T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

METAL YÜZEYLERDE DUVAR TIRMANIŞI İÇİN İKİ TEKERLEKLİ DİFERANSİYEL SÜRÜŞLÜ GEZGİN ROBOT TASARIMI, BENZETİMİ VE KONTROLÜ

Hürcan Samet ÇAKIR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Mekatronik Mühendisliği Programı

Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Claudia Fernanda YAŞAR

Ağustos, 2024

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

METAL YÜZEYLERDE DUVAR TIRMANIŞI İÇİN İKİ TEKERLEKLİ DİFERANSİYEL SÜRÜŞLÜ GEZGİN ROBOT TASARIMI, BENZETİMİ VE KONTROLÜ

Hürcan Samet ÇAKIR tarafından hazırlanan tez çalışması 05.08.2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı Mekatronik Mühendisliği Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Dr. Öğr. Üyesi Claudia Fernanda YAŞAR
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üyesi Claudia Fernanda YAŞAR, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Doç. Dr. Levent UCUN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Doç. Dr. İlker ÜSTOĞLU, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi _____

Danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Claudia Fernanda YAŞAR sorumluluğunda tarafımca hazırlanan METAL YÜZEYLERDE DUVAR TIRMANIŞI İÇİN İKİ TEKERLEKLİ DİFERANSİYEL SÜRÜŞLÜ GEZGİN ROBOT TASARIMI, BENZETİMİ VE 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.

Hürcan Samet ÇAKIR

İmza

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 3501 - Kariyer Geliştirme Programı kapsamındaki 121E450 numaralı proje ile desteklenmiştir.

Sevgili aileme

TEŞEKKÜR

Lisans ve yüksek lisans öğrenimimde bilgi ve tecrübelerini paylaşan, olumlu ve yapıcı düşünceleriyle tez sürecini başarıyla tamamlamamı sağlayan ve desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen tez danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Claudia Fernanda YAŞAR başta olmak üzere,

TÜBİTAK projesinde birlikte çalıştığımız, tez sürecimde yönlendirmeleriyle bana destek olan Dr. Buse TACAL UCUN'a,

Lisans öğrenimimde tanıştığım ve sonrasında profesyonel iş yaşamında birlikte çalışmaya devam ettiğimiz, bilgi ve tecrübeleriyle her zaman beni yönlendiren, desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN'e,

RoboGör firmasında birlikte çalışma fırsatı bulduğum başta Alihan ÖZTÜRK ve Tarık MUT olmak üzere tüm çalışma arkadaşlarıma,

Son olarak bugünlere gelmemi sağlayan, her zaman beni desteklediklerini ve yanımda olduklarını bildiğim sevgili annem, babam ve kardeşime sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Hürcan Samet ÇAKIR

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ viii

KISALTMA LİSTESİ x

ŞEKİL LİSTESİ xi

TABLO LİSTESİ xiii

ÖZET xiv

ABSTRACT xvi

1 GİRİŞ 1

1.1 Tezin Amacı 1

1.2 Literatür Özeti 2

2 DOĞRU AKIM MOTORLARI 5

2.1 DA Motorunun Dinamiği 5

2.2 DA Motorunun Durum-Uzay Gösterimi 7

2.3 DA Motorunun Matematiksel Modellenmesi 8

2.4 DA Motoru Sürtünme Modelleri 10

2.4.1 Coulomb Sürtünme 10

2.4.2 Viskoz Sürtünme 11

2.4.3 Statik Sürtünme 12

2.4.4 Stribeck Etkisi 13

2.5 DA Motorlarında Sistem Tanıma ve Parametre Kestirimi 14

2.5.1 Model Seçimi 14

2.5.2 Veri Toplama 15

2.5.3 Modelleme 17

2.5.4 Parametre Kestirimi 17

2.5.5 Doğrulama 18

3 MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL 19

3.1 Model Öngörülü Kontrolör Tasarım Parametreleri 22

3.1.1 Model Öngörülü Kontrolör Yapısı 25
3.1.2 Maliyet Fonksiyonu 25
3.1.3 Örnekleme Zamanı 25
3.1.4 Öngörü Ufku 26
3.1.5 Kontrol Ufku 26
3.1.6 Ölçek Faktörü 26
3.1.7 Kısıtlar 26
3.1.8 Ağırlıklar 27
3.2 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolör Tasarımı 28
3.3 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolör Parametre Analizleri 29

4 UYARLANABİLİR MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL 37
4.1 Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrolör Tasarım Parametreleri . . 37
4.2 Doğrusal Olmayan Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrolör Tasarımı 38
4.3 Doğrusal Olmayan Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrolör Parametre Analizleri 39

5 BENZETİM ÇALIŞMALARI 46
5.1 İki Tekerlekli Diferansiyel Sürüşlü Bir Gezgin Robot için Doğrusal Model Öngörülü Hız Kontrolör Tasarımı 46
5.1.1 DA Motoru Modeli 47
5.1.2 PI Kontrolör Tasarımı 47
5.1.3 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolör Tasarımı 49
5.1.4 Kontrolör Benzetimleri 50

6 SONUÇ 58

KAYNAKÇA 60

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR 66

SİMGE LİSTESİ

δ	Ampirik Katsayı
I_a	Armatür Devresi Akımı
R_a	Armatür Devresi Direnci
V_{Ra}	Armatür Devresi Direnci Üzerindeki Gerilim
L_a	Armatür Devresi Endüktansı
V_{La}	Armatür Devresi Endüktansı Üzerindeki Gerilim
V_a	Armatür Devresi Giriş Gerilimi
f_C	Coulomb Sürtünme Katsayısı
F_C	Coulomb Sürtünme Kuvveti
F_e	Harici Sürtünme Kuvveti
e	Hata Sinyali
ω_e	Hata Sinyalindeki Değişimin Ağırlığı
v	Hız
K_I	İntegral Kazancı
Δu	Kontrol Sinyalindeki Değişim
ω_e	Kontrol Sinyalindeki Değişimin Ağırlığı
N_c	Kontrol Ufku
T_J	Motor Dönme Torku
J_m	Motor Eylemsizlik Momenti
T_m	Motor Manyetik Torku
b_v	Motor Sürtünme Katsayısı
T_f	Motor Sürtünme Torku
k_t	Motor Tork Sabiti

K_P	Oransal Kazanç
T_{dz}	Ölü Bölge Aralığı
N_p	Öngörü Ufku
L	Robot Gövdesinin Genişliği
r	Robot Tekerleklerinin Yarıçapı
$\dot{\theta}$	Rotor Açısal Hızı
ω	Rotor Açısal Hızı
$\ddot{\theta}$	Rotor Açısal İvmesi
θ	Rotor Açısal Yer Değiştirmesi
ω_R	Sağ Tekerleğin Açısal Hızı
ω_L	Sol Tekerleğin Açısal Hızı
F_s	Statik Sürtünme Kuvveti
v_s	Stribeck Hızı
F_S	Stribeck Sürtünme Kuvveti
F_N	Temas Kuvveti
k_b	Ters Elektromotor Kuvvet Sabiti
F_f	Toplam Sürtünme Kuvveti
F_v	Viskoz Sürtünme Kuvveti
V_b	Zıt Elektromotor Kuvvet Gerilimi

