TÜRKİYE CUMHURİYETİ
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÇİFT KAVRAMALI ŞANZIMANIN SÜRÜNME TORK KONTROLÜ

Kaan ÖZGÖKHAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Makine Mühendisliği Anabilim Dalı
Makine Teorisi ve Kontrol Programı

Danışman
Doç. Dr. Hakan YAZICI

Ağustos, 2019

TÜRKİYE CUMHURİYETİ
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÇİFT KAVRAMALI ŞANZIMANIN SÜRÜNME TORK KONTROLÜ

Kaan ÖZGÖKHAN tarafından hazırlanan tez çalışması 07.08.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Makine Mühendisliği Anabilim Dalı Makine Teorisi ve Kontrol Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Hakan YAZICI
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Hakan YAZICI, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Dr. Öğr. Üyesi Muzaffer METİN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Dr. Öğr. Üyesi Çiğdem Gündoğan TÜRKER, Üye
T.C. İstanbul Gedik Üniversitesi _____

Danışmanım Doç. Dr. Hakan YAZICI sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Çift Kavramalı Şanzımanın Sürünme Tork Kontrolü başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Kaan ÖZGÖKHAN

İmza

Aileme

TEŞEKKÜR

Beni hayatımın her alanında destekleyen, hep seven ve ihtiyacım olduğunda yanımda olan aileme teşekkür ederim.

Ayrıca bilgisini paylaşmaktan çekinmeyen, ihtiyaç duyduğumda beni her konuda destekleyen tez danışmanım Doç. Dr. Hakan YAZICI'ya da teşekkürlerimi sunarım.

Kaan ÖZGÖKHAN

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ vii

KISALTMA LİSTESİ x

ŞEKİL LİSTESİ xi

TABLO LİSTESİ xiii

ÖZET xiv

ABSTRACT xv

1 Giriş 1

1.1 Tezin Amacı . . . 2
1.2 Orijinal Katkı . . . 3
1.3 Literatür Özeti . . . 3
1.4 Konuların Akışı . . . 5

2 Çift Kavramalı Şanzıman 7

2.1 Çift Kavramalı Şanzıman Donanımı . . . 9
2.1.1 Şaft ve Dişliler . . . 9
2.1.2 Kavramalar . . . 9
2.1.3 Kavrama Eyleyicileri . . . 10
2.1.4 Vites Kolu / Park Kilit Mekanizması . . . 10
2.1.5 Şanzıman Kontrol Birimi . . . 11
2.1.6 Sensörler . . . 12
2.2 Çift Kavramalı Şanzıman Yazılımı . . . 12

3 Matematiksel Modelleme 16

3.1 Güç Aktarım Sistemi Modeli . . . 16
3.2 Kavrama Modeli . . . 18
3.3 Kontrolör Tasarımı İçin Kavrama Modelinin Durum-Uzay Formunda İfade Edilmesi . . . 20
3.3.1 Sürekli Zamanlı Durum-Uzay Modeli . . . 20

4 Kontolör Tasarımı **23**
4.1 PID Kontrolör 23
4.2 Eyleyici Doyumlu ve Durum Geri-beslemeli H_∞ Kontrolör Tasarımı . . 24
4.2.1 Durum Geri-beslemeli H_∞ Kontrolör Tasarımı 25
4.2.2 Eyleyici Doyumu Tasarımı 29
4.3 Dayanıklı, Eyleyici Doyumlu ve Durum Geri-beslemeli H_∞ Kontolör Tasarımı 30
4.3.1 Politopik Belirsizlik 30
4.3.2 Dayanıklı Durum Geri-beslemeli H_∞ Kontrolör Tasarımı 32

5 Sistem Benzetimi **35**
5.1 Düz Yolda Durur Haldeki Arabanın Sürünme Kontrolü Benzetimi 39
5.2 Eğimli Yolda Durur Haldeki Arabanın Sürünme Kontrolü Benzetimi . . 44
5.2.1 %5 Derece Eğimli Yol İçin Sonuçlar 44
5.2.2 %10 Derece Eğimli Yol İçin Sonuçlar 48
5.2.3 %15 Derece Eğimli Yol İçin Sonuçlar 52
5.3 Değişen Kavrama Sürtünme Katsayısı μ İçin Sistem Benzetimi 56
5.3.1 $\mu = 0.15$ İçin Sonuçlar 58
5.3.2 $\mu = 0.35$ İçin Sonuçlar 62

6 Sonuç ve Öneriler **67**

A Ekler **70**
A.1 Örnek H_∞ Kontrolör Sentezi Kodu 70

Kaynakça **73**

Tezden Üretilmiş Yayınlar **76**

SİMGE LİSTESİ

ρ	Hava Yoğunluğu
ω_{c1}	Birinci Kavramanın Açısal Dönüş Hızı
ω_{c2}	İkinci Kavramanın Açısal Dönüş Hızı
ω_d	Açısal Volan Hızı
ω_e	Açısal Motor Hızı
ω_o	Çıkış Şaftının Dönüş Hızı
ω_v	Açısal Diferansiyel Dönüş Hızı
α	Yol Eğimi
γ	Minimum Bozucu Bastırma Seviyesi
θ_{c1}	Birinci Kavramanın Açısal Dönüş Pozisyonu
θ_{c2}	İkinci Kavramanın Açısal Dönüş Pozisyonu
θ_d	Açısal Volan Pozisyonu
θ_e	Açısal Motor Pozisyonu
θ_o	Çıkış Şaftının Dönüş Pozisyonu
μ	Kavrama Plakalarının Sürtünme Katsayısı
Ω	Politopik Belirsizlik Kümesi
A	Aracın Ön Kesit Yüzey Alanı
A_{cl1}	Kavrama 1'e Ait Sürtünme Plakalarının Yüzey Alanı
A_{cl2}	Kavrama 2'ye Ait Sürtünme Plakalarının Yüzey Alanı
C_d	Aerodinamik Direnç Katsayısı
c_o	Çıkış Şaftının Sönüm Katsayısı
c_{t1}	Şaft 1'in Sönüm Katsayısı
c_{t2}	Şaft 2'in Sönüm Katsayısı

f	Yuvarlanma Katsayısı
i_{f1}	Diferansiyel-Şaft 1 Arasındaki Dişli Oranı
i_{f2}	Diferansiyel-Şaft 2 Arasındaki Dişli Oranı
i_{g1}	Şaft 1'e Ait Dişli Oranı
i_{g2}	Şaft 2'ye Ait Dişli Oranı
J_{c1}	Kavrama 1'in Eylemsizlik Momenti
J_{c2}	Kavrama 2'nin Eylemsizlik Momenti
J_d	Volan Eylemsizlik Momenti
J_e	Motorun Eylemsizlik Momenti
J_o	Çıkış Şaftının Eylemsizlik Momenti
J_v	Aracın Eylemsizlik Momenti
K_D	PID Kontrolörün Türev Katsayısı
k_d	Volanın Yay Katsayısı
K_I	PID Kontrolörün İntegral Katsayısı
k_o	Çıkış Şaftının Yay Katsayısı
K_P	PID Kontrolörün Oransal Katsayısı
k_{t1}	Şaft 1'in Yay Katsayısı
k_{t2}	Şaft 2'in Yay Katsayısı
m	Araç Kütlesi
P	Basınç
P_0	Isırma Noktası Basıncı
P_c	Kavrama Basıncı
P_{c1}	Kavrama 1'in İç Basıncı
P_{c2}	Kavrama 2'nin İç Basıncı
R_{c1}	Kavrama 1'in Eşdeğer Yarıçapı
R_{c2}	Kavrama 2'nin Eşdeğer Yarıçapı
R_w	Dönme Yarıçapı
T_d	Volan Torku
T_e	Motor Torku

T_{t1}	Şaft 1 Üzerindeki Tork
T_{t2}	Şaft 2 Üzerindeki Tork
T_v	Bozucu Tork Girişi
$T_{yerlesme}$	Yerleşme Zamanı
$T_{yukselme}$	Yükselme Zamanı
u_v	Aracın Çizgisel Hızı
Z	Kavrama Plakalarının Sayısı

KISALTMA LİSTESİ

CRD	Cebrik Ricatti Denklemi
ÇKŞ	Çift Kavramalı Şanzıman
DME	Doğrusal Matris Eşitsizliği
KHH	Kararlı Hal Hatası
KP	Karesel Programlama
KYP Teoremi	Kalman-Yakubovich-Popov Yardımcı Teoremi
ŞKB	Şanzıman Kontrol Birimi

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 ZF firmasına ait 7 vitesli bir çift kavramalı şanzıman [17] 7
Şekil 2.2 Çift kavramalı şanzımanın şematik görünüşü [18] 8
Şekil 2.3 Hidrolik kavrama kesiti [19] 10
Şekil 2.4 Park kilit mekanizması [20] 11
Şekil 2.5 Şanzıman kontrol birimi [22] 12
Şekil 2.6 Hidrolik kavrama kontrol akışı 13
Şekil 2.7 Tork değiş tokuşu 14
Şekil 3.1 Çift kavramalı şanzıman modeli 16
Şekil 4.1 Tasarlanan kontrolcünün blok diyagramı 26
Şekil 5.1 Sistemin Simulink modeli 36
Şekil 5.2 Düz yolda sürünme yapan araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması 40
Şekil 5.3 Düz yolda sürünme yapan araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 41
Şekil 5.4 Düz yolda sürünme yapan araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması 42
Şekil 5.5 Düz yolda sürünme yapan araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 43
Şekil 5.6 %5 derece eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması 45
Şekil 5.7 %5 eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 46
Şekil 5.8 %5 eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması 47
Şekil 5.9 %5 eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 48
Şekil 5.10 %10 derece eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması 49
Şekil 5.11 %10 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 50
Şekil 5.12 %10 eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması 51

Şekil 5.13 %10 eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 52
Şekil 5.14 %15 derece eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması 53
Şekil 5.15 %15 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 54
Şekil 5.16 %15 derece eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması 55
Şekil 5.17 %15 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 56
Şekil 5.18 Sıcaklık ile kavrama sürtünme katsayısı μ'nün değişimi [33] 57
Şekil 5.19 Yağ tipi ile kavrama sürtünme katsayısı μ'nün değişimi [34] 57
Şekil 5.20 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması 59
Şekil 5.21 $\mu = 0.15$ için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması . 60
Şekil 5.22 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması 61
Şekil 5.23 $\mu = 0.15$ için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 62
Şekil 5.24 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması 63
Şekil 5.25 $\mu = 0.35$ için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması . 64
Şekil 5.26 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması 65
Şekil 5.27 $\mu = 0.35$ için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması 66
Şekil 6.1 Kontrolörlerin parametre değişikliklerine duyarlılıkları - PID ve H_∞ 69
Şekil 6.2 Kontrolörlerin parametre değişikliklerine duyarlılıkları - PID ve dayanıklı H_∞ 69

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1 Güç aktarım ve çift kavramalı şanzıman sistemlerine ait model parametreleri [3] 18
Tablo 5.1 Düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve H_∞ 40
Tablo 5.2 Düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ 42
Tablo 5.3 Düz yolda giden araca ait sonuçlar 43
Tablo 5.4 %5 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ 45
Tablo 5.5 %5 eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ 47
Tablo 5.6 %5 eğimli yol için sonuçlar 48
Tablo 5.7 %10 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ 49
Tablo 5.8 %10 eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı $H\infty$ 51
Tablo 5.9 %10 eğimli yol için sonuçlar 52
Tablo 5.10 %15 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ 53
Tablo 5.11 %15 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ 55
Tablo 5.12 %15 eğimli yol için sonuçlar 56
Tablo 5.13 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve H_∞ 59
Tablo 5.14 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ 61
Tablo 5.15 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar 62
Tablo 5.16 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve H_∞ 63
Tablo 5.17 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ 65
Tablo 5.18 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar 66

ÖZET

Çift Kavramalı Şanzımanın Sürünme Tork Kontrolü

Kaan ÖZGÖKHAN

Makine Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Doç. Dr. Hakan YAZICI

Bu çalışmada bir çift kavramalı şanzımanın sürünme durumunda kavrama torku kontrolü için eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ ve dayanıklı eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ olmak üzere kontrolörler önerilmiş ve bu kontrolörlerin performansları PID kontrolörün performansı ile karşılaştırılmıştır. Sürünme, sürüş konforunu önemli derecede etkileyen, özellikle yoğun trafik gibi sık sık dur-kalk manevraları yapmayı gerektirecek durumlarda daha da önem kazanan bir fonksiyondur. Bu konfor ihtiyacı, otomotiv sanayisi ve bu alanda çalışan mühendisler için bir motivasyon kaynağı olmakta, onları yüksek performanslı ve güvenilir kontrol algoritmaları geliştirmeye yönlendirmektedir.

Bu çalışmada, ilk olarak bir eyleyici doyumlu ve durum geri beslemeli bir H_∞ kontrolcü tasarlanmış ve ileriki aşamalarda bu tasarım model ve parametre belirsizliklerini kapsayacak şekilde dayanıklı hale getirilmiştir. Daha sonrasında ise bu tasarlanan kontrolcülerin bilgisayar ortamında sistem benzetimleri yapılmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları grafikler üzerinde karşılaştırılmış ve yorumlar yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Şanzıman kontrolü, sürünme kontrolü, H_∞ kontrol, dayanıklı kontrol, hidrolik kavrama kontrolü, eyleyici doyumu

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ABSTRACT

Creep Torque Control of Dual Clutch Transmission

Kaan ÖZGÖKHAN

Department of Mechanical Engineering
Master of Science Thesis

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Hakan YAZICI

In this thesis, creep control of a dual clutch transmission is subjected. Creep is a functionality which highly affects the driving comfort, especially in conditions such as traffic jams where the driver has to perform stop and go maneuvers frequently. This comfort necessity which is desired by automotive industry motivates the engineers to research high-performance and reliable control techniques. In this work, firstly, a PID controller is designed for the clutch pressure control of the dual clutch transmission during creep. Then, the strongly mathematical grounded state feedback H_∞ controller with actuator saturation is designed. In the design, actuator saturator dynamics are included in the controller dynamics to obtain a practically applicable controller. Afterwards, this designed optimal H_∞ controller is extended as a robust controller considering the polytopic uncertainities.

The proposed controllers are applied on a powertrain model in Simulink environment and the results are compared.

Keywords: Transmission control, creep control, H_∞ control, robust control, clutch control, actuator saturation

YILDIZ TECHNICAL UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

1
Giriş

Sürünme fonksiyonu, modern otomatik şanzımanların birçoğunda yer alan önemli bir fonksiyon olup sürüş konforunu doğrudan etkiler. Bu fonksiyon, gaz ve fren pedallarına basılmadığında aktifleşirek yoğun trafik gibi dur-kalk hareketlerinin sık olarak yapıldığı durumlarda aracın sabit bir düşük hızla hareketine olanak tanır.

Sürünme sırasında amaç, aracın hızını önceden belirlenmiş bir sürünme hızında sabit tutmaktır. Bu zaman zarfında motor kontrolcüsü, motorun dönüş hızını sabit tutmayı amaçlar. Referans hız, kavrama üzerinden tekerleklere doğru miktarda torkun aktarılmasıyla takip edilmiş olur.

Çift Kavramalı Şanzıman(ÇKS), üzerinde biri diğerinin içine yerleştirilmiş iki adet şaft barındıran bir otomatik şanzıman tipidir. Dıştaki şaftın ortası delik olup, içteki şaft dıştaki şaftın içine yerleştirilmiştir. İki şaftın her birine ayrı ayrı olacak şekilde iki ayrı kavrama yerleştirilmiş ve böylece dar bir hacimde iki farklı güç yolu(power path) elde edilmiştir.

Çift kavramalı şanzımanlarda, tek numaralı vitesler ve çift numaralı vitesler ayrı şaftlara atanmıştır. Örneğin, birinci şaft 1/3 ve 5. vitesleri barındırırken; ikinci şaft 2/4 ve 6. vitesleri barındırır. Normal sürüş esnasında, iki şaftın da üzerinde vitesler seçili durumdadır ve şanzıman yazılımı hidrolik kavramaların basıncını değiştirerek kavramaları açar veya kapatır. Böylece sürüş sırasında motordan alınan tork tekerleklere iki farklı yoldan(iki farklı şaft üzerinden) aktarılabilir. Bu durum tork akışında bir kesinti olmadan vites değişimi yapılabilmesine olanak tanır. Bu özellikleri sayesinde çift kavramalı şanzıman verimlilik, konfor ve spor sürüşü bir arada sunar. [1]

Doğrusal Matris Eşitsizlikleri(DME) tabanlı kontrolcülerin temeli 1890 yılında Lyapunov'un çalışması ile atılmıştır. Bugün, Lyapunov eşitsizliği olarak bilinen eşitsizlik sayesinde doğrusal bir sistemin kararlılık analizini yapmak ve kararlılığı garanti edecek kontrolcüler tasarlamak mümkün hale gelmiştir. 1940'lı yıllarda

Sovyetler Birliğinde Lur'e ve Postnikov gibi matematikçiler bu alanda çalışmış ve yeni çözüm teknikleri ve fikirler ortaya koymuşlardır. 1960'lı yıllarda Yakubovich, Popov ve Kalman bugün pozitif-gerçek yardımcı teoremi(ya da KYP teoremi) olarak bilinen teoremi literatüre kazandırmışlar ve DME'lerin çözümünü grafiksel ölçütlere indirgeyerek bu alana yenilik kazandırmışlardır. 1970'li yıllarda ise KYP teorimeinde elde edilen doğrusal matris eşitsizliğinin Cebrik Ricatti Denklemiyle(CRD) çözülebildiğinin J.C. Willems tarafından fark edilmesi bu alandaki bir diğer dönüm noktasıdır. Ayrıca Willems bu problemlerin bilgisayar algoritmaları yardımıyla da çözülebileceğini öne sürerek bu alana yeni bir soluk gelmesine sebep olmuştur. Buradan hareketle araştırmacılar bu problemleri dışbükey en iyileştirme problemi şeklinde ifade ederek bunları optimizasyon yöntemleriyle çözmeye başlarlar.

1.1 Tezin Amacı

Otomotiv endüstrisinde PID kontrolörler uzun yıllardır yoğun olarak kullanılmaktadır. Ancak otomotiv endüstrisindeki yoğun rekabet, gün geçtikçe otomobillerin kontrol yazılımlarında daha üstün kontrol algoritmaları ihtiyacını gün yüzüne çıkarmakta ve dolayısıyla; daha iyi sürüş konforu, çeşitli çalışma koşullarına uyum ve bu koşullarda üstün performans, bozucu etkilerin daha iyi bastırılması gibi faktörleri daha iyi ele alacak modern kontrolörlere daima ihtiyaç bulunmaktadır. Tezin ileriki bölümlerinde de görüleceği gibi PID kontrolörler, değişen sistem parametrelerine ve dışarıdan gelen bozucu etkilere karşı hayli hassas davranmaktadırlar. Bu durum, çok sayıda farklı çalışma koşullarının göz önünde bulundurularak PID parametre ayarlamalarının bu durumları kapsayacak şekilde yapılmasını gerektirmektedir. Bu durum çok miktarda zaman, para ve tecrübeli mühendis ihtiyacını beraberinde getirir. Dolayısıyla, PID'den daha üstün kontrolörlerin otomotiv kontrol yazılımlarında kullanılması, daha konforlu bir sürüş sağlarken daha az kaynak kullanılmasına yol açar.

Bu tezin amacı, hali hazırda yoğun olarak kullanılmakta olan PID kontrolörlerin modern ve daha üstün performanslı kontrolörlerle değiştirilip değiştirelemeyeceğini görerek, bu kontrolörün yerine eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ ve dayanıklı eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ optimal kontrolörlerini önermektir.

Çalışmanın sonunda ortaya konulmaktadır ki, önerilen bu kontrolörler farklı çalışma koşullarındaki parametre değişimlerine duyarlılık ve bozucu girişin bastırılması konusunda PID kontrolöre göre çok daha üstün bir performans ortaya koymaktadırlar. Bunun yanısıra, bu kontrolörler kararlılığı da garanti altına almaktadırlar.

1.2 Orijinal Katkı

Bir önceki bölümde bahsedildiği gibi otomotiv endüstrisinde PID kontrolörler yoğun olarak kullanılmakta ve hali hazırda literatürde, çift kavramalı şanzımanların sürünme kontrolüne yönelik yapılmış yeterince kontrol çalışması yer almamaktadır. Bu tez, çift kavramalı şanzımanların sürünme kontrolü için iki yeni kontrolör önerip bu kontrolörleri PID kontrolör ile karşılaştırarak literatürdeki bu eksikliği doldurmayı amaçlar.

Tezde önerilen kontrolörlerin, yüksek performanslı bir kontrol gerçekleştirmelerinin yanısıra, parametre değişikliklerinden PID kadar etkilenmedikleri ve bozucu etkilere karşı çok iyi bozucu bastırma performansı gösterdikleri ortaya konulmuştur. Bu durum, sürünme fonksiyonuna ait ayar parametrelerinin endüstrideki mühendisler tarafından daha az zahmetli ve masraflı bir biçimde yapılmasına imkan sağladığından, tezde önerilen kontrolörlerin endüstrideki geliştirme çalışmalarına ve kullanılan yazılım algoritmalarına katkı yapması amaçlanmaktadır.

Çalışmanın temel amacı, otomotiv endüstrisinde neredeyse standart halini almış PID kontrolcülerin yerine daha yüksek performanslı, daha güvenilir ve daha pratik başka kontrolcülerin kullanılıp kullanılamayacağını görmektir. Eğer varsa, bu kontrolörlerin avantajlı ve dezavantajlı yönlerinin ortaya çıkarılıp, bu kontrolörleri tercih nedeni yapabilecek faktörleri ortaya koymaktır.

Bu amaçla, bir çift şanzımanlı şanzımanın sürünme kontrolü için eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ ve dayanıklı eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörleri önerilmiş ve bu kontrolörlerin performansları PID kontolör ile karşılaştırılmıştır.

1.3 Literatür Özeti

Galvagno ve arkadaşları 2009 yılında [2], farklı çalışma durumları için(iki kavrama da açık durumda, yalnızca tek kavrama kapalı durumda, iki kavrama birden kapalı durumda) çift kavramalı şanzımanın dinamik ve kinematik analizini gerçekleştirerek matematiksel modellerini ortaya koymuşlar, sonrasında ise elde ettikleri modellerin bilgisayar ortamında benzetimlerini gerçekleştirmişlerdir.

Zhou ve diğerleri [3] çalışmalarında, çift kavramalı şanzımanda sürünme kontrolü için doğrusal olmayan dayanıklı bir kontrolcü önermişlerdir. Çalışmalarında kavrama plakalarının sürtünme katsayısının değişimini ve kavrama eyleyicisini doğrusal olmayan biçimde modellemişler ve bu problemi Hamilton-Jacobs-Isaac eşitsizliğnden faydalanarak bir Lyapunov fonksiyonu biçiminde ifade ederek

geri-adımlama(backstepping) tekniği ile çözmüşlerdir. Elde edilen doğrusal olmayan kontrolör bilgisayarda yapılan benzetim çalışmaları ile sınanmış ve PID kontrolör sonuçları ile kıyaslamalar yapılmıştır. Çalışmada bozucu giriş olarak yalnızca motor gürültüsü uygulanmış, yokuş yukarı çıkma gibi senaryolar test edilmemiştir.

Liu ve arkadaşları [4] ise, çift kavramalı şanzımanların modellenmesi ve başlama, vites değişimi durumundaki analizine odaklanmışlardır. Çalışmada Liu ve diğerleri, güç aktarım sistemini farklı çalışma durumlarına ayırarak bu durumalrın her biri için detaylı dinamik denklemler elde etmişlerdir. Elde edilen matematiksel model bilgisayar ortamına taşınarak, bilgisayar modeli gerçek araç ölçümleri ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen modelin, gerçek araç verileriyle uyumlu olduğu ve şanzımanın performans analizi ve kalibrasyonunda faydalı bir araç olarak kullanılabileceği gösterilmiştir.

Kulkarni ve arkadaşları [5], çift kavramalı şanzımanların vites değişimi dinamikleri için bir model ve kontrol yapısı önermişlerdir. Öncelikle bilgisayar ortamında çift kavramalı şanzıman içeren bir araç modeli oluşturulmuş ve bu modelin vites değişimi ve başlama gibi araç durumlarının dinamiklerini yansıtması amaçlanmıştır. Kavrama tahrik zamanlamasının etkilerinin anlaşılması amacıyla üç farklı kavrama basınç profili modellenmiş ve bu modeller benzetim sonuçları yardımıyla optimize edilmiştir. Oluşturulan modellerin aracın başlama ve vites değiştirme gibi farklı durumlarındaki davranışını karakterize ettiği ve çift kavramalı şanzımanın dinamiklerinin detaylı analizinde kullanılabileceği görülür.

Hu ve arkadaşları [6], çift kavramalı şanzımanda vites geçişi performansını iyileştirmek için model tabanlı bir vites geçiş kontrolcüsü tasarlayarak gerçek donanım üzerinde ve bilgisayar benzetimleri ile kontrolcü performansını test etmişlerdir. Benzetim sonuçları ile, önerilen doğrusal olmayan kontrolörün daha az referans takip hatası ile kontrol ettiğini ortaya koymuşlardır. Ayrıca, çalışmada önerilen kontrolörün farklı sürüş koşullarına dayanıklı olduğu da gösterilmiştir.

Szabo ve arkadaşları [7], çift kavramalı şanzımanın vites geçişi problemi için optimal LQR tabanlı bir kontrolör sentezlemişlerdir. Sistemin ölçülemeyen durumlarını kestirmek amacıyla Kalman-Bucy filtresi oluşturarak kontrolör ve kestirici performansını benzetim çalışmalarının yanı sıra test düzeneği ölçümleri ile de ortaya koymuşlardır. Golkarni ve arkadaşları [8], çift kavramalı şanzımanın vites geçiş kontrolü için kavramalardaki enerji kayıplarını ve aracın ivme değişimlerini minimize eden bir optimizasyon problemi oluşturmuşlar ve benzetim çalışmları ile sentezlenen kontrolörün etkinliğini ortaya koymuşlardır.

Berkel ve arkadaşları [9], çift kavramalı şanzımanların kavrama kapanma problemi

üzerine çalışmışlardır. Kavramanın kapanmasını aşamalara bölerek bu aşamalar için ayrı kontrol yasalarına sahip bir kontrolör tasarlamışlardır. Elde edilen kontrolör benzetim çalışmları ve test aracı üzerinde denenmiş ve etkinliği gösterilmiştir.

Bemporad ve arkadaşları [10], bir kavramanın kapanma kontrolü için sistemin girişlerine ve durumlarına bağlı karesel performans indisini minimize eden doğrusal bir model öngörülü kontrolör tasarlamışlardır. Elde edilen kontrolörün etkinliği bilgisayar ortamında yapılan benzetim çalışmalarıyla ortaya konulmuştur. Ayrıca çalışmada, kontrolör parametrelerinin nasıl ayarlanması gerektiği ve bu parametler arasındaki ödünleşme de gösterilmiştir.

