T.C
DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TERS SARKAÇ SİSTEMİNİN PI-PD DENETLEYİCİ KULLANILARAK KONTROL EDİLMESİ

Fuat PEKER

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DİYARBAKIR
Temmuz-2017

T.C. DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRLÜĞÜ
DİYARBAKIR

Fuat PEKER tarafından yapılan "Ters Sarkaç Sisteminin PI-PD Denetleyici Kullanılarak Kontrol Edilmesi" konulu bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Nusret TAN

Üye : Prof. Dr. İbrahim KAYA

Üye : Yrd. Doç. Dr. Abdulnasır YILDIZ

Tez Savunma Sınavı Tarihi: 31/07/2017

Yukarıdaki bilgilerin doğruluğunu onaylarım.

.../...../.....

Doç. Dr. Sevtap SÜMER EKER

Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması süresince her anlamda yardımını, bilimsel katkılarını ve tecrübelerini hiçbir zaman esirgemeyen değerli hocam Prof. Dr. İbrahim KAYA'ya teşekkür ederim.

Tez çalışmasında karşılaşılan teknik problemlerde gerekli desteği veren Araştırma Görevlisi İhsan BAYIR'a teşekkür ederim. Ayrıca, tez çalışması süresince manevi desteğini esirgemeyen eşim Leyla PEKER'e teşekkür ederim.

Bu tez çalışması, Dicle Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (DÜBAP) Koordinatörlüğü tarafından 10-MF-44 proje numarası ile desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

		Sayfa
TEŞEKKÜR		I
İÇİNDEKİLER		II
ÖZET		III
ABSTRACT		IV
ŞEKİL LİSTESİ		V
KISALTMA VE SİMGELER		VII
1.	**GİRİŞ**	1
1.1.	Genel Bilgi	1
1.2.	Tezin Amacı	3
1.3.	Tezin Yapısı	3
2.	**KAYNAK ÖZETLERİ**	5
3.	**MATERYAL VE METOT**	11
3.1.	Araba-Sarkaç Sistemi	11
3.2.	Sistemin Modellenmesi	12
3.2.1.	Fiziksel Yasalar Kullanılarak Sistemin Modellenmesi	13
3.2.2.	Matlab Sistem Tanımlama Aracı Kullanılarak Sistemin Modellenmesi	21
3.3.	Denetleyici Tasarımı	28
3.3.1.	PID Denetleyici	28
3.3.1.1.	PID Denetleyici Tasarımı	31
3.3.2.	PI-PD Denetleyici	41
3.3.2.1.	PI-PD Denetleyici Tasarımı	43
4.	**BULGULAR VE TARTIŞMA**	53
5.	**SONUÇ VE ÖNERİLER**	63
6.	**KAYNAKLAR**	65
ÖZGEÇMİŞ		69

ÖZET

TERS SARKAÇ SİSTEMİNİN PI-PD DENETLEYİCİ KULLANILARAK KONTROL EDİLMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Fuat PEKER

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

2017

Ters sarkaç, kontrol mühendisliği ve robotik alanlarında kullanılan en yaygın ölçütlerden bir tanesidir. Ters sarkaç sistemi literatürde iyi bilinen bir tek-girişli çok-çıkışlı sistem örneğidir.

Bu çalışmada, bir araba-ters sarkaç sisteminin modellenmesi ve PI-PD denetleyici kullanılarak kontrol edilmesi gerçekleştirilmiştir. PI-PD denetleyici, karasız veya integratörlü sistemlerin kontrolünde PID denetleyiciye göre daha iyi sonuçlar veren bir denetleyici türüdür. Yapılan çalışmada, sistem hem fiziksel yasalar hem de Matlab sistem tanımlama aracı kullanılarak modellenmiştir. Matlab sistem tanımlama aracı kullanılarak sarkaç açısı ve araba konumu için elde edilen transfer fonksiyonları fiziksel yasalar kullanılarak elde edilenlerden daha düşük derecelidir. Bu yüzden, denetleyici tasarımında Matlab sistem tanımlama aracı kullanılarak bulunan transfer fonksiyonları kullanılmıştır. Araba-ters sarkaç sisteminde, arabanın konumuna ait transfer fonksiyonu integratörlü, yukarı konumdaki sarkaç (ters sarkaç) açısına ait transfer fonksiyonu ise kararsızdır.

Sarkacın yukarı konumda dengelenmesi ve arabanın konum kontrolü için kullanılan PI-PD denetleyicilerin ayar parametreleri standart form yaklaşımı ile elde edilmiştir. PI-PD denetleyicinin araba-ters sarkaç sisteminin kontrolünde PID denetleyiciden daha iyi olduğu hem sarkaç açısı hem de araba konumuna ait gerçek zamanlı uygulama sonuçlarında ortaya konulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Araba-ters sarkaç sistemi, Tek girişli-çok çıkışlı sistemler, Sistem modelleme ve tanımlama, PI-PD, PID

ABSTRACT

CONTROLLING OF INVERTED PENDULUM SYSTEM BY USING PI-PD CONTROLLER

MsC THESIS

Fuat PEKER

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
INSTITUTE OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES
UNIVERSITY OF DICLE

2017

Inverted pendulum is one of the most common benchmarks used in areas of control engineering and robotics. The inverted pendulum system is a well-known example of single-input multiple-output (SIMO) system in the literature.

In this study, modelling of a cart-inverted pendulum system and controlling it by using PI-PD controller were carried out. The PI-PD controller is a type of controller that gives better results than PID controller for controlling of integrating or unstable systems. In the study done, the system was modeled by using both physical laws and Matlab system identification tool. The transfer functions obtained for pendulum angle and cart position by using the Matlab system identification tool are lower order than those obtained by using physical laws. Therefore, the transfer functions found by using the Matlab system identification tool were used in controller design. In the cart-inverted pendulum system, the transfer function of the cart position has integrator and the transfer function of the pendulum angle in the upright position (inverted pendulum) is unstable.

The tuning parameters of the PI-PD controllers used for balancing the pendulum in the upright position and controlling the cart position were obtained with the standard form approach. It was demonstrated in both pendulum angle and cart position real time implementation results that the PI-PD controller is better than the PID controller for controlling the cart-inverted pendulum system.

Keywords: Cart-inverted pendulum system, Single input-multi output systems, System modelling and identification, PI-PD, PID

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil No		Sayfa
Şekil 1.1.	Yaygın olarak kullanılan ters sarkaç yapıları: a) araba-ters sarkaç, b) çift ters sarkaç (Jaiwat ve Ohtsuka 2014), c) dönel tek kollu sarkaç (Furuta sarkaç) (Gordillo ve ark. 2003)	2
Şekil 1.2.	Tek-girişli çok-çıkışlı olarak araba-arkaç sistemi	3
Şekil 3.1.	Araba-sarkaç deney setinin mekanik yapısı (Feedback Instruments Ltd. 2010)	11
Şekil 3.2.	Araba-sarkaç deney setinin kontrol şeması	12
Şekil 3.3.	Araba-ters sarkaç sisteminin mekanik modeli (Feedback Instruments Ltd. 2010)	13
Şekil 3.4.	Varsayılan araba-ters sarkaç yapısı	14
Şekil 3.5.	Araba üzerindeki kuvvetler	14
Şekil 3.6.	Sarkaç üzerindeki kuvvetler	15
Şekil 3.7.	Araba-ters sarkaç sisteminin kaskad yapısı	18
Şekil 3.8.	Dc motor dâhil edilmiş araba-ters sarkaç sisteminin kaskad yapısı	19
Şekil 3.9.	$G_{A1}(s)$'in s düzleminde kutup ve sıfırlarının yerleşimi	20
Şekil 3.10.	$G_{P1}(s)$'in s düzleminde kutup ve sıfırlarının yerleşimi	21
Şekil 3.11.	Matlab sistem tanımlama aracına ait kullanıcı arayüzü	22
Şekil 3.12.	Matlab sistem tanımlama aracında süreç modelleri elde etmek için kullanılan arayüz	23
Şekil 3.13.	$G_{P2}(s)$'in s düzleminde kutuplarının yerleşimi	24
Şekil 3.14.	Araba konumu için gerçek sistem ve elde edilen modelin kapalı çevrim cevapları	24
Şekil 3.15.	Ters sarkaç için kapalı çevrim sistem modelleme yaklaşımı	25
Şekil 3.16.	$G_{A2}(s)$'in s düzleminde kutuplarının yerleşimi	27
Şekil 3.17.	Sarkaç açısı için gerçek sistem ve elde edilen modelin kapalı çevrim cevapları	27
Şekil 3.18.	PID denetleyici ile yapılan bir kapalı çevrim kontrol sistemi	28
Şekil 3.19.	K_i ve K_d değerleri sıfır alınarak farklı K_p değerlerine göre sistem çıkışları	30
Şekil 3.20.	$K_p = 1$ ve $K_d = 0$ alınarak farklı Ki değerlerine göre sistem çıkışları	30

Şekil 3.21. K_p = 6 ve K_i = 1.25 alınarak farklı Kd değerlerine göre sistem çıkışları 31

Şekil 3.22. İkinci dereceden bir sistem için sönüm oranına karşılık bazı integral performans kriterlerinin sonuçları (Kaya 1999) 35

Şekil 3.23. ISE kriterine ait değerlendirme (Kaya 1999) 36

Şekil 3.24. Sarkaç açısı ve araba konumu için PID denetleyici ile yapılan kapalı çevrim kontrol yapısı 39

Şekil 3.25. Araba-ters sarkaç sistemi için PID denetleyiciler ile yapılan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemi yaklaşımı 40

Şekil 3.26. PI-PD kontrol yapısı 41

Şekil 3.27. Kapalı çevrim kontrol sistemi 44

Şekil 3.28. $T_{13}(s)$ için değişen c_1 değerlerine göre optimum d_1 ve d_2 değerleri 45

Şekil 3.29. $T_{13}(s)$ için c_1 değerlerine göre minimum J_0, J_1, J_2 ve J_3 performans indeksi değerleri 46

Şekil 3.30. IST^3E kriterine göre farklı c_1 değerleri için $T_{13}(s)$ birim basamak cevapları 46

Şekil 3.31. Sarkaç açısı ve araba konumu için PI-PD denetleyici ile yapılan kapalı çevrim kontrol yapısı 47

Şekil 3.32. Araba-ters sarkaç sistemi için PI-PD denetleyiciler ile yapılan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemi yaklaşımı 51

Şekil 4.1. Araba konumu düşünülmeden ters sarkaç stabilizasyonuna ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları 53

Şekil 4.2. Sarkaç açısı düşünülmeden arabanın konum kontrolüne ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları 54

Şekil 4.3. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna basamak giriş için sarkaç açısı gerçek zamanlı uygulama sonuçları 56

Şekil 4.4. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna basamak giriş için araba konumu gerçek zamanlı uygulama sonuçları 57

Şekil 4.5. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna sinüs giriş için sarkaç açısı gerçek zamanlı uygulama sonuçları 58

Şekil 4.6. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna sinüs giriş için araba konumu gerçek zamanlı uygulama sonuçları 59

Şekil 4.7. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna testere dişi giriş için sarkaç açısı gerçek zamanlı uygulama sonuçları 60

Şekil 4.8. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna testere dişi giriş için araba konumu gerçek zamanlı uygulama sonuçları 61

KISALTMA VE SİMGELER

PID : Proportional Integral Derivative

PI-PD : Proportional Integral-Proportional-Derivative

LQR : Linear Quadratic Regulator

KKK : Kayan Kipli Kontrol

ISE : Integral of Squared Error

ISTE : Integral of Squared Time Error

IST^2E : Ontegral of Squared $Time^2$ Error

IST^3E : Integral of Squared $Time^3$ Error

IAE : Integral of Absolute Error

ITAE : Integral of Time Absolute Error

M : Araba Kütlesi

m : Sarkaç Kollarının Uçlarındaki Kütleler

$\tilde{m}$: İki Sarkaç Kütlesinin Toplamı

l : Sarkaç Kollarının Uzunluğu

F : Arabaya Yatayda Uygulanan Kuvvet

τ : Sarkaca Etkiyen Tork

F_τ : Tork Kuvveti

F_c : Sarkaca Etkiyen Merkezcil Kuvvet

N : Araba ve Sarkaç Kolları Arasında Yatayda Oluşan Eşit ve Zıt Yönlü Kuvvet

P : Araba ve Sarkaç Kolları Arasında Düşeyde Oluşan Eşit ve Zıt Yönlü Kuvvet

x : Arabanın Yatay Eksendeki Konumu

b : Araç ile Hareket Ettiği Ray Arasındaki Sürtünme Katsayısı

I : Eylemsizlik Momenti

θ : Sarkaç Kollarının Düşey Eksenle Yaptığı Açı

K_p : PID Denetleyicinin Oransal Kazancı

K'_p : PI-PD Denetleyicinin Oransal Kazancı

T_i : İntegral Zaman Sabiti

T_d : Türev Zaman Sabiti

K_i : İntegral Kazancı

K_d : Türev Kazancı

ζ : Sönüm Oranı

J_0 : Hatanın Karesinin İntegrali Kriterine Ait Performans İndeksi

J_1 : Zamanla Hatanın Karelerinin İntegrali Kriterine Ait Performans İndeksi

J_2 : Zamanın Karesiyle Hatanın Karelerinin İntegrali Kriterine Ait Performans İndeksi

J_3 : Zamanın Küpüyle Hatanın Karelerinin İntegrali Kriterine Ait Performans İndeksi

1. GİRİŞ

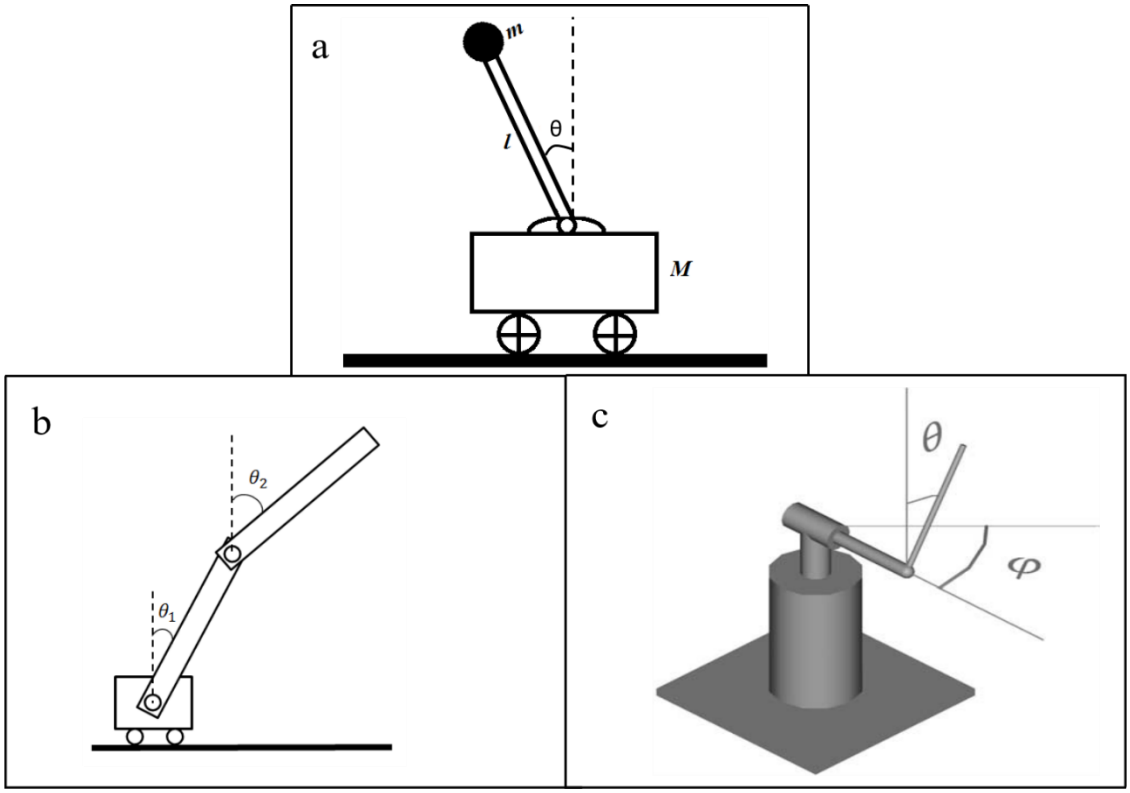
1.1. Genel Bilgi

Ters sarkaç orta parmakta veya avuç içinde bir çubuğun dengede tutulmaya çalışılmasıyla aynı eyleme karşılık gelmektedir. Ters sarkaçta hareket genellikle bir boyutta sınırlandırılmış olmasına karşın çubuğun dengede tutulmasında hareket herhangi bir yöne (sağa, sola, öne ve arkaya) olabilmektedir (Sultan 2003).

Kontrol mühendisliği ve robotik alanlarına bakıldığında yeni geliştirilen kontrol tekniklerinin üzerinde test edildiği veya eğitim amaçlı kullanılan birçok sistem bulunmaktadır. Bunlar arasında en bilineni ve son 50 yıldır yaygın bir şekilde kullanılanı ters sarkaçtır. Ters sarkaç ilk zamanlarda kontrol teorisinin temellerini öğretmek maksadıyla kullanılan bir sistem iken, son zamanlarda var olan veya geliştirilmekte olan yeni kontrol yöntemlerinin üzerinde sınandığı, performans analizlerinin yapıldığı önemli bir ölçüt haline gelmiştir.

Ters sarkaç literatürde iyi bilinen bir eksik tahrikli mekanik sistem (underactuated mechanical system, UMS) örneğidir. Eksik tahrikli mekanik sistemler robotik alanında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistemlerin temel özelliği eyleyici sayısından daha fazla serbestlik derecesine sahip olmalarıdır (Liu ve Yu 2013). Ters sarkaç doğrusal olmayan, kararsız bir sistemdir. Bu yapısından ötürü araştırmacılar tarafından yoğun ilgi çekmekte ve yapılan çalışmalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Ters sarkacın bir diğer önemli özelliği ise günümüzde kullanılan birçok sisteme alt model oluşturmasıdır. Bunlardan bazılarına insansı robotlar, depremölçerler, tek-link robot kolu, otomatik uçak iniş sistemi, türbülanslı havada uçağın kararlaştırılması ve uzaya fırlatılan roketin durum kontrolü örnek olarak verilebilir (Nasır 2007, Yazıcı ve Karamancıoğlu 2009).

Kontrol mühendisliği ve robotik alanlarına bakıldığında çeşitli ters sarkaç yapılarına rastlanılmaktadır. Bunlardan en yaygın olarak kullanılanları; araba-ters sarkaç (Yoshida 1999, Razzaghi ve Jalali 2012), çift ters sarkaç (Furuta ve ark. 1978, Jaiwat ve Ohtsuka 2014) ve dönel tek kollu sarkaç (Furuta sarkaç) (Åström ve Furuta 2000, Gordillo ve ark. 2003) yapılarıdır. Bu ters sarkaç yapıları sırasıyla Şekil 1.1.'de gösterilmektedir.

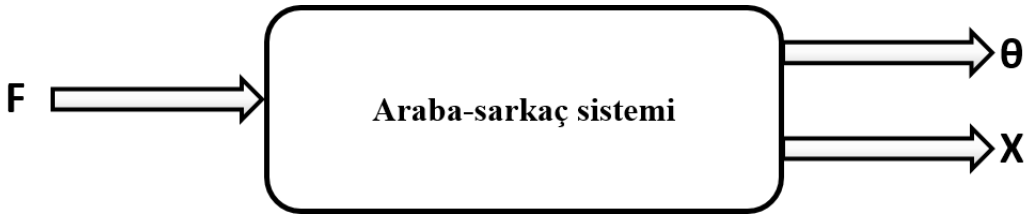


Şekil 1.1. Yaygın olarak kullanılan ters sarkaç yapıları: a) araba-ters sarkaç, b) çift ters sarkaç (Jaiwat ve Ohtsuka 2014), c) dönel tek kollu sarkaç (Furuta sarkaç) (Gordillo ve ark. 2003)

Daha az ele alınan ters sarkaç yapıları ise üç boyutlu ya da küresel sarkaç (Shen ve ark. 2004), paralel tipte çift ters sarkaç (Tsai ve Shen 2007), dönel iki bağlantılı sarkaç (Bortoff 1996), üçlü ters sarkaç (Furut ve ark. 1984) ve dörtlü ters sarkaçtır (Li ve ark. 2002). Bu tez çalışmasında araba-ters sarkaç yapısı kullanılmıştır.

Araba-sarkaç yapısı bir araba ve ona bağlı sarkaçtan meydana gelmektedir. Araba-sarkaç sisteminde bulunan sarkaç için biri kararlı diğeri kararsız iki tane denge noktası vardır. Kararlı denge noktası, sarkacın serbest bırakıldığında veya bir kuvvete maruz kaldıktan sonra gelip durduğu aşağı yöndeki (düşey) denge noktasıdır. Kararsız denge noktası ise sarkacın dikey (ters) konumda olduğu ve bir kontrol kuvveti uygulanmadan dengede tutulamayacağı noktadır. Araba-sarkaç yapısında sarkacın kararsız dikey pozisyonda dengelenmesiyle elde edilen sistem araba-ters sarkaç sistemidir. Araba-sarkaç sistemi Şekil 1.2.'de görüldüğü gibi tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multi-output, SIMO) bir sistemdir. Sistemin tek girişi arabaya uygulanan kuvvet olup çıkışları ise uygulanan kuvvet sonucunda değişen araba pozisyonu ve sarkaç açısıdır. Araba-sarkaç sistemi üzerinde yapılan başlıca çalışmalar; sarkacın kararlı düşey konumdan sallandırılarak kararsız dikey konuma getirilmesi, sarkacın

kararsız dikey konumda dengelenmesi ve araba belli bir yörüngeyi takip ederken sarkacın düşey konumda sallanmadan tutulabilmesi olarak sıralanabilir.



Şekil 1.2. Tek-girişli çok-çıkışlı olarak araba-arkaç sistemi

1.2. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasının amacı aşağıda maddeler halinde sıralanmıştır:

i. Ters sarkaç sisteminin yapısını anlamak ve sistemin davranışı hakkında gerekli bilgilere sahip olmak
ii. Fiziksel yasaları kullanarak sistemin matematiksel modelini elde etmek
iii. Hem fiziksel yasalardan elde edilen matematiksel modeli hem de Matlab sistem tanımlama aracını kullanarak, sistemde bulunan arabanın pozisyonuna ve dikey konumdaki sarkacın açısına ait transfer fonksiyonlarını çıkarmak
iv. Elde edilen transfer fonksiyonlarından denetleyici tasarımına en uygun olanları tespit etmek
v. Sistemi Oransal İntegral-Oransal Türev (Proportional Integral-Proportional Derivative, PI-PD) ve Oransal İntegral Türev (Proportional Integral Derivative, PID) denetleyiciler kullanarak gerçek zamanlı olarak kontrol etmek
vi. PI-PD denetleyicinin ters sarkaç sisteminin kontrolünde PID denetleyiciden daha etkili bir yöntem olduğunu gerçek zamanlı uygulamaya dayalı sonuçlarla ortaya koymak

1.3. Tezin Yapısı

Bu tez; Giriş, Kaynak Özetleri, Materyal ve Metot, Bulgular ve Tartışma, Sonuç ve Öneriler ve Kaynaklar olmak üzere altı bölümden oluşmaktadır.

Giriş olarak verilen birinci bölümde ters sarkaç sistemi hakkında bilgiler verilmiştir.

Kaynak özetleri olarak verilen ikinci kısımda ters sarkaç sistemi ile ilgili yapılan literatür araştırması yer almaktadır.

Materyal ve metot bölümünde, bu tez çalışmasında kullanılan araba-sarkaç seti tanıtılmış, sisteme ait transfer fonksiyonları hem fiziksel yasalar hem de Matlab sistem tanımlama aracı kullanılarak elde edilmiştir. Ayrıca yine bu bölümde sistem kontrolü için kullanılan PID ve PI-PD denetleyicilerin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Bulgular ve tartışma olarak adlandırılan dördüncü bölümde, sistem kontrolüne ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları verilmiş olup PI-PD ve PID denetleyicinin ters sarkaç sisteminin kontrolündeki performansları karşılaştırılmıştır.

Sonuç ve öneriler kısmında yapılan çalışmaya ait sonuçlara yer verilmiş, önerilerde bulunulmuştur.

Kaynaklar olarak verilen altıncı bölümde ise tez içinde referans verilen kaynaklar sıralanmıştır.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

Ters sarkaç doğrusal olmayan, kararsız bir yapıya sahiptir. Bu yapısından ötürü araştırmacıların ilgisini yoğun bir şekilde çekmekte ve literatürde ters sarkaç sisteminin kontrolüne yönelik birçok çalışma bulunmaktadır. Yapılan çalışmaların bir kısmı sarkacın kararlı düşey konumdan kararsız tepe noktasına sallandırılarak kaldırılması ile ilgilidir. Literatürdeki çalışmaların önemli bir bölümünü ise ters sarkacın stabilizasyonu yani sarkacın kararsız dikey konumda dengede tutulması oluşturmaktadır. PID, lineer kuadratik regülatör (linear quadratic regulator, LQR) gibi doğrusal kontrol yöntemleri; kayan kipli kontrol (KKK) ve geri adımlamalı kontrol gibi doğrusal olmayan kontrol yöntemleri; uyarlamalı sinirsel bulanık çıkarım sistemi (adaptive neuro fuzzy inference system, ANFIS), yapay sinir ağları (artificial neual network, ANN), genetik algoritmalar, bulanık mantık gibi akıllı kontrol yöntemleri ile farklı metotların bir araya getirilmesi ile oluşturulmuş hibrit kontrol yaklaşımları ters sarkaç sisteminin kontrolünde kullanılmaktadır.

Lineer olmayan kontrol yaklaşımları için Rudra ve Barai (2012), Mahjoub ve ark. (2013), Yakoub ve ark. (2013), Elsayed ve ark. (2015) ve Sassi ve Abdelkrim (2015) tarafından yapılan çalışmalara bakılabilir. Ters-sarkaç sistemine uygulanan akıllı kontrol yaklaşımları için ise Jia ve ark. (2010), Tatikonda ve ark. (2010), Singh ve Gaur (2011), El-Nagar ve ark. (2014), Kharola ve ark. (2016) tarafından yapılan çalışmalara bakılabilir.

Bu çalışmada bir araba-ters sarkaç sisteminin kontrolü lineer bir yöntem olan PI-PD denetleyici ile gerçekleştirildiği için, literatürde son yıllarda lineer yaklaşımlar kullanılarak yapılan çalışmaların önemli bir kısmına aşağıda değinilmiştir.

Yazıcı ve Karamancıoğlu (2009) ters sarkaç sisteminin eğitim ve araştırma amaçlı kullanım gerekçeleri üzerinde durmuş, bir araba-ters sarkaç sistemin matematiksel modelini çıkararak sistemin kontrolünü hem LQR hem de KKK ile gerçekleştirmiş ve LQR yöntemi için gürbüzlük analizi yapmışlardır. Yapılan çalışmada gerçek zamanlı bir uygulama olmayıp sadece simülasyon sonuçları verilmiştir (Yazıcı ve Karamancıoğlu 2009).

Wang (2011) üç tip ters sarkaç yapısının PID denetleyicilerle kontrolünü gerçekleştirmiştir. Çalışmada sunulan kontrol yaklaşımının harici büyük ve hızlı bozuculara karşı dayanıklı olduğu ortaya konulmuştur (Wang 2011).

Dastranj ve ark. (2011) bir araba-ters sarkaç sisteminde sadece sarkaç açısını kontrol etmek için ayar parametrelerini parçacık sürü optimizasyonu (particle swarm optimization, PSO) yöntemi kullanarak buldukları PID denetleyici kullanmışlardır (Dastranj ve ark. 2011).

Gopikrishnan ve ark. (2012) kesir dereceli PID denetleyici kullanarak bir araba-ters sarkaç sistemini kontrol etmişlerdir. Yapılan çalışmada sistem kontrolü kaskad bir yaklaşımla ele alınmıştır. Çalışmada gerçek bir sisteme ait parametreler kullanmış olmasına rağmen sadece simülasyon sonuçları verilmiştir (Gopikrishnan ve ark. 2012).