KISALTMA LİSTESİ

DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
DA	Doğru Akım
MÖK	Model Öngörülü Kontrol
PID	Proportional Integral Derivative
UMÖK	Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrol

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Armatür Devresi ve Rotor Serbest Cisim Diyagramı 5
Şekil 2.2 DA Motoru Blok Diyagramı 8
Şekil 2.3 Coulomb Sürtünme Modeli 10
Şekil 2.4 Viskoz Sürtünme Modeli 11
Şekil 2.5 Coulomb + Viskoz Sürtünme Modeli 11
Şekil 2.6 Statik Sürtünme Modeli 12
Şekil 2.7 Coulomb + Viskoz + Statik Sürtünme Modeli 12
Şekil 2.8 Coulomb + Viskoz + Statik + Stribeck Sürtünme Modeli 13
Şekil 2.9 Sol motora uygulanan referans sinyal ve enkoder üzerinden elde edilen pozisyon verisi 16
Şekil 2.10 Sağ motora uygulanan referans sinyal ve enkoder üzerinden elde edilen pozisyon verisi 16
Şekil 2.11 Parametre Kestirimi Blok Diyagramı 17
Şekil 2.12 Parametre kestirimi sonucu elde edilen sol motor modelinin sonuçları ve gerçek zamanlı sonuçlar 18
Şekil 2.13 Parametre kestirimi sonucu elde edilen sağ motor modelinin sonuçları ve gerçek zamanlı sonuçlar 18
Şekil 3.1 Model Öngörülü Kontrol Temel Yapısı[59] 19
Şekil 3.2 MÖK Kayan Ufuk Stratejisi [61] 20
Şekil 3.3 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolörde Kullanılan DA Motor Modeli 28
Şekil 3.4 Farklı Öngörü Ufku Değerlerine Göre Çıkış ve Kontrol Sinyalleri 30
Şekil 3.5 Farklı Kontrol Ufku Değerlerine Göre Çıkış ve Kontrol Sinyalleri 32
Şekil 3.6 Coulomb Sürtünmeli $(F_C = 0.0284)$ Sol Motor Grafikleri 33
Şekil 3.7 Coulomb Sürtünmeli $(F_C = 0.0284)$ Sağ Motor Grafikleri 34
Şekil 3.8 (0.25) Sürtünme Değerli Sol Motor Grafikleri 35
Şekil 3.9 (0.25) Sürtünme Değerli Sağ Motor Grafikleri 36
Şekil 4.1 Farklı Öngörü Ufku Değerlerine Göre Çıkış ve Kontrol Sinyalleri 42
Şekil 4.2 Farklı Öngörü Ufku Değerlerine Göre Çıkış ve Kontrol Sinyalleri 43
Şekil 4.3 Doğrusal Olmayan Sürtünme Etkisindeki Sol Motor Grafikleri . . 44
Şekil 4.4 Doğrusal Olmayan Sürtünme Etkisindeki Sağ Motor Grafikleri . . 45
Şekil 5.1 Robot Platformunun Şematiği 46

Şekil 5.2 Ölçüleri kullanılan robot 47
Şekil 5.3 DA motoru dinamiği ve PI kontrol blok diyagramı 48
Şekil 5.4 DA motor dinamiği ve model öngörülü kontrolör blok diyagramı . 49
Şekil 5.5 Sinyal üretici, ters kinematik ve diğer bloklar 50
Şekil 5.6 Sinyal üreticiden elde edilen hız referansları 50
Şekil 5.7 PI hız kontrolörlü gezgin robot blok diyagramı 51
Şekil 5.8 MÖK hız kontrolörlü gezgin robot blok diyagramı 51
Şekil 5.9 PI kontrollü sistemin motor hızları ve hız referansları karşılaştırması 52
Şekil 5.10 PI kontrollü sistemin kontrol sinyali 53
Şekil 5.11 PI kontrollü sistemin motor hız hataları 54
Şekil 5.12 MÖK kontrollü sistemin motor hızları ve hız referansları karşılaştırması 55
Şekil 5.13 MÖK kontrollü sistemin kontrol sinyali 56
Şekil 5.14 MÖK kontrollü sistemin motor hız hataları 57

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1 DA Motoru Sistem Tanıma Parametreleri 17
Tablo 3.1 Doğrusal MÖK Tasarımındaki DA Motoru Parametreleri 28
Tablo 3.2 Farklı Öngörü Ufku Değerlerinin Hesaplama Süreleri 29
Tablo 3.3 Farklı Kontrol Ufku Değerlerinin Hesaplama Süreleri 31
Tablo 3.4 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolör Parametreleri 31
Tablo 4.1 Doğrusal Olmayan Uyarlanabilir MÖK Tasarımındaki DA Motoru Parametreleri 38
Tablo 4.2 Farklı Öngörü Ufku Değerlerinin Hesaplama Süreleri 40
Tablo 4.3 Farklı Kontrol Ufku Değerlerinin Hesaplama Süreleri 40
Tablo 4.4 Doğrusal Olmayan Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrolör Parametreleri 41
Tablo 4.5 Doğrusal Olmayan Sürtünme Modeli Parametreleri 41
Tablo 5.1 Robot Platformunun Boyutları 47
Tablo 5.2 DA Motoru Modelinin Parametreleri 47
Tablo 5.3 PI Kontrolör parametreleri 49
Tablo 5.4 Model öngörülü kontrolör parametreleri 49

ÖZET

METAL YÜZEYLERDE DUVAR TIRMANIŞI İÇİN İKİ TEKERLEKLİ DİFERANSİYEL SÜRÜŞLÜ GEZGİN ROBOT TASARIMI, BENZETİMİ VE KONTROLÜ

Hürcan Samet ÇAKIR

Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Claudia Fernanda YAŞAR

Bu tez çalışmasında, metal yüzeylerde duvar tırmanışı gerçekleştirebilen iki tekerlekli diferansiyel sürüşlü bir gezgin robotun tasarımı, benzetimi ve kontrolü ele alınmıştır. Çalışmanın temel amacı, özellikle insanların yer almasının tehlikeli ve zorlu olduğu ortamlarda etkin bir şekilde görev yapacak bir gezgin robot için tasarım, benzetim ve kontrol çalışmaları gerçekleştirmektir. İki tekerlekli diferansiyel sürüşlü robotun tahrik sistemi için doğru akım (DA) motorları kullanılmıştır. DA motorlarına etkiyen sürtünme kuvveti gibi harici bozucular da dikkate alınarak motorun hız kontrolü üzerine analizler yapılmıştır. Robotun temel kontrol yöntemi olarak model öngörülü kontrol (MÖK) ve uyarlanabilir model öngörülü kontrol (UMÖK) kullanılmış, bu kontrolörlerin parametrelerini belirlemek için analizler gerçekleştirilmiş ve kontrolörlerin çeşitli sürtünme kuvvetleri altındaki performansı değerlendirilmiştir. Robotun benzetiminde, gerçek dünya koşullarını olabildiğince yansıtmak amacıyla geliştirilmiş ve çeşitli bozucuların bulunduğu test senaryolarında performansı analiz edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Tırmanan robotlar, doğru akım motor kontrolü, model öngörülü kontrol

