yüksek bir model genellikle çok sayıda terim ve çoğu durumda doğrusal olmayan ve süreksiz terimler içerecektir. Bu sebeple parametreleri belirlemek daha karmaşık hale gelir ve modelin test verilerine gereğinden fazla uyma riskiyle karşı karşıya kalabiliriz. Fiziksel sistemin davranışı farklı şartlar altında değişkenlik gösterebilir. Örneğin sıcaklık değişimi, aşınma ve yıpranma nedeniyle sistem davranışı değişebilir. Bu bizi beklediğimizden daha az doğru olan bir modelle karşı karşıya bırakabilir. Doğrusal olmayan ve süreksiz terimler içeren bir model, modelin türevine ihtiyaç duyduğumuzda sorun oluşturabilir. Burada türettiğimiz model, sarkacın düşey pozisyondan dik pozisyona salınmasını sağlayacak bir denetimci oluşturmak ve sarkacın dik konuma yakın bir şekilde yukarı salınımında durdurulması ve dengelenmesi için bir LQR kontrol cihazı oluşturmak için kullanılacaktır (Hanekam, 2021).

Bölüm 3.7’de açıklanan LQR denetleyicisi dikey denge etrafında doğrusallaştırılmış bir modele dayanmaktadır; dolayısıyla denetiminin türetilmesi için doğrusal bir modele ihtiyaç vardır. Öncelikle doğrusal modelimiz iyi bir dengeleme sağlayabilmek için düşük hızlarda yüksek doğruluk oranında çalışmalıdır. Aynı şekilde yüksek hızlarda da sarkaç yukarı kalkarken denge noktasını yakalamak üzere sistem yüksek doğrulukta çalışmalıdır. Bölüm 3.7’de açıklanan yukarı salınım denetimcisi, kontrol yasasını türetirken sistemdeki bozucu sürtünme kuvvetlerini dahil etmez, ancak bu denetimci ağırlıklı olarak test çıktılarına bağlı parametre ayarlamasına dayanır. Parametreler gerçek sisteme uygulanmadan önce Simulink’te test edilebildiği için elimizde simülasyon için doğru bir modelin bulunması faydalı olacaktır. Sarkaç yüksek hızlarda salınım hareketi yapacaktır. Yani benzetim çalışmalarında kullanılacak model yüksek ve düşük açısal hız değerlerinde de yüksek doğruluk

oranında çalışmalıdır. Modelde harici bozucu etki olarak doğrusal sönümleme (linear damping) LQR denetimci tasarımında kullanılmıştır (Hanekam, 2021).

2.3.1 Doğrusal Sönümlemenin Modellenmesi

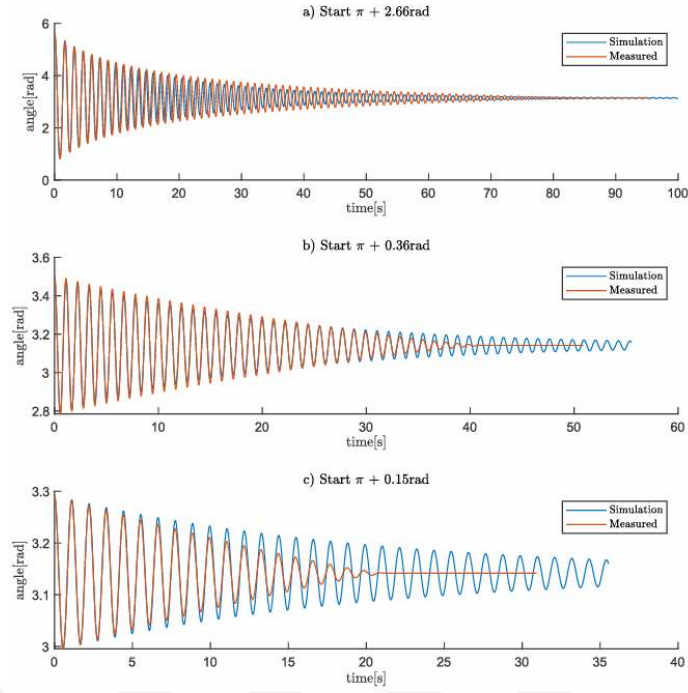
Mekanik sistemlerde sönümleme sistemdeki salınımı azaltıcı etki demektir (Andersson vd., 2007). Arabalı ters sarkaç sistemindeki sarkaç salınımı, ters yönde etki eden harekete orantılı bir kuvvet olarak modellenenebilir. Bu model viskoz sürtünme modeli olarak adlandırılan modele benzer. Sarkacın açısal dönüşü ile ilgilendiğimiz için sönümleme kuvvetini alttaki eşitlik ile ifade edebiliriz.

$$F_d(t) = k_d \dot{\theta}(t) \quad (2.47)$$

Burada k_d birimi [Ns/m] olan sönüm katsayısıdır. Şekil 2.5’de, sarkacın üç farklı açıdan başlayarak gerçek serbest salınım sisteminin simülasyonunu ve ölçümünü göstermektedir. Simülasyon, (2.46) eşitliğindeki modeli $F_{ext} = F_d$ ve $k_d = 0.001$ ile kullanır.

Doğrusal model sistemi iyi bir şekilde temsil etmektedir ancak Şekil 2.5’de görüldüğü üzere modelin bazı eksiklikleri olduğu görülmektedir. Öncelikle b ve c grafiğinde modelin salınımları tamamen durdurmada başarısız olduğunu görüyoruz. Bu, sistemde hıza bağlı olmayan veya yalnızca düşük hızlarda mevcut olan bir sürtünmenin var olduğunu gösterir. İkinci olarak a grafiğinin orta kısmında ve b grafiğinin ilk kısmında orta hızlarda çok fazla sönüm olduğunu görüyoruz. Ayrıca, a grafiğinde gerçek sistem ile simülasyon arasındaki sistemin fazında bazı farklılıklar görüyoruz. Grafik b ve c’de aynı farkı görmüyoruz. Bu, sistemin esas olarak daha yüksek hızlarda mevcut olan bir bozucu etkiye sahip olduğunu ve bu bozucu etkinin daha yüksek mertebeden bir eşitlik olduğunu gösterir (Hanekam, 2021).

Referans olarak Şekil 2.5’deki b grafiğinde ilk salınımın maksimum açısal hızı 2 rad/s’dir. Bölüm 3’de anlatılan yukarı salınım denetimcisi, sarkaç dik konuma gelirken 2 rad/s’den daha düşük bir açısal hız çıkışı verecek şekilde tasarlanmıştır. Doğrusal sönümleme modelinde temel odağımız b ve c grafiklerindeki doğruluktur. B ve c grafikleri LQR denetimcisi aktifken beklediğimiz sarkaç açısal hızlarını kapsar. Şekil 2.5’de seçilen k_d değerinin sistem çıkışları ile benzetimler arasında iyi bir uyum olduğunu göstermektedir (Hanekam, 2021).



Şekil 2.5. Doğrusal Sönümlenme ile Birlikte Serbest Salınım

2.3.2 Hava Direnci

Akışkanlar Mekaniğinde sürüklenme, bir cismin bir akışkandan geçerken oluşturduğu kuvvet olarak bilinir (D. J. Tritton, 1977). Sürüklenme kuvveti, düşük Reynolds sayısında akış hızıyla orantılı, daha yüksek Reynolds sayısında akış hızının karesiyle orantılı olarak modellenir. Reynolds sayısı alttaki eşitlik ile ifade edilir.

$$Re = \frac{\rho d v}{\mu} \quad (2.48)$$

ρ akışkan yoğunluğu, μ akışkan viskozitesi, d karakteristik doğrusal boyut ve v akış hızıdır.

Arabalı ters sarkaç modelimizde hız (v) hariç (2.48)'deki tüm parametreleri sabit olarak kabul ediyoruz. 2.3.1'in sonundaki tartışmaya dayanarak sarkacın, sarkaca etkiyen sürüklenme kuvvetinin sarkaç hızının karesiyle orantılı olmasını sağlayacak kadar yüksek bir açısal hızda döndüğünü söyleyebiliriz. Sistemde hız ile doğru orantılı olan kuvveti modellemek için yeterli hız bulunduğu şartlar altında doğrusal sönüm terimi sürüklenme kuvvetini modelleyecektir. Sarkaç döndüğünden dolayı doğrusal hız sarkacın uzunluğu boyunca değişkenlik gösterirken bu doğrusal hız tüm noktalardaki açısal hız ile orantılı olacaktır. Yani bu bilgi hava direncinden

kaynaklanan kuvveti açısal hızın karesiyle orantılı olarak modelleyebileceğimiz anlamına gelir. Burada $k_{dr} [Ns^2/m^2]$ birimli bir sabittir.

$$F_{dr}(t) = k_{dr} * \dot{\theta}(t)^2 \quad (2.49)$$

2.3.3 Coloumb Sürtünme Kuvveti

Coulomb kayma sürtünme kuvveti, bir yüzey üzerinde kayan bir nesneye etki eden bir kuvvettir.(Andersson vd., 2007) Kuvvet, nesnenin kayma yüzeyine paralel hareketinin ters yönünde etki edecektir. Coulomb sürtünmesi şu şekilde tanımlanır:

$$F_c = \mu_c N \quad (2.50)$$

burada μ_c kayma sürtünme katsayısıdır ve $N[F]$ temastaki normal kuvvettir.

Coloumb sürtünmesi genellikle alttaki şekilde ifade edilir;

$$F_c(t) = \begin{cases} F_c \text{sign}(v(t)) & \text{eğer } v(t) > 0 \\ F_{app}(t) & \text{eğer } v(t) = 0 \text{ ve } F_{app}(t) < F_c \\ F_c \text{sign}(F_{app}(t)) & \text{eğer } v(t) = 0 \text{ ve } F_{app}(t) < F_c \end{cases} \quad (2.51)$$

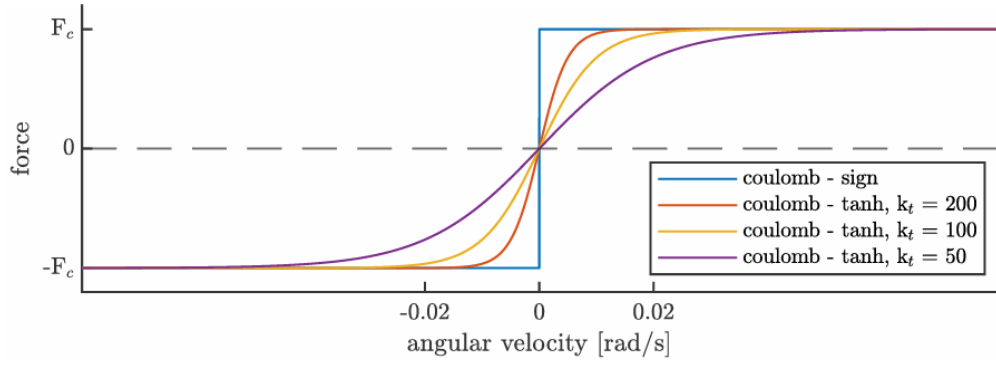
$F_{app}(t)$ nesneye uygulanan kuvvet, $v(t)$ nesnenin hızıdır (Andersson vd., 2007). Uygulanan kuvvet hakkında bilgimiz olmayacağı için alttaki şekilde ifadeyi sadeleştirebiliriz.

$$F_c(t) = F_c \text{sign}(v(t)) \quad (2.52)$$

İşaret fonksiyonu (sign) hız sıfırken süreksiz olduğundan dolayı bu model benzetim çalışmalarında sorunlara neden olabilir. Bu nedenle sıfır hız civarında sürekli bir fonksiyon elde etmek için işaret fonksiyonunu bir tanh fonksiyonuyla değiştirebiliriz. Ayrıca eşitlikteki hızı açısal hızla değiştirerek Coulomb sürtünme modelini alttaki gibi elde ederiz.

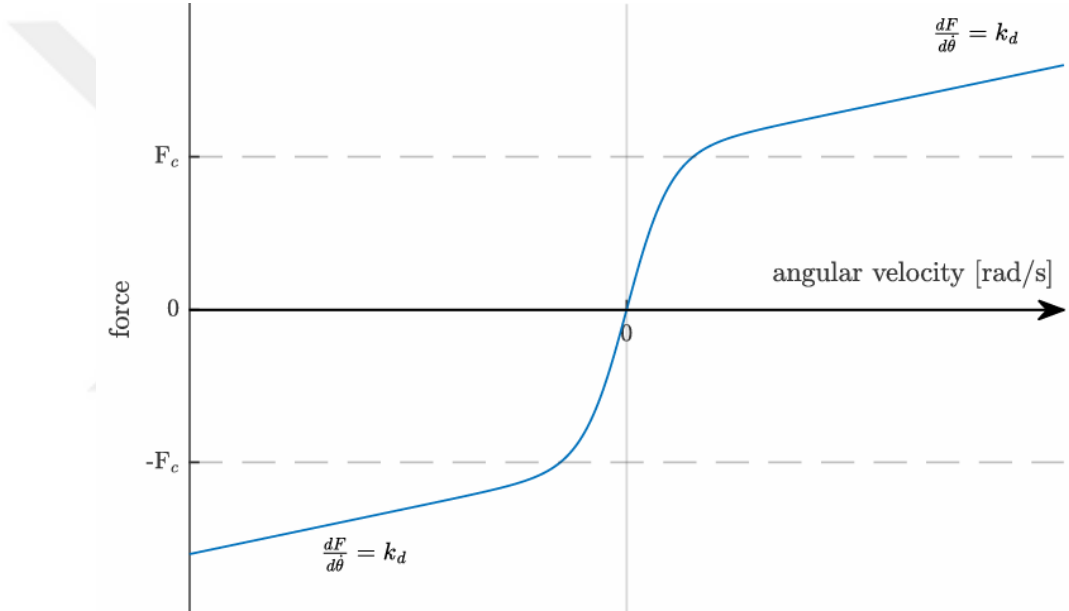
$$F_c(t) = F_c \tanh(k_t \dot{\theta}(t)) \quad (2.53)$$

k_t burada tanh fonksiyonunun dikliğini artıran bir ölçeklendirme sabitidir. Şekil 2.6, Coulomb sürtünmesinin (2.52)'deki gibi bir işaret (sign) fonksiyonuyla ve (2.53)'deki gibi bir tanh fonksiyonuyla, kt için farklı değerlerle modellenmesindeki farkı göstermektedir (Hanekam, 2021).



Şekil 2.6. Coulomb Sürtünmesi Modelleri

Şekil 2.7 sıfır açısal hız etrafında Coulomb sürtünmesi ve doğrusal sönümlemenin birleşiminin sonucunu göstermektedir.



Şekil 2.7. Coulomb Sürtünmesi ve Doğrusal Sönümlemenin Birleştirilmesi

2.3.4 Statik Sürtünme Kuvveti

Statik sürtünme, nesnenin hızı sıfır olduğunda bir yüzeye temas halindeki nesnelere etki eden bir kuvvettir. Statik sürtünme kuvveti, kayma yüzeyine paralel cisme etki eden herhangi bir kuvvetin tersi yönde etki etmektedir (Andersson vd., 2007). Dolayısıyla Statik sürtünme kuvveti, nesne hareket etmeye başlamadan önce aşılması gereken bir kuvvet olarak görülebilir.

Statik sürtünme kuvveti, sıfır hızda süreksiz olduğundan, Coulomb sürtünmesiyle aynı soruna sahiptir. Statik sürtünmenin modellenmesi alttaki eşitlik ile verilebilir.

$$F_s(t) = (F_c - F_s)e^{-\frac{|v(t)|}{v_s}} \tanh(v(t)) \quad (2.54)$$

Sonuçta ortaya çıkan $F_s(t)[N]$ statik sürtünmedir ve v_s üstel terimin azalmasını belirleyen bir katsayıdır. Elde edeceğimiz sonuç düşük hızda statik sürtünmeye sahip olan ancak sıfır hızda statik sürtünmenin olmadığı bir model olacaktır. (2.49), (2.53) ve (2.54) eşitliklerinde verilen doğrusal sönümleme, Coulomb sürtünmesi ve statik sürtünme denklemlerinden yola çıkarak Stribeck sürtünme modeli adında basitleştirilmiş ortak bir denklem elde ederiz (Andersson vd., 2007). Simülasyon modeline statik sürtünmenin dahil edilmesi düşünüldü, ancak parametrelendirme ve test sırasında statik sürtünmenin modele dahil edilmesi gözle görülür bir iyileşme ile sonuçlanmadı. Bu nedenle sistemdeki statik sürtünmenin ihmal edilebilir düzeyde dikkate alınmasına karar verilmiş ve bu nedenle modelin dışında tutulmuştur.

2.3.5 Final Model ve Parametreler

Şimdi (2.47)'deki sönüm terimini $\mathcal{F}_d$, (2.49)'daki hava sürüklenme terimini $\mathcal{F}_{dr}$ ve (2.53)'deki Coulomb sürtünmesini dış kuvvetler terimine yerleştirerek (2.46)'daki modeli yeniden yazabiliriz.

$$F_{ext}(x_4) = \mathcal{F}_d(x_4) + \mathcal{F}_{dr}(x_4) + \mathcal{F}_c(x_4) = k_d x_4 + \mathcal{F}_{dr} x_4^2 + \mathcal{F}_c \tanh(k_t x_4) \quad (2.55)$$

$$x_1 = x$$

$$x_2 = \dot{x}$$

$$x_3 = \theta$$

$$x_4 = \dot{\theta}$$

Durum değişkenleri x_1, x_2, x_3 ve x_4 yukarıdaki gibi tanımlanırsa, θ açısının sarkaç çubuğunun P noktası etrafındaki dönüşü ve x 'in ise arabanın konumunu belirttiğini unutmayınız. Eğer θ ve x 'i sistemin çıkışları olarak düşünersek alttaki (2.56) numaralı denklemi elde ederiz. (θ ve x 'in kolayca ölçülebilir değerler olduğuna dikkat ediniz.) Daha sonra, durum değişkenleri ile denklem (2.13) ve (2.14) tanımlarından final denklemleri elde ederiz.

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = u$$

$$\dot{x}_3 = x_4$$

$$\dot{x}_4 = \frac{mgl\sin(x_3)}{ml^2 + I} - \frac{ml\cos(x_3)}{ml^2 + I}u - \frac{k_d}{ml^2 + I} - \frac{k_{dr}}{ml^2 + I}x_4^2 - \frac{\mathcal{F}\tanh(k_t x_4)}{ml^2 + I}$$

Denklem (2.57) ters sarkaç sisteminin bozucu dış kuvvetler dahil edilmiş durum-uzay gösterimini verir.

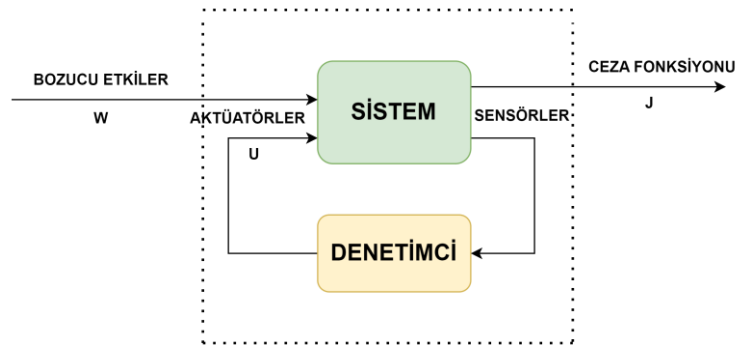
$$\underline{\dot{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ u \\ x_4 \\ \frac{mgl\sin(x_3)}{ml^2 + I} - \frac{ml\cos(x_3)}{ml^2 + I}u - \frac{k_d}{ml^2 + I} - \frac{k_{dr}}{ml^2 + I}x_4^2 - \frac{\mathcal{F}\tanh(k_t x_4)}{ml^2 + I} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

BÖLÜM 3 DOĞRUSAL KONTROL YÖNTEMLERİ

Kontrol teorisinde birçok farklı yaklaşıma sahip kontrol yöntemleri bulunmaktadır. Bu bölümde denetimci yapılarının nasıl çalıştığı ve bu yapıların sistemin matematiksel modelleri vasıtasıyla nasıl elde edilmesi gerektiği üzerine durulmuştur. Öncelikle kontrol edilecek sistemin açık çevrim dürtü tepkisi ve açık çevrim basamak tepkisi gözlemlenmiştir. Bir sonraki adımda sistemin kontrol edilebilirliği ve gözlenebilirliği analiz edilmiştir. Bu analize bağlı olarak farklı tipteki kontrolcü tasarımları alt bölümler halinde incelenmiştir. Bir önceki bölümde elde ettiğimiz sistemin matematiksel modeli ve sistem transfer fonksiyonu denetimci tasarımında kullanılmıştır.

3.1 Kontrol Teorisi Kontrol Tipleri

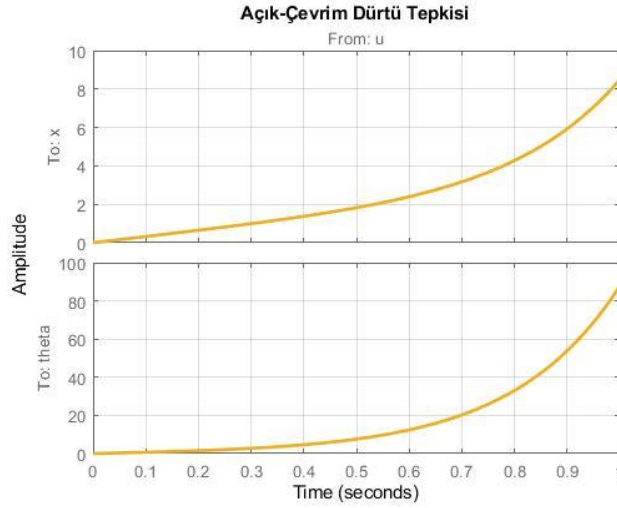
Dinamik sistemleri kontrol etmek adına birçok farklı manipülasyon türleri bulunmaktadır. Pasif kontrol enerji gereksinimi duymaz. Trafik ışıkları pasif bir kontrol örneğidir. Fakat aktif kontrol giriş enerjisi gerektirir ve aktif kontrol tipleri sensör kullanımına bağlı olarak kendi içerisinde iki gruptan oluşur. Bu gruplar açık-çevrim ve kapalı çevrim olarak isimlendirilir. Açık-çevrim tipindeki aktif kontrol methodu kendi içerisinde daha önceden programlanmış döngüler barındırır. Fakat daha önceden programlanmış stratejiler dışardan gelen bozucu etkenleri düzeltebilme kabiliyetine sahip değildir. Kapalı-çevrim tipinde ise sensörlerden alınan bilgilere göre kendini güncelleyen program blokları bulunmaktadır. Kontrol yöntemlerini daha da alt detayları ile inceleyen bozucu ileri beslemeli kontrol (Disturbance feedforward control) ve kapalı çevrim geribeslemeli kontrol (closed-loop feedback control) isimli iki farklı tip mevcuttur. Bu bölümde kesin olmayan, kararsız ve bozucu dış etkenler barındıran ters sarkaç modeli incelendiği için kapalı-çevrim geri beslemeli kontrol metodu ana odak noktasıdır (L.Brunton, 2019).



Şekil 3.1. Standart Geri Beslemeli Kontrol Yapısı

3.2 Arabalı Ters Sarkaç Yapısı Açık Çevrim Dürtü Tepkisi

Bölüm 2 de elde edilen matematiksel modeli ve transfer fonksiyon eşitliklerini kullanarak sistemin açık çevrim dürtü tepkisini MATLAB isimli bilgisayar destekli yazılım programı ile elde ederiz. Kod bloğu Ek 3'te verilmiştir.



Şekil 3.2. Sistemin Açık-Çevrim Dürtü Tepkisi

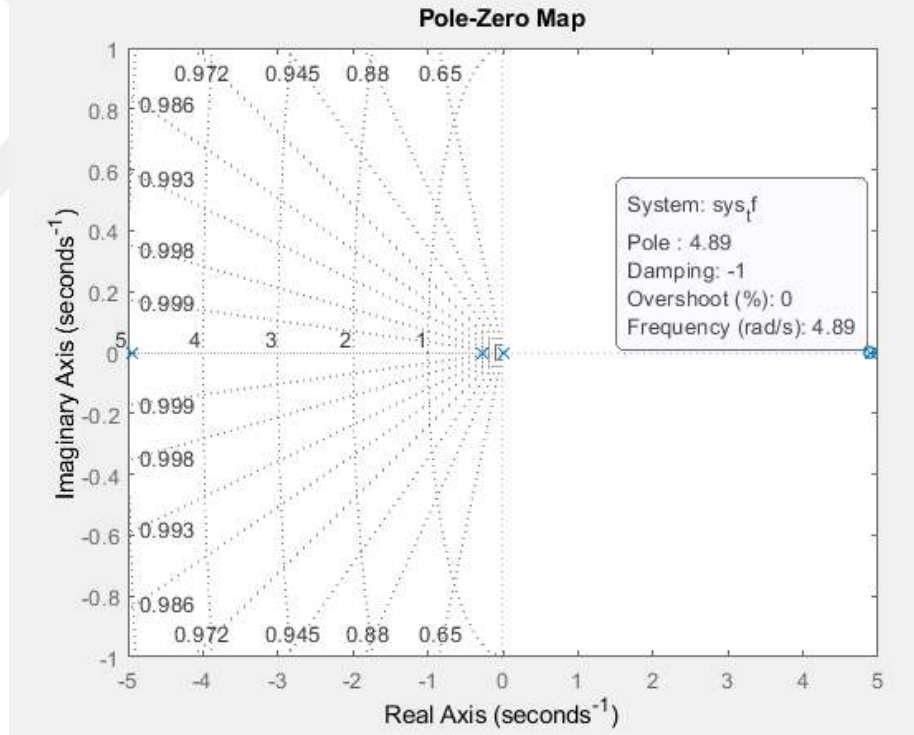
Şekil 3.2'de görüldüğü üzere θ açısı çok hızlı şekilde uzaklaşım (diverge) sergilediğinden dolayı sistemin açık-çevrim dürtü tepkisi ağırlıklı olarak kararsızdır. Tepkinin doğal kaçış hareketi kararsızlığı belirtir. Sistem açık-çevrim yaklaşımında kararsızdır.