Razzaghi ve Jalali (2012) araba-ters sarkaç sisteminin kontrolü için PID denetleyici kullanarak iki yöntem önermiştir. İlk yöntem sarkaç açısı altında araba pozisyonunun kontrolü ikincisi ise araba pozisyonun altında sarkaç açısının kontrolüdür. Bu iki yöntemi birbiri ile kıyaslanarak ikinci yöntemin daha iyi sonuç verdiği gösterilmiştir (Razzaghi ve Jalali 2012).

Li ve ark. (2012) tarafından yapılan çalışmada, bir araba-ters sarkaç sistemi matematiksel olarak modellenip elde edilen model üzerinde PID ve LQR denetleyici ile yapılan kontrollere ait geçici durum cevaplarının simülasyonla karşılaştırılması ve değerlendirilmesi yapılmıştır. Bu çalışmada ayrıca kararlı durum performanslarının değerlendirilmesi için sanal bir araba-ters sarkaç prototipi oluşturulmuştur. Hem oluşturulan bu sanal prototip üzerinde hem de gerçek zamanlı olarak bir araba-ters sarkaç seti üzerinde kararlı durum performansları değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlarda LQR denetleyicinin PID denetleyiciye olan üstünlüğü gösterilmiştir (Li ve ark. 2012).

Rybovic ve ark. (2012) durum geri besleme kontrolünü kullanarak bir araba-ters sarkaç sisteminin denetimini gerçekleştirmişlerdir. Çalışmada Ackerman metodu kullanılarak kapalı çevrim kutupları istenilen yerlere yerleştirilmiştir. Sistem kontrolüne ait hem simülasyon hem de gerçek zamanlı uygulama sonuçları verilmiştir (Rybovic ve ark. 2012).

Ghosh ve ark. (2012) yaptıkları çalışmada bir araba-ters sarkaç sisteminin kontrolünde PID denetleyicinin LQR denetleyiciden daha iyi performans sergilediğini göstermişlerdir. LQR denetleyici ile elde ettikleri kapalı çevrim kutuplarını kullanarak 2 adet PID denetleyici tasarlamışlardır. PID denetleyicilerle yaptıkları sistem kontrolünde LQR denetleyici ile sağlanan dayanıklılığı neredeyse aynen elde etmişler. LQR denetleyici ile yapılan kontrolde sistemin araba pozisyonu çıkışında sönümsüz salınımlar varken PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde salınımlar yok edilmiştir. Yapılan çalışma hem simülasyon hem de deneysel sonuçlar içermektedir (Ghosh ve ark. 2012).

Kumar ve ark. (2012) ayar parametreleri genetik algoritma ile belirlenmiş PID denetleyici ile bir araba-ters sarkaç sisteminin kontrolünü gerçekleştirmiştir. Yapılan çalışmada denetleyici parametreleri belirlenirken farklı performans indeksleri kullanılmıştır. Çalışmada sonuçlar deneysel olmayıp sadece simülasyon sonuçları bulunmaktadır (Kumar ve ark. 2012).

Yüce ve Tan (2013) tarafından yapılan çalışmada bir araba-ters sarkaç sisteminin denetimi kutup yerleştirme yöntemiyle tasarlanan faz geriletici ve faz ilerletici kompanzatörler ile gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Kullanılan kontrol yaklaşımı PID denetleyici ile karşılaştırılmış ve hem simülasyon hem de gerçek zamanlı uygulama sonuçlarında PID denetleyiciden daha iyi performans elde edilmiştir (Yüce ve Tan 2013).

Kumar ve Jerome (2013) bir araba-ters sarkaç sisteminin LQR denetleyici kullanarak gerçek zamanlı kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. LQR denetleyicisiyle elde edilen cevaplar, kutup yerleştirme yöntemiyle tasarlanmış bir tam durum geri-besleme denetleyicisi ile karşılaştırılmış ve LQR denetleyicisi daha iyi bir performans sergilemiştir. Ayrıca çalışmada, LQR denetleyicisinin sisteme harici bir bozucu olması durumundaki dayanıklılığı da gösterilmiştir (Kumar ve Jerome 2013).

Bettayeb ve ark. (2014) kesir dereceli PI-durum geri besleme denetleyicisini kullanarak bir araba-ters sarkaç sisteminin kontrolünü gerçek zamanlı olarak gerçekleştirmişlerdir. Kullanılan denetleyici kutup yerleştirme yöntemiyle tasarlanmıştır. Önermiş oldukları kesir dereceli PI-durum geri besleme denetleyicisine ait sonuçları, tam sayı dereceli PI-durum geri besleme denetleyicisine ait sonuçlarla

karşılaştırmışlardır. Yapılan çalışmada ayrıca, sistemde harici bozucu ve parametre değişimi olması durumunda denetleyicinin dayanıklılığı gerçek zamanlı olarak gösterilmiştir (Bettayeb ve ark. 2014).

Prasad ve ark. (2014) PID ve LQR denetleyiciler ile araba-ters sarkaç isteminin kontrolünü gerçekleştirmişler ve yaptıkları simülasyon çalışmalarıyla PID+LQR kontrol yönteminin PID kontrol yönteminden daha iyi sonuçlar verdiğini göstermişlerdir (Prasad ve ark. 2014).

Hanwate ve Hote (2014) tarafından yapılan çalışmada bir araba-ters sarkaç sisteminin kontrolü için kararlılık sınır bölgeleri yöntemiyle tasarlanmış PID denetleyici önerilmiştir. Yapılan çalışmada elde edilen sonuçlar kutup yerleştirme yöntemiyle tasarlanmış PID+LQR yaklaşımının sonuçlarıyla karşılaştırılmış, önerilen yöntemin performansının daha iyi olduğu gösterilmiştir. Bu çalışmada sonuçlar gerçek zamanlı olmayıp analizler simülasyon sonuçlarına göre yapılmıştır (Hanwate ve Hote 2014).

Mishra ve Chandra (2014) bir araba-ters sarkaç sisteminin dayanıklı bir şekilde kontrolü için kesir dereceli PID denetleyici önermiştir. Parçacık sürü optimizasyonunu kullanarak sarkaç açısı ve araba pozisyonu için birer adet kesir dereceli PID denetleyici tasarlamışlardır. Kesir dereceli PID denetleyicilerin performansı klasik PID denetleyicilerle karşılaştırılmıştır. Önerilen yöntemin dayanıklılığını göstermek için bozucu olması durumundaki sonuçlar da verilmiştir. Yapılan çalışmada önerilen yöntem gerçek bir sistem üzerinde uygulanmamış olup sadece simülasyon çalışması yapılmıştır (Mishra ve Chandra 2014).

Shehu ve ark. (2015) bir araba-ters sarkaç sisteminin kontrolü için LQR, iki PID ve kutup yerleştirme kontrol yöntemlerini önermiş, bu üç yöntem ile gerçekleştirdikleri sistem kontrolüne ait simülasyon sonuçlarını karşılaştırmışlardır. Harici bozucu olması veya olmaması durumunda en iyi performansı LQR denetleyici ile elde etmişlerdir (Shehu ve ark. 2015).

Jacknoon ve Abido (2017) tarafından yapılan çalışmada bir araba-ters sarkaç sisteminin kontrolünde parametreleri karınca koloni optimizasyonu (ant colony optimization, ACO) yöntemi kullanılarak belirlenmiş PID ve LQR denetleyiciler kullanılmıştır. Sistem ilk olarak araba konumu için PID ve bununla birlikte LQR denetleyici ile kontrol edilmiştir. İkinci olarak araba konumu ve sarkaç açısı için birer

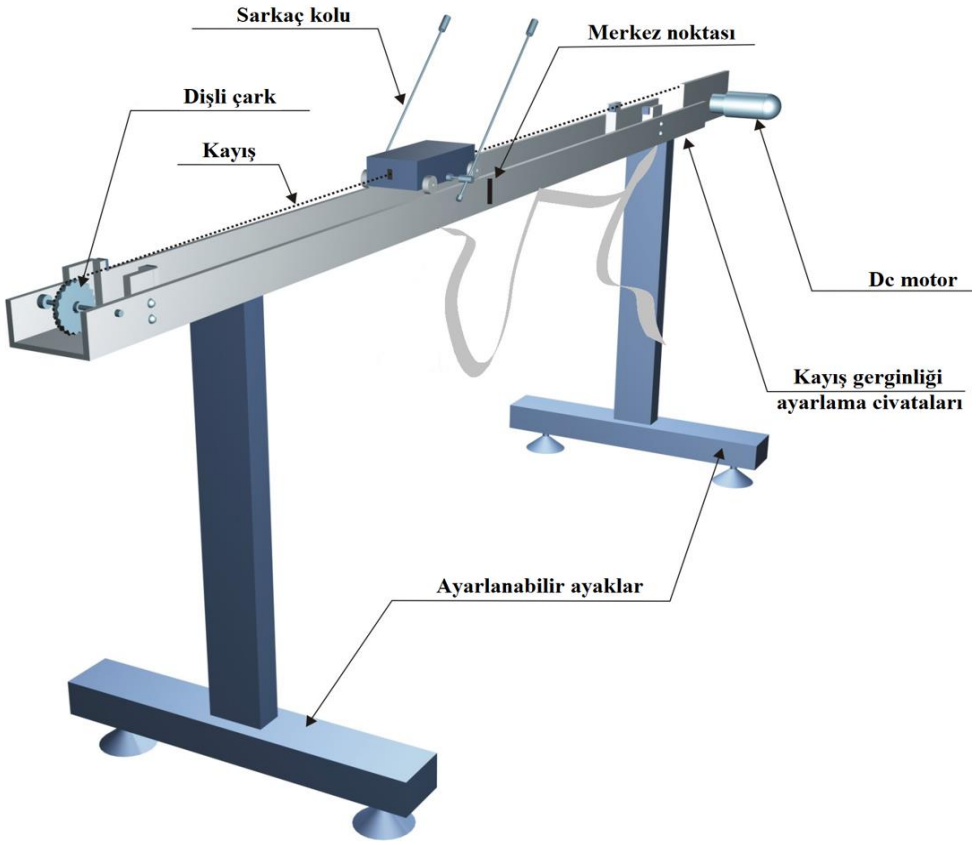
tane olmak üzere iki PID denetleyici ile kontrol edilmiştir. Üçüncü olarak da iki PID ve bunlarla birlikte LQR denetleyici ile kontrol edilmiştir. Yapılan simülasyonlardan elde edilen sonuçlara dayanarak en iyi kontrol yönteminin iki PID+LQR olduğu belirtilmiştir (Jacknoon ve Abido 2017).

3. MATERYAL VE METOT

Bu kısımda, çalışmada kullanılan araba-sarkaç sisteminin yapısı, sisteme ait transfer fonksiyonlarının elde edilmesi ve denetleyicilerin tasarlanması anlatılmıştır.

3.1. Araba-Sarkaç Sistemi

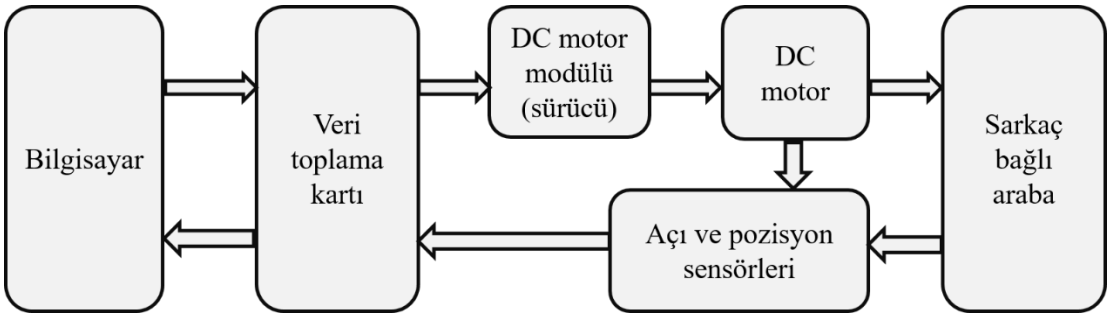
Bu çalışmada, Feedback Instruments firması tarafından üretilen araba-sarkaç deney seti kullanılmıştır (Feedback Instruments Ltd. 2010). Şekil 3.1.'de görüldüğü gibi araba-sarkaç deney seti bir araba ve arabaya bağlı iki adet sarkaç kolundan oluşmaktadır. Sistemdeki araba 1 metre uzunluğundaki ray boyunca hareket edebilmekte ve arabaya bağlı sarkaç kolları serbestçe dönebilmektedir. Set, rayın sonunda bulunan ve arabaya bağlı bir kayış vasıtasıyla arabanın ileri ve geri yönde hareket etmesini sağlayan bir dc motora sahiptir. Arabanın ileri ve geri yöndeki hareketi sarkaç kollarının salınım yapmasına neden olmaktadır. Sistemde, arabanın hareketini 1 metrelik ray üzerinde sınırlayan iki adet sınır anahtarı bulunmaktadır (Feedback Instruments Ltd. 2010).



Şekil 3.1. Araba-sarkaç deney setinin mekanik yapısı (Feedback Instruments Ltd. 2010)

Arabaya uygulanan kuvvetin değeri dc motora uygulanan voltajın değeri ile ayarlanmaktadır. Dolayısıyla sistemdeki kontrol sinyali voltajdır. Arabanın ray üzerindeki yerini ve sarkacın açısal konumunu belirlemek için sistemde iki adet sensör (optik kodlayıcı) kullanılmıştır. Sarkaç açısı ve araba konumu verileri kullanılarak dc motora uygulanan kontrol voltajının değeri ayarlanabilir ve böylece, sistem istenilen şekilde kontrol edilebilir (Feedback Instruments Ltd. 2010).

Araba-sarkaç seti şu şekilde kontrol edilmektedir: Bilgisayarda Matlab Simulink ortamında oluşturulan kontrol algoritması sistem kontrolü için gerekli olan kontrol voltajının değerini bir veri toplama kartı vasıtasıyla dc motor modülüne (motor sürücü) gönderir. Dc motor modülü bilgisayardan gelen veriye göre motoru hareket ettirir. Motorun hareketiyle değişen sarkacın açısal konumu ve arabanın ray üzerindeki pozisyonu sensörler tarafından algılanıp yine veri toplama kartı vasıtasıyla bilgisayara iletilir. Gelen sarkaç açısı ve araba pozisyonu verileri kontrol algoritması tarafından değerlendirilir ve sisteme uygulanacak olan yeni kontrol voltajının değeri hesaplanır. Hesaplanan bu yeni değer aynı şekilde dc motor modülüne gönderilir. Bu şekilde bir kapalı döngü kontrol yöntemiyle sistemin gerçek zamanlı olarak kontrol edilmesi sağlanır. Araba sarkaç deney setinin kontrol şeması Şekil 3.2. ‘de gösterilmektedir.



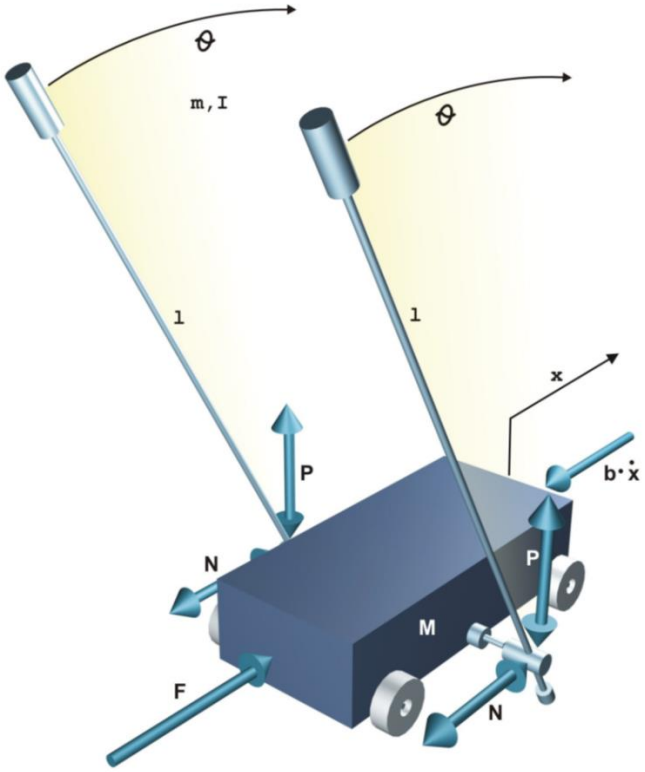
Şekil 3.2. Araba-sarkaç deney setinin kontrol şeması

3.2. Sistemin Modellenmesi

Araba-ters sarkaç sisteminin PI-PD denetleyiciyle kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için sisteme ait matematiksel modelin bilinmesi gerekir. Araba-ters sarkaç sistemlerinin modellenmesi genellikle iki şekilde yapılmaktadır. Bunlardan birincisi fiziksel yasalar kullanılarak sistemin modellenmesi, ikinci ise Matlab sistem tanımlama aracı kullanılarak sistemin modellenmesidir. Bu çalışmada her iki yöntem de kullanılmıştır.

3.2.1. Fiziksel Yasalar Kullanılarak Sistemin Modellenmesi

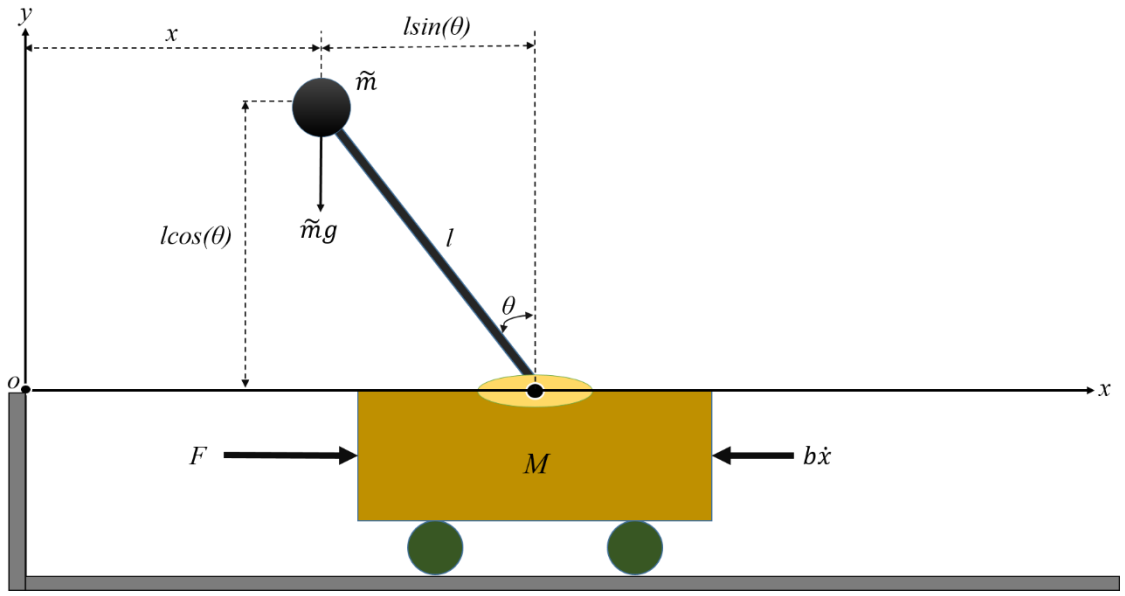
Fiziksel yasalar kullanılarak bir sistemin modellenebilmesi için sistemin yapısının iyi bilinmesi gerekir. Bu çalışmada ele alınan araba-ters sarkaç sisteminin mekanik modeli Şekil 3.3.'de gösterilmiştir.



Şekil 3.3. Araba-ters sarkaç sisteminin mekanik modeli (Feedback Instruments Ltd. 2010)

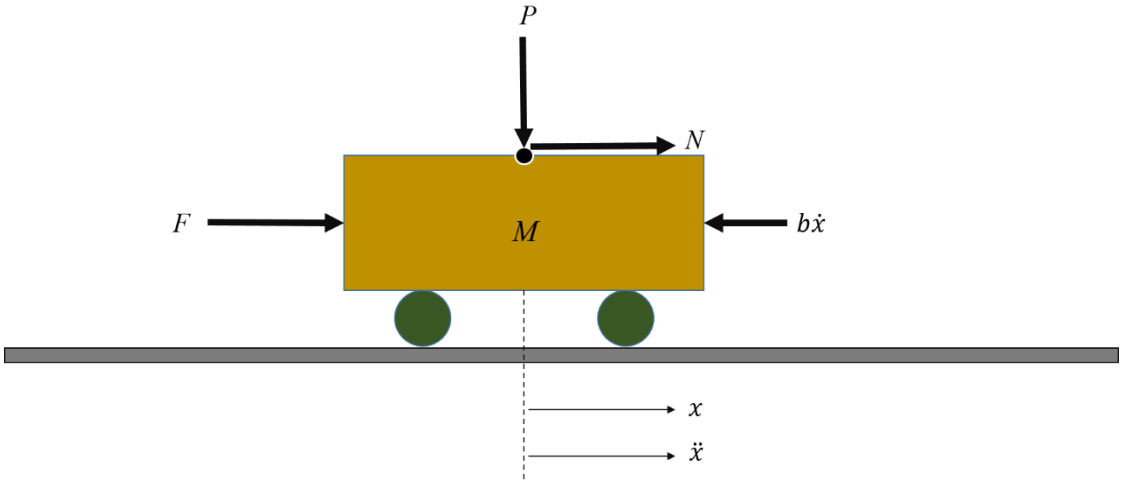
Yukarıda verilen mekanik modelde kütlesi M olan bir arabaya iki sarkaç kolu bağlanmış olup kolların uç noktalarında m kütleleri bulunmaktadır. Sarkaç kollarının uzunluğu l olup ağırlıksız oldukları varsayılmıştır. Arabaya yatayda uygulanan F kuvveti sarkaç kollarının karasız dikey konumda dengede tutulabilmesi içindir. Aracın yatay eksendeki konumu x, araç ile hareket ettiği ray arasındaki sürtünme katsayısı b ve aracın hareketine ters yönde etkiyen sürtünme kuvveti ise $b.\dot{x}$ 'dür. I eylemsizlik momenti, θ sarkaç kollarının düşey eksenle yaptığı açı olup N ve P ise araba ve sarkaç kolları arasında oluşan eşit ve zıt yönlü kuvvetlerdir.

Sisteme ait matematiksel modeli elde etmek için mekanik modeli Şekil 3.3.'de verilen iki kollu araba-ters sarkaç yapısının Şekil 3.4.'deki gibi olduğu varsayılmıştır.



Şekil 3.4. Varsayılan araba-ters sarkaç yapısı

Şekil 3.4.'de verilen yapının Şekil 3.3.'de verilen yapıdan farkı iki sarkaç kolunun birleştirilip tek sarkaç kolu olarak düşünülmesidir. Dolayısıyla Şekil 3.4.'de verilen $\tilde{m}$ kütlesi, Şekil 3.3.'de verilen iki sarkaç kütlesinin toplamına eşittir ($\tilde{m} = 2m$). Sisteme ait hareket denklemleri yazılırken araba ve sarkaç ayrı ayrı ele alınır (Sultan 2003). Araba üzerindeki kuvvetler Şekil 3.5.'de gösterilmiştir.



Şekil 3.5. Araba üzerindeki kuvvetler

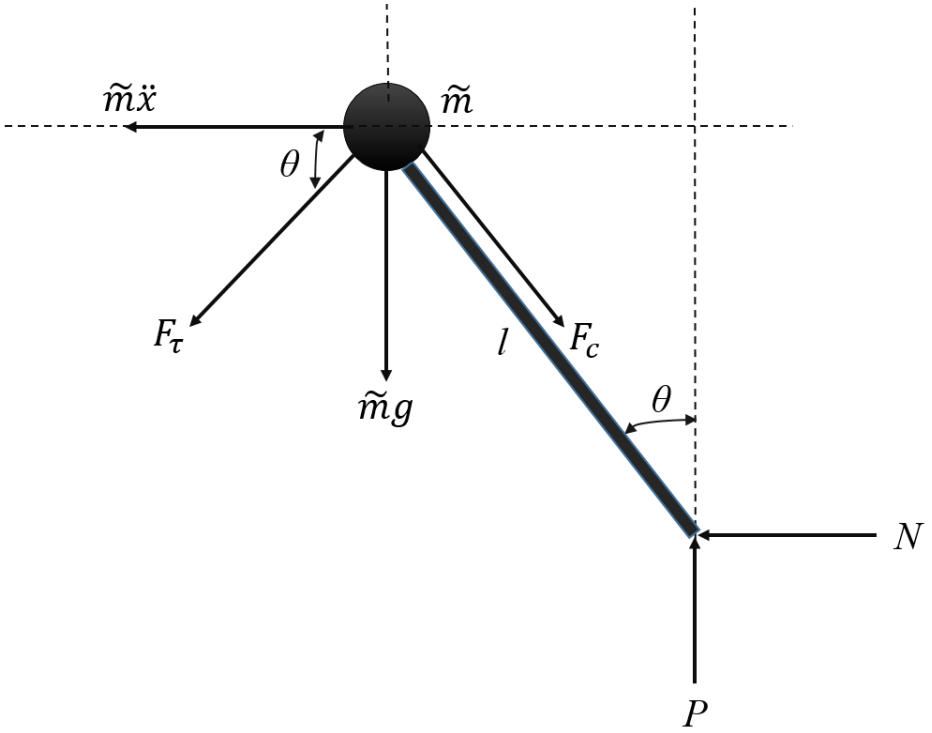
Araba yatay eksende hareket ettiği için araba üzerine yatayda etkiyen kuvvetlere Newton'un ikinci yasası uygulanırsa aşağıda (3.1) ile verilen denklem elde edilir (Sultan 2003).

$$F_{net} = M\,\ddot{x}$$

$$F - b\dot{x} + N = M\ddot{x}$$

$$F = M\ddot{x} + b\dot{x} - N \tag{3.1}$$

Denklem (3.1)'de; F arabaya yatayda uygulanan kuvvet, M arabanın kütlesi, b araba ile hareket ettiği yüzey arasındaki sürtünme katsayısı, N sarkaç tarafından arabaya yatayda uygulanan kuvvet, $\dot{x}$ arabanın hızı ve $\ddot{x}$ arabanın ivmesidir. Arabaya düşeyde uygulanan kuvvetler de toplanabilir; fakat buradan işe yarar bir bilgi elde edilemez. Denklem (3.1)'de bulunan N teriminden kurtulmak için sarkaç üzerindeki kuvvetler ele alınmalıdır (Sultan 2003). Sarkaç üzerindeki kuvvetler Şekil 3.6.'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Sarkaç üzerindeki kuvvetler

Sarkaca yatayda etkiyen kuvvetler toplanırsa aşağıda (3.4) ile ifade edilen denklem elde edilir.

$$\tilde{m}\ddot{x} + N + F_\tau \cos(\theta) = F_c \sin(\theta)$$

$$N = \mathrm{F_c} \sin(\theta) - \tilde{m}\ddot{x} - F_\tau \cos(\theta)$$

$$\tau = r F_\tau = I\ddot{\theta} \quad \Rightarrow \quad F_\tau = \frac{I\ddot{\theta}}{r} \tag{3.2}$$

$$F_c = I\frac{\dot{\theta}^2}{r} \tag{3.3}$$

$$I = \tilde{m}r^2, \quad r = l \quad \Rightarrow \quad F_\tau = \tilde{m}l\ddot{\theta}, \quad F_c = \tilde{m}l\dot{\theta}^2$$

$$N = \tilde{m}l\dot{\theta}^2\sin(\theta) - \tilde{m}\ddot{x} - \tilde{m}l\ddot{\theta}\cos(\theta) \tag{3.4}$$

Yukarıda verilen (3.2) ve (3.3)'de τ sarkaca etkiyen tork, F_τ tork kuvveti, I eylemsizlik momenti, $\dot{\theta}$ sarkacın açısal hızı, $\ddot{\theta}$ sarkacın açısal ivmesi ve F_c ise sarkaca etkiyen merkezcil kuvvettir. Denklem (3.4) ile verilen N ifadesi (3.1)'de yerine yazılırsa aşağıda (3.5) ile verilen sisteme ait ilk hareket denklemi elde edilir (Sultan 2003).

$$(M+\tilde{m})\ddot{x} + b\dot{x} + \tilde{m}l\ddot{\theta}\cos(\theta) - \tilde{m}l\dot{\theta}^2\sin(\theta) = F \tag{3.5}$$

Sarkaca dik olarak etkiyen kuvvetler toplanırsa sisteme ait ikinci hareket denklemi elde edilir. Sarkaca dik olan eksenin seçilmesi matematiksel karmaşayı azaltmaktadır (Sultan 2003).