Zhao ve arkadaşları [11], çift kavramalı şanzımana sahip bir aracın kalkış performansını iyileştirmek için genetik algoritma ve öngörülü kontrolör kullanarak bir kayan mod kontrolör sentezlemişlerdir. Bu amaçla öncelikle, 4 serbestlik dereceli bir kalkış dinamiği modeli oluşturmuşlar ve sonrasında ise öngörülü kontrol ve genetik algoritma yardımıyla aracın takip etmesi istenen referans eğrileri oluşturmuşlardır. Bu referans eğrileri izleyecek bir kayan kipli kontrolör tasarlayarak bu kontrolörü test düzeneğinde test etmişlerdir. Test sonuçlarında ortaya çıkmıştır ki bu kontrolör sürücünün sürüş niyetini yansıtmakla kalmayıp, araçtaki parametre değişimlerine karşı da dayanıklı kalmaktadır.

James M. Slicker, 1994 yılında otomatik şanzımanlarda sürünme kontrolü ile ilgili merkezi İrlanda'da bulunan Eaton firması için iki adet patent almıştır. [12, 13] 2001 yılında Kumar Jain ve arkadaşları [14], otomatik şanzımanların sürünme kontrolüne yönelik bir strateji geliştirmişler ve bu alanda patent almışlardır. Yamashita ve arkadaşları [15], 1991 yılında sürekli değişken şanzımanların sürünme kontrolüne yönelik bir patent almışlardır.

Oh ve arkadaşları [16], kavrama kontrol performansını artırmak ve kavrama ömrünü uzatmak amacıyla çift kavramalı şanzımanların her bir kavramasından aktarılan kavrama torkunun kestirimi üzerine bir çalışma ortaya koymuşlardır. Bunun için öncelikle çift kavramalı şanzıman içeren bir güç aktarım sistemi modeli oluşturmuşlar ve bunu baz alarak sentezledikleri gözleyicinin kararlılık analizini gerçekleştirmişlerdir. Son olarak, elde ettikleri kestiricinin etkinliğini bilgisayar ortamındaki benzetim çalışmaları ve gerçek araç üzerinde göstermişlerdir.

1.4 Konuların Akışı

Bu tez, okumayı kolaylaştırmak adına bölümlere ayrılmıştır. Bu bölümde tez hakkında bilgiler verilmekte ve çalışmanın arkasındaki temel motivasyon ile birlikte böyle bir

çalışmaya neden ihtiyaç duyulduğu anlatılmaktadır. Ayrıca, konu ile ilgili mevcut literatür de verilerek bugüne kadar yapılmış çalışmlara ortaya konulur.

Bölüm-2, çift kavramalı şanzıman sistemini, bu sistemin elemanlarını ve sistemin nasıl kontrol edildiğini anlatır. Bölüm içerisinde sistemin başlıca mekanik bileşenleri tanıtılır ve şanzıman kontrol yazılımı hakkında bilgiler verilir.

Bölüm-3, çift kavramalı şanzıman barındıran bir güç aktarım sisteminin matematiksel modelini ortaya koyarak kontrolcü modelinin durum uzay formunda elde edilmesini konu alır. Ortaya konulan bu matematiksel modeller ayrıca daha sonra sistemin bilgisayar ortamında gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında kullanılacaktır.

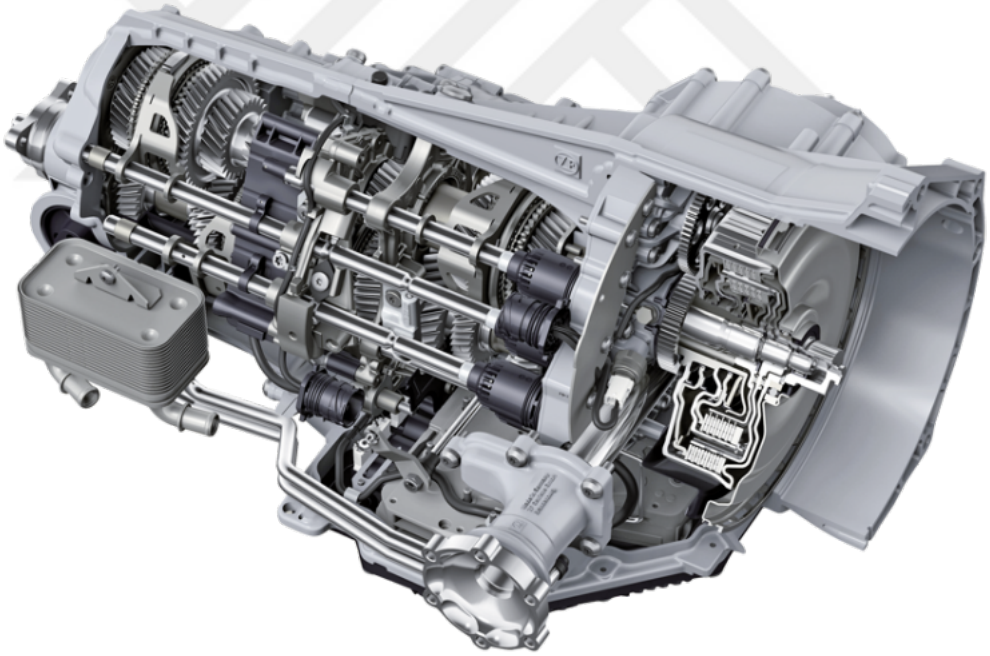
Bölüm-4, sürünme tork kontrolü problemi için PID, eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ ve dayanıklı eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolör sentez denklemleri elde edilir.

Bölüm-5'de ise sentezlenen bu kontrolörlere ait bilgisayar ortamındaki benzetim sonuçlarına yer verilir. Kontrolör performanslarına ait sayısal veriler kıyaslanır ve yorumlanır. Ayrıca bu bölümde kontrolörlerde kullanılan sayısal parametreler ve kontrol kazançlarının sayısal değerleri verilir.

Bölüm-6 ise tezin konusunu özetler, çıktıları sıralar ve tezden elde edilen sonuçları ortaya koyarak yorumlar.

2
Çift Kavramalı Şanzıman

Çift kavramalı şanzımanın arkasındaki temel fikir, iki bağımsız kavrama yardımıyla motor torkunu iki farklı yoldan tekerleklere iletmektir. Bir kavrama, yalnızca tek viteslere(1/3/5. vitesler) bağlı iken diğer kavrama yalnızca çift (2/4/6. vitesler) viteslere bağlıdır. Bu yapı, önceden bir sonraki geçilecek vitesi hazır bekleterek tork kesintisi olmadan güç iletimine olanak sağlar. Tipik bir çift kavramalı şanzıman 6 ya da 7 viteslidir. ÇKŞ; verimlilik, konfor ve spor araba hissiyatını en üst düzeyde birleştirir.



Şekil 2.1 ZF firmasına ait 7 vitesli bir çift kavramalı şanzıman [17]

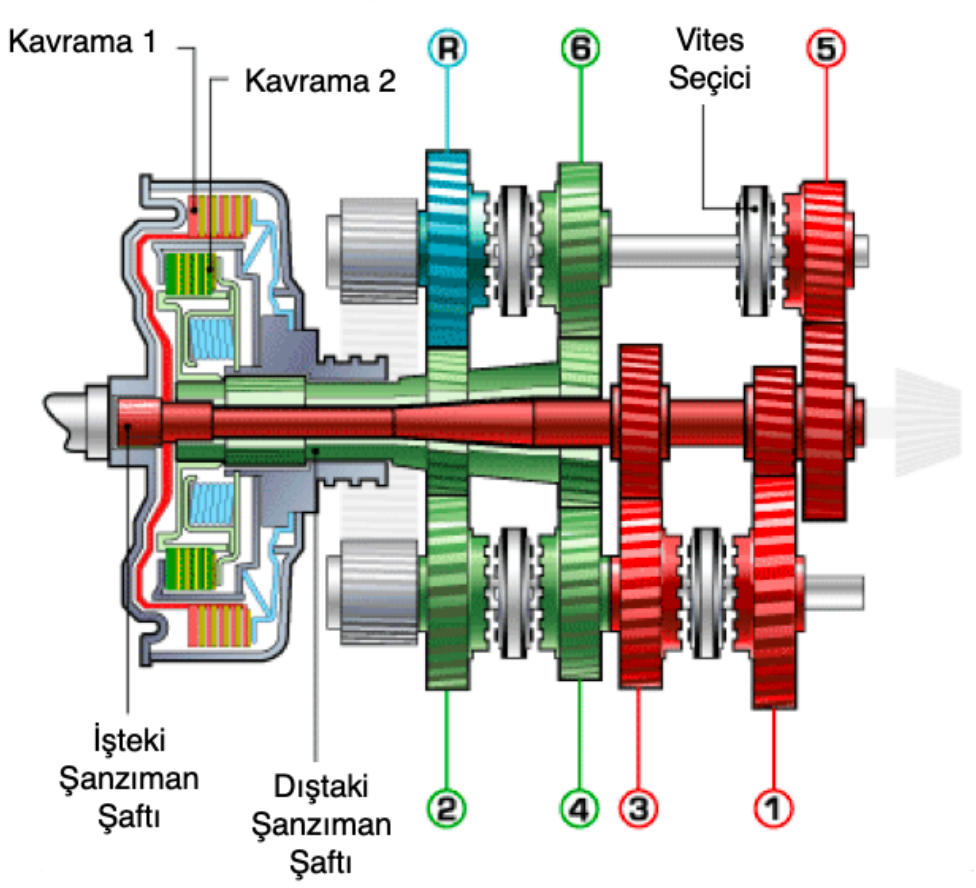
ÇKŞ'lar, manuel ve otomatik şanzımanların bazı faydalarını birleştirir, bunlar:

- Manuel vites değiştirmeden dinamik bir sürüş
- Yüksek yakıt ekonomisi
- Otomatik şanzımanlardaki gibi tork kesintisi olmadan vites değişimi

- Manuel şanzımanların üretiminde kullanılan bir çok donanımın ÇKŞ üretiminde de kullanılabilmesi

Çift kavrmalı şanzımanlarda, bir şaft diğer delikli bir şaftın içine yerleştirilmiş vaziyette bulunur. Bu tasarım, ÇKŞ'lerin daha küçük bir hacim içine yerleştirilmelerine olanak tanır.

Çift kavramalı şanzımanın şematik resmi Şekil 2.2'de görülebilir. İç içe geçmiş şaftlar, daha anlaşılır bir görünüm elde etmek amacıyla farklı renklerde çizilmiştir. Şekilde görülebileceği gibi, kırmızı şaft, ortası delik olan yeşil şaftın içine yerleşik durumdadır. Vites seçiciler üzerinde bulundukları eksen üzerinde sağa ve sola hareket ederek vites seçimini gerçekleştirmek amacıyla dişlilere bağlanırlar.



Şekil 2.2 Çift kavramalı şanzımanın şematik görünüşü [18]

Normal sürüş esnasında bir kavrama açık, diğer kavrama ise kapalıdır. Vites değişimi sırasında ise bir kavrama açılırken, diğeri kapatılır. Böylece tork aktarımı kesintiye uğramamış olur. Bir diğer ifadeyle vites değişimi sırasında motor torku yalnızca bir kavramadan aktarılmak yerine iki kavrama ile birden aktarılır.

2.1 Çift Kavramalı Şanzıman Donanımı

Çift kavramalı şanzımanın nasıl çalıştığının anlaşılması açısından şanzıman donanımının bilinmesi önem arz etmektedir. Bu bölümde, çeşitli başlıklar altında bazı ÇKŞ donanımlarından bahsedilmiştir.

2.1.1 Şaft ve Dişliler

Dişliler ve vites seçiciler şaftların hizasında dizilmiştir. Şaftlar ağırlığı azaltmak ve daha az malzeme ile daha fazla mukavemet elde etmek için içi boş boru şeklinde üretilirler. Güç aktarma sistemi tasarımına ve sistemdeki komponentlerin yerleşimine göre değişik şaft yerleşimleri kullanılır. Çift kavramalı şanzıman donanımlarının bir çoğu, manuel şanzıman ile ortak olduğundan üretim ve stoklama kolaylığı sağlanmış olur.

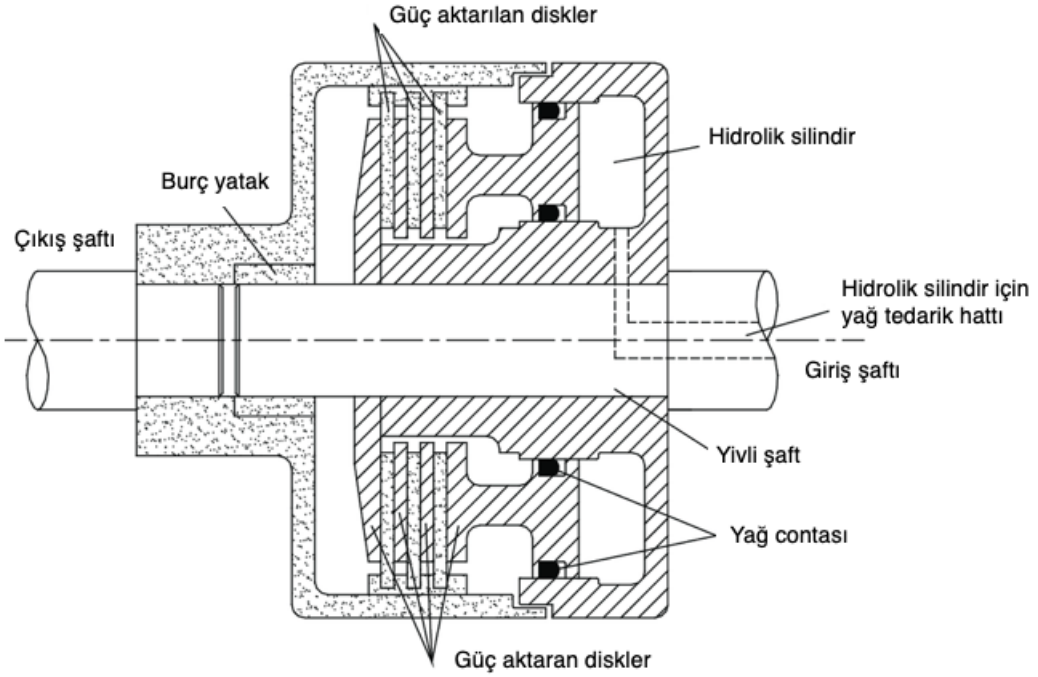
Çift kavramalı şanzımana yerleştirilen dişlilerin geometrilerini değiştirerek farklı dişli oranlarını kolayca elde etmek mümkün olduğundan farklı motorlar için şanzıman kolayca modifiye edilebilir. Bu esneklik, çift kavramalı şanzımanın en büyük faydalarından biri olarak ortaya çıkar.

2.1.2 Kavramalar

Çift kavramalı şanzımanda kavramalar sistemin kontrolüne direk etki eden en önemli elemanların başında gelmektedir. Kavramalar eş merkezli şaftlara bağlı olup genellikle birisi tek sayılı vitesleri kontrol ederken diğeri çift sayılı vitesleri kontrol eder.

Bir çok güç aktarım sistemi uygulamasında, motor ile kavramalar arasında bir volan yerleştirilir. Bu volan motordan gelen titreşimleri azaltarak daha düzenli bir tork aktarımı sağlar.

Kavramalar ıslak ve kuru olmak üzere iki kategoriye ayrılabilirler. Islak kavramalar, içlerinde dolaşan soğutma yağı sayesinde daha yüksek ısılara dayanabilirler. Diğer taraftan, kuru kavramalar içlerinde yağ olmaması ve yağ tarafından sönümlenen bir enerji olmaması sebebiyle daha verimli çalışırlar. Kuru kavramalar zamanla aşınmaya maruz kalırlar ve ömürleri kısalır. Islak kavramalar ise aşınmaya çok daha az maruz kalırken yağ zamanla özelliklerini kaybeder ve konfor üzerinde olumsuz etki yapmaya başlar.



Şekil 2.3 Hidrolik kavrama kesiti [19]

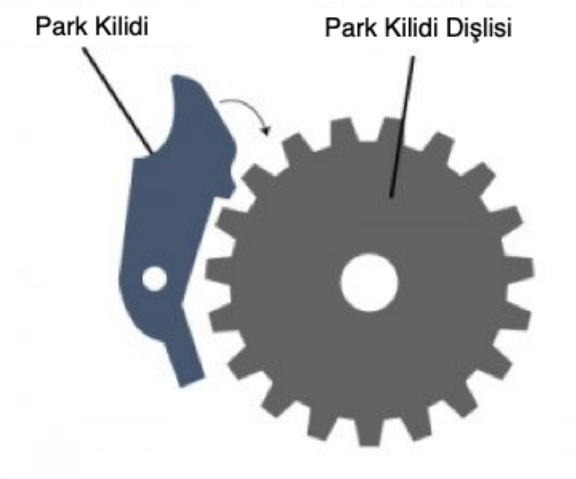
2.1.3 Kavrama Eyleyicileri

Çift kavramalı şanzıman kavraması eyleyicileri için çeşitli mekanizmalar bulunmaktadır: elektrohidrolik eyleyici mekanizmaları ve elektromekanik eyleyici mekanizmaları. Elektrohidrolik eyleyicilerin ilk maliyetleri elektromekanik kavramalara göre yüksek olsa da eyleme noktaları ve güç ihtiyacı arttıkça elektrohidrolik eyleyiciler elektromekanik eyleyicilere kıyasla daha ucuz olmaktadır. Genel olarak elektromekanik eyleyicilerin güç ihtiyacı daha az olmakla beraber bu durumun aracın yakıt tüketimine olumlu bir etkisi olmaktadır.

2.1.4 Vites Kolu / Park Kilit Mekanizması

Araç üzerinde sürücünün isteği dışındaki araç hareketlerini engellemek için park kilit mekanizması bulunmakadır. (Şekil 2.4) Bu mekanizma genellikle bir adet dişli çark ve park kilidinden oluşur. Park kilidinin üzerinde bir çentik bulunur ve park kilidi tamamen kapalı durumda iken dişli çarkın iki dişi arasına geçer ve dişli çarkın dönüşünü engeller. Böylece tekerleklerdeki tork belli bir değerin üzerine çıkmadığı sürece aracın hareketi mümkün olmaz.

Park kilit mekanizmasının yanı sıra, araç üzerinde bir adet de vites kolu bulunur. Bu vites kolu sayesinde sürücü, şanzımana istediği sürüş komutunu gönderebilir. Vites kolu ile P, R, N, D şeklinde dört farkı komut bulunur. Sürücü vites kolunu istediği



Şekil 2.4 Park kilit mekanizması [20]

pozisyona getirerek istediği sürüş modunu şanzımana gönderir.

- (P) Park: Park modu olarak adlandırılan bu mod, park kilit mekanizmasının kilitlenmesini sağlar. Park kilit mekanizmasının kırılmasını önlemek amacıyla bu mod sürücü tarafından seçilmiş olsa bile şanzıman yazılımı tarafından araç hızı belirli bir limitin üzerindeyken komut görmezden gelinir.
- (R) Geri: Geri vites modu, aracın sürüş yönünü değiştirerek geri gitmeye olanak tanır. Bu mod seçildiğinde, şanzıman geri vitese geçerek geri yöne doğru sürüşü sağlar.
- (N) Boşta: Boşta modunda, aracın kavramaları açılarak tekerleklere olan tork iletimi kesilmiş olur.
- (D) Sürüş: Bu mod, şanzımana aracın sürüleceği komutunu verir. Şanzıman yazılımı, sürücü tarafından verilen diğer komutlar ve diğer güç aktarım sistemi elemanlarından gelen sinyaller doğrultusunda(gaz pedalı basılma miktarı, fren pedalı basılma miktarı, motor dönüş hızı vs.) uygun sürüş stratejisini belirler ve eyleyicilere ilgili komutları gönderir.

Şanzıman yazılımının sürünme fonksiyonuna geçmesi için sürüş modunun R ya da D olarak seçilmiş olması gerekmektedir. Ayrıca sürücü gaz ya da fren pedallarına basmamalıdır.

2.1.5 Şanzıman Kontrol Birimi

Kontrol birimleri genellikle müşteriye özel çözümler olarak ve çeşitli tiplerde karşımıza çıkar. Bağımsız üniteler, araç üzerinde herhangi bir yere yerleştirilmiş şekilde, yerel

üniteler şanzıman üzerine yerleştirilmiş şekilde ve entegre üniteler ise mekanik sistem, hidrolik sistem, sensörler eyleyiciler ile birlikte komple bir paket olarak karşımıza çıkar [21]. Şanzıman Kontrol Birimleri(ŞKB), genellikle yoğun bir titreşim ve ısı etkisi altında olduklarından gerekli önlemlerin alınması gerekmektedir. Örnek bir şanzıman kontrol birimi Şekil 2.5'de görülebilir.



Şekil 2.5 Şanzıman kontrol birimi [22]

2.1.6 Sensörler

ÇKŞ üzerinde genellikle, kavrama içi basıncı ölçmek için basınç sensörleri, şaft hızlarını ölçmek için her bir şaft üzerine yerleştirilmiş hız sensörleri, şanzımanın çıkış şaftına yerleştirilmiş bir diğer hız sensörü ve sıcaklık sensörleri bulunur. Motorun hızını ölçmek için şanzımana ait bir sensör bulunmaz, bu sinyal motor kontrol ünitesinden alınır.

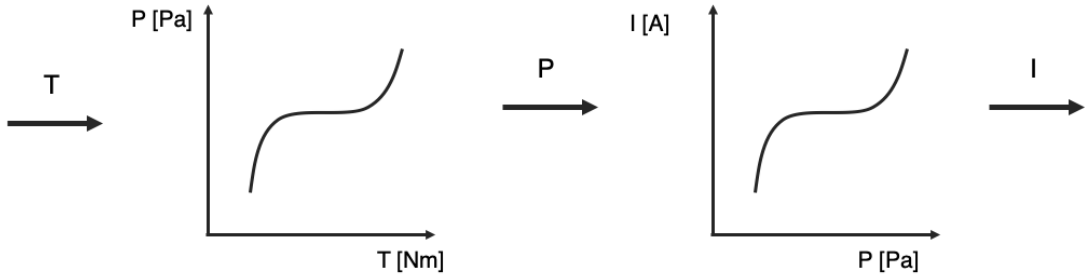
2.2 Çift Kavramalı Şanzıman Yazılımı

Modern araçlarda aracı kontrol eden yazılım ve fonksiyonların önemi çok büyüktür. Yazılım yaparken ana hedef, sistem üzerindeki eyleyicilerin güvenilir, kararlı ve olabildiğince hassas şekilde kontrol edilmesidir [21].

Basit olarak şanzıman yazılımı, ilk aşamada sürücüden aldığı girişler doğrultusunda bir sürüş fonksiyonu seçer. Ardından bu sürüş fonksiyonunu gerçekleştirebilmek için motordan gelen torku tekerleklere hangi miktarda aktarması gerektiğini hesaplar.

Bu aşamadan sonra hesaplanan bu torku iletebilmek için gerekli kavrama basıncını ve daha sonrasında da bu basıncı kavrama içinde gerçekleyebilmek için gerekli solenoid akımını hesaplar. Tork, basınç ve akım arasındaki bu ilişki, pratik olarak önceden kalibre edilmiş haritalar yardımıyla hesaplanır. Şekil 2.6 ile T kavrama torkunu, P kavrama içi basıncı I ise kavrama basıncını kontrol eden hidrolik valf akımını

göstermek üzere bu durum sembolize edilmiştir. Şanzıman yazılımı, önce tekerleklere ne kadar tork göndermesi gerektiğini ve bu torku gönderebilmek için kavramalar üzerinden ne kadar tork aktarması gerektiğini hesaplar. Daha sonra hesaplanan bu tork miktarı bir haritaya giriş olarak verilir ve bu torka karşılık gelen basınç değeri okunur. Bir sonraki aşama kavrama içerisinde bu basınç değerini elde edebilmek için kavramaya giden basınç hattını kontrol eden hidrolik valfin solenoidine ne kadar akım verilmesi gerektiğini hesaplamaktır. Bunun için de önceden kalibre edilmiş basınç-akım haritaları kullanılır. ilgili basınç-akım haritasına basınç değeri giriş olarak verilir ve karşılık gelen akım değeri okunur. Bu akım değeri hidrolik valfin solenoidine uygulanarak kavrama torku açık çevrim olarak gerçeklenmiş olur.



Şekil 2.6 Hidrolik kavrama kontrol akışı

Genellikle hidrolik kavramalar tam kapatılmaz ve şanzıman yazılımı kasıtlı olarak kavramanın giriş şaftı ile çıkış şaftı arasında belli bir miktarda hız farkı olmasını ister. Mikro kayma (micro slip) adı verilen bu fonksiyonun başlıca amacı kavrama içindeki yağın sönüm etkisini kullanarak motordan gelen düzensiz torkun ve titreşimlerin filtrelenmesidir.

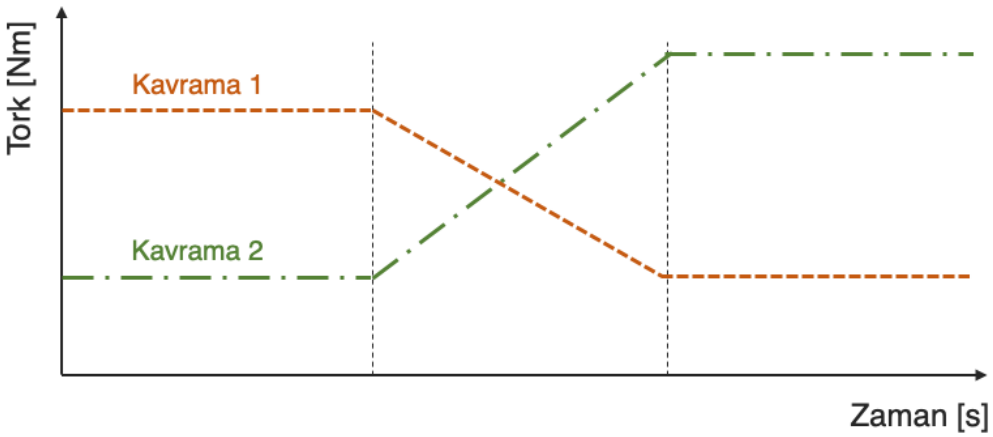
Başlıca otomatik şanzıman yazılımı fonksiyonları:

- Sürünme (creep): Sürücünün gaz ve fren pedallarına basmadığı durumda aracın önceden belirlenmiş düşük bir hızla hareket etmesidir.
- Başlama (launch): Araç durur haldeyken ya da sürünme yapıyorken aracın gaz pedalına basılması sonucu şanzımanın kavramalarını kapatarak harekete başlamasıdır.
- Sürüş (normal drive): Sürücüden alınan gaz ve fren sinyalleri doğrultusunda sürücünün istediği tekerlek torkunun hesaplanması ve eyleyiciler yardımıyla bu torkun tekerleklere aktarılmasıdır.

- Tork değiş tokuşu (torque handover): Basitçe vites geçişidir. Bir kavrama açılırken aynı anda diğer kavrama kapatılarak vites geçişi sağlanır. Süreç boyunca tekerleklere aktarılan torkun değişmemesi konforlu bir vites geçişi sağlanması açısından çok önemlidir.
- Boşta (idle): Kavramaların açık olduğu durumdur.
- Hata Durumu (error): Hata fonksiyonudur, genellikle kavramalar açılarak şanzımanın ve yolcuların zarar görmesi engellenir.