Sistemin kutupları aynı zamanda bize zamana karşı tepkiyi verir. Sistemde iki çıktıya karşılık bir giriş bulunduğundan sistem iki transfer fonksiyonuna sahiptir. Sistemin kutuplarını ve sıfırlarını yine MATLAB yardımıyla alttaki gibi elde ederiz.

```

>> [zeros poles] = zpndata(P_pend,'v')
zeros =
    0
poles =
    4.8916
   -4.9417
   -0.2776
>> [zeros poles] = zpndata(P_cart,'v')
zeros =
    4.5252
   -4.5252
poles =
    0
    4.8916
   -4.9417
   -0.2776

```

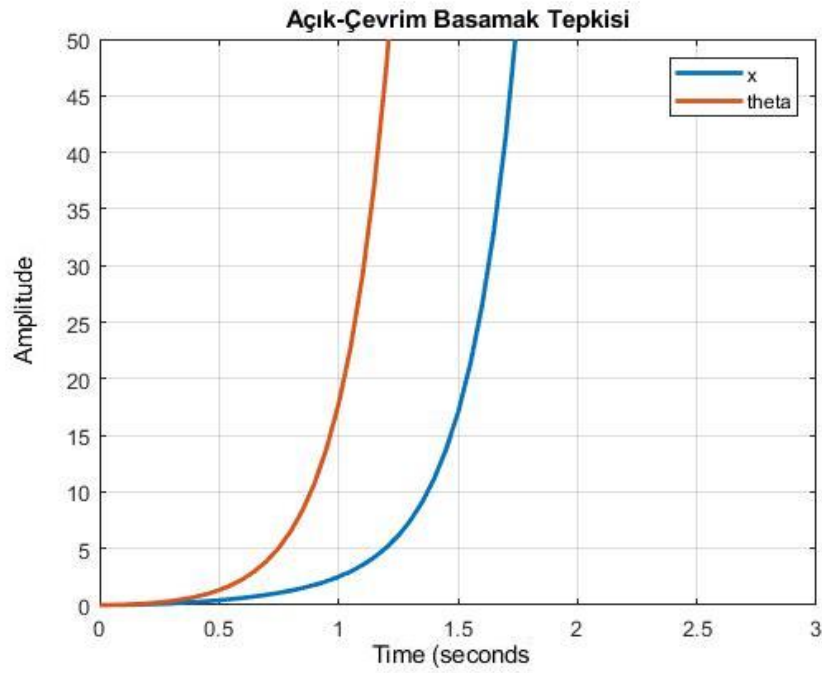


Şekil 3.3. Açık-Çevrim Konumu Sistem Kutup-Sıfır Haritası

Tahmin edildiği üzere her iki transfer fonksiyonu için de kutuplar aynı çıkmaktadır. Kutup değerlerinden pozitif olan 4.8916 kutbu karmaşık düzlemde sağ tarafta yer alır ve buna dayanarak sistemin kararsız olduğu çıkarımı yapılır.

3.3 Arabalı Ters Sarkaç Yapısı Açık Çevrim Basamak Tepkisi

Sistem pozitif reel eksende bir kutba sahip olduğundan dolayı bu sistemin basamak tepkisi ayrıca sınırsız gelişerek sonsuza doğru gidecektir. Bunu, LTI modellerinin rastgele girdilere tepkisini simüle etmek için kullanılabilecek lsim komutunu kullanarak doğrulayacağız. Bu durumda 1 Newton'luk adım girişi kullanılacaktır. Ek 3'deki programa basamak tepkisi komut satırlarını ekleyerek basamak tepkisini elde ederiz.



Şekil 3.4. Sistemin Açık-Çevrim Basamak Tepkisi

Sistemin basamak tepkisi analizinden de görüldüğü üzere sistem kararsızdır. Açık çevrim dürtü tepkisi ve basamak tepkisi çıktılarına göre arabalı ters sarkaç mekanizması bir kontrol edici yapıya ihtiyaç duymaktadır. İlerleyen kısımlarda bu sistemi kontrol edici yapılara değinilecektir. PID, kök yer eğrisi ve frekans tepkisi örneklerinde gösterilen çözümler, ters sarkaç problemi için uygulanabilir bir kontrol cihazı sağlayamayabilir. Daha önce de belirtildiği gibi, ters sarkacı tek girişli, tek çıkışlı bir sistem olarak ele aldığımızda, arabanın konumunu göz ardı ederiz. Bu örneklerde mümkün olan yerlerde, sisteme bir denetleyici uygulandığında arabanın konumuna ne olacağını göstereceğiz.

3.4 Kontrol Edilebilirlik ve Gözlenebilirlik

Doğrusal kontrol teorisinde kapalı çevrim geri besleme kontrol yönteminin kararsız yapıdaki sistemi ne oranda manipüle edebileceği ile ilgili değerlendirmeler bu başlık altında incelenecektir. Bu kısımda ayrıca dinamik bir sistemin geri beslemeli kontrol yöntemi ile ne zaman ve ne şekilde manipüle edilebileceği ile ilgili somut çıktılar belirtilmiştir (L.Brunton, 2019).

3.4.1 Kontrol Edilebilirlik

Bir K kazanç matrisi yardımıyla sistemin öz değerleri tasarlanabilir ise bu sistem kontrol edilebilirdir (Spong, 2020). Doğrusal bir sistemin kontrol edilebilirliği kontrol edilebilirlik matrisi C'nin sütun uzayı tarafından belirlenir.

$$C = [B \quad AB \quad A^2B \quad \dots \quad A^{n-1}B] \quad (3.1)$$

Eğer C matrisinin n âdetince bağımsız sütunu varsa, bu tüm R^n reel uzayını kapsıyor demektir yani sistem kontrol edilebilirdir. Yani bir sistemin tamamen kontrol edilebilir olması için C matrisinin rank değeri n'ye eşit olmalıdır. Buna ek olarak kontrol edilebilir bir sisteme rastgele öz değer yerleştirmek mümkündür. Ayrıca sistem reel uzayda herhangi bir sonlu zaman aralığında bir u(t) tetik sinyali ile ulaşılabilir. Referans takip sistemleri yalnızca bu teoremin geçerli olduğu sistemler için yapılabilir (L.Brunton, 2019).

Programın kod bloğu Ek 4'te paylaşılmıştır. Kontrol edilebilirlik matrisi C'nin rank değeri A matrisinin rank değeri ile aynı yani 4 çıkmıştır. Yani arabalı ters sarkaç sistemimiz kontrol edilebilir bir yapıdadır. Aynı şekilde gözlenebilirlik matrisi O'nun değeri de 4 çıkmıştır. Gözlenebilirlik matrisi aslında kontrol edilebilirlik matrisinin transpozuna eşittir (L.Brunton, 2019).

```
>> controllability
Controllability =
     4
Observability =
     4
```

3.4.2 Gözlenebilirlik

Gözlenebilirlik matematiksel açıdan kontrol edilebilirlik ile neredeyse aynı yapıdadır. Bir sistemin herhangi bir durum değişkeni zaman geçmişi vasıtasıyla tahmin edilebilir ise bu sistem gözlemlenebilirdir.

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Eğer O matrisinin satırları R^n reel uzayını kapsıyorsa, herhangi bir tam boyutlu x durumu $y(t)$ zaman geçmişinden tahmin edilebilirdir.

Kontrol edilebilir bir sistemin tam durum geri beslemeli kontrol yöntemi ile yani $u = -Kx$ denklemi ile sistem davranışı üzerinde değişiklik yapabildiğini görmüştük. Ancak eğer x 'in tam durum ölçümlerinin elde edilemediği durumlarda, x durum denklemi diğer ölçümlerden tahmin edilmelidir. Bu ancak sistem gözlemlenebilir bir sistemse yapılabilmektedir. İlerleyen kısımlarda gürültülü ölçümler kullanılarak sistemin tam durum değişkenlerini tahmin edebilen bir gözlemci tasarımı konusuna değinilecektir (Ogata, 2010).

3.5 Oransal-İntegral-Türev Kontrol Yönteminin Uygulanması

Regülatör giriş verisine göre bir u kontrol sinyali hesaplayan ve bunu sisteme aktaran bir cihazdır (Dormido, 2006). Sistem bu giriş sinyalini aldığında bir tepki sinyali olarak y çıktısını oluşturur. Bu y çıktısı kontrol sinyalini yeniden hesaplamak için kullanılabilir, bu ayrıca geri besleme olarak nitelendirilir. Geri besleme elde edildiğinde kontrol edici olarak oransal-integral-türev (PID) denetimi uygulanabilir.

PID denetimcisi sistemin çıkış değeri ile istenilen sistem değeri yani r referansı arasındaki farka eşit olan hata fonksiyonu $e(t)$ 'yi kullanır.

$$e(t) = r - y \quad (3.3)$$

Hata fonksiyonu temelli bu denetimci alttaki denklem ile incelendiğinde;

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (3.4)$$

K_P , K_I ve K_D tasarım parametreleridir. Bu parametreler alttaki şekilde tanımlanabilir;

- K_P sistemin zaman tepkisini yükseltir ancak kararlılığı düşürür.
- K_I kalıcı hataları yok eder ancak kararlılığı düşürür.
- K_D kararlılığı iyileştirir.

Tablo 1. PID Parametrelerinin Sisteme Etkileri

PID Sabitleri	Yükselme Zamanı	Aşma	Yerleşme Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
K_P	Azaltır	Arttırır	Az Değişim	Azaltır
K_I	Azaltır	Arttırır	Arttırır	Yok Eder
K_D	Az Değişim	Azaltır	Azaltır	Az Değişim

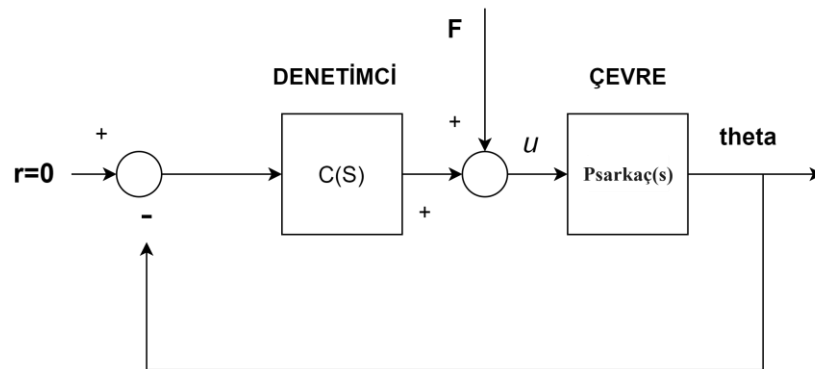
Bölüm 2 de elde ettiğimiz transfer fonksiyonunu hatırlayalım.

$$P_{sarkaç}(s) = \frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{\frac{ml}{q}s}{s^3 + \frac{b(I+ml^2)}{q}s^2 - \frac{(M+m)mgl}{q}s - \frac{bmgl}{q}} \left[\frac{rad}{N} \right] \quad (3.5)$$

$$q = (M + m)(I + ml^2) - (ml)^2 \quad (3.6)$$

Tasarlanması planlanan PID denetimsi 1 nsec (nano saniye) bozucu dürtü varlığında yatay eksen boyunca sarkacı dik konumda tutmaya çalışacaktır. Tasarım kriterleri olarak yerleşme zamanı 5 saniyeden az, sarkacın yatayda hareketi ise 0.05 radyan değerinden küçük olacak şekilde belirlenmiştir.

Bu problem için denetimi yapısı alışık olabileceğiniz standart kontrol problemlerinden biraz farklıdır. İlk bozulmadan sonra dikey konuma dönmesi gereken sarkacın konumunu kontrol etmeye çalıştığımızdan, takip ettiğimiz referans sinyali sıfır olmalıdır. Arabaya uygulanan dış kuvvet, dürtüsel bir bozucu etki olarak düşünülebilir. Bu problemin şeması aşağıda gösterilmiştir.

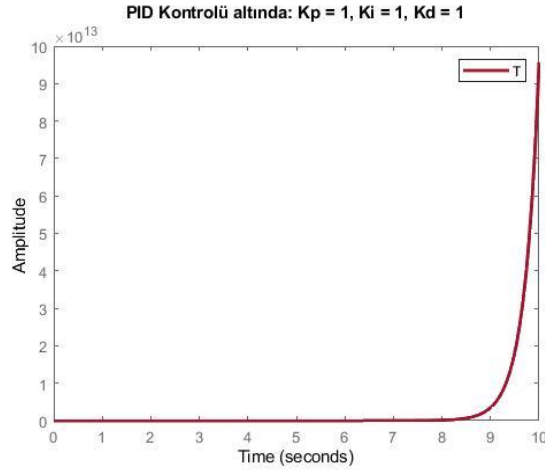


Şekil 3.5. Bozucu Dürtü Etkisindeki Sistemin Blok Diyagramı

Sonuç olarak genel sistemin $T(s)$ transfer fonksiyonu alttaki denklem ile elde edilir.

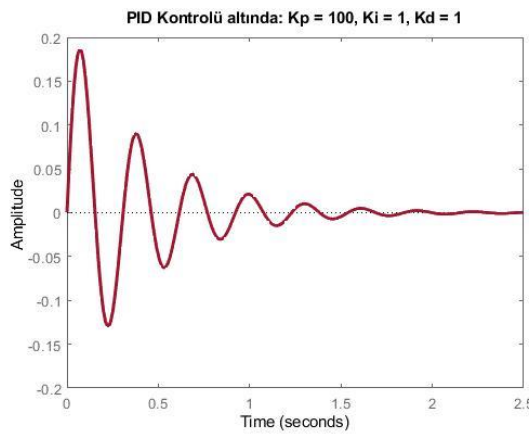
$$T(s) = \frac{\theta(s)}{F(s)} = \frac{P_{sarkaç}(s)}{1 + C(s) * P_{sarkaç}(s)} \quad (3.7)$$

PID denetimci tasarımına başlamadan önce bilgisayar destekli benzetim programı olan Matlab programında sistem modelini Ek 5'deki kod ile oluştururuz.



Şekil 3.6. Sarkaç Pozisyonun Bozucu Dürtüye Tepkisi

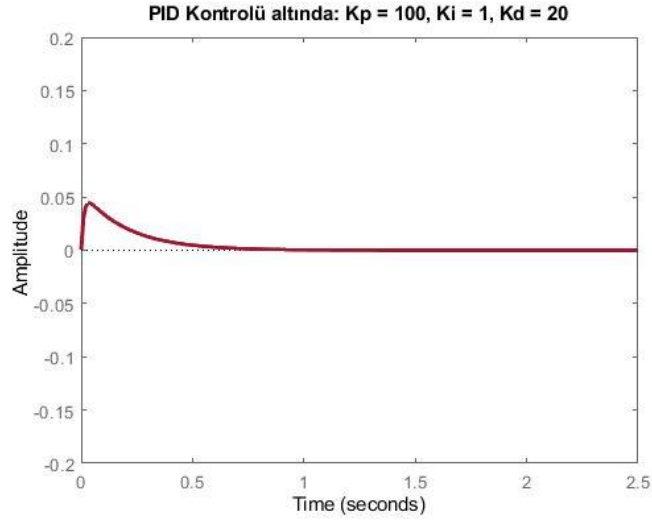
Sistemin verdiği tepki grafiğinden henüz kararlılığa ulaşılmadığı görülmektedir. Oransal kazanç değeri olan K_P 'yi arttırarak sistem tepkisini gözlemleyelim. Değeri 100 yaptığımızda sistemin vermiş olduğu tepki alttaki gibi çıkmaktadır.



Şekil 3.7. Farklı Kazanç Değerleri Altında Alınan Sonuç

Yukarıdaki sistem tepkisi incelendiğinde yerleşme zamanı 1.64 saniye, zirve tepkisi 0.18 radyan olarak görülmektedir. Tasarım kriterlerine göre yerleşme zamanı

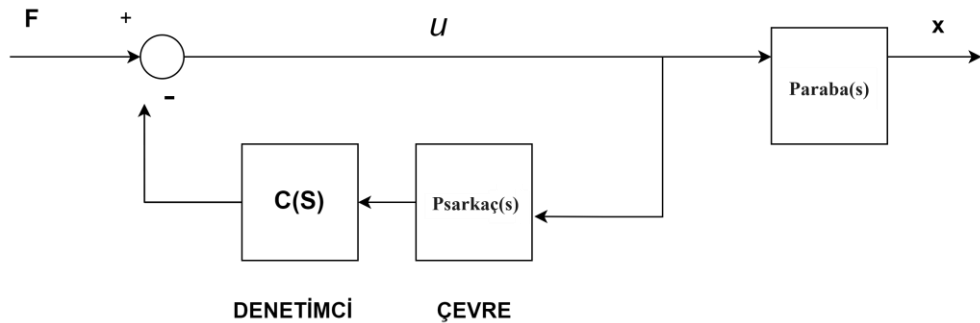
uygun çıkmıştır, K_P ’de değişiklik yapılmasına gerek duyulmaz. Aynı şekilde kararlı durum hatası hızlı bir şekilde sıfıra yaklaşır, integral kazancında ek bir eyleme gerek yoktur. Ancak zirve tepkisini 0.05 radyan değerinin altına indirebilmek için K_D üzerinde değişiklik yapmalıyız. Aşım genellikle türev kontrolü artırılarak düşürülür (Dormido, 2006). Bu sebeple $K_D = 20$ değeri ile sistem çıktısını alttaki gibi yeniden elde ederiz.



Şekil 3.8. Belirlenen Uygun Kazanç Değerlerine Göre Çıkış Grafiği

Son tepki grafiğinde görüldüğü üzere sarkaç 0.05 radyan değerini aşmamaktadır.

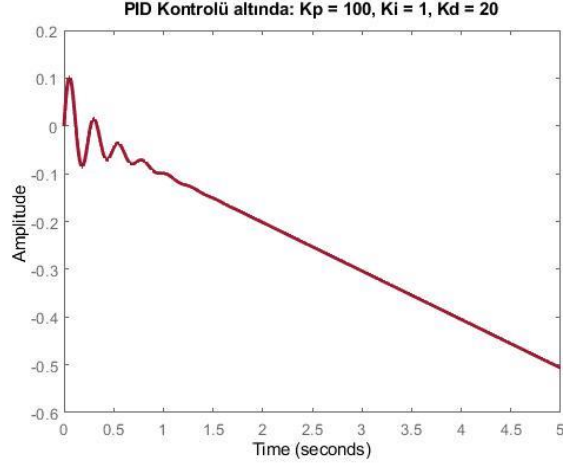
PID denetimci tasarımı bölümünde verilen blok diyagramında arabanın pozisyonu kontrol edilmediğinden dolayı diyagrama dahil edilmemiştir. Arabanın pozisyonu hakkında değerlendirme yapabilmek için blok diyagramını alttaki gibi düzenleriz.



Şekil 3.9. DeneySEL DüzenegİN Blok Diyagramı

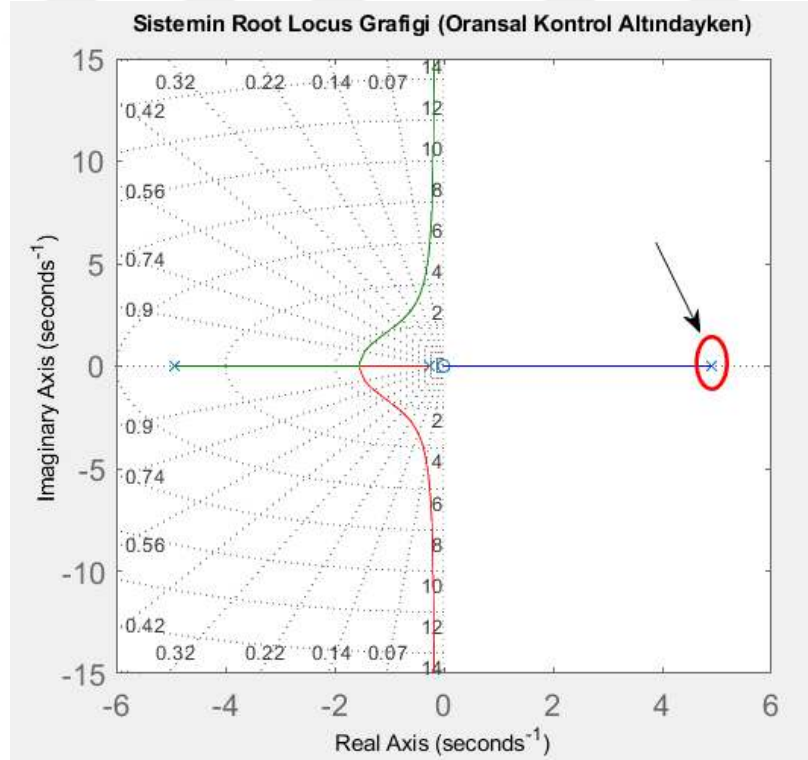
Üstteki blok diyagramında $C(s)$ sarkacı yatayda sabit tutan denetimcidir. Kapalı çevrim transfer fonksiyonunu Ek 5 ile yeniden elde edelim.

$$T_2(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{P_{araba}(s)}{1 + C(s) * P_{sarkac}(s)} \quad (3.8)$$



Şekil 3.10. Araba Pozisyonunun Aynı Kazanç Değerleri Altında Tepkisi

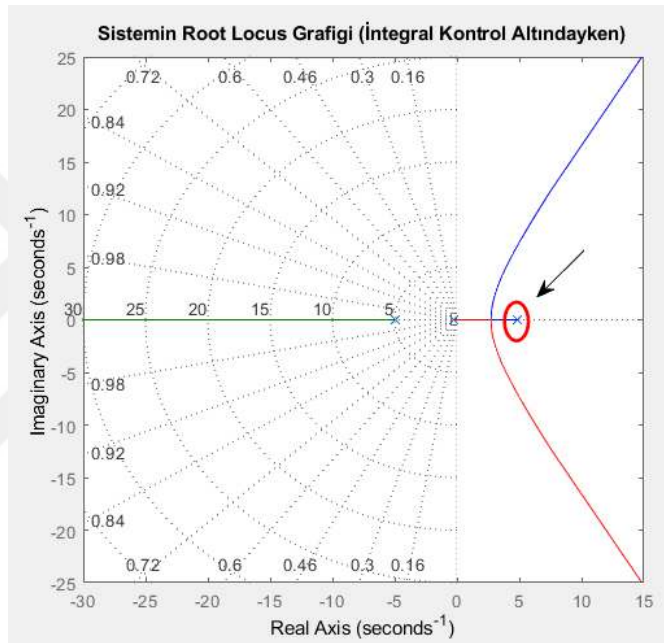
Sistem tepki grafiğinden de görüldüğü üzere araba sabit bir hız ile negatif yönde ilerlemektedir. Bu sebeple PID denetimsi sarkaç açısını kararlı halde tutabilse de araç konumunun sürekli negatif yönde hareketi tasarımın uygulanabilirliğinin olmadığını gösterir.



Şekil 3.11. Sistemin Oransal Kontrol Altındayken Kök-Yer Eğrisi

Gördüğünüz gibi kök yer eğrisinin dallarından biri tamamen karmaşık s-düzleminin sağ yarısındadır. Bu, kazanç seçimi ne olursa olsun, sağ yarı düzlemde her zaman sistemin dürtü tepkisini kararsız hale getiren bir kapalı döngü kutbu olacağı anlamına gelir.

Bu sorunu çözmek için, orijindeki tesis sıfırını iptal etmek amacıyla denetimci aracılığıyla orijine bir kutup (bir integratör) eklememiz gerekir. Orijine bir kutup eklemek sağ yarı düzlemde iki kapalı döngü kutup üretecektir. Daha sonraki tasarımıımızda bu kutupları sol yarı düzleme çekecek şekilde denetimcimizi değiştirebiliriz, böylece kapalı çevrim sistemini stabilize edebiliriz.



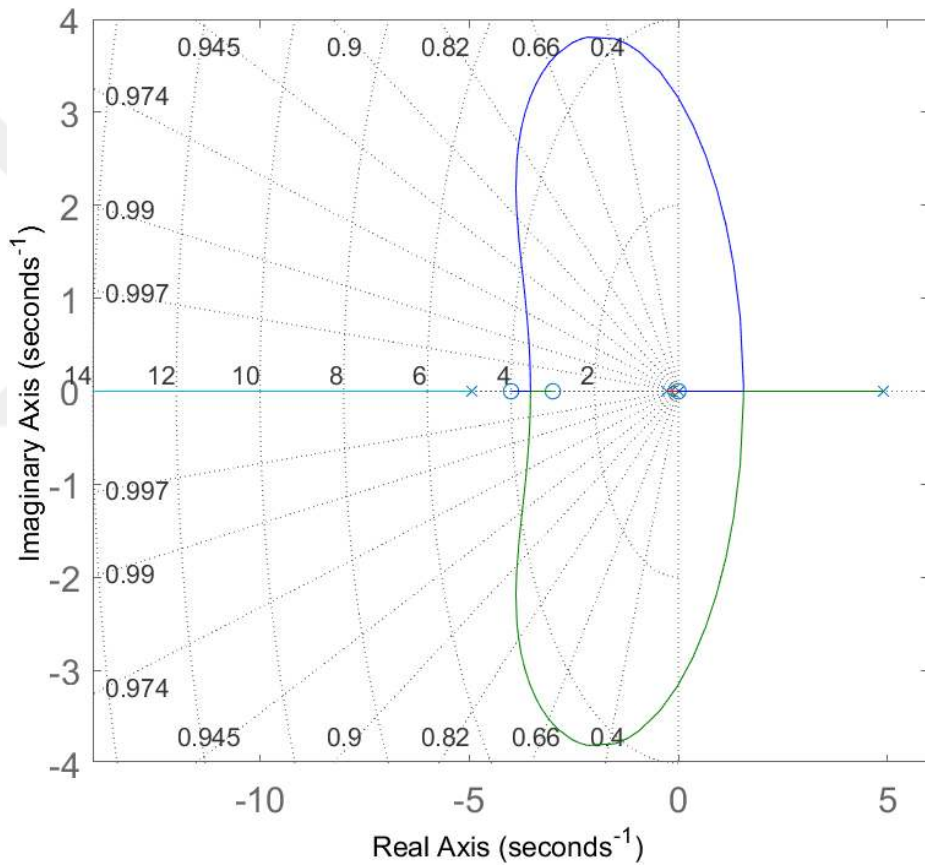
Şekil 3.12. Sistemin İntegral Kontrol Altındayken Kök-Yer Eğrisi

Elde ettiğimiz kök-yer eğrisine göre sistemin integral kontrolü altındayken dört kutbu ve yalnızca bir sıfırı vardır. Bu, kök yer eğrisinin üç asimptotu olacağı anlamına gelir: biri reel eksen boyunca negatif yönde ve diğer ikisi buna 120 derecelik açılardadır.

Bu yapılandırma henüz yeterli değildir. Sistemin kök-yer eğrisine göre hala sağ yarı karmaşık düzlemde (RHP) dalları bulunmaktadır. Genel olarak sistemimize sıfırlar ekleyerek kök yer yerimizin dallarını karmaşık düzlemde sola çekebiliriz. Denetleyicimize sıfır eklemek asimptot sayısını üçten ikiye indirecektir. Bu iki asimptot imajiner eksene paralel olacak ve reel ekseni aşağıdaki ifadeden hesaplanan s konumunda kesecektir.

Yukarıdaki tartışmada integral denetleyicimize sıfır eklemenin kök yer eğrisinin dallarını karmaşık düzlemde sola çekebileceğini ancak baskın dalları yeterince sola çekemediğimizi gösterdik. Olası bir çözüm, bir sıfır daha eklemektir. Her iki sıfırı da iki tesis kutbu arasındaki negatif gerçekte eksenine yerleştirirsek, sağ yarı düzlemdeki iki dal, sol yarı düzlemde çekilecek ve bu iki sıfırda sonlanacaktır. Bir integratöre, -3 ve 4'te sıfırlara sahip bir denetleyicinin kök konumunu özel olarak değerlendirelim. Bu denetleyicinin aslında bir PID denetleyicisi olduğunu unutmayın. Sistemin sıfırlarını, kutuplarını ve kazancını belirterek bir model oluşturan `zpk` komutunu kullanarak bu denetleyiciyi MATLAB içerisinde oluşturabiliriz.