$$P\sin(\theta) - N\cos(\theta) = \tilde{m}l\ddot{\theta} + \tilde{m}\ddot{x}\cos(\theta) + \tilde{m}g\sin(\theta) \tag{3.6}$$

Denklem (3.6)'daki P ve N terimlerini yok etmek için sarkacın ağırlık merkezindeki momentler toplanır (Sultan 2003).

$$\sum \tau = I\ddot{\theta}$$

$$I\ddot{\theta} = -\left(Pl\sin(\theta) - Nl\cos(\theta)\right)$$

$$P\sin(\theta) - N\cos(\theta) = \frac{-I\ddot{\theta}}{l} \tag{3.7}$$

Denklem (3.7)'deki ifade (3.6)'da yerine yazıldığında araba-ters sarkaç sistemine ait ikinci hareket denklemi elde edilir (Sultan 2003).

$$-\frac{I\ddot{\theta}}{l} = \tilde{m}l\ddot{\theta} + \tilde{m}\ddot{x}\cos(\theta) + \tilde{m}g\sin(\theta)$$

$$(I + \tilde{m}l^2)\ddot{\theta} + \tilde{m}gl\sin(\theta) = -\tilde{m}l\ddot{x}\cos(\theta) \tag{3.8}$$

Denklem (3.5) ve (3.8) araba ters-sarkaç sistemini tanımlayan matematiksel ifadelerdir. Her iki denkleme de bakıldığında sistemin doğrusal olmayan bir yapıya

sahip olduğu görülmektedir. Bu çalışmada kullanılan PI-PD denetleyici doğrusal bir kontrol yaklaşımı olup araba-ters sarkaç sisteminin PI-PD denetleyici ile kontrol edilebilmesi için sistemin transfer fonksiyonu veya fonksiyonları ile ifade edilmesi gerekir. Dolayısıyla (3.5) ve (3.8) ile verilen denklemlerin sistemin çalışma noktası (denge noktası) etrafında doğrusallaştırılması gerekir. Araba-ters sarkaç sisteminde denge noktası sarkacın kararsız dikey konumda olduğu noktadır. Bu nokta θ = 0 rad noktasıdır. Denklem (3.5) ve (3.8) θ = 0 rad çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılırsa sırasıyla aşağıda verilen (3.9) ve (3.10) denklemleri elde edilir.

$$\theta \approx 0 \quad \Rightarrow \quad \cos(\theta) \approx 1, \quad \sin(\theta) \approx \theta, \quad \dot{\theta}^2 \approx 0$$

$$(M + \tilde{m})\ddot{x} + b\dot{x} + \tilde{m}l\ddot{\theta} = F \tag{3.9}$$

$$(I + \tilde{m}l^2)\ddot{\theta} + \tilde{m}gl\theta = -\tilde{m}l\ddot{x} \tag{3.10}$$

Yukarıda verilen (3.9) ve (3.10) denklemleri sadece θ = 0 rad civarındaki küçük açı sapmaları için geçerlidir. Doğrusallaştırılmış (3.9) ve (3.10) denklemlerinin Laplace dönüşümleri alınırsa aşağıda verilen ifadeler elde edilir.

$$(M + \tilde{m})X(s)s^2 + bX(s)s + \tilde{m}l\Theta(s)s^2 = F(s) \tag{3.11}$$

$$(I + \tilde{m}l^2)\Theta(s)s^2 + \tilde{m}gl\Theta(s) = -\tilde{m}lX(s)s^2 \tag{3.12}$$

Denklem (3.12) *X(s)* için çözülürse aşağıda verilen ifade elde edilir.

$$X(s) = -\left[\frac{I + \tilde{m}l^2}{\tilde{m}l} + \frac{g}{s^2}\right]\Theta(s) \tag{3.13}$$

X(s) için (3.13)'de verilen ifade (3.11)'de yerine yazılırsa sistemin sarkaç açısı çıkışı *Θ(s)* ve girişi *F(s)* arasındaki ilk transfer fonksiyonu elde edilir.

$$(M + \tilde{m})\left[-\left(\frac{I + \tilde{m}l^2}{\tilde{m}l} + \frac{g}{s^2}\right)\Theta(s)\right]s^2 + b\left[-\left(\frac{I + \tilde{m}l^2}{\tilde{m}l} + \frac{g}{s^2}\right)\Theta(s)\right]s + \tilde{m}l\Theta(s)s^2 = F(s)$$

$$\left[-\left(\frac{\left(I + \tilde{m}l^2\right)\left(M + \tilde{m}\right)s^2}{\tilde{m}l} + g\left(M + \tilde{m}\right)\right) - \left(\frac{\left(I + \tilde{m}l^2\right)bs}{\tilde{m}l} + \frac{gb}{s}\right) + \tilde{m}ls^2\right]\Theta(s) = F(s)$$

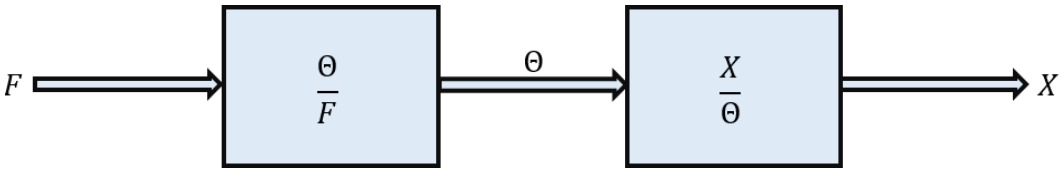
$$\left[\frac{\left[\left(\tilde{m}l\right)^2-\left(I+\tilde{m}l^2\right)\left(M+\tilde{m}\right)\right]s^3-b\left(I+\tilde{m}l^2\right)s^2-\tilde{m}gl\left(M+\tilde{m}\right)s+b\tilde{m}gl}{\tilde{m}ls}\right]\Theta(s)=F(s)$$

$$\frac{\Theta(s)}{F(s)}=\frac{\tilde{m}ls}{\left[\left(\tilde{m}l\right)^2-\left(I+\tilde{m}l^2\right)\left(M+\tilde{m}\right)\right]s^3-b\left(I+\tilde{m}l^2\right)s^2-\tilde{m}gl\left(M+\tilde{m}\right)s+b\tilde{m}gl} \quad (3.14)$$

Denklem (3.14) ile verilen transfer fonksiyonu araba-ters sarkaç sisteminin sarkaç açısı çıkışına ait transfer fonksiyonudur. Sistemin diğer çıkışı olan araba konumuna ait transfer fonksiyonu ise denklem (3.13) düzenlenerek aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{X(s)}{\Theta(s)}=-\frac{\left(I+\tilde{m}l^2\right)s^2+\tilde{m}gl}{\tilde{m}ls^2} \quad (3.15)$$

Denklem (3.15) ile verilen transfer fonksiyonuna bakıldığında araba-ters sarkaç sisteminin araba konumuna ait çıkışının giriş olarak sistemin sarkaç açısı çıkışını kullandığı görülmektedir. Denklem (3.14) ve (3.15) ele alındığında araba-ters sarkaç sisteminin iki bloktan oluşan kaskad bir yapıya sahip olduğu görülmektedir (Şekil 3.7.).



Şekil 3.7. Araba-ters sarkaç sisteminin kaskad yapısı

Girişi sisteme uygulanan harici kuvvet (*F*) olan araba konumuna ait transfer fonksiyonunu elde etmek için (3.14) ve (3.15) çarpılır ve aşağıda (3.16) ile verilen transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\frac{X(s)}{F(s)}=-\frac{\left(I+\tilde{m}l^2\right)s^2+\tilde{m}gl}{\left[\left(\tilde{m}l\right)^2-\left(I+\tilde{m}l^2\right)\left(M+\tilde{m}\right)\right]s^4-b\left(I+\tilde{m}l^2\right)s^3-\tilde{m}gl\left(M+\tilde{m}\right)s^2+b\tilde{m}gls} \quad (3.16)$$

Denklem (3.14) ve (3.16)'da bulunan araba-ters sarkaç sistemine ait parametrelerin değerleri; g = 9.81 m/s^2, l = 0.36 m, M = 2.4 kg, $\tilde{m}$ = 0.46 kg, I = 0.099 kg.m^2 ve b = 0.05 N.s/m olarak verilmiştir (Feedback Instruments Ltd. 2010).

Parametreler için verilen değerler (3.14) ve (3.16)'da yerine yazıldığında sarkaç açısı ve araba pozisyonu için olan transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{\Theta(s)}{F(s)} = \frac{0.1656s}{-0.4262s^3 - 0.0079s^2 - 4.6462s + 0.0812} \tag{3.17}$$

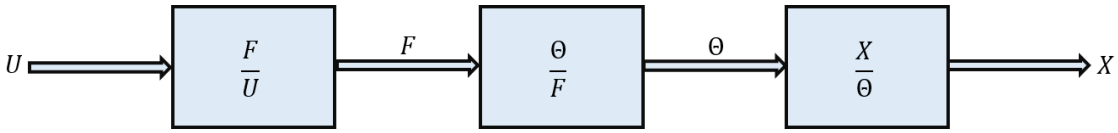
$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{-0.1586s^2 - 1.6245}{-0.4262s^4 - 0.0079s^3 - 4.6462s^2 + 0.0812s} \tag{3.18}$$

Denklem (3.17) ve (3.18) ile verilen transfer fonksiyonları $\theta = 0$ rad civarında araba-ters sarkaç sistemine ait sırasıyla sarkaç açısı ve araba konumu transfer fonksiyonlarıdır. Her iki transfer fonksiyonunun girişi de sisteme uygulanan harici kuvvettir.

Ancak daha öncede belirtildiği gibi bu çalışmada kullanılan araba-sarkaç deney setinin giriş sinyali sisteme bilgisayardan veri toplama kartı vasıtasıyla gönderilen kontrol voltajıdır. Gönderilen kontrol voltajına göre dc motor tarafından oluşturulan kuvvet bir kayış vasıtasıyla araba-ters sarkaç sistemine uygulanmaktadır (Şekil 3.1.). Dolayısıyla sistemin bilgisayardan kontrol edilebilmesi için girişi kontrol voltajı, çıkışı araba-sarkaç deney setine uygulanan kuvvet olan dc motora ait transfer fonksiyonunun bilinmesi gerekir. Sistemde bulunan dc motora ait transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir (Feedback Instruments Ltd. 2010).

$$\frac{F(s)}{U(s)} = \frac{1.5s^2 + 5s + 0.8}{0.09s^2 + 0.3s + 14} \tag{3.19}$$

Denklem (3.19)'daki *U*, kontrol voltajı girişini göstermektedir. Dc motor da dâhil edilmiş araba-ters sarkaç sistemi Şekil 3.8.'de görüldüğü gibi üç bloktan oluşan kaskad bir yapıya sahiptir.



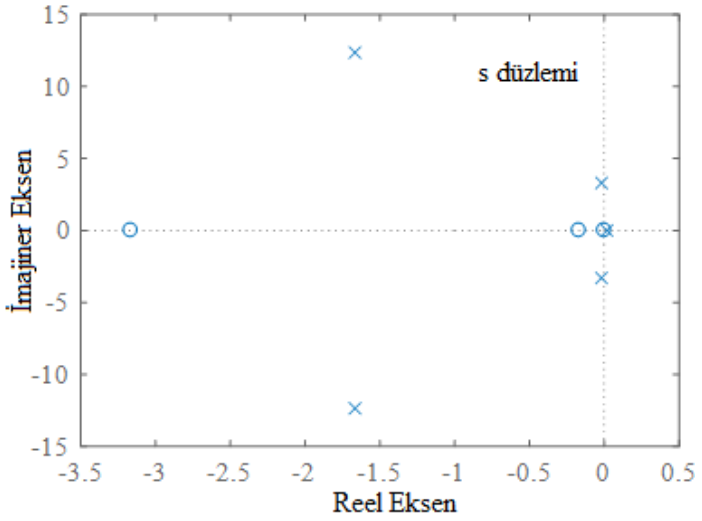
Şekil 3.8. Dc motor dâhil edilmiş araba-ters sarkaç sisteminin kaskad yapısı

Girişi *U* kontrol voltajı olan sistemin sarkaç açısı çıkışına ait transfer fonksiyonunu elde etmek için (3.17) ile (3.19) çarpılır. Benzer şekilde *U* kontrol voltajı girişi için araba konumu çıkışına ait transfer fonksiyonunu elde etmek için (3.18) ile (3.19) çarpılır. *U* kontrol voltajı girişi için elde edilen sarkaç açısına ve araba konumuna ait transfer fonksiyonları sırasıyla aşağıda (3.20) ve (3.21)'de verilmiştir.

$$G_{A1}(s)=\frac{\Theta(s)}{U(s)}=\frac{-0.2484\,s^3-0.828\,s^2-0.1325\,s}{0.03836\,s^5+0.1286\,s^4+6.387\,s^3+1.497\,s^2+65.02\,s-1.137} \quad (3.20)$$

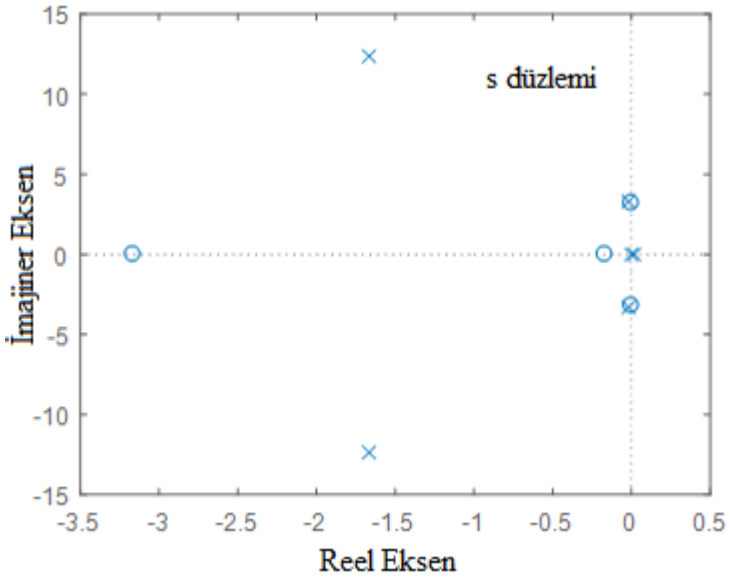
$$G_{P1}(s)=\frac{X(s)}{U(s)}=\frac{0.2379\,s^4+0.793\,s^3+2.564\,s^2+8.123\,s+1.3}{0.03836\,s^6+0.1286\,s^5+6.387\,s^4+1.497\,s^3+65.02\,s^2-1.137\,s} \quad (3.21)$$

Denklem (3.20) ile verilen sarkaç açısına ait transfer fonksiyonunun p_1 = 0.0175, $p_{2,3}$ = -0.018±j3.3018 ve $p_{4,5}$ = -1.6667±j12.3603 noktalarında 5 adet kutbu ve z_1 = 0, z_2 = -0.1685 ve z_3 = -3.1648 noktalarında 3 adet sıfırı bulunmaktadır. Sarkaç açsısı transfer fonksiyonunun ($G_{A1}(s)$) kutup ve sıfırlarının s düzleminde yerleşimi Şekil 3.9.'da gösterilmiştir.



Şekil 3.9. $G_{A1}(s)$'in s düzleminde kutup ve sıfırlarının yerleşimi

Denklem (3.21) ile verilen araba konumuna ait transfer fonksiyonunun p_1 = 0, p_2 = 0.0175, $p_{3,4}$ = -0.018±j3.3018 ve $p_{5,6}$ = -1.6667±j12.3603 noktalarında 6 adet kutbu ve z_1 = -0.1685, z_2 = -3.1648 ve $z_{3,4}$ = ±j3.2004 noktalarında 4 adet sıfırı bulunmaktadır. Araba konumu transfer fonksiyonunun ($G_{P1}(s)$) kutup ve sıfırlarının s düzleminde yerleşimi Şekil 3.10.'da gösterilmiştir.



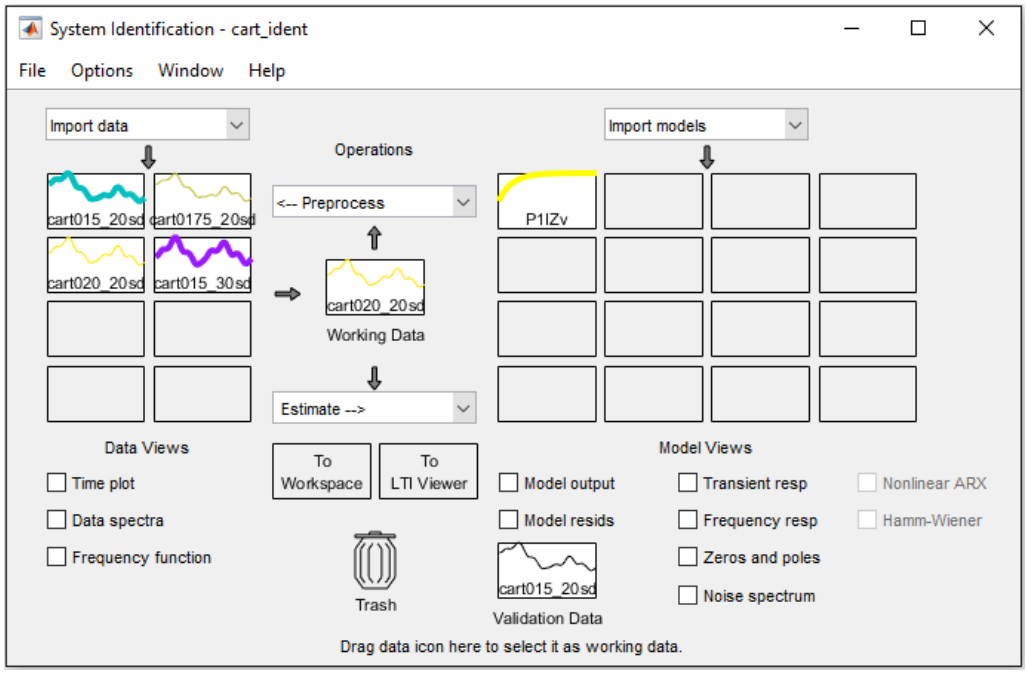
Şekil 3.10. $G_{P1}(s)$'in s düzleminde kutup ve sıfırlarının yerleşimi

Fiziksel yasalar kullanılarak sarkaç açısı ve araba konumu için elde edilen transfer fonksiyonları ($G_{A1}(s)$ ve $G_{P1}(s)$) görüldüğü gibi yüksek dereceden olup denetleyici tasarımı için elverişli olmamaktadır. Ayrıca bu çalışmada, PI-PD denetleyicinin ayar parametrelerinin belirlenebilmesinde kullanılan standart form yaklaşımı kontrol edilecek sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunun derecesinin en fazla 3 olmasına müsaade etmektedir (Kaya 2003). Dolayısıyla hem sarkaç açısı hem de araba konumu için düşük dereceli yeni transfer fonksiyonları elde edilmelidir. Bu amaçla takip eden kısımda sarkaç açısı ve araba konumu için Matlab sistem tanımlama aracı kullanılarak daha düşük dereceli transfer fonksiyonları elde edilmiştir.

3.2.2. Matlab Sistem Tanımlama Aracı Kullanılarak Sistemin Modellenmesi

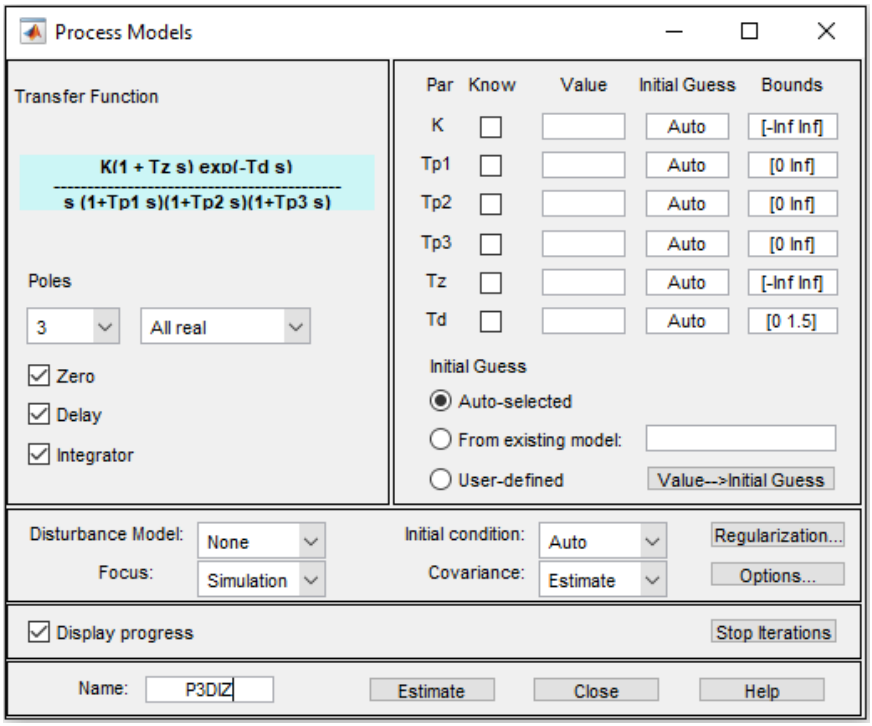
Matlab sistem tanımlama aracı, sistem tanımlama araç kutusu içerisinde bir uygulama olup dinamik sistemlerin ölçülen giriş-çıkış verilerini kullanarak matematiksel modeller oluşturulmasını sağlar. Sistem tanımlama aracı, modellenmesi zor olan dinamik sistemlerin kolay bir şekilde modellenmesine imkân sağlamaktadır. Dinamik bir sistemin zaman tanım kümesindeki ya da frekans tanım kümesindeki giriş-çıkış verilerine göre sistemin sürekli zaman veya ayrık zaman transfer fonksiyonları, durum-uzay modelleri, süreç modelleri veya lineer olmayan modelleri elde edilebilir (Ljung 2015).

Matlab sistem tanımlama aracında; maksimum benzerlik, tahmin-hata minimizasyonu (prediction-error minimisation, PEM) ve alt uzay sistemi tanımlama gibi sistem tanımlama teknikleri bulunmaktadır. Sistem tanımlama aracı kullanıcı tarafından tanımlanmış bir modelin parametrelerini kestirmek için gri kutu sistem tanımlaması yapmaktadır (Ljung 2015). Matlab sistem tanımlama aracına ait kullanıcı arayüzü Şekil 3.11'de gösterilmiştir.



Şekil 3.11. Matlab sistem tanımlama aracına ait kullanıcı arayüzü

Daha önce de belirtildiği gibi araba-ters sarkaç sistemi tek-girişli iki-çıkışlı bir sistemdir. Bu çalışmada kullanılan deney setinin tek girişi kontrol voltajı (U) olup çıkışları radyan olarak sarkaç açısı ve metre olarak araba konumudur. Bu kısımda Matlab sistem tanımlama aracı ile hem sarkaç açısı hem de araba konumu için fiziksel yasalar kullanılarak elde edilenlerden daha düşük dereceli transfer fonksiyonları elde edilmiştir. Hem sarkaç açısı hem de araba konumu transfer fonksiyonlarının elde edilmesinde sistem tanımlama aracında bulunan süreç modelleri yaklaşımı kullanılmıştır. Matlab sistem tanımlama aracında süreç modelleri elde etmek için kullanılan arayüz Şekil 3.12.'de gösterilmiştir.



Şekil 3.12. Matlab sistem tanımlama aracında süreç modelleri elde etmek için kullanılan arayüz

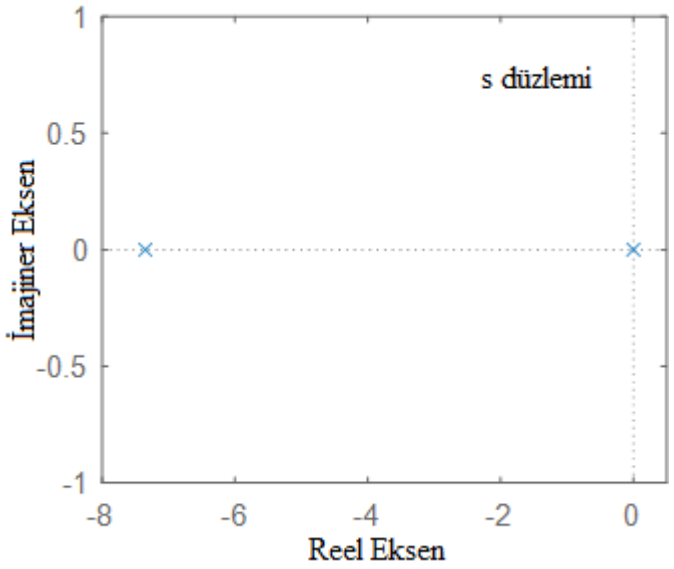
Matlab sistem tanımlama aracı ile bir sistemi iyi bir şekilde ifade eden transfer fonksiyonu ya da fonksiyonlarının elde edilebilmesi için sistemin yapısının ve dinamik davranışının çok iyi bilinmesi gerekir. Araba-ters sarkaç sisteminin araba konumuna ait modeli integratörlü bir davranış sergilemektedir. Bu yüzden araba konumuna ait transfer fonksiyonunun aşağıdaki gibi bir yapıya sahip olduğu varsayılmıştır.

$$G_{P2}(s) = K\frac{1+T_z s}{s\left(1+T_p s\right)} \tag{3.22}$$

Araba-sarkaç deney setinden araba konumu için alınan birçok giriş-çıkış verisine göre (3.22)'de verilen sabitler K = 0.6439, T_z = -0.0011758 ve T_p = 0.1361 olarak elde edilmişlerdir. T_z'in değerinin çok küçük olduğu görülmektedir, bu yüzden ihmal edilebilir. T_z'in ihmal edilmesi denetleyici tasarımını da kolaylaştırmaktadır. T_z ihmal edilip diğer sabitler yerine yazıldığında araba konumu transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

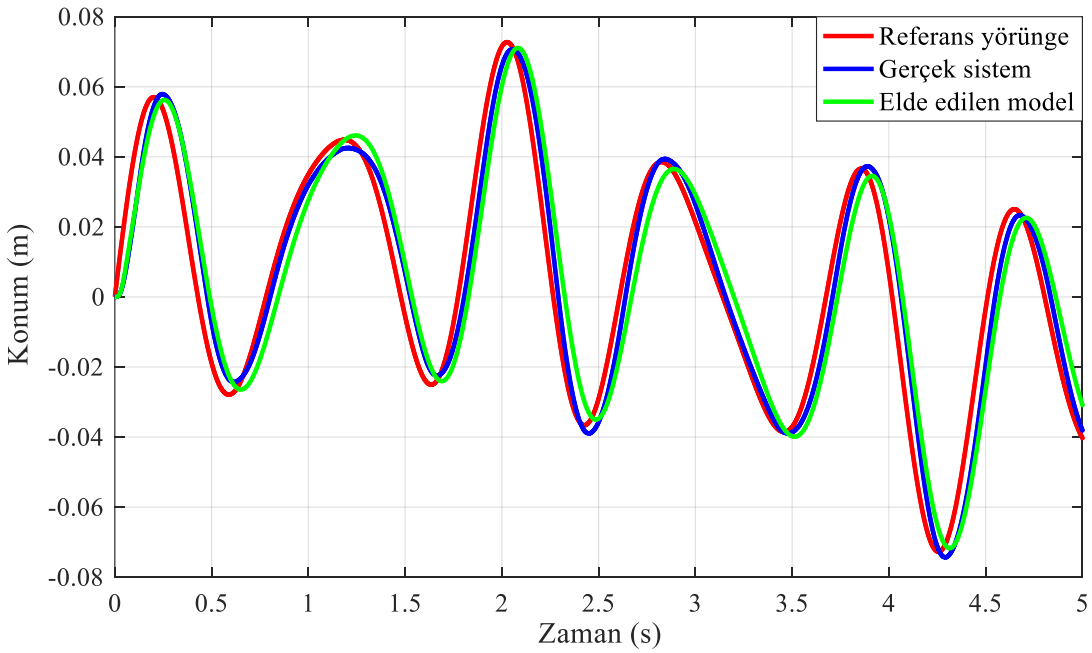
$$G_{P2}(s) = \frac{0.6439}{s\left(1+0.1361s\right)} \tag{3.23}$$

Denklem (3.23) ile verilen transfer fonksiyonunun p_1 = 0 ve p_2 = -7.3475'de iki adet kutbu bulunmaktadır (Şekil 3.13).