Şanzıman yazılımı en uygun vites değişim noktasının seçiminden ve bu vites değişiminin gerçekleştirilmesinden de sorumludur. Sürücünün tekerleklerde istediği tork ve araç hızı göz önüne alınarak haritalar yardımıyla aracın sürülmesi gereken vites hesaplanır. Vites değişim haritalarının çeşitli hava koşulları ya da sürüş moduna göre çeşitlendirilmesi mümkündür. Bununla beraber, şanzıman yazılımı, aracın bir sonraki geçebileceği en uygun vites olan aday vitesi de hesaplar. Aday vites, açık olan kavramanın bağlı olduğu şaft üzerinde bulunur ve sürüş esnasında vites seçici donanımı yardımıyla seçili durumdadır. Vites seçiciler şanzıman yazılımı tarafından kontrol edilirler.

Vites değişim zamanı geldiğinde, kapalı kavrama içindeki basınç azaltılmaya, aynı anda da açık kavrama içindeki basınç da artırılmaya başlanır. Böylece tekerleklere giden torkta bir değişiklik olmadan vites değişimi sağlanmış olur. Tekerleklere giden torkta değişim olması sürüş konforunu bozacağı için istenmeyen bir durumdur. Bu olaya tork değiş tokuşu (torque handover) adı verilir. (Şekil 2.7)



Şekil 2.7 Tork değiş tokuşu

Pratikte, bazen bir kavramadan diğerine tork değiş tokuşunun mümkün olmadığı durumlar olabilir ve şanzıman yazılımı bu durumda da vites geçişimini koordine

etmekle sorumludur. Bu durum için yazılımda tork kesintili vites değişimi (torque interrupted shift) fonksiyonu bulunur. Basitçe, manuel araçlarda olduğu gibi vites değişimi sırasında kavrama açılır, vites değiştirildikten sonra da aynı kavrama tekrar kapatılır. Bu durumda tekerleklere giden tork kesintiye uğradığı için yolcuların konforu olumsuz etkilenebilir. Dolayısıyla bu istenmeyen bir durumdur.

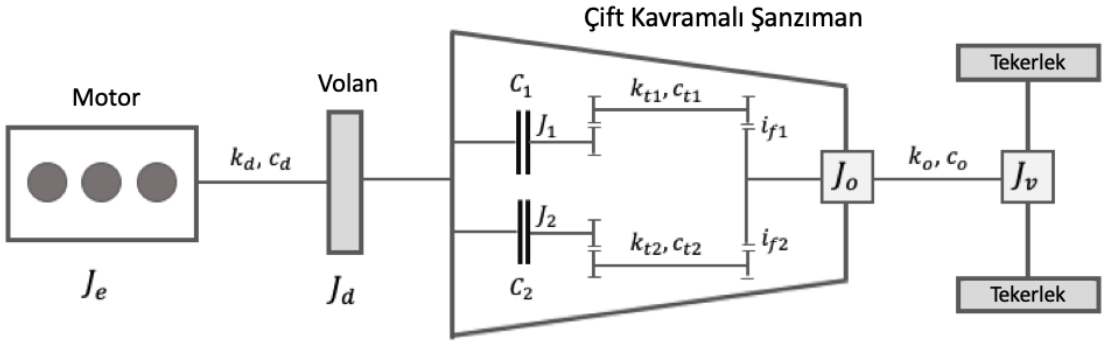
Sürünme fonskiyonu, modern otomatik şanzımanlı arabalardaki başlıca ve en önemli fonksiyonlardan biridir. Bu fonksiyon, sürücü gaz veya fren pedallarına basmadığında ve düşük hızlarda aktif olarak aracın önceden belirlenmiş 5-6 km/s civarındaki sabit bir hızla hareket etmesini sağlar. Özellikle trafiğin yoğun olduğu durumlarda sürücünün konforunu etkileyeceği için bu fonksiyonun kalitesi kritik bir öneme sahip olur. Sürünme fonksiyonu aktif iken araç mümkün olduğunca yumuşak hareketler yapmalıdır.

3
Matematiksel Modelleme

3.1 Güç Aktarım Sistemi Modeli

Durum geri-beslemeli DME tabanlı H_∞ kontrolörlerin her ikisi de tasarım esnasında sistemin modeline ihtiyaç duymaktadırlar. Bununla beraber, tasarımdan sonra kontrol performanslarının değerlendirilmesi amacıyla sistemin matematiksel bir modeli gerekmektedir. Bu bölüm altında, çift kavramalı şanzıman içeren bir güç aktarım sisteminin matematiksel modeli verilmiş ve bu denklemler yardımıyla kontrolör tasarımlarında kullanılmak üzere kavramaların matematiksel modeli elde edilmiştir.

Kontrolör tasarımı ve tasarlanan kontrolörlerin performansının değerlendirilmesi gerektiğinden bu amaca yönelik olarak Şekil 3.1'de görülen çift kavramalı şanzıman modeli verilmiştir. Zhou ve diğerleri [3] tarafından önerilen bu modele ait denklemler (3.1) ve (3.10) arasında görülebilir.



Şekil 3.1 Çift kavramalı şanzıman modeli

Çift kavramalı şanzıman her biri ayrı bir şafta yerleştirilmiş olan iki adet hidrolik kavramaya sahiptir. Sürüş esnasında, biri sürüş vitesi diğeri ise aday vites olmak üzere aynı anda iki vites seçili durumdadır. Bu sebeple, tork aktarımında bir kesilme olmaksızın aynı anda bir kavramayı açıp diğerini kapatarak vistes geçişi sağlanmış olur.

Karmaşıklığı azaltmak için, modelde aşağıda verilen basitleştirmeler yapılmıştır [3]:

- Tahrik mili ve tekerlek özellikleri arabanın sağ ve sol tarafları için tamamiyle aynıdır.
- Tekerlek ile yol yüzeyi arasındaki kaymalar ve virajlamalar ihmal edilmiştir. Tork tekerlerklere diferansiyel üzerinden eşit olarak dağılmaktadır.

$$J_e\dot{\omega}_e = T_e - T_d \tag{3.1}$$

$$J_d\dot{\omega}_d = T_d - T_{c1} - T_{c2} \tag{3.2}$$

$$J_{c1}\dot{\omega}_{c1} = T_{c1} - \frac{T_{t1}}{i_{g1}} \tag{3.3}$$

$$J_{c2}\dot{\omega}_{c2} = T_{c2} - \frac{T_{t2}}{i_{g2}} \tag{3.4}$$

$$J_o\dot{\omega}_o = i_{f1}T_{t1} + i_{f2}T_{t2} - T_o \tag{3.5}$$

$$J_v\dot{\omega}_v = T_o - T_v \tag{3.6}$$

$$T_d = k_d(\theta_e - \theta_d) + c_d(\omega_e - \omega_d) \tag{3.7}$$

$$T_{t1} = k_{t1}(\frac{\theta_{c1}}{i_{g1}} - i_{f1}\theta_o) + c_{t1}(\frac{\omega_{c1}}{i_{g1}} - i_{f1}\omega_o) \tag{3.8}$$

$$T_{t2} = k_{t2}(\frac{\theta_{c2}}{i_{g2}} - i_{f2}\theta_o) + c_{t2}(\frac{\omega_{c2}}{i_{g2}} - i_{f2}\omega_o) \tag{3.9}$$

$$T_o = k_o(\theta_o - \theta_v) + c_o(\omega_o - \omega_v) \tag{3.10}$$

Araç üzerine etki eden direnç kuvveti,

$$T_v = (mgsin\alpha + f mgcos\alpha + 0.5 C_d A \rho u_v^2) R_w \tag{3.11}$$

şeklinde verilir. Burada; m aracın kütlesini, g yerçekimi ivmesini, α yol eğimini, f yuvarlanma katsayısını, A aracın ön yüzeyinin kesit alanını, C_d aerodinamik direnç katsayısını, ρ havanın yoğunluğunu, u_v aracın çizgisel hızını ve R_w ise araçın dönme yarıçapını göstermektedir.

Güç aktarım ve çift kavramalı şanzıman sistemlerine ait model parametreleri Tablo (3.1)'de verilmiş olup [3] 1/3/5. viteslerin dişli oranları sırasıyla 3.69/1.47/0.92 ve 2/4/6. viteslerin dişli oranları sırasıyla 2.24/1.06/0.74'dir.

Tablo 3.1 Güç aktarım ve çift kavramalı şanzıman sistemlerine ait model parametreleri [3]

Parametre	Açıklama	Değer
J_e	Motorun Atalet Momenti	0.2 kgm^2
J_d	Volanın Atalet Momenti	0.086 kgm^2
J_{c1}	Kavrama 1'in Atalet Momenti	0.043 kgm^2
J_{c2}	Kavrama 2'nin Atalet Momenti	0.047 kgm^2
J_o	Çıkış Şaftının Atalet Momenti	0.04 kgm^2
J_v	Aracın Atalet Momenti	149.9363 kgm^2
k_d	Volanın Yay Katsayısı	1000 Nm/rad
k_{t1}	Şaft 1'in Yay Katsayısı	314200 Nm/rad
k_{t2}	Şaft 2'nin Yay Katsayısı	301200 Nm/rad
k_o	Çıkış Şaftının Yay Katsayısı	10000 Nm/rad
c_d	Çıkış Şaftının Sönüm Katsayısı	10 Nms/rad
c_{t1}	Şaft 1'in Sönüm Katsayısı	50 Nms/rad
c_{t2}	Şaft 2'nin Sönüm Katsayısı	50 Nms/rad
c_o	Çıkış Şaftının Sönüm Katsayısı	100 Nms/rad
i_{g1}	Şaft 1'in dişli oranı	3.69/1.47/0.92
i_{g2}	Şaft 2'nin dişli oranı	2.24/1.06/0.74
i_{f1}	Diferansiyel-Şaft 1 arası dişli oranı	4.16
i_{f2}	Diferansiyel-Şaft 2 arası dişli oranı	3.76
m	Arabının Kütlesi	1530 kg
f	Yuvarlanma Katsayısı	0.02
C_d	Hava Direnç Katsayısı	0.3
A	Aracın Ön Kesit Yüzey Alanı	2.33 m^2
R_w	Yuvarlanma Yarıçapı	0.312 m

3.2 Kavrama Modeli

Hidrolik kavramalar, içerisindeki basıncın ayarlanması ile açılıp kapanabilen, ve buna bağlı olarak ilettiği tork ayarlanabilen elemanlardır. Bir solenoid yardımıyla

kavramaya bağlı olan hidrolik valf tahrik edilir ve kavrama içerisine yağ dolması ya da boşalması sağlanır. Kavrama içerisindeki yağ miktarı ile değişen basınç ile kavrama içerisindeki plakalara kuvvet uygulanır ve plakalar birbirlerine temas etmeye başlarlar. Meydana gelen sürtünme kuvveti neticesinde kavramanın girişinden çıkışına tork iletimi mümkün olur.

Kavramadan tork aktarılmaya başlaması için kavrama içerisinde öncellikle belli bir miktarda basınç olması gereklidir. Kavramanın ilk kez tork iletmeye başladığı bu basınç noktasına ısırma noktası (bite point) adı verilir. Kavrama içindeki basınç ısırma noktasına ulaşana kadar tork aktarımı mümkün değildir yani kavrama açık durumdadır.

Kavrama içi basınç ısırma noktasından büyük ancak kavrama içindeki plakalar birbirine tam yapışık olacak kadar da yüksek değilse kavrama kayma durumundadır. Bu durumda, kavramanın giriş şaftı ile çıkış şaftı arasında belli bir miktarda hız farkı gözlenir. Dolayısıyla bu durumda girişteki torkun tamamı dışarıya aktarılamaz ve bir miktar enerji ısı enerjisi olarak ortaya çıkar.

Eğer kavramanın giriş ve çıkış şaftları arasındaki hız farkı birbirine çok yakın ise, kavrama kilitli durumdadır ve bu durumda girişteki torkun neredeyse tamamı çıkış şaftına iletilir.

Buna bağlı olarak, kavrama modeli parçalı bir fonskiyon olarak oluşturulmuş ve kavrama 1 için Denklem (3.12) ve kavrama 2 için Denklem (3.13) ile verilmiştir.

$$T_{c1} = \begin{cases} 0 & \text{açık} \\ \mu R_{c1} Z (P_{c1} - P_0) A_{cl1} & \text{kayan} \\ T_d - J_d \dot{\omega}_d - T_{c2} & \text{kapalı} \end{cases} \tag{3.12}$$

$$T_{c2} = \begin{cases} 0 & \text{açık} \\ \mu R_{c2} Z (P_{c2} - P_0) A_{cl2} & \text{kayan} \\ T_d - J_d \dot{\omega}_d - T_{c1} & \text{kapalı} \end{cases} \tag{3.13}$$

Bu denklemlerde, μ kavramanın sürtünme katsayısını, R_c kavramanın eşdeğer yarıçapını, Z kavrama içindeki sürtünme plakalarının sayısını, P_c kavrama içindeki basıncı, P_0 ısırma noktası basıncının değerini ve A_{cl} ise kavramanın etkin basınç alanını ifade eder.

Sürünme durumunda, kavrama açık olmamakla birlikte, kilitli de değildir. Kavrama

kayma duruunda tutularak üzerinden iletilen tork ayarlanır. Ayrıca, kayma durumunda kavrama, motordan gelen düzensizlikleri ve bozucuları sönümleyerek daha yumuşak bir tork iletimine olanak tanır.

$$T_c = \mu R_c Z P_c A_{cl} \tag{3.14}$$

Dolayısıyla sürünme durumunda kavramanın tork iletme kapasitesi Denklem (3.14) ile ifade edilebilir. Burada P_c ısırma noktası üzerindeki basınç miktarını temsil eder.

Kavrama modeline ait parametreler: etkin basınç alanı $A_{cl} = 0.0055m^2$, sürtünme plakaları sayısı $Z = 8$, kavrama sürtünme katsayısı $\mu = 0.25$ olarak alınmıştır. [3]

3.3 Kontrolör Tasarımı İçin Kavrama Modelinin Durum-Uzay Formunda İfade Edilmesi

Sürünme durumunda, araç hızı önceden belirlenmiş bir sabit hızda sürdürülür ve bu süre boyunca motor sabit hızda döner. Burada, motor dönüş hızını kontrol etmekle ve şanzıman kontrol birimi de araç hızını kontrol etmekle sorumludur. Şanzıman kontrol birimi araç hızını, kavrama içindeki yağ basıncını ve dolayısıyla kavramanın ilettiği torku ayarlayarak kontrol eder.

Endüstriyel uygulamalarda, şanzıman kontrol birimi öncelikle kontrol için gerekli olan torku hesaplar. Daha sonra bu torku kavrama üzerinden aktarabilmek için gerekli yağ basıncı ve bu yağ basıncını kavrama içerisinde gerçekleyebilmek için hidrolik valfin solenoidine uygulanması gereken akımı hesaplar.

Bu çalışmada, doğrudan kavrama içi basınç kontrol edilmekte olup, hesaplanan basınç değerinin kavrama içinde anlık olarak gerçeklendiği varsayılmaktadır. Yani, eyleyici gecikmeleri ihmal edilmiş ve eyleyici hassasiyetleri oldukça yüksektir.

Bölüm 2.1.6'de bahsedildiği üzere, ÇKŞ üzerinde şaft hızlarını ve kavrama basınçlarını ölçmeye yarayan sensörler bulunmaktadır. ÇKŞ üzerinde bir giriş şaftı dönüş hızı sensörü olmasa bile bu sinyal motor tarafından şanzımana gönderilir.

3.3.1 Sürekli Zamanlı Durum-Uzay Modeli

Tasarlanacak kontrolcünün pratikte kullanılabilir olması için, sistemin durumları yukarıda bahsedilmiş olan ölçülebilen ya da hesaplanabilen değerler arasından seçilmelidir. Burada, sistemin durumları kavramanın kayma miktarı $x_1 = \omega_e - \omega_{c1}$

ve kavrama torku $x_2 = T_c$ ve kontrol girişi de kavrama basınç değişimi $u = \dot{P}_{c1}$ olarak seçilmiştir.

Sürünme esnasında, motor hızı sabit olduğundan, Denklem (3.1)'de görülebilieceği gibi motor torku kavrama torkuna eşit olur.

$$J_e \dot{\omega}_e = T_e - T_d = 0 \tag{3.15}$$

Şaftların rijit olduğu kabul edilirse,

$$T_o = T_v = T_{t1} i_{f1} \tag{3.16}$$

eşitliği yazılabilir. Denklem (3.16), Denklem (3.3)'de yerine yazılırsa,

$$J_{ec} \dot{\omega}_{c1} = T_{c1} - \frac{T_v}{i_{g1} i_{f1}} \tag{3.17}$$

denklemi elde edilir. Motor hızının motor kontrolcüsü tarafından sabit tutulduğu göz önüne alınarak,

$$\dot{x}_1 = \dot{\omega}_e - \dot{\omega}_{c1} = -\dot{\omega}_{c1} = \frac{T_v}{i_{g1} i_{f1} J_{ec}} - \frac{T_{c1}}{J_{ec}} \tag{3.18}$$

denklemi elde edilir. Diğer durum ise,

$$\dot{x}_2 = \dot{T}_c = \mu R_c Z \dot{P}_c A_{cl} = \mu R_c Z A_{cl} u \tag{3.19}$$

Kararlı Hal Hatalarını(KHH) önlemek amacıyla bir integral alıcı etki eklemek gerekmektedir. Bu amaçla ilk durumun integrali içeren yeni bir durum tanımlanırsa,

$$e = \int \omega_e - \omega_{c1} \tag{3.20}$$

ve bu durumun türevi,

$$\dot{x}_3 = \dot{e} = \omega_e - \omega_{c1} \tag{3.21}$$

biçiminde yazılır.

x durum vektörü, u kontrol girişi, ω bozucu giriş, A sistem matrisi, B_1 kontrol matrisi ve B_2 bozucu matrisi olmak üzere durum-uzay ifadesi,

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_1 u(t) + B_2 \omega(t) \tag{3.22}$$

olarak yazılır. Denklem (3.18), Denklem (3.19) ve (3.21) durum-uzay ifadesinde yerine yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_e - \dot{\omega}_{c1} \\ \dot{T}_c \\ \omega_e - \omega_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_e - \omega_{c1} \\ T_c \\ \int \omega_e - \omega_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} \dot{P}_c + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{g1} i_{f1} J_{ec}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_v \tag{3.23}$$

ifadesi elde edilir. O halde durum-uzay matrisleri,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \mu R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{g1} i_{f1} J_{ec}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{3.24}$$

biçiminde tanımlanır. Elde edilen sistem matrislerinde (3.24) Tablo (3.1) ile verilen parametreler yazılacak olursa,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1.0925 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.8514x10^{-3} \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0.0712 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{3.25}$$

matrisleri elde edilir.

4
Kontolör Tasarımı

Bu bölümde, daha önceki bölümlerde anlatılan sürünme kontrolü problemi için kontolörler tasarlanmıştır. İlk olarak, PID kontrolör tanıtılmış, sonrasında ise doğrusal matris eşitsizlikleri yöntemiyle eyleyici doyumlu ve durum geri-beslemeli bir H_∞ kontrolcü tasarlanmış ve ardından tasarlanmış olan H_∞ kontrolcü tasarımı genişletilerek dayanıklı bir kontrolör yapısı elde edilmiştir.

4.1 PID Kontrolör

PID kontrolörler oransal, integral ve türev etkilerini birleştirerek basit ve etkili bir kontrol sağlayan köntolörlerdir. Burada oransal etki, hatanın büyüklüğüne etki ederek eğer hata büyük ise oransal olarak kontrol kuvvetini ayarlama görevini üstlenirler. İntegral etki ise geçmiş hata değerlerini integre edilerek kararlı hal hatalarının yok edilmesi görevini üstlenirler. Türev etkisi ise hatanın değişimine bakarak hatanın gelecekteki durumunu tahmin etme ve buna uygun olarak kontrolcü kazancını hesaplama görevini üstlenir.

PID kontrolör matematiksel olarak,

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \tag{4.1}$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada, $e(t)$ sistem çıkışı ile referans arasındaki farkı yani hatayı, K_p, K_i, K_d parametreleri sırasıyla oransal, integral ve türev etkilerinin kazançlarını ve $u(t)$ kontrol kuvvetini ifade eder.

Bu çalışmada PID kazançlarının ayarlanması otomotiv endüstrisine pratikte yapılmakta olduğu gibi deneme-yanılma yolu ile yapılmıştır. Bunun için Bölüm 5'te verilen güç aktarım sistemine ait Simulink modeli kullanılmıştır.

4.2 Eyleyici Doyumlu ve Durum Geri-beslemeli H_∞ Kontrolör Tasarımı

Doğrusal matris eşitsizlikleri(DME) yardımıyla dinamik sistemlerin analizi 1890 yılında ilk kez Lyapunov'un çalışması ile ortaya çıkmıştır. Bugün Lyapunov eşitsizliği olarak bilinen eşitsizlik sayesinde bir sistemin kararlılık analizini yapmak, doğrusal matris eşitsizliklerinin analitik bir çözümü ile mümkün hale gelmiştir. Lyapunov,

$$\dot{x} = Ax(t) \tag{4.2}$$

biçimindeki bir sistemin yalnız ve yalnız pozitif tanımlı, simetrik ve aşağıdaki eşitsizliği sağlayan

$$A^T P + PA < 0 \tag{4.3}$$

bir $P = P^T > 0$ matrisi olması durumunda asimptotik kararlı olduğunu göstermiştir. Denklem (4.3) şüphesiz dinamik bir sistemin kararlılığının araştırılmasında kullanılan ilk eşitsizliktir.

1940'larda ise Sovyetler Birliğindeki Lur'e, Postnikov ve diğerleri Lyapnov'un teorisini bazı kontrol teorisi problemlerine uygulamışlardır. Matris eşitsizlikleri oluşturmasalar bile yazdıkları kararlılık kriterleri doğrusal matris eşitsizlikleri formundaydı. Oldukça küçük olan bu sistemlere ait doğrusal matris eşitsizliklerini polinomara indirgereyerek sistemlerin kararlılığını el ile kontrol ediyorlardı [23]. Bu yıllarda basit DME problemleri el ile çözülüyor iken 1960'lara gelindiğinde Yakubovich, Popov ve Kalman bugün KYP yardımcı teoremi ya da pozitif-gerçek yardımcı teorem olarak bilinen teoremi ortaya atarak DME'lerin çözümünü grafiksel ölçütlere indirgeyerek bu alana yenilik kazandırmışlardır. 1970 yılına gelindiğinde KYP yardımcı teoreminde görülen DME'nin Cebrik Ricatti Denklemi(CRD) ile de çözülebildiği fark edilmiştir. Bunu fark eden kişi J.C. Willems olup,

$$\begin{bmatrix} A^T P + PA + Q & PB + C^T \\ B^T P + C & R \end{bmatrix} \geq 0 \tag{4.4}$$

eşitsizliğinin çözümünün,

$$A^T P + PA - (PB + C^T)R^{-1}(B^T P + C) + Q = 0 \tag{4.5}$$

şeklindeki bir cebrik Ricatti eşitliğinin simetrik çözümleriyle çalışarak mümkün olduğunu bulmuştur. Aslında bu bağlantı, Sovyetler Birliğinde daha önce keşfedilmiş ve cebrik Ricatti denklemleri, "Lur'e çözüm denklemleri" olarak adlandırlmıştır [23, 24].

1971'e gelindiğinde araştırmacılar doğrusal matris eşitsizliklerini çözmek için birden fazla yönteme sahiptiler. Bunlar; küçük sistemlere uygulanabilen direk çözüm, grafiksel yöntemler ve Lyapunov ya da Ricatti denklemleriydi. Bu yılda Willems, doğrusal matris eşitsizliklerinin bilgisayar algoritmaları yardımıyla çözülebileceği fikrini ortaya atmış ve bu alana yeni bir soluk gelmesine sebep olmuştur [25].

Daha sonraları, araştırmacılar DME'leri dışbükey optimizasyon problemleri olarak ifade ederek kararlılık problemlerini optimizasyon algoritmalarıyla çözmeye başlarlar [26]. Pyatnitskii ve Skorodinskii [27], Lur'e'nin orijinal problemini DME'ler içeren dışbükey optimizasyon problemine dönüştürerek elipsoid algoritmasıyla çözmüştür. Bilindiği kadarıyla Pyatnitskii ve Skorodinskii, Lyapunov fonksiyonunu dışbükey optimizasyon problemi şeklinde ifade eden ve bu optimizasyon problemini çözen ilk kişilerdir [23].

Literatürde doğrusal matris eşitsizlikleri üzerine yazılmış teorik ve pratik bir çok kitap bulunmaktadır. Bunların en önemlilerinden biri Boyd ve arkadaşları tarafından yazılmış olan "Linear matrix Inequalities in System and Control Theory" isimli uygulamalı matematik kitabıdır [23]. Skelton ve Iwasaki, 1995 yılında yayınladıkları makalede [28], DME tekniğiyle çözülebilecek 17 farklı kontrol problemini ele alırlar. Ghaoui ve Niculescu [29], toplam 33 yazarın 17 farklı çalışmasını derleyerek bu alanda bir kitap yayınlarlar. Duan ve Yu tarafından yazılmış [26], "LMIs in control systems: analysis, design and applications" adındaki kitap ise bu alandaki bir diğer önemli kitaptır.

4.2.1 Durum Geri-beslemeli H_∞ Kontrolör Tasarımı

Doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemin durum-uzay ifadesi,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax(t)+B_1u(t)+B_2w(t) \\ z(t) &= Cx(t) \end{aligned} \tag{4.6}$$

şeklinde verilir. Burada $x(t) \in \mathbb{R}^n$ durum vektörü, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ kontrol girişi, $w(t) \in \mathbb{R}^m$ bozucu giriş, $z(t) \in \mathbb{R}^n$ ise sistemin performans çıkışını temsil eder.

$K \in \mathbb{R}^{mxn}$ olmak üzere aşağıdaki gibi durum geri-beslemeli bir kontrol kanunu seçilir,

$$u(t) = Kx(t) \tag{4.7}$$

ve bu kontrol kanunu açık çevrim sistemde(4.6) yerine yazılırsa,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A + B_1 K)x(t) + B_2 w(t) \\ z(t) &= Cx(t) \end{aligned} \tag{4.8}$$

kapalı çevrim sistemi elde edilir.

Denklem (4.8) ile ifade edilen bir sistemin H_∞ normu,

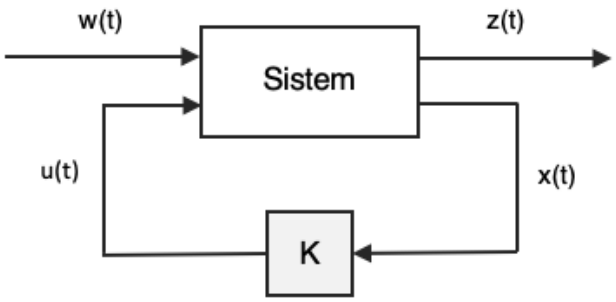
$$||G||_\infty = sup \frac{||z||_2}{||w||_2}$$

biçiminde tanımlanır.