Sistemin Root Locus Grafiği (Oransal Türev İntegral Kontrol Altındayken)



Şekil 3.13. Oransal-Türev-İntegral Kontrol Altındayken Kök-Yer Eğrisi

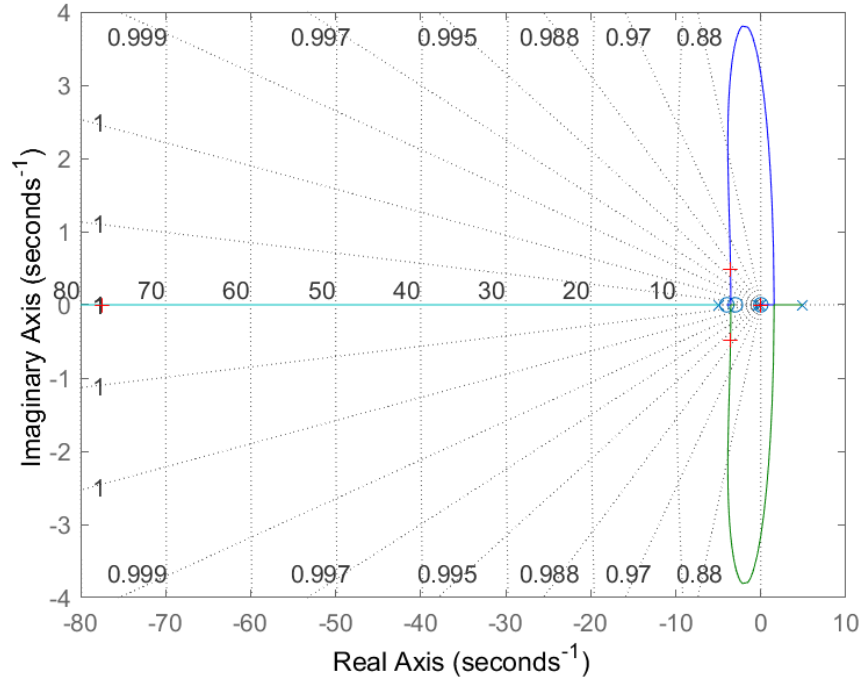
Yukarıdaki kök yer eğrisi verilen gereksinimlerimizin karşılanıp karşılanamayacağını belirlememize yardımcı olur. Özellikle sistemin yerleşme süresinin 5 saniyeden az olması istendiğinden, baskın kapalı çevrim kutuplarımızın reel kısımları yaklaşık olarak $-4/5 = -0,8$ 'den küçük olmalıdır. Başka bir deyişle, baskın kapalı döngü kutuplarımız karmaşık s düzleminde, $s = -0,8$ 'deki dikey bir çizginin solunda yer almalıdır. Yukarıdakilerin incelenmesi bunun mümkün olduğunu

göstermektedir. Sarkacın dikeyden 0,05 radyandan fazla uzaklaşmaması da istendiğinden, kapalı çevrim sisteminin yeterli sönümlmeye sahip olmasını da sağlamak istiyoruz. Baskın kapalı çevrim kutuplarının gerçek eksenin yakınına yerleştirilmesi sistemin sönümlmesini artıracaktır.

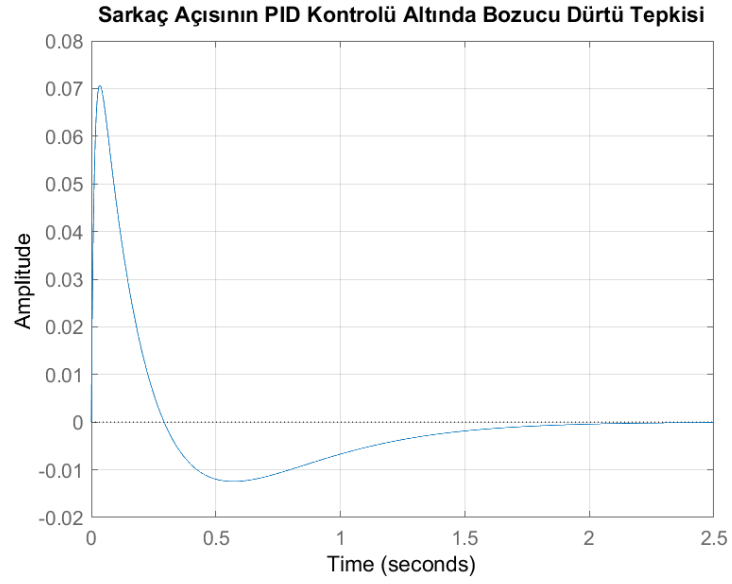
Kök yer eğrisindeki belirli bir noktaya karşılık gelen kazancı bulmak için `rlocfind` komutunu kullanabiliriz. MATLAB komut penceresine `[k,poles] = rlocfind(C*P_pend)` komutunu girerek incelemelerimize devam edelim.

Daha sonra çizime gidin ve aşağıda küçük + işaretleriyle gösterildiği gibi, döngünün sol tarafındaki kök konumu üzerinde gerçek eksene yakın bir nokta seçin. Bu kutupların seçilmesi sistemin yeterince hızlı yerleşmesini ve yeterli sönümlmeye sahip olmasını sağlayacaktır.

Sistemin Root Locus Grafiği (Oransal Türev İntegral Kontrol Altındayken)

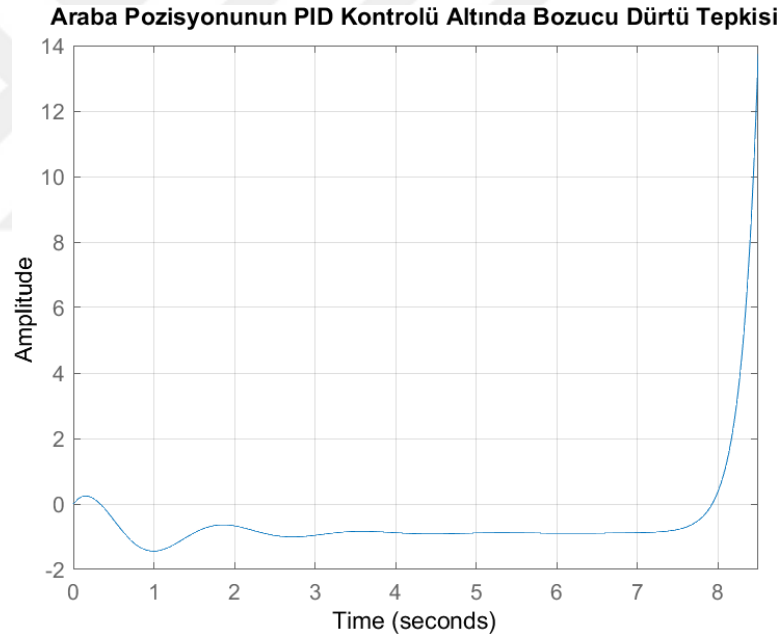


Şekil 3.14. Grafikteki Herhangi Bir Böümden Kutup Seçilmesi



Şekil 3.15. Sarkaç Açısının PID Kontrolü Altında Bozucu Dürtü Tepkisi

Yukarıdakilerin incelenmesi, verilen tüm gerekliliklerin karşılandığını gösterir.



Şekil 3.16. Araba Pozisyonunun Bozucu Dürtü Tepkisi

Grafikte görüldüğü üzere bu bozucu dürtü nedeniyle arabanın konumu kararsız hale gelmektedir. Bu nedenle, PID denetleyicisi sarkacın açısını sabitlese de, bu tasarımın gerçek bir fiziksel sistemde uygulanması fiziksel sınırlar sebebiyle güç olacaktır.

3.6 Durum Uzayı Yaklaşımı ve Tam Geri Beslemeli Kontrolcü Tasarımı

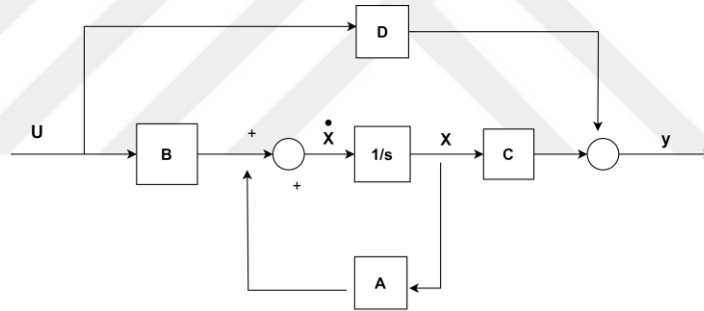
Bir önceki bölümde PID denetimi tasarımı ile dürtüsel bozucu etki karşısında sarkacı yatay ekseninde tutulmaya çalışıldı. PID denetim yapısında arabanın konumu kontrol edilmiyordu. Fakat bu kısımda sarkacı yatay ekseninde denge halinde tutmanın yanı sıra arabanın konumunu da kontrol edeceğiz. Sistemde kontrol edilmesi gereken birden fazla çıkış durumu var olduğu için durum uzay modeli yaklaşımı uygundur (Olfati-Saber, 2001).

Durum uzay modelinde sistemin içerdeki x durumları gelecek $y(t)$ çıkış durumlarını tahmin etmek için kullanılır. Durum uzay modeli alttaki eşitlikler ile ifade edilir.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.9)$$

$$y = Cx + Du \quad (3.10)$$

$$u = -Kx + r^* \quad (3.11)$$



Şekil 3.17. Durum Uzayında Sistemin Açık Çevrim Blok Diyagramı

Geri besleme (3.11) eşitliği ile ifade edildiğinde durum uzay modeli;

$$\dot{x} = (A - KL)x + Br^* \quad (3.12)$$

(3.12) eşitliği ile elde edilir. r^* referans sinyaline bağlıdır.

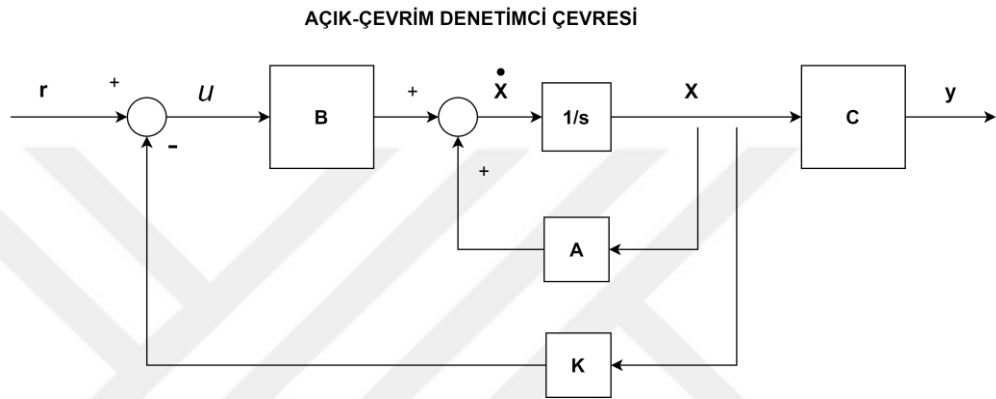
Dinamik sistem eşitliklerinin durum uzay gösterimleri bölüm 2.1.2’te elde edilmişti. Bu eşitlikleri kullanmak üzere program çıktılarını yerine yazarak yeniden hatırlayalım.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -0.3277 & 1.762 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -0.6848 & 24.16 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 3.277 \\ 0 \\ 6.848 \end{bmatrix} u \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.14)$$

Tasarıma başlamadan önce tasarım kriterlerini alttaki gibi listeleyebiliriz;

- Yerleşme zamanı x ve θ için 5 saniyeden az
- Yükselme zamanı x için 0.5 saniyeden az
- Sarkaç açısı θ yatay ile 20 dereceden (0.35 radyan) yüksek bir açı olamaz
- Kararlı hal hatası x ve θ için %2 den az



Şekil 3.18. K Kazancı ile Durum Geri Besleme Blok Diyagramı

Sistem kontrolcü tasarımı tam durum geri besleme yapısıyla tasarlanmıştır. Blok diyagramında görüleceği üzere K kontrol kazanç matrisidir. Burada dikkat edilmesi gereken tüm sistem durumlarının sisteme geri besleme olarak verilmesidir.

Sistemin açık çevrim kutuplarına Ek 2'deki Matlab koduna $poles = eig(A)$ komutu ekleyerek ulaşabiliriz.

```
>> polesofstatespace
poles =
0
-4.9417
-0.2776
4.8916
```

Program çıktısında elde edilen kutuplar incelendiğinde kutuplardan birisinin sağ yarı düzlemde bulunduğu görülür. Bu 4.8916 kutbu sistemin açık çevrim halinde kararsız olduğunu ispatlar.

3.7 LQR Kontrol Yönteminin Uygulanması

Sistemi kararlı hale getirebilecek bir K kazanç matrisini aşırı kontrol eforu harcamadan elde etme hedefine optimal kontrol denir (Stenbeck & Nygren, 2015). LQR kontrol endüstriyel alanlarda ve eğitim laboratuvarlarında yaygın olarak kullanılan bir durum uzay geri beslemeli optimal kontrol yöntemidir. Optimal kontrol belirlenen ceza fonksiyonunu minimize etmeye çalışır. Bu kontrol yöntemi ile kararlılığa ulaşılır ve sistemdeki gürültüler reddedilir. Teorik olarak en uygun giriş parametreleri bu metot ile elde edilenlerdir. Bu parametreler belirlenirken durum matrisleri ve sistemin performans indeks değerleri kullanılır. Performans indeks değerleri ağırlık matrisi olarak bilinen Q ve R matrislerinin seçimi ile ilgilidir.

Arabalı ters sarkaç sisteminde sapmaların çoğu hedef açı değeri ile alakalıdır. Ceza fonksiyonu hedef açı değeri ile sistemin çıkış açı değeri arasındaki fark değerlerinin toplamı olarak ifade edilebilir.

Sürekli-zaman doğrusal sistemi için ceza fonksiyonu;

$$J = \int_0^{\infty} (x^T(Q + A^T P + PA - PBB^T)x + (u + B^T p x)^2) dt \quad (3.15)$$

Q'nun diyagonal matris olduğu üstteki eşitlik ile verilir. Q matrisinin diyagonal elemanları x bileşenini ne kadar hızlı kararlı duruma getirmek istediğimizi vurgular. Ceza fonksiyonunu minimize eden u bileşeni alttaki eşitlikle ifade edilir.

$$u = -Kx = -B^T P x \quad (3.16)$$

Bu eşitlikteki P değeri altta verilen Riccati denklemi ile hesaplanır.

$$Q + A^T P + PA - PBB^T P = 0 \quad (3.17)$$

P değeri çözüldükten sonra (3.16) denkleminde bu değeri yerine koyarak alttaki denklemi yazabiliriz.

$$\dot{x} = (A - BK)x + Bu \quad (3.18)$$

$$y = Cx \quad (3.19)$$

Sistem tasarımı için bir sonraki adım tüm sistem durumlarının ölçülebilir olduğu varsayılarak durum geri besleme kazanç matrisi K'nın vektör ifadesini elde etmektir. Sistem tasarımına başlamadan önce sistemin kontrol edilebilirliği doğrulanmalıdır. Ek

2'deki Matlab koduna kontrol edilebilirlik ölçümü için alttaki kod satırlarını ekleyerek sonucu elde ederiz.

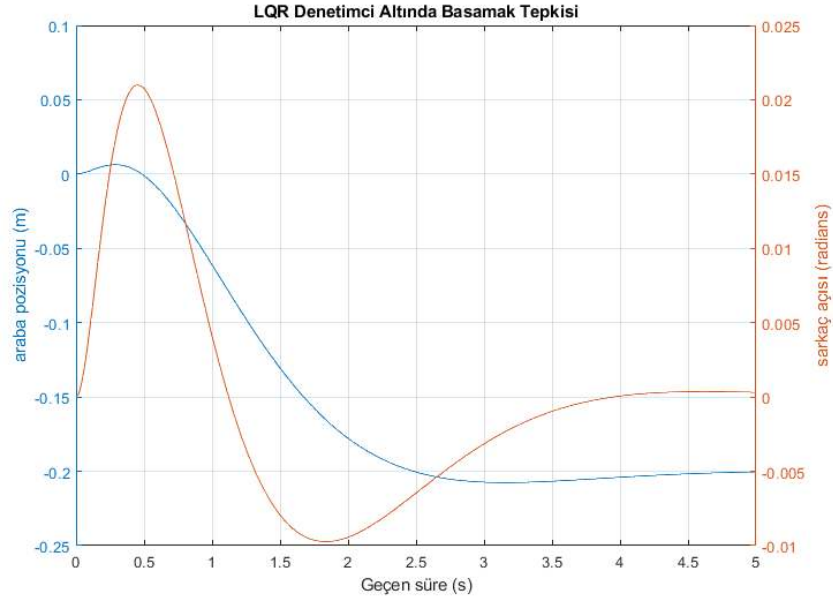
```
>> controllability  
Controllability =  
4
```

Kontrol edilebilirlik matrisinin rank değeri 4 olarak bulunduğu için bu sistem kontrol edilebilirdir.

Sistemin kontrol edilebilir olduğu doğrulandıktan sonra başlangıçta verilen gereksinimleri karşılayacak bir denetimci tasarımı aşamasına geçilir. Sistemin durum geri besleme kontrol kazanç matrisi K 'yı doğrusal kuadratik düzenleyici metodu kullanarak elde edeceğiz. Matlab fonksiyonu lqr; göreceli öneme sahip kontrol eforu u ve hatayı dengeleyen R ve Q adında iki parametre seçmemize izin verir (Hill, 2013). En basit senaryo $R=1$ ve $Q = C'C$ varsayılarak elde edilebilir. Bu R ve Q değerine karşılık gelen ceza fonksiyonu, kontrol ve durum değişkenlerine (sarkaç açısı ve araba konumu) eşit önem ile yaklaşmaktadır. Temel olarak lqr metodu her iki çıkış durumunun da kontrolüne izin verir. Denetimci arzu edilen bir tepkiyi elde etmek için Q matrisindeki sıfır olmayan elemanların değiştirilmesiyle ayarlanabilir. Q matrisinin yapısını gözlemlemek için alttaki Matlab komutunu kullanalım.

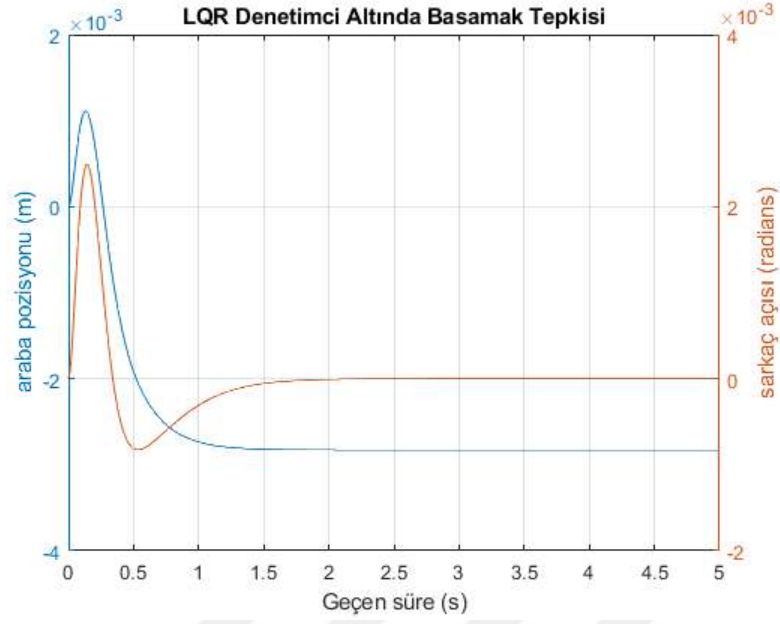
```
>> Q = C'*C  
Q =  
1 0 0 0  
0 0 0 0  
0 0 1 0  
0 0 0 0
```

Q matrisinde (1,1) elemanı arabanın konumundaki ağırlaştırma, (3,3) elemanı ise sarkacın açısındaki ağırlaştırmayı temsil etmektedir. Giriş ağırlaştırması R , 1'de kalacaktır. Sonuçta önemli olan Q ve R 'nin mutlak değerleri değil göreceli değerleridir. Artık Q matrisi nasıl yorumlayacağımızı bildiğimize göre optimal seviyede kontrol sağlayacak K kazanç matris değerlerini bulmak için analizler yapabiliriz. Ek 2'deki kod yapısına bazı eklemeler yaparak K değerini elde edip sistem tepki grafiğini çizdirebiliriz. Revize edilmiş kod bloğu Ek 6'da belirtilmiştir.



Şekil 3.19. LQR Kontrolü Basamak Tepkisi

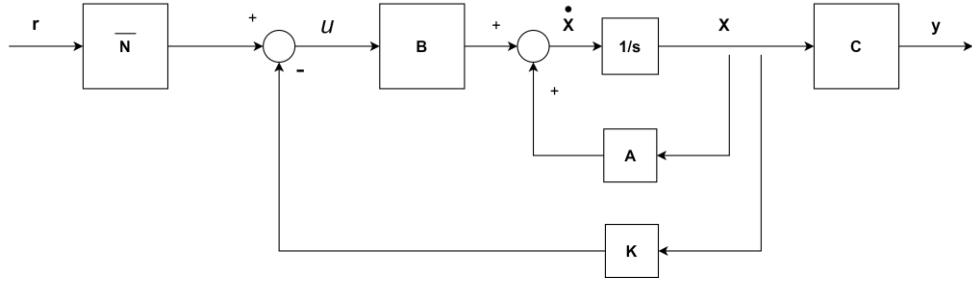
Kırmızı eğri sarkacın açısını radyan cinsinden, mavi eğri ise arabanın konumunu metre cinsinden temsil eder. Grafikte görüldüğü üzere bu plan tatmin edici değildir. Sarkaç ve arabanın aşma noktaları (overshoot) iyi görünse de yerleşme sürelerinin iyileştirilmesi ve arabanın yükselme süresinin kısaltılması gerekmektedir. Yine sistem tepki grafiğinden anlaşıldığı üzere arabanın son konumu da istenen konuma yakın değildir, araba ters yönde hareket etmiştir. İlk olarak bu kısımda yerleşme ve yükselme zamanlarına odaklanılacak. Q matrisini değiştirerek daha iyi sonuçlar elde etmeye çalışacağız. Q matrisinde (1,1) ve (3,3) değerlerini arttırarak, yerleşme ve yükselme zamanlarını kısaltarak sarkacın hareket açısını düşürdüğünü gözlemleyebiliriz. Bu işlem başka bir ifadeyle yükseltilmiş kontrol eforu u'daki hata fonksiyonuna daha fazla ağırlaştırma uygulamaktadır. M-dosyanızı (1,1) ögesi 5000 ve (3,3) ögesi 100 olacak şekilde değiştirildiğinde aşağıdaki kazanç değeri ve tepki grafiği elde edilecektir.



Şekil 3.20. Güncel Sistemin LQR Kontrolünde Basamak Tepkisi

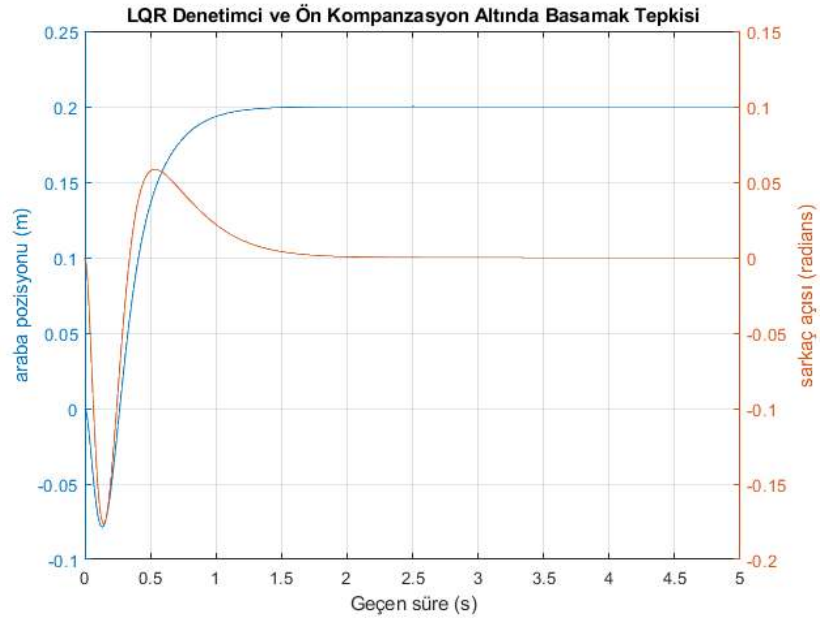
Q matrisinin eleman değerlerini daha da arttırarak çıkış tepkisini daha da iyileştirebiliriz. Bu eleman değerlerini seçmemizin nedeni, bu değerlerin başta verilen tasarım kriterlerini karşılıyor olmalarıdır. Q değerlerini arttırmak izleme hatasını düşürecek fakat daha büyük bir u kontrol kuvvetine ihtiyaç duyulacaktır. Daha fazla kontrol çabası her zaman daha fazla maliyet ve enerji kullanımı demektir.

Şu ana kadar tasarladığımız denetimci geçici gereksinimlerimizi karşılıyor ancak şimdi kararlı-hal hatasını ele almamız gerekiyor. Sistem çıktısının geri beslendiği ve referans girişine göre hata fonksiyonunun hesaplandığı diğer kontrol metotlarının aksine burada tüm sistem durum değişkenlerinin geri beslendiği tam durum geri beslemeli kontrol söz konusudur. Kararlı-hal durum değişkenlerinin ne olması gerektiği hesaplanmalıdır ve bu değişkenler seçilen K kazanç matrisi ile çarpılarak sistemin yeni referans değeri elde edilir. Bu referans değeri giriş durumlarını hesaplarken kullanırız. Bu işlem referans bloğunun ardına bir $\bar{N}$ sabit kazanç bloğu ekleyerek gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.21. LQR Kontrol Yapısına Ön Kompanzasyon Eklenmesi

Bu $\bar{N}$ faktörü Matlab programının hazır olarak sunduğu `rscale.m` fonksiyonu kullanılarak bulunur.

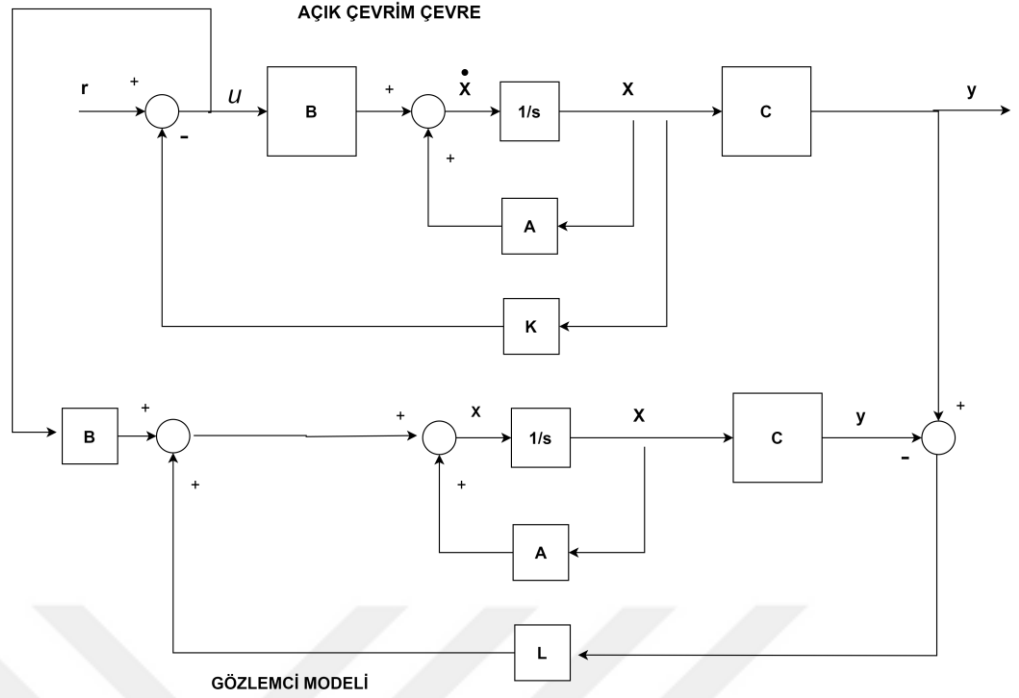


Şekil 3.22. Ön Kompanzasyon Eklenmiş Sistem Basamak Tepkisi

Artık kararlı durum hatası sınırlarımız içerisinde, yükselme ve yerleşme süreleri karşılanmıştır ve sarkacın aşımı tasarım kriterleri aralığı dahilindedir.