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ABSTRACT

DESIGN SIMULATION AND CONTROL OF A TWO WHEEL DIFFERENTIAL DRIVE MOBILE ROBOT FOR WALL CLIMBING ON METAL SURFACES

Hürcan Samet ÇAKIR

Department of Mechatronics Engineering
Master of Science Thesis

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Claudia Fernanda YAŞAR

In this thesis, the design, simulation and control of a two-wheel differential drive mobile robot capable of wall climbing on metal surfaces are studied. The main objective of the study is to perform design, simulation and control studies for a mobile robot that will work effectively in environments where it is dangerous and difficult for humans to be involved. Direct current (DC) motors are used for the drive system of the two-wheel differential drive robot. Considering external disturbances such as friction force acting on the DC motors, the speed control of the motor is analyzed. Model predictive control (MPC) and adaptive model predictive control (AMPC) are used as the basic control method of the robot. Analyses are performed to determine the parameters of these controllers and the performance of these controllers under various friction forces is evaluated. In the simulation of the robot, it was developed to represent real-world conditions as much as possible and its performance was analyzed in test scenarios with various disturbances.

Keywords: Climbing robots, direct current motor control, model predictive control

YILDIZ TECHNICAL UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF SCIENCE AND ENGINEERING

1
GİRİŞ

Tez çalışmasının bu giriş bölümünde tezin amacı maddeler halinde listelenmiş, tırmanma robotları, doğru akım motorları ve kontrolü, model öngörülü kontrol yöntemleri hakkında literatür özeti sunulmuştur.

1.1 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasının temel amacı, özellikle insanların yer almasının tehlikeli olduğu ortamlar ve zorlu işlerde metal yüzeyli duvarlara tırmanarak etkin bir şekilde görev yapabilecek iki tekerlekli diferansiyel sürüşlü bir gezgin robot için tasarım, benzetim ve kontrol çalışmaları gerçekleştirmektir. Bu temel amacın yanında tez çalışmasının alt amaçları ise aşağıdaki gibidir:

- Doğru akım (DA) motorunun elektronik ve mekanik bileşenlerini kullanarak dinamiğini çıkartmak, durum-uzay gösterimini ve matematiksel modellemesini yaparak indirgenmiş bir transfer fonksiyonu elde etmek,
- DA motorunda yer alan Coulomb sürtünme, viskoz sürtünme, statik sürtünme ve Stribeck etkisi gibi sürtünme modellerini göstermek,
- Bir DA motorunun sistem tanıma ve parametre kestirimi için model seçimi, veri toplama, modelleme, parametre kestirimi ve doğrulama çalışmaları yapmak,
- Model Öngörülü Kontrol (MÖK) yaklaşımını ve bu yaklaşımın temel yapısını, matematiksel altyapısını ve MÖK temelli kontrolör tasarım kriterlerini göstermek,
- MÖK temelli kontrolör tasarım kriterlerini dikkate alarak çeşitli analizlerden alınan sonuçlarla doğrusal model öngörülü kontrolör tasarlamak ve bu kontrolörün farklı sürtünme koşulları altındaki performansını incelemek,

- MÖK temelli kontrolör tasarım kriterlerini dikkate alarak çeşitli analizlerden alınan sonuçlarla uyarlanabilir model öngörülü kontrolör tasarlamak ve bu kontrolörün doğrusal olmayan sürtünme koşulları altındaki performansını incelemek,
- MÖK tasarım kriterlerini dikkate alarak iki tekerlekli diferansiyel sürüşlü bir gezgin robot için doğrusal model öngörülü kontrolör ve uyarlanabilir model öngörülü kontrolör tasarımı yapmak.

1.2 Literatür Özeti

Tırmanma robotları çoğunlukla insanlar için risk ve tehlikeler barındıran ortamlarda zorlu işler için çeşitli amaçlarla kullanılmaktadır. Büyük depolama yapılarında, gemi gövdelerinde, rüzgar santrallerinde, köprülerde, boru hatlarında ve diğer çeşitli yapılarda görev alırlar. Literatürde bahsedilen yapılarda görev yapan tırmanma robotlarının pratik uygulamalarına dair birçok çalışma bulunmaktadır [1]. Gemilerde, havacılık endüstrisinde, petrokimya tesislerinde metal yüzeylerin incelenmesi ve bakımı için görev yapmaktadırlar [2–5]. Tırmanma robotları muayene amacıyla tırmandıkları metal yapının yüzeyindeki korozyon, çatlak ve göçük gibi hasarları tespit edebilir [6], paslı bölgelerin ve kaynak dikişlerinin temizlenmesi gibi bakım işleri için de kullanılabilirler.

Literatürde tırmanma robotlarının tutunma ve hareket mekanizmaları ile kontrol yöntemleriyle alakalı birçok çalışma yer almaktadır [7]. Tırmanma robotları dik veya eğimi fazla alanlarda çalışmaları sebebiyle tırmanacakları yüzeye tutunmalarını sağlayacak sistemlere ihtiyaç duyarlar [8, 9]. Manyetik, mekanik (sıkıştırarak veya pençeyle) ve hava basıncıyla tutunma tercih edilen bazı tutunma yöntemleridir. Her tutunma yönteminin kendine göre bazı avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Manyetik tutunmada [10–13] sabit mıknatıslar veya elektromıknatıslar güçlü tutunma imkanı sağlar fakat bu ferromanyetik olmayan yüzeylerde işe yaramaz. Sabit mıknatıslar ağır olmaları sebebiyle robotun taşıması gereken yükü arttıracaktır. Ağırlığı arttırmamak adına elektromıknatıslar kullanılabilir ancak bu da sürekli bir güç tüketimine sebep olur. Mekanik tutunma [14–17] yönteminde sıkıştırarak veya pençeyle tutunulduğunda hareket edilmezse güç tüketimi olmayacaktır. Mekanik olarak tutunma pençe veya tırnak benzeri bir yapıyla gerçekleştirilebilir ancak bunun için tırmanılan yüzeyin pürüzlü olması gerekmektedir. Tutamaçla kullanıldığında ise yalnızca halat, direk, boru gibi yapılarda tutunma yapılabilir, düz yüzeylerde tutunma sağlanamaz. Hava basıncıyla tutunma [18–21] yöntemi birçok farklı yüzeye tutunma imkanı sağlar. Ancak robot durağan haldeyken bile güç tüketimi gerekmektedir.