T_{zw} sistemin bozucu girişinden, performans çıkışına transfer fonksiyonu olmak üzere durum geri-beslemeli H_∞ kontrolcünün amacı,

$$||T_{zw}||_\infty < \gamma \tag{4.9}$$

eşitsizliğini sağlayan bir skaler γ bulmaktır.



Şekil 4.1 Tasarlanan kontrolcünün blok diyagramı

Böylece, H_∞ performans kriteri,

$$z(t)^T z(t) - \gamma^2 w(t)^T w(t) < 0 \tag{4.10}$$

olarak yazılabilir.

$P = P^T > 0$ olmak üzere, $V = x(t)^T P x(t)$ biçiminde bir karesel Lyapunov fonksiyonu mevcuttur ve bu fonksiyonun türevi,

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}^T(t) P x(t) + x^T(t) P \dot{x}(t) \tag{4.11}$$

şeklinde yazılır.

Optimal durum geri-beslemeli H_∞ kontrolcü probleminin çözümü bu aşamadan sonra,

$$\dot{V}(x(t)) + z(t)^T z(t) - \gamma^2 w(t)^T w(t) < 0 \tag{4.12}$$

ifadesi için pozitif skaler γ'yı minimize edecek biçimde yukarıdaki matris eşitsizliğinin çözümüne dönüşür.

Denklem (4.8), Denklem (4.12)'da yerine yazılarak,

$$[(A + B_1 K)x(t) + B_2 w(t)]^T P x + x^T P[(A + B_1 K)x(t) + B_2 w(t)] + x(t)^T C^T C x(t) - \gamma^2 w(t)^T w(t) < 0 \tag{4.13}$$

elde edilir. Bu ifade biraz düzenlenerek,

$$x(t)^T (A + B_1 K)^T P x(t) + w(t)^T B_2^T P x(t) + x(t)^T P (A + B_1 K) x(t) + x(t)^T P B_2 w(t) + x(t)^T C^T C x(t) - \gamma^2 w(t)^T w(t) < 0 \tag{4.14}$$

ve soldan $[x(t) \quad w(t)]^T$ ve sağdan $[x(t) \quad w(t)]$ parantezlerine alınarak,

$$\begin{bmatrix} x(t) \\ w(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} (A + B_1 K)P + P(A + B_1 K) + C^T C & PB_2 \\ PB_2^T & -\gamma^2 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ w(t) \end{bmatrix} < 0 \tag{4.15}$$

İfadesi elde edilir.

Bakıldığında, bu ifadenin hala doğrusal olmayan terimler içerdiği görülür. Schur açılımı [23] yardımıyla,

$$(A+B_1K)P + P(A+B_1K) + C^TC - PB_2\frac{-I}{\gamma^2}B_2^TP < 0 \tag{4.16}$$

bulunur. Bu ifadeyi soldan ve sağdan P^{-1} ile çarpalım ve Schur tümleyeni ile kapatalım. Daha sonra $X = P^{-1}$ dönüşümü yapalım,

$$\begin{bmatrix} (A+B_1K)X + X(A+B_1K)^T + XC^TCX & B_2 \\ B_2^T & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \tag{4.17}$$

KYP(Kalman-Yakubovich-Popov) yardımcı teoremi [23] kullanılarak bu ifade,

$$\begin{bmatrix} (A+B_1K)X + X(A+B_1K)^T & B_2 \\ B_2^T & -\gamma I \end{bmatrix} + \frac{1}{\gamma}\begin{bmatrix} XC^T \\ 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} CX & 0 \end{bmatrix} < 0 \tag{4.18}$$

şeklinde yazılır ve tekrar Schur tümleyeni ile kapatılırsa,

$$\begin{bmatrix} (A+B_1K)X + X(A+B_1K)^T & B_2 & XC^T \\ B_2^T & -\gamma I & 0 \\ CX & 0 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \tag{4.19}$$

DME'si elde edilir. Halen bu ifadede doğrusal olmayan bulunmaktadır. $W = KX$ değişken dönüşümünü uygulayarak,

$$\begin{bmatrix} AX + XA^T + B_1W + W^TB_1^T & B_2 & XC^T \\ B_2^T & -\gamma I & 0 \\ CX & 0 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \tag{4.20}$$

doğrusal matris eşitsizliği bulunmuş olur.

Bu aşamadan itibaren (4.20) doğrusal matris eşitsizliği bir konveks optimizasyon problemidir. Yarıtanımlı programlama yöntemi kullanılarak γ'yı minimize edecek şekilde bu DME çözülürse H_∞ kontrol problemi de çözülmüş olur.

Burada H_∞ kontrolcü kazancı,

$$K = WX^{-1} \tag{4.21}$$

olarak ifade edilir.

4.2.2 Eyleyici Doyumu Tasarımı

Tasarlanacak kontrolcünün pratikte uygulanabilir olması için kontrol kuvvetinin doyumlu olması önem arz etmektedir. Aksi halde, sentezlenen kontrolcü çok büyük ve gerçekte uygulanamayacak kontrol kuvvetlerinin hesaplanmasına neden olabilir.

Bu amaçla elipsoid tabanlı bir eyleyici doyumu kontrolcü sentezine ilave edilmiştir.

Kontrol girişi için kontrol kuvveti kısıtı $||u(t)||_2 \leq u_{max}$,

$$\sqrt{u(t)^T u(t)} \leq u_{max} \tag{4.22}$$

olarak ifade edilebilir.

Denklem (4.21)'deki kontrolcü kazancı ifadesi durum geri-besleme kontrol kanunu olan $u(t) = Kx(t)$ ile birlikte (4.22) ifadesinde yerine yazılır,

$$(WX^{-1}x(t))^T(WX^{-1}x(t)) \leq u_{max}^2 \tag{4.23}$$

ve bu ifade soldan ve sağdan $\frac{1}{u_{max}^2}$ ile çarpılırsa,

$$\frac{1}{u_{max}^2} x(t)^T X^{-T} W^T W X^{-1} x(t) \leq 1 \tag{4.24}$$

eşitsizliği elde edilir. Bu eşitsizlik $x(t) \in \epsilon_{\frac{1}{u_{max}^2} X^{-T} W^T W X^{-1}}$ elipsoidini belirtir ve $\epsilon_{X^{-1}}$ tarafından kapsanır. Buradan,

$$X^{-1} \geq \frac{1}{u_{max}^2} X^{-T} W^T W X^{-1} \tag{4.25}$$

eşitsizliği yazılabilir. Bu eşitsizliği sağdan ve soldan X ile çarparsak,

$$X \geq \frac{W^T W}{u_{max}^2} \tag{4.26}$$

ve Schur tümleyenini bu ifadeye uygulayarak

$$\begin{bmatrix} X & W^T \\ W & u_{max}^2 I \end{bmatrix} \geq 0 \tag{4.27}$$

doğrusal matris eşitsizliği elde edilmiş olur.

4.3 Dayanıklı, Eyleyici Doyumlu ve Durum Geri-beslemeli H_∞ Kontolör Tasarımı

Bir sistemi gerçek davranışını bire bir verecek şekilde modellemek neredeyse imkansızdır. O yüzden genellikle modeller, belli bir detay seviyesinde ve sadelikte, sistemin karakterini yansıtacak kadarıyla oluşturulur. Çalışma koşullarında, modellenen sistem modelinden farklı bir davranış gösterebileceği gibi çalışma koşullarına bağlı olarak modelde kullanılan parametreler de farklı değerler alabilirler.

Hidrolik kavramalar da parametre belirsizliklerinin yoğun olduğu karmaşık ve doğrusal olmayan sistemlerdir. Daha sonra Bölüm 5.3'de daha detaylı bahsedileceği gibi kavrama içerisindeki yağın tipi ve kavrama içerisindeki sürtünme plakalarının yüzey sıcaklığı gibi unsurlar kavrama dinamikleri üzerinde doğrudan ve büyük etkiler yaratmaktadır.

Bu kısımda tasarlanmış olan durum geri beslemeli ve eyleyici doyumlu H_∞ kontrolcü tasarımına politopik belirsizlik eklenerek dayanıklı bir kontrolcü elde edilecektir.

4.3.1 Politopik Belirsizlik

Politopik parametre belirsizliği içeren açık çevrim model,

$$\dot{x}(t) = A(\theta(t))x(t) + B_1(\theta(t))u(t) + B_2(\theta(t))\omega(t) \tag{4.28}$$

şeklinde ifade esilsin. Burada θ belirsiz parametrelerin oluşturduğu bir vektör olup ele alınan problem için bu vektör,

$$\theta(t) = [J_{ce}(t) \quad i_{gf}(t) \quad \mu(t)] \tag{4.29}$$

biçimindedir.

n_v elemanlı bir politopik belirsizlik kümesi Ω'yı ele alalım.

$$\omega^k = (A^k, B_1^k, B_2^k), \quad k = 1, 2, ..., n_v \tag{4.30}$$

Burada ω^k, belirsizlik kümesi Ω'nın dışbükey kabuğunu oluşturan köşe noktaları'nı temsil eder.

$$\Omega = co\left\{\omega^{(k)} | k = 1, 2, ..., n_v.\right\} \tag{4.31}$$

Bir başka deyişle, Ω belirsizlik kümesinin elemanları tüm köşe noktalarının dışbükey doğrusal kombinasyonlarından oluşur.

$$\Omega = \left\{\sum_{k=1}^{n_v} \alpha_k \omega^k | \alpha_k \geq 0, k = 1, 2, ..., n_v; \sum_{k=1}^{n_v} \alpha_k = 1\right\} \tag{4.32}$$

Pratikte, sistemi tüm yönleriyle ve tamamen gerçekçi bir şekilde ifade edecek matematiksel modeli oluşturmak neredeyse imkansız olduğundan genellikle sistemde belirsiz parametreler bulunmaktadır [30]. Bu belirsiz parametrelerin her birisi bir alt limit ve üst limit arasında doğrusal olarak gözlenebilirler. Böyle bir sistem ele alındığında parametrelerin alt ve üst limitlerinin kombinasyonlarıyla oluşturulmuş sistem matrisleri bir politopik kümenin köşe noktalarını ifade eder. Eğer n_p kadar belirsiz parametre var ise $n_v = 2^{n_p}$ kadar köşe noktasının olduğu açıktır.

Parametre belirsizlikleri içeren açık çevrim sistem 4.28'in politopik koordinatları,

$$\alpha_1 = \frac{J_{ce_{maks}} - J_{ce}}{J_{ce_{maks}} - J_{ce_{min}}} x \frac{\mu_{maks} - \mu}{\mu_{maks} - \mu_{min}} x \frac{i_{gf_{maks}} - i_{gf}}{i_{gf_{maks}} - i_{gf_{min}}} \tag{4.33}$$

$$\alpha_2 = \frac{J_{ce} - J_{ce_{min}}}{J_{ce_{maks}} - J_{ce_{min}}} x \frac{\mu_{maks} - \mu}{\mu_{maks} - \mu_{min}} x \frac{i_{gf_{maks}} - i_{gf}}{i_{gf_{maks}} - i_{gf_{min}}} \tag{4.34}$$

$$\alpha_3 = \frac{J_{ce_{maks}} - J_{ce}}{J_{ce_{maks}} - J_{ce_{min}}} x \frac{\mu_{maks} - \mu}{\mu_{maks} - \mu_{min}} x \frac{i_{gf} - i_{gf_{min}}}{i_{gf_{maks}} - i_{gf_{min}}} \tag{4.35}$$

$$\alpha_4 = \frac{J_{ce} - J_{ce_{min}}}{J_{ce_{maks}} - J_{ce_{min}}} x \frac{\mu_{maks} - \mu}{\mu_{maks} - \mu_{min}} x \frac{i_{gf} - i_{gf_{min}}}{i_{gf_{maks}} - i_{gf_{min}}} \tag{4.36}$$

$$\alpha_5 = \frac{J_{ce_{maks}} - J_{ce}}{J_{ce_{maks}} - J_{ce_{min}}} x \frac{\mu - \mu_{min}}{\mu_{maks} - \mu_{min}} x \frac{i_{gf_{maks}} - i_{gf}}{i_{gf_{maks}} - i_{gf_{min}}} \tag{4.37}$$

$$\alpha_6 = \frac{J_{ce} - J_{ce_{min}}}{J_{ce_{maks}} - J_{ce_{min}}} x \frac{\mu - \mu_{min}}{\mu_{maks} - \mu_{min}} x \frac{i_{gf_{maks}} - i_{gf}}{i_{gf_{maks}} - i_{gf_{min}}} \tag{4.38}$$

$$\alpha_7 = \frac{J_{ce_{maks}} - J_{ce}}{J_{ce_{maks}} - J_{ce_{min}}} x \frac{\mu - \mu_{min}}{\mu_{maks} - \mu_{min}} x \frac{i_{gf} - i_{gf_{min}}}{i_{gf_{maks}} - i_{gf_{min}}} \tag{4.39}$$

$$\alpha_8 = \frac{J_{ce} - J_{ce_{min}}}{J_{ce_{maks}} - J_{ce_{min}}} x \frac{\mu - \mu_{min}}{\mu_{maks} - \mu_{min}} x \frac{i_{gf} - i_{gf_{min}}}{i_{gf_{maks}} - i_{gf_{min}}} \tag{4.40}$$

olarak yazılır. Yukarıdaki koordinatların her biri için ayrı ayrı yazılmış politopun köşe noktalarını oluşturan açık çevrim sistemler, ileriki bölümde (4.48) - (4.55) denklemleri ile verilmiştir.

4.3.2 Dayanıklı Durum Geri-beslemeli H_∞ Kontrolör Tasarımı

Politopik parametre belirsizlikleri içeren bir sistem,

$$\dot{x}(t) = A(\theta)x(t) + B_1(\theta)u(t) + B_2(\theta)\omega(t) \tag{4.41}$$

$$z(t) = Cx(t) \tag{4.42}$$

biçiminde ele alınsın. Bu durum uzay ifadelerinde yer alan, $A(\theta)$, $B_1(\theta)$, $B_2(\theta)$ sistemin politopik parametre belirsizliklerine bağlı bilinen ve uygun boyutlu sistem matrisleridir.

Seçilen durum geri-beslemeli kontrol kanunu $u(t) = Kx(t)$ açık çevrim sistemde yerine yazılacak olursa kapalı çevrim sistem,

$$\dot{x}(t) = (A(\theta) + B_1(\theta))x(t) + B_2(\theta) \tag{4.43}$$

$$z(t) = Cx(t) \tag{4.44}$$

biçiminde elde edilir. Elde edilen bu kapalı çevrim sistem için, Denklem (4.12)-Denklem (4.20) arası adımlar tekrar edilirse dayanıklı durum geri-beslemeli H_∞ kontrolör sentezine yönelik DME eşitsizliği,

$$\begin{bmatrix} A(\theta)X + XA(\theta)^T + B_1(\theta)W + W^T B_1(\theta)^T & B_2(\theta) & XC^T \\ B_2(\theta)^T & -\gamma I & 0 \\ CX & 0 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \tag{4.45}$$

şeklinde yazılır. Her bir θ koordinatı için bu DME yeniden yazılarak bu DME'ler, pozitif γ'yı en küçük yapmak üzere oluşturulmuş aynı konveks optimizasyon probleminde çözülecek olursa optimal dayanıklı durum geri-beslemeli H_∞ kontrolör kazancı K,

$$K = WX^{-1} \tag{4.46}$$

eşitliğinin çözümü sonucunda elde edilir.

Bu çalışmada ele alınan sistem için oluşturulmuş model Bölüm 3.3'de elde edilmiş olup modelde belirsizlik taşıyabilecek parametreler μ, J_{ce} ve $i_{gf} = i_g i_f$ olarak alınacaktır. Kontrolcü modelinde i_g ve i_f parametreleri daima birlikte yer aldığından bu iki parametre birleştirilerek i_{gf} adında tek bir parametreye düşürülmüştür. O halde, belirsizlik kümesine ait 2^3 köşe noktası elde edilecektir.

Bu parametrelerin alt ve üst limitleri arasında değiştiğini göz önünde bulundurarak,

$$\begin{aligned} J_{ce_{min}} \leq & J_{ce} \leq J_{ce_{max}} \\ i_{gf_{min}} \leq & i_{gf} \leq i_{gf_{max}} \\ \mu_{min} \leq & \mu \leq \mu_{max} \end{aligned} \tag{4.47}$$

köşe noktalarındaki açık çevrim sistemler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{x}_1(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec_{min}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{min} R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{gf_{min}} J_{ec_{min}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \tag{4.48}$$

$$\dot{x}_2(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec_{max}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{min} R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{gf_{min}} J_{ec_{max}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \tag{4.49}$$

$$\dot{x}_3(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec_{min}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{min} R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{gf_{max}} J_{ec_{min}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \tag{4.50}$$

$$\dot{x}_4(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec_{max}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{min} R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{gf_{max}} J_{ec_{max}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \tag{4.51}$$

$$\dot{x}_5(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec_{min}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{max} R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{gf_{max}} J_{ec_{min}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \tag{4.52}$$

$$\dot{x}_6(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec_{max}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{max} R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{gf_{min}} J_{ec_{max}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \tag{4.53}$$

$$\dot{x}_7(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec_{min}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{max} R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{gf_{max}} J_{ec_{min}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \tag{4.54}$$

$$\dot{x}_8(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{ec_{max}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{max} R_c Z A_{cl} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{gf_{max}} J_{ec_{max}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \tag{4.55}$$

Dayanıklılığı göz önünde bulundurulan parametrelerin alt-üst değerleri ve her bir köşe noktası için yazılan açık çevrim sistemlere ait sistem matrislerinin sayısal değerleri Bölüm 5'de verilmiştir.

5
Sistem Benzetimi

Bu bölümde, Bölüm 3.1'de verilen güç aktarım sistemi modeli (3.1-3.10) kullanılarak Simulink ortamında bir model hazırlanmış ve Bölüm 4'de elde edilen kontrolcüler çeşitli senaryolar altında bu modele uygulanarak performansları gözlenmiştir. Simulink ortamında hazırlanan sistem modeline ait bir resim Şekil 5.1'de görülebilir.

Benzetim çalışmlarında kullanılan PID kontrolör parametreleri P, I ve D sırasıyla 700, 200, 100 olarak ayarlanmıştır. Bu parametlerin bulunması tıpkı pratikte araç üzerinde olduğu gibi deneme yanılma yolu ile gerçekleşmiştir.

DME'leri bilgisayarlara tanıtmak amacıyla MATLAB için bir çok araç kutusu geliştirilmiştir. Bunlardan en bilineni ve en sık kullanılanı YALMIP'tir [31]. YALMIP ile bir çok DME çözücüsü kullanılabilmekte olup bu çalışmada LMI'ların çözümü için SeDuMi seçilmiştir [32].

Bölüm 4.2.1 ve Bölüm 4.2.2'de sentezlenen optimal durum geri-beslemeli H_∞ kontrolör ve eyleyici doyumu DME'leri kullanılarak elde edilen,

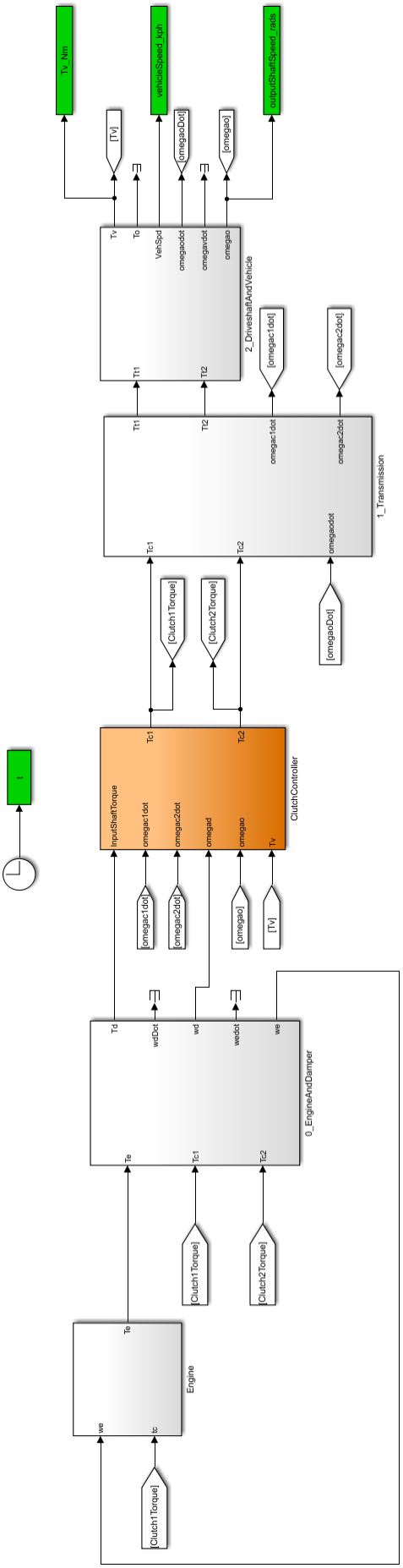
$$\begin{array}{ll} \min & \gamma \\ \text{Koşul:} & (4.20), (4.27) \end{array}$$

konveks optimizasyon problemi YALMIP ve SeDuMi araç kutuları ile çözdürüldüğünde eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolöre ait kontrol kanunu,

$$K = 10^6 \begin{bmatrix} 3.4714 & -0.9356 & 0.6542 \end{bmatrix}$$

ve minimum bozucu bastırma seviyesi $\gamma = 0.2183$ olarak elde edilir.

Kontrol kanununun hesaplanmasında kullanılan açık çevrim sistem Bölüm 3.1'de verilen parametreler kullanılarak,



Şekil 5.1 Sistemin Simulink modeli

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1.0925 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.8514\,10^{-3} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0712 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \qquad (5.1)$$

biçiminde hesaplanır. Kontolör tasarımında kullanılan performans çıkış matrisi C, aşağıdaki gibi seçilmiştir,

$$C = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 0.73 \end{bmatrix}$$

.

Kazancın hesaplanmasında kullanılan Matlab kodu Ek A.1'de görülebilir.

Benzer biçimde, eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli dayanıklı H_∞ kontrolöre ait kontrol kanunu ise,

$$\begin{aligned} &\min \quad \gamma \\ &\text{Koşul:} \quad (4.45), (4.27) \end{aligned}$$

konveks optimizasyon probleminin çözümüyle,

$$K_{dayanikli} = 10^6 \ [1.9307 \quad -1.0958 \quad 0.2057]$$

ve minimum bozucu bastırma seviyesi $\gamma = 0.8865$ olarak elde edilir.

Benzetim çalışmları boyunca kolaylık açısından, eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolöre kısaca H_∞ kontrolör ve eyleyici doyumlu dayanıklı durum geribeslemeli H_∞ kontrolöre ise dayanıklı H_∞ kontrolör denilecektir.

Dayanıklı kontrolör optimizasyonunda parametreler; $i_{gf_{min}} = 0.8 i_{gf}$, $i_{gf_{max}} = 1.2 i_{gf}$, $J_{ec_{min}} = 0.9 J_{ec}$, $J_{ec_{max}} = 1.1 J_{ec}$, $\mu_{min} = 0.5\mu$ ve $\mu_{max} = 1.5\mu$ olarak alınmıştır.

$$\dot{x}_1(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1.2139 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4257 * 10^{-3} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0989 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \quad (5.2)$$

$$\dot{x}_2(t) = \begin{bmatrix} 0 & -0.9932 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4257 * 10^{-3} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0809 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \quad (5.3)$$

$$\dot{x}_3(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1.2139 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4257 * 10^{-3} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0659 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \quad (5.4)$$

$$\dot{x}_4(t) = \begin{bmatrix} 0 & -0.9932 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4257 * 10^{-3} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0539 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \quad (5.5)$$

$$\dot{x}_5(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1.2139 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.0013 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0989 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \quad (5.6)$$

$$\dot{x}_6(t) = \begin{bmatrix} 0 & -0.9932 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.0013 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0809 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \quad (5.7)$$

$$\dot{x}_7(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1.2139 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.0013 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0659 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \quad (5.8)$$

$$\dot{x}_8(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0.9932 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.0013 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.0539 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t) \quad (5.9)$$

Dayanıklı durum geri-beslemeli kontrolör tasarımında kullanılan performans çıkış matrisi C aşağıdaki gibi seçilmiştir,

$$C = \begin{bmatrix} 1.1 & 0 & 0 \\ 0 & 7 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$

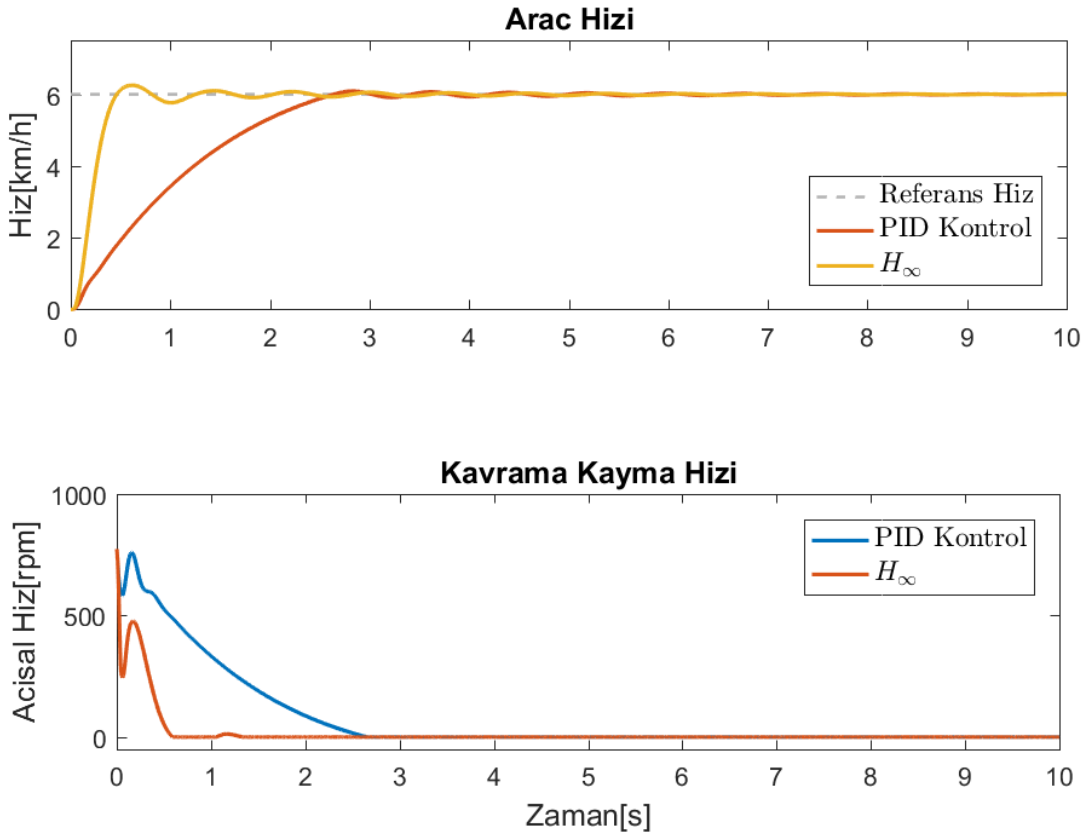
.

PID, eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ ve eyleyici doyumlu dayanıklı durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörlerinin her biri için kavrama içi basınç değişiminin üst limiti $u_{maksimum} = 50\ bar/s$ olarak alınmıştır.

