

**T.C.
ONDOKUZ MAYIS ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
MAKİNE MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**



**İÇ İÇE GEÇMİŞ KAYAN KIPLI KONTROL YÖNTEMİ
KULLANARAK DÖNER TERS SARKAÇ SİSTEMİNİN
KONTROLÜ**

Yüksek Lisans Tezi

Vasıf Emre KÖTAN

Danışman

Prof. Dr. Hakan ÖZCAN

SAMSUN
2021

TEZ KABUL VE ONAYI

Vasıf Emre KÖTAN tarafından, Prof. Dr. Hakan ÖZCAN danışmanlığında hazırlanan “İç İçe Geçmiş Kayan Kipli Kontrol Yöntemi Kullanarak Döner Ters Sarkaç Sisteminin Kontrolü ” başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından 26.2.2021 tarihinde yapılan sınav sonucunda oy birliği ile başarılı bulunarak Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

	Unvanı Adı Soyadı Üniversitesi Ana Bilim/Ana Sanat Dalı	İmza	Sonuç
Başkan (Danışman)	Prof. Dr. Hakan ÖZCAN Ondokuz Mayıs Üniversitesi Makine Mühendisliği Anabilim Dalı		<input type="checkbox"/> Kabul <input type="checkbox"/> Ret
Üye	Dr. Öğr. Üyesi Nurdan BİLGİN Ondokuz Mayıs Üniversitesi Makine Mühendisliği Anabilim Dalı		<input type="checkbox"/> Kabul <input type="checkbox"/> Ret
Üye	Dr. Öğr. Üyesi Abdurrahim DAL Adana Alparslan Türkeş Bilim ve Teknoloji Üniversitesi Makine Mühendisliği Anabilim Dalı		<input type="checkbox"/> Kabul <input type="checkbox"/> Ret

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

ONAY
... / ... / ...
Prof. Dr. Ali BOLAT
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 davranılmadığımı taahhüt ve beyan ederim.

23/03/2021
Vasıf Emre KÖTAN

TEZ ÇALIŞMASI ÖZGÜNLÜK RAPORU BEYANI

**Tez Başlığı : İç İçe Geçmiş Kayan Kipli Kontrol Yöntemi
Kullanarak Döner Ters Sarkaç Sisteminin Kontrolü**

Yukarıda başlığı belirtilen tez çalışması için şahsım tarafından 18.3.2021 tarihinde intihal tespit programından alınmış olan özgünlük raporu sonucunda;

Benzerlik oranı : % 10
Tek kaynak oranı : % 1 çıkmıştır.

23/03/2021
Prof. Dr. Hakan ÖZCAN

ÖZET

İÇ İÇE GEÇMİŞ KAYAN KIPLİ KONTROL YÖNTEMİ KULLANARAK DÖNER TERS SARKAÇ SİSTEMİNİN KONTROLÜ

Vasıf Emre KÖTAN

Ondokuz Mayıs Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Makine Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Yüksek Lisans, Mart/2021

Danışman: Prof. Dr. Hakan ÖZCAN

Ters sarkaç sistemleri kontrol teorisinde kontrol yöntemlerini karşılaştırmak ve birbirlerine karşı üstünlüklerini görmek için kullanılan bir performans ölçme araçlarıdır. Bu çalışmada İç İçe Geçmiş Kayan Kipli Kontrol, el yapımı döner ters sarkaç sistemine uygulanmış ve performansını ve geçerliliğini kanıtlamak üzere Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) ile karşılaştırılmıştır. Döner ters sarkacın uzuvları, yapılan özgün bir tasarımın ardından üç boyutlu (3D) yazıcıda oluşturulmuştur. Çalışma amaçlarından bir başkası da kontrol yöntemlerinin üstünlüğünü test etmek için düşük maliyetli üç boyutlu yazıcı teknolojisinin kullanılabilmesinin gösterilmesidir. Düşük maliyetli teknolojilerin ve açık kaynak kodun bilimsel üretimde kullanılması, bilimsel üretimin kitleselleşmesine olanak tanıyacağı düşünülmektedir, bu alanda önemli bir eğilim gözlenmektedir.

Çalışmanın, üç temel bölümü bulunmaktadır: Birincisi, deney seti olarak kullanılacak döner ters sarkaç sisteminin üretim süreci; ikincisi, Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol'ün teorik temellerinin öğrenilmesi ve benzetim süreci; üçüncüsü ise sözü edilen kontrol yöntemlerinin deneysel doğrulanması ve sonuçların karşılaştırılmasıdır. Tezin sunumu, kısa bir giriş bölümünün ardından üç temel bölümün sırasıyla sunulması ve son olarak Sonuç ve Tartışma bölümüyle bitirilmesi şeklinde planlanmıştır. Tezin birinci temel bölümünde, sırasıyla daha önce yapılan döner ters sarkaç sistemleri incelenmiştir. Literatürdeki benzer deney setleri ile hangi kontrol stratejilerinin kullanıldığı araştırılmıştır. Daha sonra, bu çalışma kapsamında 3D yazıcı ile üretilen döner ters sarkacın tasarım özellikleri, donanım yapısı ve kullanılan bileşenlerin çalışma prensipleri açıklanmıştır. Tezin ikinci temel bölümü, döner ters sarkacın Euler-Lagrange denklemleri yardımıyla dinamik denklemlerinin çıkartılması ve bu doğrusal olmayan denklemlerin doğrusallaştırılması gösterilmesi ile başlamaktadır. Ardından, enerji tabanlı yukarı-salınım, Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) ve Kayan Kipli Kontrol (SMC) yöntemi teorik olarak anlatılmıştır. Bu yöntemler ile sürülen döner ters sarkaç çalışmaları irdelenmiştir. Bölüm sonunda, bu kontrol yöntemlerinin, Matlab® programı yardımıyla bilgisayar ortamında simülasyonu yapılmış ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Tezin üçüncü temel bölümü, gerçek zamanlı uygulamaya ayrılmıştır. Geliştirilen döner ters sarkaç, Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) ve Kayan Kipli Kontrol (SMC) yöntemi ile Raspberry Pi mikro kontrolcü kullanılarak sürülmüş ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Tez çalışması Sonuç ve Tartışma bölümüyle bitirilmektedir. Bu bölümde elde edilen sonuçların değerlendirilmesi ve literatürle uyumu tartışılmaktadır.

Anahtar Sözcükler: Ters Sarkaç, Döner Ters Sarkaç, Birleştirilmiş Kayan Kipli Kontrol, Doğrusal Karesel Düzenleyici, 3dRIP, Raspberry Pi, Üç Boyutlu Yazıcı

ABSTRACT

CONTROL OF ROTARY INVERTED PENDULUM SYSTEM BY USING COUPLED SLIDING MODE CONTROL METHOD

Vasıf Emre KÖTAN

Ondokuz Mayıs University

Institute of Graduate Studies

Department of Mechanical Engineering

Master, March/2021

Supervisor: Prof. Dr. Hakan ÖZCAN

Inverted pendulum systems are performance measurement tools used in control theory to compare control methods and see their superiority against each other. In this study, Coupled Sliding Mode Control is applied in a handmade rotary inverted pendulum system and compared with a Linear Quadratic Regulator (LQR) to prove its validity. The limbs of the rotary inverted pendulum were created in a three dimensional (3D) printer following an original design. Another of the study purposes is to show that low cost 3D printer technology can be used to test the superiority of control methods. The use of low-cost technologies and open source code in scientific production is thought to enable scientific production to allow for popularization, and an important trend is observed in this area.

The study has three main parts: First, the manufacturing process of the rotary inverted pendulum system to be used as an experiment set; second, learning the theoretical bases of Linear Quadratic Regulator and Sliding Mode Control and the simulation process; the third is the experimental verification of the mentioned control methods and the comparison of the results. The presentation of the thesis is planned as a short introduction, then the presentation of the three main chapters, and finally, the Conclusion and Discussion section. In the first basic part of the thesis, the rotary inverted pendulum systems, which were made before, were examined respectively. It has been investigated which control strategies are used with similar experiment sets in the literature. Then, within the scope of this study, the design features, hardware structure and working principles of the components used of the rotary inverted pendulum produced with a 3D printer are explained. The second fundamental part of the thesis begins with the derivation of dynamic equations of the rotary inverted pendulum with the help of Euler-Lagrange equations and demonstration of linearization of these nonlinear equations. Then, energy based swing-up, Linear Quadratic Regulator (LQR) and Sliding Mode Control (SMC) method are explained theoretically. Rotary inverted pendulum studies driven by these methods were examined. At the end of the chapter, these control methods are simulated in computer environment with the help of Matlab ® program and the results are compared. The third main part of the thesis is reserved to real time practice. The developed rotary inverted pendulum was driven by using a Raspberry Pi microcontroller with Linear Quadratic Regulator (LQR) and Sliding Mode Control (SMC) method and the results were compared. The thesis work has ended with the Conclusion and Discussion section. In this section, the evaluation of the results obtained and their compatibility with the literature are discussed.

Keywords: Inverted Pendulum, Rotary Inverted Pendulum, Coupled Sliding Mode Control, Linear Quadratic Regulator, 3dRIP, Raspberry Pi, Three-Dimensional Printer

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Tez çalışmamda; yaptığı rehberlik ile seçtiğim uzmanlık alanıyla beni tanıştıran, başarabileceğime olan inancıyla beni cesaretlendiren, sabırlı ve titiz çalışmasıyla bana kazandırdığı tüm değerler için sayın Dr. Öğr. Üyesi Nurdan BİLGİN'e, gerçek bir ürün imal etme deneyimini paylaşmamı sağlayan ve tez konumun ortaya çıkış sürecinin yolunu açan sayın Dr. Öğr. Üyesi Cengiz TEPE'ye ve zor zamanlarda problem çözebilme becerisiyle bana örnek olan danışman hocam sayın Prof. Dr. Hakan ÖZCAN'a teşekkür ederim.

Her durum ve koşul altında sevgilerini daima hissettiren ve desteklerini üzerimden bir an bile eksik etmeyen kıymetli aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Vasıf Emre KÖTAN

İÇİNDEKİLER

ÖZET	III
ABSTRACT.....	IV
SİMGELER VE KISALTMALAR	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ	VIII
TABLolar DİZİNİ	XII
1. GİRİŞ	1
2. DENEY SETİ OLARAK DÖNER TERS SARKAÇ	4
2.1. Döner Ters Sarkaç Sisteminin Özellikleri	4
2.2. Döner Ters Sarkaç Sisteminde Kullanılan Kontrol Teknikleri İncelemesi.....	6
2.3. Düşük-Maliyetli Teknolojiler ile Deney Düzeneği Üretimi	8
2.3.1. Üç Boyutlu Yazıcı ile Döner Ters Sarkaç Tasarımı ve Üretimi	13
2.4. Geliştirilen Deney Düzeneğinin Matematiksel Modeli.....	30
2.4.1. Dinamik Denklemleri Doğrusallaştırma	38
3. TEORİK TEMELLER.....	42
3.1. Enerji Tabanlı Yukarı-Salınım Kontrolcüsü	43
3.2. Kayan Kipli Kontrol (SMC)	45
3.2.1. Kayma Yüzeyi Tespiti	48
3.2.2. Kontrol Kuralı Tespiti.....	50
3.2.3. Kayan Kipli Kontrol Benzetim Çalışması.....	52
3.2.4. Kayan Kipli Kontrol Benzetim Sonuçları	54
3.3. Doğrusal Karesel Düzenleyici Kontrol (LQR)	57
3.3.1. Doğrusal Karesel Düzenleyici Benzetim Çalışması	61
3.3.2. Doğrusal Karesel Düzenleyici Benzetim Sonuçları.....	63
4. DENEYSEL DOĞRULAMA.....	66
4.1. Uygulama Arayüzü	66
4.2. Döner Artımlı Enkoder	66
4.3. DC Motor Kontrolü.....	68
4.3. Donanımların Bağlantı Şeması	68
4.5. Deneysel Çalışma.....	69
5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	71
KAYNAKLAR	86
EKLER	91
ÖZ GEÇMİŞ.....	100

SİMGELER VE KISALTMALAR

- g : Yerçekimi ivmesi
 V_m : Motor armatür gerilimi
 R_m : Motor armatür direnci
 k_t : Motor tork sabiti
 k_m : EMF sabiti
 k_g : Dişli kutusu oranı
 η_m : Motor verimi
 η_g : Dişli verimi
 m_p : Sarkacın ağırlığı
 m_r : Döner kolun ağırlığı
 L_r : Döner kolun uzunluğu
 L_p : Sarkacın uzunluğu
 ℓ_p : Pivottan sarkacın kütle merkezine mesafe
 ℓ_r : Orta milden kolun kütle merkezine mesafe
 J_p : Sarkacın kütle merkezi etrafında eylemsizlik momenti
 J_r : Kolun kütle merkezi etrafında eylemsizlik momenti
 B_p : Pivot ekseninde sarkaç viskoz sönümlenme katsayısı
 B_r : Kolun viskoz sönümlenme katsayısı

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.	Segway taşıtının dengelenme prensibi.....	4
Şekil 2.2.	Ters sarkaç çeşitleri	5
Şekil 2.3.	Günümüze kadar kullanılan döner ters sarkaç deney setleri.....	12
Şekil 2.4.	3dRIP deney düzeneğinin montajlanmış teknik çizimi	13
Şekil 2.5.	Alt tablanın teknik çizimi	14
Şekil 2.6.	Kirişlerin teknik çizimi	15
Şekil 2.7.	Üst tablanın teknik çizimi	16
Şekil 2.8.	Merkez bilyalı rulman bloğu teknik çizimi.....	17
Şekil 2.9.	Merkez bilyalı rulman bloğu milinin teknik çizimi	18
Şekil 2.10.	SKF 608 ve SKF 626 rulmanın teknik çizimi.....	19
Şekil 2.11.	Merkez rulman bloğu içindeki montajın teknik çizimi.....	20
Şekil 2.12.	Askı ve kaplinin teknik çizimi	21
Şekil 2.13.	Mil tipi enkoder teknik çizimi ve montaj şeması.....	22
Şekil 2.14.	DC Motor teknik çizimi.....	23
Şekil 2.15.	Pinyon çavuş dişli teknik çizimi	24
Şekil 2.16.	Ana çavuş dişli teknik çizimi.....	25
Şekil 2.17.	Döner kol ve kollektörün teknik çizimi	26
Şekil 2.18.	İçi boş tip enkoder ve üst enkoder desteği teknik çizimi	27
Şekil 2.19.	Üst enkoder mili ve tutamacın teknik çizimi	28
Şekil 2.20.	Sarkaç çubuğu ve şapkanın teknik çizimi.....	29
Şekil 2.21.	Tasarımı yapılan 3dRIP 'in üretilmiş hali.....	30
Şekil 2.22.	Ürettiğimiz döner ters sarkacın (3dRIP) üstten görünümü.....	31
Şekil 2.23.	Ürettiğimiz döner ters sarkacın (3dRIP) izometrik görünümü	32
Şekil 3.1.	Hibrit kontrolcü çalışma şemasının gösterimi	42
Şekil 3.2.	İkinci dereceden bir sistemde kayma hareketinin faz portresi.....	47
Şekil 3.3.	Minimum fazlı olmayan bir sistemin sıfır ve kutup yerleşimi.....	48

Şekil 3.4.	SMC benzetiminde kol konumunun zamanla değişimi	54
Şekil 3.5.	SMC benzetiminde sarkaç konumunun zamanla değişimi	54
Şekil 3.6.	SMC benzetiminde kol açısal hızının zamanla değişimi	55
Şekil 3.7.	SMC benzetiminde sarkaç açısal hızının zamanla değişimi	56
Şekil 3.8.	SMC benzetiminde kontrol sinyalinin zamanla değişimi	56
Şekil 3.9.	SMC benzetiminde kayma yüzeylerinin zamanla değişimi	57
Şekil 3.10.	Kapalı çevrim kontrol sistemi blok diyagramı	59
Şekil 3.11.	LQR benzetiminde kol konumunun zamanla değişimi	63
Şekil 3.12.	LQR benzetiminde sarkaç konumunun zamanla değişimi	63
Şekil 3.13.	LQR benzetiminde kol açısal hızının zamanla değişimi	64
Şekil 3.14.	LQR benzetiminde sarkaç açısal hızının zamanla değişimi	64
Şekil 3.15.	LQR benzetiminde kontrol sinyalinin zamanla değişimi	65
Şekil 4.1.	İki fazlı enkoder iç yapısı	67
Şekil 4.2.	İki fazlı enkoderin çıktı yanıtları	67
Şekil 4.3.	Duty Cycle gerilim ilişkisi	68
Şekil 4.4.	3dRIP bileşenler ve Raspberry Pi'nin devre şeması	69
Şekil 4.5.	Raspberry Pi terminal ekranı	70
Şekil 5.1.	Kol konumunun zamanla değişimi karşılaştırmalı	71
Şekil 5.2.	Sarkaç konumunun zamanla değişimi karşılaştırmalı	72
Şekil 5.3.	Kol açısal hızının zamanla değişimi karşılaştırmalı	72
Şekil 5.4.	Sarkaç açısal hızının zamanla değişimi karşılaştırmalı	73
Şekil 5.5.	Kontrol sinyalinin zamanla değişimi karşılaştırmalı	74
Şekil 5.6.	Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında kontrol sinyali değişiminin simülasyon sonuçları	75
Şekil 5.7.	Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında kol açısal hızı değişiminin simülasyon sonuçları	75

Şekil 5.8.	Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında sarkaç açısal hızının değişiminin simülasyon sonuçları.....	76
Şekil 5.9.	Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında kol konumu değişiminin simülasyon sonuçları.....	76
Şekil 5.10.	Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında sarkaç konumu değişiminin simülasyon sonuçları.....	77
Şekil 5.11.	3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından LQR uygulandığındaki kontrol sinyalinin değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	77
Şekil 5.12.	3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından LQR uygulandığındaki kol açısal hızının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	78
Şekil 5.13.	3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından LQR uygulandığındaki sarkaç açısal hızının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	78
Şekil 5.14.	3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından LQR uygulandığındaki kol açısının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	79
Şekil 5.15.	3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından LQR uygulandığındaki sarkaç açısının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	79
Şekil 5.16.	3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından SMC uygulandığındaki kontrol sinyalinin değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	80
Şekil 5.17.	3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından SMC uygulandığındaki kol açısal hızının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	80
Şekil 5.18.	3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından SMC uygulandığındaki sarkaç açısal hızının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	81
Şekil 5.19.	3dRIP Sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından SMC uygulandığındaki kol konumunun değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	81
Şekil 5.20.	3dRIP sisteminde, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından SMC uygulandığındaki sarkaç konumunun değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları.....	82

- Şekil 5.21. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki kontrol sinyali değişiminin deneysel sonuçları 82
- Şekil 5.22. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki kol açısal hızının değişiminin deneysel sonuçları 83
- Şekil 5.23. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki sarkaç açısal . hızının değişiminin deneysel sonuçları 83
- Şekil 5.24. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki kol açısının değişiminin deneysel sonuçları 84
- Şekil 5.25. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki sarkaç açısının değişiminin deneysel sonuçları 84

TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 2.1. Döner ters sarkacın (3dRIP) fiziksel özellikleri	41
Tablo 3.1. Kayan Kipli Kontrol yönteminde kullanılacak sabit değerler	52

1. GİRİŞ

Kontrol teorisi temel alanı ve uygulamaları, bilgisayarların ve işlemciler, yükselticiler, ileticiler gibi elektronik ekipmanların gelişmesine paralel olarak hızla gelişmekte ve değişmektedir. Kontrol teorisi, temel matematik teorilerini kullanarak, fiziksel süreç ve sistemlerin kontrol edilmesi ile ilgili çok disiplinli bir mühendislik alanıdır. Kendi başına bir mühendislik alanı haline gelmesi 1950'lerin sonları 1960'ların başlarıdır. Bu süreçte farklı fiziksel sistemlerin gerçekte aynı matematik modele sahip olabileceği farkedilmiş ve kontrol teorisi bu transfer fonksiyonu adı verilen matematiksel model üzerinden inşa edilmiştir. İlerleyen süreçte modern kontrol yöntemleri problemleri farklı bir yapıda zaman tanım kümesinde (durum denklemleri) de ele alınabileceği keşfedilmiştir. Böylelikle doğası gereği kontrol teorisi olmadan kararlı olamayan, uçan sistemler, uçaklar helikopterler veya kendi başına ayakta duramayan sistemler, bisiklet, dikey çubuk ve saire gibi sistemlerin kontrol edilmesi mümkün olabilmiştir.

Kontrol teorisinde geliştirilen sistemlerin geçerliliği ve yetkinliğinin kanıtlanması için çoğunlukla bahsi geçen doğası gereği kararlı olmayan sistemler deney düzeneği (benchmark) olarak kullanılmaktadır. Bu deney düzenekleri arasında en yaygın olarak kullanılan sistemler basit geometrilerine rağmen kontrol edilme zorlukları yüksek olan ters sarkaç sistemleridir. Bu tez çalışması kapsamında da geliştirilen kontrol yöntemlerinin performans kabiliyetleri ve üstün oldukları karakteristik özelliklerinin ortaya konulabilmesi için Furuta Sarkacı ismi verilen döner ters sarkaç kullanılması uygun bulunmuştur.

Bilimin ve insanlık kültürünün gelişimi, bilim insanlarının kendi ekipmanlarını kendilerinin inşa etmesi perspektifi ile gelişmiştir. Sanayileşme ve uzmanlaşmayla beraber, bilimsel araç gereç ve deney ekipmanlarının yapımı uzman kuruluşlara devredilmiş, zamanla tekelleşmiş ve yüksek ücretler karşısında yoksul ülkelerde çalışan bilim insanlarının erişimi kısıtlanmıştır. 90'lı yıllarda başlayan açık kaynaklı yazılım felsefesi, maliyetleri ve dağıtım zorluğunu aşarak oldukça önemli bir başarı kaydetmiş ve yeni bir akıma öncülük etmiştir. Açık kaynaklı bilim diyebileceğimiz bu akım, açık kaynak yazılıma ek olarak açık kaynaklı donanımların 3D yazıcılar aracılığıyla üretilmesine ve bilimsel gelişme için kullanılmasına olanak tanımaktadır. Düşük maliyetli 3D yazıcı, herhangi bir yerde ve herhangi bir zaman diliminde üretime olanak tanımaktadır. İndir-yazdır-kullan-iyileştir-dağıt döngüsü, daha fazlasını

üretmeye ve dolayısıyla daha fazla yararlanmaya olanak tanımaktadır. Görece yeni olan açık bilim; çok çeşitli ücretsiz açık kaynaklı tasarımların çevrimiçi kullanılabilirliğini ve bunların 3D yazıcılarla Arduino ve Raspberry Pi gibi hobi elektronikleri kullanarak oluşturulabilmesini sağlamaktadır. Böylece kaynak bakımından fakir bölgelerde bile bilimsel üretimi daha erişilebilir kılmaktadır.

Bu tez çalışması kapsamında, öncelikle maddi zorlukların üstesinden gelmek, ötesinde açık bilim felsefesini yaygın kılmak amacıyla deney ekipmanının üretimi ile işe başlanmıştır. Ardından geliştirilen kontrol algoritmasının sınanması için bu ekipman kullanılmıştır. 90'lı yılların başından itibaren çok sayıda farklı kontrol algoritması ile döner ters sarkacın kontrolüne ilişkin çalışma taranmıştır. Son beş yıldır, düşük kaynaklı elektronik ekipmanlarla özellikle lisans ve lisansüstü düzeyde kontrol eğitiminde kullanılacak deney düzeneklerinin tasarımı, üretimi ve kontrol uygulamalarına yönelik çalışmalarda aktif bir alan olarak dikkati çekmektedir. Bu çalışmada bir adım ileri gidilerek, hem deney düzeneği geliştirilmiş hem de geliştirilen kontrol algoritmalarının sınanması için kullanılmıştır.

Geliştirilen kontrol algoritmaları, döner ters sarkacın kararsız, doğrusal olmayan ve eksik eyletimli doğası ile başa çıkabilecek modern ve temel kontrol tekniklerinden seçilmiştir. Kayan Kipli Kontrol (SMC) belirsizliklerle başa çıkmada yetkinliği açısından birincil olarak seçilmiştir, Sözü edilen yetkinliğin doğrulanması açısından ikinci bir kontrol tekniğine gereksinim duyulmuş bunun içinde Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) yöntemi seçilmiştir.

Herhangi bir fiziksel sistemin modellenmesi süresinde bir takım varsayım ve basitleştirmeler yapılmakta ve böylece matematiksel model ile gerçek sistem arasında bir farklılık oluşmaktadır, bozucu dış çevresel etkiler gerçek sistem ile model arasındaki eşleşmeyi daha da belirsizleştirmektedir. Kayan Kipli Kontrol doğası gereği bu belirsizliklere karşı sağlam (robust) yapıdadır. Sarkaç dik konumuna ulaştığında, Kayan Kipli Kontrol sistemin kararlılığını sağlamak ve sistemin hızlı dinamiği ile baş etmek üzere önerilmiştir.

Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR), doğrusal sistemler için geliştirilmiş bir kontrol tekniğidir, sistem modeli doğrusallaştırılarak kullanılmaktadır. Deneysel sistemde ise yukarı-salınım kontrolcüsünün ardında sistemi dengede tutmak için

elverişlidir. Literatürde döner ters sarkacın kontrolünde yaygın olarak kullanıldığı için doğrulama ve kıyaslama açısından değerli bulunmuştur.

Gelecek bölüm, “Deney Seti olarak Döner Ters Sarkaç” ismini taşımaktadır. Bu bölüm altında, döner ters sarkaç sisteminin özellikleri ve deney seti olarak kullanıldığı çalışmaların bir özeti verilmektedir. Ardından Deney Seti Üretim adımları anlatılmaktadır. Bu bölüm döner ters sarkacın matematiksel modeli çıkarılarak tamamlanmaktadır.

Üçüncü bölüm, “Teorik Temeller” ismini taşımaktadır. Bu bölümde sırasıyla; yukarı-salınım için kullanılan enerji yöntemi anlatılmakta, Kayan Kipli Kontrol (SMC) ve Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) tekniklerinin teorik arka planı verilmektedir. Literatürde bu yöntemler kullanılarak yapılan döner ters sarkaç uygulamaları tanıtılmaktadır. Bu teknikler kullanılarak yapılan benzetim kodları özet olarak tanıtılmaktadır (Ek olarak: Benzetim çalışmalarının tüm kodları Ekler Bölümünde verilmektedir).

Dördüncü bölüm, “Deneysel Doğrulama” bölümüdür. Uygulama arayüzü tanıtılmakta, deneysel sonuçlar grafik olarak gösterilmektedir.

Son bölüm, Sonuçlar ve Tartışma bölümü olarak düzenlenmiştir. Bu bölümde deneysel ve benzetim sonuçları karşılaştırılmakta, yöntemlerin yetenek ve yeterlilikleri tartışılmaktadır.

2. DENEY SETİ OLARAK DÖNER TERS SARKAÇ

Döner ters sarkaç kontrol teorisinde sıklıkla tercih edilen, bir deney düzeneği olarak kullanılmaktadır. Bu bölümde ters sarkaç yapıların kuramsal kısmı, ters sarkaç sistemlerinin kullanım alanları ve ters sarkaç türleri gibi bilgilere değinilmiştir. Literatürde döner ters sarkaç ile yapılan çalışmalar incelenmiştir. Düşük-maliyetli bir deney düzeneği oluşturmak için gerekli tasarımlar yapılmıştır. Üç boyutlu yazıcı teknolojisi ile ve görece ucuz maliyetli mikrokontrolcüler ile yapılan çalışmalara değinilmiştir. Üretilen deney düzeneği için matematiksel model oluşturulmuştur.

2.1 Döner Ters Sarkaç Sisteminin Özellikleri

Ters sarkaç sistemi; kütle merkezi, dönme noktası üstünde bulunan bir sistemdir. Kontrol teorisinde ters sarkaç sistemleri temelde birçok kontrol kuralının test edildiği ve sınındığı önemli bir ölçüt olarak görülmektedir. Bir eksen etrafında hareket eden tersinir sarkaç, doğası gereği kararsız denge durumunda bulunan mekanik bir sistemdir. Yani sisteme herhangi bir kuvvet uygulanmadığında, yerçekimi etkisiyle denge konumundan uzaklaşma eğilimi göstermektedir. Amaç sarkacı kararsız denge noktasına getirebilmek ve orada kalmasını sağlamaktır. İnsanın ayakta sabit durmasını da dengelenmiş bir ters sarkaca benzetebiliriz.



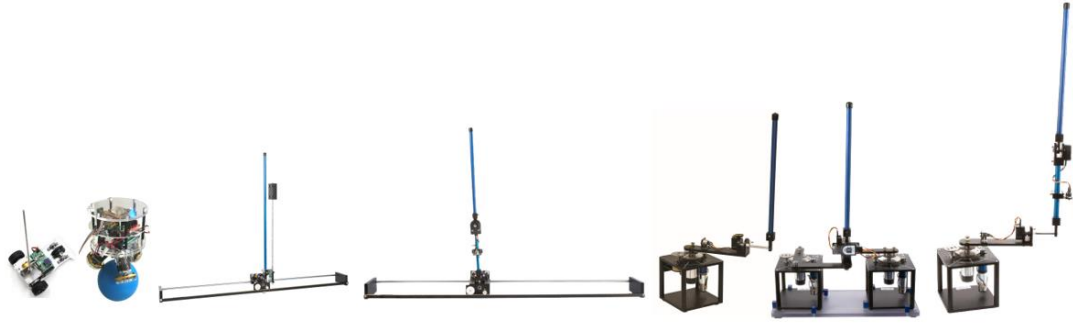
Şekil 2.1. Segway taşıtının dengelenme prensibi

Kavramsal olarak, bir Segway robotunun dengesini koruma mantığı, el ile bir çubuğu dengelemeye oldukça benzemektedir. Bu yapı temelde bir ters sarkaç sistemidir.

Ters sarkaç yapılarının, hava araçları, insansı denge robotları, endüstriyel robotlar ve benzeri çeşitli makinelerde alt model gerçekleştirilmesi, araştırmalarda ilk başvurulmuş sistemlerden olmasında önemli sebeplerindedir. Bu makinelerde,

matematiksel yapının modellenmesi, bu modelin denenebilmesi, bilinen denge noktalarında doğrusallaştırılabilmesi, sistem limitleri ve farklı sınırlamaların saptanması türü başlıklarının görsel anlaşılabilirliği üstün olan ters sarkaç sistemi deneylerini kontrol mühendisliğinde yüksek seviye tanınırlığa getirmiştir. Diğer yandan birçok mühendislik sistemi sarkaç veya ters sarkaç olarak modellenebilmektedir (Ghorbani, vd., 2013).

Literatürde mevcut olan, günümüze kadar yapılan araştırmalar incelendiğinde çok farklı çeşitlerde ters sarkaç modellerine rastlanmıştır.



Şekil 2.2. Ters sarkaç çeşitleri: soldan sırasıyla; arabalı ters sarkaç, küresel ters sarkaç, doğrusal ters sarkaç, doğrusal çift ters sarkaç, döner ters sarkaç, döner çift ters sarkaç, iki serbestlik dereceli ters sarkaç, döner çift ters sarkaç

Furuta sarkacı olarak da bilinen döner ters sarkaç adlı mekanik sistem, ilk olarak Tokyo Teknoloji Enstitüsü'nde Katsuhisa Furuta tarafından geliştirilmiştir (Furuta, vd., 1992). Döner ters sarkaç sistemi basit bir yapıya sahip, doğrusal olmayan, çok değişkenli ve tabiatı gereği açık döngü kararsız bir dinamik elektromekanik sistemdir (Mathew, vd., 2013). Döner ters sarkaç robotik ve kontrol teorisindeki yeni kontrol stratejilerinin eğitimi ve deneysel onayları için kullanılabilir uygun bir kıyaslama sistemidir. Geleneksel arabalı sarkaçlardan farklı olarak döner ters sarkaç, döner bir kola tutturulmuş çubuktan oluşur. Bu tasarımın gelişmiş yönü ise kol için herhangi bir yol sınır olmamasıdır.

Döner ters sarkaç minimum olmayan faz yapıdadır. Aynı zamanda eksik tahrikli bir mekanik sistemdir. Eksik tahrikli sistemler, serbestlik derecelerinden daha az sayıda eyleyiciye sahiptir. Daha az eyleyicili sistemler, eyleyici sayısını azaltarak, sistemleri hafifletme, daha az yer kaplama, maliyeti düşürme gibi özellikler sağlar. Bu sistemlerin kontrolü yapısı gereği oldukça zordur, fakat çevremizdeki çoğu dinamik sistem yapısı gereği bu sınıfa dâhil olmaktadır. Bu nedenden dolayı robotik, havacılık ve deniz araçlarındaki geniş uygulamaları nedeniyle şu anda aktif bir araştırma

alanıdır. Eksik tahrikli sistemlerin örnekleri arasında esnek bağlantılı robotlar, yürüyen robotlar, akrobatik robotlar, helikopterler, uydular, uzay robotları, deniz araçları, pendubot gibi çok sayıda mekanizma bulunmaktadır.

Döner tersinir sarkacın ilk çalışmaları, kalkış sırasında roketleri dengelemek için kontrolör tasarlama gereği ile ortaya çıkmıştır. Roket fırlatma anında son derece kararsızdır. Bu nedenle, açık döngü durumunda dik konumda kalmak için sürekli bir değişim mekanizmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Roket fırlatma anındaki gibi, ters çevrilmiş sarkacın da açık döngü biçimi oldukça kararsız olduğu için dik kalmak için sürekli bir düzeltme mekanizması gerektirir. Döner ters sarkacın kontrol edilmesi iki aşamadan oluşur. İlk aşama, asılı duran sarkacın yukarı doğru hareketi, ikinci aşama ise yukarı konumda dengelenmesidir.

2.2 Döner Ters Sarkaç Sisteminde Kullanılan Kontrol Teknikleri İncelemesi

Eksik tahrikli sistemler sekiz sınıfa ayrılmıştır (Olfati-Saber, 2001). Çalışmamızda, Sınıf-IIa'ya ait olan döner ters sarkacın kontrolü yapılmıştır. Döner ters sarkacın ortaya çıkışından günümüz tarihine kadar birçok kontrol yöntemi sunulmuştur. Çalışmaların çoğu, döner ters sarkacın kontrolünü iki alt problem olarak ele alır. Bunlar: sarkacı sabit aşağı pozisyondan kararsız dengedeki dikey pozisyona getirmek için yukarı-salınım kontrolü ve sarkacı dikey dik pozisyonda dengelemek için dengeleme kontrolüdür. Bununla beraber, dengeleyici kontrolörü, sarkaç dik kararsız denge pozisyonunun yakınına elle yerleştirilerek ayrı ayrı uygulanabilir.

Bang-bang tipi bir kontrolcüyü (Furuta vd., 1992) 'te, yukarı salınım kontrolcüsü olarak önermiştir.

Enerji temelli yukarı-salınım kontrolü, (Åström ve Furuta, 1996) tarafından sunulmuştur.

Bradshaw ve Shao (1996) ana prensibi, sarkacın doğal titreşimini takip etmek ve yavaş yavaş sönümlü titreşimden kontrollü bir şekilde rezonansa dönüştürmek olan pratik ve gürbüz bir yukarı-salınım kontrol yasası önermiştir.