Şekil 3.13. $G_{P2}(s)$'in s düzleminde kutuplarının yerleşimi

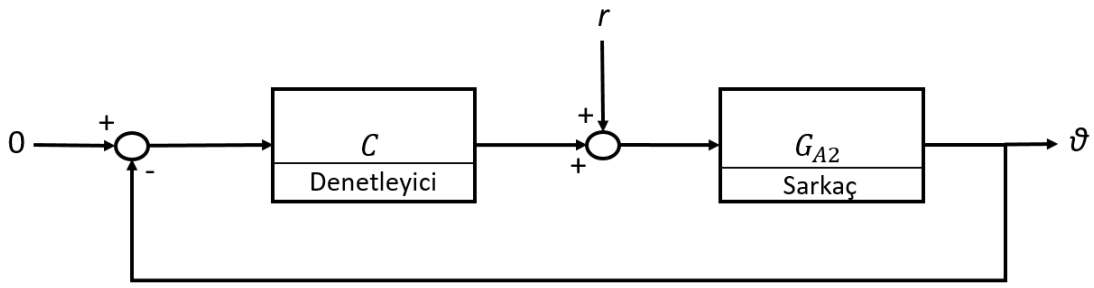
Elde edilen transfer fonksiyonunun ve gerçek sistemin, parametreleri K_c = 27.8, T_i = 0.5560 ve T_d = 0.1403 olan PID denetleyici ile oluşturulmuş kapalı çevrim cevaplarının karşılaştırılması Şekil 3.14.'de gösterilmiştir. Şekil 3.14.'e bakıldığında gerçek sistemin kapalı çevrim cevabı ile elde edilen modelin kapalı çevrim cevabının oldukça iyi bir şekilde örtüştüğü görülmektedir.



Şekil 3.14. Araba konumu için gerçek sistem ve elde edilen modelin kapalı çevrim cevapları

Ters (dikey konumdaki) sarkacın transfer fonksiyonunun elde edilmesi sarkacın o konumdaki kararsız yapısı nedeniyle zor bir iştir. Bu yüzden ters sarkacın onu dikey

konumda tutan bir denetleyiciyle modellemesi gerekmektedir. Bu amaçla ters sarkaca ait transfer fonksiyonunu elde etmek için Şekil 3.15.'de verilen kapalı çevrim sistem modelleme yaklaşımı kullanılmıştır (Feedback Instruments Ltd. 2010).



Şekil 3.15. Ters sarkaç için kapalı çevrim sistem modelleme yaklaşımı

Şekil 3.15.'de sarkaç açısı için referans giriş 0 radyandır. Bu, sarkacın kararsız dikey konumda tutulacağı anlamına gelir. Şekil 3.15.'de verilen kapalı çevrim modelleme yaklaşımı r (V) girişi ile θ (rad) çıkışı arasında sarkaç açısı için θ = 0 rad (dikey konum) civarındaki küçük açı sapmalarında geçerli doğrusal model elde edilmesini sağlar. r girişi ile θ çıkışı arasındaki kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$T(s) = \frac{G_{A2}(s)}{1 + C(s)G_{A2}(s)} \tag{3.24}$$

Denklem (3.24)'den ters sarkaca ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$G_{A2}(s) = \frac{T(s)}{1 - T(s)C(s)} \tag{3.25}$$

Şekil 3.15.'deki kapalı çevrim sistem modelleme yaklaşımındaki denetleyici (C) kısmında parametreleri K_c = 20, T_i = 200 ve T_d = 0.1 olan PID denetleyici kullanılmıştır. Kullanılan PID denetleyiciye ait transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$C(s) = K_c\left(1 + \frac{1}{T_i\, s} + T_d\, s\right)$$

$$C(s) = \frac{2s^2 + 20s + 0.1}{s} \tag{3.26}$$

Denklem (3.24) ile verilen kapalı çevrim transfer fonksiyonunun aşağıdaki gibi bir yapıya sahip olduğu varsayılmıştır.

$$T(s) = \frac{K}{\left(1+T_{p1}\,s\right)\left(1+T_{p2}\,s\right)} \tag{3.27}$$

Şekil 3.15.'deki kapalı çevrim sistem modelleme yaklaşımıyla araba-sarkaç deney setinden sarkaç açısı için $\theta = 0$ rad denge noktası etrafında birçok giriş-çıkış (r-θ) verisi elde edilmiştir. Elde edilen verilere göre (3.27)'de verilen sabitler K = 0.08549, T_{p1} = 0.06209 ve T_{p2} = 0.06287 olarak bulunmuştur. (3.27) ve (3.26) ile verilen denklemler (3.25)'de yerine yazıldıktan sonra bulunan sabitler de yerlerine konulursa ters sarkaca ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$G_{A2}(s) = \frac{\dfrac{K_p}{\left(1+T_{p1}\,s\right)\left(1+T_{p2}\,s\right)}}{1-\dfrac{K_p}{\left(1+T_{p1}\,s\right)\left(1+T_{p2}\,s\right)}\left(\dfrac{2\,s^2+20\,s+0.1}{s}\right)}$$

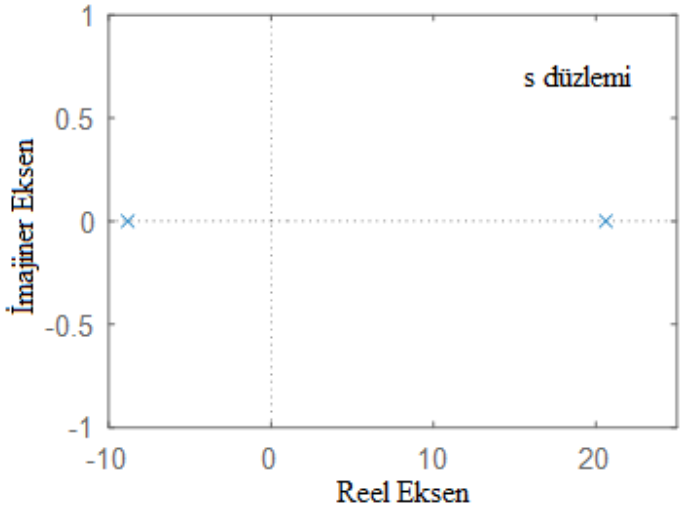
$$G_{A2}(s) = \frac{K_p\,s}{T_{p1}T_{p2}\,s^3+\left(T_{p1}+T_{p2}-2\,K_p\right)s^2+\left(1-20\,K_p\right)s-0.1K_p}$$

$$G_{A2}(s) = \frac{0.0855\,s}{0.0039\,s^3-0.0460\,s^2-0.7098\,s-0.0086} \tag{3.28}$$

Denklem (3.28) ile verilen ters sarkaç transfer fonksiyonun -0.0121, -8.8175 ve 20.6245 noktalarında üç adet kutbu ve orijinde bir adet sıfırı bulunmaktadır. -0.0121'daki kutup ile orijindeki sıfır yaklaşık olarak birbirlerinin etkilerini yok ederler. Bu durumda ters sarkaca ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

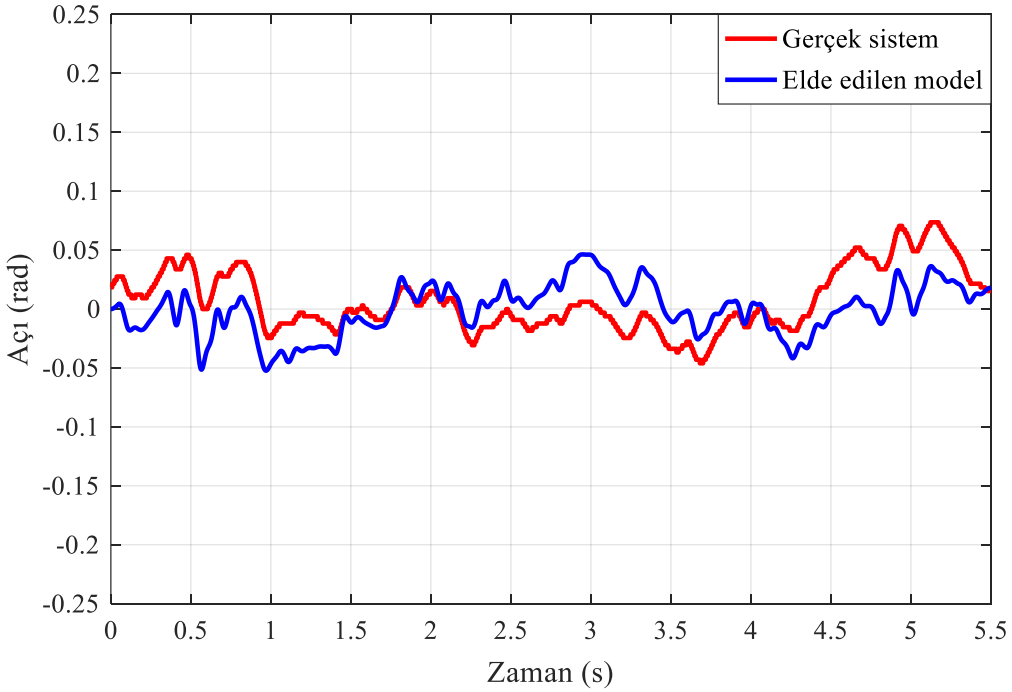
$$G_{A2}(s) = \frac{0.0855}{0.0039\,s^2-0.0460\,s-0.7098} \tag{3.29}$$

Denklem (3.29) ile verilen transfer fonksiyonu ikinci dereceden sıfırsız bir transfer fonksiyonu olup p_1 = -8.8219 ve p_2 = 20.6088 noktalarında iki adet kutbu vardır (Şekil 3.16.).



Şekil 3.16. $G_{A2}(s)$'in s düzleminde kutuplarının yerleşimi

Elde edilen model ile gerçek sistemin aynı *r* girişi için transfer fonksiyonu (3.26)'da verilmiş PID denetleyicinin kontrolü altındaki kapalı çevrim cevapları Şekil 3.17.'de karşılaştırılmıştır. Şekil 3.17.'ye bakıldığında gerçek sistemin kapalı çevrim cevabı ile elde edilen modelin kapalı çevrim cevabı tam olarak örtüşmese de benzer şekilde davrandıkları görülmektedir.



Şekil 3.17. Sarkaç açısı için gerçek sistem ve elde edilen modelin kapalı çevrim cevapları

3.3. Denetleyici Tasarımı

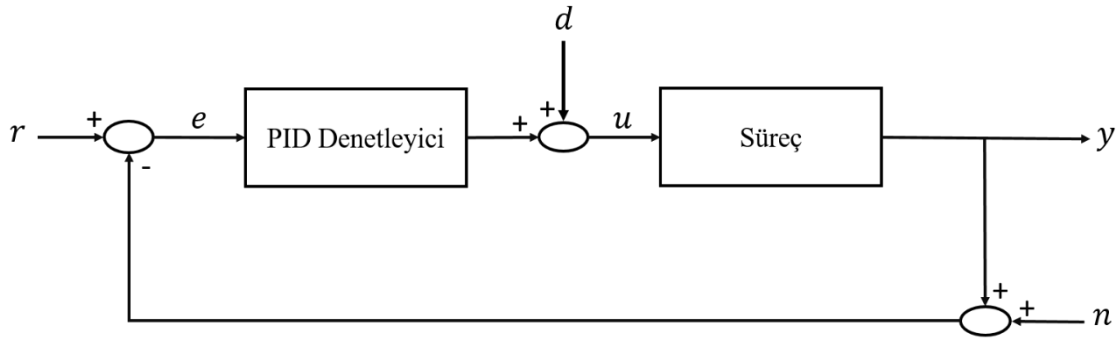
Bu kısımda daha önce sarkaç açısı ve araba konumu için Matlab sistem tanımlama aracı ile elde edilen transfer fonksiyonları ($G_{A2}(s)$ *ve* $G_{P2}(s)$) kullanılarak araba-ters sarkaç sisteminin denetiminde kullanılacak olan PID ve PI-PD denetleyicilerin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

3.3.1. PID Denetleyici

Sistemlerin istenilen özelliklerde çalışmasını sağlayan denetleyicilerin analizi ve tasarımı, kontrol teorisinin başlıca çalışma alanlarındandır. Bu alanda, farklı yapı ve özelliklerde denetleyiciler geliştirilmiştir. Bunlardan birisi de endüstriyel amaçlı en çok kullanılan PID denetleyici yapısıdır (Åström ve Hägglund 1995).

Kontrol teorisinde birçok yeni teknik geliştirilmiş olmasına rağmen, PID denetleyiciler kontrol mühendisliği problemlerinde hala yaygın olarak kullanılmaktadır. PID denetleyicilerin tasarım aşamasında ayarlanacak yalnızca birkaç parametreye sahip olması, birbirinden farklı süreçlerin kontrolünde iyi performans sunmaları ve çok farklı çalışma koşullarında sağlam bir şekilde çalışmaları gibi bazı özellikleri, onların süreç sanayinde kullanılmasını cazip hale getirmektedir.

PID denetleyici ile yapılan bir kapalı çevrim kontrol sistemi Şekil 3.18.'de gösterilmiştir.



Şekil 3.18. PID denetleyici ile yapılan bir kapalı çevrim kontrol sistemi

Şekil 3.18.'de verilen kapalı çevrim kontrol sisteminde *u* ve *y* sırasıyla kontrol edilen sürecin girişi ve çıkışı, *r* referans girişi, *e* takip hatası, *d* bozucu ve *n* ölçüm gürültüsüdür. PID denetleyici; oransal, integral ve türev olmak üzere üç adet bileşenden oluşmakta olup girişi ve çıkışı arasındaki ilişki aşağıdaki denklem ile verilmektedir.

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau)\, d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \tag{3.30}$$

Denklem (3.30)'a bakıldığında PID denetleyicinin 3 adet ayar parametresine sahip olduğu görülmektedir. Bunlar; K_p oransal kazanç, T_i integral zaman sabiti ve T_d türev zaman sabitidir. Alternatif olarak PID denetleyicinin girişi ve çıkışı arasındaki ilişki aşağıda verilen şekilde de ifade edilmektedir.

$$u(t) = K_p\, e(t) + K_i \int_0^t e(\tau)\, d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \tag{3.31}$$

Denklem (3.31)'de verilen K_i integral kazancı, K_d ise türev kazancıdır. Denklem (3.30) ve (3.31)'den

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}, \quad K_d = K_p\, T_d$$

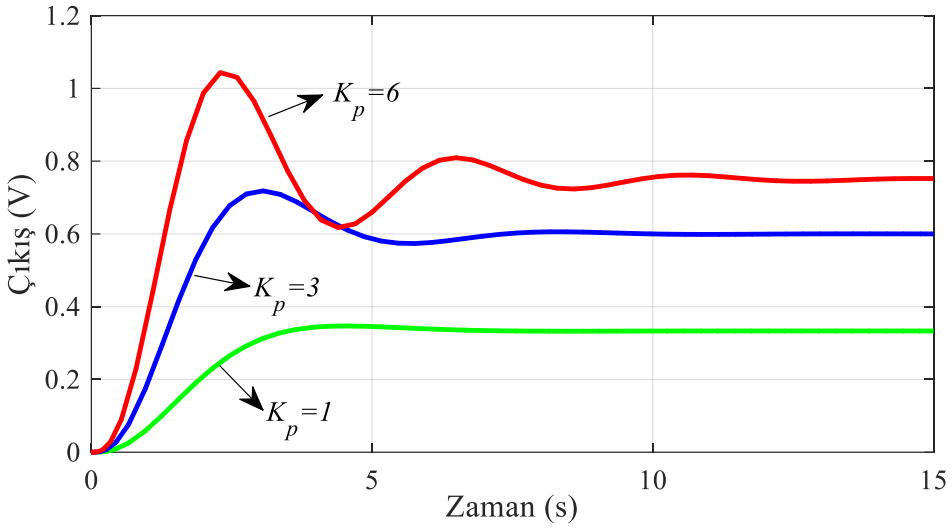
olarak elde edilir. Denklem (3.30) ve (3.31)'den de anlaşılacağı üzere PID denetleyicinin çıkışı, girişindeki sinyalin K_p katı, integralinin K_i (K_p/T_i) katı ve türevinin K_d (K_pT_d) katının toplamına eşittir. PID denetleyicinin transfer fonksiyonu (3.30)'un Laplace dönüşümü alınırsa aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{1}{T_i\, s} + T_d\, s \tag{3.32}$$

Şekil 3.18.'de verilen PID denetleyici ile oluşturulmuş kapalı çevrim kontrol sisteminde PID denetleyicinin ayar parametrelerinin sistem çıkışı üzerindeki etkisi bir örnek üzerinden açıklanacaktır. Şekil 3.18.'de verilen sistemin girişine birim basamak fonksiyonu uygulanmaktadır. Sistemde bozucu ve ölçüm gürültüsünün olmadığı (d = 0, n = 0) ve kontrol edilen sürecin voltaj cinsinden bir çıkışa sahip olduğu varsayılmıştır. Sürece ait transfer fonksiyonunun aşağıdaki gibi olduğu kabul edilmiştir.

$$G(\mathrm{s}) = \frac{1}{s^3 + 4s^2 + 5s + 2} \tag{3.33}$$

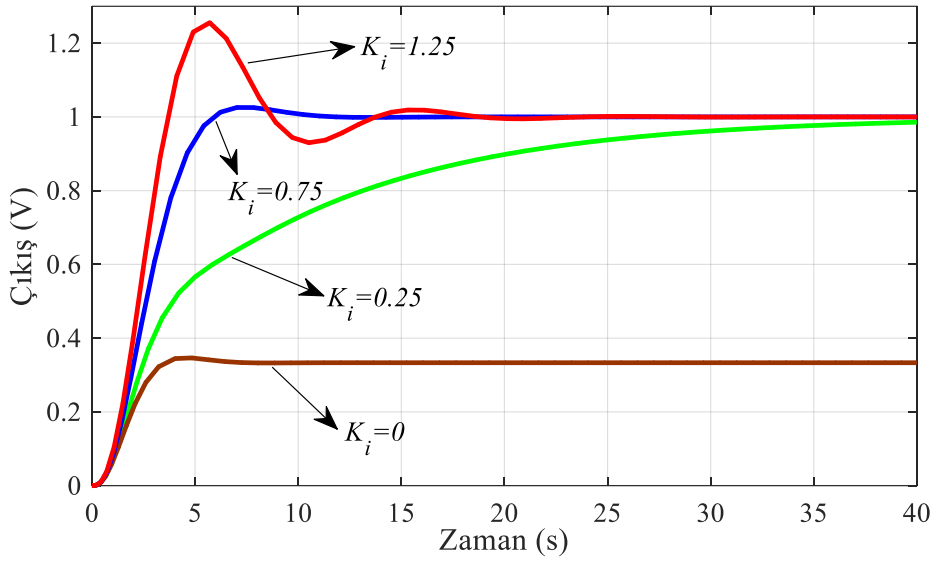
PID'nin integral ve türev kazanç (K_i ve K_d) değerleri sıfır alınarak farklı oransal kazanç (K_p) değerlerine göre sistem çıkışları yapılan simülasyonla Şekil 3.19.'daki gibi elde edilmiştir.



Şekil 3.19. K_i ve K_d değerleri sıfır alınarak farklı K_p değerlerine göre sistem çıkışları

Şekil 3.19.'da verilen cevaplar incelendiğinde oransal kazanç değerinin artması sistemin daha hızlı cevap vermesini sağlamaktadır. Oransal kazanç değerinin artışı sistemdeki kalıcı durum hatasını azaltmakta fakat tamamen yok edememektedir. Yine Şekil 3.19.'da verilen cevaplar ele alındığında oransal kazanç değerindeki artışın cevaptaki taşmaları arttırdığı görülmektedir.

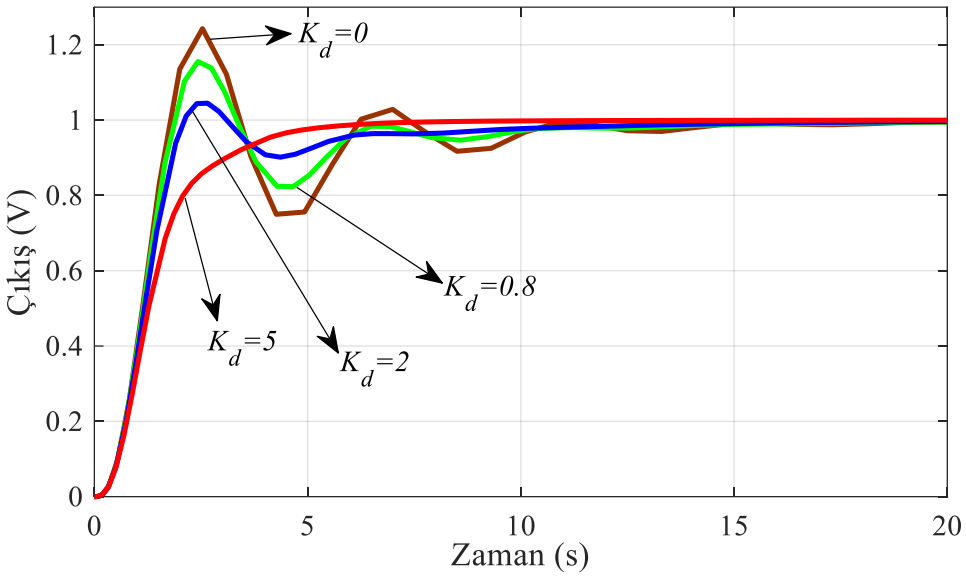
İntegral kazancının (K_i) sistem çıkışı üzerindeki etkilerini görmek için PID'nin oransal kazancı K_p = 1 ve türev kazancı ise K_d = 0 olarak alınmıştır. Farklı K_i değerlerine göre sistem çıkışları yapılan simülasyonla Şekil 3.20.'deki gibi elde edilmiştir.



Şekil 3.20. K_p = 1 ve K_d = 0 alınarak farklı K_i değerlerine göre sistem çıkışları

Şekil 3.20.'de verilen cevaplar incelendiğinde integral teriminin eklenmesiyle kalıcı durum hatasının ortadan kaldırıldığı görülmektedir. Ayrıca Şekil 3.20.'den görülmektedir ki integral kazanç değerinin artışı sistemin daha hızlı cevap vermesini sağlamakta fakat oluşan taşma miktarını arttırmaktadır.

Türev kazancının (K_d) sistem çıkışı üzerindeki etkilerini görmek için PID'nin oransal kazancı K_p = 6 ve integral kazancı ise K_i = 1.25 olarak alınmıştır. Farklı K_d değerlerine göre sistem çıkışları yapılan simülasyonla Şekil 3.21.'deki gibi elde edilmiştir.



Şekil 3.21. K_p = 6 ve K_i = 1.25 alınarak farklı K_d değerlerine göre sistem çıkışları

Şekil 3.21.'de verilen cevaplar incelendiğinde türev kazanç değerinin artması sistemde oluşan taşma miktarını azaltmaktadır. Yine Şekil 3.21.'de verilen cevaplar ele alındığında türev kazancının artmasıyla sistem cevabının yavaşladığı görülmektedir.

Yukarıda verilen örnek ile PID denetleyicinin ayar parametrelerinin sistem çıkışı üzerine nasıl etki ettikleri görülmüştür. Ayar parametrelerinden herhangi birinin değişmesi durumunda sistemin cevap verme şekli değişmektedir.

3.3.1.1. PID Denetleyici Tasarımı

Bir kapalı çevrim kontrol sisteminde PID denetleyicinin ayar parametrelerinin belirlenmesi oldukça önemli bir iştir. Bu amaçla ayar parametrelerinin tespiti için birçok yöntem geliştirilmiştir (Åström ve Hägglund 1995). Ancak herhangi bir sürecin kontrolünde en uygun PID ayar parametrelerinin bulunması hala kolay bir iş değildir ve

pratikte parametrelerin tespit edilmesinde hala deneme yanılma yöntemi sıklıkla kullanılmaktadır (Van der Zalm 2004).

PID denetleyicinin ayar parametrelerinin belirlenmesinde kullanılan yöntemlerden biri doğrudan kutup yerleştirmedir (Van der Zalm 2004). Doğrudan kutup yerleştirme yönteminde amaç; kapalı çevrim kutuplarının istenilen yerlere konulmasıdır. Bu yöntemde denetleyicinin ayar parametrelerinin belirlenebilmesi için kontrol edilecek sistemin transfer fonksiyonunun bilinmesi gerekir. İstenilen kapalı çevrim sistem cevabının özelliklerine göre kapalı çevrim kutuplarının yeri belirlenir ve kutupların bu noktalarda olmasını sağlayacak PID denetleyicinin ayar parametreleri bulunur. Bu yöntemde, yerleştirilebilecek kapalı çevrim kutup sayısı denetleyicinin parametre sayısı kadardır (Åström ve Hägglund 1995, Van der Zalm 2004).

Baskın kutup tasarımı yöntemi, PID denetleyicinin ayar parametrelerinin tespitinde sıklıkla kullanılan bir başka yöntemdir. Bu yöntemde sistemin kapalı çevrim cevabında baskın olduğu düşünülen kapalı çevrim kutuplarının tasarlanması söz konusudur. Sistem cevabında baskın olan kapalı çevrim kutupları belirlenir ve diğer kutup ve sıfırların etkisinin çok az olduğu varsayılır. Bu yöntemin uygulanabilmesi için baskın kutuplar dışında kalan kutup ve sıfırların reel kısmının çok küçük olması yani sanal eksenden uzak olmaları gerekir. Baskın kapalı çevrim kutuplarının yeri belirlendikten sonra, kutupların bu noktalarda olmasını sağlayacak denetleyici parametreleri hesaplanır (Åström ve Hägglund 1995, Van der Zalm 2004).

PID denetleyicinin ayar parametrelerinin belirlenmesinde yaygın olarak kullanılan bir yöntem de Ziegler-Nichols yöntemidir (Ziegler ve Nichols 1942). Ziegler ve Nichols (1942) PID ayar parametrelerinin belirlenmesi için iki teknik önermişlerdir. Basit olduğundan bu teknikler hala kullanılmaktadır. Birinci teknikte PID denetleyicinin ayar parametreleri, kontrol edilecek sürecin açık çevrim basamak cevabı kullanılarak elde edilir. İkinci teknik ise sistemin marjinal kararlı olduğu noktanın deneysel olarak tespit edilmesine dayanmaktadır. Bu nokta denetleyicinin oransal kazancının arttırılmasıyla bulunmaktadır. Sistemin marjinal kararlı olduğu noktadaki denetleyicinin oransal kazancı ve elde edilen osilasyonun periyodu kullanılarak PID denetleyicinin ayar parametreleri hesaplanır (Ziegler ve Nichols 1942).

Cohen-Coon yöntemi PID denetleyicinin ayar parametrelerinin belirlenmesinde kullanılan bir diğer önemli yöntemdir (Cohen ve Coon 1953). Bu yöntem de Ziegler-Nichols yönteminde olduğu gibi kontrol edilecek sürecin açık çevrim basamak cevabını kullanır. Bu yöntemde ana tasarım kriteri yük bozucularının durdurulmasıdır.

Chien-Hrones-Reswick yönteminde de PID denetleyicinin ayar parametreleri, kontrol edilecek sürecin açık çevrim basamak cevabı kullanlarak elde edilmektedir (Chien ve ark. 1972). Bu yöntemde, hem referans regülasyonu hem de bozucu etkiyi durdurmak için PID ayar parametrelerinin bulunmasına dair kurallar verilmiştir.

Åström-Hägglund metodu, PID denetleyicinin ayar parametrelerinin belirnemesinde kullanılan önemli yöntemlerden biridir (Åström ve Hägglund 1984). Bu yöntem Nyquist eğrisi üzerindeki bir noktanın istenilen faz payı ve kazanç payına göre başka bir noktaya götürülmesine dayanmaktadır. Bu yöntemde, kontrol edilecek süreç röle geri beslemeyle bir limit döngü osilasyonuna sokulur. Osilasyona ve röleye ait bilgiler kullanılarak Nyquist eğrisi üzstünde bir A noktası belirlenir. Bu A noktasını, istenilen faz payı ve kazanç payına göre belirlenen bir B noktasına götüren PID denetleyicinin ayar parametreleri hesaplanır (Åström ve Hägglund 1984).