5.1 Düz Yolda Durur Haldeki Arabanın Sürünme Kontrolü Benzetimi

Bu senaryoda araç düz yol üzerinde durur haldeyken sürünme yapmaya başlamaktadır. Aracın sürünmeye başladığı anda kavrama içi basınç ısırma noktasına(bite point) çok yakın bir durumdadır ve araç motoru rölanti hızında dönmektedir. Araç birinci vitesde sürünme yapmaktadır ve diğer kavrama tamamen açıktır. Yani, yalnızca birinci vitese ait olan kavrama üzerinden tork aktarılmaktadır.

Şekil 5.2'de düz yolda sürünme yapmakta olan bir araca ait PID ve H_∞ kontrolcülerin performansına ait benzetim sonuçları görülebilir. Bu kontrolörlerin yanıtlarına ait karakteristikler ise Tablo 5.1'de görülebilir. Sonuçlara bakıldığında H_∞ kontrolörünün çok kısa bir sürede hedeflenen hıza ulaştığı ve referans değere yerleştiği görülür. PID kontrolör daha az aşım yapmakla birlikte aşım değerleri arasındaki fark çok belirgin ve hissedilir olmamaktadır.



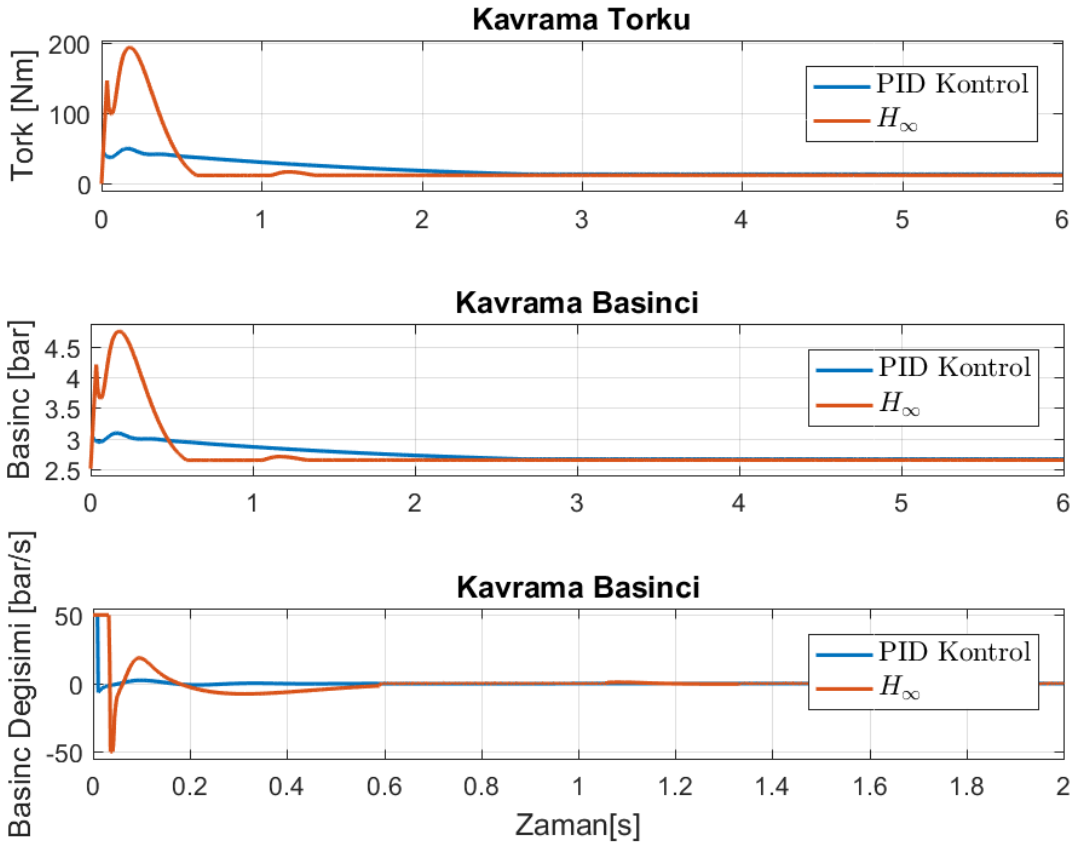
Şekil 5.2 Düz yolda sürünme yapan araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.1 Düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve H_∞

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.46	2.32	1.9	0
H_∞	4.18	0.41	0.28	0

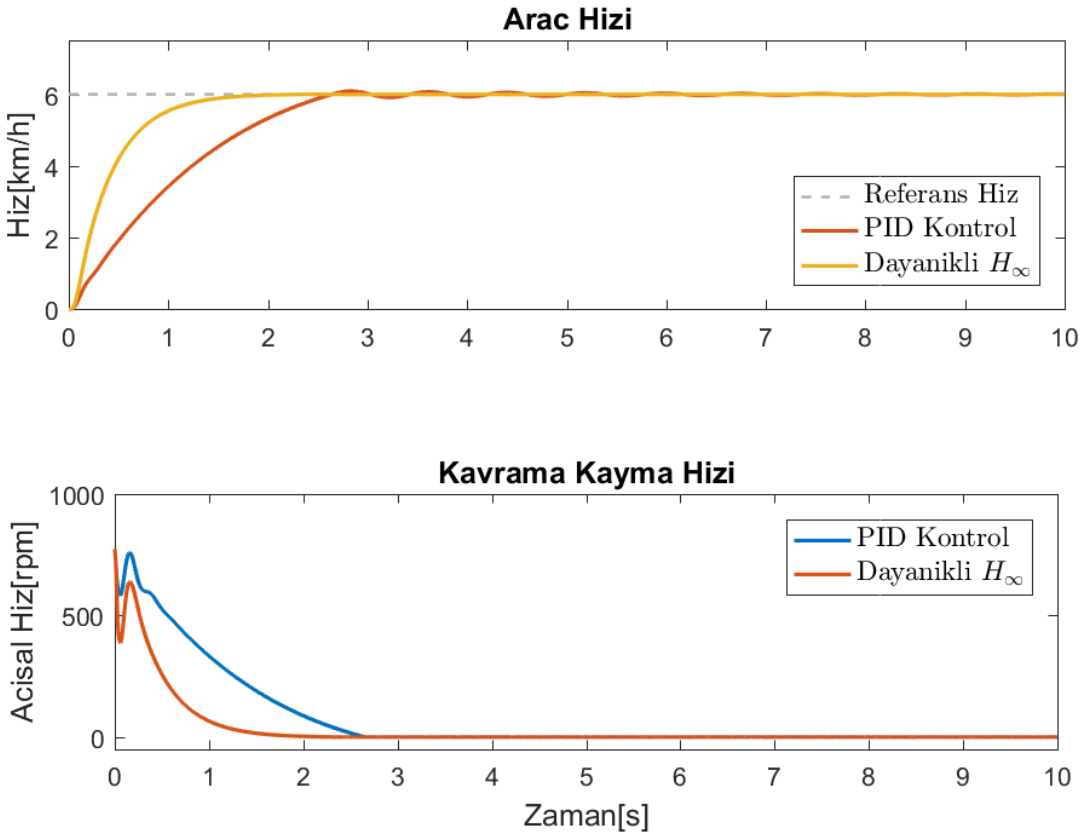
Şekil 5.3 bu kontrolörlerin ürettikleri basınç, tork ve basınç değişimlerini göstermektedir. Görülüyor ki her iki kontrolörün ürettiği kavrama basıncındaki değişim miktarı doyum limitleri dahilinde kalmaktadır. Her iki kontrolörün de kararlı hal durumundaki kavrama iç basıncı değerleri eşitlenmekte, geçici durumda ise eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolör ile kontrol edilen sistemin toplam kavrama içi basıncı PID kontrolöre göre çok daha yüksek olmaktadır. Bu durum H_∞ kontrolörün kontrol hızına bakıldığında beklenen bir durum olup, kavrama için bu değerdeki iç basınçlar gayet uygulanabilir kalmaktadır. Öyle ki, kavramanın iç basıncı çalışma koşullarında 7.5-8 bar seviyelerine kadar çıkar. Dolayısıyla, Şekil 5.3

gösteriyor ki eyleyici doyumlu H_∞ kontrolörün üreteceği basınç değişimleri pratikte uygulanabilir değişimlerdir.



Şekil 5.3 Düz yolda sürünme yapan araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Şekil 5.4 ve Tablo 5.2'de ise PID ve Dayanıklı H_∞ kontrolörlerine ait sonuçlar görülmektedir. Dayanıklı H_∞ kontrolörün yanıtı H_∞ kontrolörün yanıtına kıyasla(beklendiği gibi) biraz daha yavaş olmakla birlikte, dayanıklı kontrolör aracın hedeflenen hıza PID kontrolörün yarısı kadar zamanda ulaşmasını sağlamaktadır. Üstelik, dayanıklı H_∞ kontrolör herhangi bir aşım yapmamaktadır.

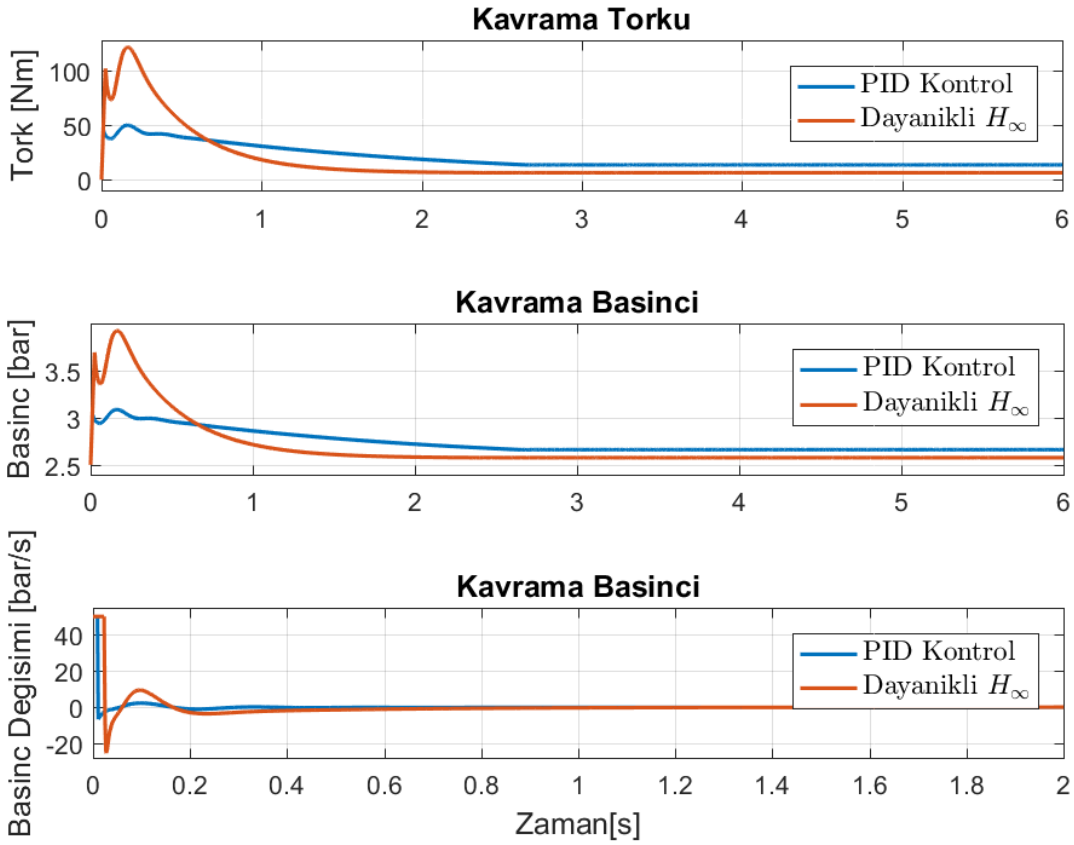


Şekil 5.4 Düz yolda sürünme yapan araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.2 Düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.46	2.32	1.9	0
Dayanıklı H_∞	-	1.16	0.81	0

PID ve dayanıklı durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörün ürettiği basınç ve tork değişimleri Şekil 5.5'de görülebilir. Buradaki değerlere bakıldığında eyleyici doyumlu dayanıklı durum geri-beslemeli H_∞ kontrolör ile kontrol edilen sistemin kavrama içi basıncı durum geri-beslemeli H_∞ kontrolöre göre daha küçük olmaktadır. Bu durum, dayanıklı H_∞ kontrolörün nominal H_∞ kontrolöre göre daha yavaş olması sebebiyle beklenen bir durumdur. Yine görülüyor ki, kavrama içi basınç ve basınç değişimi her iki kontrolör için limitler dahilinde kalmaktadır. Ancak, kararlı hal durumundaki kavrama içi basınca bakıldığında, eyleyici doyumlu dayanıklı durum geslemeli H_∞ kontrolörün PID kontrolöre göre daha küçük kavrama içi basınç ile kontrolünü gerçekleştridiği görülür.



Şekil 5.5 Düz yolda sürünme yapan araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Tablo 5.3'de düz yolda durur halden sürünme yapmaya başlayan araç için benzetim çalışmaları yapılan tüm kontrolörlerin karakteristik yanıtları görülebilir. Kontrolörlerin hiçbirisi kararlı hal hatasına sahip olmamakla birlikte, PID kontrolör en yavaş yükselme ve yerleşme zamanına sahiptir. Diğer kontrölerler ise referans değerine daha hızlı erişmelerine rağmen bir miktar daha fazla aşım yapmaktadırlar. Ancak bu değerler (yaklaşık %4 – %5) 6 km/h için hissedilebilir değerler olmamaktadırlar.

Tablo 5.3 Düz yolda giden araca ait sonuçlar

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.46	2.32	1.9	0
H_∞	4.18	0.41	0.28	0
Dayanıklı H_∞	-	1.16	0.81	0

5.2 Eğimli Yolda Durur Haldeki Arabanın Sürünme Kontrolü Benzetimi

Bu senaryoda araç farklı eğimlere sahip yokuş yukarı yollar üzerinde sürünme hareketine başlamaktadır. Aracın sürünmeye başladığı anda kavrama içi basınç ısırma noktasına(bite point) çok yakın bir durumdadır ve araç motoru rölanti hızında dönmektedir. Araç birinci vitesde sürünme yapmaktadır ve diğer kavrama tamamen açıktır. Yani, yalnızca birinci vitese ait olan kavrama üzerinden tork aktarılmaktadır.

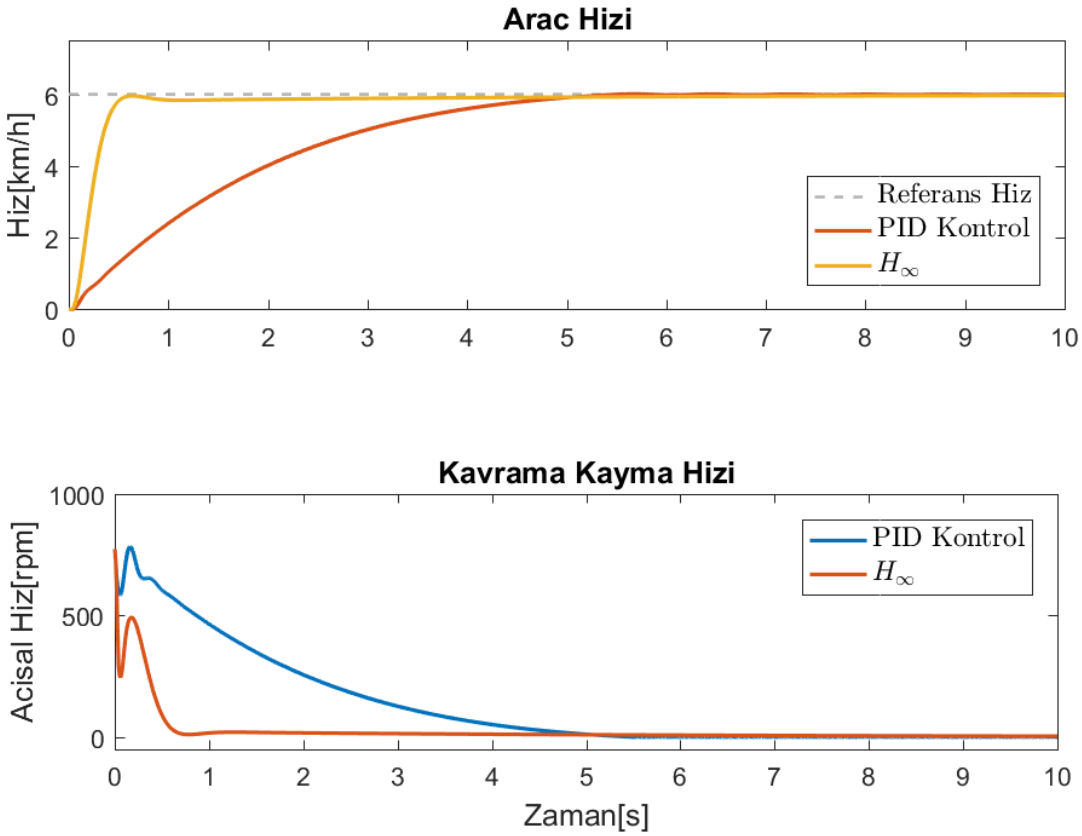
Yüzdesel olarak verilmiş bir yokuş eğimi, (5.10) ile hesaplanabilir.

$$^{\circ}Egim = arctan\frac{\%Egim}{100} \tag{5.10}$$

5.2.1 %5 Derece Eğimli Yol İçin Sonuçlar

Bu bölümde %5 derece eğimli yol üzerinde durur halden sürünme yapmaya başlayan araç için benzetim sonuçları görülebilir.

Şekil 5.6 ve Tablo 5.4'de PID ve H_∞ kontrolörlerinin benzetim sonuçları görülebilir. Buna göre PID kontrolörünün yanıtı düz yoldaki yanıtına göre oldukça yavaşlarken, H_∞ sonuçları neredeyse düz yoldaki kadar hızlı olmaktadır. Her iki kontrolör de kararlı hal hatasına sahip olmamaktadır.

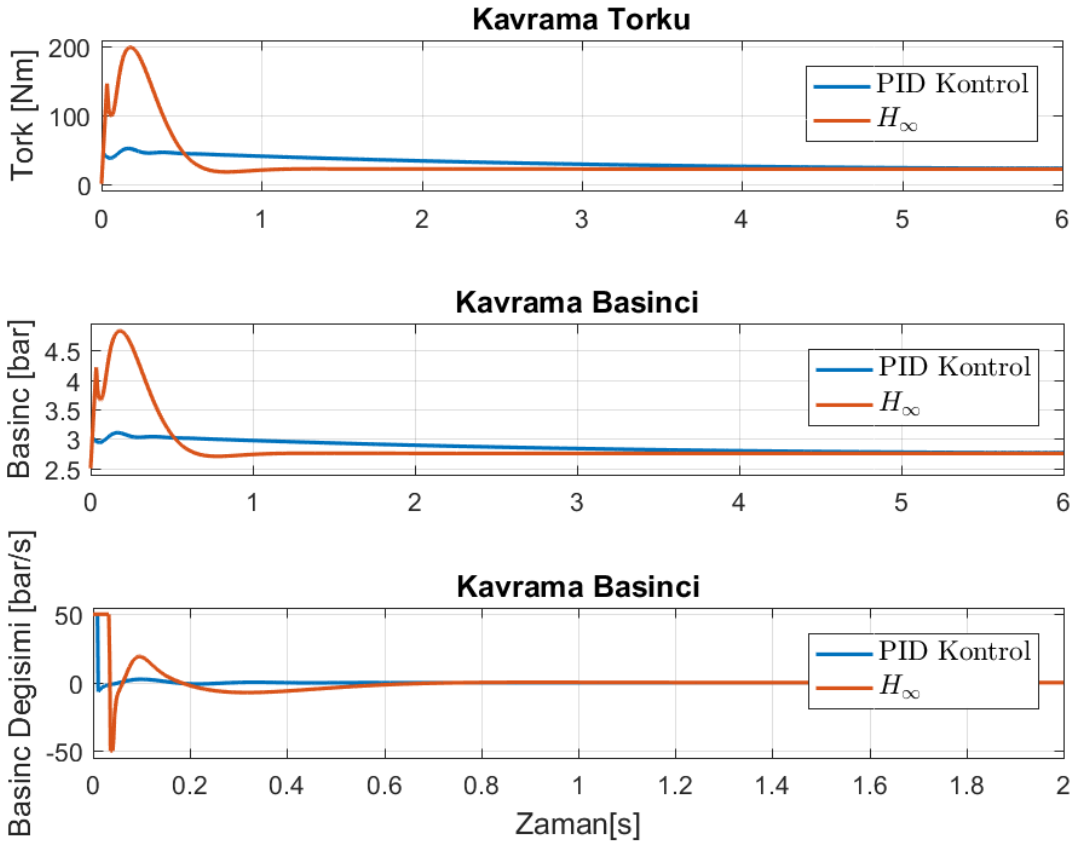


Şekil 5.6 %5 derece eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.4 %5 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞

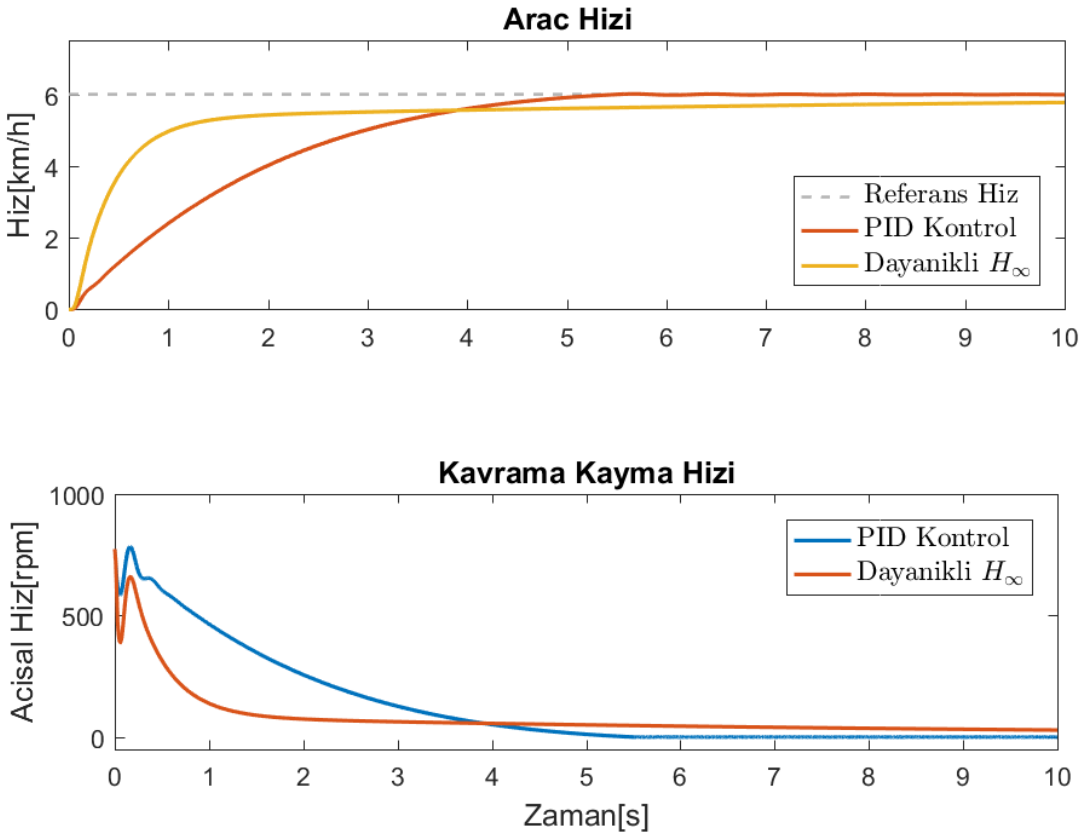
Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	0.15	4.26	3.37	0
H_∞	-	0.47	0.31	0

Şekil 5.7, %5 derece eğimli yol üzerinde durur halden sürünme yapmaya başlayan araçlar için kontrolörün ürettiği basınç ve tork değişimlerini göstermektedir. Buna göre, her iki kontrolör de basınç değişimi üst sınırını aşmamakta ve gerçeklenebilir kavrama içi basınçları ile kontrolü gerçekleştirmektedir. Kararlı hal durumundaki kavrama içi basınçların her iki kontrolör için de aynı olduğu görülür.



Şekil 5.7 %5 eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Şekil 5.8 ve Tablo 5.5 ise aynı senaryo için PID ve dayanıklı H_∞ kontrolörlerinin benzetim sonuçlarını gösterir. Dayanıklı kontrolcü her ne kadar referans hıza çok daha yavaş yerleşse de, PID kontrolcünün neredeyse yarısı kadarlık yükselme zamanına sahiptir. Bu, dayanıklı H_∞ kontrolörün daha hızlı referans hıza yaklaştığını ve her ne kadar hedefe oturması zaman alsa da hedef hıza çok yakın seyrettiği anlamına gelmektedir. Yoğun trafikte seyretmekte olan bir sürücü için 5.5 km/h ya da 6 km/h hız ile seyahat ediyor olmanın çok farkı yoktur. Bu yüzden daha yavaş bir yerleşme zamanının bir problem yaratacağı söylenemez. Dayanıklı kontrolör bir miktar kararlı hal hatasına sahip olmakla birlikte bu 10 saniyelik benzetim süresi için geçerlidir. Dikkat edilecek olursa dayanıklı kontrolör çok yavaş da olsa hedef hıza halen daha yaklaşmaktadır.

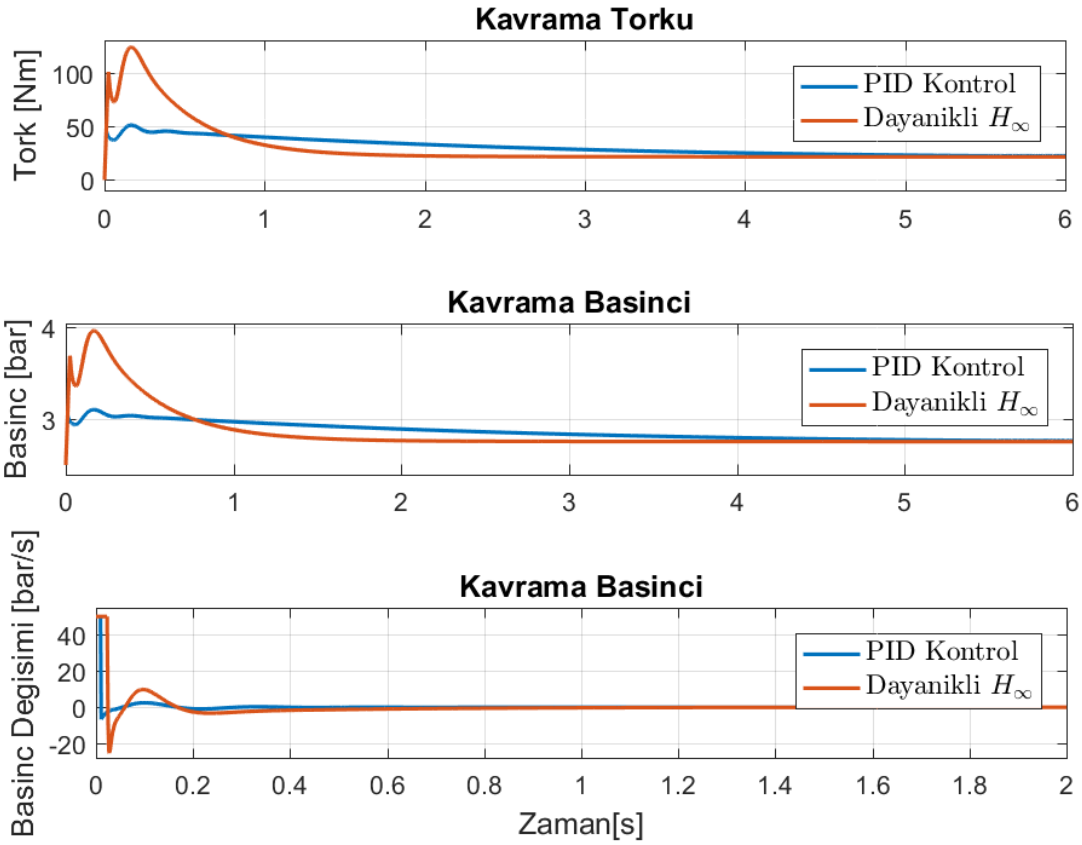


Şekil 5.8 %5 eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.5 %5 eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	0.15	4.26	3.37	0
Dayanıklı H_∞	-	7.52	1.75	0.2

Şekil 5.9'e bakıldığında görülür ki her iki kontrolörün de kavrama içi basınç değişimi doyum limitleri içerisinde kalmaktadır. Referans hıza ulaşıldığında kavrama içi basınç her iki kontrolcü için de aynı olmakta ve geçici yanıt süresince kavrama içi basınç gerçeklenebilir ve beklenilen değerler almaktadır.