Tırmanma robotlarının tutunma yöntemlerinde olduğu gibi robotun hareketini sağlayan hareket mekanizmalarında da birçok farklı yapı bulunmaktadır. Tekerlekli, paletli, bacaklı hareket yöntemleri tırmanma robotlarındaki temel hareket mekanizmalarından bazılarıdır. Tekerlekli [22–26] tırmanma robotları basit yapıya sahiptir ve bu sebeple kolay kontrol edilebilirler. Düz yüzeylerde kullanımları mümkündür. Sürekli ve hızlı hareket etme kabiliyetleri vardır fakat engelleri aşma yetenekleri zayıftır. Paletli tırmanma [27–30] robotları da tekerlekli tırmanma robotları gibi sürekli ve hızlı hareket kabiliyetine sahiptir. Bunun yanında daha geniş bir alana tutunurlar ve engel aşma kabiliyetleri yüksektir. Yapıları tekerlekleri robotlara kıyasla biraz daha karmaşıktır ve dönüş hareketlerini yapmaları daha zordur. Bacaklı hareket [31–33] mekanizması her iki mekanizmadan da yapısal olarak daha karmaşık ve kontrolü zor bir mekanizmadır. Fakat tırmanılan alandaki engelleri aşma kabiliyeti ise diğerlerine kıyasla daha fazladır.

Tırmanma robotunun tasarımı ve fiziki yapısı, robotun yüzeye başarıyla tutunmasına, hareketini düzgün sağlamasına ve çevreden kaynaklı tüm etkilere karşı koymasına imkan vermelidir. Robot, yüzeydeki konumlandırılmasından kaynaklı baş açısı ve yerçekimi gibi etkiler sebebiyle oluşabilecek kuvvet değişikliklerine karşı dayanıklı olmalıdır. Doğrusal ve doğrusal olmayan karakteristiğe sahip etkiler, sürtünme kuvveti ve atalet değişimleri robotun üstesinden gelmesi gereken bazı durumlardır. Literatürde her ne kadar tırmanma robotlarının tutunma, hareket mekanizmaları ve kontrol yöntemlerini içeren çalışmalar olsa da tutunma ve hareket mekanizmaları birleştiğinde ve gerçek ortam etkileri dahil edildiğinde artan karmaşıklık sebebiyle bu alanda daha fazla çalışma yapılmasına ihtiyaç bulunmaktadır [34].

Kolay kontrol edilebilirlikleri ve geniş hız aralıklarında çalışabilir olmaları sebebiyle doğru akım motorları robotik sistemlerde önemli bir role sahiptirler. Hem tekerlekli tırmanma robotlarının hem de doğru akım motorlarının ayrı ayrı birtakım dezavantajları bulunmaktadır. Tekerlekli tırmanma robotlarının ve doğru akım motorlarının birlikte kullanımı robotun kontrolünü daha da zorlaştırmaktadır. Literatürde, tekerlek kullanan ve doğru akım motoruyla tahrik edilen tırmanma robotu çalışmaları yer almaktadır [23, 35, 36].

Doğru akım motorlarını birçok farklı yöntemle kontrol etmek mümkündür. Klasik kontrol metotlarından PID (Proportional Integral Derivative, Oransal İntegral Türevsel) kontrolörler doğru akım motorlarını kontrol etmek için kullanılabilir. PID kontrol endüstriyel bir kontrol sistemi uygulamasında yaygın olarak kullanılan, geri beslemeli bir kontrol yöntemidir. Kontrol sistemleri için çok temel bir kontrol yöntemi olup literatürde birçok yayında yer almaktadır. Doğru akım motorlarının

PID ile kontrolü üzerine çeşitli çalışmalar bulunmaktadır [37, 38].

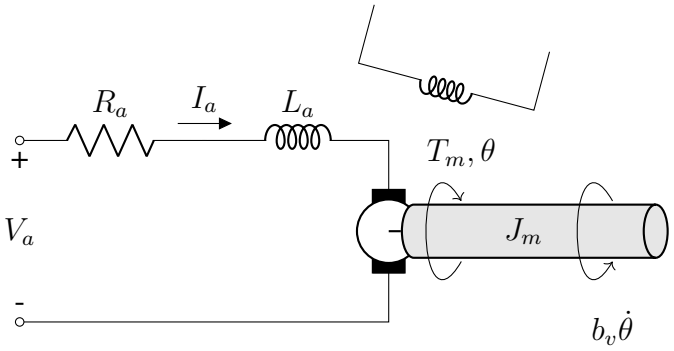
Doğru akım motorlarını kontrol etmek için bir diğer yöntem de model öngörülü kontrol yaklaşımları olabilir. Model Öngörülü Kontrol, özellikle süreç kontrolü gerektiren enerji santrali ve petrol rafinerisi gibi endüstrilerde kullanılmaya başlanan ve günümüzde artık birçok endüstriye yayılmış, literatürde uzunca yıllardır yer alan bir kontrol yaklaşımıdır [39–44]. İlk ortaya çıkışının ardından model öngörülü kontrol temelli birçok farklı yaklaşım geliştirilmiştir [45–49]. Dinamik Matris Kontrol [46] ve Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol [39] bu yaklaşımların bilinen örneklerindendir. Model öngörülü kontrol günümüzde çok çeşitli alanlarda kullanılmaktadır. Doğru akım motoru [50–52] ve gezgin robot [53–55] çalışmalarında model öngörülü kontrol yaklaşımlarının yer aldığı birçok çalışma bulunmaktadır. Literatürde model öngörülü kontrol ve PID yönteminin karşılaştırıldığı çeşitli çalışmalar da bulunmaktadır [56–58].

2
DOĞRU AKIM MOTORLARI

Doğru akım (DA, DC - Direct Current) motorları, 19. yüzyıl sonlarında icat edilmiş elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren önemli aktüatörlerdir. Bu aktüatörler, elektrik enerjisini kullanarak hareket sağlayan araçların temelini oluşturmuş ve sanayileşme sürecinde büyük bir rol oynamıştır. Kolay kontrol edilebilir, yüksek verimli ve geniş hız aralıklarında çalışabilir olmaları günümüzde hala birçok endüstri ve uygulamada sıklıkla kullanılan aktüatörler arasında olmalarını sağlamaktadır. DA motorları, ev aletlerinden robotik sistemlere, elektrikli araçlardan yenilenebilir enerji sistemlerine kadar geniş bir yelpazede tercih edilmektedir. Özellikle kolay kontrol edilebilirlikleri sebebiyle robotik sistemlerde önemli role sahiptirler.