PID denetleyicinin ayar parametrelerinin belirlenmesinde kullanılan yöntemlerin bir kısmı yukarıda verilmiştir. Bunların dışında literatürde birçok PID tasarım metodu bulunmaktadır. Bu çalışmada, araba-ters sarkaç sisteminin PID denetleyiciyle kontrol edilmesi kısmında, denetleyici ayar parametrelerinin bulunmasında sıklıkla kullanılan optimizasyon yaklaşımı kullanılmıştır. Çalışmada integral performans kriterlerine dayalı bir optimizasyon yapılmıştır.

Optimizasyon işleminde, performans ölçümlerini ayarlayarak istenilen özelliklere sahip bir kontrol sistemi tasarlamak için bir performans indeksi veya maliyet fonksiyonu tanımlanır. Ardından istenilen performansı sağlayan en iyi denetleyici parametrelerini elde etmek için performans indeksi optimize edilir. Genellikle performans indeksi kontrol sisteminin referans girişi *r(t)* ve çıkışı *y(t)* arasındaki hata *e(t)*'yi minimize etmek için kullanılır (Kaya 1999).

Geri beslememeli bir sistem zamanın bir fonksiyonu olarak hatayı minimize eder. Bu bağlamda bir sistemin zaman cevabını karakterize eden uygun bir kriter aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$J = \int_0^\infty \phi\left[e(t), t\right] dt \tag{3.34}$$

Denklem (3.34) ile ifade edilen kriter integral performans kriteridir. Bir sistemin optimum dinamik performansı (3.34)'de verilen *J*'nin değerini minimum yapan zaman cevabı ile elde edilebilir. İntegral performans kriteri farklı formlarda ifade edilebilir. Elde edilen optimum denetleyici parametreleri doğrudan kullanılan kriter formuna bağlıdır (Kaya 1999).

En yaygın kullanılan integral performans kriterlerinden ikisi hatanın karesinin integrali (integral of squared error, ISE) ve hatanın mutlak değerinin integralidir (integral of absolute error, IAE). ISE ve IAE kriterlerine ait performans indeksleri sırasıyla aşağıda verilmiştir.

$$J_{ISE} = \int_0^\infty e^2(t)\, dt \tag{3.35}$$

$$J_{IAE} = \int_0^\infty \left|e(t)\right| dt \tag{3.36}$$

Bu iki kriterden ISE'nin zaman ağırlıklı versiyonu Zhuang (1992) tarafından IAE'nin zaman ağırlıklı versiyonu ise Graham ve Lathrop (1953) tarafından ortaya konulmuştur (Kaya 1999).

Zaman ağırlıklı hatanın karesinin integrali ve zaman ağırlıklı hatanın mutlak değerinin integrali kriterlerine ait genel formlar sırasıyla aşağıda verilmiştir.

$$J_i(\delta) = \int_0^\infty [t^i\, e(\delta, t)]^2\, dt \tag{3.37}$$

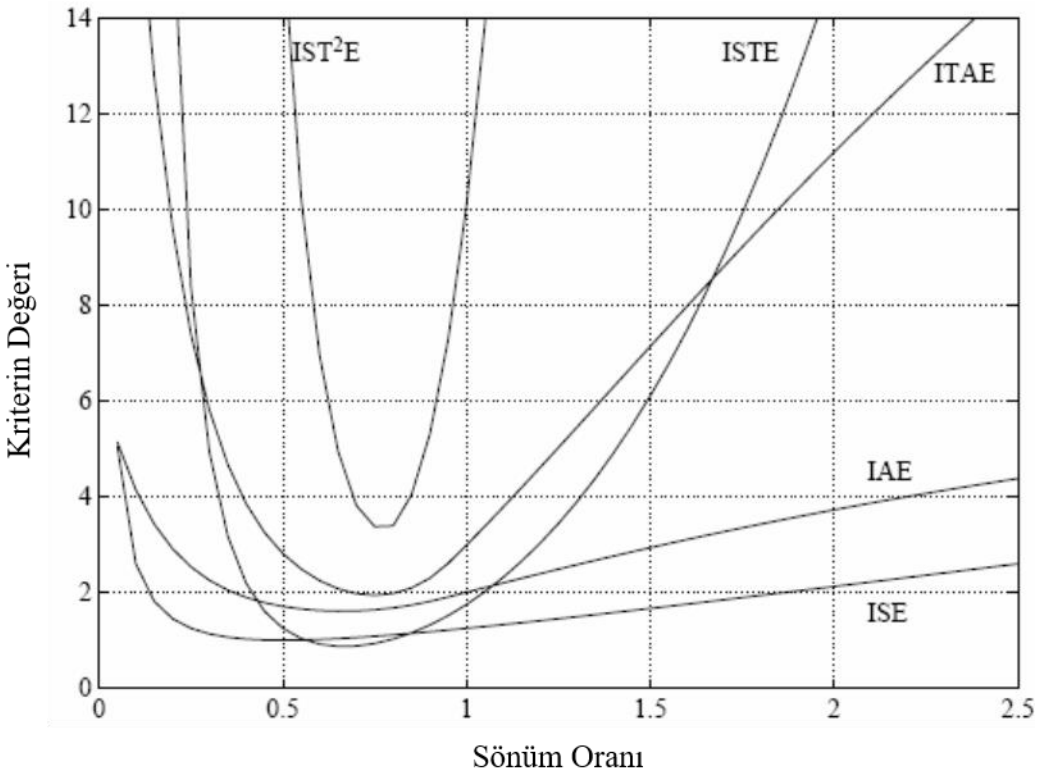
$$J_i'(\delta) = \int_0^\infty t^i \left|e(\delta, t)\right| dt \tag{3.38}$$

Denklem (3.37) ve (3.38)'de verilen δ optimum performans için ayarlanacak parametreleri temsil etmektedir (Kaya 1999). Denklem (3.37) *i*'nin 0, 1, 2 ve 3 seçimine göre sırasıyla hatanın karesinin integrali (integral of squared error, ISE), zamanla hatanın karelerinin integrali (integral of squared time error, ISTE), zamanın karesiyle hatanın karelerinin integrali (integral of squared time^2 error, IST^{2}E) ve zamanın küpüyle

hatanın karelerinin integrali (integral of squared time[3] error, IST[3]E) kriterleri elde edilir. Denklem (3.38)'de *i*'nin 0 ve 1 seçilmesi durumunda ise sırasıyla hatanın mutlak değerinin integrali (integral of absolute error, IAE) ve zamanla hatanın mutlak değerinin integrali (integral of time absolute error, ITAE) kriterleri elde edilir.

Kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıda (3.39) ile verilen ikinci dereceden bir sistem için ζ sönüm oranına karşı bazı integral performans kriterlerinin sonuçları Şekil 3.22.'de verilmiştir (Kaya 1999).

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \tag{3.39}$$



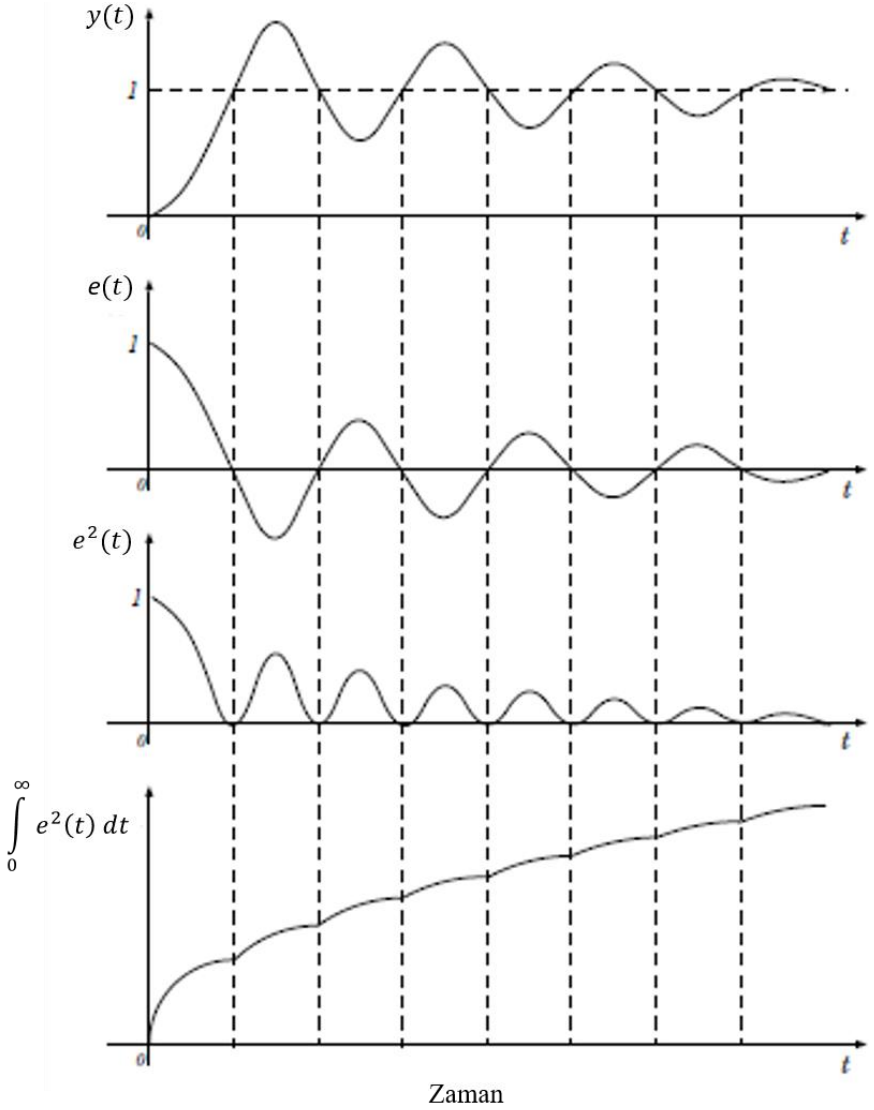
Şekil 3.22. İkinci dereceden bir sistem için sönüm oranına karşılık bazı integral performans kriterlerinin sonuçları (Kaya 1999)

Şekil 3.22.'ye bakıldığında IAE ve ISE'ye ait eğrilerin performans indeksinin minimum olduğu nokta civarında oldukça düz oldukları görülmektedir. Bu da seçiciliklerinin zayıf olduğunu göstermektedir. Şekil 3.22.'den çıkarılabilecek bir diğer sonuç da ikinci dereceden bir sistemde ζ = 0.7 olması durumunda optimum ya da optimuma yakın bir performans elde edilmektedir.

Denklem (3.37)'de *i* yerine 0 yazılırsa ISE (hatanın karesinin integrali) kriteri elde edilir.

$$J_0(\delta) = J_{ISE}(\delta) = \int_0^\infty \left[e(\delta,t)\right]^2 dt$$

Bu kriterde hem pozitif hem de negatif hatalar integralin değerine pozitif katkıda bulunur (Şekil 3.23). Bu kriterin çok seçici olmadığı Şekil 3.22.'den açıkça görülmektedir. Bu kriter kullanılarak tasarlanan bir kapalı çevrim sistemde genellikle cevapta yüksek miktarda taşma ve osilasyonlar görülmektedir. Bu tür noksanlıklara sahip olmasına rağmen ISE kriteri pratikte kolay uygulanabilir ve matematiksel olarak analiz edilip hesaplanabilir bir kriterdir (Kaya 1999).



Şekil 3.23. ISE kriterine ait değerlendirme (Kaya 1999)

ISE kriterinde bir zaman faktörü olmadığından sistem cevabında farklı zamanlarda oluşan hatalar performans indeksinin değerini eşit olarak etkilemektedir. Ancak sisteme bir basamak girişin uygulandığı düşünülecek olursa ilk anlarda oluşan kaçınılmaz hataların görmezden gelinebileceği fakat daha sonra oluşan hataların yok edilmesi gerektiği sonucuna varılabilir. Bu durum integrale bir zaman faktörünün eklenmesiyle gerçekleştirilebilir. Denklem (3.37) ile verilen genel formda $i = 1$ alınırsa ISTE (zamanla hatanın karelerinin integrali) kriteri elde edilir.

$$J_1(\delta) = J_{ISTE}(\delta) = \int_0^\infty \left[t\, e(\delta, t) \right]^2 dt$$

Şekil 3.22.'den görüldüğü üzere ISTE kriteri ISE kriterinden daha seçicidir. Yine Şekil 3.22.'ye bakıldığında ISTE ve ITAE kriterlerinin performans indeksinin, ikinci dereceden bir sistem için $\zeta = 0.7$ civarında minimum değere sahip olduğu görülmektedir. Bu da ISTE kriterinin ITAE kriteri ile benzer sonuç verdiğini ortaya koymaktadır. ISTE ve ITAE kriterlerinin her ikisi de iyi cevaplar vermesine karşın ISTE kriteri frekans tanım kümesi hesaplamaları kullanılarak ITAE kriterinden daha etkili bir biçimde değerlendirilebilir (Kaya 1999).

Denklem (3.37)'de i yerine 2 yazıldığında IST^2E (zamanın karesiyle hatanın karelerinin integrali) kriteri elde edilir.

$$J_2(\delta) = J_{IST^2E}(\delta) = \int_0^\infty \left[t^2\, e(\delta, t) \right]^2 dt$$

Şekil 3.22. incelendiğinde ikinci dereceden bir sistemde $\zeta = 0.76$ civarında IST^2E kriterine ait performans indeksinin minimum değeri aldığı görülür. IST^2E kriteri kullanılarak elde edilen cevap ISTE kriteri ile elde edilen cevaptan daha az miktarda taşma ve daha kısa oturma zamanına sahiptir (Sönmez 2008). Yine Şekil 3.22. ele alındığında IST^2E kriterinin seçiciliğinin ISTE, ITAE, ISE ve IAE kriterlerinin seçiciliğinden daha iyi olduğu görülmektedir.

Denklem (3.37)'de $i = 3$ alındığında IST^3E (zamanın küpüyle hatanın karelerinin integrali) kriteri elde edilir.

$$J_3(\delta) = J_{IST^3E}(\delta) = \int_0^\infty \left[t^3\, e(\delta, t) \right]^2 dt$$

IST^{3}E kriteri ile IST^{2}E, ISTE ve ISE kriterlerine göre biraz yavaş fakat daha az miktarda taşma olan, daha az osilasyonlu ve daha kısa oturma zamanına sahip cevaplar elde edilir (Sönmez 2008).

Denklem (3.38)'de *i* yerine 0 yazıldığında önemli bir integral performans kriteri olan IAE (hatanın mutlak değerinin integrali) kriteri elde edilir.

$$J_0'(\delta) = J_{IAE}'(\delta) = \int_0^\infty \left| e(\delta, t) \right| dt$$

Bu kriter ikinci dereceden bir sistem için yaklaşık olarak ζ = 0.66 sönüm oranında minimum değerini almaktadır (Şekil 3.22.). IAE kriteri büyük hatalara daha az ağırlık verip küçük hatalara daha duyarlıdır. Bu özelliği sayesinde ISE kriterinden daha makul bir performans ortaya koymaktadır. IAE kriterindeki zorluk sistem aşırı sönümlü olmadıkça bu kriter analitik olarak değerlendirilemez (Kaya 1999). Sistemin aşırı sönümlü olması durumunda kriter aşağıdaki gibi olur.

$$J_0'(\delta) = J_{IAE}'(\delta) = \int_0^\infty \left| e(\delta, \mathrm{t}) \right| dt = \int_0^\infty e(\delta, t)\, dt$$

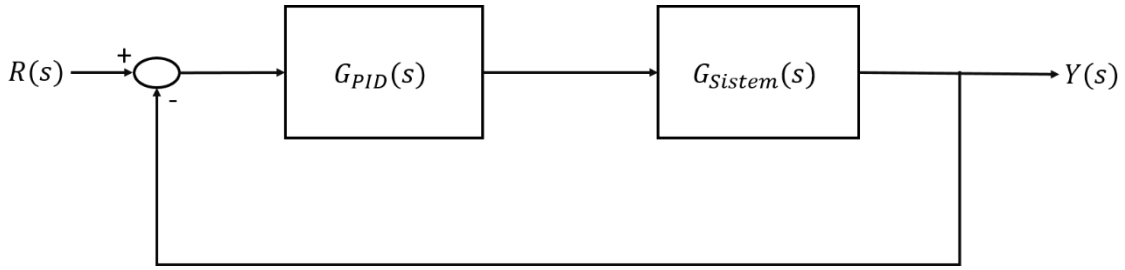
Denklem (3.38)'de i = 1 alındığında ITAE (zamanla hatanın mutlak değerinin integrali) elde edilir.

$$J_1'(\delta) = J_{ITAE}'(\delta) = \int_0^\infty t \left| e(\delta, t) \right| dt$$

IAE kriterine zaman faktörü eklenerek elde edilen ITAE kriterinde, ilk anlardaki büyük hataların performans indeksinin değerine olan katkısı azaltılır ve sonradan oluşan hataların daha güçlü bir şekilde yok edilmesi sağlanır. Şekil 3.22 incelendiğinde ITAE kriterinin IAE kriterinden daha iyi bir seçiciliğe sahip olduğu görülmektedir. ITAE kriteri, IAE kriterine göre taşması daha az ve daha iyi sönümlü cevaplar elde edilmesini sağlar. ITAE kriteri, IAE kriteri gibi analitik olarak değerlendirilemez; ancak her iki kriter de simülasyonlarla değerlendirilebilir (Kaya 1999).

Bu çalışmada hem sarkacın bağlı olduğu arabanın kontrolü hem de sarkacın kararsız dikey konumda dengede tutulması için iki adet PID denetleyici kullanılmıştır. PID denetleyicilerden bir tanesi ters sarkacın stabilizasyonu diğeri de arabanın konum kontrolü için kullanılmıştır.

İlk olarak, arabanın konum kontrolü düşünülmeden (3.29) ile verilen dikey konumdaki sarkaç açısına ait transfer fonksiyonu kullanılarak sarkaç açısı için Şekil 3.24.'deki gibi bir kapalı çevrim kontrol sistemi oluşturulmuştur. Ardından, bu kez de ters sarkacın stabilizasyonu düşünülmeden (3.23)'de verilen araba konumuna ait transfer fonksiyonu kullanılarak araba konumu için yine Şekil 3.24.'deki gibi bir kapalı çevrim kontrol sistemi oluşturulmuştur.



Şekil 3.24. Sarkaç açısı ve araba konumu için PID denetleyici ile yapılan kapalı çevrim kontrol yapısı

Daha önce de belirtildiği üzere araba-ters sarkaç sisteminin PID denetleyici ile kontrolünde denetleyici ayar parametrelerinin tespiti için integral performans kriterlerine dayalı optimizasyon tekniği kullanılmıştır. Bu amaçla, hem ters sarkacın stabilizasyonu hem de arabanın konum kontrolü için kullanılan PID denetleyicilerin ayar parametrelerinin IST^{3}E integral performans kriteri ile tespit edilmesi üzerinde çalışılmıştır.

Ters sarkacın stabilizasyonu için kullanılan PID denetleyicinin ayar parametreleri IST^{3}E kriteri ile tespit edilmeye çalışmış; fakat optimizasyon programı IST^{3}E kriteri için sonuç vermemiştir. Bu yüzden, ters sarkacın stabilizasyonu için kullanılan PID denetleyicinin ayar parametreleri IST^{2}E kriteri ile belirlenmiştir. IST^{2}E kriteri kullanılarak elde edilen ayar parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$G_{PID1}(s):\quad K_{p1}=50,\qquad T_{i1}=0.2139,\qquad T_{d1}=0.0516 \tag{3.40}$$

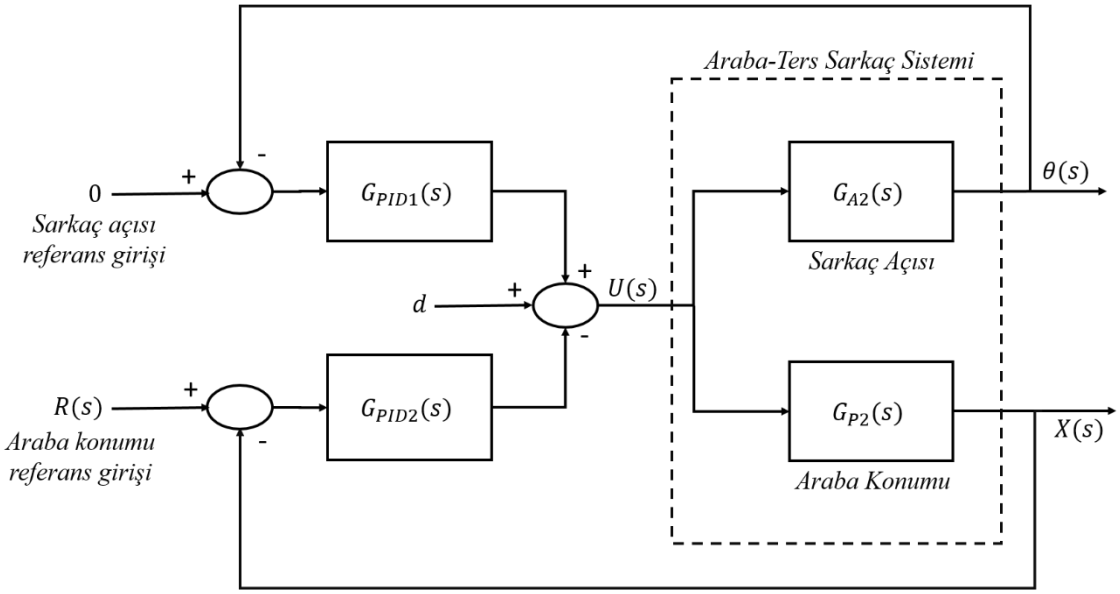
IST^{3}E integral performans kriteri kullanılarak arabanın konum kontrolü için kullanılan PID denetleyiciye ait ayar parametreleri aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$G_{PID2}(s):\quad K_{p2}=30,\qquad T_{i2}=0.3545,\qquad T_{d2}=0.0682 \tag{3.41}$$

Denklem (3.40) ve (3.41) ile verilen PID ayar parametreleri elde edilirken; ters sarkacın stabilizasyonu ve arabanın konum kontrolü için kullanılan PID denetleyicilere

ait oransal kazanç değerleri, sırasıyla, 50 ve 30 ile verildiği kabul edilip geriye kalan parametreler optimizasyon programı ile hesaplanmıştır. Ters sarkacın ayar parametreleri (3.40)'da verilen $G_{PID1}(s)$ ile stabilizasyonuna ve araba konumunun ayar parametreleri (3.41)'de verilen $G_{PID2}(s)$ ile kontrolüne ait gerçek zamanlı uygulama bulguları 4. bölümde verilmiştir.

Sarkaç kararsız dikey konumda dengede iken arabanın istenilen bir yörüngeyi takip etmesi için hem sarkaç açısının hem de araba konumunun aynı anda kontrol edilmesi gerekir. Araba-ters sarkaç sisteminin sarkaç açısı ve araba konumu çıkışlarının aynı anda kontrol edilebilmesi amacıyla, sarkaç açısı ve araba konumu için ayrı ayrı tasarlanan PID denetleyiciler ($G_{PID1}(s)$ ve $G_{PID2}(s)$) Şekil 3.25.'de verilen bir tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemi yaklaşımı içerisinde bir araya getirilmiştir.



Şekil 3.25. Araba-ters sarkaç sistemi için PID denetleyiciler ile yapılan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemi yaklaşımı

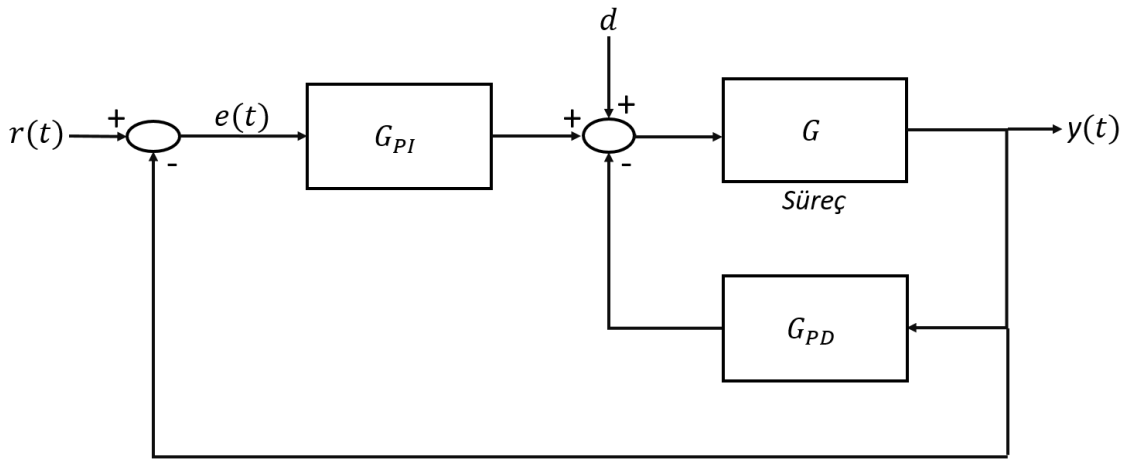
Şekil 3.25.'de verilen tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemi yaklaşımında, giriş kontrol sinyali $U(s)$ sarkaç açısı ve araba konumuna göre ayarlanır. Sarkaç açısı için referans değer 0 radyandır; bu, sarkacın karasız dikey konumda dik bir şekilde tutulması anlamına gelir. $R(s)$ araba konumu için referans giriş, d ise bozucu etki olup, $\theta(s)$ ve $X(s)$ sırasıyla sistemin sarkaç açısı ve araba konumu çıkışlarıdır.

Araba-ters sarkaç sisteminin PID denetleyiciler ile yapılan Şekil 3.25.'deki tek girişli çok-çıkışlı kapalı çevrim kontrol sistemine ait gerçek zamanlı uygulama bulguları 4. bölümde verilmiştir.

3.3.2. PI-PD Denetleyici

PID denetleyici uygulamasında oransal, integral ve türev bileşenleri ileri yol üzerinde bulunup, kapalı çevrim kontrol sisteminin referans girişi ile çıkışı arasındaki hataya etki ederler. PID denetleyicinin bu şekilde uygulanması bir basamak giriş için sistem çıkışında istenmeyen bir durum olan türev vurmasının oluşmasına neden olur. Bununla birlikte, PID denetleyicinin bu şekilde uygulanmasıyla kararsız, integratörlü ve rezonanslı sistemlerde basamak giriş için iyi bir kapalı çevrim cevabının elde edilmesi zordur (Kaya ve ark. 2006).

Literatürde, özellikle kararsız ve integratörlü süreçlerin kontrolünde daha iyi kapalı çevrim cevapları elde etmek için, PD kısmı bir iç döngüye alınarak kararsız ve integratörlü sistemlerin kararlı hale getirilebileceği ardından da ileri yolda yer alan PI denetleyici ile daha etkili bir biçimde kontrol edilebileceği gösterilmiştir (Kaya 2003, Kaya ve ark. 2006). PI-PD kontrol yöntemi olarak bilinen bu kontrol yapısı Şekil 3.26.'da verilmiştir.