Ölçülen koordinatları kullanan hızlı gradyen yöntemini kullanarak (Aracil, vd., 2013) 'de döner ters sarkaç için yukarı-salınım kontrol yöntemi tasarlamıştır.

J.-H. Yang, vd (2009) yeni bir Lyapunov fonksiyonundan türetilen bir yukarı-salınım kontrolü önermiştir.

Hassanzadeh ve Mobayen (2011) genetik algoritma, parçacık sürü optimizasyonu ve karınca kolonisi optimizasyonu kullanan bir oransal integral türev kontrolcü sunmuştur.

Alt, vd (2011) bulanık mantık kontrol ile bir kontrolcü oluşturmuştur.

Oh, vd (2012) genetik algoritma ve diferansiyel evrimden optimizasyon için faydalanıp bir bulanık oransal türev kontrolcüsü uygulamıştır.

Oltean (2014) yukarı-salınım kontrolcüsü olarak oransal türev ve dengeleyici kontrolcü olarak da bulanık oransal türev kontrolcüden faydalanmıştır.

Nguyen ve Shen (2011) döner ters sarkacı yukarı kaldırmak için enerji-tabanlı yukarı-salınım kontrolcüsü ve dengelemek için de Doğrusal Karesel Düzenleyici'den oluşan hibrit bir kontrol şeması önermiştir.

Seman, vd (2013) model öngörülü kontrol ile sarkacın dengelenmesini göstermiştir.

V. Nath ve Mitra (2014) integratörlü kutup yerleştirme yöntemini kullanmıştır.

Ramírez-Neria, vd (2014) aktif bozulma reddetme kontrolü tipi doğrusal kontrolcü tasarlamıştır.

Türker, vd (2012) geri beslemeli doğrusallaştırmaya, koordinat dönüşümlerine ve doğrudan Lyapunov yöntemine dayalı bir dengeleme algoritması önermiştir.

Fabbri, vd (2013) paket tabanlı ağ kontrolü yöntemini ethernet ağı kullanarak uygulamıştır.

Li (2013) çalışmasında kompozit bulanık kontrol yöntemini önermiştir.

Fairus, vd (2015) çok amaçlı doğrusal matris eşitsizliği tabanlı bir integral kayan kip kontrolörü sunmuştur. Simülasyon üzerinde, önerilen kontrol yöntemini Doğrusal Karesel Düzenleyiciyle (LQR) karşılaştırarak, bu doğrusal olmayan sistem için önerilen yöntemin daha iyi performans sunduğunu göstermiştir.

Hamza, vd (2017) tarafından bulanık orantılı integral türev denetleyicisi tasarımı ve kontrolü sunulmuştur.

Ordaz ve Poznyak (2012) cazip elipsoid yöntemine dayalı uyarlanabilir durum tahmincisini sunmuştur.

Agrawal ve Mitra (2013) tarafından uyarlanabilir nöro bulanık çıkarım denetleyicisi sunulmuştur.

Rudra, vd (2013) yeni bir hiyerarşik kayan kip kontrol önermiştir.

Hercus, vd (2013) nöral tabanlı ağ modeli önermiştir. Bu yöntem dinamik bir modelin yokluğunda veya hesaplanamayacağı durumlarda kontrol işlemini kendisi yapabilecek bir yöntemdir.

Moreno-Valenzuela, vd (2016) yeni bir uyarlanabilir yapay sinir ağı tabanlı kontrol yöntemi sunmuştur.

De Jesús Rubio (2018) modelden bağımsız bir yapay sinir ağı kontrolcüsü geliştirmiştir.

2.3 Düşük-Maliyetli Teknolojiler ile Deney Düzeneği Üretimi

Ters sarkaç sistemleri için bazı uzman firmalar seri üretim halinde bu deney düzeneklerinin imalatını gerçekleştirerek ticari satışını yapmaktadır. Bazı araştırmacılar, sağlamlığı ve işlevselliği onaylanmış bu sistemleri kullanmayı uygun görmektedir. Bir başka fikir ise, öğrencilerin ürün geliştirme ve disiplinlerarası çalışma kültürünü öğretmesi gibi katkılarını göz önünde bulundurarak, ters sarkaç deney düzeneklerini araştırma ekibinin kendisi tarafından üretilmesini daha uygun bulmaktadır. Ayrıca bu durumun daha düşük-maliyetli bir çözüm olması da bu görüşü tercih eden araştırmacılar için önemli bir kriterdir.

Deney düzeneği bileşenleri ve parçalarının, ters sarkaç çeşitlerine göre farklılıklar barındırdığı görülmüştür. Çeşitli avantajlarından dolayı tarafımızca tercih edilen döner ters sarkaç deney düzeneği üretiminde kullanılan bileşenler, literatürdeki döner ters sarkaç deney düzeneği bileşenleriyle büyük oranda benzerlik göstermektedir.

Düşük-maliyetli bir deney düzeneği üretimi planlanırken, öncelikle mekanizma üzerinde yüksek maliyet oluşturan bileşenler tespit edilmiştir. Daha sonra bu ekipmanlar, bileşenler üzerinde herhangi bir alternatif gereç kullanılıp kullanılmayacağı araştırılmıştır. Eyleyici olarak elektrikli doğru akım (DC) motoru ve konum ölçer olarak iki adet optik artımlı enkoder değiştirilmeden planlanan sistemde

de kullanılması uygun bulunmuştur. Deney düzeneğinde gelen verileri okuma, kaydetme, düzenleme ve bu bilgilere bağlı olarak bir çıktı üretip istenen bileşene göndermesi için kullanılan mini bir bilgisayar olarak uygun ücretli bir mikrokontrolcü kart tercih edilmiştir. Döner ters sarkaç ürününü oluştururken ortaya çıkacak maliyetleri en aza indirme hedefi doğrultusunda, deney düzeneğini oluşturan iskelet yapısını, yani başka bir deyişle kalan mekanik parçalar, üç boyutlu (3D) yazıcıyla basılan objelerden üretilmiştir.

Bilimsel araştırmalarda, üzerlerinde çalışılan sistemlerde, kolay programlanabilirliği, uygun-maliyetli, az yer kaplayan ve taşınabilir yapıları gibi avantajlarından ötürü mikrokontrolcülerin kullanımına sıklıkla başvurulduğu bilinmektedir. Literatürde incelenen çalışmalarda, araştırmacıların farklı deney düzenekleri için birçok farklı mikrokontrolcü kart kullandığı görülmüştür.

Chiu ve Peng (2018) çalışmasında bir döner ters sarkacı kontrol etmek için Arduino Mega 2560 mikrokontrolcü kullanmıştır. Donanım devrelerini el yapımı olarak kullanan bu sistemde motor hızını kontrol etmek için de darbe genişlik modülasyonu (PWM) kullanmıştır.

Pinares-Mamani ve Cutipa-Luque (2020) mekanik parçaları 3D yazıcı ile basılmış bir arabalı sarkaç tasarlamıştır. Bu sistem için mikrokontrolcü olarak ATmega328P kullanmıştır. Sarkaç açığı için ise HC-SR04 sensör kullanmıştır.

Ciezkowski (2021) çalışmasında bir Kapitza sarkacını dengeleme işlemi için bir mikrokontrolcü STM32F429ZIT6 tarafından sağlamıştır.

Nekoo (2020) döner ters sarkacı dengeleyecek bir mikrokontrolcü olarak Arduino Mega 2560 kullanmıştır.

Pajaziti ve Gara (2019) MPU6050 sensörü ve ultrasonik sensör aracılığıyla engellerden kaçınabilen, kendi kendini dengeleyen (ters çevrilmiş sarkaç) bir mobil robotun tasarımını, simülasyonunu, yapımını ve programlanmasını gerçekleştirmiştir. Robotun mekanik parçaları 3D yazıcı ile basılmış, kontrolü ise Arduino Uno mikrokontrolcü ile yapılmıştır.

Gonzalez, vd (2017) çalışmasında ters sarkaç temelli düşük maliyetli kendisini dengeleyen bir robot üretmiştir. Gerekli tüm sinyal işlemeyi gerçekleştirmek ve IMU'dan (Eylemsizlik ölçüm birimi) gelen eğim açısı ve tekerleklerin açısal hızını okuyup kontrol etmek için Arduino Mega 2560 mikrokontrolcü kullanmıştır.

Tran, vd (2020) çalışmasında bir ticari döner ters sarkaç deney düzeneği olan Quanser QUBE-Servo 2'yi ve sistem arayüzünü yapmak ve şifreli kontrolörü uygulamak için Terasic C5P Geliştirme Kartını kullanmıştır.

Goswami ve Padhy (2018) çalışmasında holonomik olmayan, farklı açılarla tahrik edilen tekerlekli bir mobil robotun (DDWMR) yörünge takibi için kayan mod kontrolörü geliştirmiştir. Bu robotun kontrolünde, üstüne yerleşik bir Raspberry Pi mikrokontrolcünden yararlanmıştır.

Chiu ve Hung (2020) çalışmasında ters sarkaç temelli tek tekerlekli mobil bir araç üretmiştir. Araçtaki, 24V DC motor, sürücü devresi, jiroskop ve eğim sensörü kontrolleri, Silicon Laboratories tarafından üretilen C8051F120DK mikrokontrolcü ünitesinde yapılmıştır.

Zakeri, vd (2019) çalışmasında bilye ve plaka deney düzeneğini Arduino Mega 2560 mikrokontrolcü ile bilye ve kiriş deney düzeneğini de Arduino-Due mikrokontrolcü ile kontrol etmiştir.

Bucher (2019) çalışmasında bir bisiklet tekerleği üzerindeki bir topun dengelenmesinden oluşan, tekerlek üzerinde top deney düzeneğini Raspberry Pi mikrokontrolcü ile gerçekleştirmiştir.

Teknolojinin gelişimiyle, ters sarkaç deney düzeneğinin parçalarını oluşturmak için pek çok araştırmada 3D yazıcılardan faydalanılmıştır. Üç boyutlu yazıcı teknolojileri, hem maliyet düşürmek adına hem de istenen bir katı cisim tasarlama programını kullanarak hızlı tasarım yapabilme ve gerektiğinde parçaları revize edebilme aynı zamanda düşük-maliyetli çözümler üretebilmesi gibi kolaylıklarından ötürü oldukça fazlaca tercih edilmiştir. Literatürde çeşitli deney düzenekleri üretmek için 3D yazıcı kullanımına yaygın olarak rastlanabilmektedir.

Hintz, vd (2017) çalışmasında insansız bir hava aracında (İHA) uçan ters sarkacın dengelenmesini gerçekleştirmiştir. Sarkaç İHA bağlantısını yapmak için özel olarak tasarlanmış üç boyutlu yazıcıdan basılan parçalardan yararlanmıştır.

Silik ve Yaman (2020) çalışmasında bir döner ters sarkaç tasarlamış ve bu deney düzeneğindeki bazı mekanik parçaları üç boyutlu yazıcı ile üretmiştir.

Turkoglu ve Graham (2017) çalışmasında düşük maliyetli kendi kendine dikilebilen bir arabalı ters sarkaç tasarlamıştır. Bu sistemin bir takım bağlantı elemanlarını üç boyutlu yazıcı ile basılmış parçalarla oluşturmuştur.

Vasconcelos, vd (2019) araştırmasında bir Volan Ters Sarkaç (FIP) prototipini üretmiştir. FIP prototipinin mekanik parçalarının yapımı için bir üç boyutlu yazıcı kullanılarak, parçaları PLA malzemedan oluşturmuştur.

Howard (2019) çalışmasında modüler yapıya sahip doğrusal bir ters sarkaç gerçekleştirmiştir. Bu deney düzeneğindeki birkaç parçayı üretmek için üç boyutlu yazıcı teknolojisinden faydalanmıştır.

Reck ve Sreenivas (2016) lisans öğrencileri için, Raspberry Pi ile kontrol edilen uygun fiyatlı ve taşınabilir bir döner ters sarkaç laboratuvar kiti geliştirmiştir. Tasarımda üç boyutlu yazıcı ile basılan parçaları kullanmıştır.

Turner ve Cooley (2015) bir doğrusal ters sarkacı, doğrusal eyleyicinin bazı bölümlerini, kayar arabanın birkaç bölümünü, kasnak, dişli ve kayış gergisini 3D baskı teknolojisi kullanılarak, bilgisayar destekli katı cisim tasarım programında tasarlamıştır. Ortaya çıkan bu sistem, Arduino Uno mikrokontrolcüyle kontrol edilmiştir.

(Harib, vd) çalışmasında, üç serbestlik dereceli bir arabaya monte edilmiş iki serbestlik dereceli ters çevrilmiş sarkaçtan oluşan bir deney düzeneği tasarlamıştır. Prototip üründe kullanılan mafsal bağlantısının bazı bileşenleri PLA plastik malzemedan üç boyutlu olarak basılmıştır. Bu deney düzeneğinin kontrolü Arduino Mega mikrokontrolcü ile yapılmıştır.

Bayram, vd (2019) çalışmasında bir uzaysal ters sarkaç imal etmiştir. Mekanizmada rulman tutucular ve üniversal mafsal parçaları üç boyutlu yazıcıyla basılan parçalarla oluşturulmuştur. Çalışmada Humusoft MF634 veri toplama kartı kullanılmıştır.

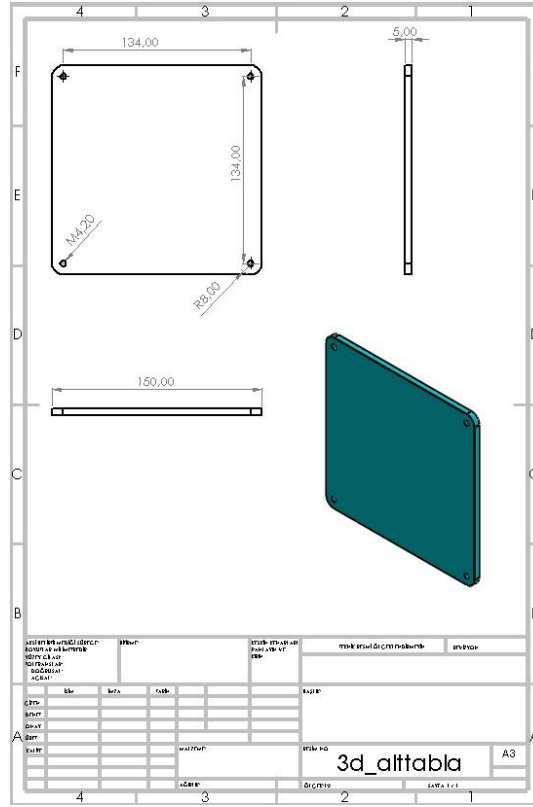
Krauss ve VanderRoest (2017) kontrol öğrenimi için kullanılabilecek düşük maliyetli iki tekerlekli bir denge robotu tasarlamıştır. Robotun gövdesi 3D yazıcıdan basılmıştır. Dengeleme kontrolü bir Arduino Uno mikrokontrolcüyle yapılmıştır.

Xiong, vd (2017) bozuk arazide düz iki ayağıyla yürüyebilen bir robot tasarlamıştır. Bu sistem temelde bir ters sarkaç sistemi olarak basitleştirilebilir. Bu robot hazır servo motorlar ve 3D baskılı parçalarla oluşturulmuştur.

D. Yang ve Bewley (2018) çalışmasında bir merdiven tırmanma robotu tasarlamıştır. Araç tasarımı, temelde arabalı ters sarkaca üçüncü bir motor eklenerek yapılmıştır. Prototip çoğunlukla 3D baskılı plastikten üretilmiştir.

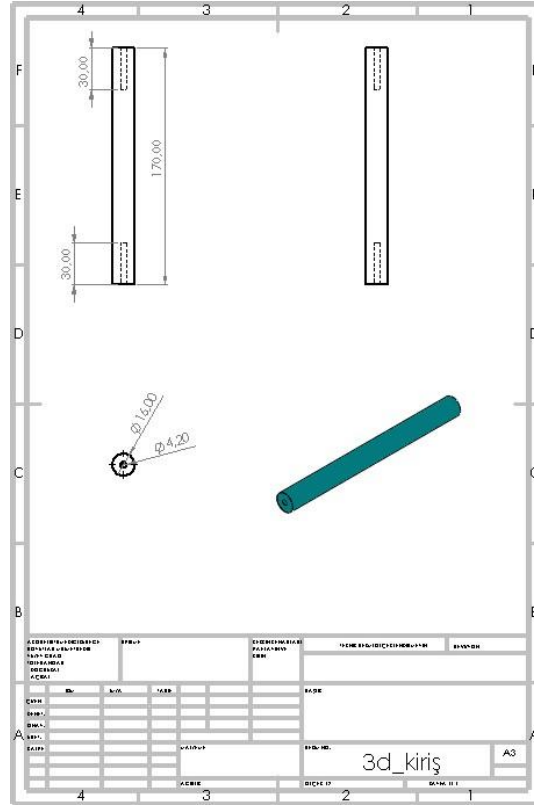


Şekil 2.3. Günümüze kadar kullanılan döner ters sarkaç deney setleri



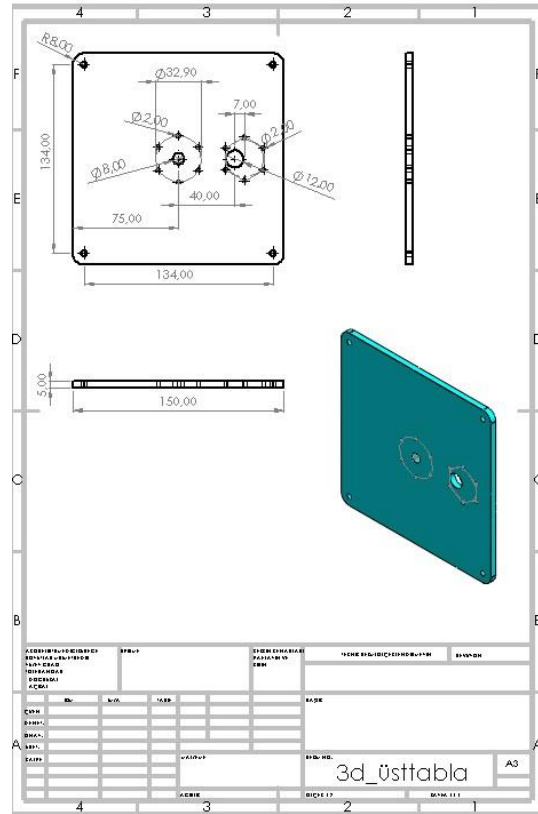
Şekil 2.5. Alt tablanın teknik çizimi

Alt tablanın 4 köşesine monte edilecek şekilde 160 mm çapında ve 170 mm uzunluğunda 4 adet kiriş tasarlanmıştır. Bu kirişlerin 2 ucuna da 30 mm derinliğinde M5 delik açılmıştır. Mekanizmanın neredeyse tüm ağırlığını üzerinde bulunduran üst tabla, kirişler tarafından taşınmaktadır. Üç boyutlu yazıcıda baskı malzemesi olarak kullandığımız polilaktik asidin (PLA) mukavemeti bir metal ya da metal alaşımları kadar fazla olmadığı için tasarımıımızdaki kiriş çapı, ticari amaçla satılan profesyonel deney düzeneklerindeki kiriş çaplarından daha yüksek tutulmuştur. Kirişin teknik resim çizimleri, parçanın ölçüleri ile beraber Şekil 2.6'da gösterilmektedir.



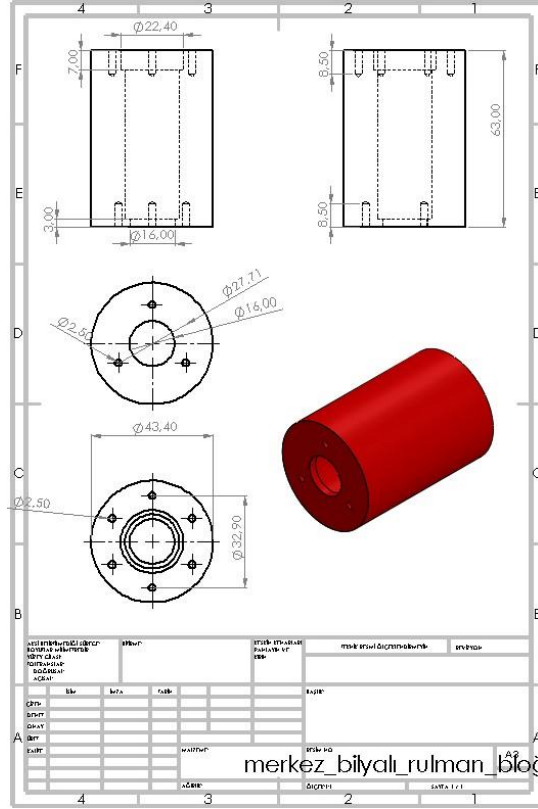
Şekil 2.6. Kirişlerin teknik çizimi

Kirişlerin bağlı olduğu üst tablanın boyut ölçüleri alt tablayla benzerlik gösterecek şekilde aynıdır. Alt tablaya ek olarak motor mili için 15 mm çapında bir delik ve motoru tutacak civatalar için de 6 adet M3 dişli delikler açılmıştır. Ayrıca ortadaki merkez rulman bloğunu taşıyacak 6 adet M3 dişli delikleri ve de merkez shaftın geçeceği 8 mm çaplı delik de açılmıştır. Üst tablanın teknik resim çizimleri, parçanın ölçüleri ile beraber Şekil 2.7’de gösterilmektedir.



Şekil 2.7. Üst tablanın teknik çizimi

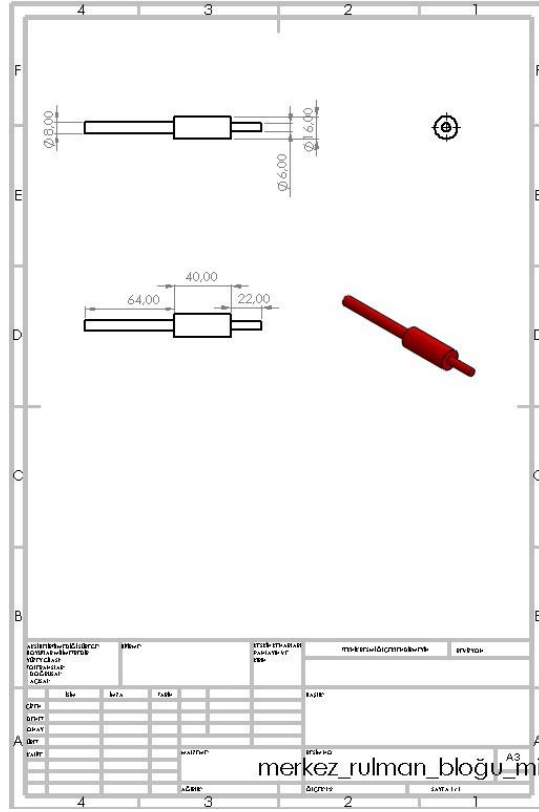
Tasarımımızdaki merkez rulman bloğu; içinde 2 adet rulman ve merkez milini taşıması için üst tablaya 6 adet vidayla tutturulmuş bir taşıyıcı elemandır. 43,4 mm çapında ve 63 mm uzunluğunda bir silindir blok düşünülmüştür. Bloğun üst kısmına 8 mm'lik iç çapı bulunan SKF 608 model bilyalı rulman sığacak şekilde oyuk açılmış, alt kısmına da 6 mm'lik iç çapı bulunan SKF 626 model bilyalı rulman sığacak şekilde bir delme işlemi yapılmıştır. Bloğun üst kısmında üst tablaya bağlantı için 6 adet M3 dişli deliği açılırken, alt kısmına da alt enkoderi taşıyacak olan askıların bağlanması için 3 adet M3 dişli deliği açılmıştır. Merkez rulman bloğunun teknik resim çizimleri, parçanın ölçüleri ile beraber Şekil 2.8'de gösterilmektedir.



Şekil 2.8. Merkez bilyalı rulman bloğu teknik çizimi

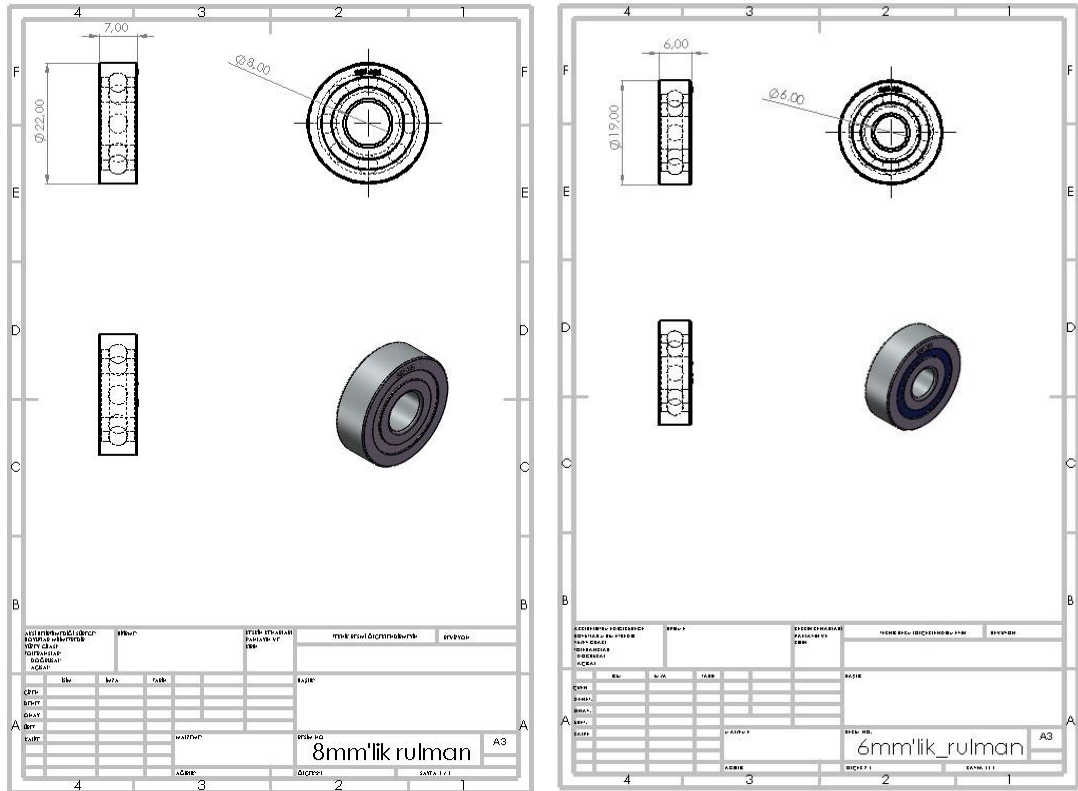
Döner kolun hareketini alt kısımda bulunan enkodere iletmek için bir mil tasarlanması gerekmektedir. Merkez bilyalı rulman bloğu içinden geçecek şekilde bir mil tasarlanmıştır. Bu mil aynı zamanda kol üzerindeki parçaların ve orta dişlinin ağırlığını taşımaktadır.

Merkez milinin alt kısmı 6 mm çapına sahiptir. Bu alt ucuna kaplin bağlanmakta, kaplinin diğer tarafına da 6 mm mil çapına sahip olan döner kolu ölçme görevinde kullandığımız alt kısımda bulunan enkoder bağlıdır. Merkez milinin 16 mm çapa sahip olan kısmı, rulman buloğunun alt kısmında bulunan 6 mm iç çapa sahip SKF 626 rulmanına oturması için geniş çapta tasarlanmıştır. Bu sayede, merkez milinin ağırlığının büyük bölümünü 6 mm iç çapı bulunan rulman taşımaktadır. Merkez milinin üst bölümü 8 mm çapa sahiptir. Bu kısım; ana çavuş dişli, döner kol ve kol üzerinde bulunan bileşenleri taşımaktadır. Merkez milinin teknik resim çizimleri, parçanın ölçüleri ile beraber Şekil 2.9'da gösterilmektedir.



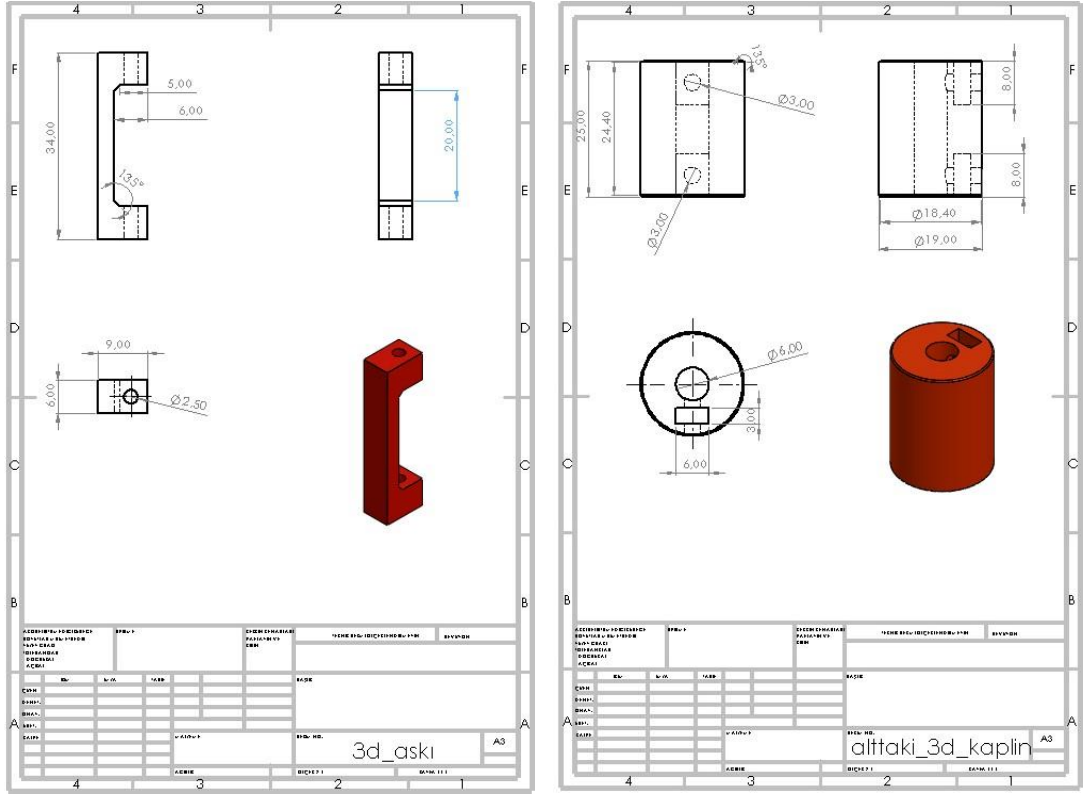
Şekil 2.9. Merkez bilyalı rulman bloğu milinin teknik çizimi

Şekil 2.10'da 6 mm iç çapına sahip SKF 626 rulman ile 8 mm iç çapına sahip SKF 608 rulmanın teknik resim çizimleri, parçanın ölçüleri ile beraber verilmektedir.



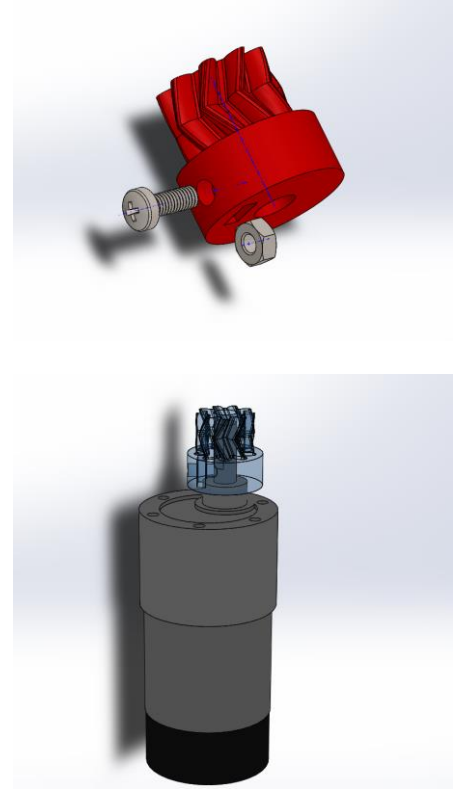
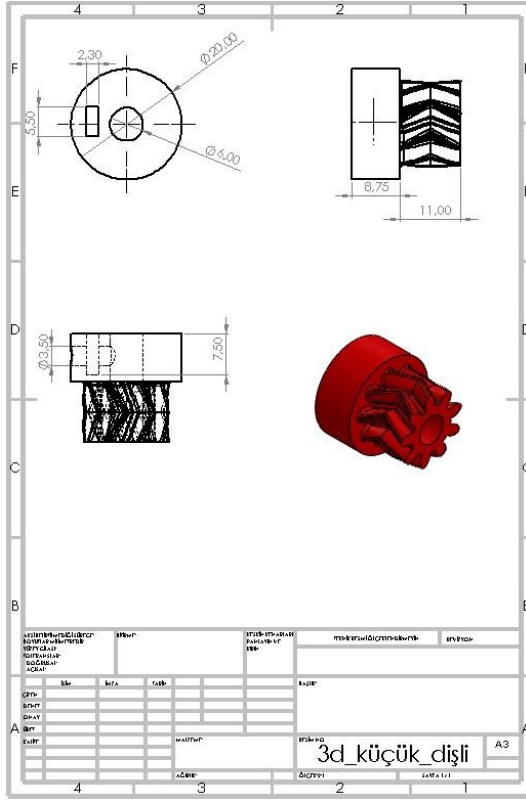
Şekil 2.10. SKF 608 (soldaki) ve SKF 626 (sağdaki) rulmanın teknik çizimi

Döner ters sarkaç deney düzeninde (3dRIP), altta kısımda bulunan enkodere yük binmemesi ve kolun dönerken karşılaşacağı sürtünme kuvvetini en aza indirmek için iki adet rulmandan oluşan bir tasarım tercih edilmiştir. Merkez bilyalı rulman bloğu, merkez mil ve rulmanlar arasındaki montaj şeması Şekil 2.11'de gösterilmektedir.