3.8 Gözlemci Temelli Kontrol

LQR kontrolcü yönteminde elde edilen sistem tepkisi yeterliydi fakat tam durum geri besleme varsayımına dayanıyordu ve bu her zaman geçerli olmayabilir. Tüm durum değişkenlerinin ölçülemediği durumları ele almak için bir durum tahmincisi tasarlanmalıdır. Tam durum tahmincisi ile durum geri besleme kontrolünün blok diyagramı alttaki şekilde gösterilmiştir.



Şekil 3.23. Tam Durum Tahmincisi ile Durum Geri Besleme Kontrolü

Tahmin edicimizi tasarlamadan önce ilk olarak sistemimizin gözlemlenebilir olduğunu doğrulayacağız. 3.4 bölümünde bu konuya değinilmiştir.

Gözlenebilirlik matrisi 8×4 olduğundan ve rank değeri 4 olduğundan tam rank değerlidir ve sistemimiz gözlemlenebilirdir. Sistemimizin iki çıkışı olduğundan bu durumda gözlenebilirlik matrisi kare değildir. Bu sistemde yalnızca sarkaç açısı çıktısını ölçülebilir olsaydı sistemin tam durumu tahmin edilemezdi.

Sistemimizin durumunu tahmin edebileceğimizi bildiğimiz için şimdi bir durum tahmincisi tasarlama sürecini tanımlayacağız. Yukarıdaki Şekil 3.23'deki şemaya dayanarak durum tahmininin dinamikleri aşağıdaki denklemle açıklanmaktadır.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \quad (3.20)$$

Spesifik olarak, son terim, gerçek çıktı ile tahmini çıktı arasındaki farka dayalı olarak durum tahminini düzeltir. Şimdi durum tahminindeki hatanın dinamiklerine bakalım.

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (Ax + Bu) - (A\hat{x} + Bu + L(Cx - C\hat{x})) \quad (3.21)$$

Sonuç olarak kararlı-hal hata tahmin dinamikleri alttaki (3.22) eşitliği ile ifade edilir.

$$\dot{e} = (A - LC)e \quad (3.22)$$

(A-LC) matrisi kararlıysa (negatif öz değerlere sahipse) hata sıfıra yaklaşacaktır. Yakınsama hızı tahmin edicinin kutuplarına yani (A-LC) matrisinin öz değerlerine bağlıdır. Durum tahminini denetimcimiz için girdi olarak kullanmayı planladığımızdan, durum tahmininin genel kapalı döngü sisteminde istenilenden daha hızlı yakınsamasını istiyoruz. Yani gözlemci kutuplarının denetimci kutuplarından daha hızlı olmasını istiyoruz. Yaygın bir bilgi olarak tahminci kutuplarının en yavaş denetimci kutbundan 4-10 kat daha hızlı olması gerekmektedir (Stenbeck & Nygren, 2015). Ayrıca tahmin cihazı kutuplarının çok hızlı yapılması da ölçümün gürültü nedeniyle bozulması veya genel olarak sensör ölçümünde hatalar olması durumunda sorun yaratabilir.

Buna bağlı olarak ilk önce denetimcinin kutuplarını bir önceki koda alttaki komutu ekleyerek bulmalıyız.

```
poles =  
-11.1032 + 10.8596i  
-11.1032 - 10.8596i  
-4.3895 + 0.6359i  
-4.3895 - 0.639i
```

En yavaş kutbun reel kısmı -4.3895'e eşittir. Tahmin edici kutuplarını -40 olarak yerleştireceğiz. Kapalı çevrim tahmin edici dinamikleri (A-LC) matrisi ile tanımlandığından dolayı bu dinamik durum geri besleme sistemi yani (A-BK) yapısıyla benzer dinamiklerdedir (Hill, 2013). Yani L tahmin edici kazanç matrisini bulmak için K kazanç matrisini elde ettiğimiz komutlardan yararlanabiliriz. Gözlemci kutuplarını Matlab'daki hazır fonksiyonlardan place komutu ile alttaki gibi elde ederiz.

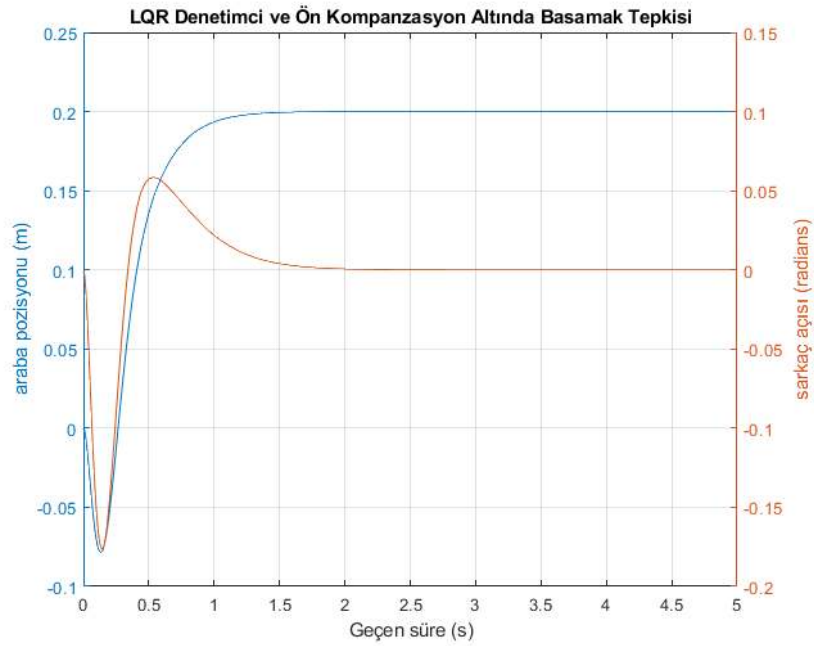
```
L =  
1.0e+03 *  
0.0825 -0.0010  
1.6889 -0.0410  
-0.0016 0.0831  
-0.0957 1.7519
```

Şimdi tam dengeleyiciyi elde etmek için önceki durum geri bildirim denetleyicimizi durum tahmincimizle birleştireceğiz. Ortaya çıkan kapalı döngü sistemi aşağıdaki matris denklemleriyle açıklanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B\bar{N} \\ 0 \end{bmatrix} r \quad (3.23)$$

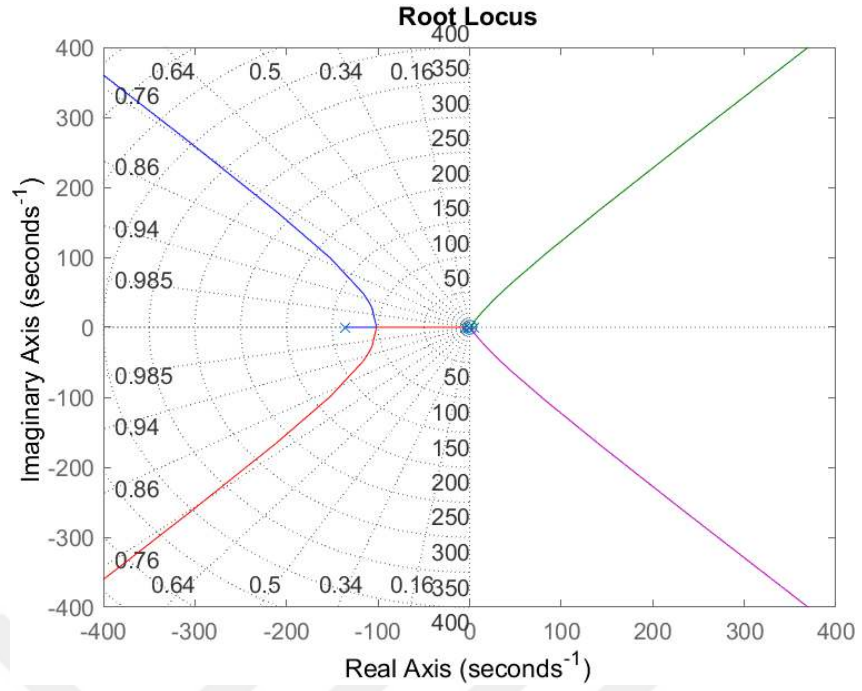
$$y = \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Ek 6'daki kod bloğu yardımıyla gözlemci tabanlı sistemin basamak tepki grafiğini elde ederiz.



Şekil 3.24. Gözlemci Tabanlı Kontrolcünün Sistem Basamak Tepkisi

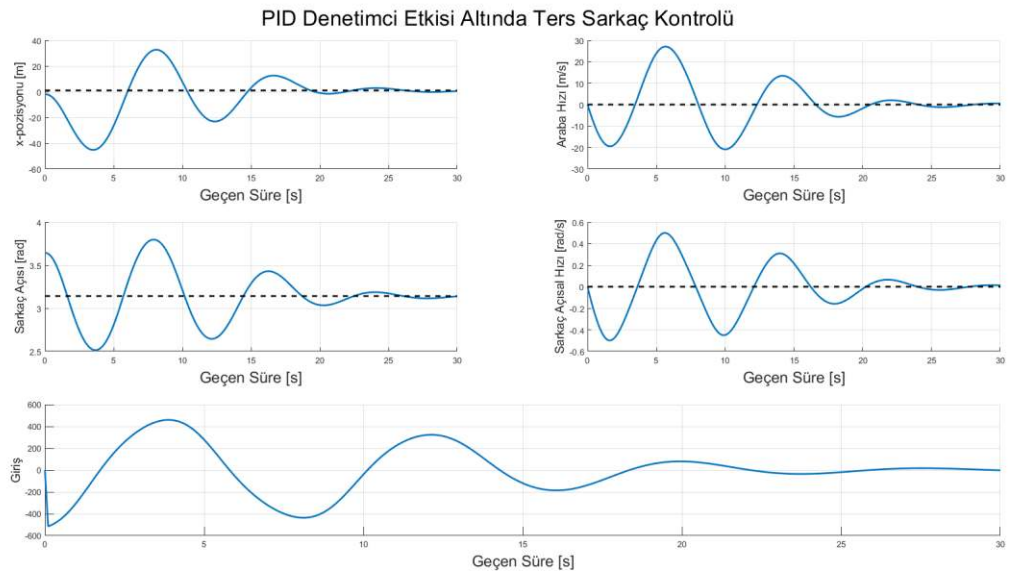
Bu sistem tepkisi durum değişkenlerine tam erişime sahip olduğumuz varsayıldığında elde edilen tepkiyle neredeyse aynıdır. Bunun nedeni gözlemci kutuplarının hızlı olması ve gözlemci için varsaydığımız modelin gerçek sistem modeliyle aynı olmasıdır. Bu nedenle minimum kontrol çabası harcanarak tüm tasarım gereksinimleri karşılanmıştır. Bu örnek çok girişli çok çıkışlı sistemleri durum uzayı yöntemiyle kontrol etmenin sunduğumuz diğer yöntemlere göre çok daha kolay olduğunu göstermektedir.



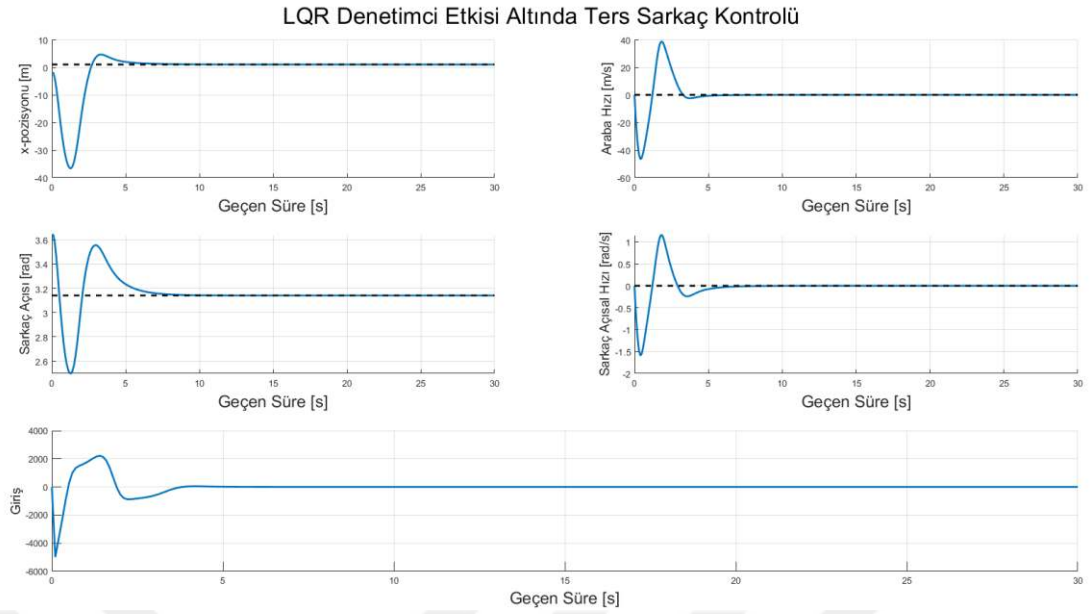
Şekil 3.25. Tam Durum Geri Beslemeli Denetimci Kök-Yer Eğri Grafiği

3.9 PID-LQR Denetimci Kıyaslamaları

Bu kısımda tasarlamış olduğumuz PID denetimci ve LQR denetimci yapılarının aynı basamak fonksiyonuna karşı oluşturdukları tepkiler üzerine analizler yapacağız.



Şekil 3.26. PID Denetimci Basamak Tepki Sonuçları



Şekil 3.27. LQR Denetimci Basamak Tepki Sonuçları

PID-LQR denetimci yapılarının zaman tepkisi (time response) karakteristikleri üzerine özet tablolar halinde aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

Tablo 2. Sarkaç Açısının Zaman Tepki Analizleri

Zaman Tepkisi Özellikleri açısı	PID	LQR
Yerleşme Zamanı (T_s)	22.4 saniye	7.2 saniye
Yükselme Zamanı (T_r)	6.2 saniye	2.3 saniye
Zirve Zamanı (T_p)	7.9 saniye	2.9 saniye
Max. Aşım (Overshoot) Aralığı (M_p)	0.61	0.41
Max. Aşım Yüzdesi ($M_{\%p}$)	%19.2	%13.05
Kalıcı Durum Hatası (e_{ss})	0	0

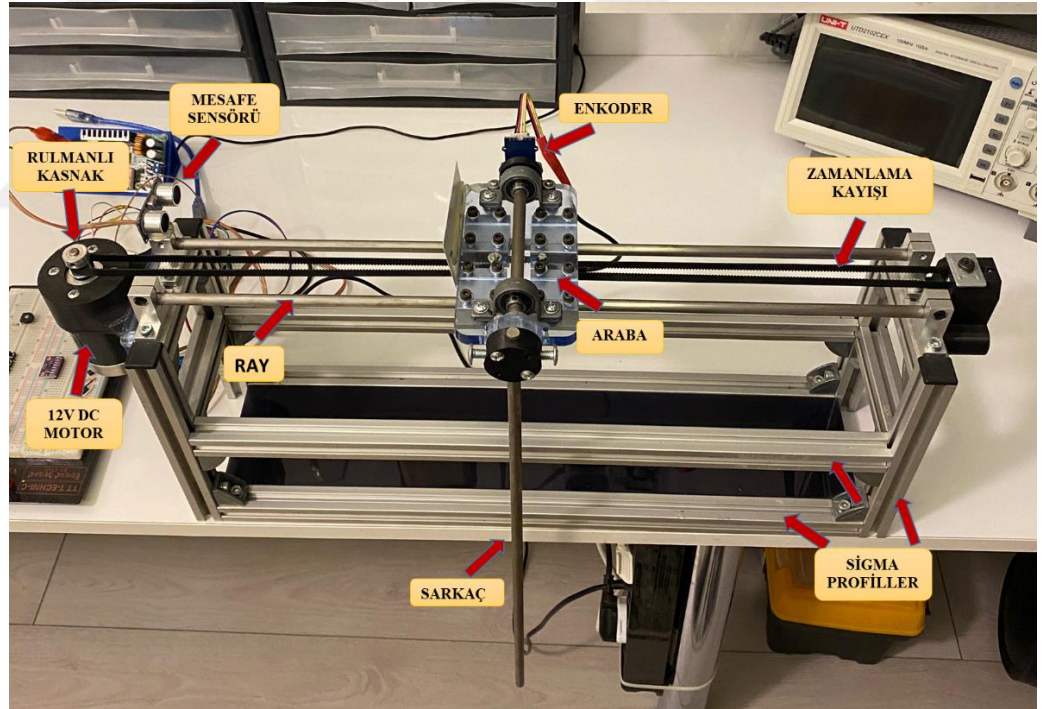
Tablo 3. Araba Pozisyonunun Zaman Tepki Analizleri

Zaman Tepkisi Özellikleri	PID	LQR
Yerleşme Zamanı (T_s)	20.7 saniye	5.8 saniye
Yükselme Zamanı (T_r)	6.2 saniye	2.3 saniye
Zirve Zamanı (T_p)	8.2 saniye	3.4 saniye
Max. Aşım (Overshoot) Aralığı (M_p)	34.12	3.59
Max. Aşım Yüzdesi ($M_{\%p}$)	%3412	%359
Kalıcı Durum Hatası (e_{ss})	0	0

Analizlerin sonuçlarına baktığımızda LQR denetimci yapısı PID denetimci yapısına kıyasla doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde daha iyi sonuçlar vermektedir. Fiziksel sistem üzerinde geleneksel PID denetimci uygulamaya çalışırken bu yapının daha doğrusal olmayan yapıda olduğu görülmektedir. Çoklu yapıda PID döngüleri sayesinde doğrusal olmayan sistemin kontrol edilebilir olduğu uygulamalı olarak görülse de LQR denetimci PID yapısına göre daha başarılı sonuçlar vermiştir. LQR denetimci de yerleşme zamanı açık ara daha önde tamamlanmış olup sistemin enerji verimliliği konusunda kesin bir avantaj elde edildiği görülmektedir.

BÖLÜM 4 DENEYSEL DÜZENEGİN TASARIMI

Mekanik bir sistemi meydana getirirken birden fazla metot ve seçim söz konusudur. Sistem dinamiklerini belirledikten sonra en uygun materyal seçimi ile tasarım aşamalarına devam edilir. Avantaj ve dezavantajlarına göre hedeflenen sistem tasarımına ulaşmak için doğru elemanlar seçilmeye çalışılır. Bu bölümde arabalı ters sarkaç deney düzeneği yapım aşamaları ve sistemin fiziksel tasarımı üzerine durulmuştur. Mekanik olarak sistemin sıfırdan bir bütün haline getirilişinin ardından elektriksel sistem bileşenleri yerleştirilmiştir. Deneysel düzenek tasarlanırken modüler bir yapı elde edilmeye çalışıldığı için bir masaya menteşe ile sabitlenen modellerden kaçınılmıştır. Kullanılan materyallerin seçim sebepleri ile birlikte deneysel düzeneğe nasıl monte edileceği bilgisi verilmiştir. Mekanik olarak sistemi elde etmenin yanı sıra deneysel çıktıları elde etmemizi sağlayacak elektronik bileşenlerin seçimi ve kontrol sisteminin yapısı son kısımda paylaşılmıştır.



Şekil 4.1. Arabalı Ters Sarkaç Deney Düzeneği

3D CAD model of a linear motion system. Labels in Turkish point to various components:

- RULMAN TAKOZU**: Points to the roller guide assembly.
- DOĞRUSAL KAYDIRICI**: Points to the linear guide.
- SAFT**: Points to the spring.
- AKS SABİTLEME YUVASI**: Points to the bearing fixing hole.
- 2 GT 16 DİŞ SİRKÜL KAVRİ CARKI**: Points to the 2 GT 16 gear circular cam.
- 2020 SİGMA PROFİL KÖŞE**: Points to the 2020 sigma profile corner.
- 2020 SİGMA PROFİL**: Points to the 2020 sigma profile.

Tablo 4. Deneysel Düzenegin Özellikleri

Araba İvmesi	20 m / s^2
Maksimum Araba Hız Değeri	2 m/s
Uçtan Uca Araba Hareket Mesafesi	47.5 cm
Araba Ağırlığı	0.255 kg
Sarkaç Ağırlığı	0.105 kg
Sarkaç Uzunluğu	50 cm
Sistemin Yerden Yüksekliği	22 cm
Sistemin Eni	13 cm
Sistemin Boyu	60 cm

4.1 Sistem Elemanlarının Belirlenmesi

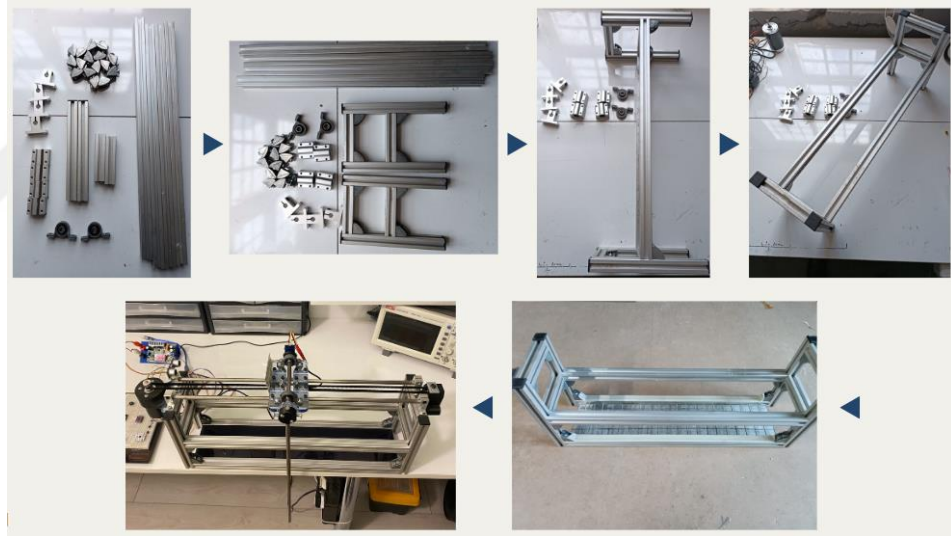
4.1.1 Sistemin İskelet Yapısında Kullanılan Elemanlar

Sistemin iskelet yapısı oluşturulurken alüminyum sigma profiller kullanılmıştır. Alüminyum sigma profiller hafif olmalarına rağmen çok dayanıklıdır. Çeliğe kıyasla çok daha hafif oluşları taşıma ve montaj işlemlerini kolay kılmaktadır. Ayrıca alüminyum doğal olarak oluşturduğu koruyucu oksit tabakası sayesinde korozyona karşı oldukça dayanıklıdır. Bu özellik sigma profilleri dış mekan uygulamalarında da kullanmamızı sağlar. Alüminyum sigma profiller %100 geri dönüştürülebilirler.

Sistemdeki diğer parçalar sırasıyla 3D baskılı motor yuvası, 3D baskılı dişli kayış parçası, sistem zeminini örten pleksi malzeme ve pleksi malzemeden arabanın iskeletidir. Bunların haricinde sistemin elektriksel aksamı için düzeneğin alt kısmındaki boşluğa pano inşa edilmiştir.



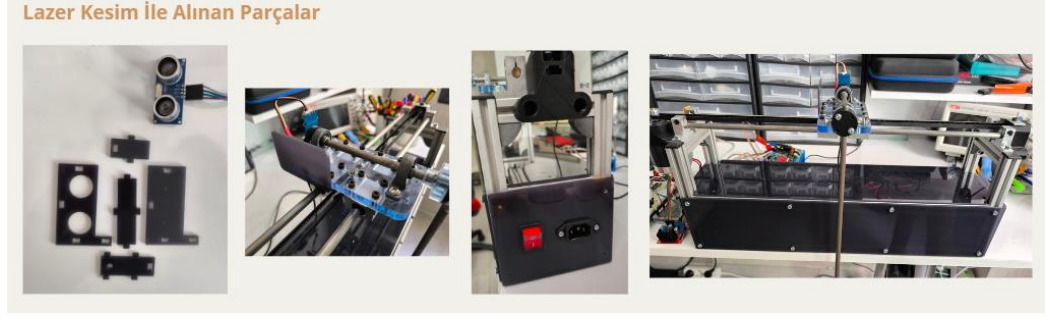
Şekil 4.3. Sistemin İskelet Bileşenleri



Şekil 4.4. Sistem İskeletinin Oluşturulma Aşamaları



Şekil 4.5. 3D Yazıcı İle Üretilen Sistem Elemanları



Şekil 4.6. Lazer Kesim Makinesi İle Üretilen Sistem Elemanlar

Tablo 5. Deneysel Düzenegın İskelet Yapı Malzemeleri

470 mm 2020 Sigma Profil	4 adet
100 mm 2020 Sigma Profil	4 adet
90 mm 2020 Sigma Profil	4 adet
8mm Bearing Chock	2 adet
Flange Coupling	1adet
Alüminyum Köşe Profil	12 adet
2 Gt 16 Diş Kayış	1 adet
2 Gt 16 Diş Senkron Teker	1 adet
8*500 mm Optik Eksen	1adet
8*140 mm Optik Eksen Sabitleme Yatağı	4 adet
8 mm Doğrusal Kaydırıcı	4 adet
3D Baskılı Motor Yuvası	1 adet
3D Baskılı Dişli-Kayış Destek Parçası	1 adet

4.1.2 Motor ve Yardımcı Motor Sürücü Elemanlarının Seçimi

Önemli kriterlerden birisi de uygun motorun seçimidir. Fırçasız DC motorlar fiyat açısından çok pahalı olduğu için geriye fırçalı DC motor ve step motor şeklinde 2 alternatif kalmaktadır. Her iki alternatif de sistemdeki görevi uygulayabilme kabiliyetine sahiptir. Fakat bu iki motor tipinin sistem tasarımını etkileyebilecek farklı karakterleri bulunmaktadır.

Fırçalı DC motorun manyetik alan oluşturan sabit kalıcı mıknatısları vardır. Rotor üzerinde fırçalardan ve komütatörlerden aldığı akımı taşıyan koillere sahiptir. Akım koillerden stator manyetik alanı etkisinde geçerken akıma dik normal kuvveti ile karşılaşır. Bu rotorun dönmesini sağlar. Koil akımı fırçalar ve komütatör vasıtasıyla sürekli olarak değişir ve bu motorun sürekli dönmesini sağlar.

Dc-Motorun oluşturduğu tork çıkışı aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$T_m = \frac{k_t}{R} U - \frac{k_t^2}{R} \omega \quad (4.1)$$

Motor tork sabiti k_t , R motor koil direnci, U motor giriş voltajı, ω motor açısal hızı olarak verilmiştir. Eşitlikteki ilk terim çıkış tork değerinin giriş voltajı ile doğru orantılı yükselmekte olduğunu göstermektedir. İkinci terim ise tork değerinin açısal hızla ters orantılı olduğunu gösterir. Bu Kondüktör manyetik alan içerisinde hareket ederken oluşan back emf dolayısıyla meydana gelmektedir.