Şekil 3.26. PI-PD kontrol yapısı

PI-PD denetleyici model tabanlı bir kontrol tekniği olup zaman gecikmesi olan ya da olmayan kararsız ve integratörlü süreçlerin denetiminde gayet iyi sonuçlar verdiği ortaya konulmuş doğrusal bir kontrol yaklaşımıdır (Kaya 2003). Şekil 3.26.'dan da görüldüğü üzere PI-PD denetleyici PI ve PD bloklarından oluşmaktadır. Bu bloklara ait transfer fonksiyonları aşağıda verilmiştir.

$$G_{PI}(s) = K'_p\left(1+\frac{1}{T_i\, s}\right) \tag{3.42}$$

$$G_{PD}(s) = K_f + K_d\, s \tag{3.43}$$

PI-PD denetleyici yaklaşımında, iç döngüde PD bloğunun kullanılması sadece açık çevrim kararsız ve integratörlü süreçleri kararlı hale getirilmemekte, aynı zamanda kutupların daha uygun konumlara alınmasını sağlamaktadır (Kaya ve ark. 2006). İç döngüdeki PD bloğunun etkisini daha açık bir şekilde ifade etmek için, (3.44) ile verilen genel bir sistem transfer fonksiyonu ele alınsın.

$$G(s) = \frac{b_m\, s^m + b_{m-1}\, s^{m-1} + \ldots + b_1\, s + b_0}{a_n\, s^n + a_{n-1}\, s^{n-1} + \ldots + a_1\, s + a_0} \tag{3.44}$$

n > m+2 olduğu varsayılsın. PD bloğuna ait (3.43) ile verilen transfer fonksiyonu ve (3.44) kullanılarak iç döngüye ait kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_i(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)\, G_{PD}(s)}$$

$$T_i(s) = \frac{\left[\dfrac{b_m\, s^m + b_{m-1}\, s^{m-1} + \ldots + b_1\, s + b_0}{a_n\, s^n + a_{n-1}\, s^{n-1} + \ldots + a_1\, s + a_0}\right]}{1 + \left[\dfrac{b_m\, s^m + b_{m-1}\, s^{m-1} + \ldots + b_1\, s + b_0}{a_n\, s^n + a_{n-1}\, s^{n-1} + \ldots + a_1\, s + a_0}\right]\left[K_f + K_d\, s\right]}$$

$$T_i(s) = \frac{b_m\, s^m + b_{m-1}\, s^{m-1} + \ldots + b_1\, s + b_0}{a_n\, s^n + a_{n-1}\, s^{n-1} + \ldots + \left(a_1 + K_f\, b_1 + K_d\, b_0\right)s + \left(a_0 + K_f\, b_0\right)} \tag{3.45}$$

PD bloğunun iç döngüde kullanılmasıyla (3.45)'in paydasındaki son iki terimin nasıl değiştiği açıkça görülmektedir. Denklem (3.44) ile verilen kontrol edilecek sisteme ait transfer fonksiyonu ele alındığında, a_1 ve a_0 katsayılarının alabileceği değerlere göre sistem kararsız, integratörlü veya rezonans cevaplı bir sistem olabilir. Bu durumda, iç döngüde PD bloğu kullanılarak sistem (3.45)'de verilen forma sokulup, K_f ve K_d değerleri ayarlanarak kararlı bir sistem haline getirilebilir ve kutuplar daha uygun konumlara yerleştirilebilir. Ardından, ileri yolda yer alan PI bloğuyla, PD blok tarafından modifiye edilmiş sistem daha etkili bir şekilde kontrol edilip, daha iyi kapalı çevrim cevapları elde edilebilir (Kaya 1999).

PI bloğunda yer alan integral terimi herhangi bir bozucu etkinin durdurulması için gereklidir. Bozucu etki olması durumunda sistem cevabında kalıcı durum hatasının

oluşması integral terimi tarafından önlenir (Kaya 1999).

PI-PD denetleyici PID denetleyiciden farklı olarak dört adet ayar parametresine (K_p', T_i, K_f ve K_d) sahiptir. PID denetleyicide olduğu gibi PI-PD denetleyicide de ayar parametrelerinin tespit edilmesi oldukça önemli bir iştir. Takip eden kısımda PI-PD denetleyicinin ayar parametrelerinin tespit edilmesi anlatılmıştır.

3.3.2.1. PI-PD Denetleyici Tasarımı

PI-PD denetleyicinin ayar parametrelerinin tespiti için birtakım yöntemler mevcuttur. Bu çalışmada, bu yöntemler arasında parametrelerin belirlenmesinde kullanılabilecek en basit metot olan standart form yaklaşımı kullanılmıştır. (Kaya 1999, 2003). Kontrol edilecek sisteme ait matematiksel model bilinirse, standart form yaklaşımı ve herhangi bir integral performans kriteri kullanılıp ayar parametreleri tespit edilebilir.

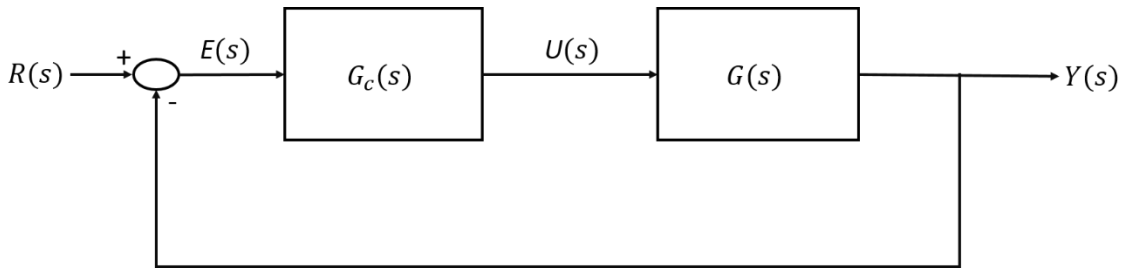
Denetleyici tasarımında integral performans kriterleri doğrudan kullanılarak denetleyiciye ait ayar parametreleri tespit edilebilir. Bunun yanında, literatürde kullanılan alternatif bir yöntem de bir integral performans kriteri için standart kapalı çevrim transfer fonksiyonu formlarının elde edilmesidir (Graham ve Lathrop 1953, Atherton ve Boz 1998, Kaya ve ark. 2007). Bu yaklaşımda, kapalı çevrim transfer fonksiyonunun optimum parametreleri bir integral performans kriteri kullanılarak belirlenir. Ardından, elde edilen optimum kapalı çevrim transfer fonksiyonu parametreleri kullanılarak denetleyiciye ait optimum parametreler hesaplanır.

Sadece kutuplardan oluşan (sıfırsız) standart kapalı çevrim transfer fonksiyonu formları Graham ve Lathrop (1953) tarafından ve bir sıfırlı kapalı çevrim transfer fonksiyonu formları ise Atherton ve Boz (1998) tarafından verilmiştir (Kaya ve ark. 2007). Sıfırsız standart kapalı çevrim transfer fonksiyonu formları denetleyici tasarımında çok kullanılmamıştır. Bunun nedeni, kontrol edilmek istenen sistem sadece kutuplardan oluşan bir transfer fonksiyonuna sahip olsa bile, bir denetleyici eklenerek oluşturulan kapalı çevrim transfer fonksiyonunda sıfır oluşmasıdır (Kaya ve ark. 2007).

Araba konumu ve sarkaç açısı için sırasıyla (3.23) ve (3.29)'da verilen transfer fonksiyonları ($G_{P2}(s)$ ve $G_{A2}(s)$) sıfırsızdır. Bu transfer fonksiyonlarının PI-PD denetleyicilerle kontrol edilmesi durumunda elde edilecek kapalı çevrim transfer

fonksiyonları bir sıfırlı olacaktır. Bu nedenle, bu çalışmada sadece bir sıfırlı standart kapalı çevrim transfer fonksiyonu formları ele alınmıştır.

Bir sıfırlı standart kapalı çevrim transfer fonksiyonu formlarını daha açık bir şekilde ortaya koymak için, sıfırsız bir açık çevrim sistem transfer fonksiyonu *G(s)* ve bir sıfırlı denetleyici transfer fonksiyonu $G_c(s)$ ele alınsın. Bu iki transfer fonksiyonu kullanılarak Şekil 3.27.'deki gibi bir kapalı çevrim kontrol sistemi oluşturulsun.



Şekil 3.27. Kapalı çevrim kontrol sistemi

Oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemine ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_{1j}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G(s)}{1 + G_c(s)G(s)}$$

$$T_{1j}(s) = \frac{c_1 s + 1}{s^j + d_{j-1} s^{j-1} + \ldots + d_1 s + 1} \tag{3.46}$$

Denklem (3.46) ile verilen $T_{1j}(s)$, bir sıfırlı standart kapalı çevrim transfer fonksiyonu formlarını ifade etmektedir. $T_{1j}(s)$'de bulunan 1 indisi standart formun payındaki bir sıfırı, *j* indisi ise paydanın derecesini yani kutup sayısını göstermektedir. Sisteme birim basamak giriş uygulandığında hata fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$E(s) = R(s) - Y(s)$$

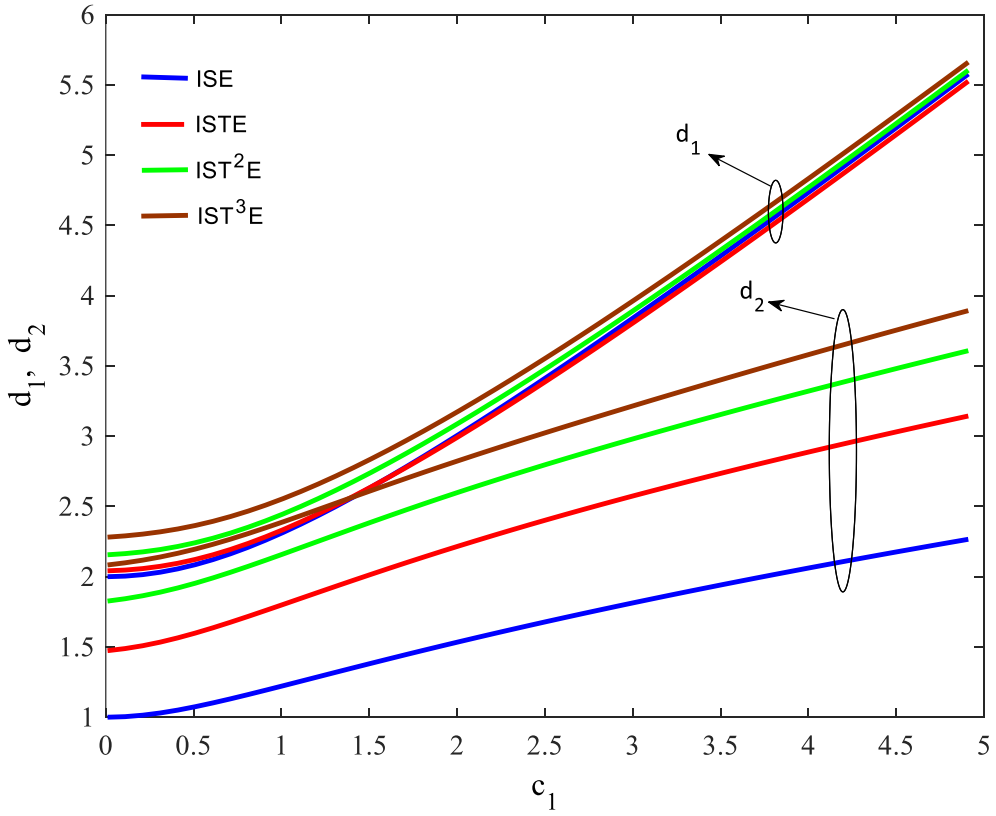
$$R(s) = \frac{1}{s}, \quad Y(s) = \frac{1}{s} T_{1j}(s)$$

$$E_{1j}(s) = \frac{1}{s}\left(1 - \frac{c_1 s + 1}{s^j + d_{j-1} s^j + \ldots + d_1 s + 1}\right)$$

$$E_{1j}(s) = \frac{s^{j-1} + d_{j-1} s^{j-2} + \ldots + (d_1 - c_1)}{s^j + d_{j-1} s^{j-1} + \ldots + d_1 s + 1} \tag{3.47}$$

İntegral performans kriterleri kullanılarak c_1'in alacağı değerlere göre (3.47) ile verilen $E_{1j}(s)$ hata fonksiyonunu minimize eden optimum d katsayıları hesaplanır. Hesaplanan d katsayıları kullanılarak da denetleyiciye ait optimum ayar parametreleri belirlenir (Atherton ve Boz 1998, Kaya ve ark. 2007).

$T_{13}(s)$ standart formu için; ISE, ISTE, IST^{2}E ve IST^{3}E integral performans kriterleri kullanılarak elde edilen optimum d_1 ve d_2 katsayıları c_1'in bir fonksiyonu olarak Şekil 3.28.'de gösterilmiştir.

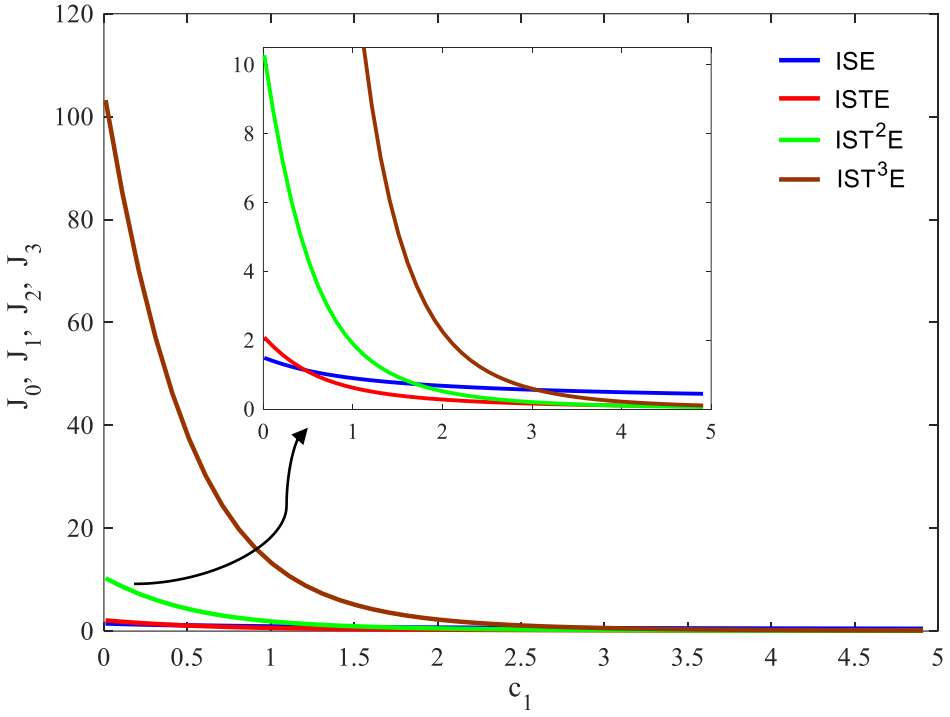


Şekil 3.28. $T_{13}(s)$ için değişen c_1 değerlerine göre optimum d_1 ve d_2 değerleri

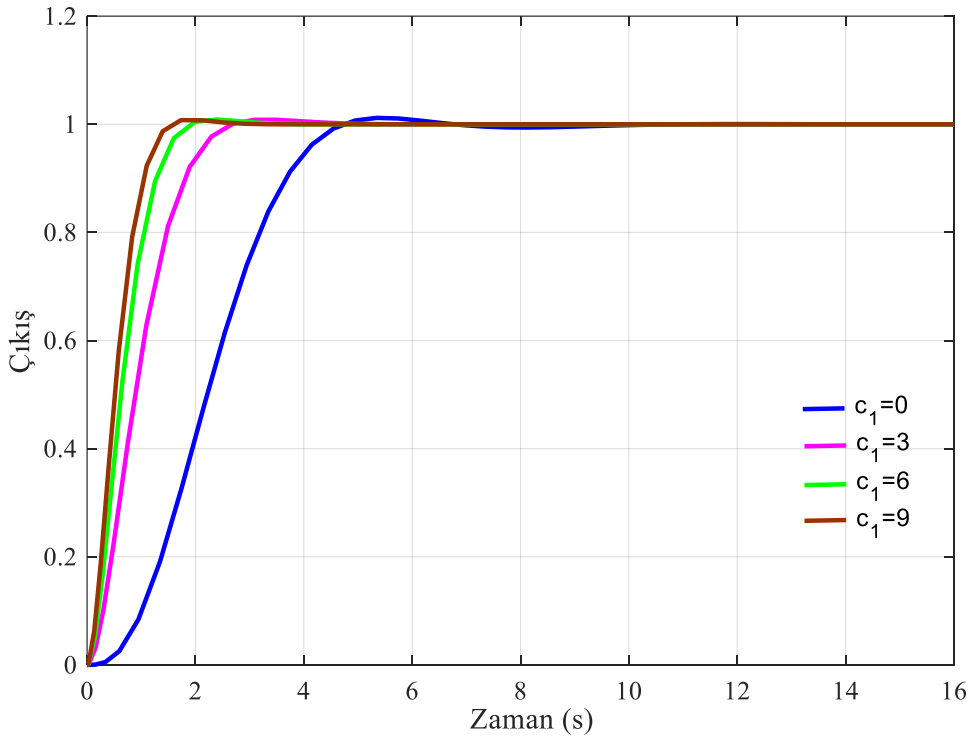
Şekil 3.29.'da $T_{13}(s)$ standart formu için c_1 değerinin artışıyla ISE, ISTE, IST^{2}E ve IST^{3}E kriterlerinin minimum performans indeksinin (ISE için J_0, ISTE için J_1, IST^{2}E için J_2 ve IST^{3}E için J_3) nasıl değiştiği gösterilmiştir. Şekil 3.29.'a bakıldığında açıkça görülmektedir ki c_1 değerinin artışıyla kapalı çevrim cevabı iyileşmektedir. Yine Şekil 3.29. incelendiğinde, c_1'in 4 veya 5 üzerindeki değerlerinde sistem cevabında çok az miktarda iyileşme olduğu görülmektedir.

Şekil 3.30'da birkaç farklı c_1 değeri için $T_{13}(s)$ standart kapalı çevrim transfer fonksiyonu formunun IST^{3}E integral performans kriterine göre birim basamak giriş

cevapları verilmiştir. Şekil 3.30'dan görülmektedir ki c_1 değerinin artmasıyla sistemin kapalı çevrim cevabı hızlanmaktadır.



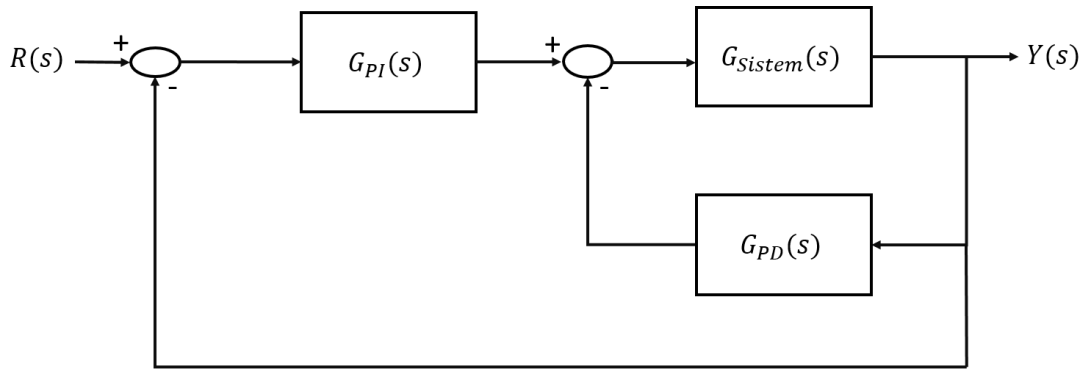
Şekil 3.29. $T_{13}(s)$ için c_1 değerlerine göre minimum J_0, J_1, J_2 ve J_3 performans indeksi değerleri



Şekil 3.30. IST^{3}E kriterine göre farklı c_1 değerleri için $T_{13}(s)$ birim basamak cevapları

Araba-ters sarkaç sisteminin PI-PD denetleyici ile kontrolü için PID denetleyicide olduğu gibi bir tanesi ters sarkacın stabilizasyonu diğeri de arabanın konum kontrolü için iki adet PI-PD denetleyici kullanılmıştır.

Sistemin PID denetleyiciler ile kontrolü için izlenen yol burada da PI-PD denetleyiciler için aynen kullanılmıştır. PID denetleyicilerle yapılan kontrolde olduğu gibi, ilk olarak, arabanın konum kontrolü düşünülmeden, (3.29) ile verilen $G_{A2}(s)$ kullanılarak sarkaç açısı için, bir PI-PD denetleyici ile Şekil 3.31.'deki gibi bir kapalı çevrim kontrol sistemi oluşturulmuştur. Ardından, bu kez de ters sarkacın stabilizasyonu düşünülmeden, (3.23)'de verilen $G_{P2}(s)$ kullanılarak araba konumu için yine Şekil 3.31.'deki gibi PI-PD denetleyicili bir kapalı çevrim kontrol sistemi oluşturulmuştur.



Şekil 3.31. Sarkaç açısı ve araba konumu için PI-PD denetleyici ile yapılan kapalı çevrim kontrol yapısı

Denklem (3.23) ve (3.29)'da verilen araba konumu ve sarkaç açısı transfer fonksiyonlarının ($G_{P2}(s)$ ve $G_{A2}(s)$) her ikisi de ikinci dereceden ve sıfırsızdır. Bu yüzden, hem ters sarkacın stabilizasyonu hem de arabanın konum kontrolü için kullanılan PI-PD denetleyicilerin ayar parametrelerinin tespitinde $T_{13}(s)$ standart formu kullanılmıştır.

Araba konumu transfer fonksiyonu integratörlü, sarkaç açısı transfer fonksiyonu ise açık çevrim kararsızdır. Her iki transfer fonksiyonu da aşağıda verilen ikinci dereceden genel bir açık çevrim transfer fonksiyonu ile ifade edilebilir.

$$G_{Sistem}(s) = \frac{K}{(s+a)(s+b)} \tag{3.48}$$

Araba konumu için (3.23)'de verilen transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi (3.48)'de verilen forma sokulur.

$$G_{P2}(s)=\frac{0.6439}{s(1+0.1361s)}=\frac{4.731085}{s(s+7.347546)} \tag{3.49}$$

Denklem (3.48) ve (3.49)'dan araba konumu için K = 4.731085, a = 0 ve b = 7.347546 olarak elde edilir. Aynı şekilde, sarkaç açısı için (3.29)'da verilen transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi (3.48)'de verilen forma sokulur.

$$G_{A2}(s)=\frac{0.0855}{0.0039s^2-0.0460s-0.7098}=\frac{21.897797}{(s-20.608777)(s+8.821892)} \tag{3.50}$$

Denklem (3.48) ve (3.50)'den sarkaç açısı için K = 21.897797, a = -20.608777 ve b = 8.821892 olarak elde edilir.

Denklem (3.48)'de verilen transfer fonksiyonu ile PI ve PD blokları için sırasıyla (3.42) ve (3.43)'de verilen transfer fonksiyonları Şekil 3.31.'deki kontrol sisteminde yerine konulsun. Hem sarkaç açısına hem de araba konumuna ait olan, bir sıfırlı ve üç kutuplu standart kapalı çevrim transfer fonksiyonu formu $T_{13}(s)$ aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_{13}(s)=\frac{G_{PI}(s)\left(\frac{G_{Sistem}(s)}{1+G_{Sistem}(s)G_{PD}(s)}\right)}{1+G_{PI}(s)\left(\frac{G_{Sistem}(s)}{1+G_{Sistem}(s)G_{PD}(s)}\right)}$$

$$T_{13}(s)=\frac{G_{PI}(s)G_{Sistem}(s)}{1+G_{PD}(s)G_{Sistem}(s)+G_{PI}(s)G_{Sistem}(s)}$$

$$T_{13}(s)=\frac{\left[K'_p\left(1+\frac{1}{T_i s}\right)\right]\left[\frac{K}{(s+a)(s+b)}\right]}{1+\left[K_f+K_d s\right]\left[\frac{K}{(s+a)(s+b)}\right]+\left[K'_p\left(1+\frac{1}{T_i s}\right)\right]\left[\frac{K}{(s+a)(s+b)}\right]}$$

$$T_{13}(s)=\frac{K K'_p(T_i s+1)}{T_i s^3+T_i(a+b+K K_d)s^2+T_i\left(ab+K\left(K_f+K'_p\right)\right)s+K K'_p}$$

$$T_{13}(s)=\frac{T_i s+1}{\frac{Ti}{K K'_p}s^3+\frac{T_i(a+b+K K_d)}{K K'_p}s^2+\frac{T_i\left(ab+K\left(K_f+K'_p\right)\right)}{K K'_p}s+1} \tag{3.51}$$

Denklem (3.51) ile verilen $T_{13}(s)$ standart formu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_{13}(s)=\frac{\left(\frac{K\,K'_p}{T_i}\right)^{1/3} T_i\left[\frac{s}{\left(\frac{K\,K'_p}{T_i}\right)^{1/3}}\right]+1}{\left[\frac{s}{\left(\frac{K\,K'_p}{T_i}\right)^{1/3}}\right]^3+\frac{a+b+K\,K_d}{\left(\frac{K\,K'_p}{T_i}\right)^{1/3}}\left[\frac{s}{\left(\frac{K\,K'_p}{T_i}\right)^{1/3}}\right]^2+\frac{a\,b+K\left(K_f+K'_p\right)}{\left[\left(\frac{K\,K'_p}{T_i}\right)^{1/3}\right]^2}\left[\frac{s}{\left(\frac{K\,K'_p}{T_i}\right)^{1/3}}\right]+1} \tag{3.52}$$

Denklem (3.52)'de

$$\beta=\left(\frac{K\,K'_p}{T_i}\right)^{1/3} \quad \text{ve} \quad s_n=\frac{s}{\beta}$$

dönüşümü yapılarsa, $T_{13}(s)$ standart formunun normalize edilmiş hali aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_{13}(s_n)=\frac{c_1\,s_n+1}{s_n^3+d_2\,s_n^2+d_1\,s_n+1} \tag{3.53}$$

Denklem (3.52)'deki $T_{13}(s)$ sisteminin cevabı, (3.53)'de verilen $T_{13}(s_n)$ normalize edilmiş sistem cevabından β kat daha hızlıdır. Denklem (3.52) ve (3.53)'den c_1, d_2 ve d_1 katsayıları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$c_1=\beta T_i \tag{3.54}$$

$$d_2=\frac{a+b+K\,K_d}{\beta} \tag{3.55}$$

$$d_1=\frac{a\,b+K\left(K_f+K'_p\right)}{\beta^2} \tag{3.56}$$

Araba-ters sarkaç sisteminin PID denetleyiciler ile yapılan kontrolüyle adil bir karşılaştırma yapılması için, PI-PD denetleyicilerin ayar parametreleri de PID denetleyicilerde olduğu gibi IST^{3}E integral performans kriteri ile tespit edilmiştir.

Ters sarkacın stabilizasyonunda kullanılan PI-PD denetleyicinin optimum ayar parametrelerini tespit etmek için, (3.40)'da verilen $G_{PID1}(s)$ denetleyici ile aynı oransal kazanç değeri, $K_p' = 50$, alınmıştır. T_i = 0.2 alındığında β = 17.6244 ve c_1 = 3.5249 olarak hesaplanmaktadır. IST^{3}E kriteri kullanılarak c_1 = 3.5249 için optimum d_2 ve d_1 değerleri sırasıyla 3.4094 ve 4.4120 olarak bulunmuştur. Denklem (3.55) ve (3.56)'da verilen bağıntılarla K_d ve K_f değerleri hesaplanmış ve ters sarkaç stabilizasyonu için kullanılan PI-PD denetleyiciye ait ayar parametreleri aşağıdaki gibi tespit edilmiştir.

$$G_{PI-PD1}(s):\quad K_{p1}' = 50, \qquad T_{i1} = 0.2, \qquad K_{f1} = 20.8864, \qquad K_{d1} = 3.2824 \quad (3.57)$$

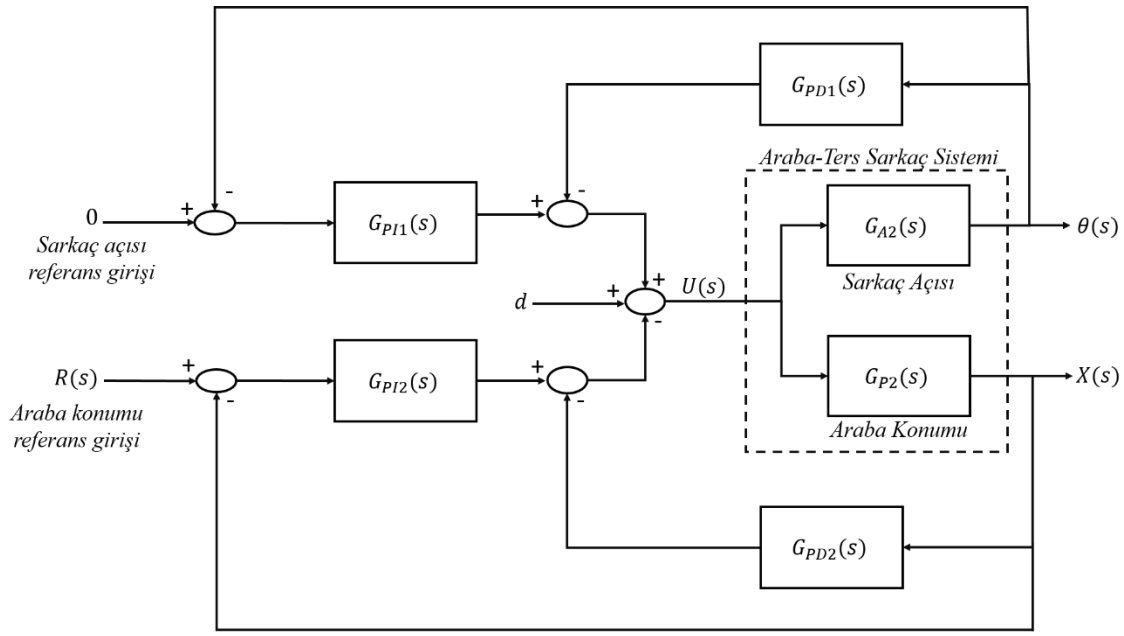
Benzer şekilde, arabanın konum kontrolünde kullanılan PI-PD denetleyicinin optimum ayar parametrelerini tespit etmek için, (3.41)'de verilen $G_{PID2}(s)$ denetleyici ile aynı oransal kazanç değeri, $K_p' = 30$, alınmıştır. T_i = 0.9 alındığında β = 5.4027 ve c_1 = 4.8625 olarak hesaplanmaktadır. IST^{3}E kriteri kullanılarak c_1 = 4.8625 için optimum d_2 ve d_1 değerleri sırasıyla 3.8776 ve 5.6177 olarak bulunmuştur. Yine (3.55) ve (3.56)'da verilen bağıntılarla K_d ve K_f değerleri hesaplanmış ve arabanın konum kontrolü için kullanılan PI-PD denetleyiciye ait ayar parametreleri aşağıdaki gibi tespit edilmiştir.

$$G_{PI-PD2}(s):\quad K_{p2}' = 30, \qquad T_{i2} = 0.9, \qquad K_{f2} = 4.6596, \qquad K_{d2} = 2.8750 \quad (3.58)$$

Ters sarkacın ayar parametreleri (3.57)'de verilen $G_{PI\text{-}PD1}(s)$ ile stabilizasyonuna ve araba konumunun ayar parametreleri (3.58)'de verilen $G_{PI\text{-}PD2}(s)$ ile kontrolüne ait gerçek zamanlı uygulama bulguları 4. bölümde verilmiştir.