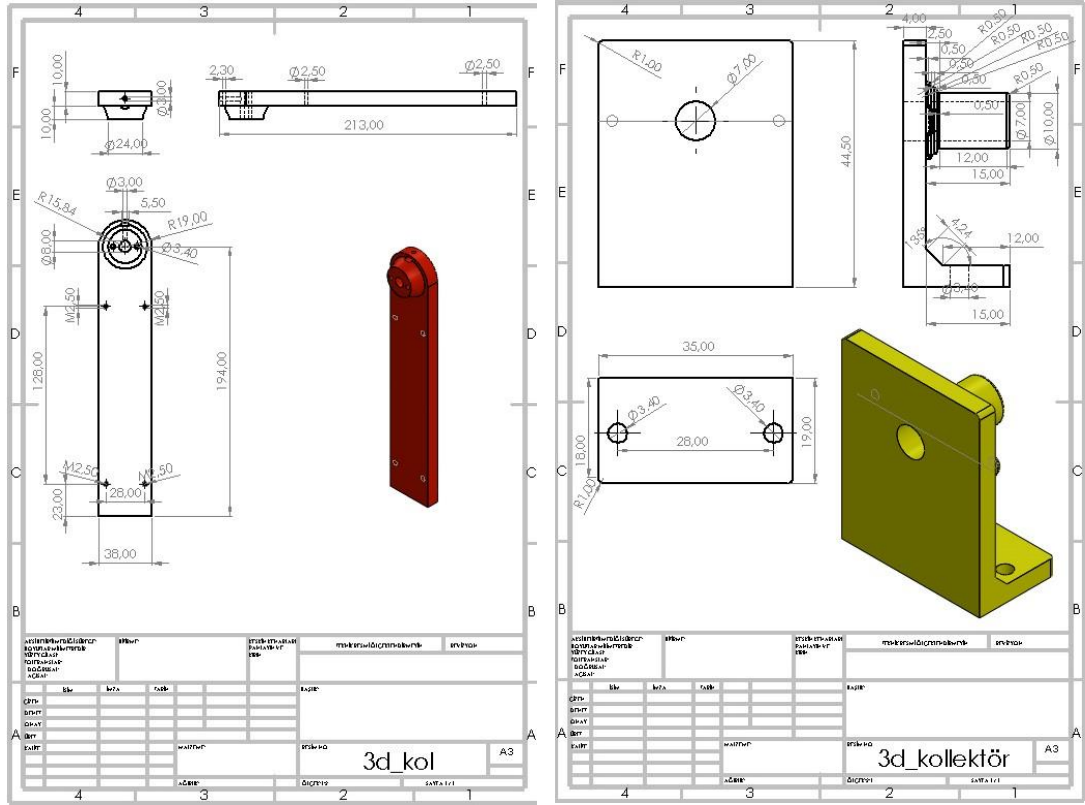
Şekil 2.12. Askı (solda) ve kaplının (sağda) teknik çizimi

Döner kolun konumunu ölçmek için merkez milin hareketini ölçen LPD3806-600BM-G5-24C model 6 mm iç mil çapı olan bir artımlı mil tipi enkoder kullanılmıştır. Artımlı enkoderlerin mutlak enkoderlerden en önemli farkı kalıcı bir belleği olmamasıdır. Güç kesilince konum bilgisini kaybetmektedir. Gürültülere karşı mutlak enkoderler kadar hassas olmamakla beraber maliyet bakımından artımlı enkoderler daha uygundur. Kullandığımız bu enkoder, bir tam turunda 600 atım sinyal ölçebilme hassasiyetine sahiptir. Döner kolun konumunu ölçen mil tipi enkoderin ölçüleri ve montaj şeması Şekil 2.13’de verilmiştir.



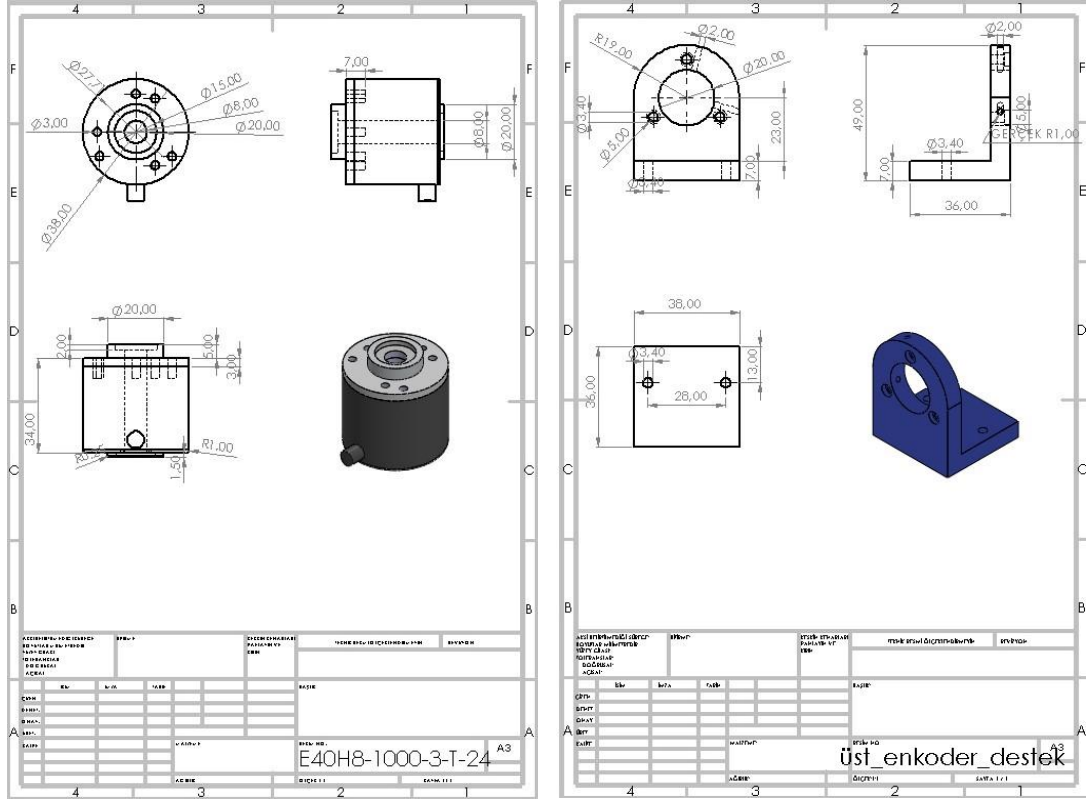
Şekil 2.15. Pinyon çavuş dişli teknik çizimi

Pinyon çavuş dişlinin bağlı olduğu ana çavuş dişli 41 dişten oluşmaktadır. Pinyon dişliye benzer şekilde üzerine M3 dişli deliği ve somun yuvası açılmıştır. Ana çavuş dişli, M3 civata ve somunla beraber merkez milini sıkıştırmak suretiyle mekanizmaya bağlanmaktadır. Ana çavuş dişli üzerinde 2 adet açılan M3 dişli deliklerine bağlanan civatalar sayesinde kendi üzerindeki hareketi döner kola aktarmış olmaktadır. Ana çavuş dişlinin teknik resim çizimleri, parçanın ölçüleri ve montaj şemasıyla beraber Şekil 2.16'de gösterilmektedir.



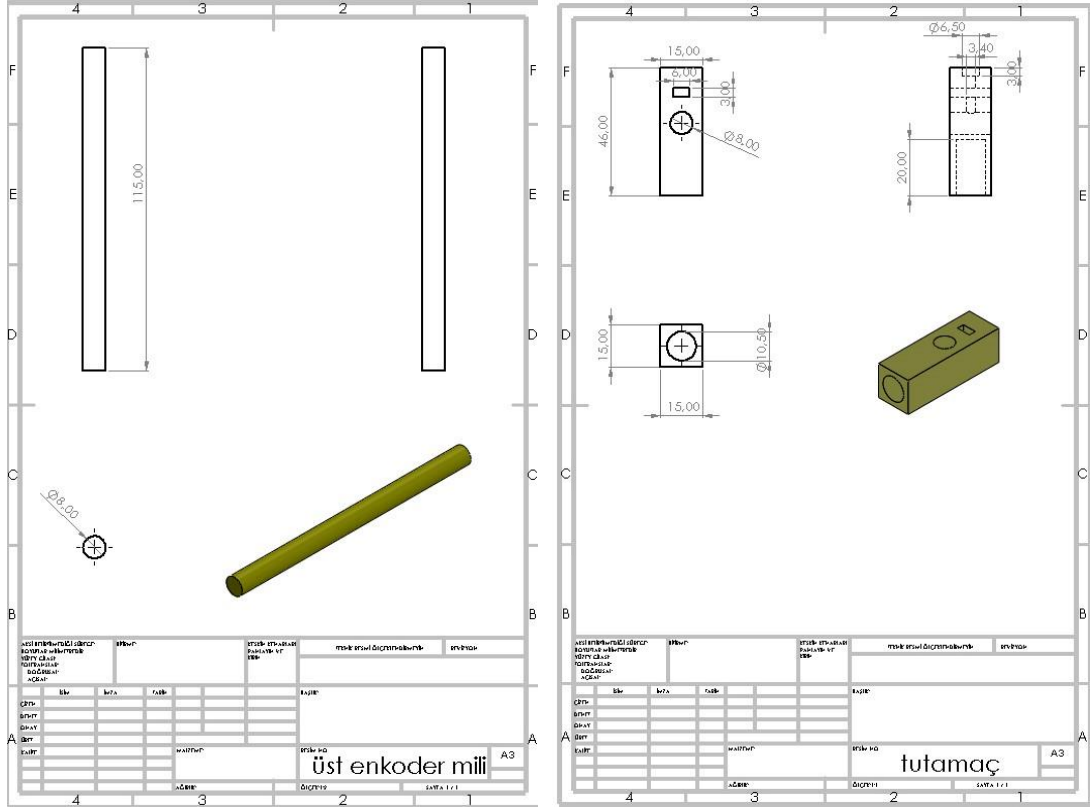
Şekil 2.17. Döner kol (soldaki) ve kollektörün (sağdaki) teknik çizimi

Sarkaç çubuğunun konumunu ölçmek için E40H8-1000-3-T-24 model, bir tarafta başına 1000 atım sinyal ölçekbilme kabiliyetine sahip 8 mm iç çapa sahip bir artımlı içi boş tip enkoder kullanılmıştır. Enkoder, bir mil kullanarak kendi sıkıştırma mekanizması ile sarkaç çubuğu bağlantısına bağlanmıştır. İçi boş enkoderin kol üzerine monte edilebilmesi için üst enkoder desteği adında bir yardımcı parça tasarlanmıştır. Enkoderin kendi üzerinde bulunan M3 dişli delikleri olması sebebiyle aynı delikleri destek parçasına da açarak iki parça arasındaki bağlantı sağlanmış olmuştur. Üst enkoder desteği de diğer parçalar gibi 2 adet M3 vidayla döner kola monte edilmiştir. Sarkaç açısını ölçen üstteki enkoderin (E40H8-1000-3-T-24) ve üst enkoder desteğinin teknik resim çizimleri, parçaların ölçüleri ile beraber Şekil 2.18’de gösterilmektedir.



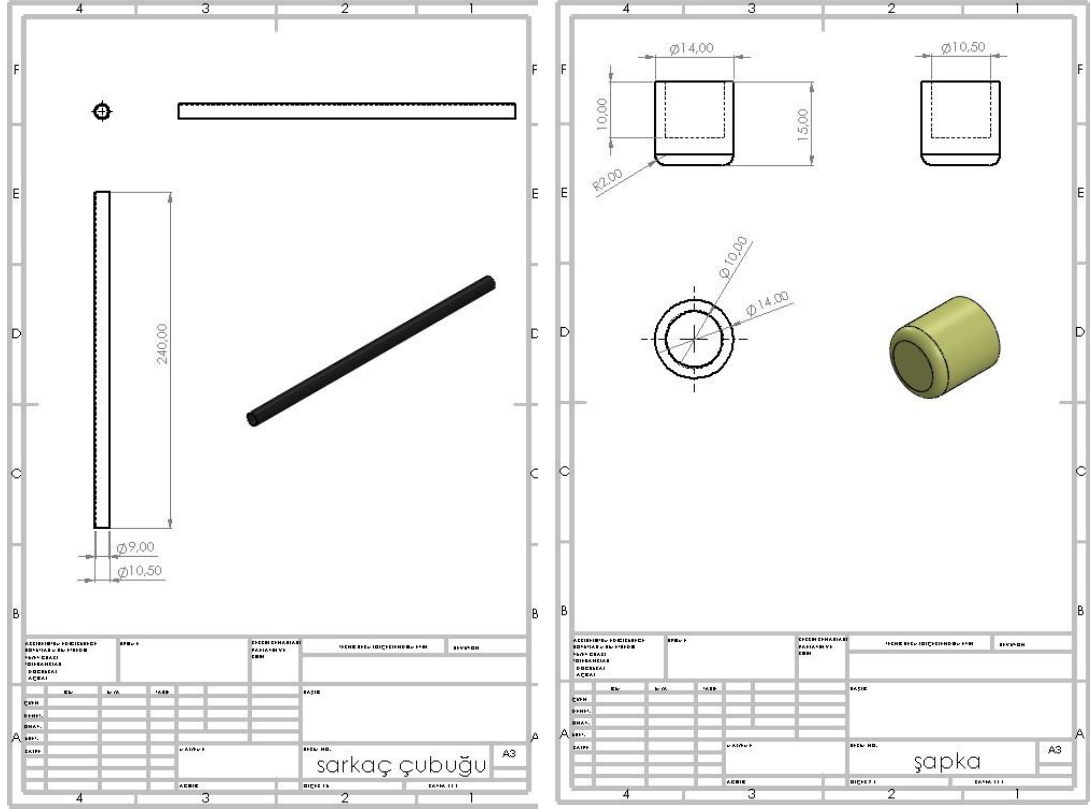
Şekil 2.18. İçi boş tip enkoder (soldaki) ve üst enkoder desteği (sağdaki) teknik çizimi

İçi boş enkoderlerin ölçüm yapabilmesi için içine silindir şeklinde bir parçanın bağlanması gerekmektedir. Bu parçayı 3D yazıcıyla basılan bir malzemedен tercih etmek enkoderin verimsiz çalışmasına neden olacağı düşüncesiyle metal bir mil kullanmaya karar verilmiştir. Metal mili ve sarkaç çubuğu arasında bir bağlantı tasarlama ihtiyacından ötürü tutamaç adlı bir ara parça tasarlanmıştır. Parçaya 8 mm'lik metal milin girebileceği bir delik delinmiştir. Tutamacı mile sabitleyebilmek için bir M3 vida deliği ve somun yuvası açılmıştır. Bu şekilde parça sıkıştırılmak suretiyle mile tutturulmuştur. Tutamaç parçasının sarkaç çubuğunun gireceği düzlemine 15 mm çapında 20 mm derinliğinde çubuğun sığabileceği bir delik açılmıştır. Üst enkoder milinin ve tutamacın teknik resim çizimleri, parçaların ölçüleri ile beraber Şekil 2.19'da gösterilmektedir.



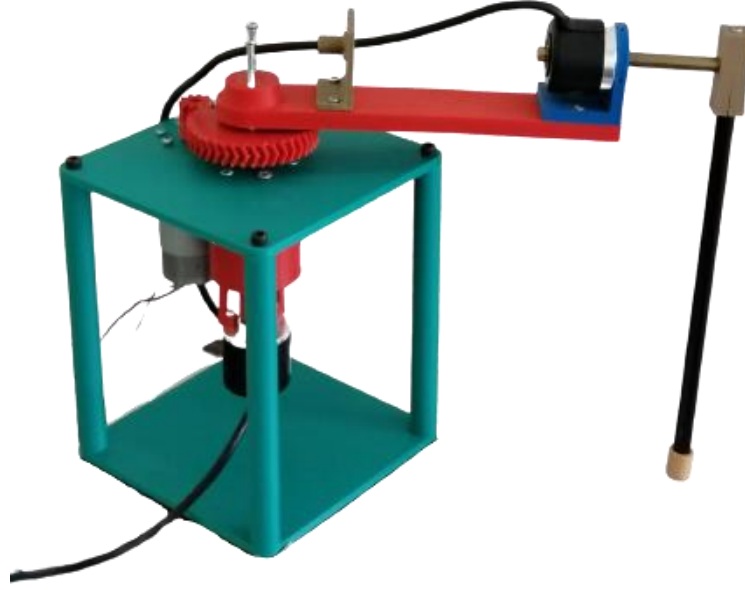
Şekil 2.19. Üst enkoder mili (soldaki) ve tutamacın (sağdaki) teknik çizimi

Sarkaç çubuğu malzemesi olarak hafif bir madde olan karbon fiber tüp çubuk kullanılmıştır. Çubuğun alt ucu tutamaç adlı parçaya sıkıştırılarak geçirilirken üst ucu da şapka isimli yardımcı parçaya sıkıştırılarak geçirilmiştir. Sarkaç çubuğunun ve şapkanın teknik resim çizimleri, parçaların ölçüleri ile beraber Şekil 2.20’de gösterilmektedir.



Şekil 2.20. Sarkaç çubuğu (soldaki) ve şapkanın (sağdaki) teknik çizimi

Bilgisayar destekli katı cisim tasarım programı olan SolidWorks vasıtasıyla özgün bir döner ters sarkaç deney düzeneği tasarımı gerçekleştirilmiştir. Hareketi sağlayıcı elektrikli motor ve sarkaç çubuğu ve döner kolun açısız ölçüm yapılmasını sağlayan artımlı optik enkoderler dışında tasarımı oluşturan parçaların neredeyse tamamı üç boyutlu yazıcıyla basılan parçalardan imal edilmiştir. Elde edilen parçalar, uygun cıvata ve somun bağlantılarıyla birbirlerine bağlanmıştır. Bu üç boyutlu yazıcıyla yapılan döner ters sarkaç deney düzeneği sistemini (3dRIP) üretmek düşük maliyetli ve herkes tarafından tasarlanabilecek bir deney düzeneği yapma hedefine ulaşılmıştır.



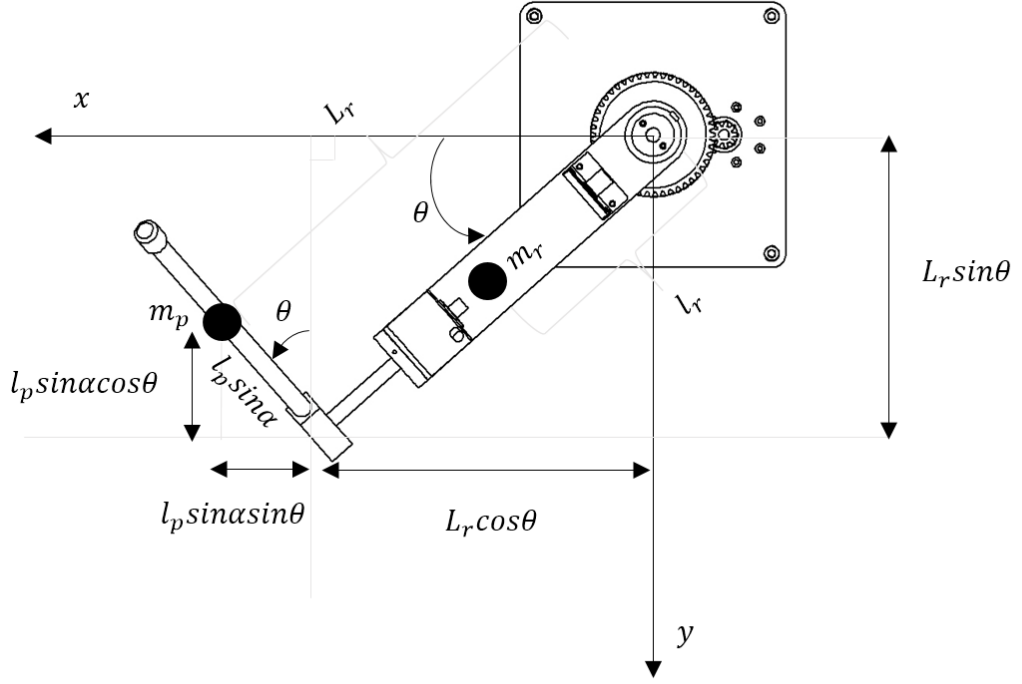
Şekil 2.21. Tasarımı yapılan 3dRIP 'in üretilmiş hali

Bir sonraki bölümlerde üretilen bu deney düzeneğinde matematiksel model çıkarımı işlenmiştir.

2.4 Geliştirilen Deney Düzeneğinin Matematiksel Modeli

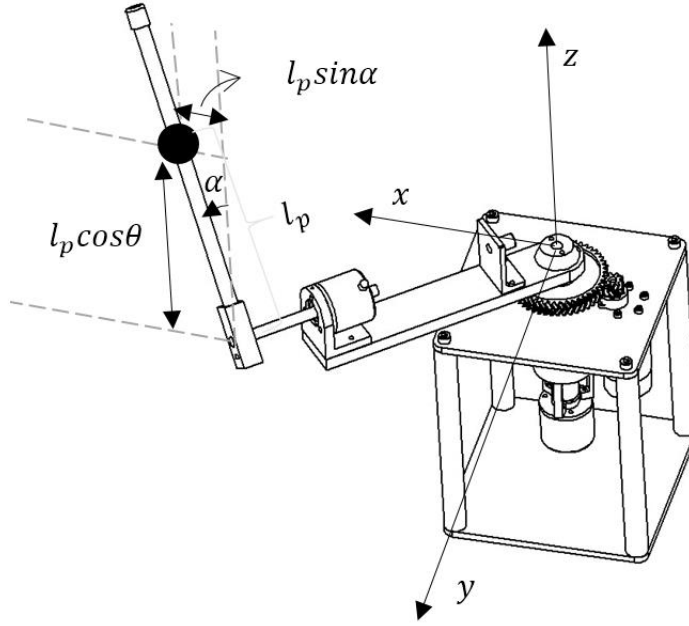
Ürettiğimiz 3dRIP deney düzeneğinin hareket karakteristiğini tespit edebilmek için analitik bir yönteme dönüştürülmesi lazımdır. Başka bir deyişle sistemin matematiksel izahına ihtiyaç vardır. Sistemin farklı girdilere nasıl yanıt vereceğini anlamak, limitlerini tespit edebilmek ve istenilen şekilde kontrol edilmesi sağlamak için matematiksel modelini bulmak gerekmektedir.

Döner ters sarkacın matematiksel modelini çıkarmak için Euler-Lagrange yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemin; basit yapılı sistemler için hesaplanması etkilidir. Yaklaşımın en büyük dezavantajı, karmaşık bir sistem için sadeleştirilmiş denklemleri elde etmek için önemli bir çaba gerekmesidir (Hamza vd, 2019).



Şekil 2.22. Ürettiğimiz döner ters sarkacın (3dRIP) üstten görünümü

Döner ters sarkacın kolunun dönüş açısı θ , sarkacın dönüş açısı ise α olarak adlandırılmıştır.



Şekil 2.23. Ürettiğimiz döner ters sarkacın (3dRIP) izometrik görünümü

Sarkacın kütle merkezinin konumu aşağıdaki x , y ve z koordinat değerleri ile verilmiştir:

$$x_p = L_r \cos \theta + l_p \sin \alpha \sin \theta \quad (2.1)$$

$$y_p = L_r \sin \theta - l_p \sin \alpha \cos \theta \quad (2.2)$$

$$z_p = l_p \cos \alpha \quad (2.3)$$

Kol kütle merkezinin konumu, aşağıdaki x , y ve z koordinat değerleri ile verilmiştir:

$$x_r = l_r \cos \theta \quad (2.4)$$

$$y_r = l_r \sin \theta \quad (2.5)$$

$$z_r = 0 \quad (2.6)$$

Sarkaç ve kolun hızı sistemin kinetik enerjisini hesaplamak için gereklidir. Bu nedenle, sarkaç ve kolun konumunun zamana göre türevi alınmıştır. Hız bileşenleri:

$$V_{p,x} = -L_r \dot{\theta} \sin \theta + l_p \dot{\alpha} \cos \alpha \sin \theta + l_p \dot{\theta} \cos \theta \sin \alpha \quad (2.7)$$

$$V_{p,y} = L_r \dot{\theta} \cos \theta - l_p \dot{\alpha} \cos \alpha \cos \theta + l_p \dot{\theta} \sin \alpha \sin \theta \quad (2.8)$$

$$V_{p,z} = -l_p \dot{\alpha} \sin \alpha \quad (2.9)$$

$$V_{r,x} = -\ell_r \dot{\theta} \sin \theta \quad (2.10)$$

$$V_{r,y} = \ell_r \dot{\theta} \cos \theta \quad (2.11)$$

$$V_{r,z} = 0 \quad (2.12)$$

Kinetik enerji formülasyonu nedeniyle, kol ve sarkacın bileşke hızı hesaplanmalıdır. Sarkacın hızı şu formülden bulunur:

$$V_p = \sqrt{V_{p,x}^2 + V_{p,y}^2 + V_{p,z}^2} \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} V_{p,x}^2 = & L_r^2 \dot{\theta}^2 \sin^2 \theta + \ell_p^2 \dot{\theta}^2 \cos^2 \theta \sin^2 \alpha + \ell p^2 \dot{\alpha}^2 \sin^2 \theta \cos^2 \alpha \\ & - 2L_r \ell_p \dot{\theta}^2 \sin \alpha \sin \theta \cos \theta - 2L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \sin \alpha \sin^2 \theta \cos \alpha \\ & + 2\ell p^2 \dot{\alpha} \dot{\theta} \sin \alpha \cos \alpha \sin \theta \cos \theta \end{aligned}$$

(2.14)

$$\begin{aligned} V_{p,y}^2 = & L_r^2 \dot{\theta}^2 \cos^2 \theta + \ell_p^2 \dot{\theta}^2 \sin^2 \theta \sin^2 \alpha + \ell p^2 \dot{\alpha}^2 \cos^2 \alpha \cos^2 \theta \\ & + 2L_r \ell_p \dot{\theta}^2 \sin \alpha \sin \theta \cos \theta - 2L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \sin \alpha \cos^2 \theta \cos \alpha \\ & + 2\ell p^2 \dot{\alpha} \dot{\theta} \sin \alpha \cos \alpha \sin \theta \cos \theta \end{aligned}$$

(2.15)

$$V_{p,z}^2 = \ell p^2 \dot{\alpha}^2 \sin^2 \alpha \quad (2.16)$$

Sadeleştirdikten sonra;

$$V_p^2 = \ell p^2 \dot{\alpha}^2 \sin^2 \alpha + L_r^2 \dot{\theta}^2 + \ell p^2 \dot{\alpha}^2 - 2L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \cos \alpha \quad (2.17)$$

Kolun hızı:

$$V_r = \sqrt{V_{r,x}^2 + V_{r,y}^2 + V_{r,z}^2} \quad (2.18)$$

$$V_{r,x}^2 = \ell_r^2 \dot{\theta}^2 \sin^2 \theta \quad (2.19)$$

$$V_{r,y}^2 = \ell_r^2 \dot{\theta}^2 \cos^2 \theta \quad (2.20)$$

$$V_{r,z}^2 = 0 \quad (2.21)$$

Sadeleştirdikten sonra

$$V_r = \ell_r^2 \dot{\theta}^2 \quad (2.22)$$

Mekanik sistemin hareket denklemini tanımlamak için bir Lagrange formülasyonu kullanılır, bu robot ve çoklu eklem sistemleri için kullanılan ortak bir

yaklaşımıdır. Lagrange yönteminde, denklemler Kartezyen koordinatları genelleştirilmiş koordinatlara (q_i) dönüştürmek için kullanılır. Lagrange formülasyonu;

$$L = K - U \quad (2.23)$$

K , Kinetik Enerjiyi temsil eder. Kinetik Enerji, dönme ve ötelenme hareketlerinden kaynaklanabilir ve bu nedenle, genelleştirilmiş koordinat değişkenleri $q(t)$ ve türevlerinin $\dot{q}(t)$ bir fonksiyonu olarak yazılabilir. U , Potansiyel Enerjiyi gösterir. Potansiyel enerji, yerçekimi ve yaylar gibi koruyucu kuvvetlerle üretilir. Dolayısıyla bu enerji yalnızca genelleştirilmiş koordinat değişkenleri $q(t)$ ile ilişkilidir.

N serbestlik dereceli sistemler için Euler-Lagrange denklemleri:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = Q_i \quad (2.24)$$

$i = 1, \dots, n$ ve Q_i genelleştirilmiş kuvveti tanımlar. Dış kuvvetlerden beslenir. Bu kuvvetler olağan olmayan dış kuvvetler olmalıdır. (Örneğin: sürtünme.)

Döner ters sarkaç iki derece serbestliğe sahiptir. Dolayısıyla, sarkaç ve kolun açıları (α ve θ) bu sistemde genelleştirilmiş koordinatlardır. Birinci genelleştirilmiş koordinat kolun konumu (θ) ve ikinci genelleştirilmiş koordinat sarkacın (α) konumu olarak alınır. Genelleştirilmiş kuvvetler şöyle tanımlanır:

$$Q_1 = \tau_\theta = \tau - B_r \dot{\theta} \quad (2.25)$$

$$Q_2 = \tau_\alpha = -B_p \dot{\alpha} \quad (2.26)$$

B_r ve B_p viskoz sönümlenme katsayısıdır. τ servo motor ile üretilen kol üzerine uygulanan torku açıklar.

Ek olarak:

$$\tau = \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g (V_m - K_g K_m \dot{\theta})}{R_m} \quad (2.27)$$

Daha sonra döner ters sarkaçların Euler-Lagrange denklemleri olarak tanımlanır:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} = \tau - B_r \dot{\theta} \quad (2.28)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{a}} \right) - \frac{\partial L}{\partial a} = -B_p \dot{a} \quad (2.29)$$

Sistemin toplam kinetik enerjisi:

$$K_T = K_p + K_r \quad (2.30)$$

Sarkaç için;

$$K_p = K_{p, \text{ötelenme}} + K_{p, \text{dönme}} \quad (2.31)$$

$$K_{p, \text{ötelenme}} = \frac{1}{2} m_r v_r^2 \quad (2.32)$$

$$K_{p, \text{ötelenme}} = \frac{1}{2} m_p \ell_p^2 \dot{\alpha}^2 \sin^2 \alpha + L_r^2 \dot{\theta}^2 + \ell_p^2 \dot{\alpha}^2 - 2L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \cos \alpha \quad (2.33)$$

$$K_{p, \text{dönme}} = \frac{1}{2} J_p \dot{a}^2 + \frac{1}{2} J_p \sin^2 a \dot{\theta}^2 \quad (2.34)$$

$$K_p = \frac{1}{2} m_p \ell_p^2 \dot{\alpha}^2 \sin^2 \alpha + L_r^2 \dot{\theta}^2 + \ell_p^2 \dot{\alpha}^2 - 2L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \cos \alpha + \frac{1}{2} J_p \dot{a}^2 + \frac{1}{2} J_p \sin^2 a \dot{\theta}^2 \quad (2.35)$$

Kol için;

$$K_r = K_{r, \text{ötelenme}} + K_{r, \text{dönme}} \quad (2.36)$$

$$K_{r, \text{ötelenme}} = \frac{1}{2} m_r v_r^2 \quad (2.37)$$

$$K_{r, \text{ötelenme}} = \frac{1}{2} m_r \ell_r^2 \dot{\theta}^2 \quad (2.38)$$

$$K_{r, \text{dönme}} = \frac{1}{2} J_r \dot{\theta}^2 \quad (2.39)$$

$$K_r = \frac{1}{2} m_r \ell_r^2 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} J_r \dot{\theta}^2 \quad (2.40)$$

Sistemin toplam kinetik enerjisi:

$$K_T = \frac{1}{2} m_p \ell_p^2 \dot{\alpha}^2 \sin^2 \alpha + L_r^2 \dot{\theta}^2 + \ell_p^2 \dot{\alpha}^2 - 2L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \cos \alpha + \frac{1}{2} J_p \dot{\alpha}^2 + \frac{1}{2} J_p \sin^2 \alpha \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} m_r \ell_r^2 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} J_r \dot{\theta}^2 \quad (2.41)$$

Sistemin potansiyel enerjisi ise, yalnızca sarkaç tarafından yerçekimi nedeniyle üretilir:

$$U = m_p g h \quad (2.42)$$

ve

$$h = (1 - \cos \alpha) \text{ olduğu için} \quad (2.43)$$

Sarkaç aşağı konumdayken potansiyel enerji denklemi:

$$U = -m_p g \ell_p (1 - \cos \alpha) \quad (2.44)$$

Lagrange formülasyonu:

$$L = \frac{1}{2} \dot{\theta}^2 (m_p L_r^2 + \sin^2 \alpha (J_p + m_p \ell_p^2) + J_r + m_r \ell_r^2) + \frac{1}{2} \dot{\alpha}^2 (m_p L_r^2 + J_p) - m_p L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \cos \alpha + m_p g \ell_p (1 - \cos \alpha) \quad (2.45)$$

Birinci genelleştirilmiş koordinatlar için Euler-Lagrange denkleminin bileşenleri:

$$\frac{\partial L}{\partial \theta} = 0 \quad (2.46)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} = \dot{\theta} (m_p L_r^2 + \sin^2 \alpha (J_p + m_p \ell_p^2) + J_r + m_r \ell_r^2) - m_p L_r \ell_p \dot{\alpha} \cos \alpha \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) &= \ddot{\theta} (m_p L_r^2 + \sin^2 a (J_p + m_p \ell_p^2)) + J_r + m_r \ell_r^2 \\
&+ 2(J_p + m_p \ell_p^2) \dot{\alpha} \dot{\theta} \cos \alpha \sin a - \ddot{a} (m_p L_r \ell_p \cos a) \\
&+ m_p L_r \ell_p \dot{\alpha}^2 \sin a
\end{aligned} \tag{2.48}$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} = \tau - B_r \dot{\theta} \tag{2.49}$$

Tüm terimler toplandığında, ilk doğrusal olmayan denklem;

$$\begin{aligned}
\ddot{\theta} (m_p L_r^2 + \sin^2 a (J_p + m_p \ell_p^2)) + J_r + m_r \ell_r^2 - \ddot{a} (m_p L_r \ell_p \cos a) + \dot{\theta} (B_r \\
+ (J_p + m_p \ell_p^2) \dot{\alpha} \cos \alpha \sin a) \\
+ \dot{a} ((J_p + m_p \ell_p^2) \dot{\alpha} \cos \alpha \sin a + m_p L_r \ell_p \dot{a} \sin a) = \tau
\end{aligned} \tag{2.50}$$

İkinci genelleştirilmiş koordinatlar için (sarkaç konumu), Euler-Lagrange denkleminin bileşenleri şu şekilde hesaplanır:

$$\frac{\partial L}{\partial a} = (J_p + m_p \ell_p^2) \dot{\theta}^2 \cos \alpha \sin a + m_p L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \sin a + m_p g \ell_p \sin a \tag{2.51}$$

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{a}} = (J_p + m_p \ell_p^2) \dot{\alpha} - m_p L_r \ell_p \dot{\theta} \cos \alpha \tag{2.52}$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{a}} \right) = \ddot{\theta} (-m_p L_r \ell_p \cos a) + \ddot{a} (J_p + m_p \ell_p^2) + m_p L_r \ell_p \dot{\alpha} \dot{\theta} \sin a \tag{2.53}$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{a}} \right) - \frac{\partial L}{\partial a} = -B_p \dot{a} \tag{2.54}$$

Tüm terimler toplandığında, ikinci doğrusal olmayan denklem;

$$\begin{aligned} & \ddot{\theta}(-m_p L_r \ell_p \cos a) + \ddot{a}(J_p + m_p \ell_p^2) \\ & + \dot{\theta}(-(J_p + m_p \ell_p^2)\dot{\theta} \sin a \cos a) - m_p g \ell_p \sin a + B_p \dot{a} = 0 \end{aligned} \quad (2.55)$$

2.4.1. Dinamik Denklemleri Doğrusallaştırma

Ürettiğimiz deney düzeneği olan döner ters sarkaç için çıkardığımız matematiksel modelde elde ettiğimiz dinamik hareket denklemleri doğrusal değildir. Sistemin transfer fonksiyonlarını bulabilmek ve doğrusal bir kontrolör tasarlamak için bu denklemler doğrusallaştırılmalıdır. Doğrusallaştırma için Taylor serisi açılımını kullandık.