Motor ve kayış sistemleri tarafından üretilen kuvvet aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$F_m = \frac{T_m}{R} \quad (4.2)$$

(4.2) eşitliğinde tork formülündeki kol uzunluğu olarak etkiyen r kasnak yarıçapıdır. Arabaya etkiyen kuvvet herhangi bir atalet kuvveti ve sistemin oluşturduğu sürtünme kuvvetlerine bağlı olarak değişmektedir. Bu, bir DC motor kullanıldığında, arabaya etki eden kuvvetin, motor özelliklerine, sistemdeki atalete, sistemdeki sürtünmeye ve motorun açısal hızına bağlı bir fonksiyon olacağı anlamına gelir. Kontrol sisteminin iyi performansını elde etmek için, giriş voltajı ile arabaya etki eden kuvvet arasında doğrusal bir ilişki olmayacağından bunun modellenmesi gerekecektir.

Step motorlar yüksek doğruluk oranında çalışabilseler de dc motorlara oranla daha verimsizlerdir. Step motorlar 3D yazıcılar gibi tekrarlı hareket gerektiren sistemler için çok uygundur. Fakat bizim deneysel düzeneğimiz için buna benzer bir ihtiyacımız bulunmamaktadır. Her iki motor tipi de fiyat olarak benzer karakterlere sahiptir. Step motor kullanımı sistemin algoritma yapısında step motor sürücü ara yüzü ve motor kurulumu gibi ek programlar gerektirecektir. Bunun yanında dc motor kullanımında algoritma yapısı daha elverişlidir (Cavallo, 2020). Bu maddeleri göz önünde bulundurarak 12 V 3000 rpm WS-50ZYT78-R dc motor deneysel düzeneğin kuvvet mekanizması olarak belirlenmiştir. (WS-50ZYT78-R Brushed DC motor, t.y.)



Şekil 4.7. Sistemde Kullanılan Fırçalı DC Motor WS-50ZYT78-R

Tablo 6. 12 V WS-50ZYT78-R Fırçalı Motor Özellikleri

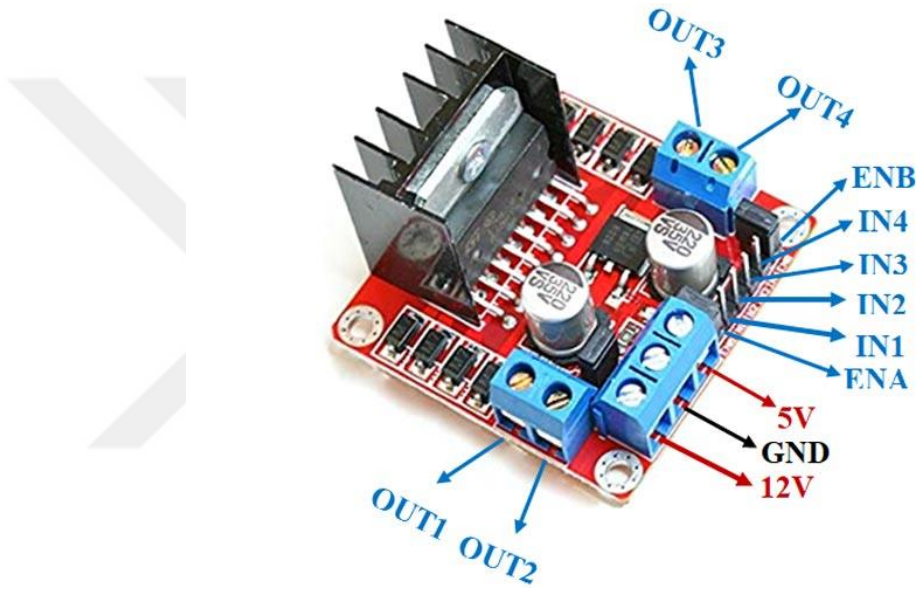
Anma Voltajı	12 V
Yüksüz Hız	4000 rpm
Anma Hızı	3000 rpm
Yüksüz Tork	720 g.cm
Çekme Torku	2180 g.cm
Anma Akımı	1500 mA
Blok Akımı Current	3900 mA
Çıkış Gücü	10.8-44.4 W



Şekil 4.8. Motor Boyutları

Tablo 7. L298N Motor Sürücü Modülü Özellikleri

Sürücü Modeli	L298N 2A
Sürücü Çipi	Double H Bridge L298N
Motor Besleme Voltajı	46 V max
Motor Besleme Akımı	2 A max
Lojik Voltaj	5 V
Sürücü Giriş Voltajı	5-35 V
Sürücü Akımı	2 A
Lojik Akım	0-36 mA
Güç	25 W max
Soğutucu Eleman	2 Giriş Uyumlu 25x23x16 mm



Şekil 4.9. L298N İki Kanallı Motor Sürücü Modülü

Tablo 8. Zamanlama Kayışı Özellikleri

Uzunluk	115 cm
Genişlik	6 mm
Diş Aralığı	2 mm

4.1.3 Enkoder Türleri ve Seçimi

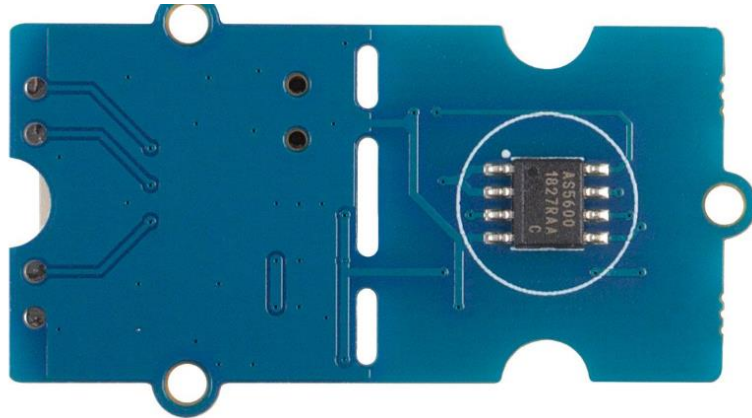
Genel olarak enkoder verileri bir formattan diğerine dönüştüren bir cihaz veya işlem silsilesidir. Hız, konum ve ivme tespiti gerektiren sistemlerde bu sistem elemanlarına sıklıkla başvurulur. Enkoder cihazları iki farklı hareket türünü izleyebilir. Doğrusal enkoder cihazları hareketi düz bir çizgide izlerken, döner enkoder cihazları şaft dönüşündeki değişiklikleri izler ve genellikle motorlara bağlanırlar. Genel olarak tüm enkoder tiplerinin görevi fiziksel hareketi hareket kontrol sistemi tarafından

yorumlanabilecek bir elektrik sinyaline dönüştürmektir (*What is an encoder?*, t.y.). Enkoder cihazları artırımlı (incremental) ve mutlak (absolute) olmak üzere iki farklı kategoriye ayrılırlar. Mutlak enkoderler 360 derecelik tek bir şaft dönüşünde hassas bir şaft açısı bildirir. Bunun aksine artırımlı enkoderler başlangıç veya sıfır konumuna göre göreceli bir konum sağlar.



Şekil 4.10. Artırımlı Enkoder Örneği

Deneyisel düzeneğimizin inşasında enkoder seçimine karar verilirken tez çalışmamızın hedefleri doğrultusunda bir karar verilmiştir. Enkoder cihazları geleneksel ve manyetik olmak üzere iki farklı gruba ayrılır. Sistemde ihtiyaç duyulan enkoder manyetik enkoder olarak belirlenmiştir. Bu seçimi yaparken yapılan karşılaştırmalar alttaki tabloda listelenmiştir.

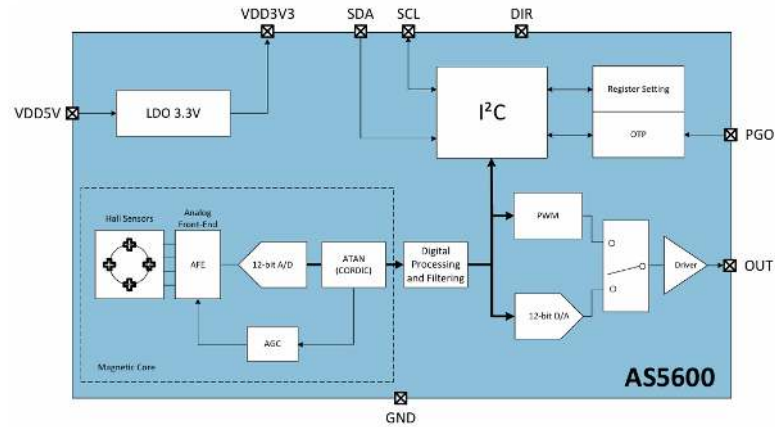


Şekil 4.11. Sistemde Kullanılan Mutlak Enkoder

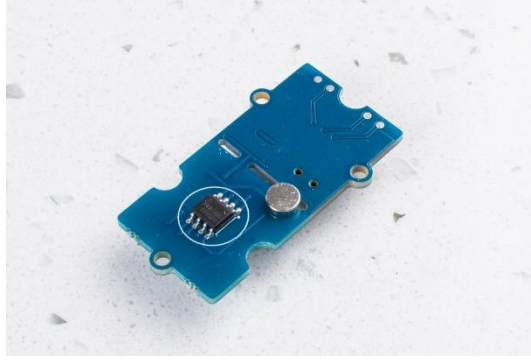
Tablo 9. Geleneksel ve Manyetik Enkoder Karşılaştırmaları

Geleneksel Enkoder Özellikleri	Manyetik Enkoder Özellikleri
Temaslı Tipte Yapıya Sahip	Temasız Yapıda
Yüksek Doğruluk (10 bit)	Yüksek Doğruluk (12 bit)
Artırımlı Enkoder Tipinde	Mutlak Enkoder Tipinde
Programlanamaz	Programlanabilir
Kare Dalga Darbe Çıkışı	Modülasyon Darbe Çıkışı (PWM)
Kütüphane Desteği Bulunmaz	Kütüphane Desteği Bulunur.
Yüksek Maliyetli	Düşük Maliyetli
Büyük Yapıya Sahip	Küçük Yapıda
Özel Dekoder Gerekir	Dekoder Gerektirmez

Modül üzerindeki AS5600 çipi hall-etkili dönel manyetik pozisyon sensörüdür. Bu sensör çip yüzeyine dik olan manyetik alan bileşenini voltaja dönüştürür. Hall sensörlerinden gelen sinyaller analog dijital çevirici (ADC) tarafından dönüştürülmeden önce yükseltilir ve filtreden geçirilir. ADC çıktısı çip içerisindeki CORDIC adı verilen blok vasıtasıyla açığı ve manyetik alan vektörünün büyüklüğünü hesaplar. AS5600 endüstriyel standartlarında I^2C arayüzü kullanılarak programlanır. Bu arayüz ile 0 açı değeri başlangıç noktası ve maksimum açı değeri bitiş noktası olarak belirlenebilir. Bu özellik çıkış açısını tam çözünürlükte yani 0-360 derece aralığında görebilmemizi sağlar (*Datasheet by AMS AS5600 Magnetic Encoder, t.y.*).

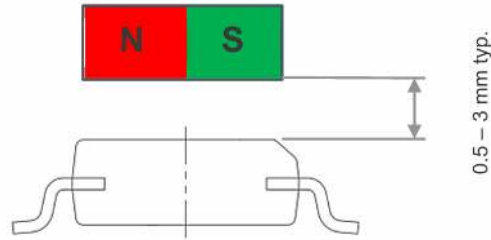


Şekil 4.12. AS5600 Fonksiyonel Blokları

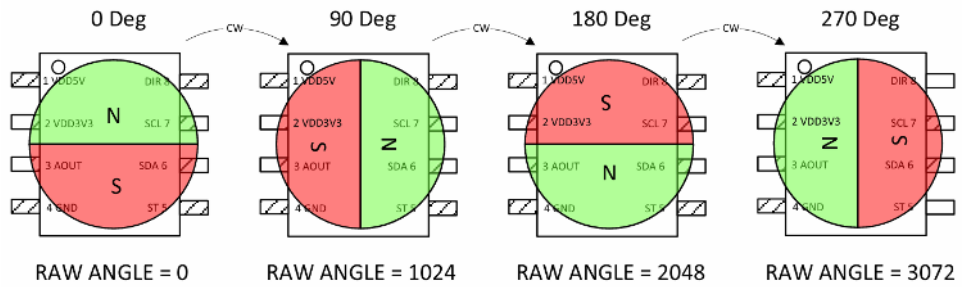


Şekil 4.13. AS5600 Kartı Mıknatıs Yerleşimi

Manyetik enkoder modülü yerleşiminde dikkat edilmesi gereken en önemli konulardan birisi mıknatısın yerleştirilmesidir. Sensörün tam doğruluk oranında çıktı verebilmesi için mıknatısın konumlandırıldığı kısım ile çip yüzeyi arasındaki mesafe 0.5-3 mm aralığında olmalıdır. Bu şartlar sağlanmadığı sürece sensör çıkış değeri vermeyecektir.



Şekil 4.14. Mıknatıs Konumlandırma Sınırı



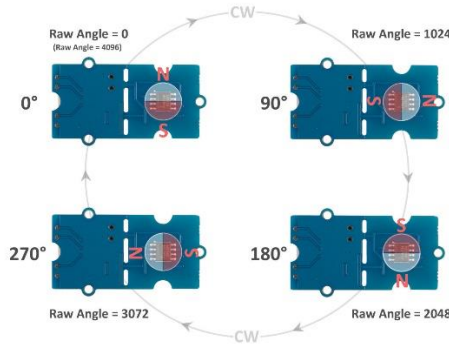
Şekil 4.15. Sensör Konumuna Göre Ham Açı Çıktıları

AS5600 hall etkisi tabanlıdır ve çip içerisindeki dahili hall sensörleri manyetik alan yönündeki değişimleri yakalar. Bu sebeple herhangi bir dönme açısı limiti bulunmamaktadır. Daha sonra manyetik alan yön bilgisi dahili 12 bit ADC yardımıyla yükseltilir. AS5600 modülü tur başına 2^{12} adet yani 4096 konum çıkışı sağlayabilir. Modül çıktıları seçilebilirdir, I^2C veya PWM arayüzü ham veriyi çıkış olarak almamızı

sağlar. Bunun haricinde maksimum açı değeri programlanabilir. Maksimum açı değeri 18-360 aralığında ayarlanabilir. Bu, ölçülen açısal doğruluğun 18/4096'ya kadar olduğu anlamına gelir (*AS5600 12-bit Magnetic Rotary Position Encoder*, t.y.).

$$k_{sarkaç} = \frac{Açıl_T}{İşaret_T} = \frac{360}{4096} = 0,0878^\circ$$

Burada $k_{sarkaç}$ sarkaç enkoderinin işaret sayacı ile çarpılacak değer, $Açıl_T$ sarkacın bir turda derece cinsinden katettiği yol ve $İşaret_T$ sarkaç enkoderinin bir turda ürettiği konum çıkış sayısıdır.



Şekil 4.16. Modül ile Mıknatıs Arası Ham Açı Çıktıları Değişimi

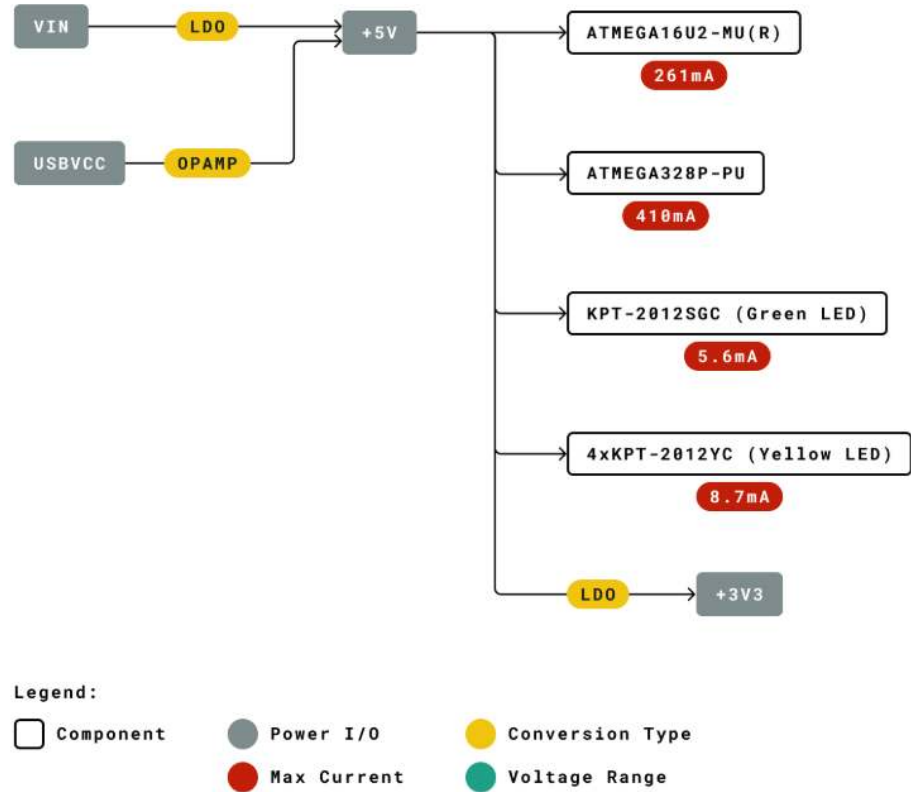
4.1.4 Sistem Kontrolcü Seçimi

Deneyisel düzeneğimizde doğrusal kontrol yöntemlerini uygulatacağımız sistemin genelini kontrol edebilecek bir yapıya ihtiyaç vardır. Bu istemleri karşılayabilmek için mikro bilgisayarlar, mikro kontrolcüler veya analog kontrol devreleri kullanılmaktadır. Deneyisel düzeneğimiz için tüm bu istemleri mikro kontrolcü yardımıyla karşılamaktayız. Arduino Uno R3 mikro kontrolcüsü sistemin ana yöneticisi olarak belirlenmiştir. Kolay programlanabilir özellikleri, sistemin ihtiyaç duyduğu giriş çıkış birim sayısını karşılıyor olması ve algoritmaları kurgularken yardımcı olan birçok kütüphaneyi içerisinde barındırması bu mikro kontrolcünün seçilmesinde etkin rol oynamıştır.



Şekil 4.17. Deneysel Düzenek Ana Kontrol Kartı

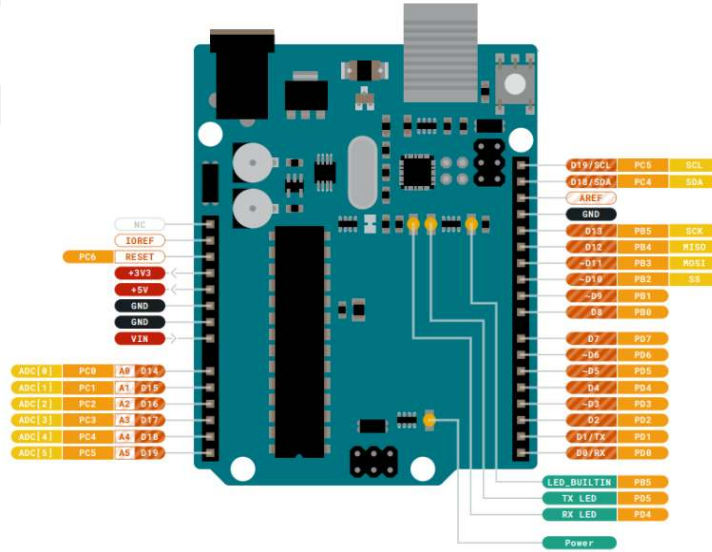
Arduino UNO, ATmega328P tabanlı bir mikro denetleyici kartıdır. 14 dijital giriş/çıkış pini (bunlardan 6'sı PWM çıkışı olarak kullanılabilir), 6 analog giriş, 16 MHz seramik rezonatör, USB bağlantısı, güç girişi, ICSP başlığı ve sıfırlama düğmesi içerir (*Arduino Reference*, t.y.).



Şekil 4.18. Arduino Uno R3 Güç Ağacı

Tablo 10. Arduino Uno R3 Genel Özellikleri

Arduino Uno R3 Özellikleri	Değerler
Mikro Kontrol Çipi	Atmega328
Çalışma Voltajı	5 V
Giriş Voltajı (Tavsiye Edilen)	7-12 V
Giriş Voltajı (Sınır Değeri)	6-20 V
Dijital Giriş-Çıkış Pin Sayısı	14 (6 PWM Çıkış)
Analog Giriş Pin Sayısı	6
Giriş-Çıkış Pin Başına DC Akım	40 mA
3.3 V Pin için DC Akım	50 mA
Saat Hızı	16 MHz
Flaş Hafızası	32 KB
SRAM	2 KB
EEPROM	1 KB
8-bit Zamanlayıcı/Sayıcı	2 adet
16-bit Zamanlayıcı/Sayıcı	1 adet
USART	1 adet
İkili Mod I2C Ara yüzü	1 adet
SPI	1 adet

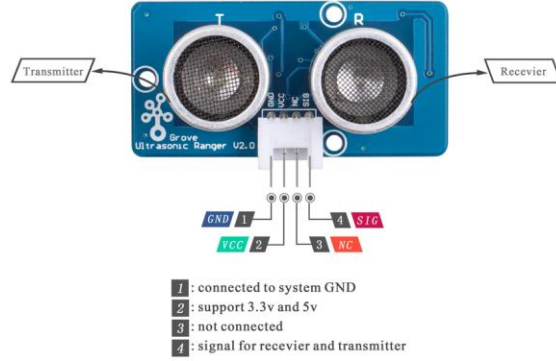


Şekil 4.19. Arduino Uno R3 Pin Dağılımı

4.1.5 Ultrasonik Mesafe Sensörü ve Sınır Anahtarları

Arabalı ters sarkaç deneysel düzeneğinde arabanın konum takibi ve hareket edebileceği sınırları belirlemek için HCSR04 ultrasonik mesafe sensörü kullanılmıştır. Ultrasonik mesafe sensörü mesafe ölçümü için ultrasonik dalgaları kullanan bir sensördür. Bu sensör 2 mm'ye kadar doğrulukla 3 cm'den 359 cm'ye kadar ölçüm yapabilme özelliğine sahiptir. Bu modülde ultrasonik alıcı ve verici bulunmaktadır.

Ultrasonik verici 49 KHz bir dalga yayar ve bu dalga herhangi bir nesne ile karşılaştığı anda bu dalga geri yayılır ve ultrasonik alıcı kısmından okunur. Bu proses işlerken geçen zaman mesafe hesabını yapabilmemizi sağlar (*HC-SR04 Ultrasonic Sensor*, t.y.).



Şekil 4.20. HCSR04 Ultrasonik Mesafe Sensörü

Arabanın hareket ettiği pist üzerinde sınır noktalarına çalışma güvenliğini sağlamak adına sınır anahtarları yerleştirilmiştir. Sarkaç denge konumuna gelinceye kadar kararsız davranışlar sergileyebilir. Bu davranışlar sebebiyle araba sınırları aşarak mekanizmanın dağılmasına sebep olabilir. Sınır anahtarı devre elemanları bu problemin önüne geçmek adına her iki uçta olacak şekilde 2 adet kullanılmıştır.



Şekil 4.21. Sınır Anahtarı Devre Elemanı

Tablo 11. Deneysel Düzeneğin Elektriksel Yapı Elemanları

Arduino Uno R3 Mikrokontrolcü	1 adet
12 V Fırçalı DC Motor WS-50ZYT78-R	1 adet
AS5600 12 Bit Manyetik Enkoder	1 adet
HCSR04 Ultrasonik Mesafe Sensörü	1 adet
L298N Motor Sürücü Modülü	1 adet
Mikro Sınır Anahtarları	2 adet

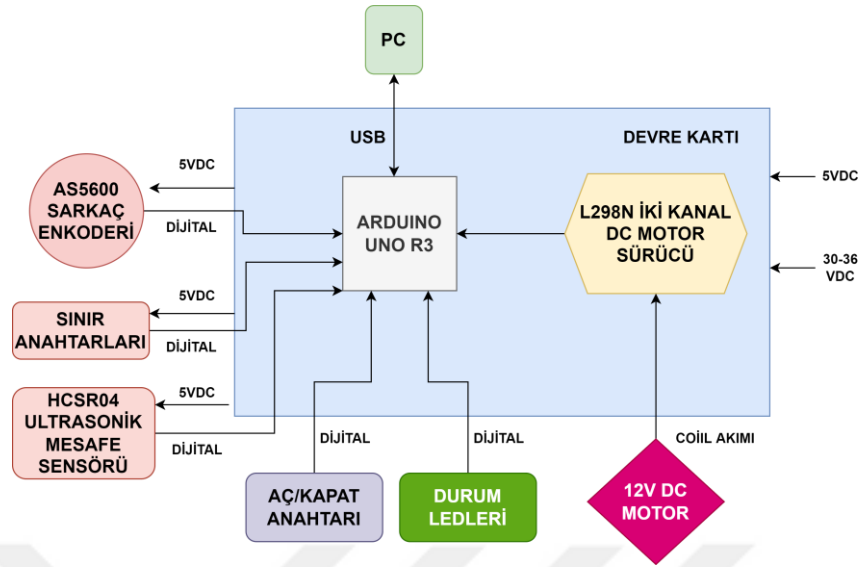
4.2 Modüler Yapı İçin Kararlılığı Arttırıcı Çalışmalar

Genellikle arabalı ters sarkaç yapıları bir masa üzerine veya farklı bir yapı üzerine sabitlenerek tasarlanmaktadır. Bu tez çalışmasında ayrıca tasarlanan düzeneğin modüler bir yapıya sahip olması da hedeflenmiştir. Bu yapıya ulaşabilmek için alüminyum profil parçalarından yararlanılmıştır. Sistem tasarımı yapılırken sarkacın kararlı ve kararsız hareketleri göz önünde bulundurularak mekanizmayı destekleyici bir uygulamaya ihtiyaç duyulduğu belirlenmiştir. Kararlılığı arttırmak adına deneysel düzeneğin zemin kısmına beton uygulaması yapılmıştır. Bu uygulama sayesinde kararsız davranışlara karşı sistemin savrulma miktarı azaltılmış olur.



Şekil 4.22. Deneysel Düzenek Zeminine Beton Uygulaması

4.3 Düzeneğin Kontrol Yapısı

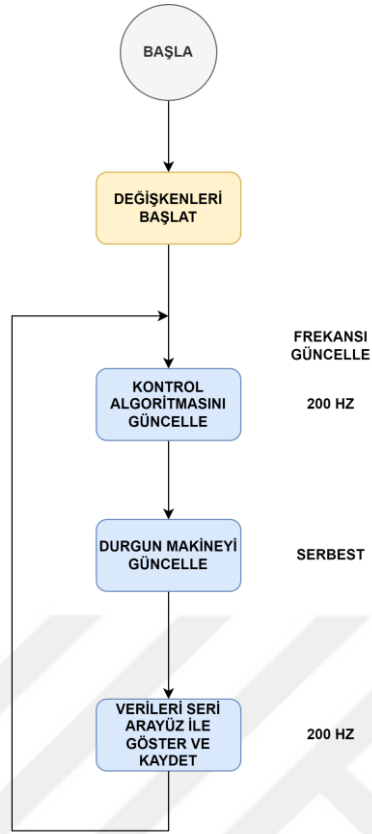


Şekil 4.23. Sistemin Elektronik Blok Diyagramı

PC, USB kullanılarak mikro denetleyiciye bağlanır. Bu, kodu mikro denetleyiciye yüklemek için kullanılır ve seri veriler, sanal bir COM bağlantı noktası aracılığıyla oturum açmak için bilgisayara geri gönderilir. Alternatif bir 5VDC güç kaynağı kullanılırsa sistem PC bağlı olmadan çalışabilir.