2.1 DA Motorunun Dinamiği

DA motorları elektronik ve mekanik bileşenlerden oluşan, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren bir yapıya sahiptir. Bir DA motorunun elektronik bileşeni olan armatür devresine girdi olarak gerilim uygulandığında, mekanik bileşen olan rotordan çıktı olarak dönme hareketi elde edilir. Bu elektromekanik yapı, Şekil 2.1'de gösterildiği haliyle armatür devresi ve rotor serbest cisim diyagramı olarak literatürde yaygınca yer alır.



Şekil 2.1 Armatür Devresi ve Rotor Serbest Cisim Diyagramı

DA motorlarının çalışma prensibi manyetik alan etkileşimiyle açıklanmaktadır. Şekil 2.1'de görülebileceği üzere rotor, sabit bir manyetik alan içerisinde yer almaktadır. Armatür devresine V_a gerilimi uygulandığında R_a armatür direnci ve L_a armatür endüktansından I_a armatür akımı geçer. I_a armatür akımı R_a armatür direnci üzerinde V_{Ra} gerilimini, L_a armatür endüktansı üzerinde V_{La} gerilimini oluşturur. Bununla birlikte rotor sargılarını temsil eden armatür endüktansının etrafında da bir manyetik alan meydana gelir. Meydana gelen bu manyetik alan ile sabit manyetik alan etkileşime girerek motorda T_m manyetik torkunu oluşturur ve rotorun T_J torkuyla dönmesini sağlar. Rotorun manyetik alan içerisinde dönmeye başlamasıyla birlikte rotorda V_b zıt elektromotor kuvvet (zıt emk, back emf - back electromotive force) gerilimi ve motordaki mekanik bileşenler arasındaki sürtünme sebebiyle de T_f sürtünme torku ortaya çıkar.

Armatür devresindeki gerilim dengesi incelendiğinde sistem girişine V_a gerilimi uygulanarak sistem çıkışında V_{Ra}, V_{La} ve V_b gerilimlerinin oluştuğu görülür. Kirchhoff'un ikinci yasası yani gerilim yasasına göre bir elektrik devresine ait kapalı çevrede toplam düşen gerilim sıfıra eşit olmalıdır. İlgili yasa armatür devresi için uygulandığında

$$V_a - V_{Ra} - V_{La} - V_b = 0 \tag{2.1}$$

denklemi elde edilmektedir. Bu denklemdeki her bir gerilime karşılık gelen ifadeler

$$V_{Ra} = I_a \cdot R_a \tag{2.2}$$

$$V_{La} = L_a \cdot \frac{d}{dt} I_a \tag{2.3}$$

$$V_b = k_e \cdot \dot{\theta} \tag{2.4}$$

şeklinde ayrı ayrı yazılabilir. (2.4)'teki k_e, ters emk sabitini temsil ederken $\dot{\theta}$ rotorun açısal hızını temsil etmektedır. Ters emk sabiti, motorun yapısal özelliklerine bağlıdır. (2.2), (2.3) ve (2.4) denklemleri (2.1)'e yerleştirildiğinde

$$V_a = I_a \cdot R_a + L_a \cdot \frac{d}{dt} I_a + k_e \cdot \dot{\theta} \tag{2.5}$$

diferansiyel gerilim denklemi elde edilir.

Motordaki tork dengesine bakıldığında manyetik alanların etkileşimiyle meydana gelen T_m manyetik torkunun, T_J torkuyla rotorun dönmesini sağladığı ve motordaki mekanik bileşenlerin sürtünmesi sebebiyle de T_f torkunun ortaya çıktığı görülür. Bu tork dengesini diferansiyel denklem halinde ifade etmek için

$$T_m - T_J - T_f = 0 \tag{2.6}$$

denklemi kullanılabilir. (2.6)'daki her bir tork değerini

$$T_m = k_t \cdot I_a \tag{2.7}$$

$$T_J = J_m \cdot \ddot{\theta} \tag{2.8}$$

$$T_f = b_v \cdot \dot{\theta} \tag{2.9}$$

şeklinde ayrı ayrı yazmak mümkündür. (2.7)'deki k_t motor tork sabitidir. Motorun fiziki ve elektriksel özellikleri motor tork sabitini etkilemektedir. (2.8)'de yer alan J_m rotorun eylemsizlik momentini, $\ddot{\theta}$ rotorun dönme ivmesini temsil etmektedir. (2.9)'da bulunan b_v sürtünme katsayısını, $\dot{\theta}$ ise rotorun açısal hızını ifade etmektedir. (2.7), (2.8) ve (2.9) denklemleri (2.6)'da yazılırsa

$$k_t \cdot I_a = J_m \cdot \ddot{\theta} + b_v \cdot \dot{\theta} \tag{2.10}$$

diferansiyel tork denklemi elde edilir.

2.2 DA Motorunun Durum-Uzay Gösterimi

Durum-uzay gösterimi, sistemin tüm dinamiklerini tek bir yapı altında toplayan, matrisler ve matris denklemleriyle ifade edilen bir gösterimdir. Durum-uzay gösteriminde sistemler; x durum vektörü, u giriş vektörü ve y çıkış vektörü kullanılarak tanımlanmaktadır. Sürekli zamanlı sistemler için durum-uzay denklemi

$$\dot{x} = Ax + Bu \qquad y = Cx + Du \tag{2.11}$$

şeklinde yazılmaktadır. A sistemin dinamik özelliklerini belirleyen sistem matrisi, B sistem girişlerinin durum değişkenleri üzerindeki etkisini gösteren giriş matrisi, C durum değişkenlerinden çıkışı belirleyen çıkış matrisi ve D ileri besleme matrisidir. Bir DA motoru için durum-uzay gösterimi (2.12)'de yapılmıştır.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ I_a\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{-b_v}{J} & \frac{k_t}{J}\\ \frac{-k_e}{L_a} & \frac{-R_a}{L_a}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ I_a\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ \frac{1}{L_a}\end{bmatrix} V_a \qquad \dot{\theta} = \begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ I_a\end{bmatrix} \tag{2.12}$$

DA motorunun durum-uzay matrisleri ise (2.13)'te verilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix}\frac{-b_v}{J} & \frac{k_t}{J}\\ \frac{-k_e}{L_a} & \frac{-R_a}{L_a}\end{bmatrix} \qquad B = \begin{bmatrix}0\\ \frac{1}{L_a}\end{bmatrix} \qquad C = \begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix} \tag{2.13}$$

2.3 DA Motorunun Matematiksel Modellenmesi

Diferansiyel gerilim denklemi (2.5) ve diferansiyel tork denklemi (2.10) için Laplace dönüşümü uygulandığında sırasıyla

$$V_a(s) = R_a \cdot I_a(s) + L_a \cdot sI_a(s) + k_e \cdot s\theta(s) \tag{2.14}$$

$$k_t \cdot I_a(s) = J_m \cdot s^2\theta(s) + b_v \cdot s\theta(s) \tag{2.15}$$

denklemlerine ulaşılır. Her iki denklem de düzenlendiğinde sırasıyla

$$V_a(s) = R_a \cdot I_a(s) + L_a \cdot sI_a(s) + k_e \cdot s\theta(s) = (R_a + sL_a)\, I_a(s) + k_e \cdot s\theta(s) \tag{2.16}$$

$$I_a(s) = \frac{J_m \cdot s^2\theta(s) + b_v \cdot s\theta(s)}{k_t} = \left(\frac{sJ_m + b_v}{k_t}\right) s\theta(s) \tag{2.17}$$

denklemleri elde edilir. (2.16)'daki $I_a(s)$ yerine (2.17) yazıldığında (2.18)'e ve (2.18) düzenlendiğinde de (2.19)'a ulaşılır.