Döner ters sarkaç için z değişkenleri $z^T = [\ddot{\theta}, \ddot{a}, \dot{\theta}, \dot{a}, \theta, a]$ olmak üzere, z durumuna bağlı doğrusal olmayan bir $f(z)$ fonksiyonu tanımlanır. Burada $z_0^T = [0,0,0,0,0,0]$ kabul ederiz. Taylor serisinin 1.dereceden açılımını kullanarak, $z_0 = (a, b, \dots, n)$ çalışma noktasındaki karşılık gelen doğrusallaştırılmış fonksiyon $f_{doğrusal}(z)$:

$$f_{doğrusal}(z) = f(z_0) + \left(\frac{\partial f(z)}{\partial(z_1)} \right) \Big|_{z=z_0} (z_1 - a) + \dots + \left(\frac{\partial f(z)}{\partial(z_n)} \right) \Big|_{z=z_0} (z_n - n)$$

$$f_{doğrusal}(z) = f(z_0) + \left(\frac{\partial f(z)}{\partial(\ddot{\theta})} \right) \Big|_{z=z_0} (\ddot{\theta} - 0) + \dots + \left(\frac{\partial f(z)}{\partial(a)} \right) \Big|_{z=z_0} (a - 0)$$

Birinci doğrusal olmayan denklem için:

$$\begin{aligned} f_1(z) &= \ddot{\theta}(m_p L_r^2 + \sin^2 a (J_p + m_p \ell_p^2) + J_r + m_r \ell_r^2) - \ddot{a}(m_p L_r \ell_p \cos a) + \dot{\theta}(B_r \\ &+ (J_p + m_p \ell_p^2)\dot{\theta} \cos a \sin a) \\ &+ \dot{a}(J_p + m_p \ell_p^2)\dot{a} \cos a \sin a + m_p L_r \ell_p \dot{a} \sin a \\ &= \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g (V_m - K_g K_m \dot{\theta})}{R_m} \end{aligned} \quad (2.56)$$

$$f_1(z_0) = 0$$

(2.57)

$$\left(\frac{\partial f_1(z)}{\partial(\ddot{\theta})}\right)_{z=z_0} = (m_p L_r^2 + J_r + m_r \ell_r^2) \quad (2.58)$$

$$\left(\frac{\partial f_1(z)}{\partial(\ddot{\alpha})}\right)_{z=z_0} = (-m_p L_r \ell_p) \quad (2.59)$$

$$\left(\frac{\partial f_1(z)}{\partial(\dot{\theta})}\right)_{z=z_0} = \left(B_r + \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g (K_g K_m)}{R_m}\right) \quad (2.60)$$

$$\left(\frac{\partial f_1(z)}{\partial(\dot{\alpha})}\right)_{z=z_0} = 0 \quad (2.61)$$

$$\left(\frac{\partial f_1(z)}{\partial(\theta)}\right)_{z=z_0} = 0 \quad (2.62)$$

$$\left(\frac{\partial f_1(z)}{\partial(\alpha)}\right)_{z=z_0} = 0 \quad (2.63)$$

Birinci doğrusal denklem:

$$\begin{aligned} (m_p L_r^2 + J_r + m_r \ell_r^2) \ddot{\theta} + (-m_p L_r \ell_p) \ddot{\alpha} + \left(B_r + \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g (K_g K_m)}{R_m}\right) \dot{\theta} \\ = \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g (V_m)}{R_m} \end{aligned} \quad (2.64)$$

İkinci doğrusal olmayan denklem:

$$\begin{aligned} f_2(z) = \ddot{\theta}(-m_p L_r \ell_p \cos a) + \ddot{\alpha}(J_p + m_p \ell_p^2) \\ + \dot{\theta}(-(J_p + m_p \ell_p^2) \dot{\theta} \sin a \cos a) - m_p g \ell_p \sin a + B_p \dot{\alpha} = 0 \end{aligned} \quad (2.65)$$

$$f_2(z_0) = 0 \quad (2.66)$$

$$\left(\frac{\partial f_2(z)}{\partial(\dot{\theta})}\right) \Big|_{z=z_0} = (-m_p L_r \ell_p) \quad (2.67)$$

$$\left(\frac{\partial f_2(z)}{\partial(\ddot{\alpha})}\right) \Big|_{z=z_0} = (J_p + m_p \ell_p^2) \quad (2.68)$$

$$\left(\frac{\partial f_2(z)}{\partial(\dot{\theta})}\right) \Big|_{z=z_0} = 0 \quad (2.69)$$

$$\left(\frac{\partial f_2(z)}{\partial(\dot{\alpha})}\right) \Big|_{z=z_0} = B_p \quad (2.70)$$

$$\left(\frac{\partial f_2(z)}{\partial(\theta)}\right) \Big|_{z=z_0} = 0 \quad (2.71)$$

$$\left(\frac{\partial f_2(z)}{\partial(\alpha)}\right) \Big|_{z=z_0} = (-m_p g \ell_p) \quad (2.72)$$

İkinci doğrusal denklem:

$$(-m_p L_r \ell_p) \ddot{\theta} + (J_p + m_p \ell_p^2) \ddot{\alpha} - m_p g \ell_p \alpha + B_p \dot{\alpha} = 0 \quad (2.73)$$

İşlem kolaylığı açısından bazı çarpım ifadelerini şu şekilde kısaltırız:

$$a = m_p L_r^2 + J_r + m_r \ell_r^2, \quad b = J_p + m_p \ell_p^2, \quad c = m_p L_r \ell_p, \quad d = m_p g \ell_p, \\ e = ab - c^2, \quad f = \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g (K_g K_m)}{R_m}, \quad h = \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g (V_m)}{R_m} \quad (2.74)$$

Girişlerin durum uzayı temsili şu şekildedir:

$$x_1 = \theta, x_2 = \alpha, x_3 = \dot{\theta}, x_4 = \dot{\alpha} \quad (2.75)$$

$$\dot{x}_1 = \dot{\theta}, \dot{x}_2 = \dot{\alpha}, \dot{x}_3 = \ddot{\theta}, \dot{x}_4 = \ddot{\alpha} \quad (2.76)$$

Doğrusallaştırılmış denklemler şu hale gelir:

$$ax_3 - cx_4 + (B_r + f)x_3 = h \quad (2.77)$$

$$-cx_3 + bx_4 - dx_2 + B_p x_4 = 0 \quad (2.78)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{dc}{e} & -\frac{b(B_r + f)}{e} & -\frac{cB_p}{e} \\ 0 & \frac{ad}{e} & -\frac{c(B_r + f)}{e} & -\frac{aB_p}{e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \alpha \\ \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{bh}{e} \\ \frac{ch}{e} \end{bmatrix} V_m \quad (2.79)$$

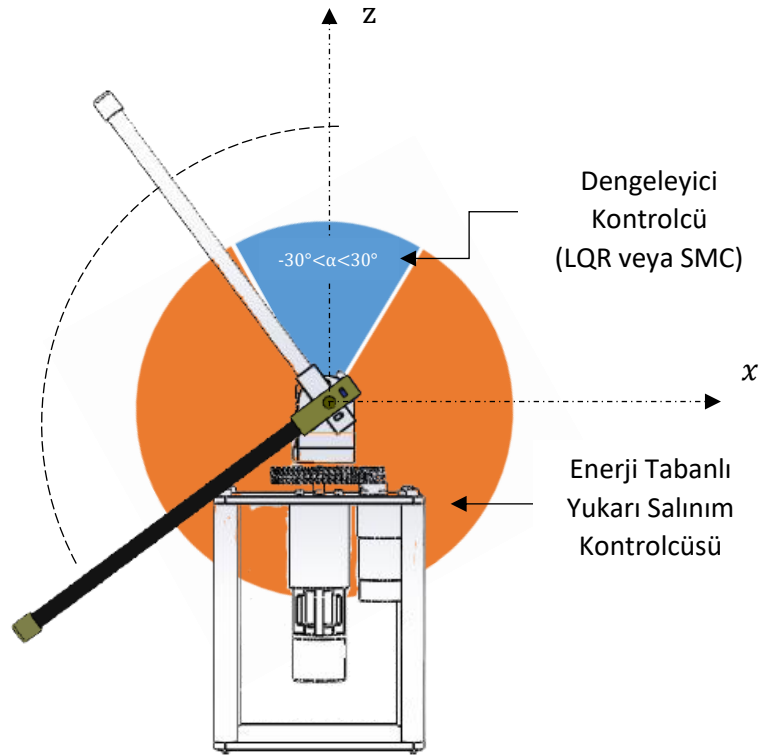
Tarafımızca tasarlanan ve üç boyutlu yazıcı teknolojisi ile imal edilen döner ters sarkaç deney düzeneğinin (3dRIP) fiziksel özellikleri Tablo 2.1.'de verilmiştir.

Tablo 2.1. Döner ters sarkacın (3dRIP) fiziksel özellikleri

Sembol	Açıklama	Değer
g	Yerçekimi kuvveti	9.81
R_m	Armatür direnci	1.714
K_t	Motor tork sabiti	0.11434
K_g	Dişli oranı	4.1
K_m	Motor zıt EMK sabiti	0.11434
η_m	Motor verimi	0.69
η_g	Dişli takımı verimi	0.9
J_p	Sarkaç atalet momenti	1.6641e-4
J_r	Kol atalet momenti	0.0018
m_p	Sarkaç kütlesi	0.03
m_r	Kol kütlesi	0.35
L_p	Sarkaç toplam uzunluğu	0.258
L_r	Kol toplam uzunluğu	0.25
l_p	Sarkaç kütle merkezi uzunluğu	0.11
l_r	Kol kütle merkezi uzunluğu	0.15
B_r	Koldaki viskoz sürtünme	0.0018
B_p	Sarkaçtaki viskoz sürtünme	0.0026

3. TEORİK TEMELLER

Döner Ters Sarkacı hareketsiz aşağı asılı konumundan, tepe noktasındaki kararsız denge noktasına getirmek için bir hibrit kontrolcü tasarlanmıştır. Bu hibrit kontrolcü yukarı-salınım kontrolcü ve dengeleyici kontrolcü şeklinde adlandırılmış 2 kısımdan oluşmaktadır. Sarkaç çubuğu hareketsiz halde aşağı pozisyonda sabit dururken ilk olarak enerji tabanlı yukarı-salınım kontrolcüsü çalışmaktadır. Şekil 3.1'de turuncu renkte gösterilen kısım, enerji tabanlı yukarı-salınım kontrolcüsünün çalışma alanını göstermektedir. Enerji tabanlı yukarı-salınım kontrolcüsü sarkaç çubuğunu z eksenine göre açısını $-30^\circ < \alpha < 30^\circ$ bölgesine getirdiğinde dengeleyici kontrolcüler devreye girmekte ve sarkaç çubuğunu yukarı pozisyonda, yani kararsız denge noktasında dengelemektedir. Şekil 3.1'de mavi renkte gösterilen kısım, dengeleyici kontrolcülerin çalışma alanını göstermektedir. Dengeleyici kontrolcüler için önce LQR kontrol yöntemi, daha sonra da SMC kontrol yöntemi uygulanarak, bu yöntemlerin performans karşılaştırması benzetim ve deneysel çalışmalar üzerinde yapılmıştır.



Şekil 3.1. Hibrit kontrolcü çalışma şemasının geometrik gösterimi

Bu bölümde döner ters sarkaç sistemi için bir yukarı-salınım kontrol yöntemi gösterilmiştir. Sonrasında Kayan Kipli Kontrolün tarihine değinilmiştir. Günümüze kadar döner ters sarkaç üzerinde Kayan Kipli Kontrolle ilgili yapılan çalışmalar incelenmiştir. İç içe geçmiş Kayan Kipli Kontrol yönteminden bahsedilmiş ve bununla alakalı teorik çalışmalar ve yöntemin matematiksel izahı anlatılmıştır. Daha sonra bu kontrol yöntemiyle döner ters sarkaç sisteminin Matlab ® programı üzerinde benzetim çalışması yapılmış ve sonuçlar grafikler halinde açıklanmıştır. Aynı süreç Doğrusal Karesel Düzenleyici yöntemi içinde yapılmıştır.

3.1. Enerji Tabanlı Yukarı-Salınım Kontrolcüsü Tasarımı

Sarkacın aşağı (hareketsiz) pozisyondan yukarı doğru sallanması, sistemdeki enerji miktarının kontrol edilmesiyle de gerçekleştirilebilir. Sarkaç sistemindeki enerji, geri besleme kontrolü kullanılarak istenen bir değere yönlendirilebilir (Åström ve Furuta, 1996). Sarkaç, dik konuma karşılık gelene kadar yeterli enerji ekleyerek, kararsız dengesi noktasına kadar döndürülebilir.

Sarkaç dik konuma yakın olduğunda, daha önce tasarlanan dengeleyici kontrolör sarkacı yakalamak ve onu kararsız denge noktası etrafında dengelemek için tetiklenebilir. Yani sisteme; yukarı-salınım kontrolcüsü ve dengeleyici kontrolcüden oluşan hibrit bir kontrolcü uygulanır.

Sarkacın asılı durumdan dik denge durumuna sallanması için, enerjisinin 0'dan $E_r = 2m_p g l_p$ 'ye yükseltilmesi gerekir. Sistemde enerji E dik konumda maksimum olacak şekilde tanımlanır.

Sarkacın potansiyel ve kinetik enerjileri:

$$E_p = m_p g l_p (1 - \cos \alpha) \quad (3.1)$$

$$E_k = \frac{1}{2} J_p \dot{\alpha}^2 \quad (3.2)$$

Çubuk aşağı durumdayken, yani hareketsizken sarkaç açısı $\alpha = 0$ kabul edilmiştir. Sistemdeki toplam enerji E 'yi yukarıda verilen potansiyel ve kinetik enerjiler toplamından bulunmaktadır.

$$E = \frac{1}{2} J_p \dot{\alpha}^2 + m_p g l_p (1 - \cos \alpha) \quad (3.3)$$

Kol ivmesini ($\ddot{\theta}$) kullanarak sarkaç enerjisini kontrol etmek isterken, ikisi arasında bir ilişki bulunması gerekmektedir. Bu ilişki yukarıdaki enerji denkleminin türetilmesiyle bulunabilir.

$$\dot{E} = J_p \dot{\alpha} \ddot{\alpha} + m_p g l_p \dot{\alpha} \sin \alpha \quad (3.4)$$

Sarkacın dinamikleri, kol ivmesi açısından şu şekilde yeniden tanımlanmıştır (Quanser., 2015):

$$\ddot{\theta}(-m_p l_p \cos a) + \ddot{a}(J_p) + m_p g l_p \sin a = 0 \quad (3.5)$$

$\ddot{\theta} = u$ eşitliği yazılırsa:

$$J_p \ddot{\alpha} + m_p g l_p \sin \alpha = m_p l_p u \cos \alpha \quad (3.6)$$

Burada kol ivmesi u , sarkaç bağlantı noktasındaki kolun doğrusal ivmesidir. İvme, döner kolun torkuyla orantılıdır ve şu şekilde ifade edilir:

$$\tau = m_r L_r u \quad (3.7)$$

Yeniden tanımlanmış kol ivmesi bağıntısını (3.4) ve (3.6) denklemleri kullanılarak \dot{E} eşitliği için tekrar yazılırsa:

$$\dot{E} = m_p l_p \dot{\alpha} u \cos \alpha \quad (3.8)$$

Yukarıdaki denklemde, enerjinin doğrusal olmayan bir kazanç ile tek bir entegratör kullanılarak kontrol edilebileceği fark edilmiştir. Kontrol stratejisi Lyapunov fonksiyonuna göre geliştirilmiştir:

$$V = \frac{1}{2}(E - E_r)^2 \quad (3.9)$$

Sistemin kararlı olması için \dot{V} 'nin negatif tanımlı olmasına ihtiyacımız vardır.

$$\dot{V} = m_p l_p \mu (E - E_r) \dot{\alpha} u \cos \alpha \quad (3.10)$$

\dot{V} 'i negatif tutacak kontrol kuralı

$$u = \text{sat}_{u_{max}}(\mu (E - E_r) \text{sign}(\dot{\alpha} \cos \alpha)) \quad (3.11)$$

burada μ ayarlanabilir bir kontrol kazancıdır. Yukarıda verilen $\text{sat}_{u_{max}}$ fonksiyonu, sarkacın maksimum hızlanmasında kontrol sinyalini sınırlamaktadır. u_{max} değeri (Quanser., 2015) 'den aşağıdaki eşitlikten bulunur:

$$u_{max} = \frac{\tau_{max}}{M_r L_r} \quad (3.12)$$

3.2. Kayan Kipli Kontrol (SMC)

Değişken yapılı kontrol sistemleri (VSCS) 1960'ların başında Rusya'da Emelyanov ve Barbashin'in öncülüğünde ortaya çıkmıştır (Emelyanov, 1967). Utkin 1977 'de İngiltere'de yayınlanana kadar bu fikir Rusya'nın dışına çıkmadı (V. Utkin, 1977). VSCS, adından da anlaşılacağı gibi, kontrol kuralının, sistemin durumuna göre kontrol sürecinde sürekli olarak değiştirildiği bir sistemdir. Bu kavram, gürbüz düzenleyici tasarımı için daha sonradan kullanılmaya başlandı. Bu fikir, otomatik uçuş kontrol, elektrik motor kontrolü, kimyasal prosesler, helikopter sabitlik geliştirme, uzay sistemleri ve robotlar gibi çeşitli alanlarda başarıyla uygulanmıştır (Edwards ve Spurgeon, 1998) . Bu yöntemin en önemli avantajlarından biri, sistem belirsizlikleri ve gürültülere karşı dayanıklı, çoğu durumda değişmez kontrolcü özelliğidir (V. I. Utkin, 2008).

Literatürde döner ters sarkaç sistemi üzerinde yapılan Kayan Kipli Kontrol ile alakalı farklı çalışmalara rastlanmıştır.

Khanesar, vd (2007) çalışmasında döner ters sarkaç üzerinde sistemlerde Kayan Kipli Kontrol'ü uygulamak için kayma yüzeyinde iç içe geçmiş bir yapı oluşturmuştur; iki kayar yüzey tasarlayıp daha sonra bu yüzeyleri bir sabit ile birleştirmiştir. Sistemi simülasyon üzerinde başarıyla kontrol etmiştir.

Kuo, vd (2009) çalışmasında döner ters sarkaç için yeni bir uyarlamalı oransal integral türevsel (PID) kayan mod kontrolörü önermektedir. Simülasyon sonuçlarında önerilen yöntemin, çatırtı ve sabit durum hatasını ortadan kaldırdığı görülmüştür.

Park ve Chwa, (2009) çalışmasında arabalı sarkaç ve döner ters sarkaç sistemi için birleştirilmiş bir Kayan Kipli Kontrol yöntemi sunmuştur. Hem harekete geçirilmiş hem de harekete geçirilmemiş sistemler için kayma yüzeyi oluşturmuş, daha sonra bu yüzeyleri duruma bağlı bir birleştirme parametresiyle birleştirip kullanmayı önermiştir. Ayrıca eksen bölgesindeki tekillikten kaçınmak için bir doyma fonksiyonu kullanmıştır. Arabalı sarkaç için üst yarı düzlemde yarı küresel asimptotik kararlılığı teorik olarak garanti etmiştir.

Demirtas, vd (2013) çalışmasında LabVIEW kullanılarak döner ters sarkacın kayan mod kontrolü ve PID kontrolü için eğitici bir sanal laboratuvar aracı tasarlamıştır.

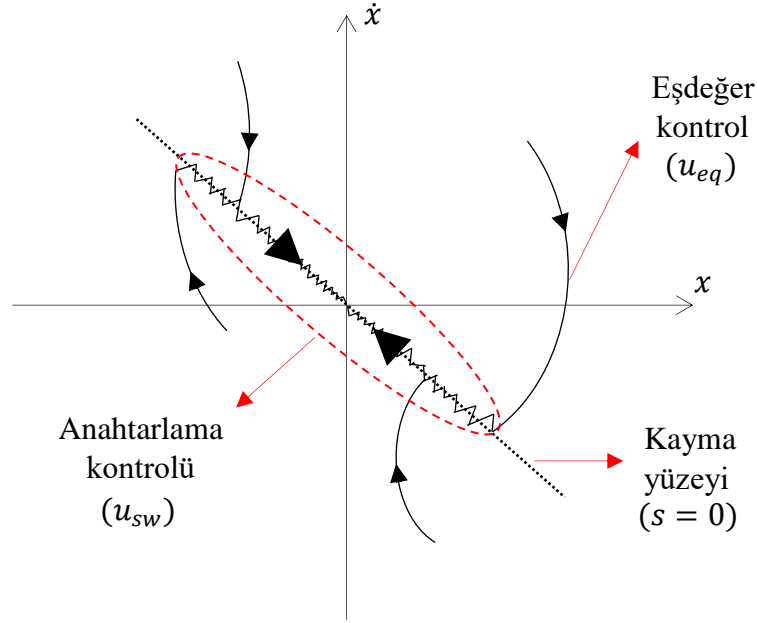
Anvar, vd (2010) çalışmasında döner bir ters sarkacın yukarı-salınım ve dengelenmesi için genetik algoritma tabanlı durum geri besleme kontrolü ve Kayan Kipli Kontrol'ü (SMC) birleştirmiştir.

Kurode, vd (2011) çalışmasında döner ters sarkaç üzerinde Kayan Kipli Kontrol'ü hem yukarı-salınım hem de dengelenme için kullanmıştır. Bu yöntemi oransal türev ve Doğrusal Karesel Düzenleyici'den oluşan hibrit bir kontrolcü ile kıyaslamıştır. Deneysel sonuçlar Kayan Kipli Kontrol'ün dengelenme süresinin hibrit kontrolcüden daha iyi olduğunu göstermiştir.

Rajan, vd (2016) çalışmasında birleştirilmiş kayan mod kontrolcüsü ve integral geri adımlamalı kayan kipli kontrolcüsü önermiştir. Her iki kontrolcü de, yukarı-salınım modu ile dengelenme modu arasında bir anahtarlama şeması içermeyen agresif salınım ve dengelenme sağlamıştır. Önerilen kontrolcülerin performansını karşılaştırmak için simülasyonlar yapılmış, integral geri adımlamalı kayan mod kontrolcü hem eşleşen hem de eşleşmemiş belirsizliklere karşı daha yüksek sağlamlık oluşturmuştur.

Döner ters sarkaç üzerinde şimdiye kadar yapılan çalışmalar incelendiğinde Kayan Kipli Kontrolü farklı yöntemlerle birleştirerek kontrol hedefleri sağlanmıştır. Döner ters sarkacın minimum olmayan faz yapısı nedeniyle geleneksel Kayan Kipli Kontrol ile kontrol edilmesi mümkün değildir. Harekete geçirilmiş ve harekete geçirilmemiş iki kayma yüzeyi belirleme, sonrasında da bir sabit veya duruma bağlı bir birleştirme fonksiyonu ile ana kayma yüzeyi oluşturma yaklaşımı döner ters sarkaç gibi sistemlerde Kayan Kipli Kontrol yönteminin kullanılabilmesine bir çözüm sunmaktadır. Bu yöntem araştırmacılar tarafından İç İç Geçmiş Kayan Kipli Kontrol, Ayrışmış Kayan Kipli Kontrol, Hiyerarşik Kayan Kipli Kontrol gibi farklı şekillerde adlandırılrsa da arkasındaki fikir hepsinde ortaktır. Literatürde bulunan çalışmalarda çoğunlukla, yöntem simülasyon ortamında sınınmış fakat deneysel olarak test edilmemiştir. (Park ve Chwa, 2009) çalışmasında bir arabalı sarkaç için yöntemin teorik kanıtlamasını yapmış, bir döner ters sarkaç üzerinde de yöntemin deneysel sonuçlarını paylaşmıştır. Bu tez çalışması kapsamında iç içe geçmiş Kayan Kipli Kontrol yönteminin döner ters sarkaç sistemi üzerinde teorik kanıtlamasının yapılması, bilgisayar ortamında benzetim çalışmasında kontrol gerçekleştirilmesi ve deneysel olarak dengelenme sağlanması hedeflenmiştir.

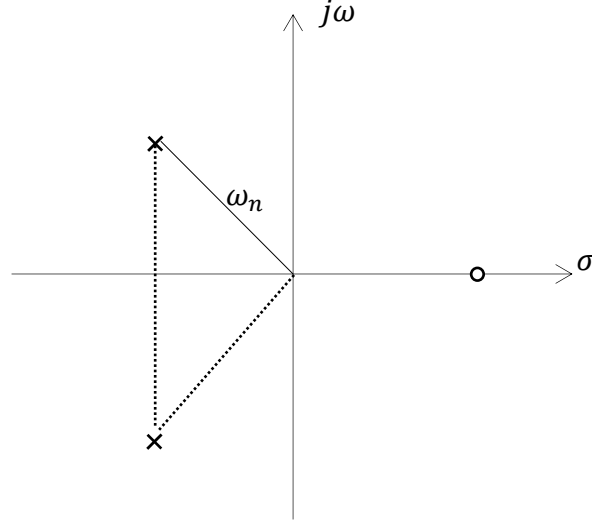
Değişken yapıli kontrol yönteminin özel bir türü olan Kayan Kipli Kontrol (SMC) yönteminin amacı, kontrol edilecek sistemi, kayma yüzeyi olarak adlandırılan bir kayar hiper yüzeye yönlendirmek ve sistemi anahtarlama tekniğiyle bu yüzey üzerinde tutarak denge noktasına yönelmesini sağlamaktır.



Şekil 3.2. İkinci dereceden bir sistemde kayma hareketinin faz portresi

Döner ters sarkaç sistemin kontrolü zordur çünkü bu sistemin iki serbestlik derecesi ve sadece bir kontrol girişi vardır. Ayrıca bu sistem, minimum fazlı olmayan bir sistemdir. Minimum fazlı olmayan bir sistem, iç veya sıfır dinamikleri kararsız olan bir sistemdir. Bu tür sistemler, geri beslemeli doğrusallaştırma ve kayan mod kontrolör tasarımı (Lu ve Spurgeon, 1996) gibi doğrusal olmayan kontrolör tasarım tekniklerinin uygulanmasını kısıtlar.

Minimum fazlı olmayan bir sistem; sağ yarı s düzleminde en az bir kutup veya sıfırı bulunan bir sistemdir. Böyle sistemlerin davranışları, sahip oldukları sağ yarı düzlem sıfırları tarafından yönlendirilir. Karakteristik özelliği sisteme ait geçici hal cevabının başta basamak girişe zıt doğrultuda bir değişim sergilemesidir.



Şekil 3.3. Minimum fazlı olmayan bir sistemin sıfır ve kutup yerleşimi

Geleneksel kayan kip kontrol tekniği, ayrıştırılmadığı ve her alt sistem kendine ait bir kontrol kanalı ile donatılmadığı için eksik tahrikli sistemler için uygulanamaz. Park ve Chwa, (2009) 'de, bu problemin üstesinden gelmek için, etkinleştirilmiş ve etkinleştirilmemiş durumlar ve bunların zaman türevleri için birleştirilmiş bir kayma yüzeyi önermiştir. Ayrıca doygunluk fonksiyonları ve alt kayma yüzeylerinde duruma bağlı bir birleştirme parametresini de tanıtmıştır.

Kayan kip kontrol tasarımı iki bölümden oluşur; birinci olarak kayma yüzeyinin bulunması daha sonrada bu yüzeye gidecek kontrol kuralının bulunmasıdır (Khanesar vd., 2007) .

3.2.1. Kayma Yüzeyi Tespiti

Sistem dinamiklerinin durum uzayı ifadeleri şu gösterimle bulunabilir:

$$\dot{x}_1 = \dot{\theta} = x_3$$

$$\dot{x}_2 = \dot{\alpha} = x_4$$

$$\dot{x}_3 = \ddot{\theta} = f_\theta + g_\theta u$$

$$\dot{x}_4 = \ddot{\alpha} = f_\alpha + g_\alpha u \quad (3.13)$$

Doğrusal olmayan dinamik denklemler (2.50) ve (2.55) matris gösterim formunda tekrar yazılarak aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Üstte yazılan şekilde denklemler yerine konulursa:

$$\begin{bmatrix} a + c\sin^2(\alpha) & -b\cos(\alpha) \\ -b\cos(\alpha) & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\theta}(B_r + c\dot{\alpha}\cos\alpha\sin\alpha + f) + \dot{\alpha}(c\dot{\alpha}\cos\alpha\sin\alpha + b\dot{\alpha}\sin\alpha) \\ \dot{\theta}^2(c\sin\alpha\cos\alpha) - d\sin\alpha + B_p\dot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Son haline gelir.

Yukarıdaki denklemlerden faydalanarak:

$$\begin{aligned} f_{\theta} &= \frac{(n_2 m_{22}^{-1} m_{12} - n_1)}{(m_{11} - m_{21} m_{22}^{-1} m_{12})} \\ f_{\alpha} &= \frac{(n_2 m_{21}^{-1} m_{11} - n_1)}{(m_{12} - m_{22} m_{21}^{-1} m_{11})} \\ g_{\theta} &= \frac{h}{m_{11} - m_{21} m_{22}^{-1} m_{12}} \\ g_{\alpha} &= \frac{h}{m_{12} - m_{22} m_{21}^{-1} m_{11}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Sistemin genelleştirilmiş koordinat vektörü $q = [\theta, \alpha]^T$ 'dür. Her bir genelleştirilmiş koordinata göre alt kayma yüzeyleri tasarlanırsa:

$$s_{\alpha} = \dot{\alpha} + c_{\alpha}\alpha \quad (3.17)$$

$$s_{\theta} = \dot{\theta} + c_{\theta}\theta \quad (3.18)$$

Burada c_{α} ve c_{θ} pozitif sabitlerdir. Üstte yazdığımız iki alt kayma yüzeyini birleştirmek için sabit birleştirme parametresi λ yerine, sıfır dinamiğinin kararlılığını yatay eksen hariç tüm düzleme yayabilmek için, bir duruma bağlı birleştirme parametresi $\bar{\lambda}$ kullanırız (Park ve Chwa, 2009).

Kayma yüzeyini şu şekilde oluştururuz:

$$s = s_{\alpha} + \bar{\lambda}(\alpha)s_{\theta} \quad (3.19)$$

Sarkaç açısı(α)'ya bağlı olarak değişecek olan $\bar{\lambda}(\alpha)$ birleştirme parametresi (Rajan vd., 2016):

$$\bar{\lambda}(\alpha) = \lambda\cos(\alpha) \quad (3.20)$$

Burada λ sabit bir değerdir.

3.2.2. Kontrol Kuralı Tespiti

Kayan Kipli Kontrolün amacı, sistemi kayma yüzeyine yönlendirmek ve yüzey üzerinde tutarak denge noktasına yönelmesini sağlamaktır. Sistem iki aşamadan oluşur. Sistemi kontrol yüzeyi üzerine sürecek kontrol girişi (u_{eq}) ve sistemi kontrol yüzeyi üzerinde tutacak kontrol girişi (u_{sw})'dir.

Sistemi kontrol yüzeyine sürecek olan kontrol girişi, eşdeğer kontrol (u_{eq}) olarak adlandırılır ve alt sistemler için ayrı ayrı bulunacaktır. Eşdeğer kontrol, alt kayma yüzeyi denklemlerinin zamana göre türevi alınarak hesaplanır.

Toplam kontrol kuralı; sistemin eşdeğer kontrolü ile anahtarlama kontrolünün toplamından oluşur:

$$u = u_{eq} + u_{sw} \quad (3.21)$$

Elde edilen yeni kontrol yönteminin kararlılığı, bu alanda tercih edilen Lyapunov Kararlılık Teoremi ile garanti altına alınmıştır. Kayma yüzeyine yakınsamayı garanti etmek için bir Lyapunov fonksiyonu $V(s)$, kayan yüzeyin (s) pozitif bir fonksiyonu olarak tanımlanır. $V = s^2$ 'yi azaltmak için, V 'nin türevini negatif yapacak şekilde bir kayan mod kontrolü tasarlanmalıdır. Anahtarlama kontrolünü: $u = -K \cdot sgn(s)$ alırsak, $K > 0$ olmak üzere, her zaman Lyapunov kararlılık şartını sağlamış oluruz.

Sonlu ulaşma süresini sağlamak için, kayan yüzeyin zaman türevi şu şekilde alınır:

$$\dot{s} = -K \cdot sgn(s) \quad (3.22)$$

Sistemi kontrol yüzeyine sürecek olan kontrol girişi, eşdeğer kontrol (u_{eq}) ; kayma yüzeyinin türevi 0' a eşitlenerek bulunur. Kayma yüzeyinin türevini aşağıdaki gibi kabul ederek eşdeğer kontrol (u_{eq}) ile birlikte anahtarlama kontrolü de (u_{sw}) bulunmuş olmaktadır.

Kayma yüzeyinin zamana göre türevi alınır ve alt kayma yüzeyi formüllerinden faydalanılırsa, eşdeğer kontrol (u_{eq}):

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{s}_\alpha + \bar{\lambda} \dot{s}_\theta + \dot{\bar{\lambda}} s_\theta \\ \dot{s} &= (c_\alpha \dot{\alpha} + f_\alpha + g_\alpha u) + \bar{\lambda} (c_\theta \dot{\theta} + f_\theta + g_\theta u) + \dot{\bar{\lambda}} s_\theta \end{aligned}$$

$$\dot{s} = (g_\alpha + \bar{\lambda}g_\theta)u + c_\alpha\dot{\alpha} + f_\alpha + \bar{\lambda}(c_\theta\dot{\theta} + f_\theta) + \dot{\lambda}s_\theta \quad (3.23)$$

Üstteki kayma yüzeyi türevi ifadesine $\dot{s} = -K \cdot \text{sgn}(s)$ 'i koyulursa:

$$-K \cdot \text{sgn}(s) = (g_\alpha + \bar{\lambda}g_\theta)u + c_\alpha\dot{\alpha} + f_\alpha + \bar{\lambda}(c_\theta\dot{\theta} + f_\theta) + \dot{\lambda}s_\theta \quad (3.24)$$

Yukarıdaki denklemde u yalnız bırakılırsa toplam kontrol kuralı (yani: $u_{eq} + u_{sw}$) bulunur:

$$u = \frac{c_\alpha\dot{\alpha} + f_\alpha + \bar{\lambda}(c_\theta\dot{\theta} + f_\theta) + \dot{\lambda}s_\theta - K \cdot \text{sgn}(s)}{(g_\alpha + \bar{\lambda}g_\theta)} \quad (3.25)$$

Kontrolör parametrelerini belirlemek için, aday Lyapunov fonksiyonunu:

$V(s) = \frac{1}{2}s^2$ seçeriz. Bu yüzden $\dot{V}(s)$ negatif tanımlı olmalıdır.

Seçtiğimiz Lyapunov fonksiyonunun zaman türevi şu şekilde hesaplanabilir:

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

$$\dot{V}(s) = s(\dot{s}_\alpha + \bar{\lambda}\dot{s}_\theta + \dot{\lambda}s_\theta)$$

$$\dot{V}(s) = s((g_\alpha + \bar{\lambda}g_\theta)u + c_\alpha\dot{\alpha} + f_\alpha + \bar{\lambda}(c_\theta\dot{\theta} + f_\theta) + \dot{\lambda}s_\theta)$$

$$\dot{V}(s) = s(-K \cdot \text{sgn}(s))$$

$$\dot{V}(s) = -K|s|$$

$$\leq -K|s| < 0 \quad (3.26)$$

bu birleştirilmiş kayma yüzeyi s 'e sonlu bir sürede ulaşıldığını gösterir. Lyapunov kararlılık koşulunu sağlamak için ($\dot{V}(s) < 0$), $K > 0$ seçilmelidir. Diğer parametreler (c_θ, c_α) deneme yanılma temelinde deneysel olarak belirlenebilir (Qian, vd., 2006).