Şekil 5.9 %5 eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Tablo 5.6'den %5 eğimli bir yolda durur halden sürünme yapmaya başlayan araç için gerçekleştirilen tüm kontolörlere ait benzetim cevaplarının karakteristikleri görülebilir. Buna göre H_∞ ve dayanıklı H_∞ aşım yapmamakta, PID ise çok küçük bir aşım yapmaktadır.

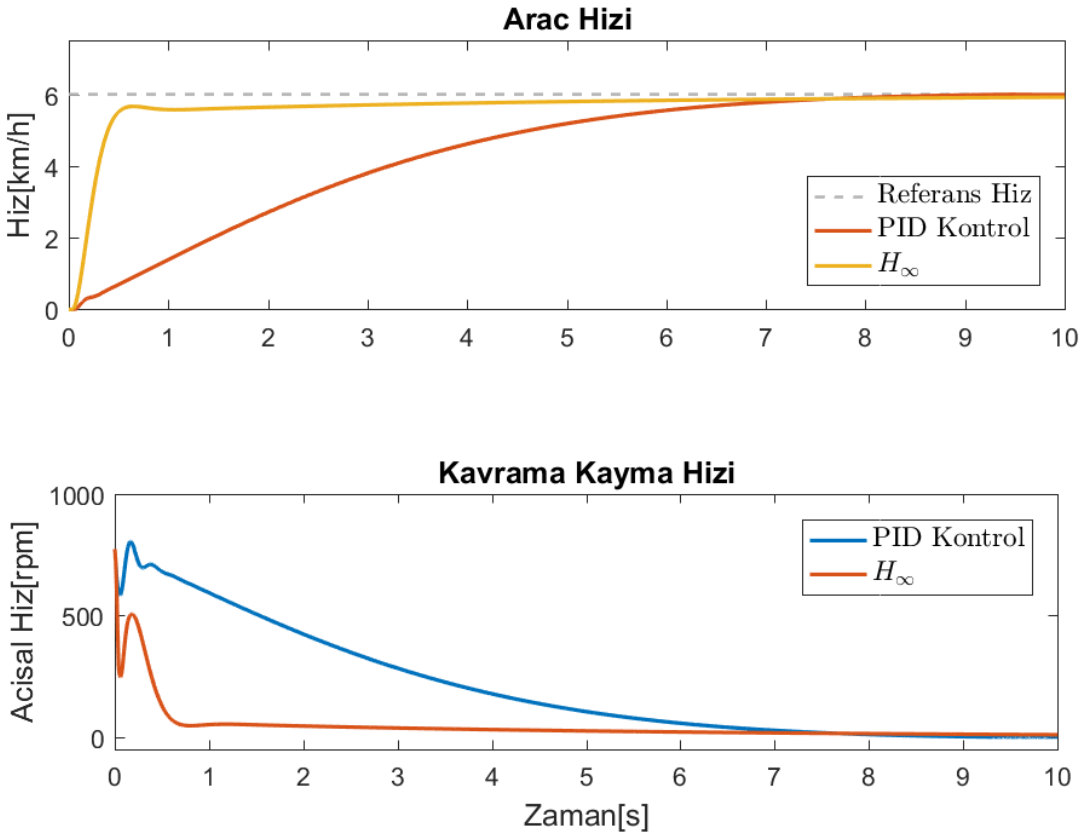
Tablo 5.6 %5 eğimli yol için sonuçlar

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	0.15	4.26	3.37	0
H_∞	-	0.47	0.31	0
Dayanıklı H_∞	-	7.52	1.75	0.2

5.2.2 %10 Derece Eğimli Yol İçin Sonuçlar

Bu bölümde %10 derece eğimli yol üzerinde durur halden sürünme yapmaya başlayan araç için benzetim sonuçları görülebilir.

Şekil 5.10 ve Tablo 5.7'de PID ve H_∞ kontrolörlerinin benzetim sonuçları görülebilir. Sonuçlara bakılacak olursa, PID kontrolör referans değerine oldukça geç yaklaşırken, H_∞ kontrolör kısa zamanda referans değerini yakalamış ve neredeyse eğimden etkilenmemiş gibi görünmektedir. Her iki kontrolcü de aşım yapmamakta ve kararlı hal hatası meydana gelmemektedir.



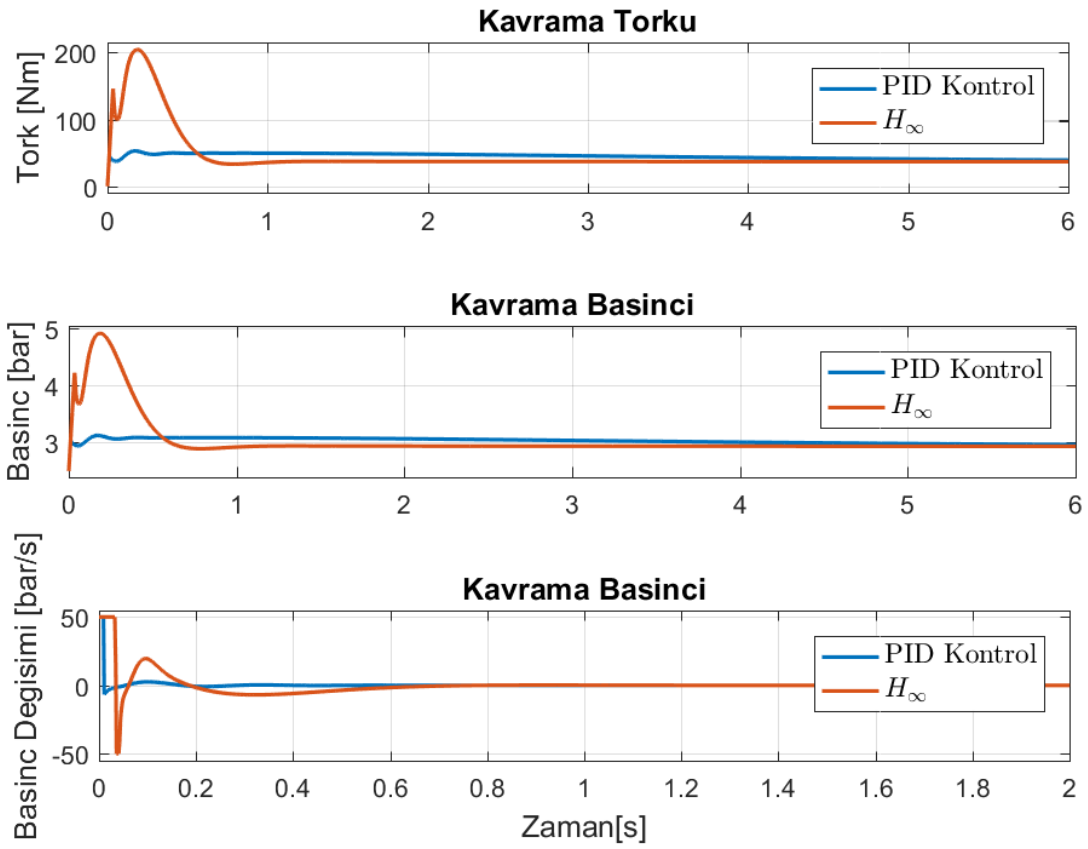
Şekil 5.10 %10 derece eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.7 %10 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	-	6.59	5.10	0
H_∞	-	2.97	0.36	0

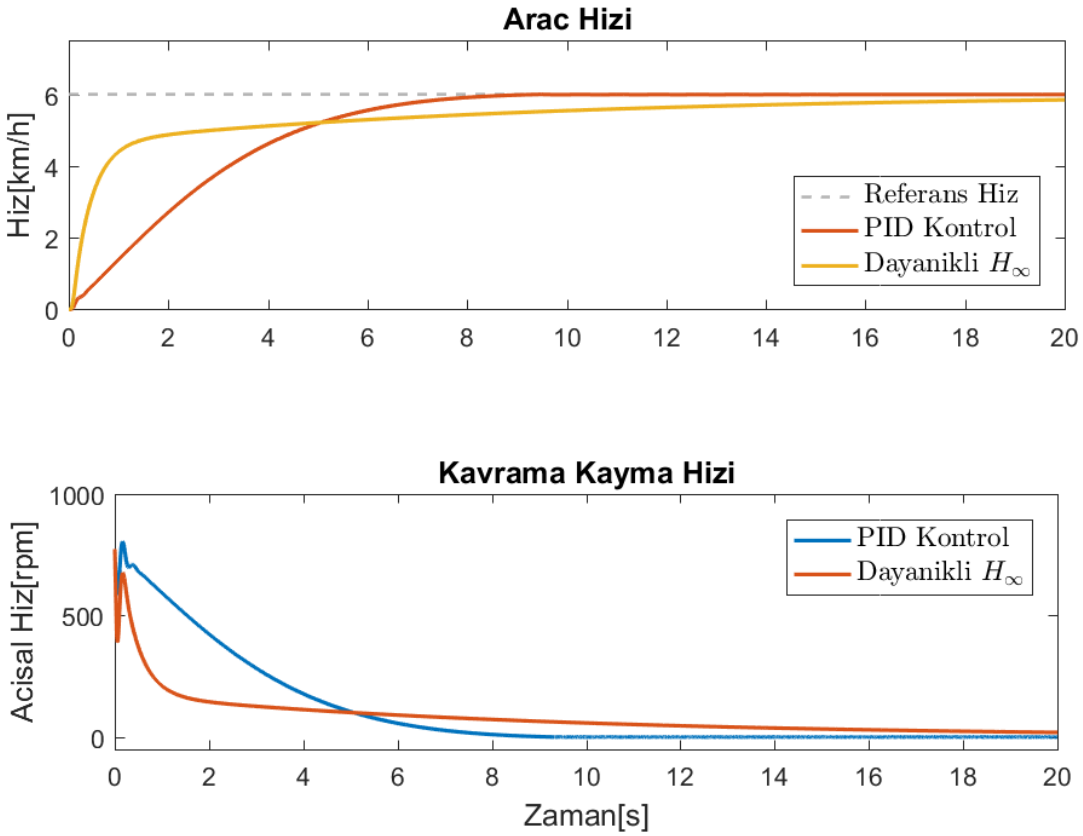
Şekil 5.11, %10 derece eğimli yol için PID ve eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörlerin ürettiği basınç ve tork değişimlerini göstermektedir. Şekle bakıldığında görülür ki her iki kontrolörün de ürettiği kavrama içi basınç değişimleri

doyum sınırları dahilinde kalmaktadır. Kavrama içi basınç değerleri ise pratikte uygulanabilir ve beklenilen değerlerdir.



Şekil 5.11 %10 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Şekil 5.12 ve Tablo 5.8'de ise PID kontrolör ve Dayanıklı H_∞ kontrolör karşılaştırılmıştır. Sonuçlar Dayanıklı H_∞ kontrolörün PID kontrolcüye göre daha yavaş kaldığını göstermektedir. Her iki kontrolcü de referans değerlerine aşım yapmadan yaklaşmaktadırlar.

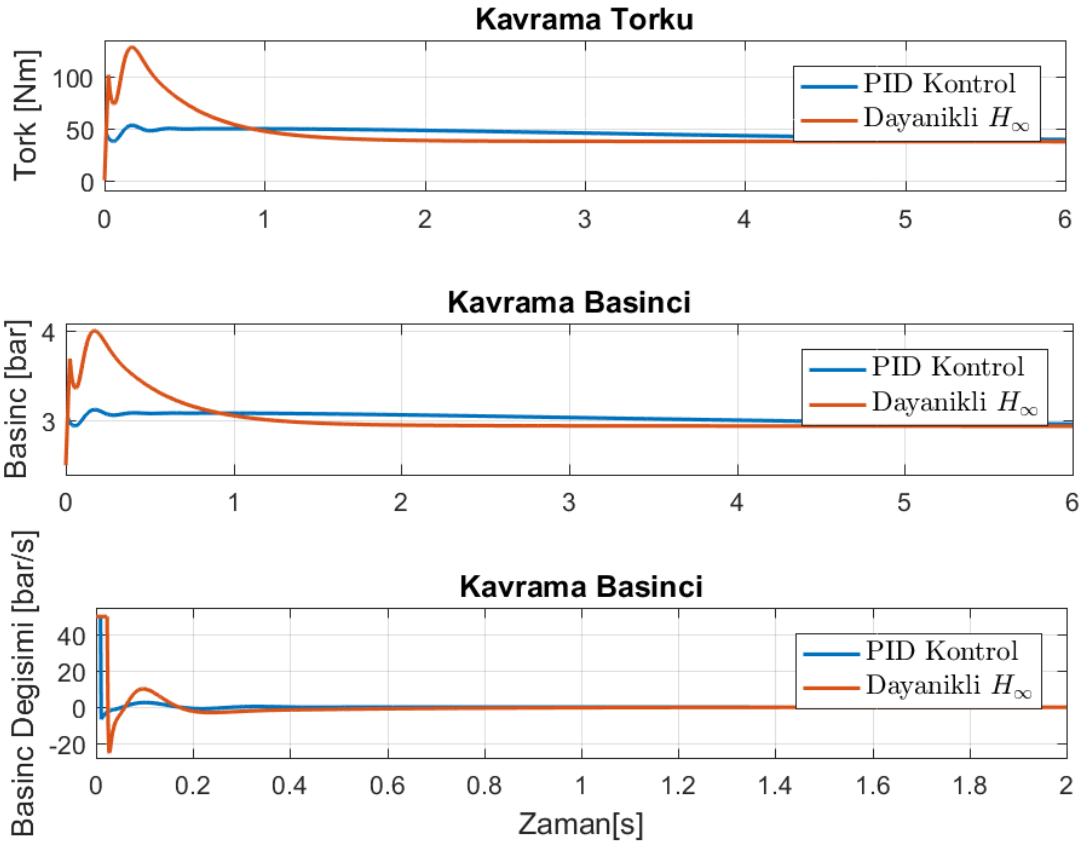


Şekil 5.12 %10 eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.8 %10 eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı $H\infty$

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	-	6.59	5.10	0
Dayanıklı H_∞	-	13.87	7.41	0.06

Şekil 5.13 ise %10 derece eğimli yol üzerinde durur halden sürünme yapmaya başlayan araca PID ve eyleyici doyumlu dayanıklı durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörlerin ürettiği basınç ve tork değişimlerini göstermektedir. Buna göre her iki kontrolörün de uyguladığı kontrol girişi olan kavrama içi basıncının değişimi doyum üst limitleri içinde kalmakta ve kavrama içi basınç miktarları kontrol süresince gerçeklenebilir ve beklenilen değerler almaktadır.



Şekil 5.13 %10 eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Tablo 5.9 bu senaryo için benzetimi yapılan tüm kontrolörlerin karakteristiklerine ait verileri içerir. Buna göre dayanıklı H_∞ kontrolör diğer kontrolörlere göre yavaş kalmaktadır.

Tablo 5.9 %10 eğimli yol için sonuçlar

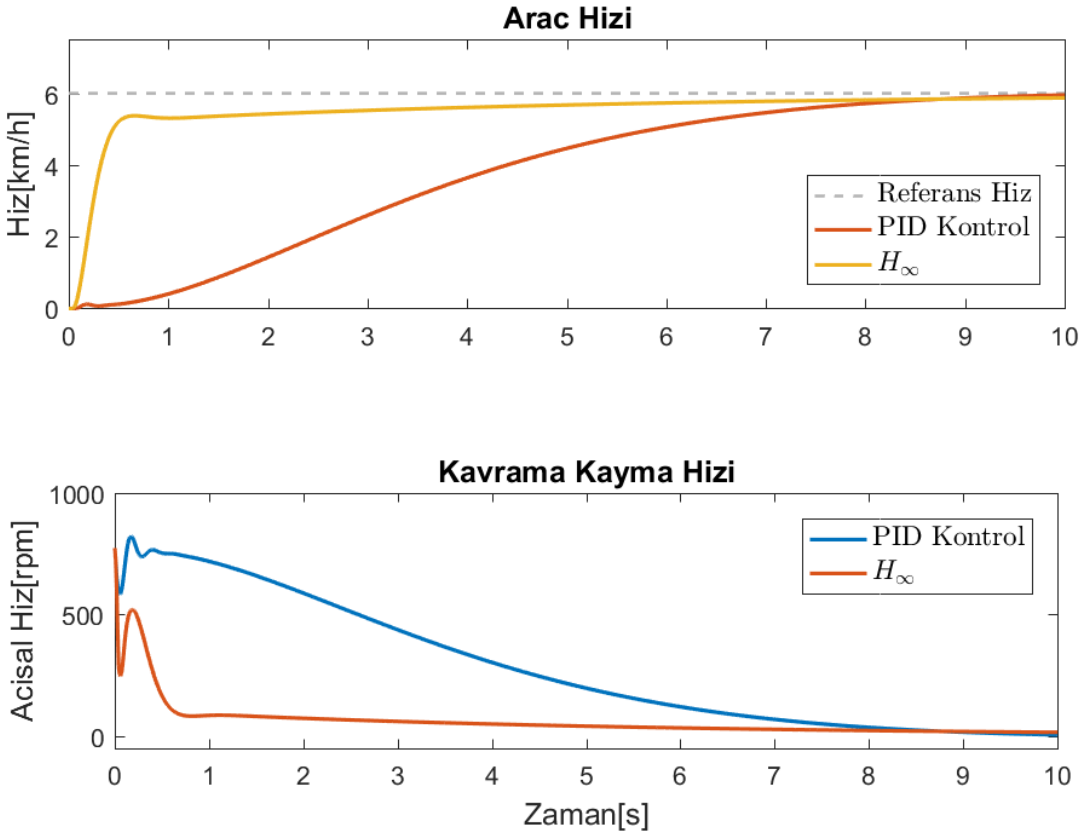
Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	-	6.59	5.10	0
H_∞	-	2.97	0.36	0
Dayanıklı H_∞	-	13.87	7.41	0.06

5.2.3 %15 Derece Eğimli Yol İçin Sonuçlar

Bu bölümde %15 derece eğimli yol üzerinde durur halden sürünme yapmaya başlayan araç için benzetim sonuçları görülebilir.

Şekil 5.14 ve Tablo 5.10'de %15 derece eğimli yol üzerindeki PID ve H_∞

kontrolörlerinin benzetim sonuçları görülebilir. Daha önce %10 derece eğimli yoldakine benzer şekilde PID kontrolör daha yavaş bir performans sergilemektedir. Ancak diğer taraftan H_∞ kontrolör aynı hızlı yanıtını neredeyse korumaktadır.

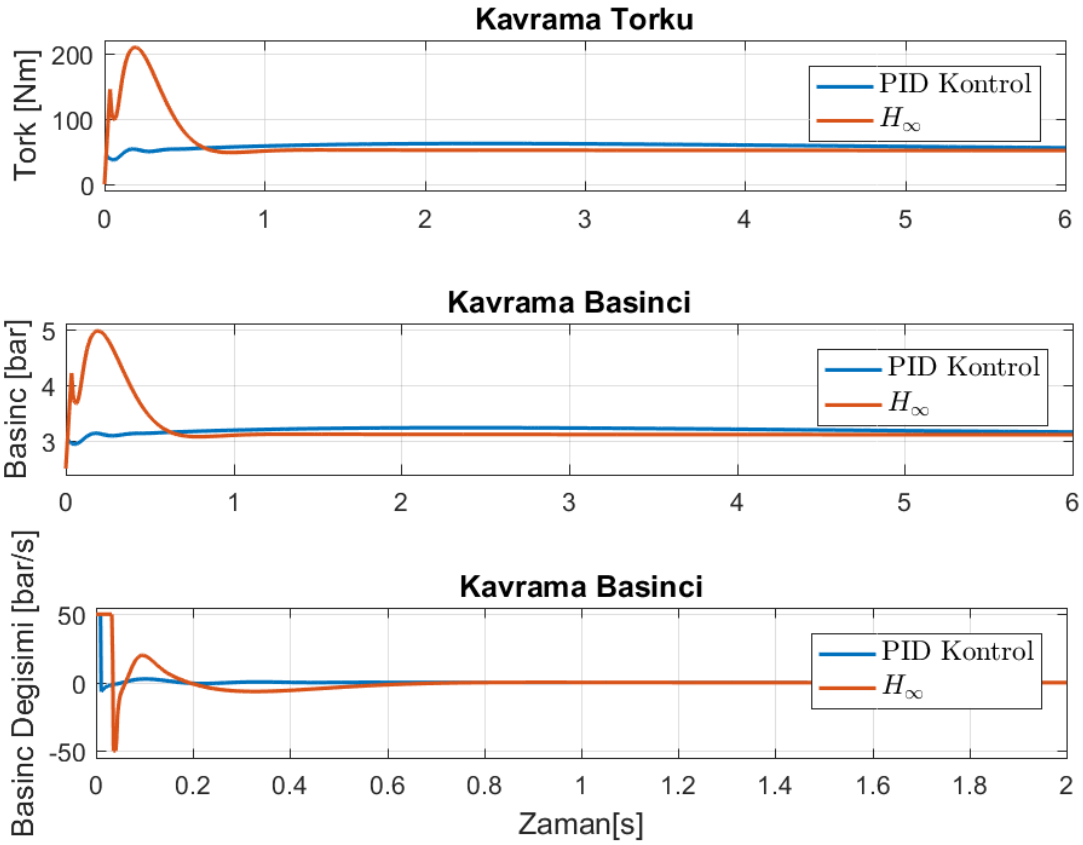


Şekil 5.14 %15 derece eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.10 %15 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞

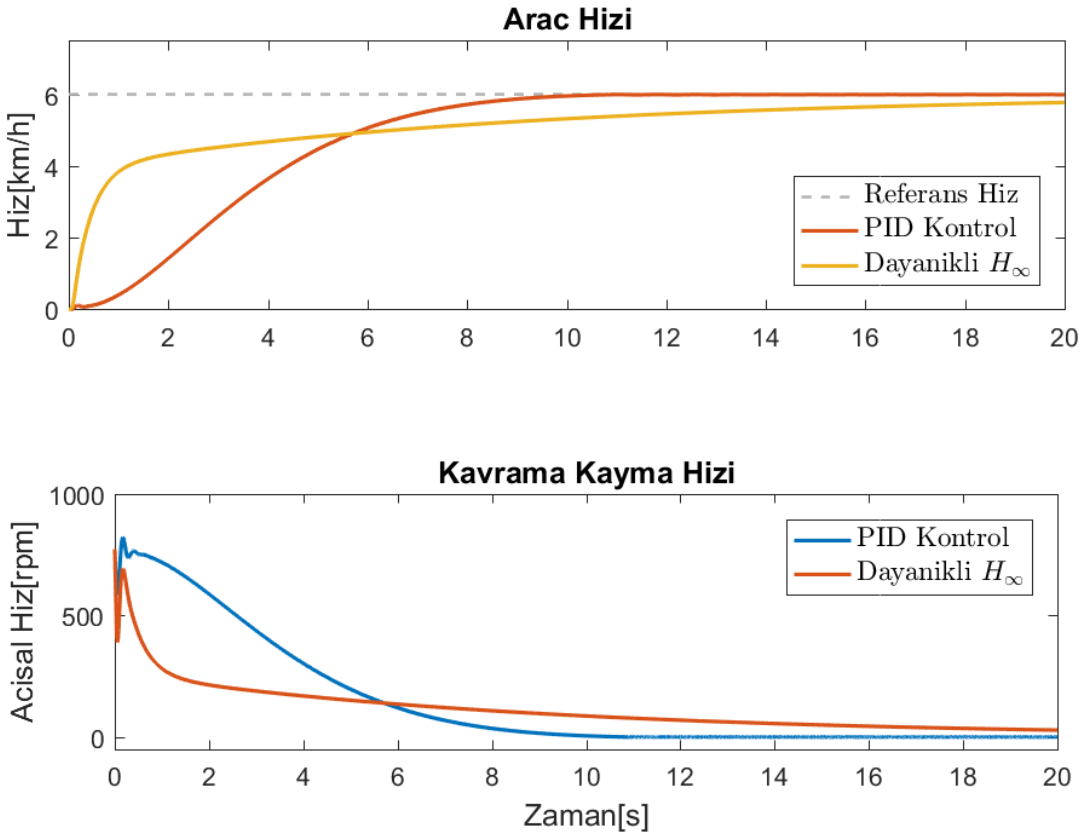
Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	-	7.93	5.59	0
H_∞	-	5.46	1.70	0.13

Şekil 5.15'de %15 derece eğimli yol için PID ve eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrol girişleri görülebilir. Buna göre her iki kontrolcü de eyleyici doyumu üst limitini aşmadan sistemin kontrolünü gerçekleştirmektedirler. Bakıldığında, eyleyici doyumlu H_∞ kontrolörün kontrol ettiği sistemde sürekli hal durumunda kavrama içi basıncın daha az olduğu görülür.



Şekil 5.15 %15 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Şekil 5.16 ve Tablo 5.11'de ise PID ve dayanıklı H_∞ kontrolör karşılaştırılmıştır. Buna göre, dayanıklı kontrolör PID kontrolöre göre çok daha yavaş bir performans sergilemektedir.