Araba-ters sarkaç sisteminin sarkaç açısı ve araba konumu çıkışlarının aynı anda kontrol edilebilmesi için, daha önce PID denetleyiciler ile yapılan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemi yaklaşımı burada da PI-PD denetleyiciler ile yapılmıştır. Sarkaç açısı ve araba konumu için ayrı ayrı tasarlanan $G_{PI\text{-}PD1}(s)$ ve $G_{PI\text{-}PD2}(s)$ denetleyicileri bir tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemi yaklaşımı içerisinde Şekil 3.32.'deki gibi bir araya getirilmiştir.

Araba-ters sarkaç sisteminin PI-PD denetleyiciler ile yapılan Şekil 3.32.'deki tek-girişli çok-çıkışlı kapalı çevrim kontrol sistemine ait gerçek zamanlı uygulama bulguları 4. bölümde verilmiştir.

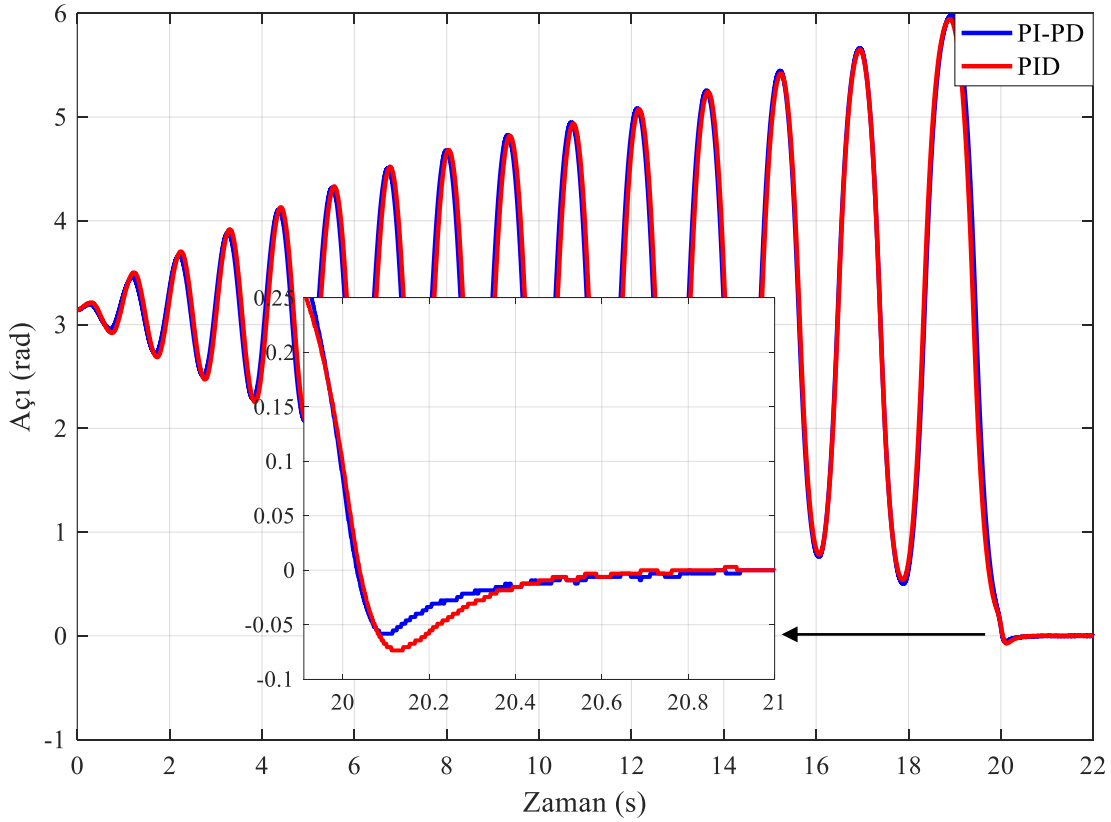


Şekil 3.32. Araba-ters sarkaç sistemi için PI-PD denetleyiciler ile yapılan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemi yaklaşımı

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu kısımda, daha önce tasarlanan PID ve PI-PD denetleyicilerle yapılan sistem kontrolüne ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları, hem sarkaç açısı hem de araba konumu için ele alınmıştır. Gerçek zamanlı uygulama çalışmasında, sarkaç belirli bir bölgeye girdikten sonra denetleyiciler tarafından sistem kontrolü yapılmaktadır. Bu bölgenin sınırları $\theta = \mp 0.25$ rad olarak alınmıştır. Araba-sarkaç deney seti ile birlikte gelen sistem yazılımı kullanılarak sarkacın düşey konumdan ($\theta = \pi$ rad) salınım yaparak PID denetleyicilerin kontrol edeceği bölgeye ulaşması sağlanmıştır.

İlk olarak, araba konumu düşünülmeden ters sarkaç stabilizasyonu yapılmıştır. Sarkaç açısı için (3.40)'da verilen $G_{PID1}(s)$ denetleyicisine ve (3.57)'de verilen $G_{PI\text{-}PD1}(s)$ denetleyicisine ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları Şekil 4.1.'de verilmiştir.

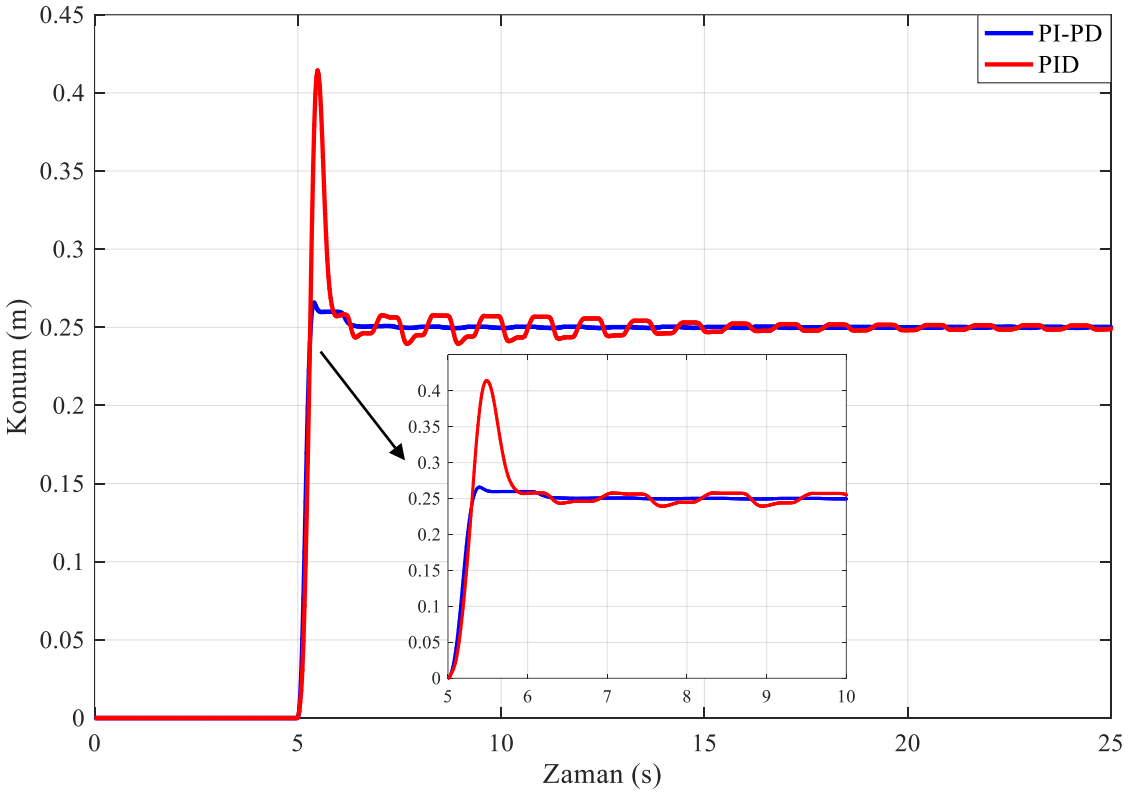


Şekil 4.1. Araba konumu düşünülmeden ters sarkaç stabilizasyonuna ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Şekil 4.1. incelendiğinde sarkacın denetleyicilerin kontrolünün başladığı bölgeye 19. ile 20. saniyeler arasında ulaştığı görülmektedir. Hem PID hem de PI-PD denetleyici ile sarkacın kararsız dikey konumda dengede tutulduğu görülmektedir. PI-PD

denetleyici ile elde edilen kapalı çevrim cevabı ile PID denetleyici ile elde edilen kapalı çevrim cevabı yaklaşık olarak aynı hızdadır. Oturma süreleri ele alındığında, her iki durumda da sarkacın neredeyse aynı sürede kararsız dikey konuma (θ = 0 rad) getirilip dengede tutulduğu görülmektedir. Şekil 4.1.'deki taşma miktarlarına bakıldığında ise PI-PD denetleyici ile elde edilen cevapta daha az miktarda taşma olduğu görülmektedir. Özetle, Şekil 4.1.'deki sonuçlardan görülmektedir ki PI-PD denetleyici PID denetleyiciden daha iyi bir kapalı çevrim performansı ortaya koymuştur.

İkinci olarak, sarkaç açısı düşünülmeden arabanın konum kontrolü yapılmıştır. Arabaya 5. saniyede genliği 0.25 m olan bir basamak giriş uygulanmıştır. Araba konumu için (3.41)'de verilen $G_{PID2}(s)$ denetleyicisine ve (3.58)'de verilen $G_{PI\text{-}PD2}(s)$ denetleyicisine ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları Şekil 4.2.'de verilmiştir.



Şekil 4.2. Sarkaç açısı düşünülmeden arabanın konum kontrolüne ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Şekil 4.2.'ye bakıldığında hem PID hem de PI-PD denetleyici ile arabanın konum kontrolünün gerçek zamanlı olarak yapılabildiği görülmektedir. PI-PD ve PID denetleyiciler ile elde edilen kapalı çevrim cevapları incelendiğinde yaklaşık olarak aynı hızda oldukları görülmektedir. PID denetleyiciye ait kapalı çevrim cevabında yaklaşık %66 kadar taşma varken PI-PD denetleyici ile elde edilen cevapta çok daha az miktarda

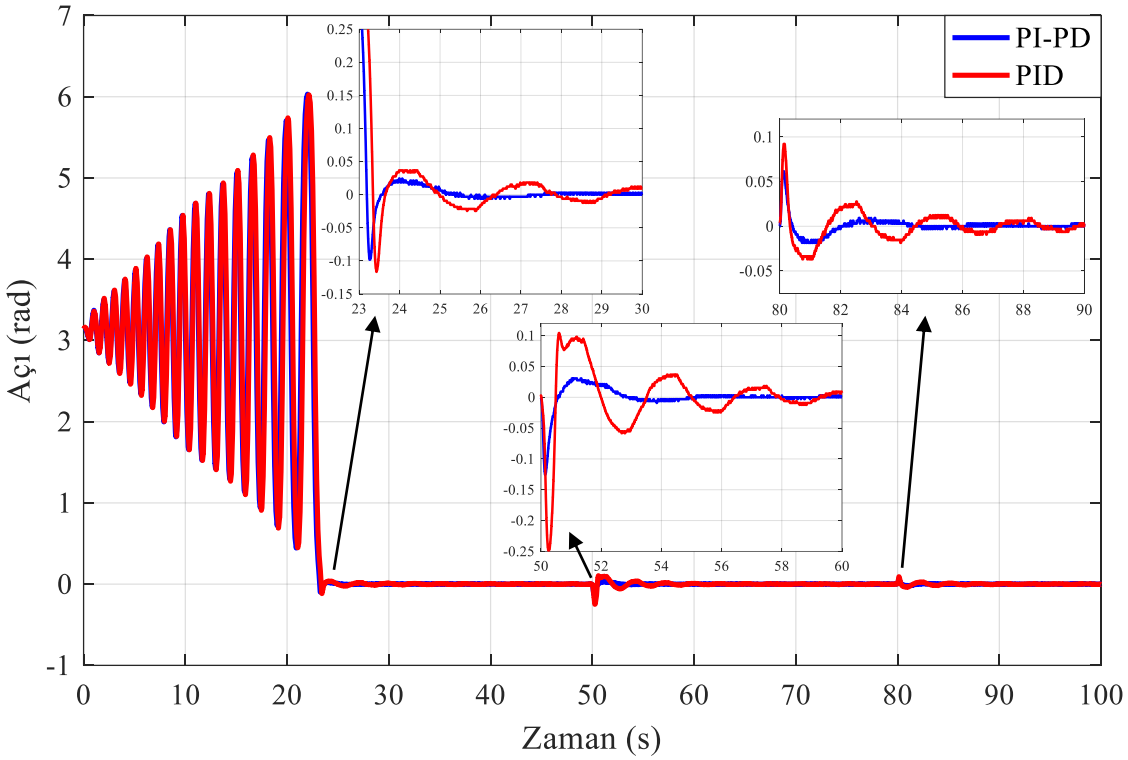
yaklaşık %6.5 kadar taşma vardır. Ayrıca Şekil 4.2.'den açıkça görülmektedir ki, PI-PD denetleyiciye ait kapalı çevrim cevabı daha kısa oturma zamanına sahiptir. Yine Şekil 4.2. incelendiğinde, PID denetleyici ile elde edilen cevapta istenmeyen salınımlar olduğu görülmektedir. Özetle, Şekil 4.2.'deki sonuçlardan açıkça görülmektedir ki arabanın konum kontrolünde PI-PD denetleyici PID denetleyiciden daha iyi bir kapalı çevrim performansı ortaya koymuştur.

Üçüncü olarak, (3.29) ve (3.23)'de verilen $G_{A2}(s)$ ve $G_{P2}(s)$ transfer fonksiyonları kullanılarak ters sarkacın stabilizasyonu ve arabanın konum kontrolü aynı anda gerçekleştirilmiştir. Sisteminin iki çıkışının aynı anda kontrolü için, $G_{PID1}(s)$ ve $G_{PID2}(s)$ denetleyicileri ile Şekil 3.25'deki gibi ve $G_{PI\text{-}PD1}(s)$ ve $G_{PI\text{-}PD2}(s)$ denetleyicileri ile de Şekil 3.32.'deki gibi oluşturulan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemleri kullanılmıştır. Daha öncede belirtildiği gibi sarkaç açısı için referans giriş 0 radyandır. Araba konumu için ise 3 farklı giriş kullanılmıştır. Birinci giriş, başlangıç değeri 0 m olan 50. saniyede genliği 0.25 metreye çıkan bir basamak sinyaldir. İkinci girişin de başlangıç değeri 0 metredir; fakat bu kez 50. saniyede 0.25 m genlikli ve 25 saniye periyotlu bir sinüs sinyali araba konumu için referans olarak uygulanmıştır. Üçüncü girişin ise başlangıç değeri 0.1 metredir. Üçüncü girişin 50. saniyesinde ise 0.20 m genlikli ve 25 saniye periyotlu bir testere dişi sinyali araba konumu için referans olarak uygulanmıştır. Ayrıca birinci ve ikinci girişin 80. saniyesinde, üçüncü girişinde 90. saniyesinde genliği 4 olan bir basamak sinyali sisteme bozucu olarak uygulanmıştır.

PID denetleyicilerle Şekil 3.25'deki gibi ve PI-PD denetleyicilerle Şekil 3.32.'deki gibi oluşturulan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerinin araba konumuna birinci girişin uygulanmasına ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları sarkaç açısı ve araba konumu için sırasıyla Şekil 4.3. ve Şekil 4.4.'de verilmiştir.

Şekil 4.3. incelendiğinde sarkacın denetleyiciler tarafından kontrolün başladığı bölgeye 23. ile 24. saniyeler arasında ulaştığı görülmektedir. Hem PID hem de PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolde sarkacın gerçek zamanlı olarak kararsız dikey konumda düşmeden dengede tutulabildiği görülmüştür. Sarkacın kontrolün başladığı bölgeye girdiği ilk saniyelere bakıldığında, PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolde sarkacın biraz daha az taşma ve daha kısa sürede kararsız dikey konuma (θ = 0 rad) getirilip dengede tutulduğu görülmektedir. Yine kontrolün başladığı ilk saniyelere

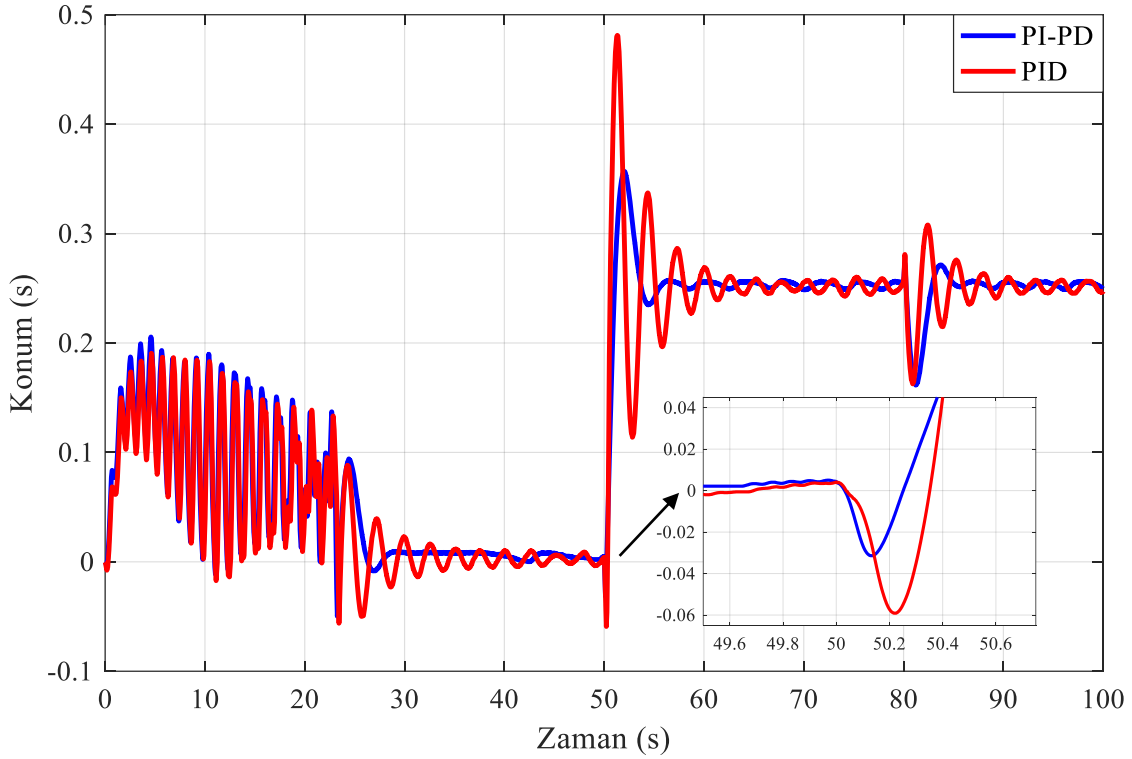
bakıldığında PID denetleyici ile yapılan kontrolde cevapta salınımlar görülmektedir. Şekil 4.2.'den görülmektedir ki 50. saniyede arabaya basamak giriş uygulandığında sistemin sarkaç açısı çıkışı bozulmaktadır. Sarkaç açısındaki bozulma miktarı PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolde PID denetleyicilerle yapılan kontrole göre çok daha azdır. Ayrıca 50. saniyede oluşan bozulmalara bakıldığında PID denetleyicilerle elde edilen kapalı çevrim cevabında istenmeyen salınımlar vardır. Sisteme 80. saniyede bozucu uygulanması sonucu sarkaç açısı cevabında bozulmalar olmuştur. Sarkaç açısı cevapları incelendiğinde, PI-PD denetleyiciler ile yapılan kontrolde bozulma miktarının daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca yine PID denetleyicilerle yapılan kontrolde cevapta istenmeyen salınımlar oluştuğu görülmektedir. Özetle, Şekil 4.3.'deki sonuçlardan açıkça görülmektedir ki sistemin iki çıkışı da aynı anda kontrol edilirken, ters sarkaç stabilizasyonunda PI-PD denetleyici PID denetleyiciden daha iyi bir kapalı çevrim performansı sergilemiştir.



Şekil 4.3. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna basamak giriş için sarkaç açısı gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Şekil 4.4.'e bakıldığında hem PID hem de PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrollerde arabanın gerçek zamanlı olarak referans girişi takip ettiği görülmektedir. Şekil 4.4.'de kontrolün başladığı ilk saniyeler incelendiğinde, PI-PD denetleyicilerle

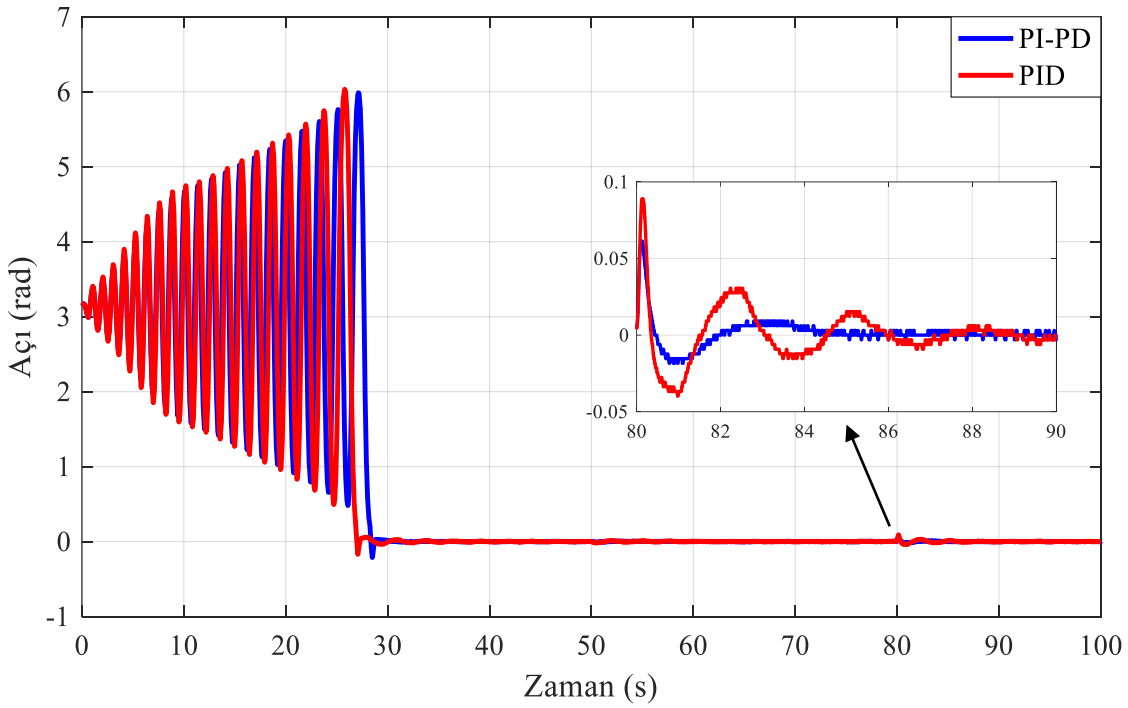
yapılan kontrolde arabanın daha kısa sürede referans değere oturduğu görülmektedir. Yine kontrolün başladığı saniyelere bakıldığında PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde araba konumu cevabında istenmeyen salınımlar görülmektedir. Bu salınımlar 50. saniyede arabaya basamak giriş uygulanıncaya kadar tam olarak sönümlenmemiştir. 50. saniyede arabaya basamak giriş uygulandığında iki durumda da ters cevap oluşmuştur. PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolde oluşan ters cevap miktarı çok daha azdır. Ayrıca Şekil 4.4.'de 50. saniyede uygulanan basamak girişi takip performansları incelendiğinde, PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde elde edilen cevapta yaklaşık %92 kadar bir taşma varken PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolde yaklaşık %43 kadar bir taşma oluşmuştur. Yine 50. saniyede uygulanan basamak girişe karşılık araba konumu çıkışları incelendiğinde, PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde cevapta istenmeyen salınımlar oluşmuştur. Sisteme 80. saniyede bozucu uygulanması sonucu araba konumu cevabında bozulmalar olmuştur. Şekil 4.4. incelendiğinde, PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde bozucu etki sonucu araba konumu cevabında daha fazla istenmeyen salınımlar oluşmuştur.



Şekil 4.4. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna basamak giriş için araba konumu gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Özetle, Şekil 4.4.'deki sonuçlardan açıkça görülmektedir ki sistemin iki çıkışı da aynı ada kontrol edilirken, arabanın konum kontrolünde PI-PD denetleyici PID denetleyiciden daha iyi bir kapalı çevrim performansı sergilemiştir.

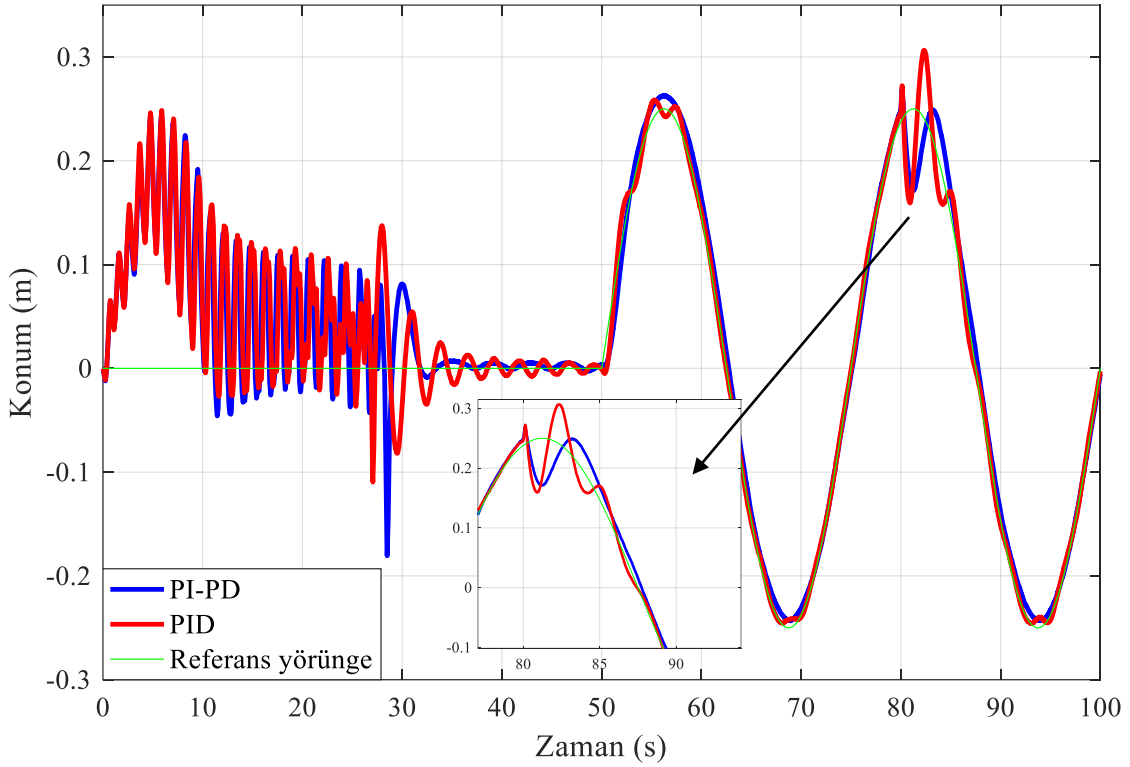
PID denetleyicilerle Şekil 3.25'deki gibi ve PI-PD denetleyicilerle Şekil 3.32.'deki gibi oluşturulan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerinin araba konumuna ikinci girişin (başlangıç değeri 0 m, 50. saniyede 0.25 m genlikli ve 25 saniye periyotlu bir sinüs sinyali) uygulanmasına ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları sarkaç açısı ve araba konumu için sırasıyla Şekil 4.5. ve Şekil 4.6.'da verilmiştir.