Birleştirilmiş kayma kipi kontrol kuralı tekilliği önlemek için yatay düzlem etrafında uygun bir seviyeye kadar doyurulur (Park ve Chwa, 2009).

$$u_{sat} = u_{max} \text{sat} \frac{u}{u_{max}} \quad (3.27)$$

Burada seçeceğimiz u_{max} bir doygunluk seviyesidir. Yani sisteme vereceğimiz kontrol sinyali gücü $-u_{max}$ ile u_{max} sınırları arasında hareket edecektir.

Tablo 3.1. Kayan Kipli Kontrol yönteminde kullanılacak sabit değerler

Sembol	Açıklama	Değer
c_θ	Alt kayma yüzeyi katsayısı	8.5
c_α	Alt kayma yüzeyi katsayısı	1.5
K	Anahtarlama katsayısı	40
λ	Birleştirme katsayısı	-0.93
u_{max}	Azami kontrol girişi	12

3.2.3. Kayan Kipli Kontrol Benzetim Çalışması

Öncelikle sistem tasarımını yaparak, üç boyutlu yazıcıyla ürettiğimiz döner ters sarkaç deney düzeneğinin (3dRIP) fiziksel özelliklerini tespit edip, Matlab ® programı yardımıyla bilgisayar ortamında benzetimini gerçekleştirdik.

Ürettiğimiz döner ters sarkaç deney düzeneğinin (3dRIP) fiziksel özellikleri için Tablo 2.1.’deki parametreleri kullandık. Kayan Kipli Kontrol yönteminde kullanılacak bazı sabit değerler için Tablo 3.1.’e başvuruldu.

3dRIP deney düzeneğinin dengeleme kontrolü için, İç İç Geçmiş Kayan Kipli Kontrol yönteminin Matlab ® programı üzerinde yapılan benzetim çalışmasında yazılan kod dosyası, EKLER bölümünde “testWithSMC.m” ismiyle bulunmaktadır.

Yazılan kod metninde ilk olarak deney düzeneğinin fiziksel özelliklerini kullanmak amacıyla Tablo 2.1.’den faydalanılmıştır.

```
x0=[0; 0; 30; 0]*pi/180; %initial angle
inc=0.0025; %increment
t=0:inc:5; %sampling time
```

Yukarı verilen kodun ilk satırında 3dRIP’in başlangıç koşulları verilmiştir. Yazılan x_0 matrisi sırasıyla; kol konumu, kol hızı, sarkaç konumu, sarkaç hızı başlangıç değerlerini temsil etmektedir. Yani sarkaç açısının başlangıçta 30° diğer parametrelerinde 0 olması istenmiştir. Yukarıdaki kodun ikinci ve üçüncü satırları, Matlab ® programının 0.0025 saniye (sn) aralıklarla 5 sn için matematiksel işlem yaptırmasını sağlamıştır. Matematiksel işlemlerde kolaylık sağlayacağından denklem 2.74’deki sembollerden faydalanılmıştır. Sonrasında, Kayan Kipli Kontrol yönteminde kullanılacak bazı sabit değerler için Tablo 3.1.’e başvuruldu.

```

m=[a+c*sin(x(3))^2, b*cos(x(3)); -b*cos(x(3)), c];
n=[x(2)*(Br+0.5*c*sin(2*x(3))*x(4))+f)+x(4)^2*(0.5*c*sin(2*x(3))+b*sin(x(3)));
-x(2)^2*(0.5*c*sin(2*x(3)))-d*sin(x(3))+Bp*x(4)];

ft(i)=(n(2)*m(2,2)^-1*m(1,2)-n(1))/(m(1,1)-m(2,1)*m(2,2)^-1*m(1,2));
gt(i)=(h)/(m(1,1)-m(2,1)*m(2,2)^-1*m(1,2));
fa(i)=(n(2)*m(2,1)^-1*m(1,1)-n(1))/(m(1,2)-m(2,2)*m(2,1)^-1*m(1,1));
ga(i)=(h)/(m(1,2)-m(2,2)*m(2,1)^-1*m(1,1));

```

Matris gösterim formunda yazılan 3dRIP dinamik denklemleri olan denklem (5.3), m ve n matrisleri olarak kod satırına yazılmıştır. Bu matrislerde bulunan dinamik denklemleri yeniden denklem (5.1)'deki durum uzayı formunda yazabilmek için (5.4)'de bulunan fonksiyonlardan faydalanılmıştır. Böylece kol ve sarkaç için; ft, gt, fa, ga fonksiyonları yazılmıştır.

```

st(i)=x(2)+ct*x(1); %sliding surface for theta
sa(i)=x(4)+ca*x(3); %sliding surface for alpha

l(i)=lambda_u*cos(x(3));
lambdaDot(i)=-lambda_u*sin(x(3));

s(i)=sa(i)+l(i)*st(i); %coupled sliding surface

```

Kol için (st) ve sarkaç için (sa) iki farklı kayma yüzeyi tasarlanmıştır. Bu kayma yüzeylerini sarkacın kosinüs değerine bağlı bir birleştirme fonksiyonu birleştirerek iç içe geçmiş kayma yüzeyini (s) tasarlamıştır.

```

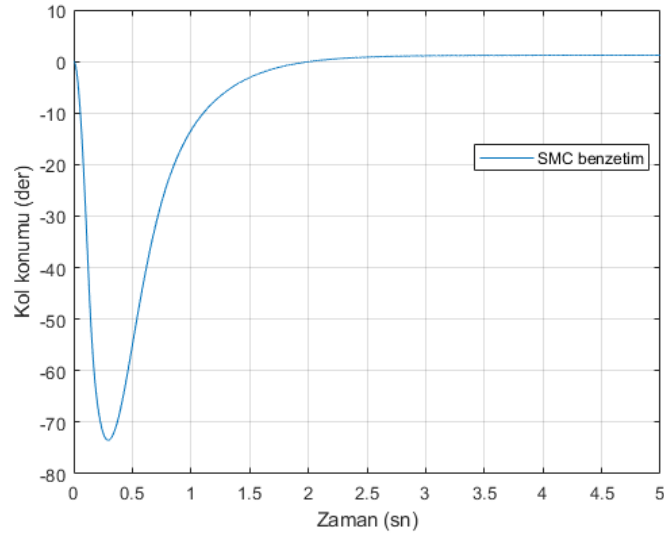
u_m(i)=(-(fa(i)+ca*x(4)+l(i)*(ft(i)+ct*x(2)))-k*sign(s(i))-
lambdaDot(i)*st(i))/(ga(i)+l(i)*gt(i));
u(i)=u_max*sat2(u_m(i),u_max);

```

Denklem (5.13)'de bulunan kontrol kuralı (u_m) kod satırına yazılmıştır. Kontrol kuralını, yatay eksenindeki tekilliğini engellemek için bir doygunluk fonksiyonundan (sat2) geçirilmiştir.

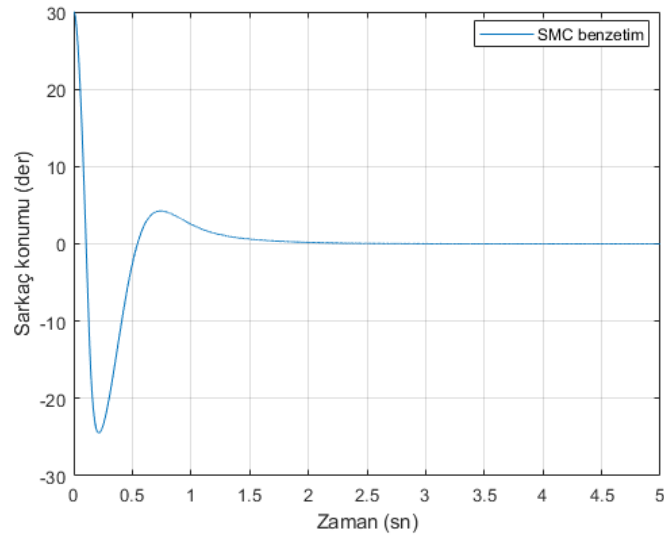
Matlab ® programında gerçekleştirilen, ürettiğimiz 3dRIP deney düzeneği üzerinde İç İç Geçmiş Kayan Kipli Kontrol yöntemiyle yapılan benzetim sonuçları bölüm 3.2.4.'de verilmiştir.

3.2.4. Kayan Kipli Kontrol Benzetim Sonuçları



Şekil 3.4. SMC benzetiminde kol konumunun zamanla değişimi

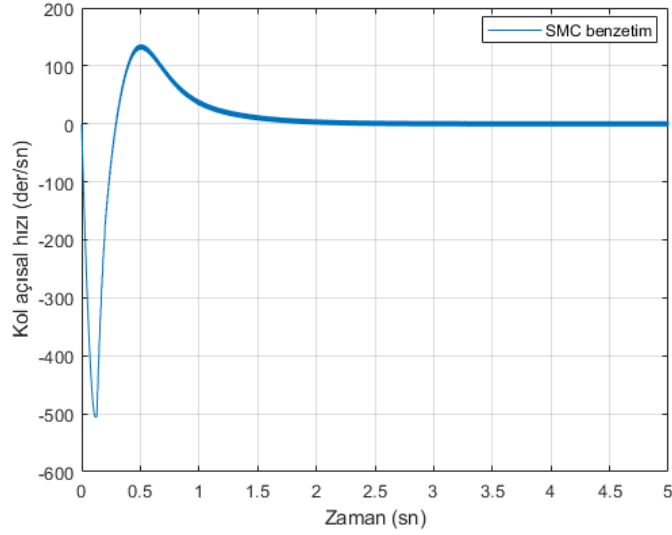
Yukarıdaki Şekil 3.4. kol açısının zamanla değişimini vermektedir. Başlangıç koşulu için sadece sarkaç açısını 30° , diğer parametreler ise 0 verilmiştir. Kol yaklaşık $73-74^\circ$ konumunu kadar açılmış ve 2 saniye civarı denge konumuna erişmiştir.



Şekil 3.5. SMC benzetiminde sarkaç konumunun zamanla değişimi

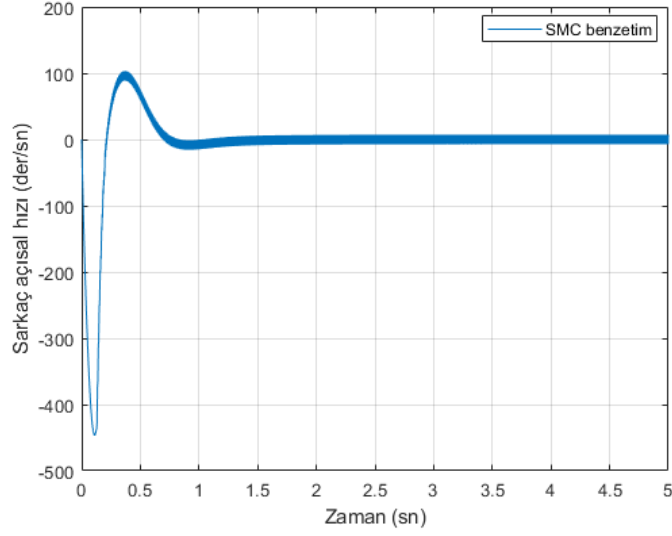
Şekil 3.5. sarkaç açısının zamanla değişimini vermektedir. 30° konumunda başlayan hareketle sarkaç 0.2 saniyede -25° konumuna kadar açılmış ve o pozisyonundan

zıt yönde hareket ederek yaklaşık 2.2 saniye dolaylarında denge konumuna oturmuştur.



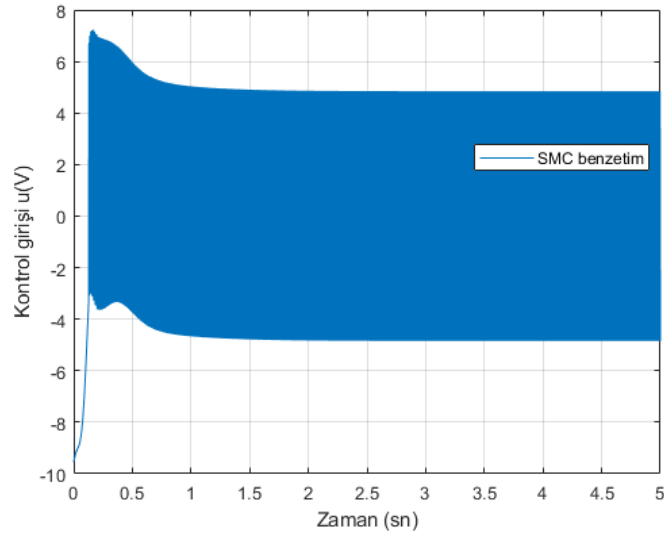
Şekil 3.6. SMC benzetiminde kul açısai hızının zamanla değışimi

Üstte gösterilen Şekil 3.6. döner kulun açısai hızının zamanla değışimini vermektedir. Döner kul yaklaşık 500 der/sn hıza erişmiş ve daha sonra yavaşlayarak 2 saniyede denge konumuna gelmiştir. Burada hızın tam olarak 0 olmadığını önceki grafiklerdeki çizgilerden daha kalın olan çizgiden de anlaşılabilir. Kayan Kipli Kontrol'ün doğasındaki anahtarlama yapısı nedeniyle kul denge noktası etrafında sürekli belirlenen değerde pozitif ve negatif yönde hareket ettiğinden dolayı, hızın hiçbir zaman 0 olamayacağını söylenebilir.



Şekil 3.7. SMC benzetiminde sarkaç açısız hızının zamanla değişimi

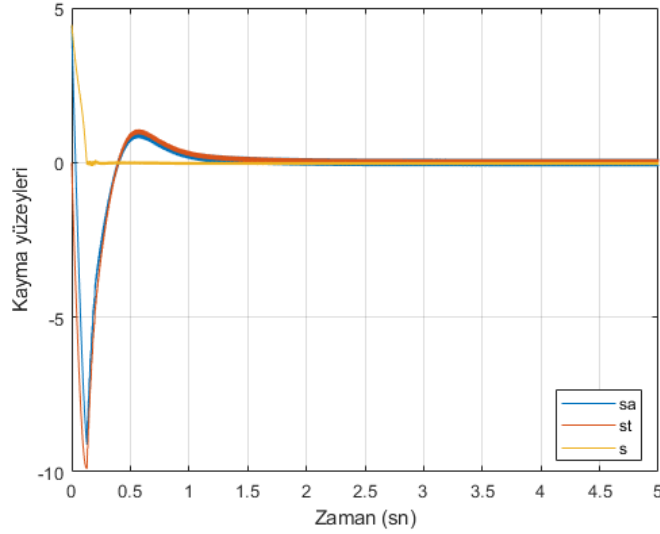
Şekil 3.7. sarkaç hızının zamanla değişimini göstermektedir. Sarkaç yaklaşık 0.2 saniyelerinde -450 der/sn hıza erişmiş ve sonrasında yavaşlayarak 0.7-0.8. saniyelerde denge konumuna gelmiştir. Sarkaç açısız hızı denge konumuna gelmiş fakat 0'da sabit duramamıştır. Grafikler dikkatle incelendiğinde ve döner kolun hızıyla kıyaslandığında, sarkacın anahtarlama hızının daha yüksek olduğunu görülmektedir.



Şekil 3.8. SMC benzetiminde kontrol sinyalinin zamanla değişimi

Kontrol çabasının zamanla değişimini Şekil 3.8. vermektedir. Yaklaşık 0.2. saniyede azami kontrol sinyali olarak 7V güç harcamıştır. Neredeyse 1 saniyede dengeye erişmesine rağmen, denge noktasında benzetim süresi boyunca zıt yönlere

5V güç kullandığı görülebilmektedir. Bu durumun Kayan Kipli Kontrolün anahtarlama yapısı nedeniyle olduğunu rahatlıkla söylenebilmektedir.



Şekil 3.9. SMC benzetiminde kayma yüzeylerinin zamanla değişimi

Yukarıda görülen Şekil 3.9. kayma yüzeylerinin zamanla değişimini vermektedir. Birleştirme fonksiyonu ile birleştirilen ana kayma yüzeyi olan $s = 0.2$ saniyede alt ve üst aşma yapmadan denge noktasına gelmiştir. Sarkaç için tasarlanan alt kayma yüzeyi s_α ve döner kol için tasarlanan kayma yüzeyi s_θ yaklaşık 1.5 saniye civarında denge noktasına oturmuştur. Sarkaç kayma yüzeyinin, kol kayma yüzeyine göre biraz daha az aşma yaptığı görülebilmektedir.

3.3. Doğrusal Karesel Düzenleyici Kontrol (LQR)

Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) kontrol yöntemi, kolay uygulanabilirliği ve doğrusal zamanla değişmeyen sistemler için en uygun sonuçlar oluşturabilmesinden ötürü yaygın olarak kullanılmaktadır. LQR kontrol yapısı, bir maliyet fonksiyonunu minimum yapacak şekilde tasarlanan geri beslemeli bir optimal kontrol yöntemidir (Kirk, 2004).

Literatürde döner ters sarkaç üzerinde LQR kontrol ile ilgili farklı çalışmalar yapılmıştır.

Fairus vd (2015) çok amaçlı doğrusal matris eşitsizliği tabanlı bir integral Kayan Kipli Kontrolörü sunmuştur. Simülasyon üzerinde, önerilen kontrol yöntemini Doğrusal Karesel Düzenleyici ile (LQR) karşılaştırarak, bu doğrusal olmayan sistem için önerilen yöntemin daha iyi performans sunduğunu göstermiştir.

Huang, vd, (2019) çalışmasında modelden bağımsız bir geri adımlama kontrolörü sunmuş ve Lyapunov anlamında kontrolün kararlılığını kanıtlamıştır. Karşılaştırma yapabilmek adına önerilen yöntemin LQR ile simülasyon ve deneysel kıyaslaması yapılmıştır.

Jadlovská ve Sarnovský, (2013) duruma bağlı Riccati denklemine (SDRE) dayalı doğrusal olmayan kontrol tasarımı döner ters sarkaç kontrolü için uygulamıştır. Bu teknik LQR tabanlı kontrol tasarımının doğrusal olmayan bir karşılığı olarak görülebilir. Simülasyon üzerinde; önerilen kontrolcünün performansı, kararsız denge noktası etrafında doğrusallaştırılmış bir modele dayanan standart LQR kontrol yöntemiyle karşılaştırılmıştır.

Kamil, vd (2020) makalesinde arabalı sarkaç için bir LQR kontrolcünün optimum ağırlık matrislerini bulmak için parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) algoritması kullanmayı önermiştir. Önerilen yöntemi simülasyon üzerinde doğrulamıştır.

Akhtaruzzaman ve Shafie, (2010) döner ters sarkaç üzerinde, iki serbestlik dereceli oransal integral türev (2DOF PID) kontrolcü, tam durum geri besleme (FSF) kontrolcü ve LQR kontrolcünün simülasyon ve deneysel çalışmasını yapmıştır.

Al-Jodah, vd (2013) yukarı-salınım için enerji tabanlı kontrolörü ve dengeleme kontrolü için H_2/H_∞ durum geri beslemesinin karışımını önermiştir. Önerilen yöntem FSF ve LQR ile deneysel olarak karşılaştırılmıştır.

Fairus, vd (2013) döner ters sarkaç sistemini kontrol etmek için, LQR tekniğini kullanan paralel dağıtılmış kompanzasyon (PDC) tabanlı bulanık bir denetleyici tasarlamıştır. Geliştirdiği modeli deney düzeneği üzerinde doğrulamıştır.

Rojas-Moreno, vd (2016) çalışmasında, bir kesirli sıra (FO) tabanlı LQR kontrolcü kullanarak döner ters sarkacı dengelemek için bir kontrol yöntemi sunmuştur. Bu önerilen kontrol yöntemi, geleneksel LQR kontrolcüyle deney düzeneği üzerinde test edilerek kıyaslanmıştır.

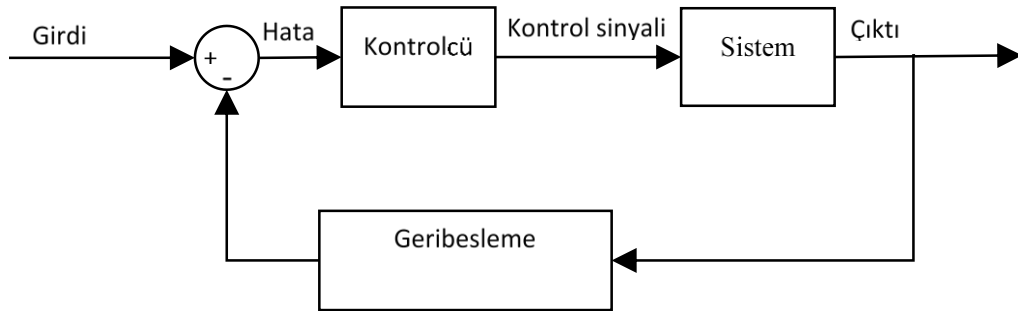
Lee, vd (2014) kutup yerleştirme yöntemi ve LQR yöntemini döner ters sarkaçta uygulamıştır. Taguchi yöntemlerinde L9 ortogonal dizisini, denetleyicinin geri besleme kazancını ayarlamak için kullanmıştır. Kontrolcülerin performansını incelemek için deneyler ve simülasyon yapmıştır.

Mathew, vd (2013) çalışmasında döner ters sarkaç üzerinde; yukarı-salınım aşaması için oransal türev (PD) ve enerji tabanlı kontrolcü kullanmıştır. Dengelenme aşaması için de LQR kontrolcü ve SMC kontrolcü kullanmıştır. Bu kontrol yöntemlerinin yanıtlarını simülasyon üzerinde karşılaştırmıştır.

Oh, vd (2009) çalışmasında döner bir ters sarkaç sistemi için Hiyerarşik Adil Rekabet tabanlı Genetik Algoritmalar (HFCGA) dayalı optimize edilmiş bulanık kademeli bir denetleyici tasarımı sunmuştur. Simülasyonları ve deneyleri içeren karşılaştırmalı bir analiz, önerilen HFCGA tabanlı bulanık kademeli kontrolcünün, HFCGA tabanlı PD kademeli kontrolcünün yanı sıra geleneksel LQR kıyasla üstün performansı olduğunu göstermiştir.

K. Nath ve Dewan, (2018) bir döner ters sarkaç için sezgisel optimizasyon tekniklerinden; Arayıcı optimizasyon algoritması (SOA), Öğretme öğrenmeye dayalı optimizasyon (TLBO) ve Yerçekimsel arama algoritması (GSA) kullanarak LQR ağırlıklandırma matrislerinin optimal seçimini sağlamaya çalışmıştır.

Literatür tarandığında, Doğrusal Karesel Düzenleyici ile ilgili temelde iki çeşit çalışmalara rastlanmıştır. Birincisi LQR ağırlık matrislerini bulmak için üzerlerinde çalışılan yeni optimizasyon algoritmaları, ikincisi ise önerilecek yeni bir kontrol yöntemini, LQR ile karşılaştırarak performans kıyaslaması yapmaktır. Çalışmamız ikinci grup çalışmaya dahil olmaktadır.



Şekil 3.10. Kapalı çevrim kontrol sistemi blok diyagramı

LQR kontrolcünde hedef, sistemin parametrelerinden, maliyet fonksiyonunu küçültecek K matrisini hesaplamaktır.

Durum geri besleme kontrolcü $u = -Kx$ olmak üzere, maliyet fonksiyonu:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} [x^T Q x + u^T R u] dt \quad (3.28)$$

Kontrol performansının ölçüsü, Q matrisinin köşegenindeki elemanları sistemin hedeflerine bağlı olarak farklı değerlerden oluşabilir. Bahsedilen parametrelerin yüksek olması, kapalı çevrim kutuplarının sol tarafa doğru yaklaşması nedeniyle mevcut durumların sifıra çok daha süratle ulaşmasına yardım eder. Kontrol gücünün harcanması, eleman büyüklüğüne bağlı olarak doğru orantılıdır.

R matrisi Q ya göre büyük seçilirse, düzenleyici durum vektörünü sifıra, küçük bir kontrol gücü sarf ederek getirecektir. Fakat sistemin oturma süresi uzayacaktır. R matrisi Q matrisine göre küçük seçildiğinde ise, daha büyük bir kontrol gücü harcanarak durum vektörünü hızlı bir şekilde sifıra götürerek oturma süresini azaltacaktır.

LQR, uygun bir durum-geri besleme denetleyicisi bulmanın otomatik bir yoludur. Karesel bir performans endeksinin avantajı, doğrusal bir sistem için, matris formunun, $u(t) = -Kx(t)$ olmak üzere bir kontrol yasasını veren K değerinin matematiksel bir çözümünün bulunmasıdır.

Optimallik için gerekli şartı sağlayan Hamilton-Jacobi-Bellman yaklaşımını uygulayarak elde edilmiştir.

Hamiltonian fonksiyonu:

$$H(t) = \frac{1}{2} [x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t) + \lambda(t)^T (Ax(t) + Bu(t))] \quad (3.29)$$

Denklem (3.29)'da gösterilen λ sembolü Lagrange çarpanıdır. Hamiltonian matrisinin girişe göre kısmi türevi alınarak optimal değer bulunur.

$$\frac{\partial H}{\partial u} = Ru(t) + B^T \lambda(t) = 0 \quad (3.30)$$

Optimal giriş $u^*(t)$, şöyle yazılabilir:

$$u^*(t) = -R^{-1} B^T \lambda(t) \quad (3.31)$$

Hamiltonian'ın durumlara göre kısmi türevinden:

$$\dot{\lambda}(t) = -\frac{\partial H}{\partial x} = -(Qx(t) + A^T \lambda(t)) \quad (3.32)$$

Sonra $\lambda(t)=P(t)x(t)$ gösteriminin zamana göre türevi alınarak Riccati denklemi elde edilir:

$$\dot{\lambda}(t) = \dot{P}(t)x(t) + P(t)\dot{x}(t)$$

$$\dot{\lambda}(t) = \dot{P}(t)x(t) + P(t)(Ax(t) + Bu(t))$$

$$\dot{\lambda}(t) = \dot{P}(t)x(t) + P(t)(Ax(t) + BR^{-1}B^T\lambda(t))$$

$$-(Qx(t) + A^T P(t)x(t)) = (\dot{P}(t) + P(t)A + P(t)BR^{-1}B^T P(t))x(t)$$

$$(\dot{P}(t) + P(t)A + A^T P(t) - P(t)BR^{-1}B^T P(t) + Q)x(t) = 0$$

$$\dot{P}(t) + P(t)A + A^T P(t) - P(t)BR^{-1}B^T P(t) + Q = 0 \quad (3.33)$$

Maliyet fonksiyonunun azami sınırının sonsuzda bulunması nedeniyle $P(t)$ matrisi belirli sabit bir değer haline gelmekte ve bu ifadenin zamana göre türevi $\dot{P}(t) = 0$ haline gelir. Q ve R matrisleri sabit olduğunda, yukarıda yazılan Riccati denklemi, cebirsel Riccati denklemi haline gelmektedir.

$$t_f \rightarrow \infty \Rightarrow PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (3.34)$$

P matrisini, riccati denklemini çözerek, optimal giriş denkleminde kullanılırsa:

$$u^*(t) = -(R^{-1}B^T P)x(t) \quad (3.35)$$

$$u^*(t) = -Kx(t) \quad (3.36)$$

P pozitif bir matristir. Simetrik bir matris tayin edilerek P matrisi tespit edilebilir. Ayrıca boyutu A matrisiyle aynıdır.

Matlab ® programı Cebirsel Riccati Denklemi sayısal olarak çözebilmektedir.

$$K = lqr(A, B, Q, R) \quad (3.37)$$

Kapalı çevrim sistemi, optimal kontrol sinyali ile birlikte şu şekilde ifade edilebilir:

$$\dot{x} = (A - BK)x \quad (3.38)$$

3.3.1. Doğrusal Karesel Düzenleyici Benzetim Çalışması

3dRIP deney düzeneğinin ölçülen parametrelerini kullanarak Matlab ® programı üzerinde Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) yöntemi için bir benzetim çalışması yapılmıştır.

LQR kontrol doğrusal olmayan sistemlerde uygulanamamaktadır. Bu nedenle Doğrusal Karesel Düzenleyici'nin sisteme uyarlanabilmesi için ilk olarak 3dRIP'in doğrusal olmayan dinamik denklemlerini kararsız denge noktası etrafında doğrusallaştırılmıştır. Denklem (2.75)'deki sembollerden oluşan matrislere matematiksel eşitlerini yerine koyarak kullanacağımız A ve B matrisleri bulunmuştur.

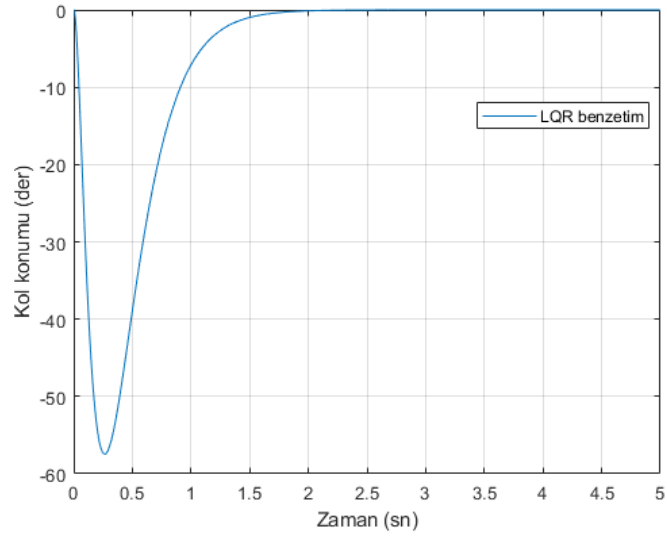
Matlab ® programında A, B, Q ve R matrislerini yazarak, cebirsel riccati denklemini kendisi çözecek bir yerleşik fonksiyon vardır. Bu şekilde kullanacağımız K matrisini pratik bir şekilde elde edebiliriz. Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) yönteminin çalışma mantığını kavrayabilmek adına, cebirsel riccati denklemini çözüp K matrisini verecek olan "lqrtest.m" programı Matlab ® programında "lqr" komutu kullanılmadan tarafımızca yazılmıştır. Bu dosya EKLER bölümünde mevcuttur.

Klasik dördüncü dereceden Runge-Kutta yöntemini bu diferansiyel denklemin sayısal çözümü için kullanılmıştır. İşlemi yapması için "runge4.m" adlı bir fonksiyon dosyası yazılmıştır. Parametre olarak zaman ve P matrisini alarak cebirsel riccati denkleminin çözecek "sistem_ricatti.m" adında bir dosya oluşturulmuştur. Bu dosya içerisindeki Pdot denklemine, her t zamanı için P matrisleri konularak runge4.m fonksiyonunda k1, k2, k3, k4 hesaplanıp, t+1. zamanın P matrisi olarak y matrisine atanmıştır. Ama burada tersine bir işlem vardır. Başlangıç y değeri, P'nin en son yani istenen değeridir. Bu değerlere işlem yapılarak ilk değere ulaşılmıştır.

Ağırlık matrisleri deneme-yanılma yoluyla $Q = \text{diag}([20 \ 1 \ 1 \ 0]); R = [1];$ seçilmiştir.

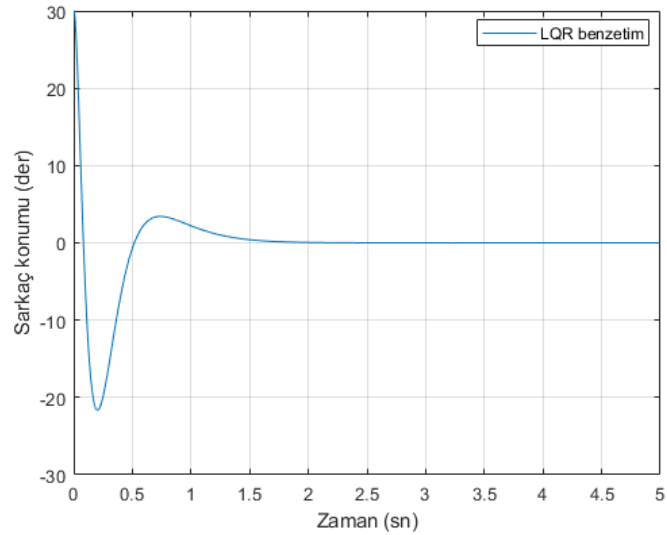
Matlab ® programında gerçekleştirilen, ürettiğimiz 3dRIP deney düzeneği üzerinde Doğrusal Karesel Düzenleyici yöntemiyle yapılan benzetim sonuçları bölüm 3.3.2.'de verilmiştir.

3.3.2. Doğrusal Karesel Düzenleyici Benzetim Sonuçları



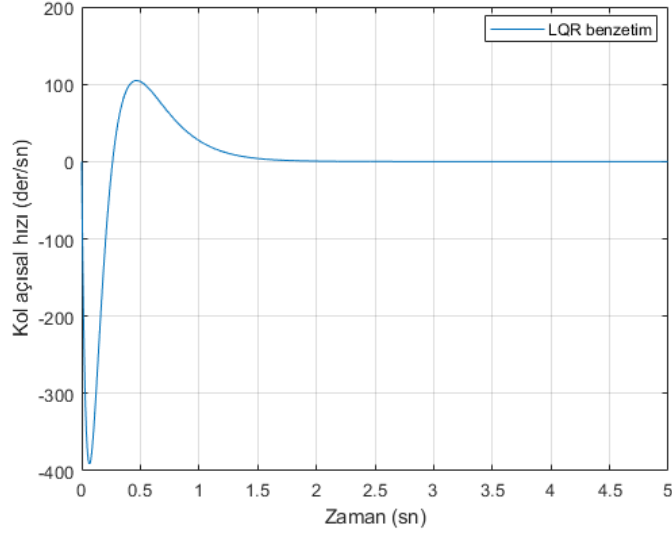
Şekil 3.11. LQR benzetiminde kul konumunun zamanla değişimi

Üstteki Şekil 3.11. döner kul açısai konumunun zamanla değişimini göstermektedir. Başlangıç koşulu için sadece sarkaç açısı 30° , diğer parametreler ise 0 verilmiştir. Kul yaklaşık $56-57^\circ$ konumunu kadar gitmiş ve 2 saniyede civarı dengeye gelmiştir.



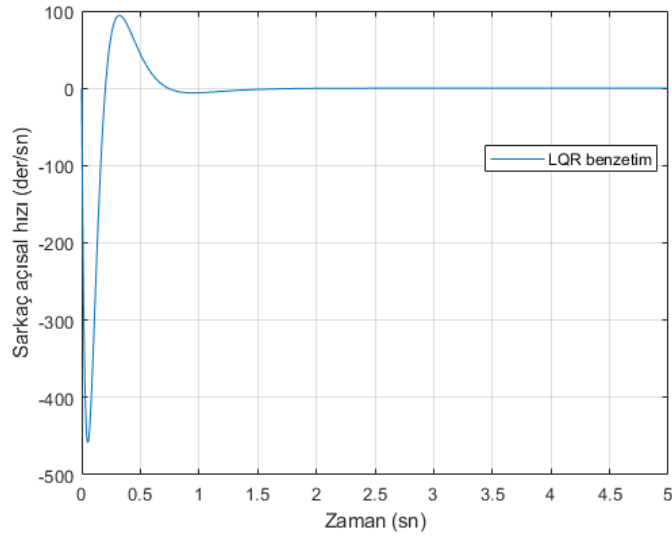
Şekil 3.12. LQR benzetiminde sarkaç konumunun zamanla değişimi

Şekil 3.12. sarkaç açısal konumunun zamanla değişimini vermektedir. Harekete 30° konumunda başlayan sarkaç 0.2 saniyede -22° konumuna kadar açılmış ve o pozisyonundan zıt yönde hareket ederek yaklaşık 1.6 saniyede denge noktasına gelmiştir.