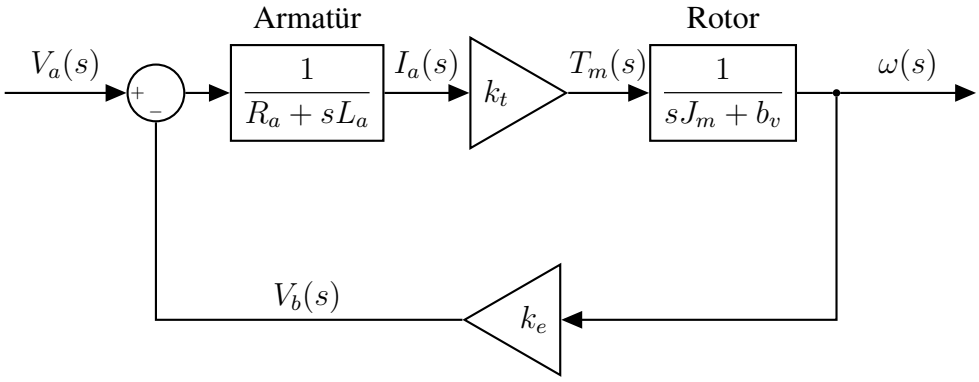
$$V_a(s) = (R_a + sL_a) \cdot \left(\frac{sJ_m + b_v}{k_t}\right) s\theta(s) + k_e \cdot s\theta(s) \tag{2.18}$$

$$V_a(s) = \left(\frac{(R_a + sL_a)(sJ_m + b_v) + k_e \cdot k_t}{k_t}\right) s\theta(s) \tag{2.19}$$

(2.19)'daki $s\theta(s)$, rotorun açısal hızını ifade etmektedir. Açısal hız ifadesi için $s\theta(s)$ yerine $\omega(s)$ yazılabilir. (2.19)'u düzenleyip, sistem girişi ve çıkışı şeklinde ifade etmek istersek

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{k_t}{(R_a + sL_a)(sJ_m + b_v) + k_e \cdot k_t} \tag{2.20}$$

denklemine ulaşırız. Düzenlenmiş bu denklem kullanılarak Şekil 2.2'deki blok diyagram çizilebilir.



Şekil 2.2 DA Motoru Blok Diyagramı

Şekil 2.2'ye göre sistem girişine V_a gerilimi uygulandığında armatür devresinden I_a akımının geçtiği görülür. (2.7)'de de ifade edildiği üzere I_a armatür akımı ile k_t

motor tork sabitinin çarpımı sonucunda T_m manyetik torku meydana gelir ve bunun etkisiyle rotor ω açısal hızıyla dönmeye başlar. (2.4)'te ise rotor açısal hızı ile k_e ters emk sabitinin çarpımında V_b ters emk gerilimi meydana gelir.

Enerjinin korunumu yasasına göre bir sistemin girişindeki güç ile çıkışındaki güç kayıplar da dahil edildiğinde birbirine eşit olmalıdır. Güç hesaplamaları yapıldığında k_t motor tork sabiti ile k_e ters emk sabitinin birbirine eşit olduğu görülür. Dolayısıyla k_e yerine k_t yazılabilir.

Endüktans, devredeki akım değişimine gösterilen direnci ifade eder. DA motorları isimlerinden de anlaşılacağı üzere doğru akım ile çalıştıklarından akım değişimi görülmez. Bu sebeple armatür devresindeki endüktans değeri $L_a = 0$ kabul edilir. L_a değerini sıfır alıp pay ve paydayı R_a değerine böldüğümüzde

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{k_t}{R_a}}{sJ_m + b_v + \frac{{k_t}^2}{R_a}} \tag{2.21}$$

denklemini elde ederiz. Bu denklemdeki s ifadesini yalnız bırakmak için de pay ve paydayı J_m değerine bölebiliriz. Böylelikle

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{k_t}{J_m \cdot R_a}}{s + \frac{b_v + \frac{{k_t}^2}{R_a}}{J_m}} = \frac{A}{s + B} \tag{2.22}$$

gibi bir sadeleştirilmiş denklem oluşturulur. Bu denklemdeki pay ve paydada yer alan s dışındaki ifadeler sırasıyla A ve B olarak yazılabilir. Dolayısıyla A ve B değerleri

$$A = \frac{k_t}{J_m \cdot R_a} \qquad B = \frac{b_v + \frac{{k_t}^2}{R_a}}{J_m} \tag{2.23}$$

olacaktır. Son durumda DA motorunun girişine V_a gerilimi uygulandığında çıkışta ω dönme hızı edilecek indirgenmiş transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{A}{s + B} \tag{2.24}$$

olarak elde edilmiştir.

2.4 DA Motoru Sürtünme Modelleri

Sürtünme kuvveti, iki yüzeyin birbirine temas ettiği kısımlarda oluşan bir kuvvettir. Bu kuvvet, yüzeylerde yer alan gözle görülemeyecek kadar küçük boyutlardaki pürüzlerin birbirine karşı koymasıyla ortaya çıkar. Sürtünme, DA motorlarında verimliliği ve performansı etkileyen önemli bir faktördür. Motorda enerji kayıplarına neden olduğu gibi motorun çalışmasını da zorlaştırmaktadır. DA motorlarını etkin bir biçimde kontrol etmek için motorda oluşan sürtünme kuvvetlerinin dikkate alınması gerekmektedir.