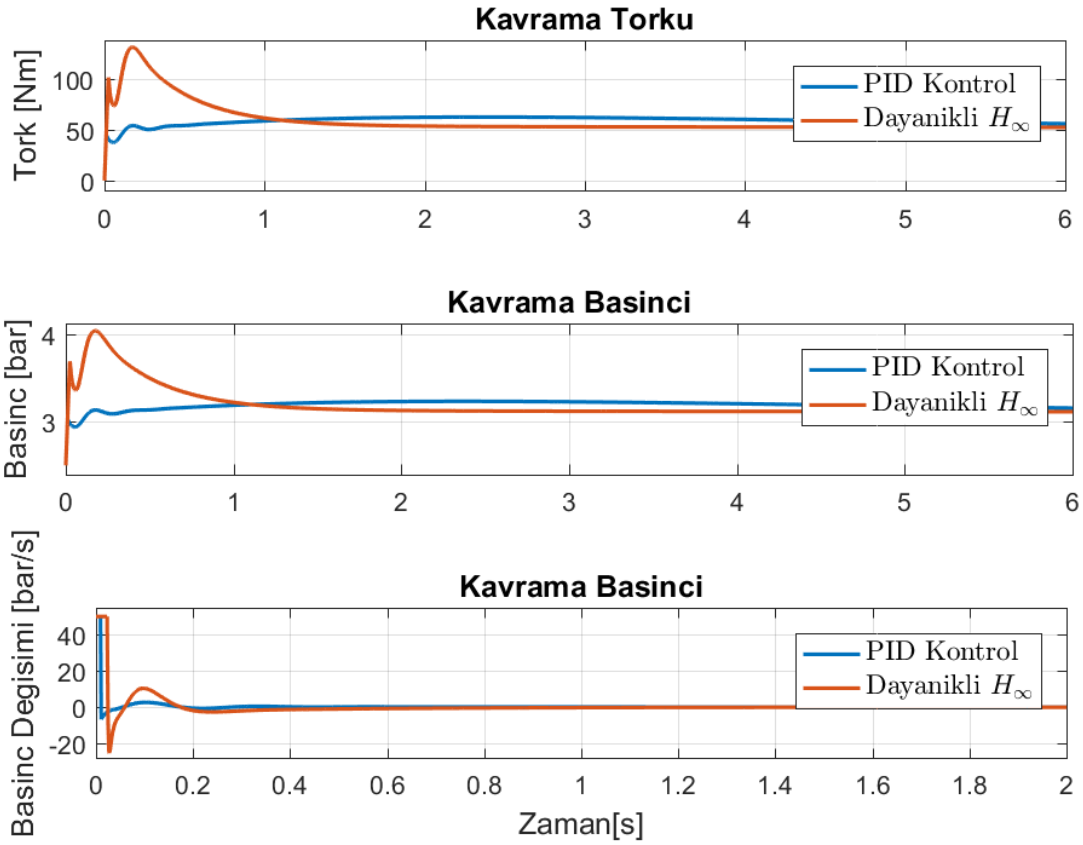


Şekil 5.16 %15 derece eğimli yolda sürünme yapan aracın sistem benzetim sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.11 %15 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	-	7.93	5.59	0
Dayanıklı H_∞	-	17.54	11.04	0.08

Şekil 5.17, PID ve dayanıklı eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolcülerin uyguladıkları basınç ve tork değişimlerini göstermektedir. Şekilden her iki kontrolcünün de kavrama basınç değişiminin eyleyici doyumu üst sınırını aşmadığı görülebilir. Her iki kontrolör için de kavrama içi basınç gerçeklenebilir ve beklenilen değerler almaktadır.



Şekil 5.17 %15 derece eğimli yol için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

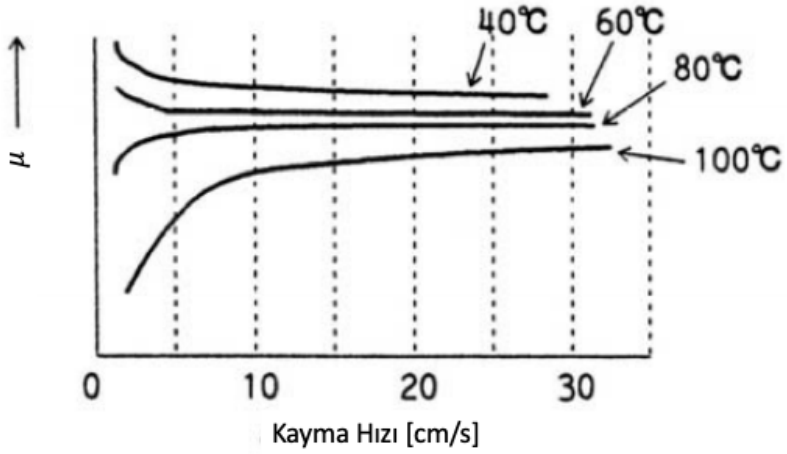
Tablo 5.12, %15 derece eğimli yol senaryosu için tüm kontrolörlerinin karakteristik değerlerini içerir. Dayanıklı kontrolörün çok yavaş bir performans gösterdiği görülür.

Tablo 5.12 %15 eğimli yol için sonuçlar

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	-	7.93	5.59	0
H_∞	-	5.46	1.70	0.13
Dayanıklı H_∞	-	17.54	11.04	0.08

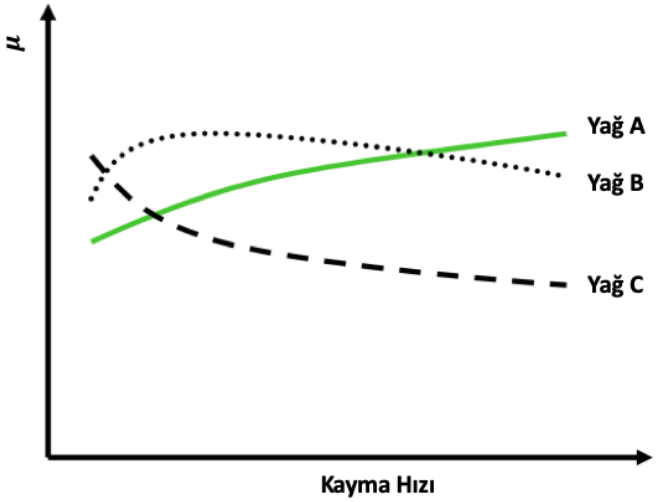
5.3 Değişen Kavrama Sürtünme Katsayısı μ İçin Sistem Benzetimi

Kavrama plakalarının yüzeyindeki sıcaklık değişimi, bu plakaların sürtünme katsayısını önemli ölçüde etkilemektedir. Şekil 5.18'de görüleceği üzere, sürtünme katsayısı farklı sıcaklıklarda farklı değerler almakta ve hatta kayma hızı-sürtünme katsayısı eğrileri karakter bile değiştirebilmektedir.



Şekil 5.18 Sıcaklık ile kavrama sürtünme katsayısı μ'nün değişimi [33]

Hidrolik kavramaların sürtünme katsayısını etkileyen bir başka faktör ise hidrolik sistemde kullanılan yağın olmaktadır. Şekil 5.19'de görüldüğü gibi farklı sönümleme özelliklerine sahip oladuklarından dolayı, yağların tipi, kayma hızı-sürtünme katsayısı eğrilerinin karakterini etkiler.



Şekil 5.19 Yağ tipi ile kavrama sürtünme katsayısı μ'nün değişimi [34]

Ayrıca, zamanla meydana gelen aşınmalardan dolayı, kavrama plakalarının sürtünme katsayısında değişmeler meydana gelmektedir [1].

Bu bilgiler ışığında, kontrolör performanslarının kavrama sürtünme katsayısı değişimine karşı nasıl bir tepki verdiğini araştırmak doğru bir hareket olacaktır. Bu nedenle, kontrolör tasarımları tamamen aynı kalmak koşuluyla, benzetim modelindeki güç aktarım sisteminde yer alan kavramaların sürtünme katsayıları değiştirilmiş ve benzetim sonuçları elde edilmiştir.

Bu senaryoda araç düz yol üzerinde durur haldeyken sürünme yapmaya başlamaktadır. Sürünme esnasında araç kavramasının içindeki basınç plakalarının sürtünme katsayısı μ kontrolcü sentezlenirken kullanılan değerden farklı seçilmiştir.

Daha önce Bölüm 3.2'de verilmiş olan kavrama torku eşitliğine bakıldığında,

$$T_c = \mu R_c Z P_c A_{cl} \tag{5.11}$$

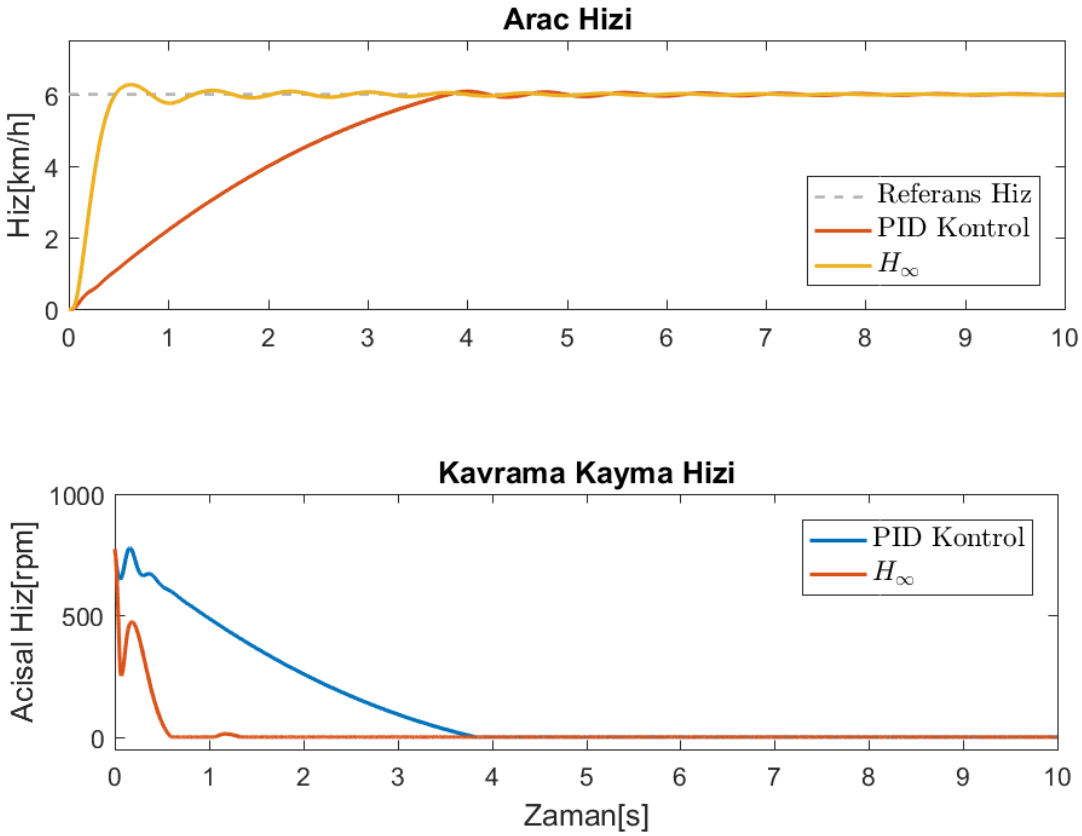
değişen sürtünme katsayısının basınca karşılık gelen kavrama torkunun değişimine yol açacağı görülebilir. Bu durum bir belirsizlik benzetimi yaratacak ve kontrolcülerin değişen model parametresinden nasıl etkileneceğini gözlemleme fırsatı verecektir.

Araç sürünmeye başladığı anda kavrama içi basınç ısırma noktasına çok yakındır ve motor rölanti hızında dönmektedir. Araç birinci viteste sürünme yapmaktadır ve tork aktarımı yalnızca birinci vitesin bağlı bulunduğu kavrama üzerinden gerçekleşir.

5.3.1 $\mu = 0.15$ İçin Sonuçlar

μ değeri benzetim modelinde 0.25 iken 0.15 olarak değiştirilmiş ve kontrolör tasarımlarında bir değişiklik yapılmamıştır. Burada amaç, değişen μ değerleri karşısında kontolörlerin nasıl yanıtlar verdiğini gözlemlemektir.

Şekil 5.20 ve Tablo 5.13'de PID ve H_∞ kontrolörlerinin karşılaştırılması görülür. Tablo 5.13'deki karakteristik veriler Tablo 5.2'deki veriler ile karşılaştırılacak olursa H_∞ sonuçlarında bir belirgin bir değişme meydana gelmezken, PID performansı yavaşlamaktadır.

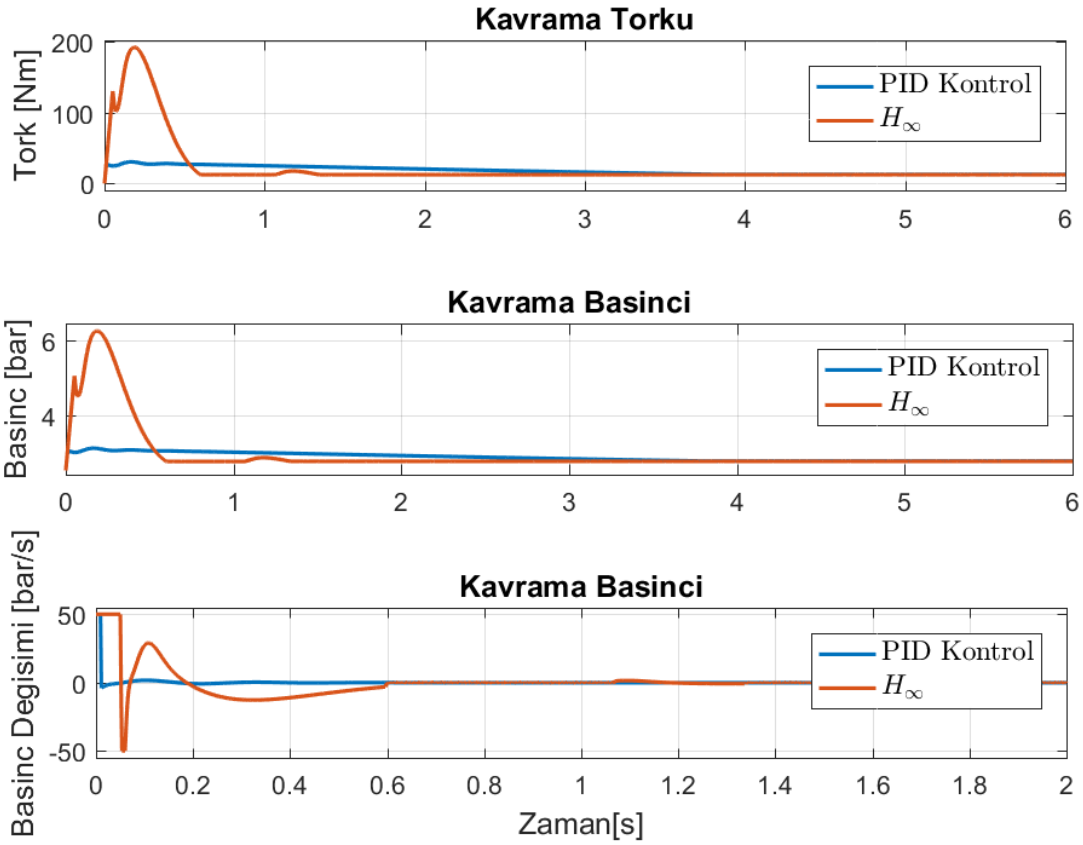


Şekil 5.20 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.13 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve H_∞

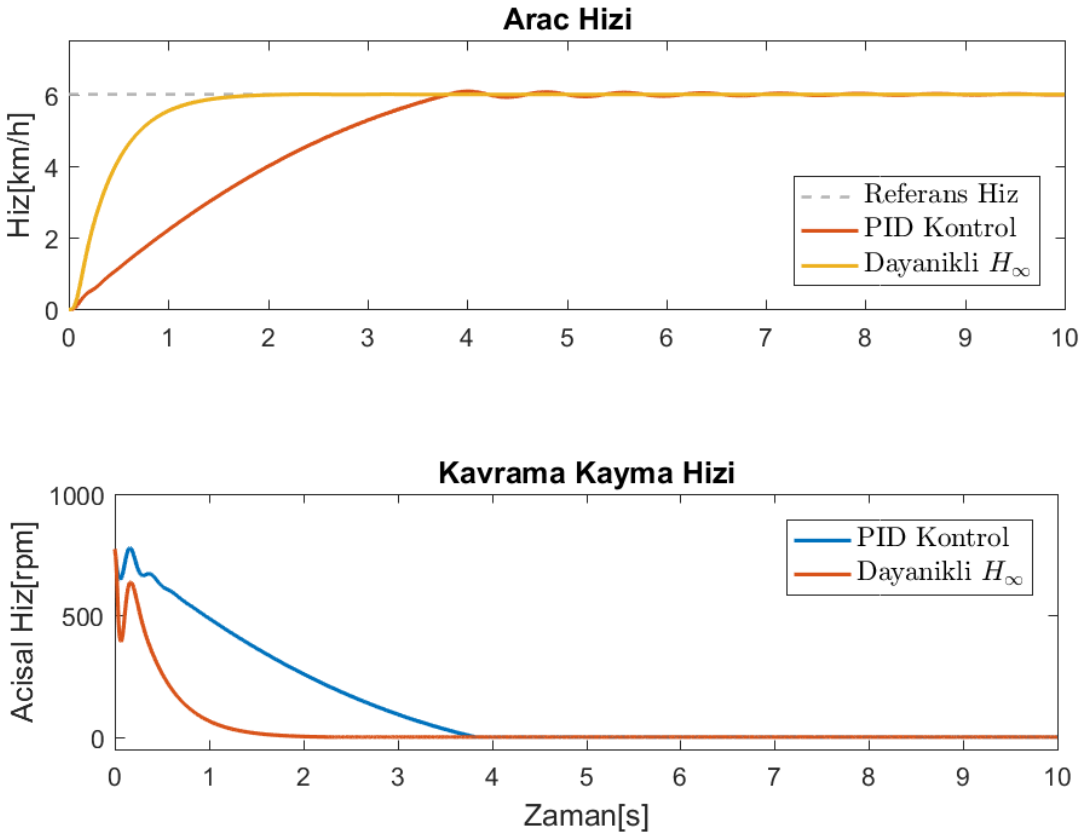
Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.32	3.44	2.86	0
H_∞	4.461	0.41	0.28	0

Şekil 5.21 bu kontrolörlerin zamana bağlı kontrol girişlerini göstermektedir. Şekilde görüldüğü gibi kavrama basıncındaki değişim miktarı her iki kontrolör için de belirlenen eyleyici doyumu üst sınırını aşmamaktadır. Ayrıca kavrama içi basınç değerinin kontrol boyunca her iki kontrolör için de gerçeklenebilir ve uygun değerler aldığı açıktır.



Şekil 5.21 $\mu = 0.15$ için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Şekil 5.22 ve Tablo 5.14'de ise PID ve dayanıklı H_∞ benzetim sonuçları yer almaktadır. PID performansının daha yavaş olması dışında Şekil 5.22'de dikkat çeken şey dayanıklı kontrolörün referans değer açısında herhangi bir salınım yapmadan çok yumuşak bir biçimde hareketini sürdürmesidir. Sonuçların yine Tablo 5.2 ile karşılaştırılması durumunda dayanıklı H_∞ kontrolörünün yerleşme ve yükselme zamanlarının aynı kaldığı görülür.

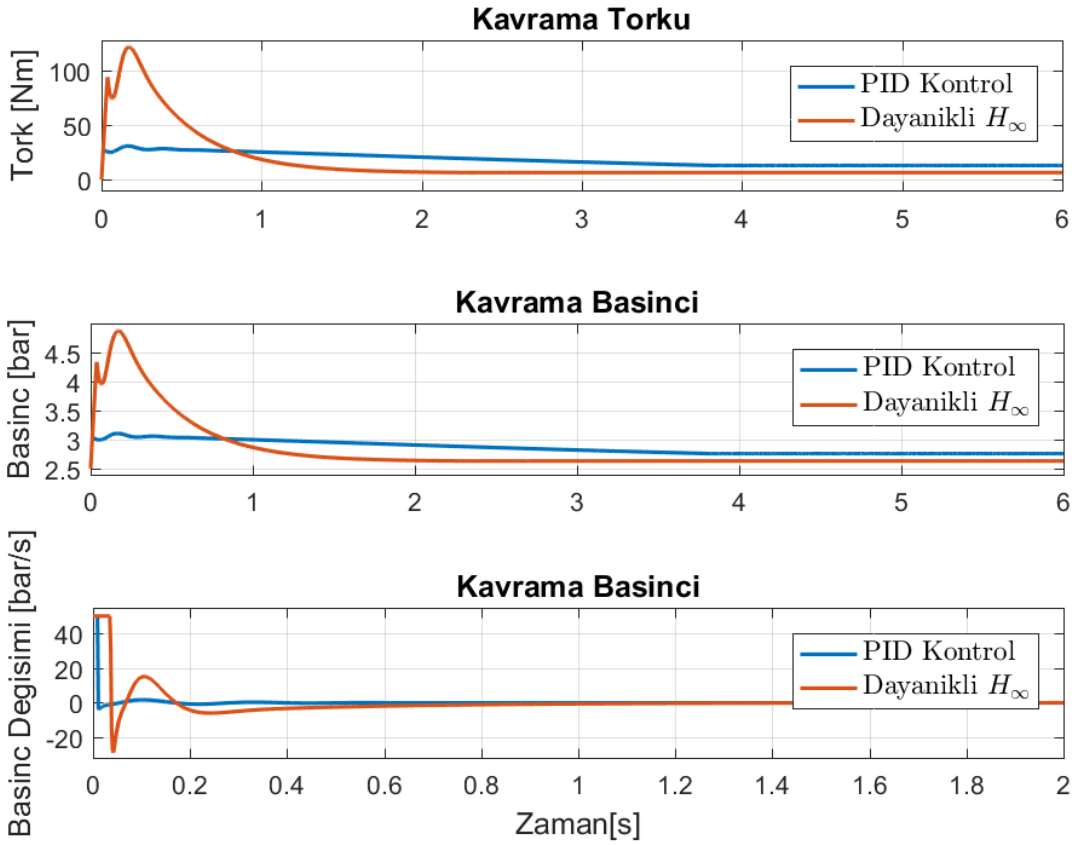


Şekil 5.22 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.14 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.32	3.44	2.86	0
Dayanıklı H_∞	0	1.16	0.8	0

Şekil 5.23, PID ve dayanıklı eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörün kontrol süresi boyunca uyguladıkları kontrol girişi görülmektedir. Buna göre her iki kontrolör de belirlenen eyleyici doyumu üst limit değerleri içerisinde kontrol girişini gerçekleştirmektedirler.



Şekil 5.23 $\mu = 0.15$ için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Tablo 5.15'de bu senaryo için benzetimi yapılan tüm kontrolcülerin karakteristikler görülebilir. Buna göre tüm kontrolörler kararlı hal hatasına sahip olmazken, eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli dayanıklı H_∞ kontrolör aşım yapmamaktadır.

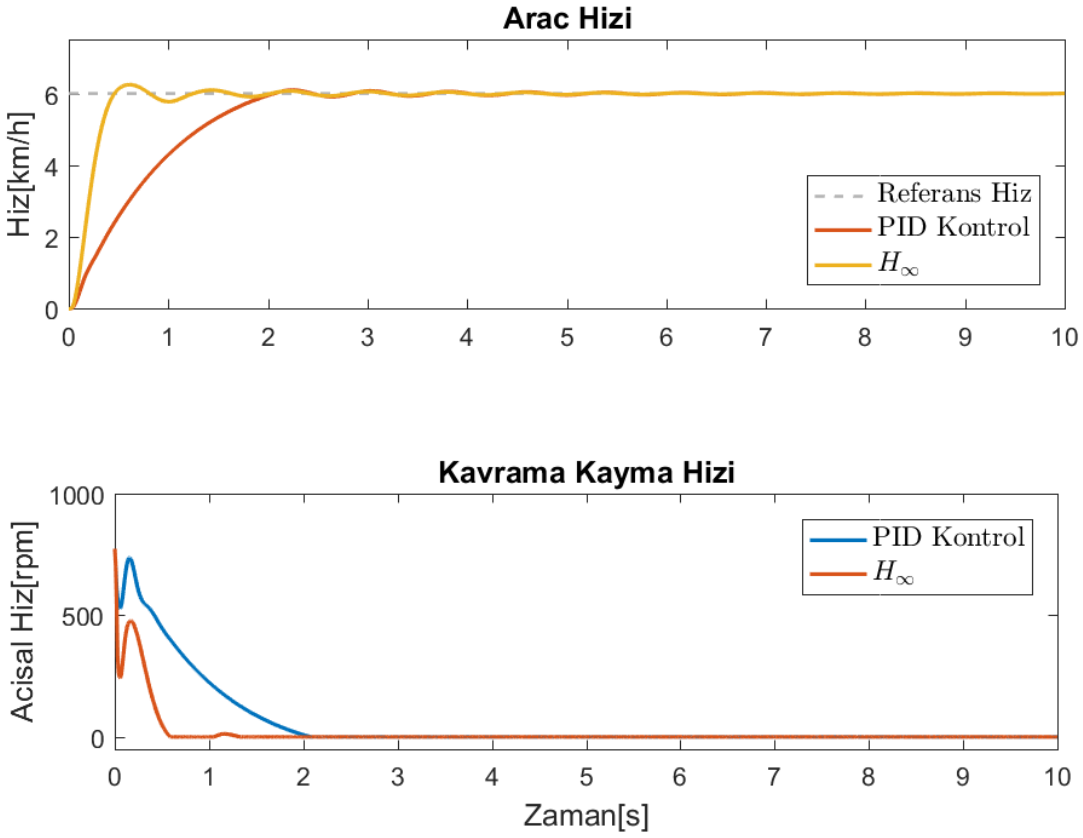
Tablo 5.15 $\mu = 0.15$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.32	3.44	2.86	0
H_∞	4.461	0.41	0.28	0
Dayanıklı H_∞	0	1.16	0.8	0

5.3.2 $\mu = 0.35$ İçin Sonuçlar

μ değeri benzetim modelinde 0.25 iken 0.35 olarak değiştirilmiş ve kontrolör tasarımlarında bir değişiklik yapılmamıştır. Burada amaç, değişen μ değerleri karşısında kontolörlerin nasıl yanıtlar verdiğini gözlemlemektir.

Şekil 5.24 ve Tablo 5.16'de PID ve H_∞ kontrolörlerinin bu senaryo için benzetim sonuçlarının karşılaştırılması görülebilir. Eğer Tablo 5.16, Tablo 5.2 ile karşılaştırılacak olursa H_∞ performansında bir değişme olmadığı görülür. Öte yandan PID performansı eskisine nazaran hızlanmaktadır.