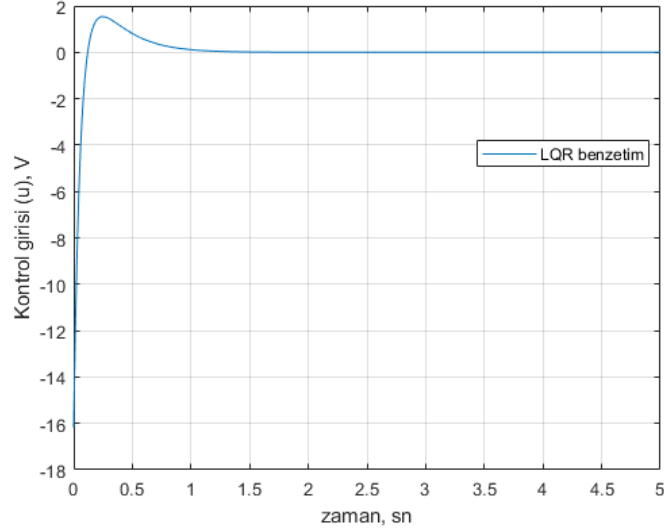
Şekil 3.13. LQR benzetiminde kol açısal hızının zamanla değişimi

Üstte verilen Şekil 3.13. döner kolun açısal hızının zamanla değişimini göstermektedir. Döner kol 0.1 saniyede 390 der/sn hıza erişmiş ve tahmini 1.6 saniyede denge konumuna erişmiştir.



Şekil 3.14. LQR benzetiminde sarkaç açısal hızının zamanla değişimi

Şekil 3.14. sarkaç hızının zamanla değişimini göstermektedir. Sarkaç yaklaşık 0.1 saniyelerinde -450 der/sn hıza erişmiş daha sonra yavaşlayarak 0.7-0.8. saniyelerde denge noktasına oturmuştur.



Şekil 3.15. LQR benzetiminde kontrol sinyalinin zamanla değişimi

Yukarıdaki Şekil 3.15. kontrol sinyalinin zamanla değişimini göstermektedir. Sistem harekete başlar başlamaz 16V güç harcadığını ve çok kısa sürede bu harcanan miktarın azaldığı grafikten çıkarılabilmektedir. Yaklaşık 1.2 saniyede kontrol sinyalinin dengeye oturduğu görülmektedir.

Tasarımı ve üretimi gerçekleştirilen 3dRIP deney düzeneğinin fiziksel parametreleri kullanılarak bilgisayar üzerinde yapılan benzetim çalışması uluslararası bir kongrede bir bildiri olarak yayımlanmıştır (Kotan, vd., 2020).

4. DENEYSEL DOĞRULAMA

İmal edilen deney düzeneği üzerinde çalışabilmek için, öncelikle bir mikrokontrolcü karta ihtiyaç bulunmaktadır. Yapılan çalışmada yararlanılmak üzere Raspberry Pi 4 mikrokontrolcü kart kullanılmasına karar verilmiştir.

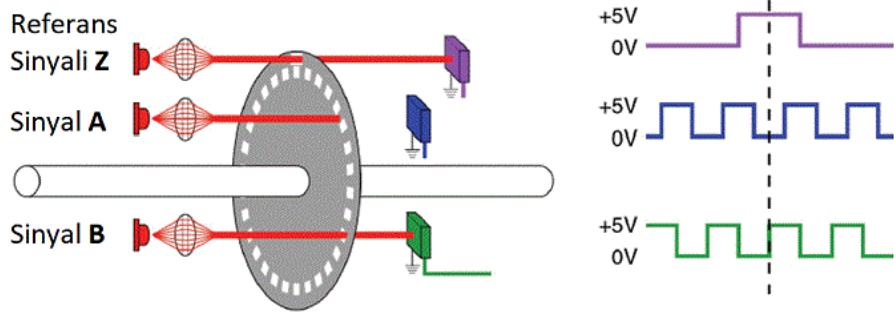
Bu bölümde Raspberry Pi mikrokontrolcü kart ve kişisel bilgisayar arasındaki bağlantının nasıl kurulacağı ve kişisel bilgisayar üzerinden mikrokontrolcüye nasıl erişileceği anlatılmıştır. Bilgisayarda yazılan veya güncellenen kod dosyalarını Raspberry Pi'ye göndermek ve Raspberry'de okunan, işlenen veri dosyalarını bilgisayara gönderebilmek için kullanılacak programdan bahsedilmiştir. Döner Ters Sarkaç üzerinde yer alan elektronik bileşenler ve çalışma mantıklarına değinilmiştir. Donanımlar arasındaki elektrik devre şeması gösterilmiştir. Yazılan kontrol algoritmalarının Raspberry Pi arayüzünde nasıl çalıştırılacağı anlatılmıştır.

4.1 Uygulama Arayüzü

Raspberry Pi mikrokontrolcüyü kullanabilmek için monitör, klavye gibi çeşitli donanım parçalarına ihtiyaç vardır. Çalışmada kişisel bilgisayarla aynı ağa bağlanan Raspberry'e, sanal ağ sistemi yardımıyla erişerek, Raspberry ekranına erişip uzak masaüstü bağlantısı sağlanmıştır. Bu işlem için kişisel bilgisayara "VNC Viewer" isimli uygulamayı kurmak, ve Raspberry'i bilgisayarla aynı ağa bağlamak yeterli olmaktadır. Bilgisayar ile Raspberry arasındaki veri aktarımı süreci için de, açık kaynak kodlu bir güvenli dosya transfer protokolü istemcisi (sftp) olan "WinSCP" programı kullanılmıştır.

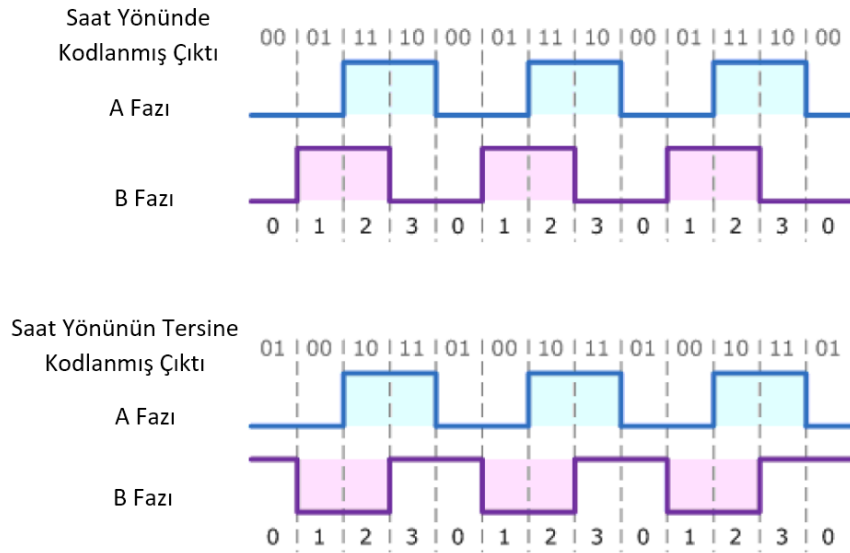
4.2. Döner Artımlı Enkoder

Döner artımlı enkoder; döner yer değiştirmeyi dijital sinyallere dönüştüren elektrikli mekanik bir cihazdır. Mekanizma, yarıklara sahip bir disk, ışık kaynağı ve bir ışık sensöründen oluşmaktadır. Disk döndükçe yarıklar, ışık sensörüne yayılan ışığı kesintiye uğratarak bir dijital sinyal oluşturmaktadır. Yarık sayısı arttıkça enkoderin hassasiyeti artar. Artımlı bir enkoderda 1° çözünürlüğe sahip olması için gereken yarık sayısı; $1^\circ=360/n$ 'den 360 adettir. Böyle bir enkoder bir tam tur başına 360 atım hassasiyetine sahiptir.



Şekil 4.1. İki fazlı enkoder iç yapısı

Tek yarıklı enkoderlarda atım sayısını kullanarak diskin dönüş hızı matematiksel olarak hesaplanabilmektedir ancak diskin dönüş yönü ile alakalı herhangi bir bilgi okunamamaktadır. Dönüş yönünün okunabilmesi için çift yarıklı, A ve B fazına sahip bir enkoder kullanılmalıdır. A fazı B'ye göre 90° kaydırılmış haldedir. A'nın B'ye göre göreceli konumlarından dönüş yönü saptanmaktadır. Bu enkoderlerin çoğunda tam turu tamamlama, yani başlangıç konumuna gelip gelmediğini saptamak için bir referans Z kanalı daha bulunmaktadır.



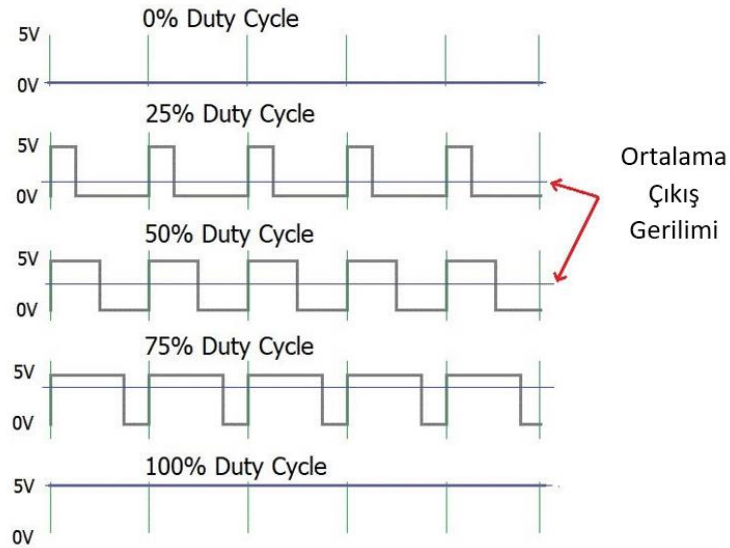
Şekil 4.2. İki fazlı enkoderin çıktı yanıtları

3dRIP deney düzeneğinde 2 adet döner artımlı enkoder kullanılmıştır. Bunlar; görevi sarkaç konumunu ölçmek olan, döner kolun üstünde bulunan içi boş tip enkoder ve görevi kol konumunu ölçmek olan rulman bloğuna monte edilen mil tipi enkoderlardır.

4.3. DC Motor Kontrolü

Oluşturduğumuz deney düzeneğinde eyleyici olarak 12V DC motor kullanılmaktadır. Kullanılan Raspberry Pi mikrokontrolcünde analog sinyal oluşturulamadığından, DC motor kontrolü için PWM tekniği kullanılmıştır. Bu tekniğin esas amacı cihaza verilecek elektriği kontrol altında tutmaktır.

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) 1 ve 0'lerden oluşan dijital sinyalleri kullanarak analog bir ortalama değer oluşturmaya yaramaktadır. PWM tekniğinin temeli kare dalga üretmekte yatmaktadır. Üretilen sinyalde darbelerin, bir periyotta ne süre +5V ne süre 0V seviyesinde olduğuna bakılmaktadır. Periyot; boşluk ile darbenin toplamıdır. Duty cycle ise darbenin periyot içindeki oranıdır. Yani çıkış, bir periyotta kesintisiz +5V ise Duty cycle %100'dür.



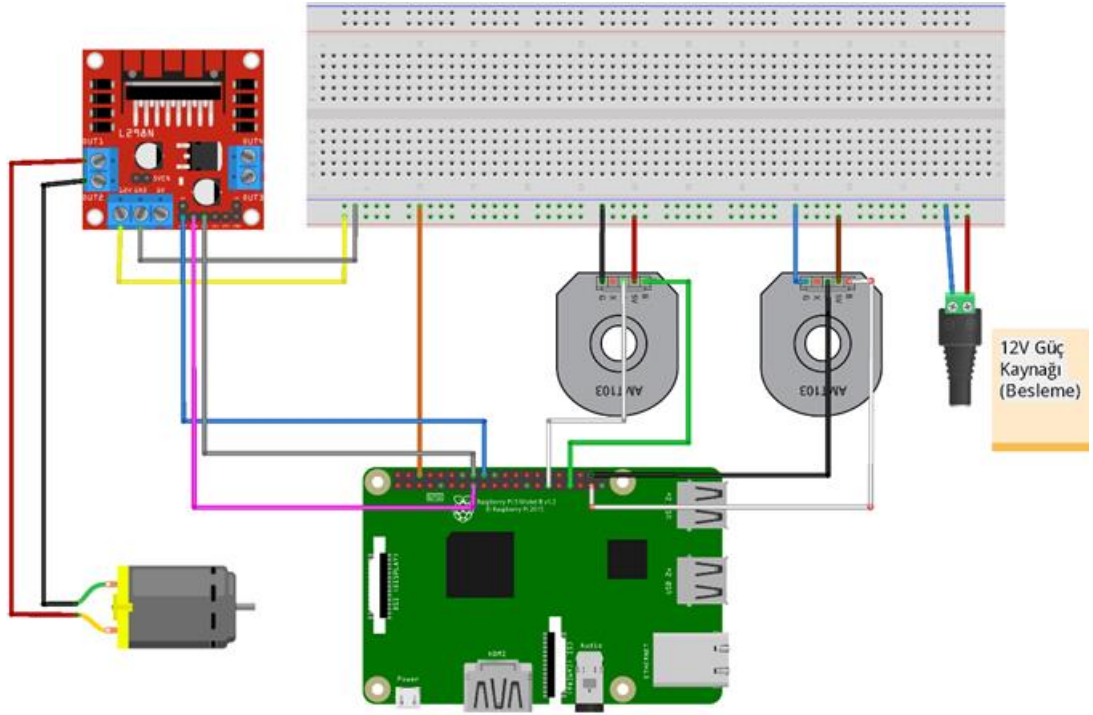
Şekil 4.3. Duty Cycle gerilim ilişkisi

Kullanılan algoritma, Duty cycle değerini değiştirerek motor için hız kontrolünü gerçekleştirmiştir. Ayrıca DC Motoru sürmek için L298N Motor Sürücü kartı kullanılmıştır.

4.4. Donanımların Bağlantı Şeması

3dRIP deney düzeneğinin elektronik bileşenlerini Raspberry Pi ile kontrol edebilmek ve bu bileşenleri çalıştıracak beslemeye yapabilmek için sistemin elektrik devresinin kurulması gerekmektedir. Bu devreler yapılırken lehim yapmaya gerek kalmadan devrelerin çalışıp çalışmadığını kontrol edebilmek için devre tahtasından

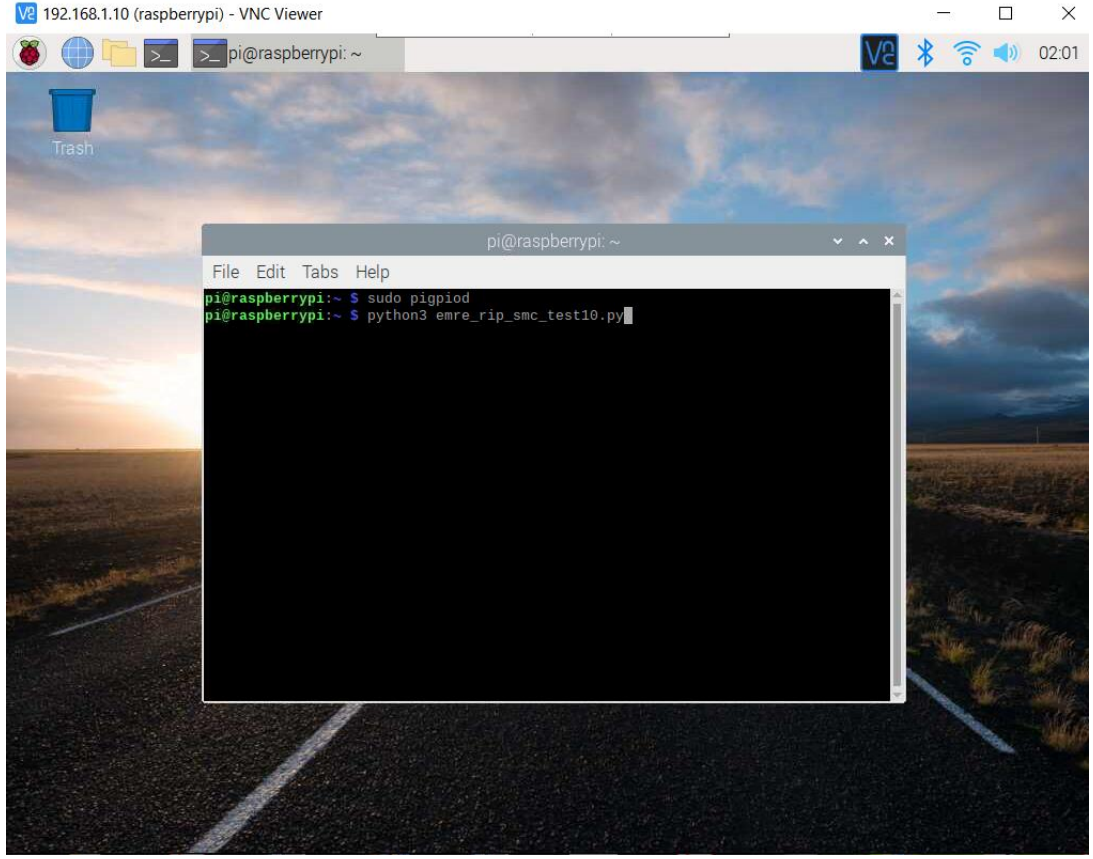
(breadboard) faydalanılmıştır. Raspberry Pi mikrokontrolcünün cihazlarla ve devre tahtasıyla bağlantısını da, dişi ve erkek jumper kablolar ile sağlamıştır.



Şekil 4.4. 3dRIP bileşenler ve Raspberry Pi'nin devre şeması

4.4. Deneysel Çalışma

Benzetim çalışması için Matlab ® programı üzerinde yazılan kodlar Raspberry Pi üzerinde uygulanabilir değildir. Bu yüzden benzetim uygulaması için yazılan kodların Python diline uyarlanması gerekmektedir. Yazılan kod daha sonra terminal ekranında çalıştırılarak deney süreci başlatılmaktadır.



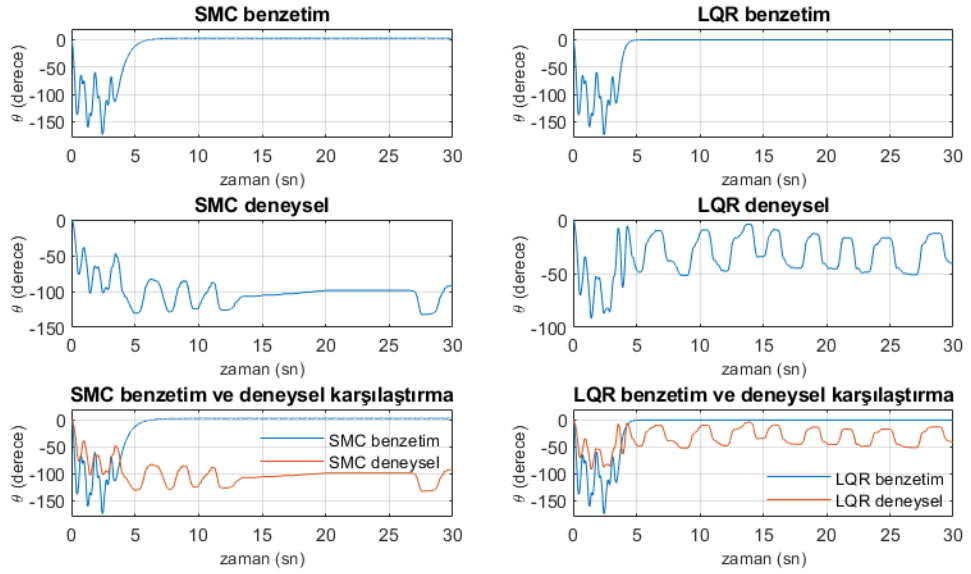
Şekil 4.5. Raspberry Pi terminal ekranı

Raspberry Pi üzerinde herhangi bir grafik çizdirme işlemi yapılmamıştır. Deneysel verilerini “savemat” komutuyla bir matlab veri dosyası uzantılı halinde kaydedilip, daha sonra gerekli karşılaştırmalar yapmak için “WinSCP” dosya transfer programıyla kişisel bilgisayara aktarılmıştır. Sonrasında bu veriler Matlab ® programı üzerinde değerlendirilmiştir. Her iki kontrol yöntemi için de aynı işlem tekrarlanmıştır.

5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

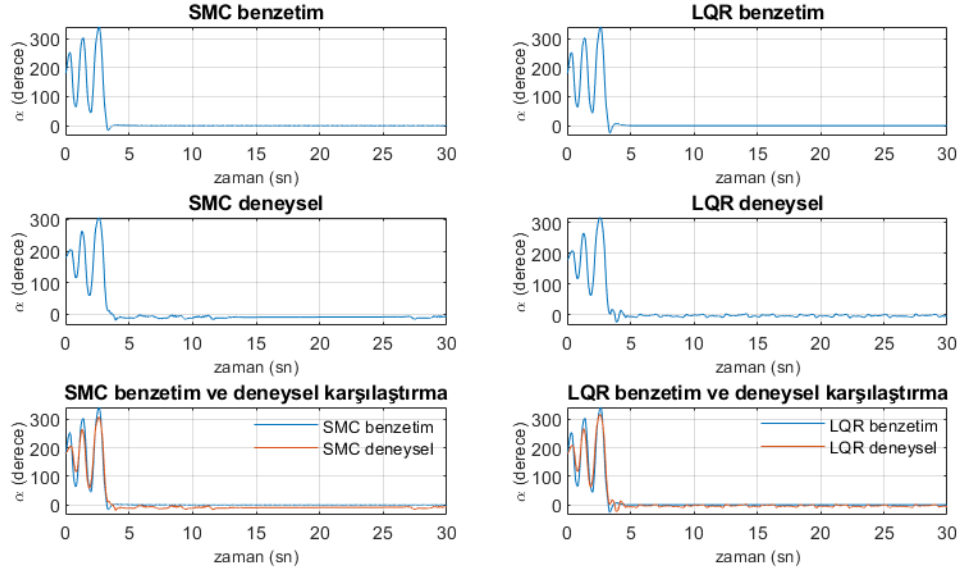
Bu bölümde, öncelikle Matlab ® programında döner ters sarkaç sisteminin, seçilen kontrol yöntemi için benzetimi yapılmıştır. Daha sonra, sistemin gerçek zamanlı deneyi yapılarak benzetim ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalı grafikler için yazılan kod dosyası, EKLER bölümünde “comp.m” adıyla yer almaktadır.

İlk olarak her iki kontrol yönteminin, benzetim ve deneysel çalışmalarındaki sonuçları ve yöntemlerin benzetim ve deneysel sonuçlarının uyumluluğu gösterilmiştir. Kayan Kipli Kontrol ve Doğrusal Karesel Düzenleyici için 3. Bölümde verilen benzetim sonuçlarından farklı olarak, bu bölümde her iki kontrol yöntemi için de öncelikle enerji tabanlı yukarı-salınım kontrolcüsü daha sonra $\pm 30^\circ$ konumunda devreye giren SMC ve LQR dengeleyici kontrolcülerinden oluşan hibrit kontrolcünün benzetim sonuçlarıdır.



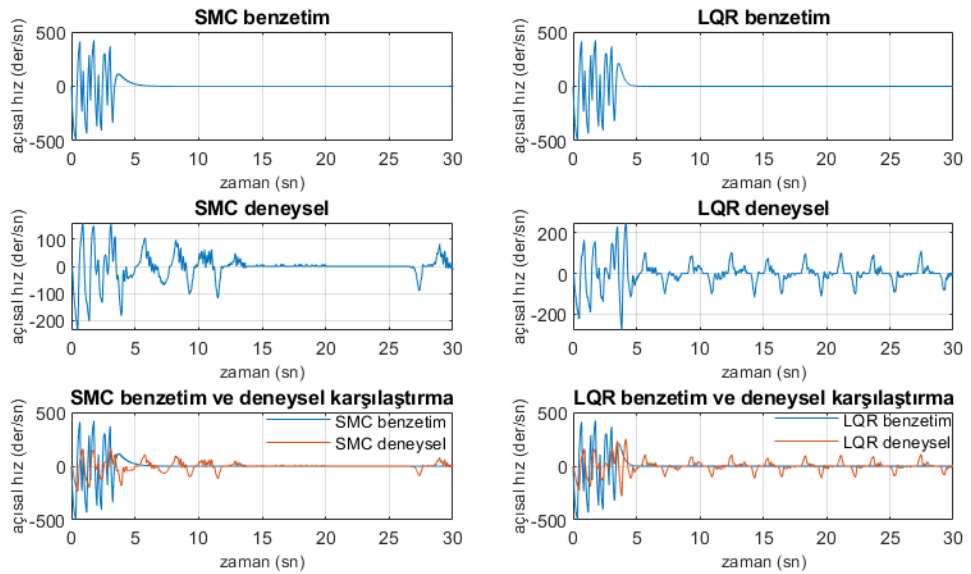
Şekil 5.1. Kol konumunun zamanla değişimi karşılaştırmalı

Döner kolun konumunun zaman içindeki değişiminin deneysel ve benzetim sonuçlarını karşılaştırmalı olarak veren grafikler Şekil 5.1'de verilmiştir. Bu sıralı grafiklerden okunduğu üzere benzetim çalışmasında SMC ve LQR kontrol yönteminde kol yaklaşık 4-6 saniye arasında 0 'da denge konumuna oturmuştur. Deneysel çalışmalarda ise kontrol yöntemleri benzer zamanlarda dengeleme işlemini başarsa da 0 'dan farklı bölgelerde dengeye ulaşmıştır. Ayrıca bu dengeleme işlemi süresince ufak çaplı osilasyon hareketi yaparak dengesini koruduğu görülmüştür.



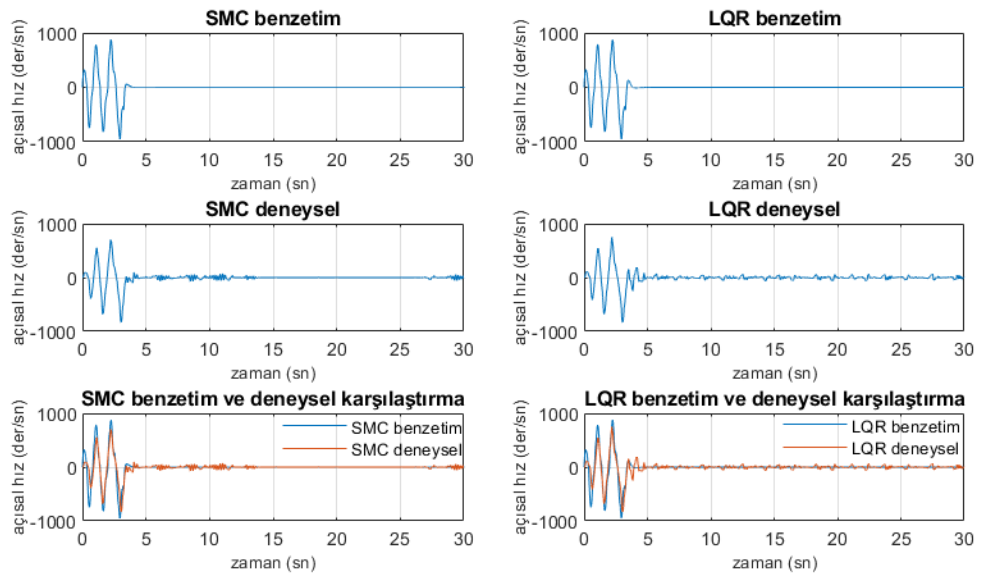
Şekil 5.2. Sarkaç konumunun zamanla değişimi karşılaştırmalı

Yukarıda Şekil 5.2. sarkaç çubuğunun konumunun zaman içindeki değişiminin deneysel ve benzetim verilerini karşılaştırmalı halde vermektedir. Hem LQR kontrol yönteminin hem de SMC kontrol yönteminin benzetim ve deneysel çalışmalarda sarkacı yaklaşık 3 saniye civarında dengeye getirdiği tespit edilmiştir. Tüm grafik verilerinin birbiriyle büyük oranda örtüştüğü saptanmıştır.



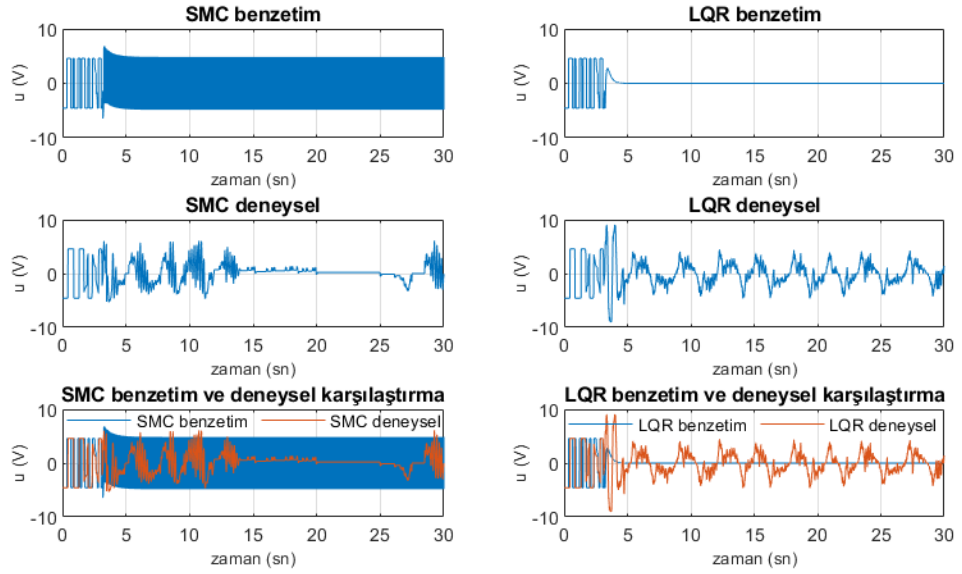
Şekil 5.3. Kol açısal hızının zamanla değişimi karşılaştırmalı

Şekil 5.3. döner kol açısai hızının zaman içindeki değışiminin deneysel ve benzetim verilerini karşılaştırmalı biçimde göstermektedir. benzetim çalışması sonuçlarına göre; SMC ve LQR kontrol yöntemlerinin her ikisinde de kol açısai hızı 4-6 saniye arasında sıfırlanarak dengeye oturmuştur. Deneysel çalışma sonuçlarındaki yukarı-salınım moduna bakıldığında, yani 0-4 saniye arası incelendiğinde, kol açısai hız değeri deneysel sonuçlarının benzetim sonuçlarından daha düşük hıza sahip olduğu görülmektedir. Dengeleme aşamasında ise, iki kontrol yönteminde de benzer örüntülerde osilasyon hareketi yaparak açısai hızın 0 noktasında tutunması sağlanmıştır.



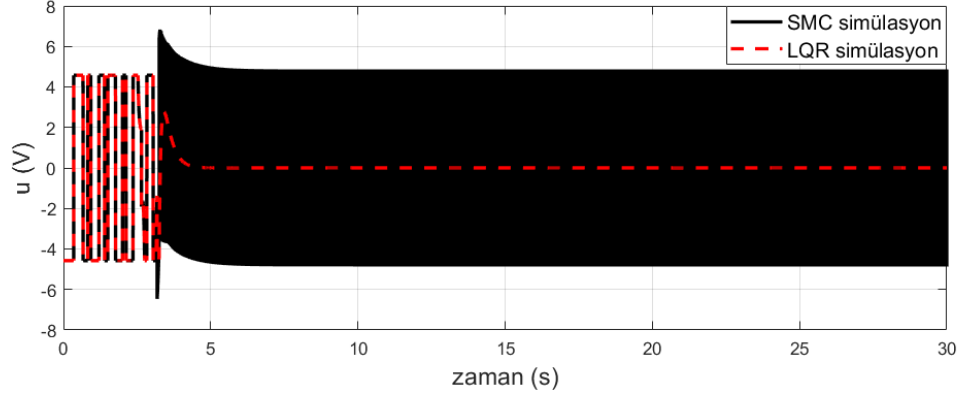
Şekil 5.4. Sarkaç açısai hızının zamanla değışimi karşılaştırmalı

Üstte gösterilen Şekil 5.4'de sarkaç çubuğunun açısai hızının zamanla değışiminin deneysel ve benzetim verileri karşılaştırmalı şekilde verilmektedir. Benzetim sonuçlarında, SMC ve LQR kontrol yöntemlerinde yaklaşık 3 saniye değeri dengeleme işleminin başarılı olduğu gösterilmektedir. Deneysel verilerde çok küçük osilasyon hareketleri saptansa da, iki kontrol yönteminde de deneysel veriler ile benzetim verileri büyük oranda uyumaktadır.



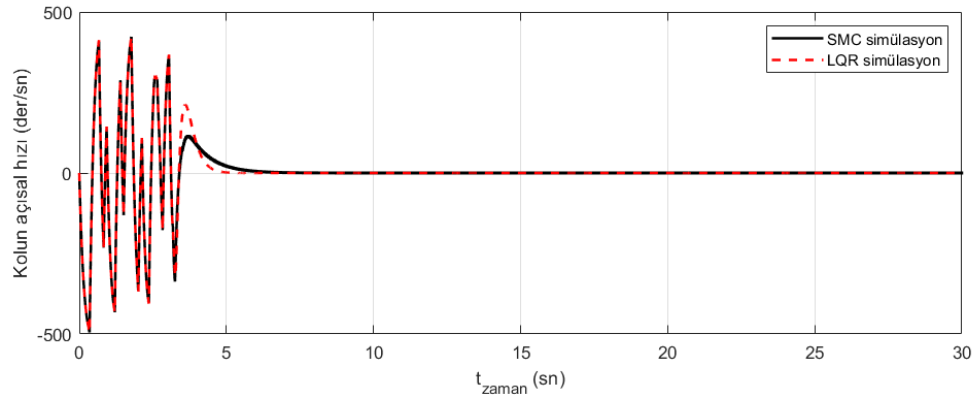
Şekil 5.5. Kontrol sinyalinin zamanla değişimi karşılaştırmalı

Kontrol sinyalinin zamanla değişiminin deneysel ve benzetim verilerinin karşılaştırmalı olarak gösterimi Şekil 5.5'de verilmektedir. SMC ve LQR kontrol yöntemlerinin benzetim sonuçları kıyaslandığında, dengeleme aşamasında SMC yönteminin çok daha fazla enerji kullandığı görülmektedir. Bu durum SMC kontrol yönteminin karakterinde bulunan anahtarlama özelliğinden kaynaklanmaktadır. Deneysel veriler, her iki kontrol yönteminde de benzer sonuçlara işaret etmektedir. Deneysel sonuçlarda; yukarı-salınım aşaması verileri benzetim verileriyle birebir örtüşmektedir. Deneysel sonuçların dengelenme aşamasında ise kontrol sinyali sinüzoidal harekette bulunarak sistem dengelenmesi sağlanmıştır. SMC yönteminde deneysel verilerin benzetime oranla daha az kontrol çabası harcadığı görülmesinin nedeni, benzetim çalışmasında kullanılan anahtarlama fonksiyonunun gerçek sistemde yüksek çatırtıya neden olduğundan anahtarlama fonksiyonunu değiştirdiğimiz içindir.