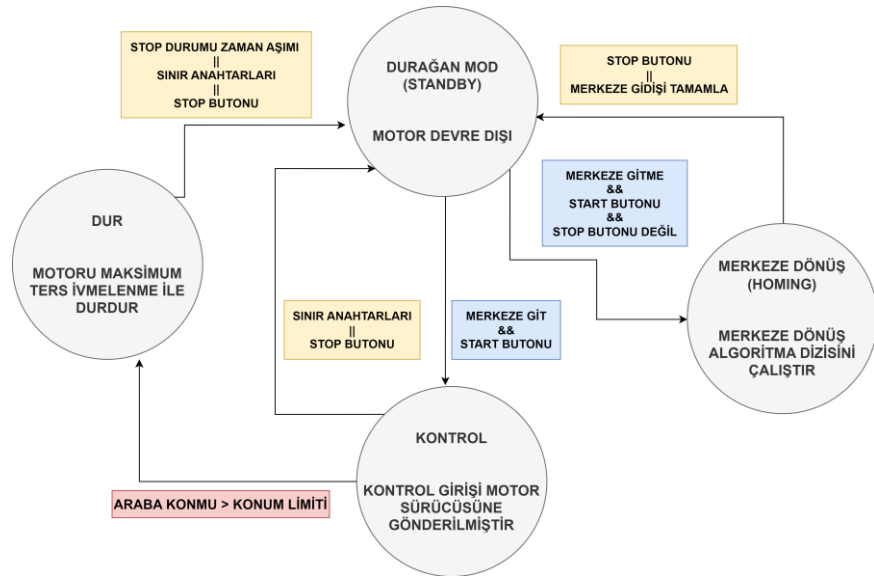
4.3.1 Sistemin Algoritma Akış Diyagramları

Sistemdeki kontrolcü arabaya verilen kontrol girişini enkoder ölçümlerine göre hesaplamaktadır. Kontrol sistemi 4.25 de gösterildiği gibi ardışık tekrar eden bir döngüden oluşmaktadır. Döngü kontrol algoritmasını güncelleyerek başlar. Döngü serbest frekans değerinde çalışırken döngü içerisindeki diğer bloklar figürde belirtilen 200 HZ frekansı anında kendilerini güncellerler. Durgun makine çalıştırma, durdurma, merkeze götürme ve elemanları çalıştırma gibi sistemdeki tüm fonksiyonları yöneten bloktur. Son blokta ise sarkacın ve arabanın durum değişkenleri USB seri iletişim yoluyla bilgisayara gönderilir.



Şekil 4.24. Sistemin Kontrol Döngüsü

Sistem durgun makinesi 4 moda sahiptir. Bunlar durağan mod, merkeze dönüş modu, kontrol ve durma modlarıdır. Bu modların kendi içlerinde aktivasyonları alttaki şekilde verilmiştir.



Şekil 4.25. Sistem Durgun Makinesi Durumlar Arası Geçişler



Şekil 4.26. Merkeze Dönüş (Homing) Kontrol Döngüsü

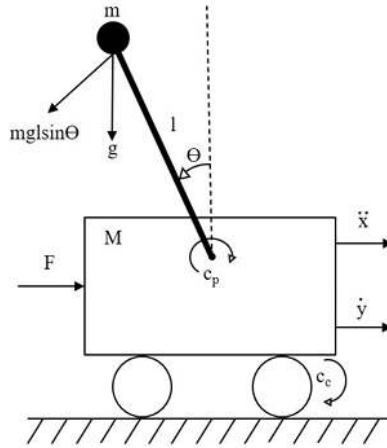
BÖLÜM 5 BENZETİM ÇALIŞMALARI

5.1 Arabalı Ters Sarkaç Yapısının Bilgisayar Ortamında Modellenmesi

Bilgisayar ortamında sistemi modellemeye başlamadan önce deneysel düzeneğimizin fiziksel sınırlarını yeniden alttaki tablo vasıtasıyla hatırlayalım.

Tablo 12. Fiziki Sistemin Özellikleri

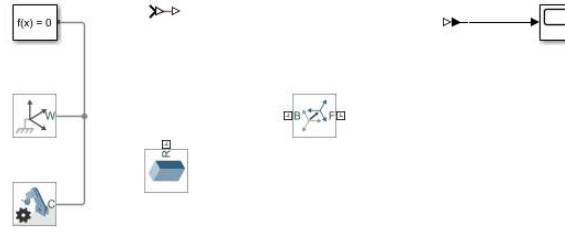
Araba İvmesi	20 m / s ²
Maksimum Araba Hız Değeri	2 m/s
Uçtan Uca Araba Hareket Mesafesi	47.5 cm
Araba Ağırlığı	0.255 kg
Sarkaç Ağırlığı	0.105 kg
Sarkaç Uzunluğu	50 cm
Sarkacın Ağırlık Merkezine Olan Mesafe	25 cm
Sarkacın Kütle Eylemsizlik Momenti	0.006 kg.m ²
Arabanın Sürtünme Sabiti	0.1 N/m/s



Şekil 5.1. Arabalı Ters Sarkaç Modeli

Arabalı ters sarkaç yapısının, Simspace isimli bilgisayar destekli yazılım programı ile modellenme aşamaları adımlar halinde alttaki gibi verilmiştir.

MATLAB komut penceresine smnew yazarak yeni bir Simscape Multibody modeli açın. Aşağıda gösterildiği gibi, yaygın olarak kullanılan birkaç bloğun hâlihazırda modelde yer aldığı yeni bir model açılır (Hill, 2013).

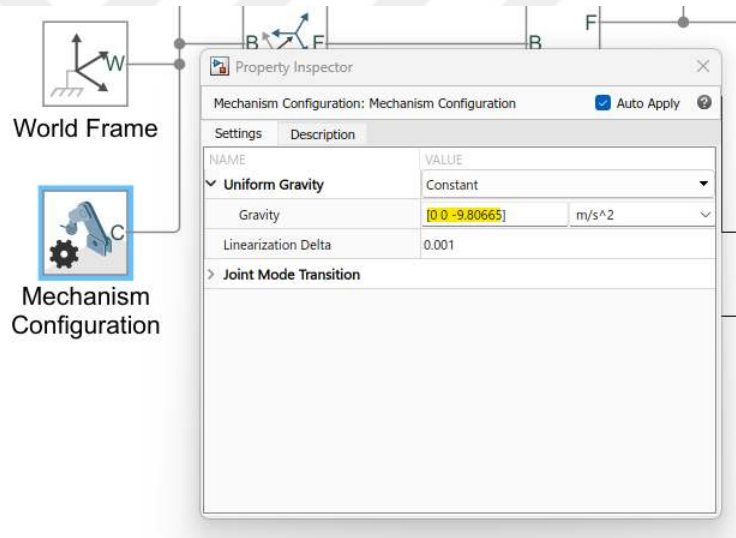


Simscape Multibody Resources

1. Find more multibody components in the [Simscape Multibody library](#).
For more information, see [Simscape Multibody - Blocks](#).
2. Find components from other domains in the [Simscape library](#).
3. Connect the components to form a physical network.
For more information, see [Essential Steps for Constructing a Physical Model](#) and [Creating a Multibody Model](#).
4. Visualize the simulation using [Mechanics Explorer](#).
5. [Explore simulation results](#) using [sscexplore](#)

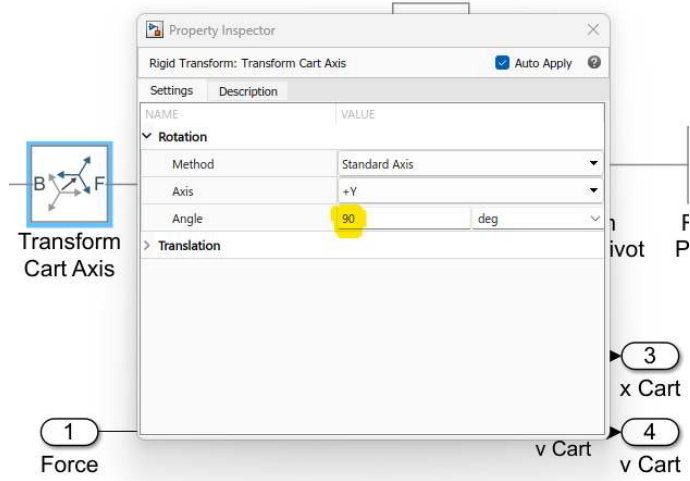
Şekil 5.2. Simspace Hazır Bloklar Sekmesi

Mekanizma konfigürasyonu bloğuna çift tıklayın ve yerçekimini $[0 \ 0 \ -9.81]$ olarak ayarlayın; bu, küresel -z yönü boyunca hareket eden yerçekiminden kaynaklanan bir ivmeyi temsil eder (Hill, 2013).



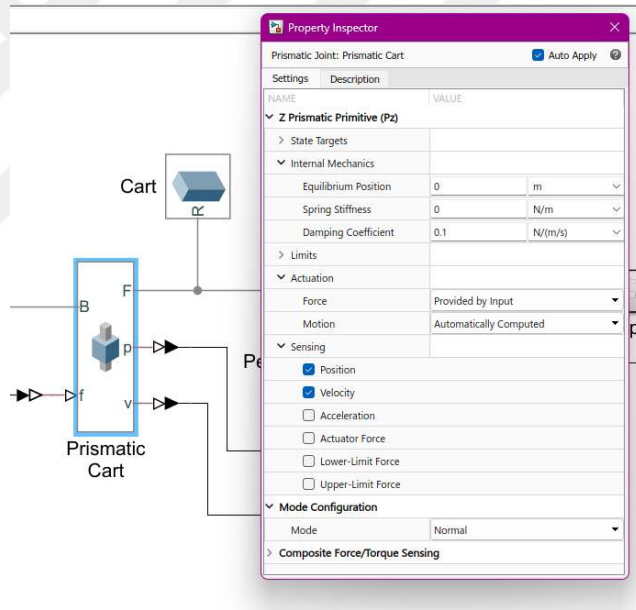
Şekil 5.3. Yerçekimi Parametre Girişi

Hareket kabiliyetlerini belirleyebilmek ve sistemin sınırlarını tanımlayabilmek adına arabanın hareket ettiği eksen tanımı alttaki gibi yapılır.



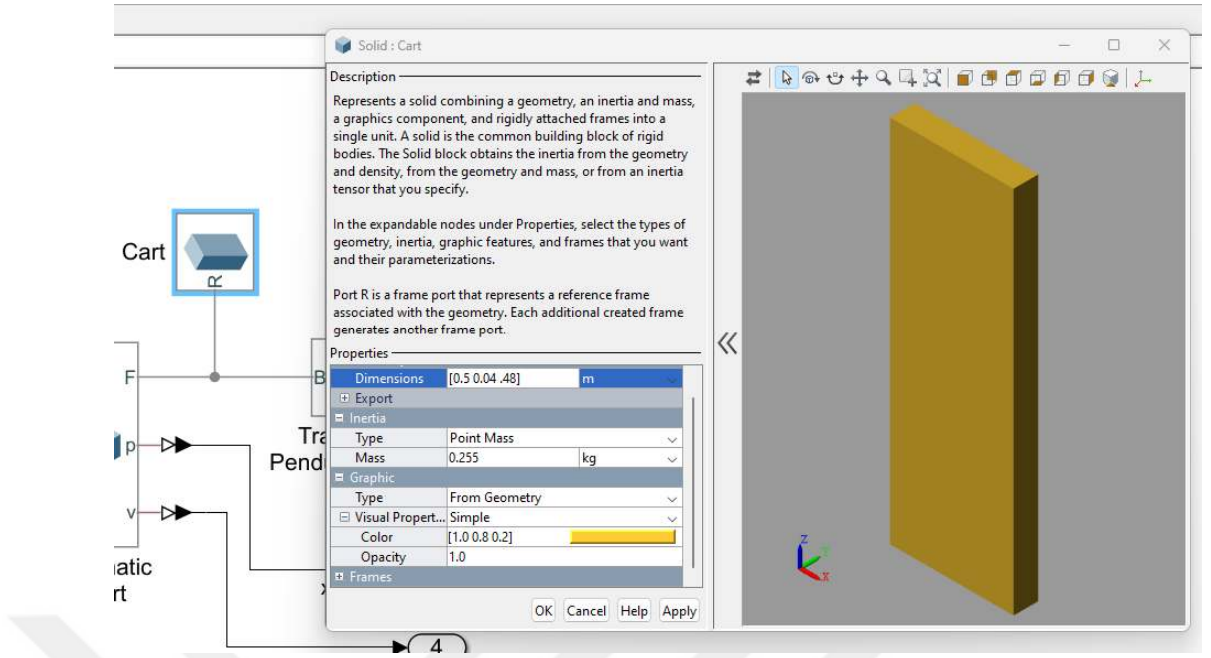
Şekil 5.4. Arabanın Hareket Ekseninin Tanımlanması

Prizmatik eklem yalnızca bir öteleme serbestlik derecesine izin verir. Prizmatik eklem, bir kuvvet girişi ile aktifleştirilecektir.

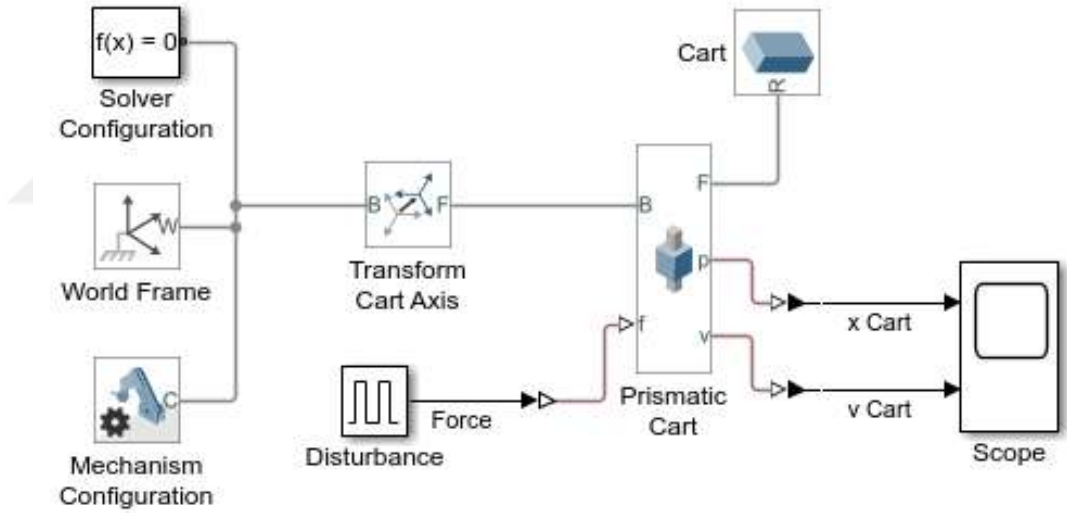


Şekil 5.5. Eklem Tanımı ve Parametrelerin Bloğa Tanımlanışı

Hareketli araba bir nokta ağırlığı olarak modellendiği için benzetim sonuçlarını sadece sarkaç ağırlığı etkileyecektir. Ağırlık parametresini girmek için katı bloklara çift tıklayarak deneysel düzeneğimizin gerçek sistem ölçülerini girmeliyiz. Arabanın hareket edebileceği sınırlar ve her hareketin adım ölçüsü yine bu blokta tanımlanmaktadır.

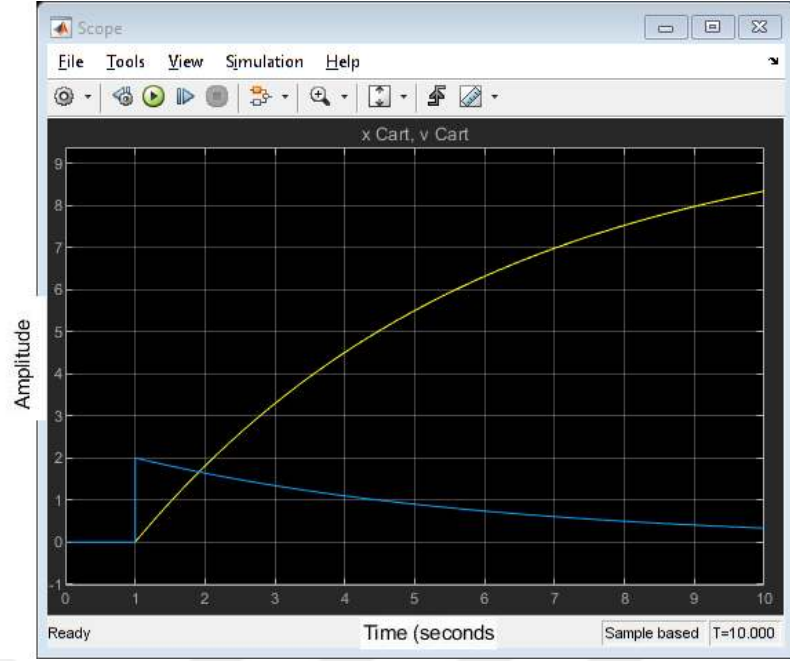


Şekil 5.6. Araba Parametrelerinin Girilmesi



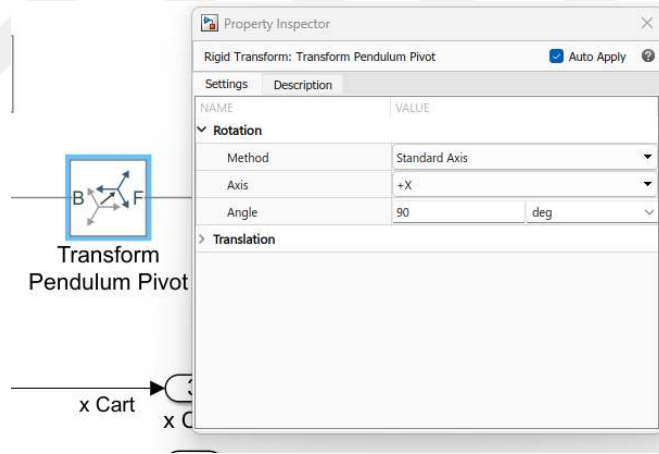
Şekil 5.7. İlk Aşama Arabanın Modellenmesi

Çıktı olarak arabanın yer değiştirmesi x ve arabanın hızı v alttaki gibi benzetilmiştir. Hız değeri yaklaşık olarak 2 m/s civarlarında iken arabanın sürekli hareket ettiği gözlenmektedir.



Şekil 5.8. Arabanın Tek Başına Hareket Benzetimi

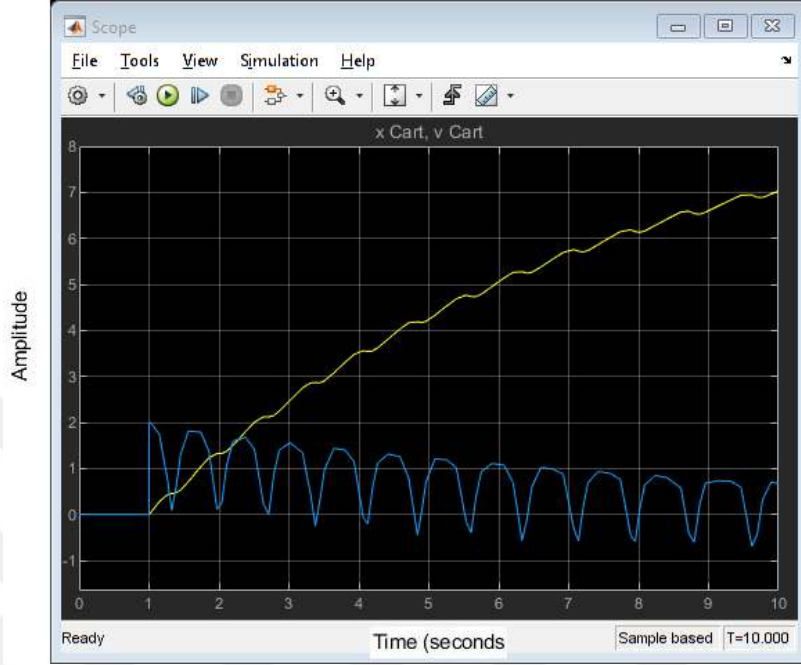
Şimdi ise sarkacın arabaya bağlantısını modellemeye çalışacağız. İlk olarak sarkacın dönme eksenini +x olarak belirlenir.



Şekil 5.9. Sarkacın Hareket Ekseninin Tanımlanması

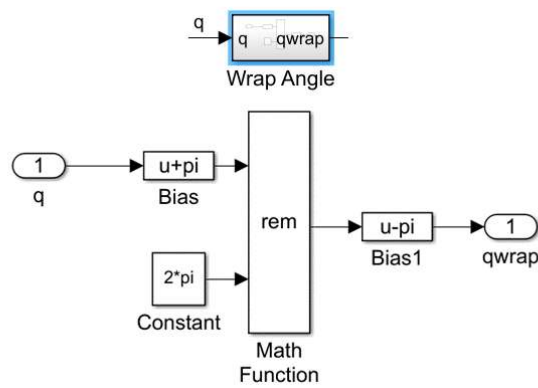
Öncelikle sarkacın uzunluğu ve ağırlık değeri altta gösterildiği gibi tanıtılır.

Sarkacın arabaya bağlanmasıyla birlikte arabanın benzetim modeli alttaki grafikte görüldüğü üzere değişmiştir. Mavi çizgideki hız değişkeni yine 2 m/s civarlarındadır fakat arabanın hareketini bozucu etkilerin varlığı grafikte göze çarpmaktadır.



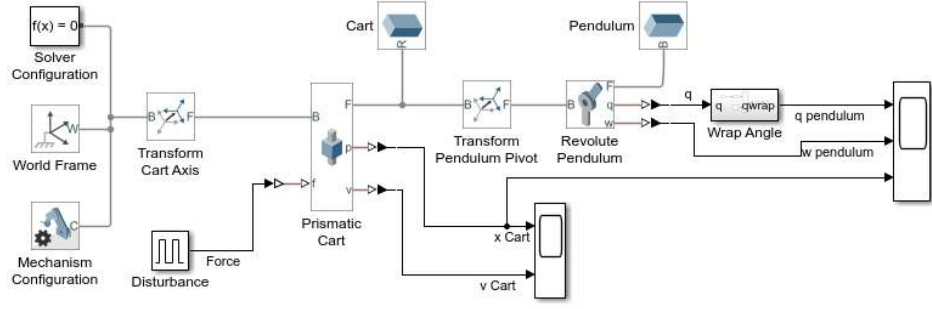
Şekil 5.13. Araba-Sarkaç Birlikte Açık-Çevrim Kontrol Benzetimi

Son olarak açı hesaplamalarında ihtiyaç duyulan dönüşümler için altta gösterilen blok kullanılmıştır.



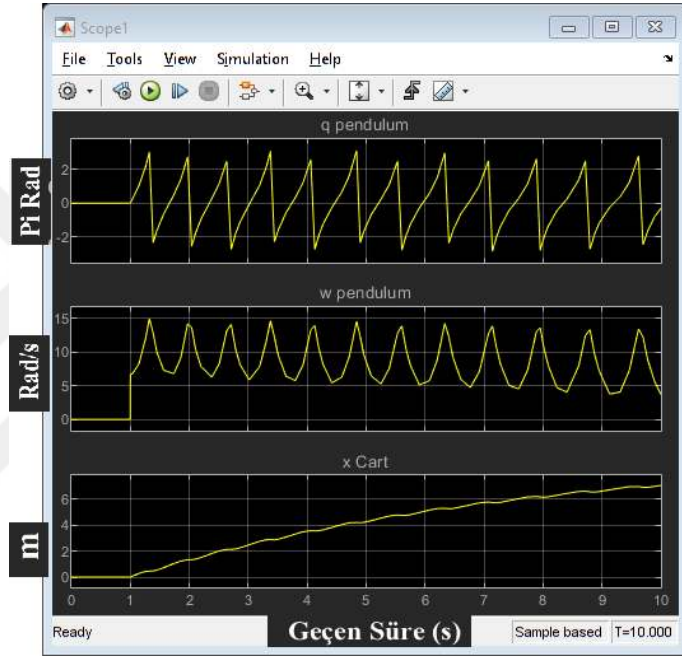
Şekil 5.14. Açı Hesaplama Bloğu

Tüm bağlantıların yapılması ve parametre girişlerinin tamamlanmasının ardından alttaki çok gövdeli sistem modelini elde ederiz.



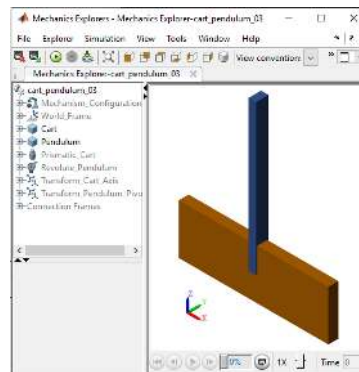
Şekil 5.15. Üçüncü Aşama Tüm Arabalı Ters Sarkaç Modelinin İfadesi

Altteki grafikte genel modelimizin açı ve pozisyon grafik çıktılarını görebiliriz.



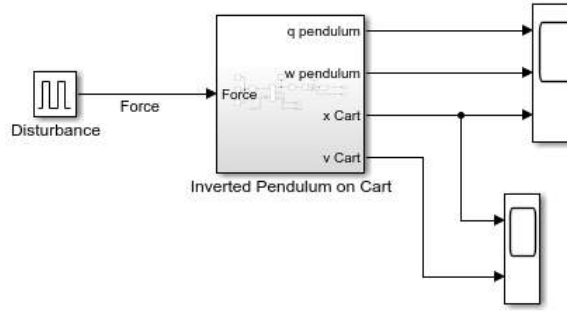
Şekil 5.16. Sistemin Açık-Çevrim Kontrol Benzetim Çıktıları

Ayrıca modelin davranışını programdaki izleme bölümünden canlı olarak gözlemleyebiliriz.



Şekil 5.17. Modelin Davranışının İzlendiği Bölüm

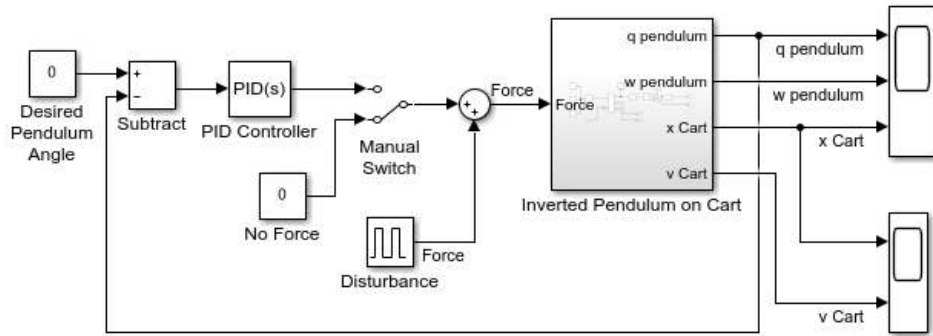
Modelimizi hazırladıktan sonra karışık görünümü ortadan kaldırmak adına alt sistemler özelliğine başvurulmuştur.