Şekil 4.5. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna sinüs giriş için sarkaç açısı gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Şekil 4.5. incelendiğinde hem PID hem de PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrollerde sarkacın gerçek zamanlı olarak kararsız dikey konumda düşmeden dengede tutulabildiği görülmüştür. Şekil 4.5.'den görülmektedir ki sisteme 80. saniyede bozucu uygulanması sonucu sarkaç açısı cevabında bozulmalar olmuştur. Sarkaç açısı cevapları incelendiğinde, PI-PD denetleyiciler ile yapılan kontrolde bozulma miktarının daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca PID denetleyicilerle yapılan kontrolde cevapta istenmeyen salınımlar oluşmuştur. Özetle, Şekil 4.5.'deki sonuçlar ele alındığında sistemin iki çıkışı da aynı anda kontrol edilirken araba konumu referans girişine 0.25 m genlikli ve 25 saniye periyotlu bir sinüs sinyali uygulandığında, ters sarkacın her iki

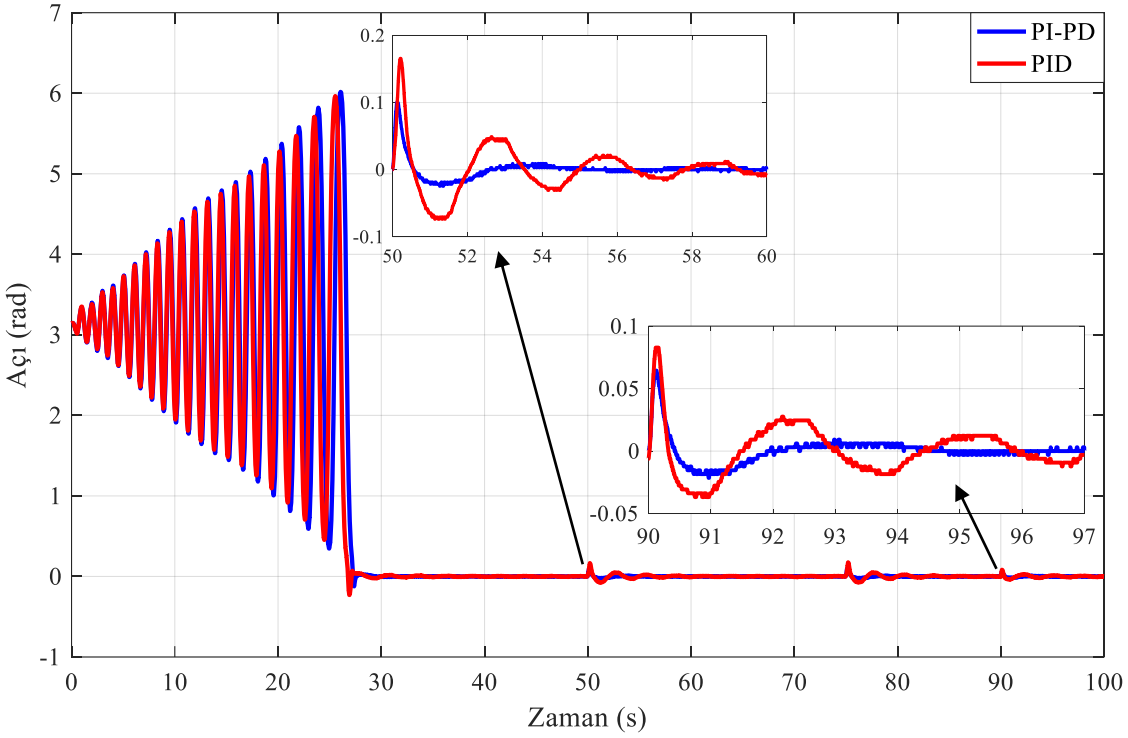
durumda da kararsız dikey konumda dengede tutulabildiği, fakat bozucu etki karşısında PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolün daha iyi bir kapalı çevrim performansına sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 4.6. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna sinüs giriş için araba konumu gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Şekil 4.6.'ya bakıldığında hem PID hem de PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrollerde arabanın gerçek zamanlı olarak referans yörüngeyi takip ettiği görülmektedir. Sisteme 80. saniyede bozucu uygulanması sonucu araba konumu cevabında bozulmalar olmuştur. Şekil 4.6. incelendiğinde, PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde bozucu etki sonucu araba konumu cevabında daha fazla bozulma oluşmuştur. Ayrıca, PI-PD denetleyiciler ile yapılan kontrolde bozucu etki sonrası referans yörünge daha hızlı bir şekilde yakalanmıştır. Özetle, Şekil 4.6.'da verilen sonuçlar ele alındığında sistemin iki çıkışı da aynı anda kontrol edilirken araba konumu referans girişine 0.25 m genlikli ve 25 saniye periyotlu bir sinüs sinyali uygulandığında, arabanın her iki durumda da referans yörüngeyi takip ettiği, fakat bozucu etki karşısında PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolün daha iyi bir kapalı çevrim performansı sergilediği görülmektedir.

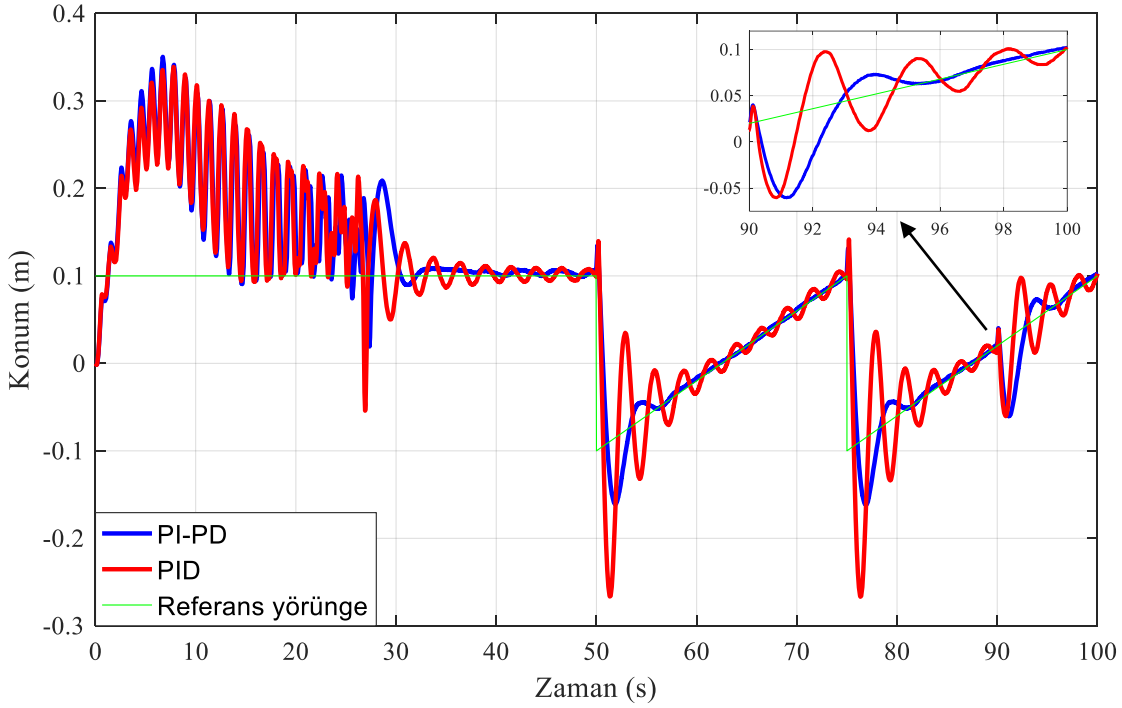
PID denetleyicilerle Şekil 3.25'deki gibi ve PI-PD denetleyicilerle Şekil 3.32.'deki gibi oluşturulan tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerinin araba konumuna üçüncü girişin (başlangıç değeri 0.1 m, 50. saniyede 0.20 m genlikli ve 25 saniye periyotlu bir testere dişi sinyali) uygulanmasına ait gerçek zamanlı uygulama sonuçları sarkaç açısı ve araba konumu için sırasıyla Şekil 4.7. ve Şekil 4.8.'de verilmiştir.



Şekil 4.7. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna testere dişi giriş için sarkaç açısı gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Şekil 4.7. incelendiğinde hem PID hem de PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolde sarkacın gerçek zamanlı olarak kararsız dikey konumda düşmeden dengede tutulabildiği görülmüştür. 50. saniyede arabaya testere dişi giriş uygulandığında sistemin sarkaç açısı çıkışı bozulmaktadır. Sarkaç açısındaki bozulma miktarı PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolde PID denetleyicilerle yapılan kontrole göre daha azdır. Ayrıca 50. saniyede oluşan bozulmalara bakıldığında PID denetleyicilerle elde edilen kapalı çevrim cevabında istenmeyen salınımlar vardır. Şekil 4.7.'ye bakıldığında sisteme 90. saniyede bozucu uygulanması sonucu sarkaç açısı cevabında bozulmalar olmuştur. Sarkaç açısı cevapları incelendiğinde, PI-PD denetleyiciler ile yapılan kontrolde bozulma miktarının daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca PID denetleyicilerle yapılan kontrolde cevapta istenmeyen salınımlar oluşmuştur. Özetle,

Şekil 4.7.'deki sonuçlar ele alındığında sistemin iki çıkışı da aynı anda kontrol edilirken araba konumu referans girişine 0.20 m genlikli ve 25 saniye periyotlu bir testere dişi sinyali uygulandığında, ters sarkacın her iki durumda da kararsız dikey konumda dengede tutulabildiği, fakat PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolün daha iyi bir kapalı çevrim performansına sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 4.8. Tek-girişli çok-çıkışlı kontrol sistemlerine ait araba konumuna testere dişi giriş için araba konumu gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Şekil 4.8.'e bakıldığında hem PID hem de PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrollerde arabanın gerçek zamanlı olarak referans yörüngeyi takip ettiği görülmektedir. 50. saniyede arabaya referans yörünge olarak testere dişi sinyali uygulanmıştır. Araba konumunun 50. saniyede uygulanan testere dişi girişi takip performansları incelendiğinde, PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde elde edilen cevapta PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolde elde edilenden çok daha fazla taşma oluşmuştur. Yine 50. saniyede uygulanan testere dişi girişe karşılık araba konumu çıkışları incelendiğinde, PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde cevapta istenmeyen salınımlar oluşmuştur. Sisteme 90. saniyede bozucu uygulanması sonucu araba konumu cevabında bozulmalar olmuştur. Şekil 4.8. incelendiğinde, PID denetleyiciler ile yapılan kontrolde bozucu etki sonucu araba konumu cevabında daha fazla istenmeyen salınımlar oluşmuştur. Özetle, Şekil 4.8.'deki sonuçlardan açıkça görülmektedir ki sistemin iki

çıkışı da aynı ada kontrol edilirken, araba konumu referans girişine 0.20 m genlikli ve 25 saniye periyotlu bir testere dişi sinyali uygulandığında, arabanın her iki durumda da referans yörüngeyi takip ettiği, fakat PI-PD denetleyicilerle yapılan kontrolün daha iyi bir kapalı çevrim performansı sergilediği görülmektedir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada bir araba-ters sarkaç sisteminin gerçek zamanlı olarak kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin kontrol edilebilmesi için önce araba-ters sarkaç sistemi fiziksel yasalar kullanılarak modellenmiş ve bu modelleme sonucunda sarkaç açısı ve araba konumu için elde edilen transfer fonksiyonlarının yüksek dereceden olduğu görülmüştür. Daha düşük dereceli transfer fonksiyonlarının elde edilmesi amacıyla araba-sarkaç deney setinden dikey konumdaki sarkaç açısına ve araba konumuna ait birçok giriş-çıkış verisi toplanmıştır. Matlab sistem tanımlama aracı kullanılarak toplanan bu giriş-çıkış verileri ile dikey konumdaki sarkaç açısı ve araba konumu için fiziksel yasalarla elde edilenlerden daha düşük dereceli transfer fonksiyonları elde edilmiştir.

Matlab sistem tanımlama aracı ile elde edilen transfer fonksiyonları kullanılarak sarkacın kararsız dikey (ters) konumda dengelenmesi ve arabanın konum kontrolü için iki adet PID ve iki adet PI-PD denetleyici tasarlanmıştır. Tasarlanan ikişer adet PID ve PI-PD denetleyicilerden bir tanesi ters sarkacın stabilizasyonu yani karasız dikey konumda dengelenmesi diğeri arabanın konum kontrolü için kullanılmıştır. PID denetleyicilerin ayar parametrelerinin tespit edilmesinde integral performans kriterlerine dayalı optimizasyon tekniği kullanılmıştır. PI-PD denetleyicilere ait ayar parametreleri ise standart form yaklaşımı ve integral performans kriterlerine dayalı optimizasyon tekniğinin birlikte kullanılmasıyla elde edilmiştir.

Tasarlanan PID ve PI-PD denetleyicilerle, önce araba-ters sarkaç sisteminin sarkaç açısı çıkışı kullanılarak ters sarkaç stabilizasyonu ve araba konumu çıkışı kullanılarak araba konumu kontrolü gerçekleştirilmiştir. Ardından hem PID hem de PI-PD denetleyicilerle ters sarkaç stabilizasyonu ve araba konumu kontrolü aynı anda gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı uygulamaya ait sonuçlarda PI-PD denetleyiciler ile yapılan kontrollerde daha iyi performans elde edilmiştir. Bu da beklenilen bir sonuçtur. Çünkü araba-ters sarkaç sisteminde ters sarkaç açık çevrim kararsız, araba konumu ise integratörlü bir modele sahiptir; teorik olarak da PI-PD denetleyicilerin kararsız ve integratörlü süreçlerin kontrolünde PID denetleyicilerden daha iyi sonuçlar verdiği bilinmektedir. Bu çalışmayla bu teori pratik olarak doğrulanmıştır.

Araba-ters sarkaç sistemi kaskad bir yapıya sahiptir. Sistemin iki çıkışının da daha etkili bir şekilde kontrol edilebilmesi için PI-PD denetleyiciler ile oluşturulmuş kaskad kontrol yaklaşımları kullanılabilir. Ayrıca yine kaskad yapıda farklı tipte denetleyicilerin bir araya getirilmesi ile oluşturulacak hibrit kontrol yaklaşımları ile de daha tatmin edici kapalı çevrim cevapları elde edilebilir.

6. KAYNAKLAR

Åström, K. J., Furuta, K. 2000. Swinging up a pendulum by energy control. ***Automatica***, 36 (2): 287–295.

Åström, K. J., Hägglund, T. 1995. PID Controllers - Theory, Design, and Tuning. ISA, 2. Baskı, Durham.

Åström, K. J., Hägglund, T. 1984. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. ***Automatica***, 20 (5): 645–651.

Atherton, D. P., Boz, A. F. 1998. Using standard forms for controller design. UKACC International Conference on Control'98 (Conf. Publ. No. 455), 1-4 Eylül 1998, Swansea. S, 1066–1071.

Bettayeb, M., Boussalem, C., Mansouri, R., Al-Saggaf, U. M. 2014. Stabilization of an inverted pendulum-cart system by fractional PI-state feedback. ***ISA Transactions***, 53 (2): 508–516.

Bortoff, S. A. 1996. Robust swing-up control for a rotational double pendulum. 13th World Congress of IFAC, 30 Haziran-5 Temmuz, San Francisco. Cilt IV. S, 413–418.

Chien, K. L., Hrones, J. A., Reswick, J. B. 1972. On the automatic control of generalized passive systems. ***Transactions of the ASME***, 74: 175–185.

Cohen, G., Coon, G. A. 1953. Theoretical consideration of retarded control. ***Transactions of ASME***, 75 (1): 827–834.

Dastranj, M. R., Moghaddas, M., Afghu, S. S., Rouhani, M. 2011. PID control of inverted pendulum using particle swarm optimization (PSO) algorithm. 2011 IEEE 3rd International Conference on Communication Software and Networks, 27-29 Mayıs 2011, Xi'an. S, 575–578.

El-Nagar, A. M., El-Bardini, M., El-Rabaie, N. M. 2014. Intelligent control for nonlinear inverted pendulum based on interval type-2 fuzzy PD controller. ***Alexandria Engineering Journal***, 53 (1): 23–32.

Elsayed, B. A., Hassan, M. A., Mekhilef, S. 2015. Fuzzy swinging-up with sliding mode control for third order cart-inverted pendulum system. ***International Journal of Control, Automation and Systems***, 13 (1): 238–248.

Feedback Instruments Ltd. 2010. Digital pendulum control experiments manual. Kullanma klavuzu, 33-936S. Crowborough.

Furut, K., Ochiai, T., Ono, N. 1984. Attitude control of a triple inverted pendulum. ***International Journal of Control***, 39 (6): 1351–1365.

Furuta, K., Okutani, T., Sone, H. 1978. Computer control of a double inverted pendulum. ***Computers & Electrical Engineering***, 5 (1): 67–84.

Ghosh, A., Krishnan, T. R., Subudhi, B. 2012. Brief paper - robust proportional-integral-derivative compensation of an inverted cart-pendulum system: an experimental study. ***IET Control Theory & Applications***, 6 (8): 1145–1152.

Gopikrishnan, S., Kesarkar, A. A., Selvaganesan, N. 2012. Design of fractional controller for cart-pendulum SIMO system. 2012 IEEE International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), 23-25 Ağustos 2012, Ramanathapuram. S, 170–174.

Gordillo, F., Acosta, J. A., Aracil, J. 2003. A new swing-up law for the Furuta pendulum. ***International Journal of Control***, 76 (8): 836–844.

Graham, D., Lathrop, R. C. 1953. The synthesis of "optimum" transient response: Criteria and standard forms. ***Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry***, 72 (5): 273–288.

Hanwate, S. D., Hote, Y. V. 2014. Design of PID controller for inverted pendulum using stability boundary locus. 2014 Annual IEEE India Conference (INDICON), 11-13 Aralık 2014, Pune. S, 1–6.

Jacknoon, A., Abido, M. A. 2017. Ant colony based LQR and PID tuned parameters for controlling inverted pendulum. 2017 International Conference on Communication, Control, Computing and Electronics Engineering (ICCCCEE), 16-18 Ocak 2017, Khartoum. S, 1–8.

Jaiwat, P., Ohtsuka, T. 2014. Real-time swing-up of double inverted pendulum by nonlinear model predictive control. 5th International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes, 28-30 Mayıs 2014, Hiroshima. S, 290-295.

Jia, X., Dai, Y., Memon, Z. A. 2010. Adaptive neuro-fuzzy inference system design of inverted pendulum system on an inclined rail. 2010 Second WRI Global Congress on Intelligent Systems, 16-17 Aralık 2010, Wuhan. Cilt III. S, 137–141.

Kaya, İ. 1999. Relay feedback identification and model based controller design. Doktora tezi, University of Sussex School of Engineering, Brighton.

Kaya, İ. 2003. A PI-PD controller design for control of unstable and integrating processes. ***ISA Transactions***, 42 (1): 111–121.

Kaya, İ., Tan, N., Atherton, D. P. 2006. A refinement procedure for PID controllers. ***Electrical Engineering***, 88 (3): 215–221.

Kaya, İ., Tan, N., Atherton, D. P. 2007. Improved cascade control structure for enhanced performance. ***Journal of Process Control***, 17 (1): 3–16.

Kharola, A., Patil, P., Raiwani, S., Rajput, D. 2016. A comparison study for control and stabilisation of inverted pendulum on inclined surface (IPIS) using PID and fuzzy controllers. ***Perspectives in Science***, 8: 187–190.

Kumar, E. V., Jerome, J. 2013. Robust LQR controller design for stabilizing and trajectory tracking of inverted pendulum. ***Procedia Engineering***, 64: 169–178.

Kumar, P., Mehrotra, O. N., Mahto, J. 2012. Tuning of PID controller of inverted pendulum using genetic algorithm. ***International Journal of Research in Engineering and Technology***, 1 (3): 359–363.

Li, H., Zhihong, M., Jiayin, W. 2002. Variable universe adaptive fuzzy control on the quadruple inverted pendulum. ***Science in China Series E: Technological Sciences***, 45 (2): 213–224.

Li, W., Ding, H., Cheng, K. 2012. An investigation on the design and performance assessment of double-PID and LQR controllers for the inverted pendulum. UKACC International Conference on Control, 3-5 Eylül 2012, Cardiff. S, 190–196.

Liu, Y., Yu, H. 2013. A survey of underactuated mechanical systems. ***IET Control Theory and Applications***, 7 (7): 921–935.

Ljung, L. 2015. System Identification Toolbox™ Getting Started Guide. The MathWorks, Inc. Natick.

Mahjoub, S., Mnif, F., Derbel, N. 2013. Second-order sliding mode control applied to inverted pendulum. 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering - STA'2013. 20-22 Aralık 2013, Sousse. S, 269–273.

Mishra, S. K., Chandra, D. 2014. Stabilization and tracking control of inverted pendulum using fractional order PID controllers. ***Journal of Engineering***, 2014: 1–9.

Nasır, A. N. K. 2007. Modeling and controller design for an inverted pendulum system. Yüksek lisans tezi, Universiti Teknologi Malaysia Faculty of Electrical Engineering, Johor Bahru.

Prasad, L. B., Tyagi, B., Gupta, H. O. 2014. Optimal control of nonlinear inverted pendulum system using PID controller and LQR: performance analysis without and with disturbance input. ***International Journal of Automation and Computing***, 11 (6): 661–670.

Razzaghi, K., Jalali, A. A. 2012. A new approach on stabilization control of an inverted pendulum, using PID controller. ***Advanced Materials Research***, 403: 4674–4680.

Rudra, S., Barai, R. K. 2012. Robust adaptive backstepping control of inverted pendulum on cart system. ***International Journal of Control and Automation***, 5 (1): 13–26.

Rybovic, A., Priecinsky, M., Paskala, M. 2012. Control of the inverted pendulum using state feedback control. ELEKTRO, 2012, 21-22 Mayıs 2012, Žilina. S, 145–148.

Sassi, A., Abdelkrim, A. 2015. Comparative study of trajectory tracking control using sliding mode based on backstepping and feedback linearization. 2015 World Symposium on Mechatronics Engineering & Applied Physics (WSMEAP), 11-13 Haziran, Sousse. S, 1–6.

Shehu, M., Ahmad, M. R., Shehu, A., Alhassan, A. 2015. LQR, double-PID and pole placement stabilization and tracking control of single link inverted pendulum. 2015 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), 27-29 Kasım 2015, Penang. S, 218–223.

Shen, J., Sanyal, A. K., Chaturvedi, N. A., Bernstein, D., McClamroch, H. 2004. Dynamics and control of a 3D pendulum. 43rd IEEE Conference on Decision and Control, 14-17 Aralık 2004, Paradise Island. Cilt I. S, 323–328.

Singh, A. K., Gaur, P. 2011. Adaptive control for non-linear systems using artificial neural network and its application applied on inverted pendulum. 2010 India International Conference on Power Electronics (IICPE), 28-30 Ocak 2011, New Delhi. S, 1–8.

Sönmez, A. 2008. Standart formlar kullanılarak durum geri beslemeli sistem tasarımı. Yüksek lisans tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.

Sultan, K. 2003. Inverted pendulum analysis, design and implementation. IIEE Visionaries, Document Version 1.0. Karachi.

Tatikonda, R. C., Battula, V. P., Kumar, V. 2010. Control of inverted pendulum using adaptive neuro fuzzy inference structure (ANFIS). 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 30 Mayıs-2 Haziran 2010, Paris. S, 1348–1351.

Tsai, M. -C., Shen, B. -H. 2007. Synchronisation control of parallel dual inverted pendulums driven by linear servomotors. ***IET Control Theory & Applications***, 1 (1): 320–327.

Van der Zalm, G. M. 2004. Tuning of PID-type controllers : literature overview. Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven.

Wang, J. -J. 2011. Simulation studies of inverted pendulum based on PID controllers. ***Simulation Modelling Practice and Theory***, 19 (1): 440–449.

Yakoub, Z. Charfeddine, M., Jouili, K., Braiek, N. B. 2013. A combination of backstepping and the feedback linearization for the controller of inverted pendulum. 2013 10th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD), 18-21 Mart 2103, Hammamet. S, 1–6.

Yazıcı, A., Karamancıoğlu, A. 2009. Ters sarkaç sisteminin kontrol eğitiminde test aracı olarak kullanılması. Elektrik Elektronik Bilgisayar Biyomedikal Mühendislikleri Eğitimi IV. Ulusal Sempozyumu, 22-24 Ekim 2009, Eskişehir.

Yoshida, K. 1999. Swing-up control of an inverted pendulum by energy-based methods. American Control Conference, 2-4 Haziran 1999, San Diego. Cilt VI. S, 4045–4047.

Yüce, A., Tan, N. 2013. Ters sarkaç sistemi için lag / lead kontrolör tasarımı. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 26-28 Eylül 2013, Malatya. S, 303–308.

Zhuang, M. 1992. Computer aided PID controller design. Doktora tezi, University of Sussex School of Engineering, Brighton.

Ziegler, J. G., Nichols, N. B. 1942. Optimum settings for automatic controllers. ***Trans. ASME***, 64 (11).

ÖZGEÇMİŞ

Adı ve Soyadı: Fuat PEKER

Doğum Yeri: Ereğli/KONYA

Doğum Tarihi: 25.03.1990

Medeni Hali: Evli

Yabancı Dili: İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl):

Lise: Konya Ereğli Anadolu Lisesi / Ereğli, 2007

Lisans: Dokuz Eylül Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği / İZMİR, 2012

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl:

Dicle Üniversitesi: Araştırma Görevlisi (2015-Halen), Diyarbakır

T.C.
DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI İNTİHAL RAPORU FORMU

ÖĞRENCİ BİLGİLERİ	
ADI VE SOYADI	Fuat PEKER
ÖĞRENCİ NO	14805007
EĞİTİM – ÖĞRETİM YILI	2016-2017
YARIYIL	☐ Güz ☒ Bahar
ANABİLİM DALI	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
PROGRAM	Yüksek Lisans
TEZ KONUSU	Ters Sarkaç Sisteminin PI-PD Denetleyici Kullanılarak Kontrol Edilmesi
İNTİHAL RAPORU BİLGİLERİ	
RAPOR TÜRÜ	Tez Savunma Sınavı Sonrası
SAYFA SAYISI	79
BENZERLİK ORANI	% 12
RAPORLAMA TARİHİ	02/08/2017

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın kapak sayfası, giriş, ana bölümler, sonuç ve tartışma kısımlarından oluşan toplam 79 sayfalık kısmına ilişkin, 02/08/2017 tarihinde tez danışmanım tarafından *turnitin* adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan intihal raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 12 'dir.

Uygulanan filtrelemeler:

☐ Kabul/Onay sayfaları hariç,
☐ Kaynakça hariç
☐ Alıntılar hariç/dâhil
☐ Diğer

Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Lisansüstü Programlarda Tez Çalışması İntihal Raporu Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edilmesi durumunda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

F. Peker
Fuat PEKER

02/08/2017	02/08/2017
Prof. Dr. İbrahim KAYA	Prof. Dr. İbrahim KAYA
Tez Danışmanı	**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Başkanı**