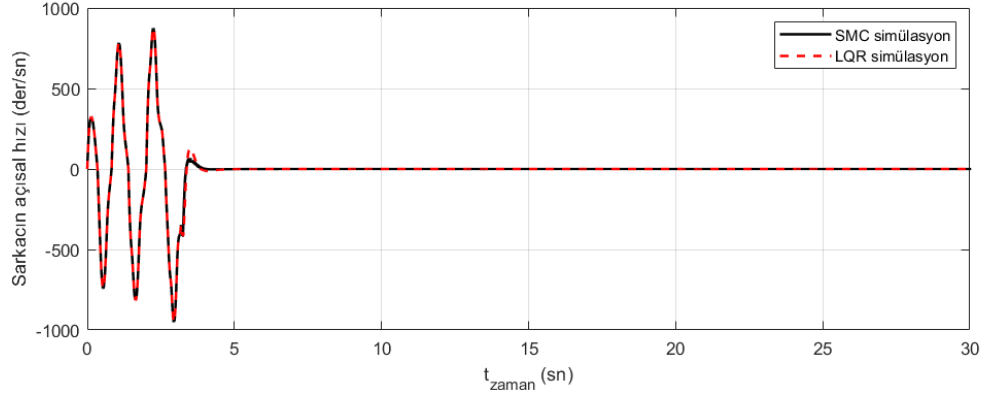
Şekil 5.6. Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında kontrol sinyali değişiminin simülasyon sonuçları

Şekil 5.6’da, Doğrusal Karesel Düzenleyici’nin kontrol giriş sinyaliyle, Kayan Kipli Kontrol’ün kontrol giriş sinyalinin bilgisayar ortamında karşılaştırmasını göstermektedir. Sistem çalışmasına başladığında iki kontrol yönteminde de, yukarı-salınım kısmı için enerji tabanlı yöntem kullanıldığından, 3.5. saniyeye kadar kontrol sinyalinin aynı olduğu görülmektedir. Sonrasında SMC’nin anahtarlama yapısından dolayı LQR’a oranla daha fazla kontrol çabası harcandığı görülebilmektedir.



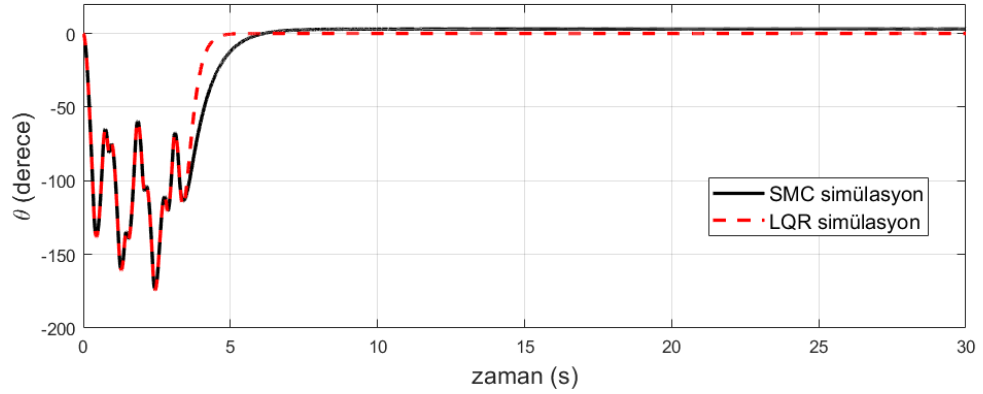
Şekil 5.7. Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında kol açısız hızı değişiminin simülasyon sonuçları

Üstteki Şekil 5.7. döner ters sarkaca, Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol uygulandığında kolun açısız hızının değişimlerinin benzetim sonuçlarını vermektedir. Ortak kullanılan yukarı-salınım kontrolcüsünün devreden çıktığı 3.5.’inci saniyeden sonrasına dikkat edersek, LQR yönteminde daha yüksek üst aşma yaptığını fark etmekteyiz. Dengeye oturma süresinde, LQR kontrolcü 4.5 saniye civarı SMC kontrolcü ise 5.5 saniye civarında görünmektedir.



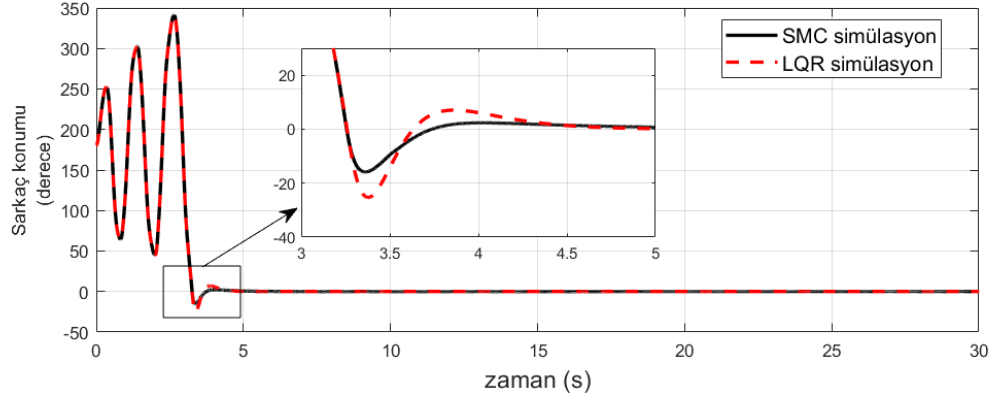
Şekil 5.8. Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında sarkaç açısal hızının değişiminin simülasyon sonuçları

Şekil 5.8’de, döner ters sarkaca, Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol uygulandığında sarkacın açısal hızının değişimlerinin benzetim sonuçlarını göstermektedir. İki kontrol yönteminde de sarkaç açısal hızının dengeye ulaşma süresi 4.5. saniyede görünmektedir.



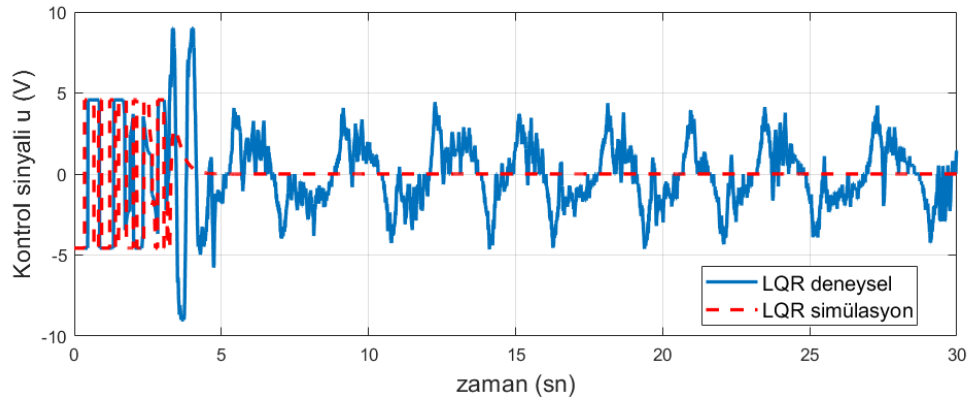
Şekil 5.9. Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında kol konumu değişiminin simülasyon sonuçları

Üstteki Şekil 5.9. döner ters sarkaca, Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol uygulandığında kolun açısal konumunun değişiminin benzetim sonuçlarını göstermektedir. LQR’de kol açısının dengeye ulaşması 4.5. saniyede olurken, SMC’de 6.5. saniyede görünmektedir. Ayrıca SMC’nin 0 konumundan az bir miktarda hatayla dengeye ulaştığını da söyleyebiliriz.



Şekil 5.10. Döner ters sarkaç sistemine yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığında sarkaç konumu değişiminin simülasyon sonuçları

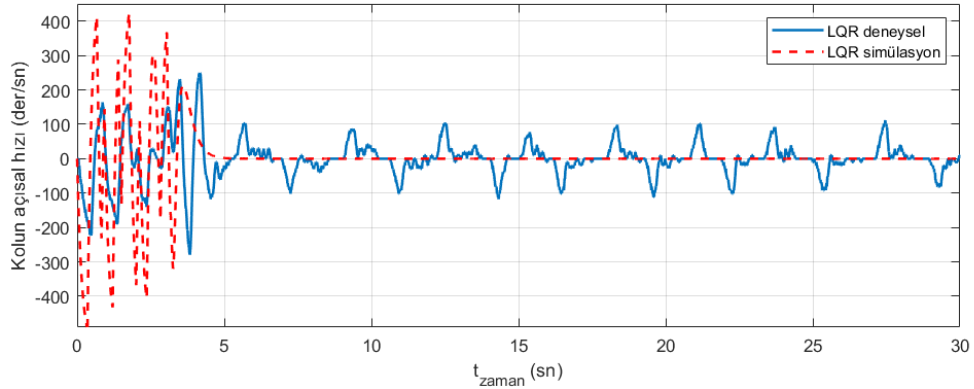
Yukarıdaki Şekil 5.10. döner ters sarkaca, Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol uygulandığında sarkacın açısal konumunun değişiminin benzetim sonuçlarını göstermektedir. LQR’da daha yüksek aşma yapmasına rağmen SMC kontrolcününün yaklaşık 1 saniye daha erken denge noktasına oturduğu görülmektedir. SMC kontrolde sarkacın dengeye oturma süresi yaklaşık 3.7 saniye iken LQR kontrolde 4.5 saniyedir.



Şekil 5.11. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR uygulandığında kontrol sinyali değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

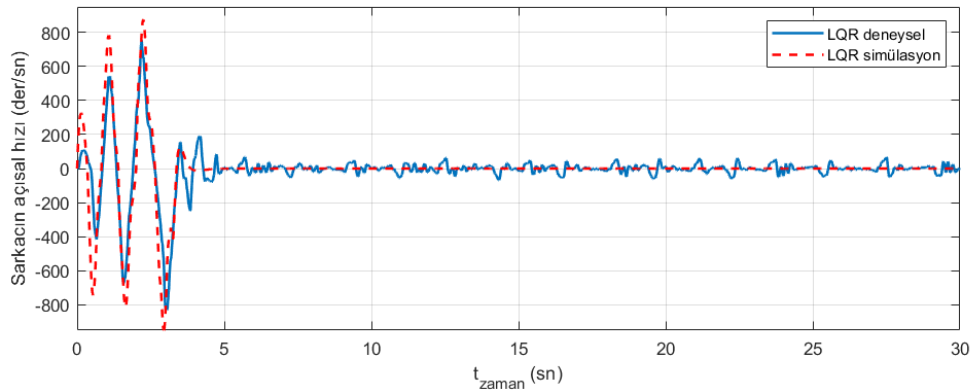
Üstte gösterilen Şekil 5.11. döner ters sarkacın Doğrusal Karesel Düzenleyici kontrol yöntemi uygulandığında ne kadar kontrol sinyali harcandığını göstermektedir. Bu şekil, daha önce elde edilen simülasyon sonuçlarının, aynı yöntemin deney düzeneğine gerçek zamanlı uygulanmasıyla elde edilen verilerin karşılaştırılmasıyla oluşturulmuştur. Yukarı-salınım aşaması için benzetim ve deney sonuçlar birebir benzerlik göstermektedir. LQR kontrolde ise dengeye ulaşılmış fakat denge

noktasındaki durumunu muhafaza etmek için harcanan çabanın deney sonuçlarında benzetim sonuçlarından daha fazla olduğu görülmektedir.



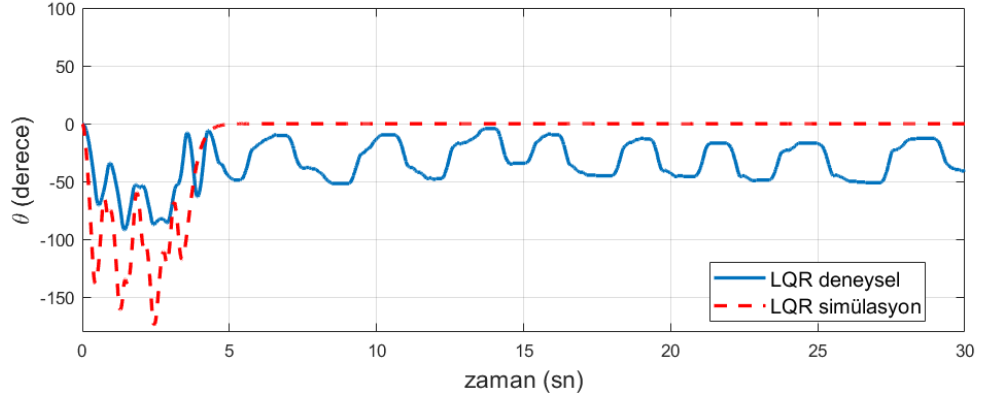
Şekil 5.12. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR uygulandığında kol açısız hızının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

Şekil 5.12’de döner ters sarkacın Doğrusal Karesel Düzenleyici kontrol yöntemi uygulandığında kol açısız hızının ne derece değiştiğini göstermektedir. Yukarı-salınım kısmında; benzetim verilerinde kol ± 400 (der/sn) hızı aşarken, deneysel verilerde kol en fazla ± 280 (der/sn) hıza erişebilmektedir. Ayrıca dengelenme aşamasında kol benzer örüntülerde ± 100 (der/sn) arasında hızlarla hareketini sürdürdüğü saptanmaktadır.



Şekil 5.13. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR uygulandığında sarkacın açısız hızının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

Üstteki Şekil 5.13. döner ters sarkaca Doğrusal Karesel Düzenleyici kontrol yöntemi uygulandığında sarkacın açısız hızının ne boyutta değiştiğini göstermektedir. Sarkacın açısız hızının değişiminin benzetim ve deneysel verilerde büyük oranda benzerlik gösterdiği gözlenmiştir. Denge noktasında yaklaşık ± 50 (der/sn) hızlarla hareket ederek dengelenmesini bu şekilde muhafaza ettiği tespit edilmiştir.



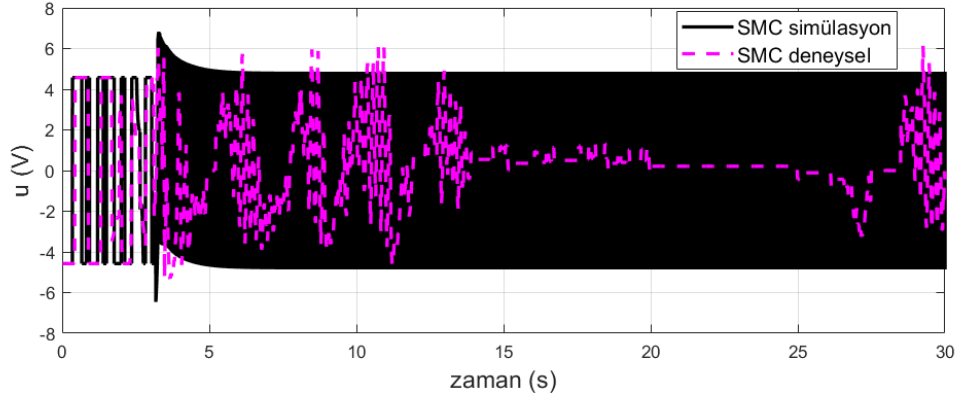
Şekil 5.14. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR uygulandığında kol açısının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

Yukarıdaki Şekil 5.14. döner ters sarkacın kol açısal konumunun, Doğrusal Kareyel Düzenleyici uygulandığındaki simülasyon ve deneysel verilerinin değişimini göstermektedir. Yukarı-salınım kısmında kol konumu paralellik göstermektedir. Dengeye oturma süresi de aynıdır. Deney sonuçlarında kol dengeye 0° konumunda değil de yaklaşık $20-25^\circ$ konumunda oturmaktadır. Deney sonuçlarında kolun denge noktasında büyük osilasyon hareketleri yaptığı da görülmektedir.



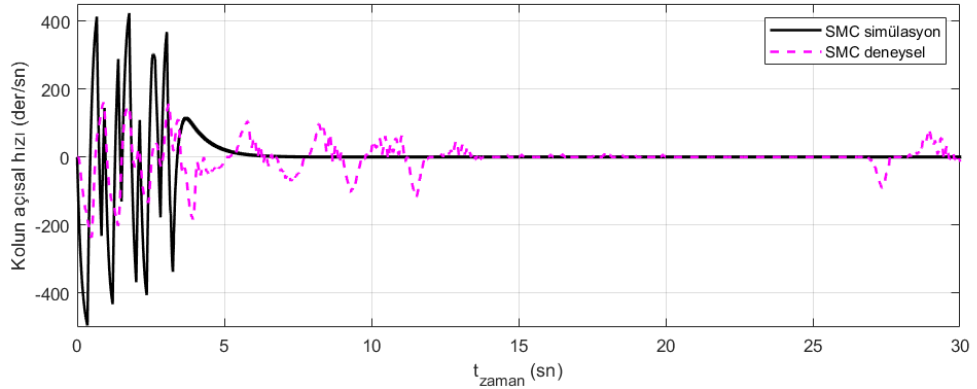
Şekil 5.15. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR uygulandığında sarkaç açısının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

Şekil 5.15’de döner ters sarkacı hareketsiz konumdan denge konumuna getirmek için uygulanan yukarı-salınım kontrolcüsü ve LQR dengeleyici kontrolcü altında sistemin yanıtını göstermektedir. Denge noktasında yaptığı sinüzoidal toparlanma hareketini ihmal edersek, sarkaç açısının değişiminin benzetim ve deneysel sonuçlarının nerdeyse birebir aynı olduğunu söyleyebiliriz.



Şekil 5.16. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla SMC uygulandığında kontrol sinyalinin değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

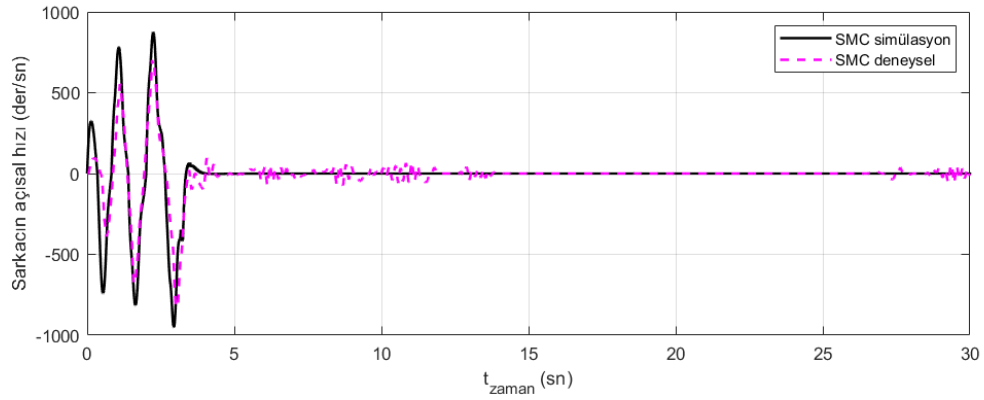
Üstte gösterilen Şekil 5.16. döner ters sarkacın dengelenmesi için Kayan Kipli Kontrol yöntemi uygulandığında ne kadar kontrol sinyali harcandığını belirtmektedir. Yukarı-salınım aşamasında kontrol sinyali deney sonuçlarının benzetim sonuçlarıyla birebir aynı olduğu görünmektedir. Dengelenme aşamasındaki SMC kontrolde ise dengeye ulaşılmış üstelik denge noktasındaki durumunu muhafaza etmek için harcanan çabanın deney sonuçlarında benzetim sonuçlarından daha az olduğu görünmektedir. Bu durumun sebebi; deney esnasında yapılan SMC testlerinde anahtarlama fonksiyonunda kullanılan $\dot{s} = -K.sgn(s)$ ifadesi deney düzeneği üzerinde çok fazla çatırtıya neden olduğundan dolayı gerçek sistem üzerinde $\dot{s} = -K.sgn(s)$ ifadesini $\dot{s} = -K.tanh(s)$ olarak değiştirilmesinden dolayıdır.



Şekil 5.17. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla SMC uygulandığında kol açılma hızının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

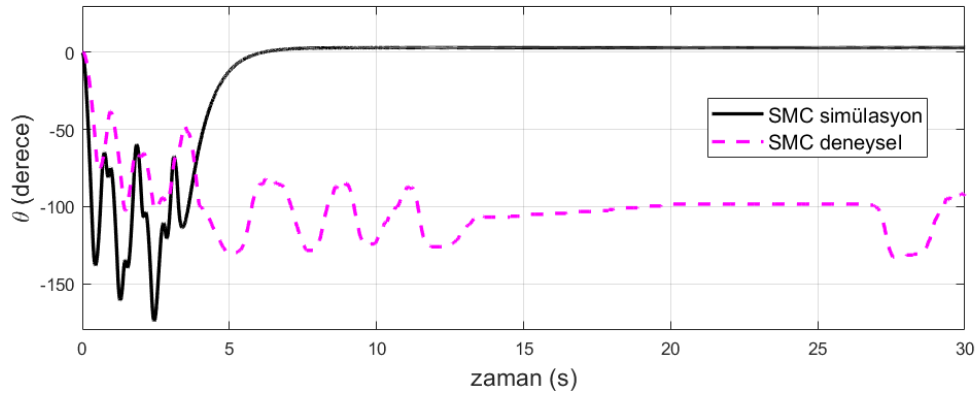
Üstteki Şekil 5.17’de döner ters sarkaca, yukarı-salınım kontrolcüsü ve peşine Kayan Kipli Kontrol uygulandığında kol açılma hızının değişimini göstermektedir. Yukarı-salınım kısmında; deneysel veriler, benzetime kıyasla kolun daha düşük

hızlarla hareket ettiğini göstermektedir. Denge kısmında ise kol ± 100 (*der/sn*) hızlarla hareket ederek mevcut konumunu sürdürmeye çalışmaktadır.



Şekil 5.18. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla SMC uygulandığında sarkaç açısız hızının değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

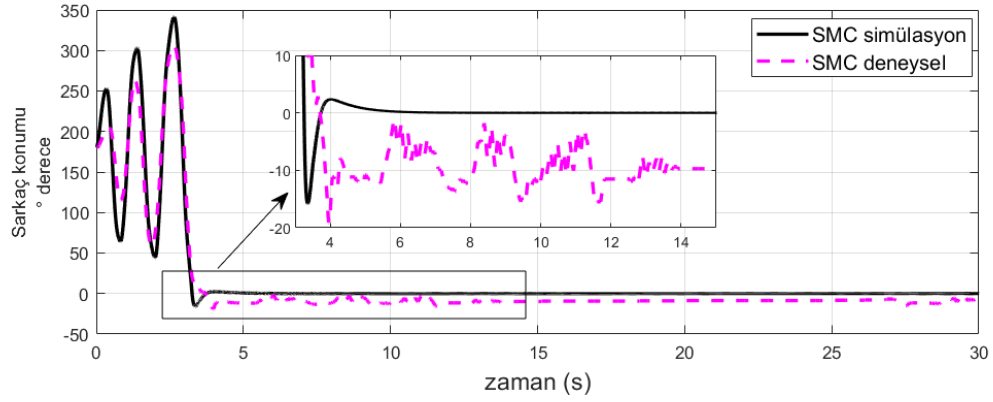
Yukarıdaki Şekil 5.18’de döner ters sarkaca, yukarı-salınım kontrolcüsü ve peşine Kayan Kipli Kontrol uygulandığında sarkaç açısız hızının değişimini göstermektedir. Sarkaç hızının değişiminin benzetim ve deneysel verilerde yüksek miktarda paralellik barındırdığı saptanmaktadır. Sarkacın dengeye oturduktan sonra ± 50 (*der/sn*) hızlarla hareket ederek dengelenmesini bu şekilde koruduğu tespit edilmiştir.



Şekil 5.19. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla SMC uygulandığında kol konumunun değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

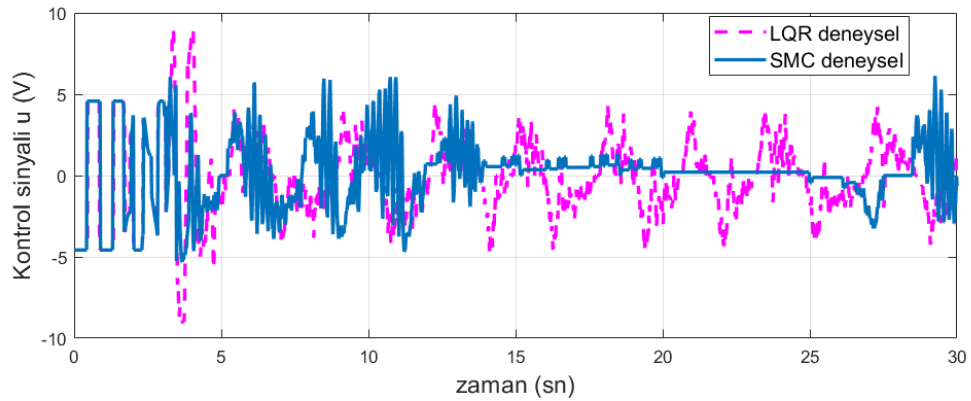
Şekil 5.19’da, sisteme Kayan Kipli Kontrol uygulandığındaki kol açısız konumu değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları gösterilmektedir. Yukarı-salınım aşamasında kol konumunun deneysel sonuçları benzetim sonuçlarıyla nispeten benzerlik gösterse de, Kayan Kipli Kontrol bölümünde kol, denge noktasından alakasız bir yerde dengelenmiştir. Dengeye oturma süreleri hemen hemen aynıdır.

Deney sonuçlarında kol dengeye 0° konumunda değil de yaklaşık -100° konumunda oturmaktadır.



Şekil 5.20. 3dRIP sistemine, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla SMC uygulandığında sarkaç konumunun değişiminin simülasyon ve deneysel sonuçları

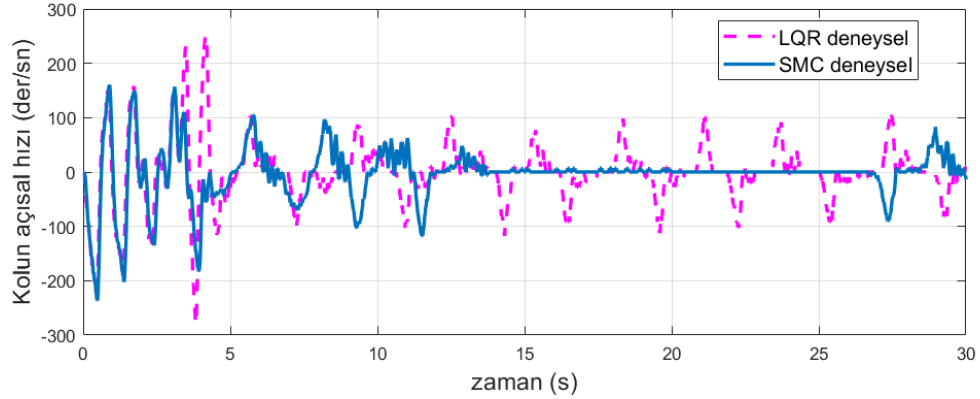
Şekil 5.20’de döner ters sarkacı hareketsiz konumdan denge konumuna getirmek için uygulanan yukarı salınım kontrolcüsü ve SMC dengeleyici kontrolcü altında sistemin yanıtını göstermektedir. Kayan Kipli Kontrol yöntemindeki deneysel uygulamada, sarkaç denge noktasını 0° değil yaklaşık -10° ‘de bulmuştur. Bu durum sarkaç konumunu ölçen enkoderda meydana gelen bir veri okuma hatasından kaynaklandığı düşünülmektedir. Dengeye oturma süreleri aynıdır.



Şekil 5.21. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki kontrol sinyali değişiminin deneysel sonuçları

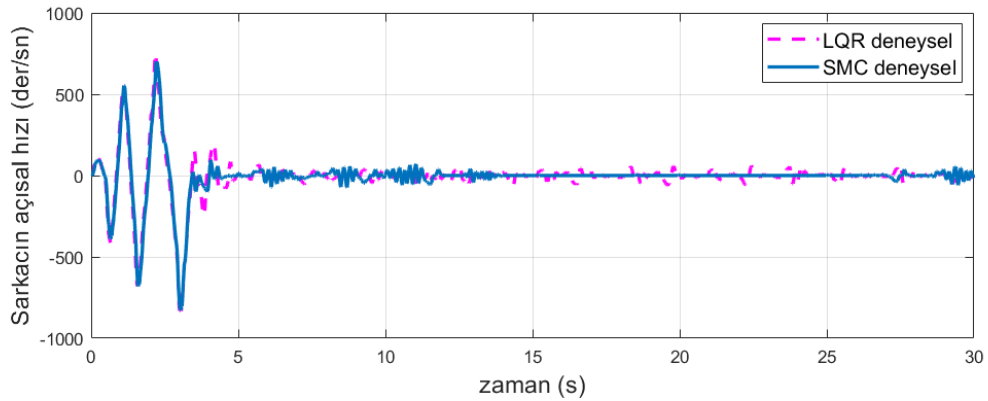
Yukarıdaki Şekil 5.21. deney düzeneğine yukarı-salınım kontrolcüsü ve ardından sırasıyla Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol uygulandığında kontrol sinyalinin değişimini vermektedir. Yukarı-salınım aşamasında (0-3 saniye arası) iki yöntemde de birebir aynı kontrol sinyali harcanmıştır. Dengelenme aşamasında sistemin, SMC’de LQR’a kıyasla biraz daha fazla kontrol

sinyali kullandığı görülmektedir. 15-28 saniyeler arasında görünen hareketsiz kısım, deney düzeneğinin yapısal probleminden dolayıdır. Bu bölüm; sarkaç denge noktasında bazı zamanlarda hafifçe sıkışabildiği için oluşmuştur.



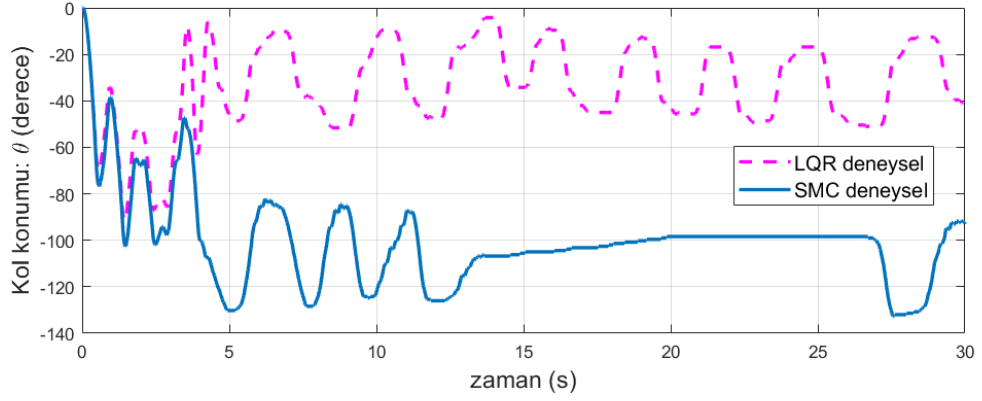
Şekil 5.22. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki kol açısız hızının değişiminin deneysel sonuçları

Üstteki Şekil 5.22’de döner ters sarkaç deney düzeneğine gerçek zamanlı olarak, Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol uygulandığında kolun açısız hızının değişimlerini vermektedir. İki kontrol yönteminin dengeye ulaşma süreleri birebir aynıdır.



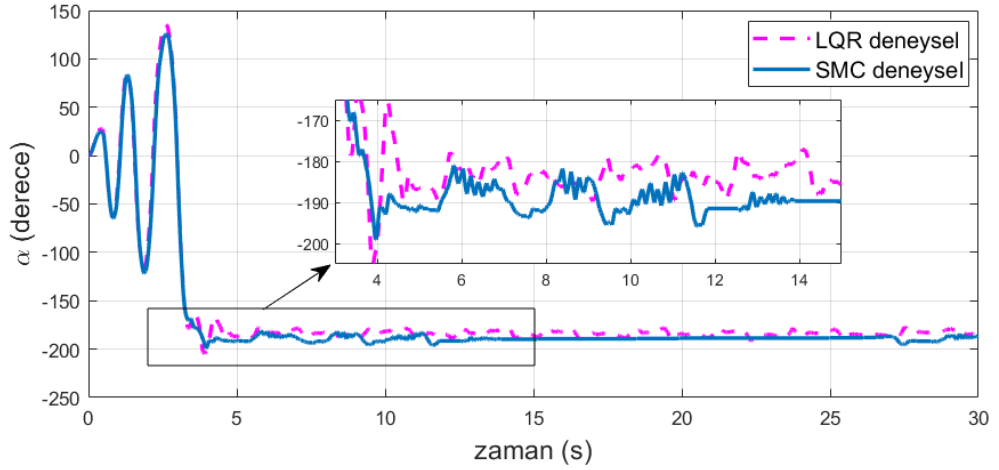
Şekil 5.23. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki sarkacın açısız hızının değişiminin deneysel sonuçları

Yukarıdaki Şekil 5.23’de döner ters sarkaca, dengeleyici kontrolcü olarak sırasıyla Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol uygulandığında sarkacın açısız hızının değişimlerinin deneysel sonuçlarını vermektedir. Grafikten, LQR ve SMC yöntemlerinin dengeye oturma zamanlarının aynı olduğu görülmektedir.



Şekil 5.24. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki kol açısının değişiminin deneysel sonuçları

Şekil 5.24’de döner ters sarkaca Doğrusal Karesel Düzenleyici ve Kayan Kipli Kontrol uygulandığındaki kol açısının değişiminin deneysel sonuçlarını göstermektedir. Dengeye ulaşma süreleri iki yöntemde de neredeyse eşittir. Her iki yöntemde de, kol istenmeyen denge noktalarında dengeye oturmuştur. Kayan Kipli Kontrol yönteminde kol -100° ’de, Doğrusal Karesel Düzenleyici’de kol -30° ’de dengeye oturmuştur.



Şekil 5.25. 3dRIP sistemine gerçek zamanlı olarak, yukarı salınım kontrolcüsü, ardından sırasıyla LQR ve SMC uygulandığındaki sarkaç açısının değişiminin deneysel sonuçları

Yukarıda verilen Şekil 5.25’de 3dRIP döner ters sarkaç sisteminin dengelenmesi için yukarı salınım kontrolcüsü ve dengeleyici kontrolcüler olan LQR ve SMC uygulandığında sarkaç açısının değişimini göstermektedir. Dengeleyici kontrolcü olarak önce Doğrusal Karesel Düzenleyici daha sonra da Kayan Kipli Kontrol uygulanarak deneysel sonuçların karşılaştırması verilmiştir. Sarkaç açısının her iki

kontrol yönteminde de yaklaşık 4 saniye civarında dengelemesini sağladığı görülmektedir.