2.4.1 Coulomb Sürtünme

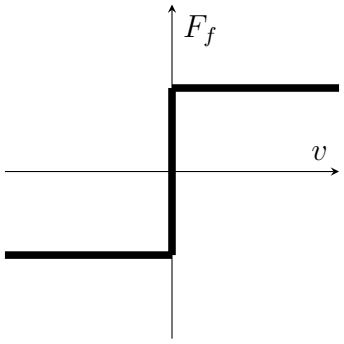
Coulomb sürtünme, birbirine temas eden iki yüzeyin aralarındaki hareketi engellemeye çalışmaları sebebiyle ortaya çıkan bir sürtünme kuvvetidir. Coulomb sürtünme kuvveti, yüzeyler arasındaki temas kuvveti ve yüzeyin malzeme özelliklerinin etkilediği Coulomb sürtünme katsayısıyla ilişkilidir. Coulomb sürtünme kuvvetinin büyüklüğünü gösteren ifade (2.25)'te gösterilmiştir.

$$F_C = f_C \cdot F_N \tag{2.25}$$

(2.25)'te F_C Coulomb sürtünme kuvvetini, f_C Coulomb sürtünme katsayısını, F_N ise yüzeyler arasındaki temas kuvvetini temsil etmektedir. Coulomb sürtünme kuvveti, hareket hızının sıfırdan farklı olduğu durumlarda sabit bir büyüklüğe sahiptir ve hız değişiminden etkilenmez. Hız yönünün tersi yönünde etki etmektedir. Bu durum

$$v \neq 0, \quad F_f = F_C \cdot sgn(v) \tag{2.26}$$

denklemiyle ifade edilebilir. (2.26)'da F_f sürtünme kuvvetini, $sgn(v)$ ise v hızının işaret (signum) fonksiyonunu göstermektedir. Coulomb sürtünme modeline ait sürtünme kuvveti - hız grafiği Şekil 2.3'te gösterilmiştir.



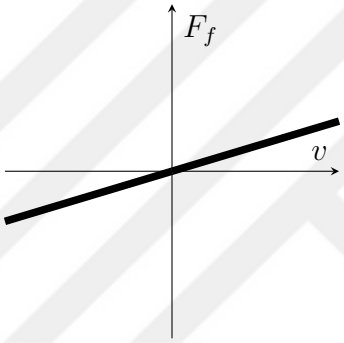
Şekil 2.3 Coulomb Sürtünme Modeli

2.4.2 Viskoz Sürtünme

Viskoz sürtünme, akışkanların hareketi esnasında meydana gelen bir sürtünme kuvvetidir. DA motorlarında viskoz sürtünme, rotorun hareket ettiği ortamdaki viskoz akışkanların (yağ veya hava) gösterdiği direnç sebebiyle oluşmaktadır. Viskoz sürtünme kuvveti, rotorun dönme hızı arttıkça hızla doğru orantılı bir şekilde artmaktadır. Bunun sebebi viskoz akışkanların dönme hızı arttıkça daha fazla direnç göstermesidir. Viskoz sürtünme kuvveti

$$F_f = F_v = b_v \cdot v \tag{2.27}$$

denklemiyle ifade edilmektedir. Bu denklemde F_v viskoz sürtünme kuvvetini, b_v viskoz sürtünme katsayısını temsil etmektedir. Viskoz sürtünme modeline ait sürtünme kuvveti - hız grafiği Şekil 2.4'te gösterilmiştir.

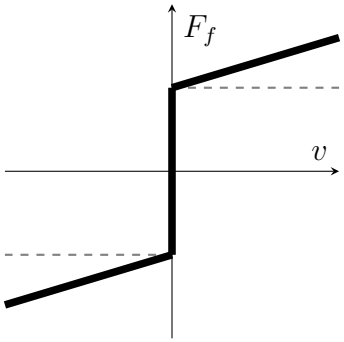


Şekil 2.4 Viskoz Sürtünme Modeli

Coulomb ve viskoz sürtünme birlikte direnç göstererek sürtünme kuvveti oluşturduğunda meydana gelen toplam sürtünme kuvveti (2.28)'de verilmiştir.

$$F_f = F_C + F_v = f_C \cdot F_N \cdot sgn(v) + b_v \cdot v \tag{2.28}$$

Coulomb + viskoz sürtünme modeline ait sürtünme kuvveti - hız grafiği Şekil 2.5'te gösterilmiştir.



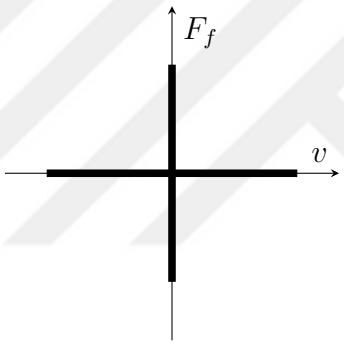
Şekil 2.5 Coulomb + Viskoz Sürtünme Modeli

2.4.3 Statik Sürtünme

DA motorlarında statik sürtünme, rotorun durağan halden harekete geçeceği anda karşılaştığı direnci ifade etmektedir. Statik sürtünme, yapışma kuvveti (stiction) olarak da adlandırılmaktadır. Rotor dönmeye başlamak için statik sürtünmenin oluşturduğu direnci yenmek zorundadır. Rotor durağan haldeyken uygulanan harici bir kuvvet, statik sürtünme kuvvetinin eşik değerini aşmadığı takdirde rotoru harekete geçiremez. Bu eşik değerine, kopma kuvveti (break-away force) denilmektedir. Buna göre statik sürtünme kuvveti

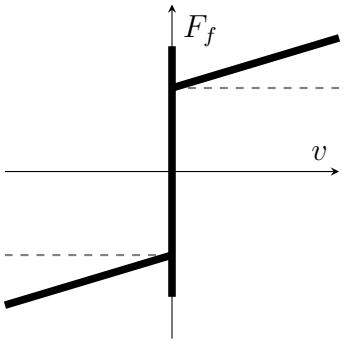
$$F_f = \begin{cases} F_e, & v = 0 \quad ve \quad |F_e| < F_s \\ F_s \cdot sgn(F_e), & v = 0 \quad ve \quad |F_e| \geq F_s \end{cases} \tag{2.29}$$

denklemiyle ifade edilebilir. Bu denklemde F_e harici kuvveti, F_s ise statik sürtünme kuvvetinin en büyük değerini temsil etmektedir. Statik sürtünme modeline ait sürtünme kuvveti - hız grafiği Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6 Statik Sürtünme Modeli

Coulomb + viskoz + statik sürtünme modeline ait sürtünme kuvveti - hız grafiği Şekil 2.7'de gösterilmiştir.



Şekil 2.7 Coulomb + Viskoz + Statik Sürtünme Modeli

2.4.4 Stribeck Etkisi

Stribeck etkisi, sıvı yağlamanın kullanıldığı durumlar için düşük hızlarda sürtünme kuvvetinin giderek azalmasını ve hareketin belirli bir hıza ulaşmasıyla sürtünme kuvvetinin artmaya başlamasını açıklamaktadır. DA motorlarında, rotor düşük hızlarda dönmeye başladığında rotorun içinde bulunduğu yağ akışkan bir film haline gelmeye başlar ve sürtünmeyi azaltır. Sürtünme, belirli bir hıza ulaşana kadar azalmaya devam eder. Hız, Stribeck hızı olarak ifade edilen eşiğe ulaştıktan sonra sürtünme kuvveti artmaya başlar. Stribeck etkisi

$$F_S = \left((F_s - F_C) \cdot e^{-\left|\frac{v}{v_s}\right|^{\delta}} \right) \cdot sgn(v) \tag{2.30}$$