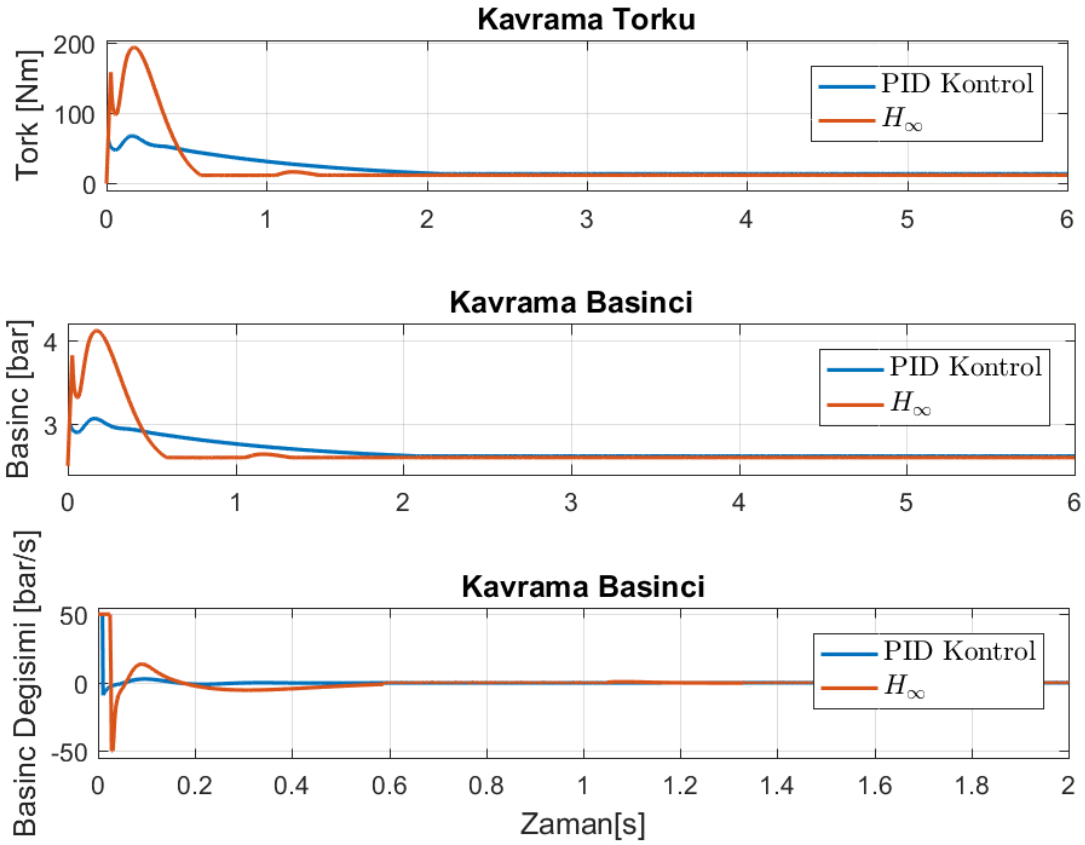


Şekil 5.24 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.16 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve H_∞

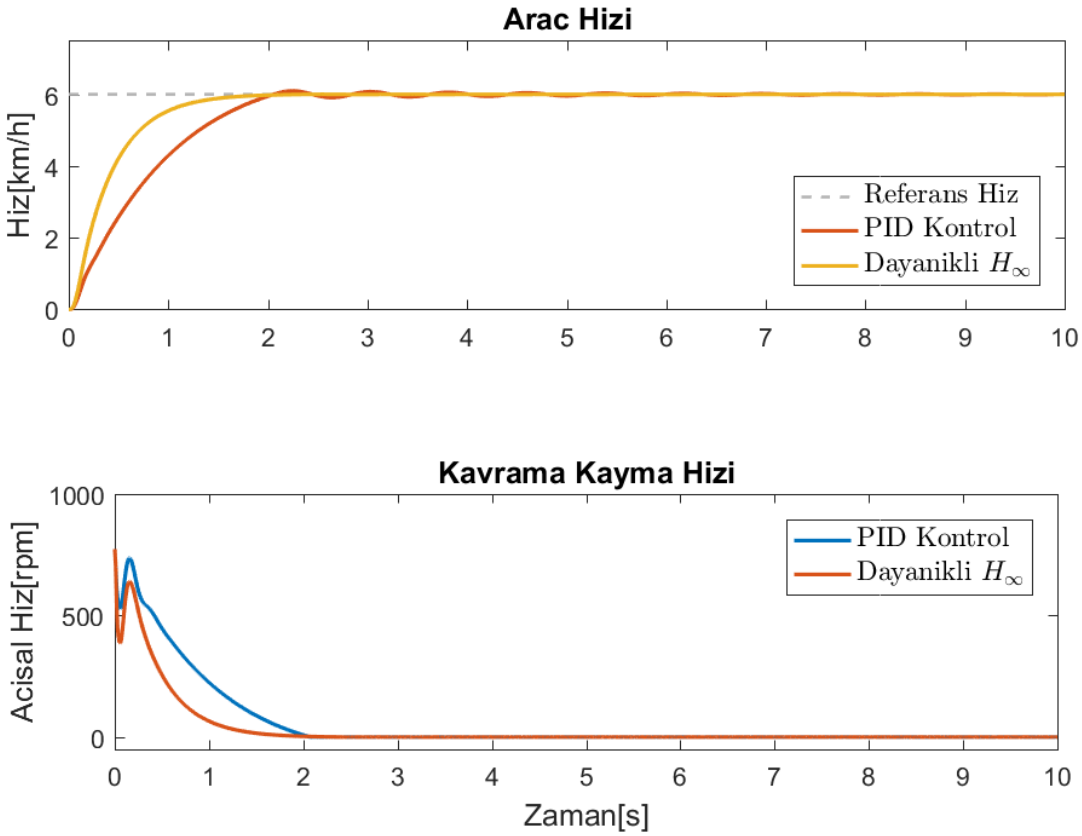
Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.55	1.77	1.42	0
H_∞	4.05	0.40	0.28	0

Şekil 5.25'e bakıldığında her iki kontrolörün kontrol girişinin belirlenen eyleyici doyumu limitleri içerisinde kontrolü gerçekleştirdikleri görülür. Kavrama içi basınç değerleri gerçeklenebilir ve uygun değerler almaktadır.



Şekil 5.25 $\mu = 0.35$ için sonuçlar - PID ve H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Şekil 5.26 ve Tablo 5.17'de ise PID ile dayanıklı H_∞ karşılaştırması görülebilir. Tablo 5.2 ile karşılaştırıldığında dayanıklı kontrolör sonuçlarının değişmediği görülür. Dayanıklı kontrolörün referans hız etrafında salınım yapmadığı ve yumuşak bir hareket yaptığı dikkat çekmektedir.

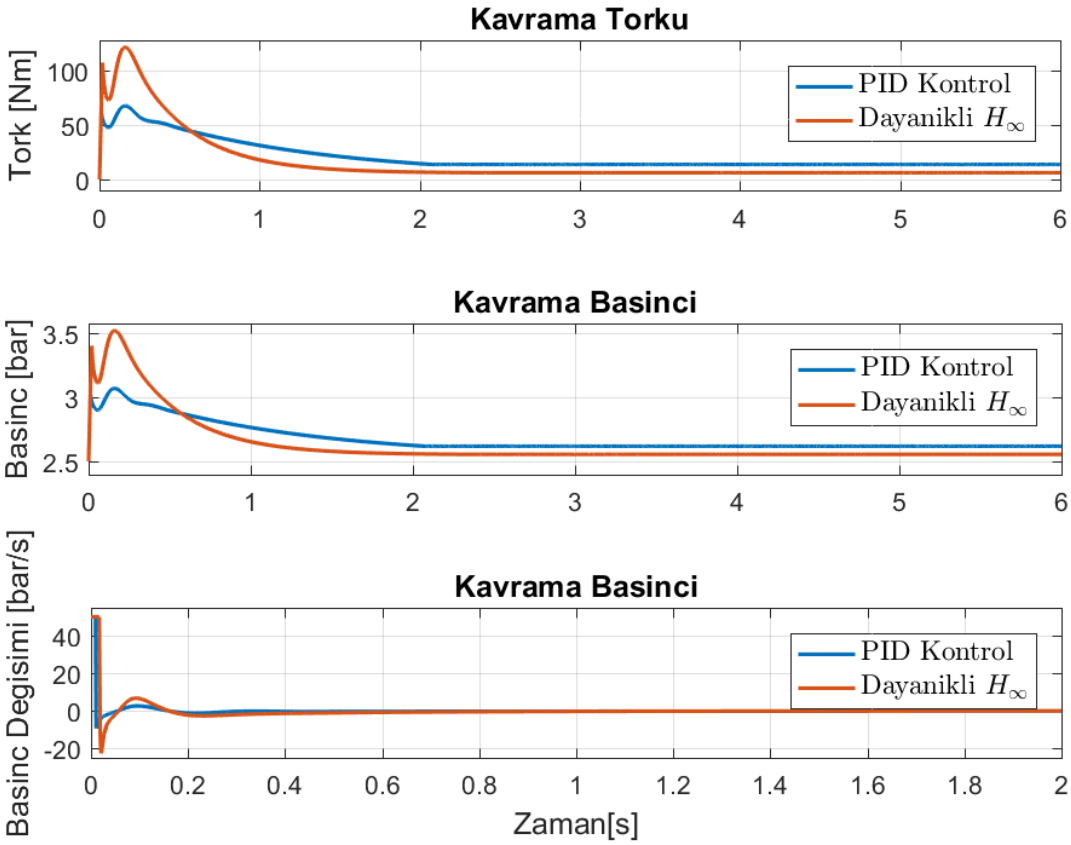


Şekil 5.26 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sistem benzetimi sonuçları - PID ve dayanıklı H_∞ karşılaştırması

Tablo 5.17 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.55	1.77	1.42	0
Dayanıklı H_∞	-	1.16	0.81	0

Şekil 5.27 gösteriyor ki her iki kontrolör de kontrol girişlerini belirlenen doyum alt ve üst limitleri içerisinde uygulamaktadırlar ve kontrol boyunca kavrama içi basınç değerleri gerçeklenebilir ve uygun değerler almaktadırlar.



Şekil 5.27 $\mu = 0.35$ için sonuçlar - PID ve dayanıklı H_∞ kontrol girişleri karşılaştırması

Tablo 5.18 $\mu = 0.35$ için düz yolda giden araca ait sonuçlar

Kontrolör	Aşım [%]	$T_{yerlesme}[s]$	$T_{yukselme}[s]$	KHH [km/s]
PID	1.55	1.77	1.42	0
H_∞	4.05	0.40	0.28	0
Dayanıklı H_∞	-	1.16	0.81	0

6
Sonuç ve Öneriler

Bu tezde, bir çift kavramalı şanzımanın sürünme fonksiyonu esnasındaki kavrama tork kontolü üzerine çalışılmıştır. Özellikle şehir içi araç kullanımlarında, dur-kalk hareketlerinin yoğun olarak yaşanmasından dolayı sorunsuz ve yumuşak bir sürünme önem arz etmektedir. Bu nedenle sürekli daha iyi performanslı kontrolcülere ihtiyaç duyulmakla birlikte, bu tezde asıl araştırılan konu piyasada yaygın olarak kullanılan PID kontrolörlerin daha iyi performanslı kontrolörlerle değiştirilip değiştirilemeyeceği sonucuna varmaktır.

Çalışmada, ilk olarak bir çift kavramalı şanzıman matematiksel olarak modellenmiş ve bu model benzetim çalışmalarında kullanılmak üzere Matlab/Simulink ortamına aktarılmıştır. Daha sonra, çift kavramalı şanzımanın sürünme tork kontrolü problemi için PID, eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ ve eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli dayanıklı H_∞ kontrolörler tasarlanarak elde edilen bu kontrolörlerin performansları PID kontrolörün performansı ile kıyaslanmıştır. Ana amaç karşılaştırılan kontrolörler eyleyici doyumlu H_∞ ve eyleyici doyumlu dayanıklı H_∞ kontrolörlerin endüstride çok yaygın bir biçimde kullanılan PID kontrolörlerine oranla nasıl performans gösterdiklerini görmek ve bu kontrolörlerin PID yerine kullanılıp kullanılamayacağı sonucunu çıkarmaktır.

Elde edilen kontrolörlerin etkinliği, Simulink ortamında hazırlanan benzetim modeli üzerinde yapılan benzetim çalışmalarıyla ortaya konulmuştur. Yapılan benzetim çalışmaları sırasında çeşitli senaryolar oluşturularak kontrolörlerin bozucu etkilere ve parametre değişimlerine nasıl tepkiler verildiği de ortaya konulmuştur. Bunun için oluşturulan yokuş yukarı sürünme hareketine başlama senaryosu aracın ağırlığından gelen fazla kuvvetin etkisini gözlmelemeyi amaçlarken, kavrama plakalarının sürtünme katsayısının değiştirilmesi senaryosu ise sistemdeki parametre belirsizliklerinin etkisini gözlemlemeyi amaçlar.

Benzetim sonuçlarına göre önerilen kontrolörlerin, basınç ve tork değişimlerini eyleyici doyumu limitleri dahilinde hesapladığı ve sistemi PID kontrolörüne kıyasla

çok daha yüksek performanslı bir şekilde kontrol ettiği görülür. Bölüm 5'deki sistem benzetimi sonuçlarına bakılarak bazı önemli sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir.

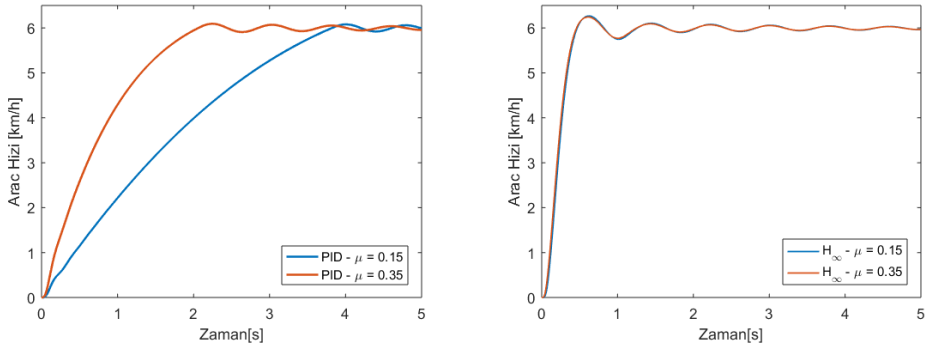
Çıkarılabilecek ilk sonuç, eğimli yol üzerinde yapılan sürünme hareketleri esnasında PID kontrölerlerinin performanslarının, yol eğimiyle eğimle orantılı olarak, belirgin şekilde kötüleştiğidir. Bu durum PID kontrolörlerin, dışarıdan gelen bozucu etkileri yeterince iyi bastıramadığını göstermektedir. Her ne kadar eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörlerin performansları da eğimli yol üzerinde aynı kalmıyor olsa da, bu kontrolörlerin performanslarındaki değişme çok az olmaktadır.

Çıkarılabilecek bir başka sonuç ise, sistemin parametrelerinin değişiminin PID kontrolcülerin performansını büyük ölçüde etkilediğidir.

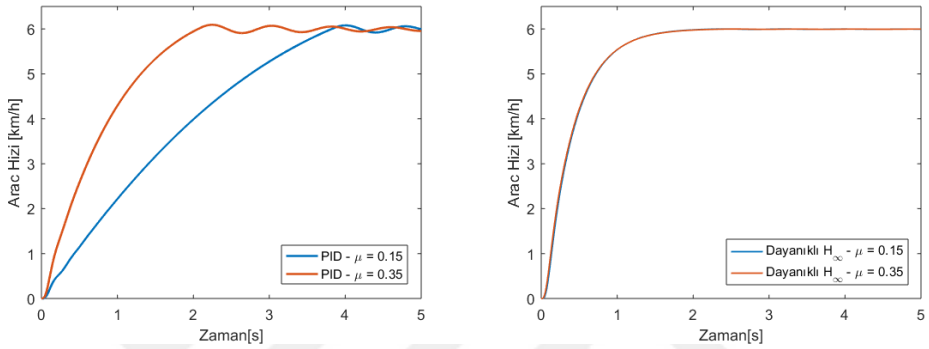
Daha önce Bölüm 5.3'de anlatıldığı gibi kavrama içerisindeki sürtünme plakalarının yüzey sıcaklığı ve hidrolik sistemde kullanılan yağın tipi gibi değişkenkler kavrama plakalarının sürtünme katsayısı üzerinde önemli etkiler yapmaktadırlar. Bu durum, kontrol parametrelerinin değişiminin her koşul için göz önünde bulundurularak farklı koşullar için ayrı ayrı ayarlanmasını gerekli kılar. Bu durum ise çok fazla efor, para ve zaman kaybına yol açmaktadır. Tezde ortaya konmaktadır ki, kavrama plakalarının sürtünme katsayısı olan μ katsayısının değişiminden PID büyük oranda etkilenmekle birlikte H_∞ kontrolcüler neredeyse hiç etkilenmemektedirler. Şekil 6.1'de PID ve eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörlerinin μ parametresinin değişiminden nasıl etkilendikleri görülebilir. Şekil üzerinde görüleceği üzere, PID kontrolör bu parametre değişiminden büyük oranda etkilenirken eyleyici doyumlu durum geribeslemeli H_∞ kontrolör çok az etkilenmektedir. PID ve dayanıklı eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kontrolörlerinin μ parametresinin değişiminden nasıl etkilendiklerini gösteren Şekil 6.2'ye bakıldığında ise, dayanıklı eyleyici doyumlu H_∞ kontrolörün neredeyse hiç etkilenmediği görülmektedir. PID kontrolörün μ parametresinin değişimine gösterdiği bu duyarlılık, özellikle ölçülmesi mümkün olmayan yağ ve kavrama yüzeyinin sıcaklığının değişimiyle birlikte, pratikte büyük problemlere yol açmaktadır.

Çalışmada, önerilen kontrolörlerin bu durumdan etkilenmediği ortaya konulan önemli çıktılardan biridir.

Yapılabilecek bir başka gözlem ise, eyleyici doyumlu dayanıklı H_∞ kontrolörün çok yumuşak bir biçimde referans hıza yerleşerek salınım yapmadan hareketine devam ettiğidir. Ayrıca, eyleyici doyumlu dayanıklı H_∞ kontrolörlerin aşım yapmadıkları görülür. Bu durum, özellikle yumuşak hareketlerin istendiği uygulamalarda çok değerli olmaktadır. Her ne kadar dayanıklı H_∞ kontolörler yokuş yukarı çıkarken biraz yavaş kalsalar da bu problem, yokuş yukarı durumlarda dayanıklı eyleyici doyumlu



Şekil 6.1 Kontrolörlerin parametre değişikliklerine duyarlılıkları - PID ve H_∞



Şekil 6.2 Kontrolörlerin parametre değişikliklerine duyarlılıkları - PID ve dayanıklı H_∞

durum geri-beslemeli H_∞ kontrolör yerine eyleyici doyumlu durum geri-beslemeli H_∞ kullanılarak aşılabilir.

Çalışmada PID kontrolörlerin alternatifi olabiliecek kontrolörler sentezlenmiş ve PID ile kıyaslanmıştır. Sistemden beklenene göre (konfor, hızlı yanıt, güvenirlik) sistem mimarı ya da bir teknik sorumlu tarafından uygun bir kontrolcünün seçilerek PID'nin alternatifi olarak kullanılabileceği bu çalışmanın endüstri için de faydalı olabilecek en temel çıktılarından biridir.

Ayrıca çalışma, daha önce çift kavramalı şanzımanların sürünme kontrolü için yapılan çalışmaların azlığından ötürü oluşan boşluğu doldurmayı amaçlayarak, literatüre bu alanda iki yeni kontrolör katmıştır.

A
Ekler

A.1 Örnek H_∞ Kontrolör Sentezi Kodu

```
format long eng

ig1 = 3.69;
if1 = 4.16;
ig2 = 2.24;
if2 = 3.76;
Jc1 = 0.043;
Jc2 = 0.047;
Jo  = 0.04;
Jv  = 149.9363;
mu = 0.25;
Rc1 = 0.0774;
N = 8;
Acl = 0.0055;
tau = 100000;
Kc = 10^6;

Jce = Jc1 + (ig2*ig2 / ig1*ig1) * Jc2 + (Jo + Jv) / (ig1*if1)^2;

clc

A=[0, -1/(Jce), 0;
   0,        0, 0;
   1, 0, 0];

[m,n]=size(A);
```

```
B1 = [0; (mu * Rc1 * N * Acl); 0];
B2 = [1 / ((ig1 * if1) * Jce); 0; 0];

C=[2, 0, 0;
    0, 4, 0;
    0, 0, 0.73];

D11=zeros(3,1);
D12=zeros(3,1);

[n,m]=size(B2);
p=size(B1,1);
c=size(C,1);

X=sdpvar(n,n);
W=sdpvar(m,n,'full');
gamma=sdpvar(1,1);

LMI1=[A*X+X*A'+B1*W+W'*B1'          B2          X*C'+W'*D12';
            B2'              -gamma*eye(1)          D11';
            C*X+D12*W             D11          -gamma*eye(c)]<0;

umax = 50*10^5;

LMI2 = [X, W'; W, umax * umax * eye(m)];

Fset=[LMI1, X>=0, LMI2>=0, gamma>=0];

solution=optimize(Fset,gamma,sdpsettings('solver','sedumi'))

format short

W=value(W);
X=value(X);
gamma=value(gamma)
K=W*inv(X)

olp=eig(A)
clp=eig(A+B2*K)
```

```
figure;

plot(real(olp),imag(olp),'x')
hold on
grid on
plot(real(clp),imag(clp),'or')
```

Kaynakça

[1] R. Fischer, F. Küçükay, G. Jürgens, R. Najork, and B. Pollak, *The automotive transmission book*. Springer, 2015.

[2] E. Galvagno, M. Velardocchia, and A. Vigliani, "Dynamic and kinematic model of a dual clutch transmission," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 794–805, 2011.

[3] B. Zhou, T. Lu, J. Zhang, and H. Hao, "Vehicle creep control based on nonlinear robust method for dual-clutch transmission," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 231, no. 8, pp. 600–613, 2017.

[4] Y. Liu, D. Qin, H. Jiang, and Y. Zhang, "A systematic model for dynamics and control of dual clutch transmissions," *Journal of Mechanical Design*, vol. 131, no. 6, p. 061 012, 2009.

[5] M. Kulkarni, T. Shim, and Y. Zhang, "Shift dynamics and control of dual-clutch transmissions," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 42, no. 2, pp. 168–182, 2007.

[6] Y. Hu, L. Tian, B. Gao, and H. Chen, "Nonlinear gearshifts control of dual-clutch transmissions during inertia phase," *ISA transactions*, vol. 53, no. 4, pp. 1320–1331, 2014.

[7] T. Szabo, M. Buchholz, and K. Dietmayer, "Optimal control of a gearshift with a dual-clutch transmission," in *ASME 2011 dynamic systems and control conference and Bath/ASME symposium on fluid power and motion control*, American Society of Mechanical Engineers, 2011, pp. 751–756.

[8] M. A. Golkani, M. Steinberger, M. Bachinger, J. Rumetshofer, M. Stolz, and M. Horn, "Optimal gear shift strategy for dual clutch transmissions," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 4800–4805, 2017.

[9] K. Van Berkel, T. Hofman, A. Serrarens, and M. Steinbuch, "Fast and smooth clutch engagement control for dual-clutch transmissions," *Control Engineering Practice*, vol. 22, pp. 57–68, 2014.

[10] A. Bemporad, F. Borrelli, L. Glielmo, and F. Vasca, "Hybrid control of dry clutch engagement," in *2001 European Control Conference (ECC)*, IEEE, 2001, pp. 635–639.

[11] Z. Zhao, H. Chen, and Q. Wang, "Sliding mode variable structure control and real-time optimization of dry dual clutch transmission during the vehicle's launch," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2014, 2014.

[12] J. M. Slicker, *Closed loop launch and creep control for automatic clutch with robust algorithm*, US Patent 5,275,267, Jan. 1994.

[13] J. M. Slicker, *Closed loop launch and creep control for automatic clutch*, US Patent 5,293,316, Mar. 1994.

[14] P. K. Jain, B. G. Sankpal, and H. Jiang, *Control strategy for an automatic transmission*, US Patent 6,299,565, Oct. 2001.

[15] Y. Yamashita, S. Hirano, K. Murano, T. Tatsumi, and H. Yamamoto, *Creep control for a continuously variable transmission*, US Patent 5,060,768, Oct. 1991.

[16] J. J. Oh, S. B. Choi, and J. Kim, "Driveline modeling and estimation of individual clutch torque during gear shifts for dual clutch transmission," *Mechatronics*, vol. 24, no. 5, pp. 449–463, 2014.

[17] *7-speed dual clutch transmission*. [Online]. Available: `https://www.zf.com/products/en/cars/products_29326.html`.

[18] W. Harris, *How dual-clutch transmissions work*, Apr. 2006. [Online]. Available: `https://auto.howstuffworks.com/dual-clutch-transmission.htm`.

[19] O. M. E. S. Khayal, *Clutches and brakes*. [Online]. Available: `https://www.researchgate.net/publication/318562628_Clutches_and_Brakes`.

[20] *Transmission failure - when your car rolls in park*. [Online]. Available: `https://aamcominnesota.com/what-to-do-when-your-car-rolls-when-in-park/`.

[21] B. Müller, G. Rathke, M. Reuschel, U. Wagner, S. Winkelmann, M. Grethel, and J. Gerhart, "Control systems and strategies for automated manual and double clutch transmissions," *Encyclopedia of Automotive Engineering*, pp. 1–17, 2014.

[22] Vinklarle, *Electronic transmission control unit market 2019 analysis by trends, share, top key players and forecast to 2026*, Mar. 2019. [Online]. Available: `http://dailynewsinsights.com/55054/electronic-transmission-control-unit-market-2019-analysis-by-trends-share-top-key-players-forecast-to-2026/`.

[23] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear matrix inequalities in system and control theory*. Siam, 1994, vol. 15.

[24] V. Yakubovich, "Dichotomy and absolute stability of nonlinear systems with periodically nonstationary linear part," *Systems & control letters*, vol. 11, no. 3, pp. 221–228, 1988.

[25] J. Willems, "Least squares stationary optimal control and the algebraic riccati equation," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 16, no. 6, pp. 621–634, 1971.

[26] G.-R. Duan and H.-H. Yu, *LMIs in control systems: analysis, design and applications*. CRC press, 2013.

[27] Y. S. Pyatnitskiy and V. Skorodinskiy, "Numerical methods of lyapunov function construction and their application to the absolute stability problem," *Systems & Control Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 130–135, 1982.

[28] R. E. Skelton and T. Iwasaki, "Increased roles of linear algebra in control education," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 15, no. 4, pp. 76–90, 1995.

[29] L. Ghaoui and S. Niculescu, "Advances in matrix inequality methods in control," *Adwances in Design and Control, SIAM, Philadelphia*, 2000.

[30] K. Gu, J. Chen, and V. L. Kharitonov, *Stability of time-delay systems*. Springer Science & Business Media, 2003.

[31] J. Löfberg, "Yalmıp: A toolbox for modeling and optimization in matlab," in *Proceedings of the CACSD Conference*, Taipei, Taiwan, vol. 3, 2004.

[32] J. F. Sturm, "Using sedumi 1.02, a matlab toolbox for optimization over symmetric cones," *Optimization methods and software*, vol. 11, no. 1-4, pp. 625–653, 1999.

[33] K. Yoshizawa, T. Akashi, and T. Yoshioka, "Proposal of new criteria and test methods for the dynamic performance of atf," SAE Technical Paper, Tech. Rep., 1990.

[34] R. Mäki, "New demands driving new technology, a literature review of research into behavior and performance of wet clutches," *Luleå University of Technology, Sweeden*, 1995.

Tezden Üretilmiş Yayınlar

İletişim Bilgileri: kozgokhan@yahoo.com

Konferans Bildirisi

1. Özgökhan, K., Yazıcı, H., "Actuator Saturated State Feedback H_∞ Control of Creep Torque of a Dual Clutch Transmission", International Conference on Advances in Mechanical and Mechatronics Engineering, 2018, Ankara, Türkiye