Bu çalışmada, üç boyutlu yazıcıyla kendi imal ettiğimiz döner ters sarkaç deney düzeneğinde farklı kontrol stratejilerinin uygulanabilirliği test edilmiş ve bu kontrol yöntemlerinin performans karşılaştırılması yapılmıştır. Kayan Kip Kontrol (SMC) yöntemi, döner ters sarkaç sistemini, doğrusal olmayan dinamik denklemleri ile kontrol etmeyi başarmıştır. İki kayma yüzeyi tasarlanmış ve bu yüzeyler duruma bağlı bir birleştirme parametresiyle ana kayma yüzeyi oluşturulmuştur. Bu kayma yüzeylerinin asimptotik stabilitesi teorik olarak kanıtlanmıştır. Simülasyon sonuçları ürettiğimiz döner ters sarkaca da uygulanarak SMC yönteminin uygulanabilirliği pratik olarak da doğrulanmıştır. SMC yönteminde simülasyonda kullandığımız $\dot{s} = -K \cdot \text{sgn}(s)$ değeri pratik uygulamada, sistemde çok fazla çattırtı (titreme) yaptığı için uygulamada bu değeri $\dot{s} = -K \cdot \tanh(s)$ olarak değiştirildi. Daha sonra Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) için de benzetim (simülasyon) ve gerçek zamanlı deneysel çalışma gerçekleştirilmiştir. Diğer yöntemden (SMC) farklı olarak LQR’da, yöntemin doğası gereğince dinamik denklemler doğrusallaştırılarak kullanılmıştır. Her iki yöntemde de sarkaç açısı başarılı bir şekilde denge noktasına gelirken kol açısı pratik uygulamada istenen noktaya gelemese de dengelenme sağlanmıştır. Bu iki yöntem kıyaslandığında SMC yöntemi hatalı modelleme parametrelerinde LQR’a kıyasla daha dayanıklı sonuçlar üretebilme özelliğine sahip olduğu görülmüştür. Fakat LQR yönteminde, dışarıdan verilen bozucu etkilere karşı sistemin daha başarılı ve hızlı hareket ettiği saptanmıştır. Genel olarak, yukarı-salınım kontrolcüsü döner ters sarkacı dik konuma getirdikten sonra kararsız denge noktasındaki durumunu koruması için LQR yönteminin daha uygun olacağı görülmektedir.

KAYNAKLAR

- Agrawal, R., & Mitra, R. (2013). *Adaptive neuro fuzzy inference structure controller for rotary inverted pendulum*. Paper presented at the Proceedings of International Conference on Advances in Computing.
- Akhtaruzzaman, M., & Shafie, A. A. (2010). *Modeling and control of a rotary inverted pendulum using various methods, comparative assessment and result analysis*. Paper presented at the 2010 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation.
- Al-Jodah, A., Zargarzadeh, H., & Abbas, M. K. (2013). *Experimental verification and comparison of different stabilizing controllers for a rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2013 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering.
- Alt, B., Hartung, C., & Svaricek, F. (2011). *Robust fuzzy cascade control revised: Application to the rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2011 19th Mediterranean Conference on Control & Automation (MED).
- Anvar, S. M. M., Hassanzadeh, I., & Alizadeh, G. (2010). *Design and implementation of sliding mode-state feedback control for stabilization of Rotary Inverted Pendulum*. Paper presented at the ICCAS 2010.
- Aracil, J., Acosta, J., & Gordillo, F. (2013). A nonlinear hybrid controller for swinging-up and stabilizing the Furuta pendulum. *Control Engineering Practice*, 21(8), 989-993.
- Åström, K. J., & Furuta, K. (1996). Swinging up a pendulum by energy control. *IFAC Proceedings Volumes*, 29(1), 1919-1924.
- Bayram, A., Kara, F., & Almali, M. N. (2019). *Design of Spatial Inverted Pendulum System*. Paper presented at the MATEC Web of Conferences.
- Bradshaw, A., & Shao, J. (1996). Swing-up control of inverted pendulum systems. *Robotica*, 14(4), 397-405.
- Bucher, R. (2019). Practical experiences with Python and Linux RT at the SUPSI Laboratory. *IFAC-PapersOnLine*, 52(9), 133-138.
- Chiu, C.-H., & Hung, Y.-T. (2020). One wheel vehicle real world control based on interval type 2 fuzzy controller. *Mechatronics*, 70, 102387.
- Chiu, C.-H., & Peng, Y.-F. (2018). *The implementation of a rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2018 IEEE International Conference on Applied System Invention (ICASI).
- Ciężkowski, M. (2021). Dynamic stabilization and feedback control of the pendulum in any desired position. *Journal of Sound and Vibration*, 491, 115761.
- de Jesús Rubio, J. (2018). Discrete time control based in neural networks for pendulums. *Applied Soft Computing*, 68, 821-832.
- Demirtas, M., Altun, Y., & Istanbulu, A. (2013). Virtual laboratory for sliding mode and PID control of rotary inverted pendulum. *Computer Applications in Engineering Education*, 21(3), 400-409.
- Edwards, C., & Spurgeon, S. (1998). *Sliding mode control: theory and applications*: Crc Press.
- Emelyanov, S. (1967). Variable structure control systems. *Moscow, Nauka*.
- Fabbri, T., Fenucci, D., Falasca, S., Gamba, M., & Bicchi, A. (2013). *Packet-based dynamic control of a furuta pendulum over ethernet*. Paper presented at the 21st Mediterranean Conference on Control and Automation.

- Fairus, M., Mohamed, Z., & Ahmad, M. (2013). *Fuzzy modeling and control of rotary inverted pendulum system using LQR technique*. Paper presented at the IOP Conference Series: Materials Science and Engineering.
- Fairus, M., Mohamed, Z., Ahmad, M., & Loi, W. (2015). LMI-based multiobjective integral sliding mode control for rotary inverted pendulum system under load variations. *Jurnal Teknologi*, 73(6).
- 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.
- Ghorbani, F., Shooredeli, M. A., & Teshnehlab, M. (2013). *Fault tolerant improvement with chaos synchronization using Fuzzy-PID control*. Paper presented at the 2013 13th Iranian Conference on Fuzzy Systems (IFSC).
- Gonzalez, C., Alvarado, I., & La Peña, D. M. (2017). Low cost two-wheels self-balancing robot for control education. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1), 9174-9179.
- Goswami, N. K., & Padhy, P. K. (2018). Sliding mode controller design for trajectory tracking of a non-holonomic mobile robot with disturbance. *Computers & Electrical Engineering*, 72, 307-323.
- Hamza, M. F., Yap, H. J., & Choudhury, I. A. (2017). Cuckoo search algorithm based design of interval Type-2 Fuzzy PID Controller for Furuta pendulum system. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 62, 134-151.
- Hamza, M. F., Yap, H. J., Choudhury, I. A., Isa, A. I., Zimit, A. Y., & Kumbasar, T. (2019). Current development on using Rotary Inverted Pendulum as a benchmark for testing linear and nonlinear control algorithms. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 116, 347-369.
- Harib, K. H., Sivaloganathan, S., & Oseni, A. MAKER: Designing and Building a Two-DOF Inverted Pendulum on Three-DOF Cart.
- Hassanzadeh, I., & Mobayen, S. (2011). Controller design for rotary inverted pendulum system using evolutionary algorithms. *Mathematical Problems in Engineering*, 2011.
- Hercus, R., Wong, K.-Y., Shee, S.-K., & Ho, K.-F. (2013). *Control of an inverted pendulum using the neurabase network model*. Paper presented at the International conference on neural information processing.
- Hintz, C., Ahmad, S., Kloeppe, J., & Fierro, R. (2017). *Robust hybrid control for swinging-up and balancing an inverted pendulum attached to a UAV*. Paper presented at the 2017 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA).
- Howard, I. S. (2019). *A modular 3D-printed inverted pendulum*. Paper presented at the Annual Conference Towards Autonomous Robotic Systems.
- Huang, J., Zhang, T., Fan, Y., & Sun, J.-Q. (2019). Control of rotary inverted pendulum using model-free backstepping technique. *IEEE Access*, 7, 96965-96973.
- Jadlovská, S., & Sarnovský, J. (2013). *Application of the state-dependent Riccati equation method in nonlinear control design for inverted pendulum systems*. Paper presented at the 2013 IEEE 11th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY).
- Kamil, H., Makki, O., & Umran, H. (2020). *Optimal tuning of a Linear Quadratic Regulator for Position Control using Particle Swarm Optimisation*. Paper presented at the IOP Conference Series: Materials Science and Engineering.

- Khanesar, M. A., Teshnehlab, M., & Shoorehdeli, M. A. (2007). *Sliding mode control of rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2007 Mediterranean Conference on Control & Automation.
- Kirk, D. E. (2004). *Optimal control theory: an introduction*: Courier Corporation.
- Kotan, E., Aslan, S., Bilgin, N., & Tepe, C. (2020). "9. Uluslararası Bilimsel Araştırmalar Kongresi". E. Özhüner (ed.). *Döner Ters Sarkaç Üzerinde Birleştirilmiş Kayar Kip Kontrol ve Doğrusal Karesel Düzenleyicinin Benzetim Karşılaştırması*. (s. 515-528). Ankara: Asil.
- Krauss, R. W., & VanderRoest, C. T. (2017). *Board# 144: MAKER: A 3D Printed Balancing Robot for Teaching Dynamic Systems and Control*. Paper presented at the 2017 ASEE Annual Conference & Exposition.
- Kuo, T., Huang, Y., & Hong, B. (2009). *Adaptive PID with sliding mode control for the rotary inverted pendulum system*. Paper presented at the 2009 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics.
- Kurode, S., Chalanga, A., & Bandyopadhyay, B. (2011). Swing-up and stabilization of rotary inverted pendulum using sliding modes. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1), 10685-10690.
- Lee, W.-c., Lyu, Y.-Y., Hsu, T.-Y., & Wei, C.-c. (2014). *Using the Taguchi methods to study the balance control of a rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2014 International Conference on Advanced Robotics and Intelligent Systems (ARIS).
- Li, J.-H. (2013). *Composite fuzzy control of a rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics.
- Lu, X.-Y., & Spurgeon, S. K. (1996). Dynamic Sliding Mode Control of Non-Minimum Phase Systems. *IFAC Proceedings Volumes*, 29(1), 2651-2656.
- Mathew, N. J., Rao, K. K., & Sivakumaran, N. (2013). Swing up and stabilization control of a rotary inverted pendulum. *IFAC Proceedings Volumes*, 46(32), 654-659.
- Moreno-Valenzuela, J., Aguilar-Avelar, C., Puga-Guzmán, S. A., & Santibáñez, V. (2016). Adaptive neural network control for the trajectory tracking of the Furuta pendulum. *IEEE transactions on cybernetics*, 46(12), 3439-3452.
- Nath, K., & Dewan, L. (2018). *Heuristic optimization based choice of LQR weighting matrices for a rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2018 International Conference on Recent Trends in Electrical, Control and Communication (RTECC).
- Nath, V., & Mitra, R. (2014). *Swing-up and control of Rotary Inverted Pendulum using pole placement with integrator*. Paper presented at the 2014 Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS).
- Nekoo, S. R. (2020). Digital implementation of a continuous-time nonlinear optimal controller: An experimental study with real-time computations. *ISA transactions*, 101, 346-357.
- Nguyen, H. C. T., & Shen, A. W. (2011). Using hybrid and lqr method control of a self-erecting rotary inverted pendulum system based on pic 18f4431. *International Journal of Computer Science and Information Technologies*, 2(6), 2548-2553.
- Oh, S.-K., Jung, S.-H., & Pedrycz, W. (2009). Design of optimized fuzzy cascade controllers by means of hierarchical fair competition-based genetic algorithms. *Expert Systems with Applications*, 36(9), 11641-11651.

- Oh, S.-K., Kim, W.-D., & Pedrycz, W. (2012). Design of optimized cascade fuzzy controller based on differential evolution: Simulation studies and practical insights. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 25(3), 520-532.
- Olfati-Saber, R. (2001). *Nonlinear control of underactuated mechanical systems with application to robotics and aerospace vehicles*. Massachusetts Institute of Technology,
- Oltean, S.-E. (2014). Swing-up and stabilization of the rotational inverted pendulum using PD and fuzzy-PD controllers. *Procedia Technology*, 12, 57-64.
- Ordaz, P., & Poznyak, A. (2012). *The Furuta's pendulum stabilization without the use of a mathematical model: attractive ellipsoid method with kl-adaptation*. Paper presented at the 2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC).
- Pajaziti, A., & Gara, L. (2019). Navigation of Self-Balancing Mobile Robot through Sensors. *IFAC-PapersOnLine*, 52(25), 429-434.
- Park, M.-S., & Chwa, D. (2009). Swing-up and stabilization control of inverted-pendulum systems via coupled sliding-mode control method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9), 3541-3555.
- Pinares-Mamani, O. G. C., & Cutipa-Luque, J. C. (2020). A low-cost didactic module for testing advanced control algorithms. *HardwareX*, 8, e00148.
- Qian, D., Yi, J., Zhao, D., & Hao, Y. (2006). *Hierarchical sliding mode control for series double inverted pendulums system*. Paper presented at the 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems.
- Quanser. (2015). Rotary Inverted Pendulum Workbook.
- Rajan, A., Kumar, A. A., & Kavitha, C. (2016). *Robust control methods for swing-up and stabilization of a rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2016 International Conference on Emerging Technological Trends (ICETT).
- Ramírez-Neria, M., Sira-Ramírez, H., Garrido-Moctezuma, R., & Luviano-Juarez, A. (2014). Linear active disturbance rejection control of underactuated systems: The case of the Furuta pendulum. *ISA transactions*, 53(4), 920-928.
- Reck, R. M., & Sreenivas, R. (2016). Developing an affordable and portable control systems laboratory kit with a Raspberry Pi. *Electronics*, 5(3), 36.
- Rojas-Moreno, A., Hernandez-Garagatti, J., Pacheco-De La Vega, O., & Lopez-Lozano, L. (2016). *FO based-LQR stabilization of the rotary inverted pendulum*. Paper presented at the 2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC).
- Rudra, S., kumar Barai, R., Maitra, M., Mandal, D., Ghosh, S., Dam, S., . . . Bhattacharyya, P. (2013). *Stabilization of Furuta Pendulum: A backstepping based hierarchical sliding Mode approach with disturbance estimation*. Paper presented at the 2013 7th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO).
- Seman, P., Juh, M., & Salaj, M. (2013). Swinging up the Furuta pendulum and its stabilization via model predictive control. *Journal of Electrical Engineering*, 64(3), 152-158.
- Silik, Y., & Yaman, U. (2020). *Control of Rotary Inverted Pendulum by Using On-Off Type of Cold Gas Thrusters*. Paper presented at the Actuators.
- Tran, J., Farokhi, F., Cantoni, M., & Shames, I. (2020). Implementing homomorphic encryption based secure feedback control. *Control Engineering Practice*, 97, 104350.
- Turkoglu, K., & Graham, B. (2017). *Design, Build and Integration of a Low-Cost Self-Erecting Inverted Pendulum Mechanism*. Paper presented at the AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference.

- Turner, M., & Cooley, T. (2015). *A low cost and flexible open source inverted pendulum for feedback control laboratory courses*. Paper presented at the ASEE Annual Conference and Exposition, Conference Proceedings.
- Türker, T., Görgün, H., & Cansever, G. (2012). Lyapunov's direct method for stabilization of the Furuta pendulum. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 20(1), 99-110.
- Utkin, V. (1977). Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic control*, 22(2), 212-222.
- Utkin, V. I. (2008). Sliding mode control: mathematical tools, design and applications. In *Nonlinear and optimal control theory* (pp. 289-347): Springer.
- Vasconcelos, J. R., GONZÁLEZ, E. M. A., & DEL FOYO, P. M. G. (2019). DESIGN AND CONTROL OF A FLYWHEEL INVERTED PENDULUM SYSTEM. *Anais da Sociedade Brasileira de Automática*, 1(1).
- Xiong, X., Ames, A. D., & Goldman, D. I. (2017). *A stability region criterion for flat-footed bipedal walking on deformable granular terrain*. Paper presented at the 2017 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS).
- Yang, D., & Bewley, T. (2018). *A minimalist Stair Climbing Robot (SCR) formed as a leg balancing & climbing Mobile Inverted Pendulum (MIP)*. Paper presented at the 2018 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS).
- Yang, J.-H., Shim, S.-Y., Seo, J.-H., & Lee, Y.-S. (2009). Swing-up control for an inverted pendulum with restricted cart rail length. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 7(4), 674-680.
- Zakeri, E., Moezi, S. A., & Eghtesad, M. (2019). Optimal interval type-2 fuzzy fractional order super twisting algorithm: A second order sliding mode controller for fully-actuated and under-actuated nonlinear systems. *ISA transactions*, 85, 13-32.

EKLER

runge4.m dosyası:

```
function y = runge4( f, y0, t )
    y = zeros(4, 4, length(t));
    y(:,:,1) = [y0];
    for i=1:length(t)-1
        h = t(i+1)-t(i);
        k1 = f(t(i), y(:,:,i));
        k2 = f(t(i)+1/2*h, y(:,:,i)+1/2*k1*h);
        k3 = f(t(i)+1/2*h, y(:,:,i)+1/2*k2*h);
        k4 = f(t(i)+h, y(:,:,i)+k3*h);
        y(:,:,i+1) = y(:,:,i)+1/6*(k1+2*k2+2*k3+k4)*h;
    end
```

sistem_ricatti.m dosyası:

```
function Pdot = sistem_ricatti( t, P )
A=[0 0 1 0;0 0 0 1;0 4.9039 -7.9967 -0.2799;0 68.7912 -12.4615 -3.9269];
B=[0;0;16.5106;25.7291]; Q=diag([20 1 1 0]); R=[1];

    Pdot = -(-A'*P-P*A+P*B*1/R*B'*P-Q);
end
```

lqrtest.m dosyası:

```
clc; clear all; close all;
delta_t = 0.0025;
t_final = 5;
ts = 0:delta_t:t_final;
N = t_final/delta_t;
Pf = [1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 0 0;0 0 0 0];
sistem = @sistem_ricatti;
P = runge4(sistem, Pf, ts);
A=[0 0 1 0;0 0 0 1;0 4.9039 -7.9967 -0.2799;0 68.7912 -12.4615 -3.9269];
B=[0;0;16.5106;25.7291]; Q=diag([20 1 1 0]); R=[1];
x(:,1)=[0; pi/6; 0; 0];
u = zeros(N);
for i=1:length(ts)-2
    u(i) = -inv(R)*B'*P(:,:,N-i)*x(:,i);
    x(:,i+1) = (A*x(:,i)+B*u(i))*delta_t+x(:,i);
end
ts(end)=[];
x=x*180/pi;
plot(ts,u(:,1)); xlabel('zaman, sn'); ylabel('Kontrol girişi (u), V');
grid ; legend('IQR benzetim','Location','best');
figure;
plot(ts,x(1,:)); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Kol konumu (der)');
```

```

grid; legend('LQR benzetim','Location','best');
figure;
plot(ts,x(2,:)); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Sarkaç konumu (der)');
grid; legend('LQR benzetim','Location','best');
figure;
plot(ts,x(3,:)); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Kol açısai hızı (der/sn)');
grid; legend('LQR benzetim','Location','best');
figure;
plot(ts,x(4,:)); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Sarkaç açısai hızı
(der/sn)');
grid; legend('LQR benzetim','Location','best');

```

testWithSMC.m dosyası:

```

clear all;close all; clc
Rm = 1.714; % Armature Resistance (Ohm)
kt = 0.11434; % Motor Torque Constant (N.m/A)
km = 0.11434; % Motor Back-EMF Constant (V.s/rd)
Kgi = 14; % Internal Gear Ratio (of the Planetary Gearbox)
eta_g = 0.9; % Gearbox Efficiency
eta_m = 0.69; % Motor ElectroMechanical Efficiency
Jm_rotor = 3.9e-7; % Rotor Inertia (kg.m^2)
Jtach = 7e-8; % Tachometer Armature Inertia, if any (kg.m^2)
Jm = Jm_rotor + Jtach; % Motor Equivalent Inertia (kg.m^2)
g = 9.81;% Gravity Constant
Mp = 0.030; % Pendulum Mass (with T-fitting)
Lp = 0.258; % Pendulum Full Length (with T-fitting, from axis of
rotation to tip)
lp = 0.11; % Distance from Pivot to Centre Of Gravity: calculated
experimentally
Dp = 0.0024; % Equivalent Viscous Damping Coefficient (N.m.s/rad)
Dr = 0.0024; % Equivalent Viscous Damping Coefficient (N.m.s/rad)
Mr = 0.35;%0.295;%0.4;%286; % Arm Mass (with two thumb screws)
Lr = 0.25; % Full Length of Arm (from axis of rotation to tip)
lr = 0.15; % Distance from Pivot to Centre Of Gravity: calculated
experimentally
Jp = Mp * Lp^2 / 12; % Pendulum Moment of Inertia (kg.m^2) -
approximation
Jr = Mr * Lr^2 / 12; % Pendulum Moment of Inertia (kg.m^2) -
approximation
Jeq = 0.0023; % Equivalent moment of inertia including load (kg.m^2)
kg= 4.1; % High-gear total gear ratio
Beq = 0.004; % Equivalent Viscous Damping Coefficient as seen at the
Load (N.m.s/rd)
Bp = 0.0018;
Br = 0.0026;

x0=[0; 0; 30; 0]*pi/180; %initial angle

```

```

inc=0.0025; %increment
t=0:inc:5; %sampling time

a=Mp*Lr^2+Jr+Mr*lr^2;
b=Mp*lp*Lr;
c=Jp+Mp*lp^2;
d=Mp*g*lp;
e=a*c-(b^2);
f=(eta_m*eta_g*kt*kg*(kg*km))/Rm;
h=(eta_m*eta_g*kt*kg)/Rm;
G=Mp*lp^2;

dvr=100/12; %Dc_Vm_ratio
lambda_u=-0.93;
ca=8.5;
ct=1.5;
k=40;
u_max=12;

x=x0;

for i=1:length(t)
    X(:,i)=x;
    % x=[theta; thetaDot; alpha; alphaDot]
    m=[a+c*sin(x(3))^2, b*cos(x(3)); -b*cos(x(3)), c];
n=[x(2)*(Br+0.5*c*sin(2*x(3))*x(4))+f)+x(4)^2*(0.5*c*sin(2*x(3))+b*sin(x(3)))
;
    -x(2)^2*(0.5*c*sin(2*x(3)))-d*sin(x(3))+Bp*x(4)];

ft(i)=(n(2)*m(2,2)^-1*m(1,2)-n(1))/(m(1,1)-m(2,1)*m(2,2)^-1*m(1,2));
gt(i)=(h)/(m(1,1)-m(2,1)*m(2,2)^-1*m(1,2));
fa(i)=(n(2)*m(2,1)^-1*m(1,1)-n(1))/(m(1,2)-m(2,2)*m(2,1)^-1*m(1,1));
ga(i)=(h)/(m(1,2)-m(2,2)*m(2,1)^-1*m(1,1));

st(i)=x(2)+ct*x(1); %sliding surface for theta
sa(i)=x(4)+ca*x(3); %sliding surface for alpha

l(i)=lambda_u*cos(x(3));

lambdaDot(i)=-lambda_u*sin(x(3));

s(i)=sa(i)+l(i)*st(i); %coupled sliding surface
sDot(i)=-k*sign(s(i));

u_m(i)=(-(fa(i)+ca*x(4)+l(i)*(ft(i)+ct*x(2)))-k*sign(s(i))-
lambdaDot(i)*st(i))/(ga(i)+l(i)*gt(i));

```

```

u(i)=u_max*sat2(u_m(i),u_max);

xdot=[x(2);ft(i)+gt(i)*u(i);x(4);fa(i)+ga(i)*u(i)];
XDOT(:,i)=xdot;

x=xdot*inc+x;
end
X=X*180/pi;

plot(t,X(1,:)); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Kol konumu (der)');
grid; legend('SMC benzetim','Location','best');
figure;
plot(t,X(3,:)); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Sarkaç konumu (der)');
grid; legend('SMC benzetim','Location','best');
figure;
plot(t,X(2,:)); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Kol açısai hızı (der/sn)');
grid; legend('SMC benzetim','Location','best');
figure;
plot(t,X(4,:)); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Sarkaç açısai hızı
(der/sn)');
grid; legend('SMC benzetim','Location','best');
figure;
plot(t,u); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Kontrol girişı u(V)');
grid; legend('SMC benzetim','Location','best');
figure;
plot(t,sa,t,st,t,s); xlabel('Zaman (sn)'); ylabel('Kayma yüzeyleri');
grid; legend('sa','st','s','Location','best');

```

comp.m dosyası:

```

clear all;close all; clc
Rm = 1.714;
kt = 0.11434;
km = 0.11434;
Kgi = 14;
eta_g = 0.9;
eta_m = 0.69;
g = 9.81;
Mp = 0.030;
Lp = 0.258;
lp = 0.11;
Mr = 0.35;
Lr = 0.25;
lr = 0.15;
kg= 4.1;
Bp = 0.0018;
Br = 0.0026;

```

```

Jp = Mp * Lp^2 / 12;
Jr = Mr * Lr^2 / 12;
load datalqr2.mat
load datasmc2.mat
x0=[0; 0; 180; 0]*pi/180;
inc=0.0025; %increment
t=0:inc:max(time); %sampling time

```

```

a=Mp*Lr^2+Jr+Mr*lr^2;
b=Mp*lp*Lr;
c=Jp+Mp*lp^2;% (4/3)*Mp*(lp^2);
d=Mp*g*lp;
e=a*c-(b^2);
f=(eta_m*eta_g*kt*kg*(kg*km))/Rm;
h=(eta_m*eta_g*kt*kg)/Rm;
G=Mp*lp^2;

```

```

u=0;
dvr=100/12; %Dc_Vm_ratio
lambda_u=-0.93;
ca=9.4;
ct=1;
k=40;
u_max=12; % 12V DC motor
x=x0;
for i=1:length(t)
X(:,i)=x;
% x=[theta; thetaDot; alpha; alphaDot]
m=[a+c*sin(x(3))^2, b*cos(x(3)); -b*cos(x(3)), c];

n=[x(2)*(Br+0.5*c*sin(2*x(3))*x(4))+f+x(4)^2*(0.5*c*sin(2*x(3))+b*sin(x(3)))
;
-x(2)^2*(0.5*c*sin(2*x(3)))-d*sin(x(3))+Bp*x(4)];

ft(i)=(n(2)*m(2,2)^-1*m(1,2)-n(1))/(m(1,1)-m(2,1)*m(2,2)^-1*m(1,2));
gt(i)=(h)/(m(1,1)-m(2,1)*m(2,2)^-1*m(1,2));
fa(i)=(n(2)*m(2,1)^-1*m(1,1)-n(1))/(m(1,2)-m(2,2)*m(2,1)^-1*m(1,1));
ga(i)=(h)/(m(1,2)-m(2,2)*m(2,1)^-1*m(1,1));

st(i)=x(2)+ct*x(1); %sliding surface for theta
sa(i)=x(4)+ca*x(3); %sliding surface for alpha

l(i)=lambda_u*cos(x(3));
lambdaDot(i)= -lambda_u*sin(x(3));

s(i)=sa(i)+l(i)*st(i); %coupled sliding surface
sDot(i)=-k*sign(s(i));

```

```

    u_m(i)=(-fa(i)+ca*x(4)+l(i)*(ft(i)+ct*x(2)))-k*sign(s(i))-
lambdaDot(i)*st(i))/(ga(i)+l(i)*gt(i));
    u_m(i)=u_max*sat2(u_m(i),u_max);

A=[0 0 1 0;
  0 0 0 1;
  0, b*d/e, -c*(Br+f)/e, -b*Bp/e;
  0, a*d/e, -b*(Br+f)/e, -a*Bp/e];

B=[0; 0; c*h/e; b*h/e];
Q=diag([20 1 1 0]);
R=[1];
K=lqr(A,B,Q,R);

alpha1(i)=x(3)-pi;
w1(i)=x(4);
k2 = 1100;
tau_max = 0.4002;
uMax = tau_max/(Mr*Lr);
Er = Mp*g*lp*2; % istenen varis konumu theta1=180°
E(i) = Mp*g*lp*(1-cos(alpha1(i)))+0.5*Jp*(w1(i)^2);
us(i)=k2*(E(i)-Er);
u_swingUp(i) = sat3(k2*(E(i)-Er),-
uMax,uMax)*sign(w1(i)*cos(alpha1(i)));
    if sign(w1*cos(alpha1(i))) == 0
        u_swingUp(i) = sat3(k2*(E(i)-Er),-uMax,uMax);
    else
        u_swingUp(i) = sat3(k2*(E(i)-Er),-
uMax,uMax)*sign(w1(i)*cos(alpha1(i)));
    end

    if abs(x(3)) <= pi/6
        u(i)=u_m(i);
    else
        u(i)=u_swingUp(i);
    end
    xdot=[x(2);ft(i)+gt(i)*u(i);x(4);fa(i)+ga(i)*u(i)];
    XDOT(:,i)=xdot;
x=xdot*inc+x;
end
X=X*180/pi;
load lqrsim.mat X2 u2

subplot(3,2,1)
plot(t,X(1,:)); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\theta (derece)'},'FontSize',7);
title('SMC benzetim')

```

```

subplot(3,2,2)
plot(t,X2(1,:)); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'\theta
(derece)'},'FontSize',7);
title('LQR benzetim')
subplot(3,2,3)
plot(time_s,arm_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\theta (derece)'},'FontSize',7);
title('SMC deneysel')
subplot(3,2,4)
plot(time,arm); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'\theta
(derece)'},'FontSize',7);
title('LQR deneysel')
subplot(3,2,5)
plot(t,X(1,:),time_s,arm_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\theta (derece)'},'FontSize',7);
title('SMC benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('SMC
benzetim','SMC deneysel','FontSize',8);legend('boxoff');
subplot(3,2,6)
plot(t,X2(1,:),time,arm); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\theta (derece)'},'FontSize',7);
title('LQR benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('LQR
benzetim','LQR deneysel','FontSize',8);legend('boxoff');

figure;

subplot(3,2,1)
plot(t,X(3,:)); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\alpha (derece)'},'FontSize',7);
title('SMC benzetim')
subplot(3,2,2)
plot(t,X2(2,:)); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'\alpha
(derece)'},'FontSize',7);
title('LQR benzetim')
subplot(3,2,3)
plot(time_s,pendulum_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\alpha (derece)'},'FontSize',7);
title('SMC deneysel')
subplot(3,2,4)
plot(time,pendulum); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\alpha (derece)'},'FontSize',7);
title('LQR deneysel')
subplot(3,2,5)
plot(t,X(3,:),time_s,pendulum_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\alpha (derece)'},'FontSize',7);
title('SMC benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('SMC
benzetim','SMC deneysel','FontSize',8);legend('boxoff');
subplot(3,2,6)

```

```

    plot(t,X2(2,:),time,pendulum); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'\alpha (derece)','FontSize',7);
    title('LQR benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('LQR
benzetim','LQR deneysel','FontSize',8');legend('boxoff');

figure;

subplot(3,2,1)
plot(t,X(2,:)); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'açısal
hız (der/sn)','FontSize',7);
title('SMC benzetim')
subplot(3,2,2)
plot(t,X2(3,:)); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'açısal
hız (der/sn)','FontSize',7);
title('LQR benzetim')
subplot(3,2,3)
plot(time_s,armVelo_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'açısal hız (der/sn)','FontSize',7);
title('SMC deneysel')
subplot(3,2,4)
plot(time,armVelo); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'açısal hız (der/sn)','FontSize',7);
title('LQR deneysel')
subplot(3,2,5)
plot(t,X(2,:),time_s,armVelo_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'açısal hız (der/sn)','FontSize',7);
title('SMC benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('SMC
benzetim','SMC deneysel','FontSize',8');legend('boxoff');
subplot(3,2,6)
plot(t,X2(3,:),time,armVelo); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'açısal hız (der/sn)','FontSize',7);
title('LQR benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('LQR
benzetim','LQR deneysel','FontSize',8');legend('boxoff');

figure;

subplot(3,2,1)
plot(t,X(4,:)); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'açısal
hız (der/sn)','FontSize',7);
title('SMC benzetim')
subplot(3,2,2)
plot(t,X2(4,:)); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'açısal
hız (der/sn)','FontSize',7);
title('LQR benzetim')
subplot(3,2,3)
plot(time_s,pendVelo_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'açısal hız (der/sn)','FontSize',7);
title('SMC deneysel')

```

```

subplot(3,2,4)
plot(time,pendVelo); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'açısal hız (der/sn)'}, 'FontSize',7);
title('LQR deneysel')
subplot(3,2,5)
plot(t,X(4,:),time_s,pendVelo_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'açısal hız (der/sn)'}, 'FontSize',7);
title('SMC benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('SMC
benzetim','SMC deneysel','FontSize',8');legend('boxoff');
subplot(3,2,6)
plot(t,X2(4,:),time,pendVelo); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'açısal hız (der/sn)'}, 'FontSize',7);
title('LQR benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('LQR
benzetim','LQR deneysel','FontSize',8');legend('boxoff');

figure;

subplot(3,2,1)
plot(t,u); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'u
(V)'}, 'FontSize',7);
title('SMC benzetim')
subplot(3,2,2)
plot(t,u2); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'u
(V)'}, 'FontSize',7);
title('LQR benzetim')
subplot(3,2,3)
plot(time_s,uData_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'u
(V)'}, 'FontSize',7);
title('SMC deneysel')
subplot(3,2,4)
plot(time,uData); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7); ylabel({'u
(V)'}, 'FontSize',7);
title('LQR deneysel')
subplot(3,2,5)
plot(t,u,time_s,uData_s); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'u (V)'}, 'FontSize',7);
title('SMC benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('SMC
benzetim','SMC deneysel','FontSize',8');legend('boxoff');
subplot(3,2,6)
plot(t,u2,time_s,uData); grid; xlabel('zaman (sn)','FontSize',7);
ylabel({'u (V)'}, 'FontSize',7);
title('LQR benzetim ve deneysel karşılaştırma'); legend('LQR
benzetim','LQR deneysel','FontSize',8');legend('boxoff');

```

ÖZ GEÇMİŞ



Vasıf Emre KÖTAN, 18.04.1991 tarihinde Artvin’de doğdu. Artvin Anadolu Öğretmen Lisesi’ni bitirdikten sonra Atatürk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Makine Mühendisliği Bölümü’nden 2017 yılında mezun oldu. 2018 yılında OMÜ LEE Makine Mühendisliği Yüksek Lisans programını girdi. Kontrol teorisi ve robotik çalışmalarıyla uğraşmakta, iyi derecede İngilizce bilmektedir. Temel ilgi alanları; endüstriyel robotlar, insansız hava araçları, uzay araştırmaları, motorsporları, yüzme, sahne sanatları, felsefe.

İletişim Bilgileri

E mail : v.emrekotan@gmail.com
Telefon : 0506 627 53 48
ORCID ID : 0000-0003-1964-7018

Yayımlanmış Çalışmalar:

Kotan, E., Aslan, S., Bilgin, N., & Tepe, C. (2020). “9. Uluslararası Bilimsel Araştırmalar Kongresi”. E. Özhüner (ed.). *Döner Ters Sarkaç Üzerinde Birleştirilmiş Kayar Kip Kontrol ve Doğrusal Karesel Düzenleyicinin Benzetim Karşılaştırması*. (s. 515-528). Ankara: Asil.