Şekil 5.18. Modelin Alt Sistemlerle Sadeleştirilmesi

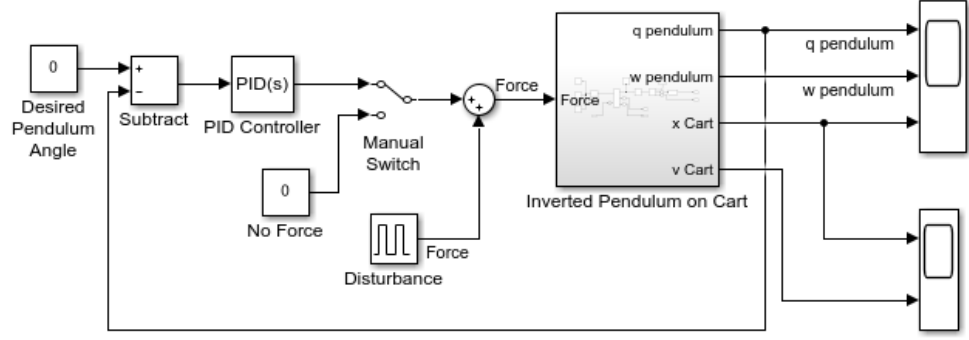
5.1.1 Sistemin Kapalı Çevrim Modelinin Elde Edilmesi

Sistemin kapalı çevrim kontrol modelini elde etmek için yine bilgisayar destekli Simulink programının hazır bloklarından faydalanılmıştır. Açık çevrim kontrol blok yapısından kapalı çevrim kontrol yapısına bir anahtar yardımıyla geçiş yapılmaktadır. Sistem modeli eklemeler sonucu alttaki gibi elde edilmiştir.



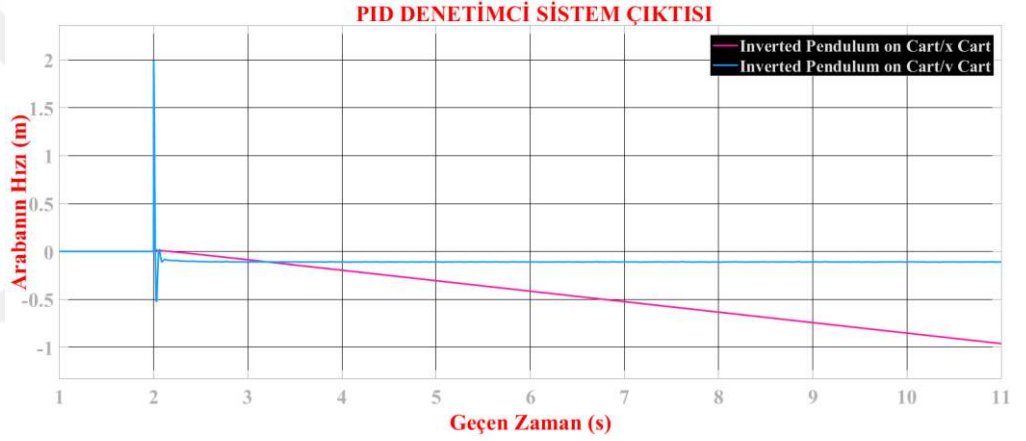
Şekil 5.19. Sistemin Açık Çevrim Kontrol Modu

Kapalı-çevrim kontrol çıktılarını almadan önce durum geri besleme kontrol kazanç değerlerini PID bloğuna tanımlamalıyız. Önceki bölümde tespit edilen kazanç değerlerini bu kısımda kullanmaktayız.

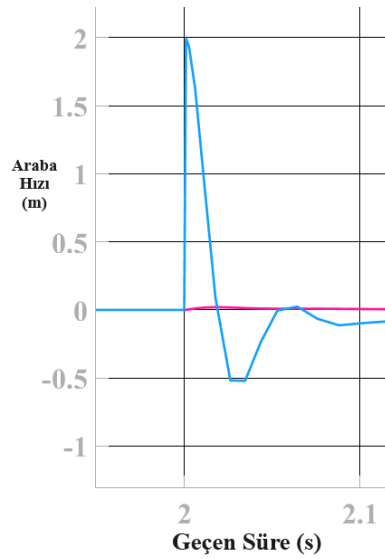


Şekil 5.20. Sistemin Kapalı Çevrim Kontrol Modu

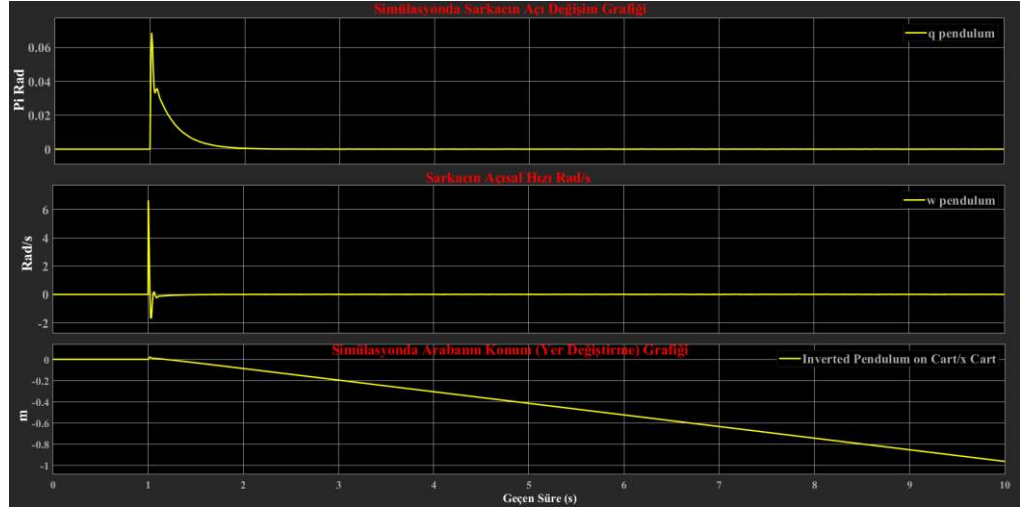
Benzetim sonuçları alttaki şekillerde ifade edilmektedir. Bu sonuçlara göre araba x ekseninde negatif yönde sabit bir hız değeriyle yavaşça yer değiştirmektedir. Bu hareket sarkacı denge konumunda tutmaktadır.



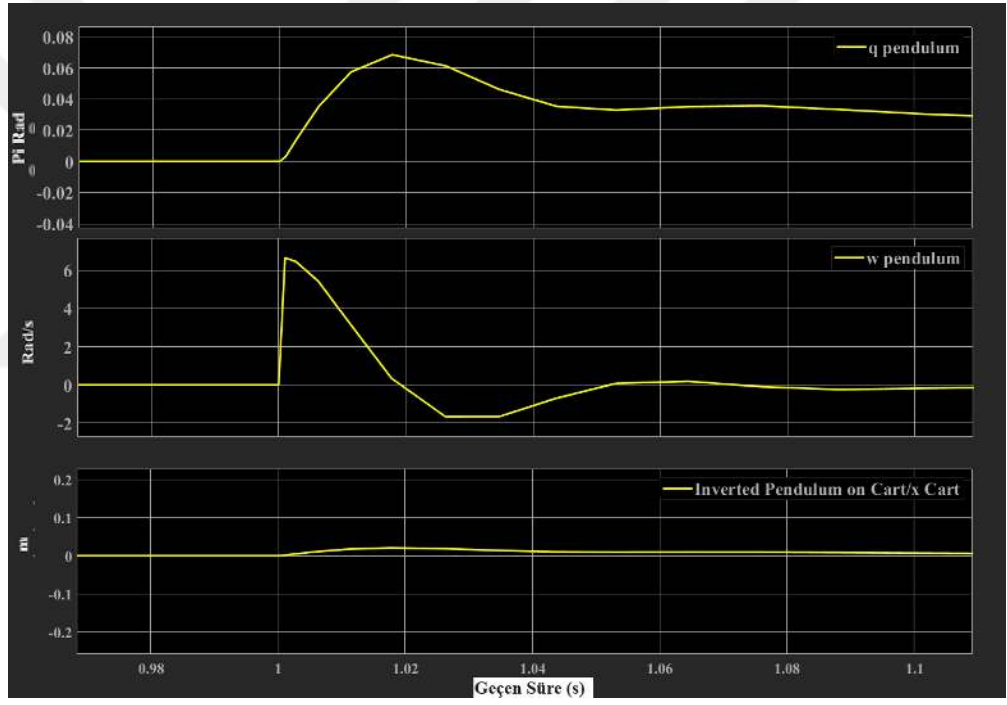
Şekil 5.21. Kapalı Çevrim Kontrolünde Arabanın Hız-Konum Grafiği



Şekil 5.22. Arabanın Hız-Konum Grafiği Yakın Görüntüsü



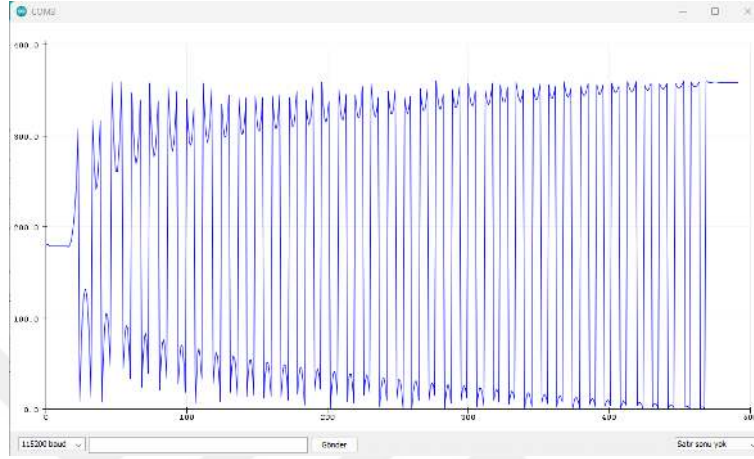
Şekil 5.23. Sistemin Kapalı-Çevrim Kontrol Benzetim Çıktıları



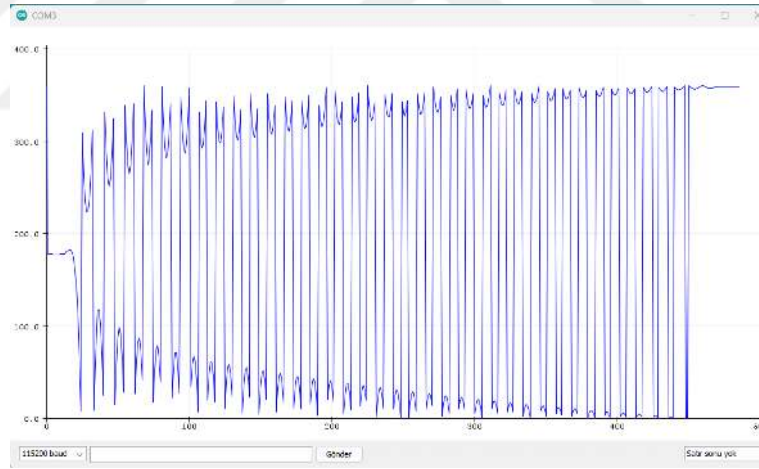
Şekil 5.24. Benzetim Çıktıları Yakın Görüntüsü

5.2 Sistemin Gerçek Çıktıları ile Benzetimlerin Kıyaslanması

Denge noktasından yani sarkaç ile araba arasında 180 derecelik bir açı seviyesinden serbest düşmeye bırakılan sarkacın salınım tepkileri incelenmiştir. Sarkaç pozitif ve negatif yönlerde serbest düşmeye bırakıldığında benzer tepki grafikleri elde edilmiştir.



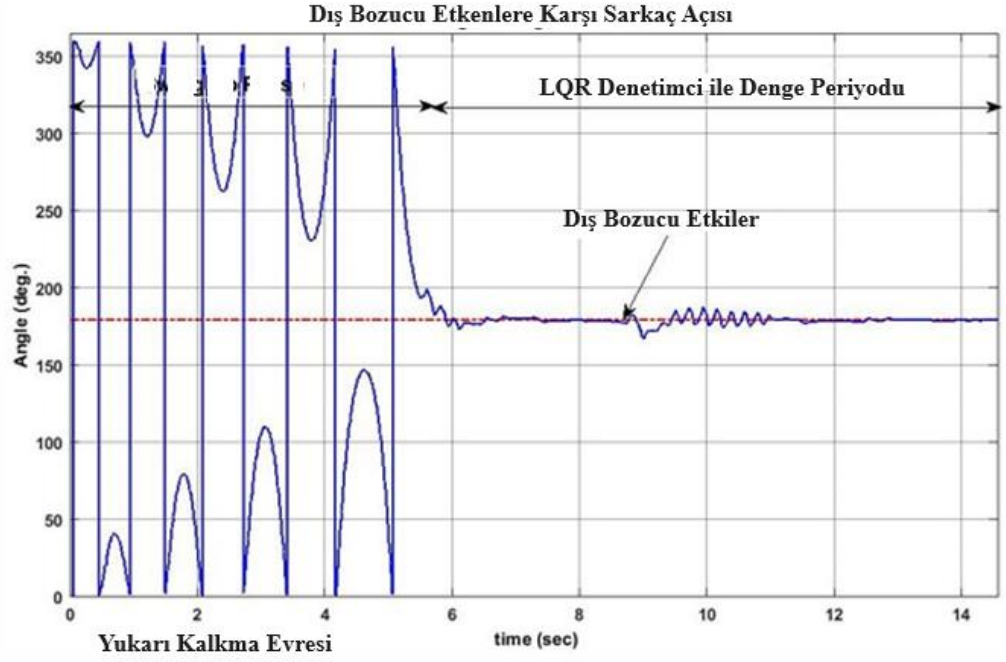
Şekil 5.25. Pozitif Yönde Serbest Düşen Sarkacın Salınımları



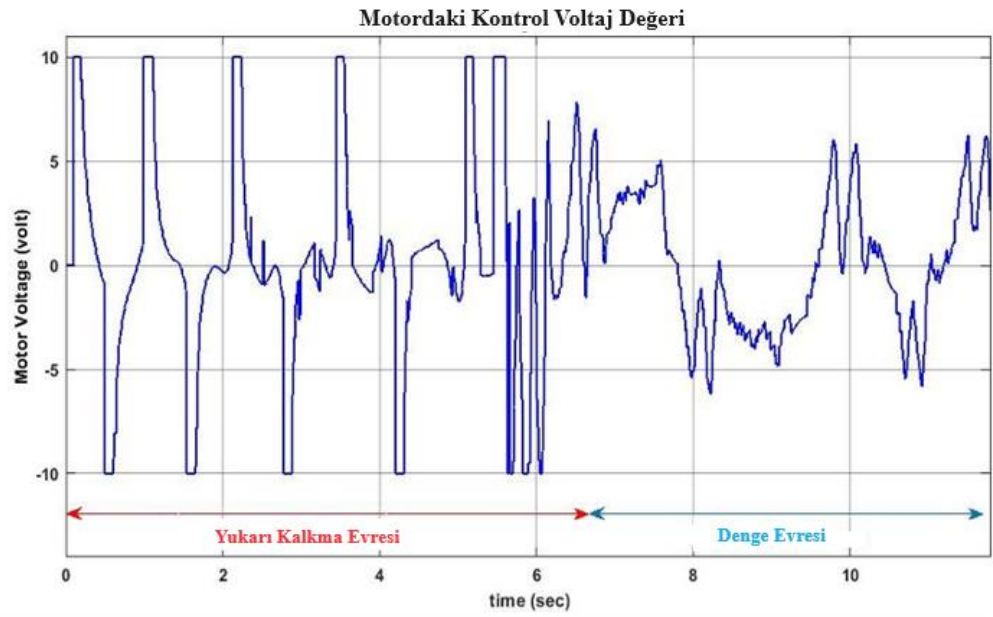
Şekil 5.26. Negatif Yönde Serbest Düşen Sarkacın Salınımları

Sarkacın her iki yönde de serbest düşme grafikleri incelendiğinde çok benzer sonuçların ortaya çıktığı görülmektedir. Pozitif yönde aşağı denge noktası 360° , negatif yönde -360° olan sarkaç her iki deneyde de yaklaşık 45 saniyede dengeye gelmiştir. Sarkacın enerjisini zamanla kaybederek aşağı denge noktasında durmasını sağlayan kuvvetler yerçekimi ve sürtünme kuvvetleridir. Yerçekimi yukarı denge noktasındaki sarkaca potansiyel enerji, serbest düşme sırasında ise kinetik enerji

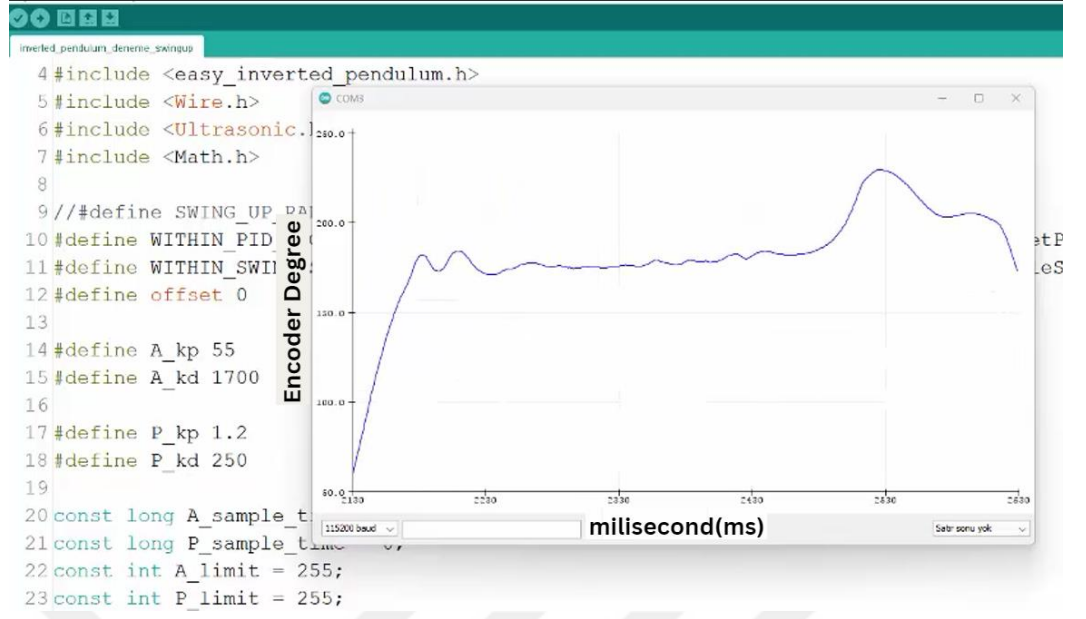
kazandırırken, sarkaç enkoderinin milindeki sürtünme ve hava direnci sarkacın enerjisini zamanla sönümleyen kuvvetlerdir (Sert & Gün, 2021).



Şekil 5.27. Deneysel Düzeneğin Gerçek Davranış Çıktısı



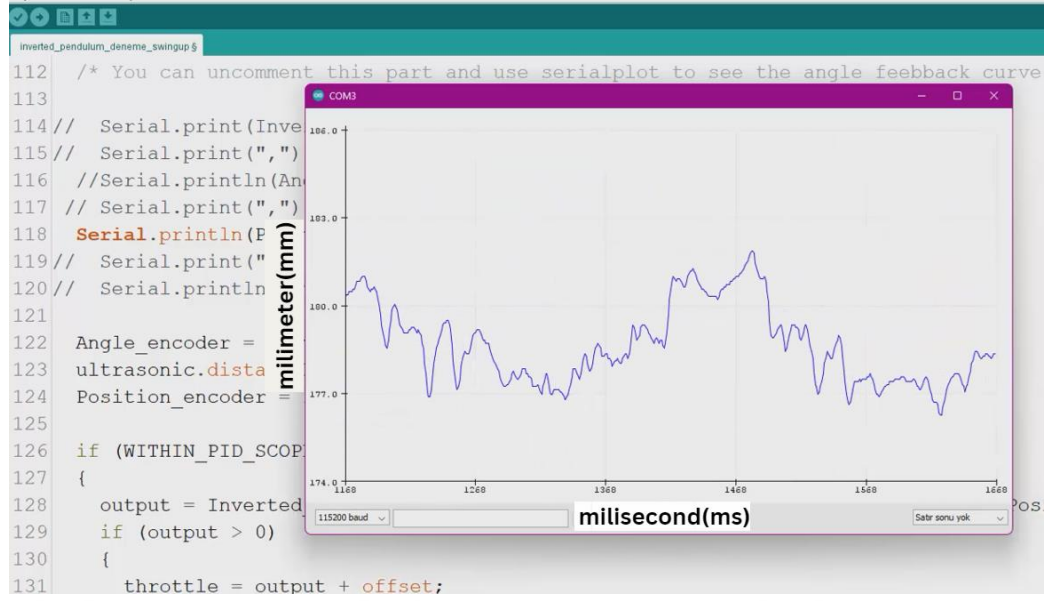
Şekil 5.28. Sistemdeki Motorun Eylem Boyunca Voltaj Karakteristiği



Şekil 5.29. PID Denetimci Kontrolünde Sarkaç Açı Değer Değişim Grafiği



Şekil 5.30. Farklı Kp Değeriyle Sitem Çıktısı



Şekil 5.31. PID Denetimci Kontrolünde Araba Konum Değişim Grafiği

BÖLÜM 6 SONUÇ

Çalışmamızda bir arabaya bağlı raylı mekanizma üzerinde hareket edebilen ters sarkaç modeli tasarımı ve bu modeli kontrol edici bazı denetimcilerin tasarımı üzerinde çalışılmıştır. Sistem birçok kontrol problemini ilişkilendirebileceğimiz, benzetimlerini yapabileceğimiz yüksek hesaplama kabiliyeti ve maksimum kontrol girişi özelliklerine sahiptir.

Bu tez çalışmasındaki odak noktaları sırasıyla; arabalı ters sarkaç yapısının modellenmesi, modeli kontrol edici denetimcilerin tasarımı ve pratik olarak doğrusal kontrol yöntemlerinin geliştirilen cihazda uygulanmasıdır. Kontrol teorisi dalında klasik bir problem olarak görülen ters sarkaç konusu bu dalda çalışan kimse için birçok farklı yetiyi bir arada geliştirebilme fırsatı yakalamasını sağlayabilir. Teorik konuları pratikte de uygulamaya dökabiliyor olmamız tek giriş tek çıkış (SISO) sistemlerin tasarımında daha derin bir gelişme sağladığını kanıtlamıştır. Bu çalışmaların yapılabilmesinde Matlab, Simulink gibi bilgisayar destekli yazılımların katkısı yadsınamaz. Sistemde doğrusal denetim yöntemleri uygulamalarının fiziksel olarak ortaya konulmasıyla birlikte geri beslemeli kontrol yapısı ve lineer kuadratik regülatör (LQR) uygulamasında elde edilen sonuçlar ve çıktılarından bahsedilmiştir. Aynı zamanda sistem uygulamalarıyla yapılan testler ve analizler sistemin ileriye taşınmasına yardımcı olmuştur.

Bir sistemin durum uzay modeli yeterince iyi bir şekilde tanımlanabiliyor ise ve bu sistem kontrol edilebilir bir sistemse, Riccati eşitliğinin çözümü her zaman bu sistemi kararlı hale getirebilir. Tez çalışmasındaki ilk çıkarımlardan birisi budur. Benzer yapıya sahip farklı sistemler yine aynı şekilde PID ayarlayıcı ile de sistemi kararlı hale getirebilir. Bu denetim yöntemi de LQR denetimci gibi deneme ve hatalara dayalıdır. Fakat PID denetimcisi her ne kadar kolay elde edilebilir olsa da, bazı zamanlarda LQR denetimcisine göre çok zaman alan ve fazla enerji tüketen bir hal alabilir.

6.1 Gelecek Çalışmalar

Fiziki olarak elde ettiğimiz deneysel düzenek üzerinde sistem tepkilerini iyileştirmek adına gürbüz adaptif kontrol teknikleri uygulanabilir. Bunun yanı sıra model tahminli denetimci (MPC) veya hareketli eksen tahminli denetimci (MHE) gibi yeni kontrol yöntemlerinin bu sistem üzerinde uygulanabilirliği araştırılabilir. Bunların dışında sensör ölçümlerini tahmin edebilen bir Kalman filtresi tasarımı mutlaka öncelikli çalışma konusu olmalıdır. Parametrelerin tahmin edilmeye çalışılması bu fikir ile elde edilebilir.

İki eksenle hareket sınırı barındıran arabaya sabitlenmiş ters sarkaç modeli yerine, furuta adı verilen (Furuta vd., 1992) döner sarkaç modeli tasarlanabilir. Döner ters sarkaç yapısı üzerine farklı denetimcilerin uyarlanması eklem sayısındaki artışın faydası dahilinde bu sistemi daha tasarlanabilir kılabilir.

Kullanılan DC motor sarkaç kaynaklı hataları sönmüleyebilecek seviyede seçilmiştir fakat tork değeri daha yüksek olan bir DC motor ile sarkacı daha hızlı hareket ettirebilir ve buna bağlı hata fonksiyonlarını azaltabiliriz.

KAYNAKLAR

- Andersson, S., Söderberg, A., & Björklund, S. (2007). Friction models for sliding dry, boundary and mixed lubricated contacts. *Tribology International*, 40(4), 580-587. <https://doi.org/10.1016/j.triboint.2005.11.014>
- Arduino Reference. (t.y.). <https://www.arduino.cc/reference/en/>
- AS5600 12-bit Magnetic Rotary Position Encoder. (t.y.). <https://www.seeedstudio.com/Grove-12-bit-Magnetic-Rotary-Position-Sensor-AS5600-p-4192.html>
- Atlas | Boston Dynamics. (t.y.). <https://bostondynamics.com/atlas/>
- Axisa, F. (2003). *Modelling of Mechanical Systems: Discrete Systems*. Elsevier.
- Cavallo, C. (2020). Stepper Motors vs. DC Motors. <https://www.thomasnet.com/articles/machinery-tools-supplies/stepper-motors-vs-dc-motors/>
- D. J. Tritton. (1977). *Physical Fluid Dynamics*. <https://link.springer.com/book/10.1007/978-94-009-9992-3>
- Datasheet by AMS AS5600 Magnetic Encoder. (t.y.). <https://www.digikey.com/htmldatasheets/production/1647438/0/0/1/as5600-datasheet.html>
- Deriglazov, A. (2010). *Classical Mechanics*. <https://link.springer.com/book/10.1007/978-3-642-14037-2>
- Dormido, S. (2006). Advanced PID Control. *Control Systems Magazine, IEEE*, 26, 98-101. <https://doi.org/10.1109/MCS.2006.1580160>
- Furuta, K., Yamakita, M., & Kobayashi, S. (1992). Swing-up Control of Inverted Pendulum Using Pseudo-State Feedback. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 206(4), 263-269. https://doi.org/10.1243/PIME_PROC_1992_206_341_02
- Halim, M. (2017). *Single inverted pendulum with novel hardware—Murdoch University*. <https://researchportal.murdoch.edu.au/esploro/outputs/graduate/Single-inverted-pendulum-with-novel-hardware/991005544556807891>
- Hanekam, H. (2021). *Implementation and Control of an Inverted Pendulum on a Cart* [Master thesis, UiT The Arctic University of Norway]. <https://munin.uit.no/handle/10037/21797>
- HC-SR04 Ultrasonic Sensor. (t.y.). Components101. <https://components101.com/sensors/ultrasonic-sensor-working-pinout-datasheet>
- Hehn, M., & D'Andrea, R. (2011). A flying inverted pendulum. 763-770. <https://doi.org/10.1109/ICRA.2011.5980244>
- Hill, R. (2013). Inverted Pendulum Control. https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/40801-inverted-pendulum-control?s_tid=srchtitle_site_search_4_rick%20hill
- Kao, S.-T., Chiou, W.-J., & Ho, M.-T. (2013). Balancing of a spherical inverted pendulum with an omni-directional mobile robot. *2013 IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*, 760-765. <https://doi.org/10.1109/CCA.2013.6662841>
- Kim, B. W., & Park, B. S. (2016). Robust Control for the Segway with Unknown Control Coefficient and Model Uncertainties. *Sensors*, 16(7), Article 7. <https://doi.org/10.3390/s16071000>

- L.Brunton, S. (2019). *Data Driven Science & Engineering*.
<https://www.databookuw.com/databookuw.com/index.html>
- Luca, A. D., & Oriolo, G. (1995). Modelling and Control of Nonholonomic Mechanical Systems. İçinde J. Angeles & A. Kecskeméthy (Ed.), *Kinematics and Dynamics of Multi-Body Systems* (ss. 277-342). Springer. https://doi.org/10.1007/978-3-7091-4362-9_7
- Model Rocket Stability*. (t.y.). <https://www.grc.nasa.gov/www/k-12/VirtualAero/BottleRocket/airplane/rktstab.html>
- Muehlebach, M., Mohanarajah, G., & D'Andrea, R. (2013). Nonlinear analysis and control of a reaction wheel-based 3D inverted pendulum. *52nd IEEE Conference on Decision and Control*, 1283-1288. 2013 IEEE 52nd Annual Conference on Decision and Control (CDC). <https://doi.org/10.1109/CDC.2013.6760059>
- Namasivayam, V. (2021). *Design, Modeling and Control of an Inverted Pendulum on a Cart*. Arizona State University. <https://keep.lib.asu.edu/items/161364>
- Ogata, K. (2010). *Katsuhiko Ogata Modern Control Engineering 5th Edition* (5. bs).
- Olfati-Saber, R. (2001). Nonlinear control and reduction of underactuated systems with symmetry. II. Unactuated shape variables case. *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.01CH37228)*, 5, 4164-4169 c.5. <https://doi.org/10.1109/CDC.2001.980836>
- Sert, Y., & Gün, A. (2021). Pid Control Implementation of an Inverted Pendulum System. *Journal of Scientific Reports-A*, 047, Article 047.
- Spong. (2020). *Robot Modeling and Control, 2nd Edition* | Wiley.
- Stenbeck, F., & Nygren, A. (2015). *Controller Analysis with Inverted Pendulum*.
- Underactuation Mechanical Systems*. (t.y.).
<https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Underactuation&oldid=1087535072>
- What is an encoder?* (t.y.). <https://www.usdigital.com/blog/what-is-an-encoder/>
- WS-50ZYT78-R Brushed DC motor*. (t.y.). [aliexpress.com.
//tr.aliexpress.com/item/32901190953.html?src=ibdm_d03p0558e02r02&sk=_EuiEHgT&aff_platform=default&aff_trace_key=f2a0f6b452b849abb5a309438b2f8554-1715415849867-09036-_EuiEHgT&af=&cv=&cn=&dp=](https://tr.aliexpress.com/item/32901190953.html?src=ibdm_d03p0558e02r02&sk=_EuiEHgT&aff_platform=default&aff_trace_key=f2a0f6b452b849abb5a309438b2f8554-1715415849867-09036-_EuiEHgT&af=&cv=&cn=&dp=)

EKLER

Ek 1

```
% Sistemin transfer fonksiyonunun hesaplanması
M = 0.255; % Araba ağırlığı (kg)
m = 0.105; % Sarkaç ağırlığı (kg)
b = 0.1; % Sürtünme Kuvveti Sabiti (N.s/m)
I = 0.006; % Sarkacın kütle eylemsizlik momenti (kg.m2)
g = 9.8; % Yer çekimi kuvveti (N)
l = 0.25; % Sarkacın ağırlık merkezine olan uzaklığı (m)
q = (M+m)*(I+m*l^2)-(m*l)^2; % Denklemin sade görünmesi için seçilen
sabit
s = tf('s'); % Sistem transfer fonksiyonu

P_cart = (((I+m*l^2)/q)*s^2 - (m*g*l/q))/(s^4 + (b*(I + m*l^2))*s^3/q - ((M +
m)*m*g*l)*s^2/q - b*m*g*l*s/q);

P_pend = (m*l*s/q)/(s^3 + (b*(I + m*l^2))*s^2/q - ((M + m)*m*g*l)*s/q -
b*m*g*l/q);

sys_tf = [P_cart ; P_pend];

inputs = {'u'}; % Arabaya uyuglanan kuvvet (N)
outputs = {'x'; 'theta'}; % Sistem Çıktıları, x arabanın konumu, theta sarkacın
düşeyle yaptığı açı

set(sys_tf,'InputName',inputs)
set(sys_tf,'OutputName',outputs)

sys_tf
```

Ek 2

% Durum Uzay Modelinin Elde Edilmesi

M = 0.255; % Araba ağırlığı (kg)

m = 0.105; % Sarkaç ağırlığı (kg)

b = 0.1; % Sürtünme Kuvveti Sabiti (N.s/m)

I = 0.006; % Sarkacın kütle eylemsizlik momenti (kg.m²)

g = 9.8; % Yer çekimi kuvveti (N)

l = 0.25; % Sarkacın ağırlık merkezine olan uzaklığı (m)

p = I*(M+m)+M*m*l^2; % A ve B Matrislerinin Payda Eşitliği

A = [0 1 0 0;
0 -(I+m*l^2)*b/p (m^2*g*l^2)/p 0;
0 0 0 1;
0 -(m*l*b)/p m*g*l*(M+m)/p 0];

B = [0;
(I+m*l^2)/p;
0;

m*l/p];
C = [1 0 0 0;
0 0 1 0];

D = [0;
0];

states = {'x' 'x_dot' 'theta' 'theta_dot'};

inputs = {'u'};

outputs = {'x'; 'theta'};

sys_ss = ss(A,B,C,D,'statename',states,'inputname',inputs,'outputname',outputs)

Ek 3

```
M = 0.255; % Araba ağırlığı (kg)
m = 0.105; % Sarkaç ağırlığı (kg)
b = 0.1;    % Sürtünme Kuvveti Sabiti (N.s/m)
I = 0.006; % Sarkacın kütle eylemsizlik momenti (kg.m2)
g = 9.8;    % Yer çekimi kuvveti (N)
l = 0.25;   % Sarkacın ağırlık merkezine olan uzaklığı
(m)
q = (M+m)*(I+m*l^2)-(m*l)^2; % Denklemin sade görünmesi
için seçilen sabit
s = tf('s'); % Sistem transfer fonksiyonu

P_cart = (((I+m*l^2)/q)*s^2 - (m*g*l/q))/(s^4 + (b*(I +
m*l^2))*s^3/q - ((M + m)*m*g*l)*s^2/q - b*m*g*l*s/q);

P_pend = (m*l*s/q)/(s^3 + (b*(I + m*l^2))*s^2/q - ((M +
m)*m*g*l)*s/q - b*m*g*l/q);

sys_tf = [P_cart ; P_pend];

inputs = {'u'}; % Arabaya uygulanan kuvvet (N)
outputs = {'x'; 'theta'}; % Sistem Çıkışları, x arabanın
konumu, theta sarkacın düşeyle yaptığı açı

set(sys_tf, 'InputName', inputs)
set(sys_tf, 'OutputName', outputs)

t=0:0.1:1;
impulse(sys_tf,t);
title('Açık-Çevrim Dürtü Tepkisi')
```


Ek 4

```
% Kontrol edilebilirlik ve gözlenebilirlik tesbiti
M = 0.255; % Araba ağırlığı (kg)
m = 0.105; % Sarkaç ağırlığı (kg)
b = 0.1; % Sürtünme Kuvveti Sabiti (N.s/m)
I = 0.006; % Sarkacın kütle eylemsizlik momenti (kg.m2)
g = 9.8; % Yer çekimi kuvveti (N)
l = 0.25; % Sarkacın ağırlık merkezine olan uzaklığı
(m)

p = I*(M+m)+M*m*l^2; % A ve B matrislerinin payda
eşitliği

A = [0 1 0 0;
     0 -(I+m*l^2)*b/p (m^2*g*l^2)/p 0;
     0 0 0 1;
     0 -(m*l*b)/p m*g*l*(M+m)/p 0];
B = [0;
     (I+m*l^2)/p;
     0;
     m*l/p];
C = [1 0 0 0;
     0 0 1 0];
D = [0;
     0];

states = {'x' 'x_dot' 'theta' 'theta_dot'};
inputs = {'u'};
outputs = {'x'; 'phi'};

sys_ss =
ss(A,B,C,D,'statename',states,'inputname',inputs,'outputname',
outputs);

Ts = 1/100;
sys_d = c2d(sys_ss,Ts,'zoh');
co = ctrb(sys_d);
ob = obsv(sys_d);
controllability = rank(co)
observability = rank(ob)
```

Ek 5

```
%PID Denetimci Tasarımı
M = 0.255; % Araba ağırlığı (kg)
m = 0.105; % Sarkaç ağırlığı (kg)
b = 0.1; % Sürtünme Kuvveti Sabiti (N.s/m)
I = 0.006; % Sarkacın kütle eylemsizlik momenti (kg.m2)
g = 9.8; % Yer çekimi kuvveti (N)
l = 0.25; % Sarkacın ağırlık merkezine olan uzaklığı
(m)
q = (M+m)*(I+m*l^2)-(m*l)^2; % Denklemin sade görünmesi
için seçilen sabit
s = tf('s'); % Sistem transfer fonksiyonu

P_pend = (m*l*s/q)/(s^3 + (b*(I + m*l^2))*s^2/q - ((M +
m)*m*g*l)*s/q - b*m*g*l/q);

Kp = 100;
Ki = 1;
Kd = 1;
C = pid(Kp,Ki,Kd);
T = feedback(P_pend,C);

P_cart = (((I+m*l^2)/q)*s^2 - (m*g*l/q))/(s^4 + (b*(I +
m*l^2))*s^3/q - ((M + m)*m*g*l)*s^2/q - b*m*g*l*s/q);
T2 = feedback(1,P_pend*C)*P_cart;
```

Ek 6

```
%Lineer Kuadratik Denetimci Tasarımı
M = 0.255; % Araba ağırlığı (kg)
m = 0.105; % Sarkaç ağırlığı (kg)
b = 0.1; % Sürtünme Kuvveti Sabiti (N.s/m)
I = 0.006; % Sarkacın kütle eylemsizlik momenti (kg.m2)
g = 9.8; % Yer çekimi kuvveti (N)
l = 0.25; % Sarkacın ağırlık merkezine olan uzaklığı
(m)

p = I*(M+m)+M*m*l^2; % A ve B Matrislerinin Payda
Eşitliği

A = [0 1 0 0;
     0 -(I+m*l^2)*b/p (m^2*g*l^2)/p 0;
     0 0 0 1;
     0 -(m*l*b)/p m*g*l*(M+m)/p 0];
B = [0;
     (I+m*l^2)/p;
     0;
     m*l/p];
C = [1 0 0 0;
     0 0 1 0];
D = [0;
     0];

states = {'x' 'x_dot' 'theta' 'theta_dot'};
inputs = {'u'};
outputs = {'x'; 'theta'};

sys_ss =
ss(A,B,C,D,'statename',states,'inputname',inputs,'outputname',
outputs);

Ace = [(A-B*K) (B*K);
       zeros(size(A)) (A-L*C)];
Bce = [B*Nbar;
       zeros(size(B))];
Cce = [Cc zeros(size(Cc))];
Dce = [0;0];

states = {'x' 'x_dot' 'theta' 'theta_dot' 'e1' 'e2' 'e3'
'e4'};
inputs = {'r'};
outputs = {'x'; 'theta'};
```

```

sys_est_cl =
ss(Ace,Bce,Cce,Dce,'statename',states,'inputname',inputs,'outp
utname',outputs);

t = 0:0.01:5;
r = 0.2*ones(size(t));
[y,t,x]=lsim(sys_est_cl,r,t);
[AX,H1,H2] = plotyy(t,y(:,1),t,y(:,2),'plot');
set(get(AX(1),'Ylabel'),'String','cart position (m)')
set(get(AX(2),'Ylabel'),'String','pendulum angle
(radians)')
title('Gözlemci tabanlı Durum Uzay Geribesleme
Kontrolünün Adım Tepkisi')

```



Ek 7

```
//Gereksinim Duyulan Kütüphaneler
#include <MotorDriver.h>
#include <seed_pwm.h>
#include <AS5600.h>
#include <easy_inverted_pendulum.h>
#include <Wire.h>
#include <Ultrasonic.h>
#include <Math.h>

#define SWING_UP_RANG 180 // Olması Gereken Stabil Konum Sarkaç Açısı

#define WITHIN_PID_SCOPE //Denge Şartları
(Angle_encoder > Inverted_pendulum_controller.GetAngleSetPoint() - 19
  &&
Angle_encoder < Inverted_pendulum_controller.GetAngleSetPoint() + 23)

#define WITHIN_SWING_SCOPE //Salınım Şartları
(Angle_encoder <= Inverted_pendulum_controller.GetAngleSetPoint() - 19
  ||
Angle_encoder >= Inverted_pendulum_controller.GetAngleSetPoint() + 23)

#define offset 0

//PID Değerlerinin Tanımlandığı Kısım
//Sarkaç Açısı Enkoderi
#define A_kp 100
#define A_ki 1
#define A_kd 20

//Araba Pozisyon Sensörü
#define P_kp 1
#define P_kd 280

const long A_sample_time = 0;
const long P_sample_time = 0;
const int A_limit = 255;
const int P_limit = 255;

//Donanımsal Ekipmanların Tanıtılması
MotorDriver motor;
Ultrasonic ultrasonic(3, 4);
AMS_5600 ams_5600;

//Sistem Denetimci Fonksiyonunun ve Sabitlerinin Tanıtılması
inverted_pendulum Inverted_pendulum_controller(A_kp, A_ki, A_kd, P_kp, P_kd,
A_sample_time, P_sample_time, A_limit, P_limit);
float Angle_encoder = 0;
float Position_encoder = 0;
float output = 0;
float throttle = 0;

//Geçen Sürenin Döngü Boyunca Takibini Sağlayan Kod
long time_log = millis();

//Sarkaç Açısının Sensör Yardımıyla Hesaplatıldığı Fonksiyon
float convertScaledAngleToDegrees(word newAngle)
{
    word startPos = ams_5600.getStartPosition();
    word endPos = ams_5600.getEndPosition();
    word maxAngle = ams_5600.getMaxAngle();
```

```

float multipler = 0;

if (maxAngle > 0)
{
    if (startPos == 0)
        multipler = (maxAngle * 0.0878) / 4096;
    else /*startPos is set to something*/
        multipler = ((maxAngle * 0.0878) - (startPos * 0.0878)) / 4096;
}
else
{
    if ((startPos == 0) && (endPos == 0))
        multipler = 0.0878;
    else if ((startPos > 0) && (endPos == 0))
        multipler = ((360 * 0.0878) - (startPos * 0.0878)) / 4096;
    else if ((startPos == 0) && (endPos > 0))
        multipler = (endPos * 0.0878) / 4096;
    else if ((startPos > 0) && (endPos > 0))
        multipler = ((endPos * 0.0878) - (startPos * 0.0878)) / 4096;
}
return (newAngle * multipler);
}

void setup()
{
    Serial.begin(115200); //Seri Haberleşme Başlat
    Wire.begin(); //I2C Başlat

    ams_5600.setStartPosition(word(0 / 0.087)); //Açı Değerinin Başlangıç-
    Bitiş Açı Tanımları
    ams_5600.setEndPosition(word(356 / 0.087));
    Inverted_pendulum_controller.SetAngleSetPoint(177.91); //Sarkaç Açı Set
    Açısı
    Inverted_pendulum_controller.SetPositionSetPoint(20.5 * 10); //Pozisyon
    Sensörü Merkezden Uzaklığı

    motor.begin(); //Motoru Başlat
}

void loop()
{
    //Seri Ekranda Grafiklerin Çizdirilmesi İçin Yazılan Kodlar
    Serial.print(Inverted_pendulum_controller.GetAngleSetPoint());
    Serial.print(",");
    Serial.print(Angle_encoder);
    Serial.print(",");
    Serial.print(Position_encoder);
    Serial.print(",");
    Serial.println(output);

    //Ölçümlerin Belirli Aralıklarla Yaptırıldığı Kod Bloğu
    Angle_encoder = convertScaledAngleToDegrees(ams_5600.getScaledAngle());
    ultrasonic.distanceRead();
    Position_encoder = round(ultrasonic.distanceRead() * 10);

    //Sarkacı Swing-up Konumundayken o Konumda Tutmaya Çalışan PID
    Denetimci Kod Bloğu
    if (WITHIN_PID_SCOPE && Position_encoder >= 40 && Position_encoder <=
    400)
    {

```

```

        output =
Inverted_pendulum_controller.InvertedPendulumUpdate(Angle_encoder,
Position_encoder);
        if (output > 0)
        {
            throttle = output + offset;
            if (throttle > 255) throttle = 255;
            motor.speed(0, throttle);
        } else if (output < 0)
        {
            output = -1 * output;
            throttle = output + offset;
            if (throttle > 255) throttle = 255;
            motor.speed(0, -1 * throttle);
        } else
        {
            motor.brake(0);
        }
    } else
    {
        motor.brake(0);
    }
    // Swing Up Konumuna Otomatik Gelmesi İçin Yazılan Algoritma
    if (WITHIN_SWING_SCOPE && Position_encoder >= 150 && Position_encoder
<= 300)
    {
        output =
Inverted_pendulum_controller.InvertedPendulumUpdate(Angle_encoder,
Position_encoder);
        do {
            motor.speed(0, 70);
            delay(300);
            //motor.brake(0);
            motor.speed(0, -1 * 70);
            delay(500);
            //motor.brake(0);
        } while (output != 0);
    }
}
#include <easy_inverted_pendulum.h>

inverted_pendulum::inverted_pendulum(float A_Kp, float A_Kd, float P_Kp, float
P_Kd, long A_st, long P_st, int A_limit, int P_limit)
{
    Angle_loop(A_Kp, A_Kd);
    Position_loop(P_Kp, P_Kd);
    SetAngleSetPoint(0);
    SetPositionSetPoint(0);

    this->AngleDTerm = 0;
    this->AngleSetPoint = 0;
    this->AngleError = 0;
    this->AngleLastError = 0;
    this->AngleOutput = 0;

    this->PositionDTerm = 0;
    this->PositionSetPoint = 0;
    this->PositionError = 0;
    this->PositionLeast = 0;
    this->PositionLastError = 0;
    this->PositionOutput = 0;
}

```

```

    this->AngleOutputLimit = A_limit;
    this->PositionOutputLimit = P_limit;

    this->AngleLoopSampleTime = A_st;
    this->PositionLoopSampleTime = P_st;

    AngleCurrentTime = millis();
    PositionCurrentTime = AngleCurrentTime;
    AngleLastTime = AngleCurrentTime;
    PositionLastTime = AngleCurrentTime;
}

void inverted_pendulum::Angle_loop(float Angle_kp, float Angle_kd)
{
    this->angle_kp = Angle_kp;
    this->angle_kd = Angle_kd;
}

void inverted_pendulum::Position_loop(float Position_kp, float Position_kd)
{
    this->position_kp = Position_kp;
    this->position_kd = Position_kd;
}

float inverted_pendulum::AngleLoopUpdate(float angle_feedback)
{
    AngleError = angle_feedback - AngleSetPoint;    /* calculate the angle
error */
    AngleCurrentTime = millis();
    long delta_time = AngleCurrentTime - AngleLastTime;
    if (delta_time >= AngleLoopSampleTime && delta_time > 0)
    {
        AngleLastTime = AngleCurrentTime;
        AngleDTerm = (AngleError - AngleLastError) / delta_time;    /*
calculate the differential of angle error */
        AngleOutput = -1 * (angle_kp * AngleError + angle_kd *
AngleDTerm); /* calculate output */
        AngleLastError = AngleError;    /* update AngleLastError */
    }
    return AngleOutput;
}

float inverted_pendulum::PositionLoopUpdate(float position_feedback)
{
    PositionLeast = position_feedback - PositionSetPoint;
    PositionError *= 0.8;
    PositionError += PositionLeast * 0.2;    /* low pass filter */
    PositionCurrentTime = millis();
    long delta_time = PositionCurrentTime - PositionLastTime;
    if (delta_time >= PositionLoopSampleTime && delta_time > 0)
    {
        PositionLastTime = PositionCurrentTime;
        PositionDTerm = (PositionError - PositionLastError) / delta_time;
        PositionOutput = position_kp * PositionError + position_kd *
PositionDTerm;
        PositionLastError = PositionError;
    }
    return PositionOutput;
}

```



```

float inverted_pendulum::InvertedPendulumUpdate(float angle_encoder, float
position_encoder)
{
    AngleLoopUpdate(angle_encoder);
    PositionLoopUpdate(position_encoder);
    /* range limit */

    if (AngleOutput > 0)
    {
        AngleOutput += 255 * 0.05;
    }else if (AngleOutput < 0)
    {
        AngleOutput -= 255 * 0.05;
    }

    if (AngleOutput > AngleOutputLimit)
    {
        AngleOutput = AngleOutputLimit;
    }else if (AngleOutput < -1 * AngleOutputLimit)
    {
        AngleOutput = -1 * AngleOutputLimit;
    }

    if (PositionOutput > PositionOutputLimit)
    {
        PositionOutput = PositionOutputLimit;
    }else if (PositionOutput < -1 * PositionOutputLimit)
    {
        PositionOutput = -1 * PositionOutputLimit;
    }

    InvertedPendulumOutput = AngleOutput + PositionOutput;

    if (InvertedPendulumOutput > 255)
    {
        InvertedPendulumOutput = 255;
    }else if (InvertedPendulumOutput < -255)
    {
        InvertedPendulumOutput = -255;
    }

    return InvertedPendulumOutput;
}

void inverted_pendulum::SetAngleSetPoint(float setpoint)
{
    this->AngleSetPoint = setpoint;
}

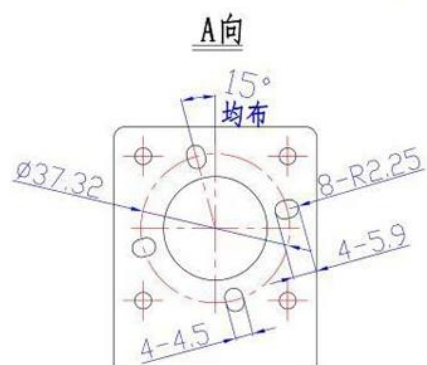
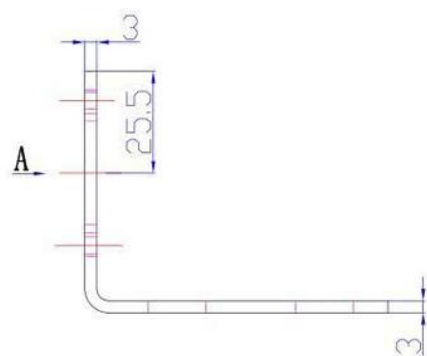
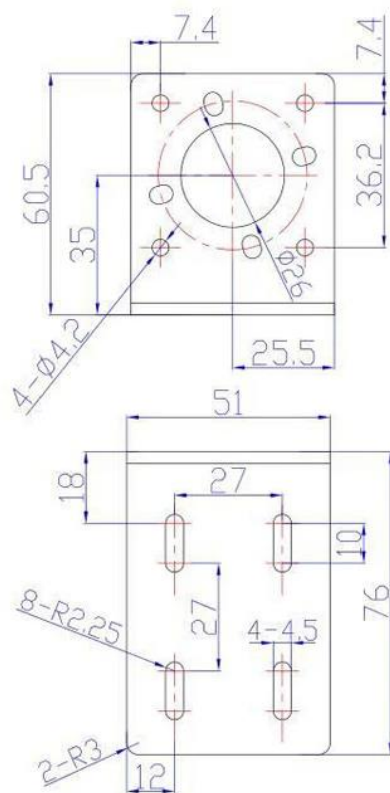
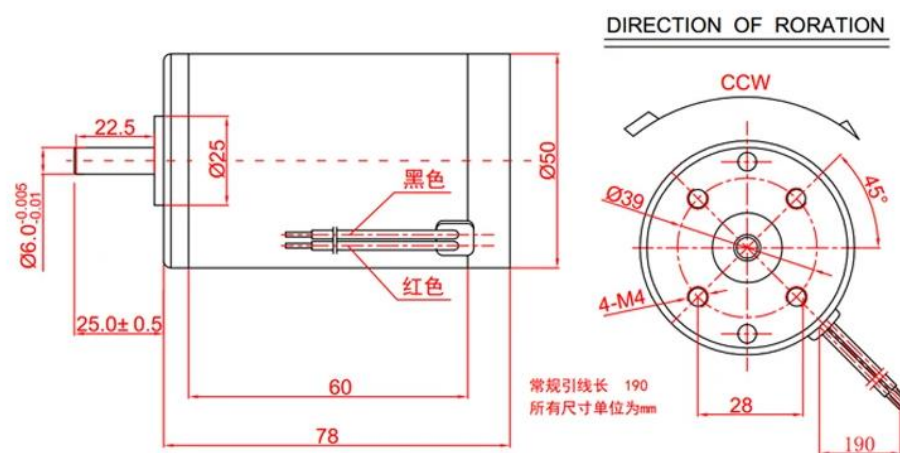
void inverted_pendulum::SetPositionSetPoint(float setpoint)
{
    this->PositionSetPoint = setpoint;
}

float inverted_pendulum::GetAngleSetPoint()
{
    return AngleSetPoint;
}

float inverted_pendulum::GetPositionSetPoint()
{
    return PositionSetPoint; }

```

Ek 8



Ek 9

Model	Voltage (V)	No-load speed (r/min)	Rated speed (r/min)	Rated torque (g. cm)	Stalled torque (g. cm)	Rated current (mA)	Stall current (mA)	Weight (g)
WS-50ZYT78-R	12V	2000	1500	480	1450	950	2500	530g
		3000	2250	680	2050	1125	2900	
		4000	3000	720	2180	1500	3900	
		5000	3750	750	2250	1800	4500	
		6000	4500	800	2400	2580	6500	
	24V	2000	1500	528	1580	360	950	
		3000	2250	748	2250	540	1450	
		4000	3000	800	2400	720	1800	
		5000	3750	820	2580	960	2500	
		6000	4500	885	2700	1200	3150	



ÖZGEÇMİŞ

Muhterem Alper KAPLAN Gaziantep Ayten Kemal Anadolu Lisesi'ni bitirdikten sonra Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde lisans eğitimine başladı. Haziran/2021 döneminde lisans eğitimini tamamladı. Eylül/2021 döneminde Gaziantep İslam Bilim ve Teknoloji Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans eğitimine başladı. Lisansüstü eğitimi süresince tekstil, teknoloji ve havacılık-uzay alanlarında faaliyet gösteren çeşitli iş kollarında kariyerini sürdürdü. Temel ilgi alanları hobi elektroniği, amatör telsizcilik ve fotoğrafçılıktır.