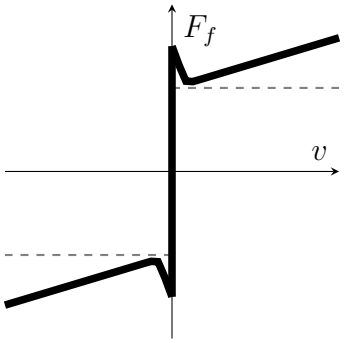
ifadesiyle gösterilmektedir. Bu ifadedeki v_s Stribeck hızı, δ ise ampirik bir üs değeridir. Stribeck etkisinin de dahil edildiği sürtünme kuvvetleri

$$F_f(v) = \left(F_C + (F_s - F_C) \cdot e^{-\left|\frac{v}{v_s}\right|^{\delta}} \right) \cdot sgn(v) + b_v \cdot v \tag{2.31}$$

denklemiyle açıklanmaktadır. Hıza bağlı olarak sürtünme kuvvetini belirleyen denklem

$$F_f = \begin{cases} F_f(v), & v \neq 0 \\ F_e, & v = 0 \quad ve \quad |F_e| < F_s \\ F_s \cdot sgn(F_e), & v = 0 \quad ve \quad |F_e| \geq F_s \end{cases} \tag{2.32}$$

şeklinde özetlenebilir. Coulomb + viskoz + statik + Stribeck etkisi sürtünme modeline ait sürtünme kuvveti - hız grafiği Şekil 2.8'de gösterilmiştir.



Şekil 2.8 Coulomb + Viskoz + Statik + Stribeck Sürtünme Modeli

2.5 DA Motorlarında Sistem Tanıma ve Parametre Kestirimi

Sistem tanıma, bir sistemin dinamik modelini veya davranışını anlamak için sistemin girişi ve çıkışı üzerinden matematiksel ve/veya istatistiksel yöntemler kullanılarak çıkarımların yapıldığı bir tekniktir.

Parametre kestirimi, sistem modelindeki parametrelerin ölçüm verilerini kullanmak yoluyla tahmin edilmesi işlemidir. Sistemin dinamiğini ve davranışını belirleyen bilinmeyen parametreler, bu yöntem kullanılarak kestirilebilmektedir. Parametre kestiriminde parametreleri en uygun hale getirmek için çeşitli eniyileme teknikleri kullanılmaktadır.

Sistem tanıma ve parametre kestirimi; model seçimi, veri toplama, modelleme, parametre kestirimi ve doğrulama gibi birtakım aşamalarla gerçekleştirilmektedir. Çalışmada iki tekerlekli diferansiyel sürüşlü bir gezgin robot üzerine çalışıldığı için sol ve sağ olmak üzere iki ayrı DA motoru bulunmaktadır. Sistem tanıma ve parametre kestiriminin tüm aşamaları her iki motor için ayrı ayrı uygulanmıştır. Aynı özellikteki motorlar kullanılmasından dolayı aynı sistem modeli kullanılmıştır.

Çalışmada kullanılan DA motorlarında 18.75:1 redüksiyon oranına sahip dişli kutusu bulunmaktadır. Bununla birlikte motor milinin devri başına 64 sayım çözünürlüğe sahip enkoderler de motorlarda yer almaktadır.

2.5.1 Model Seçimi

Sistem modeli olarak girişi V_a armatür giriş gerilimi, çıkışı ω açısal hızı olan (2.24)'teki $G(s)$ indirgenmiş transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Ancak sistem çıkışını açısal yer değiştirme (pozisyon) haline getirmek amacıyla indirgenmiş transfer fonksiyonu $1/s$ ifadesiyle çarpılmıştır. Bunun sebebi açısal yer değiştirmenin DA motorunun üzerinde bulunan enkoderle açısal hıza kıyasla daha kolay bir şekilde ölçülebilmesidir. Bir diğer sebep ise açısal hız ölçümlerinde açısal yer değiştirmenin aksine çok daha fazla gürültü görülmesidir. Sistem modeli olarak kullanılan transfer fonksiyonu (2.33)'te gösterilmiştir.

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{A}{s+B} \cdot \frac{1}{s} \tag{2.33}$$

Bu sistem modelinde motor dinamiklerini temsil edecek A ve B olmak üzere iki parametre bulunmaktadır. Söz konusu bu iki parametrenin belirlenmesi için veri toplama, modelleme, parametre kestirimi ve doğrulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

2.5.2 Veri Toplama

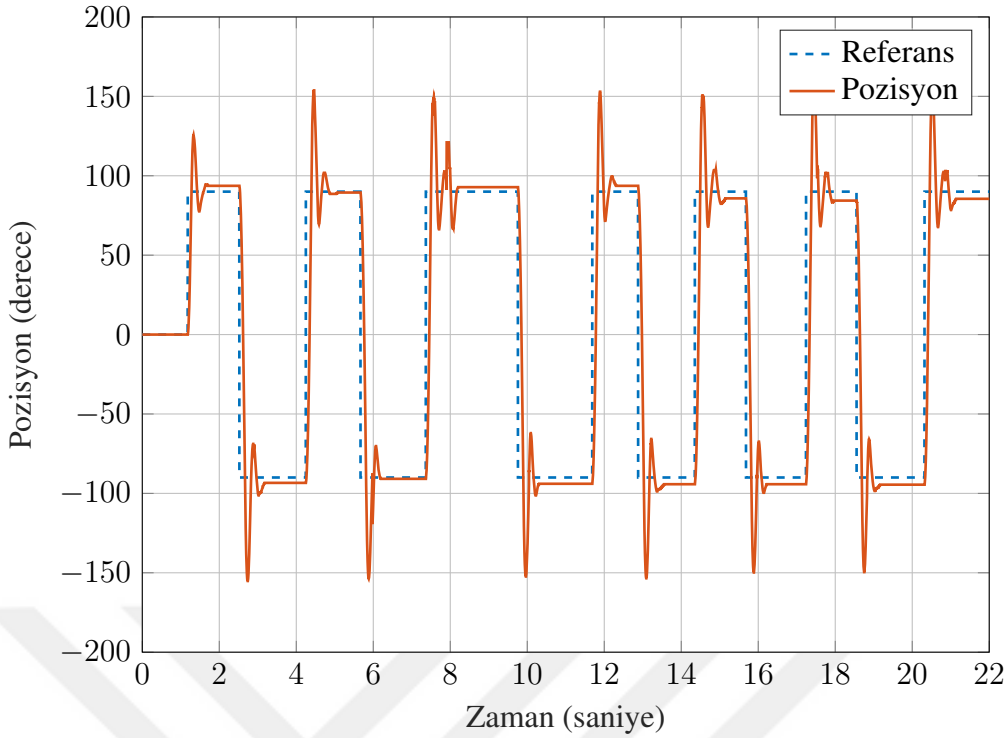
Veri toplama işlemlerine hazırlanmak için birtakım elektronik çalışmalar yapılmıştır. Arduino geliştirme kartı, motor sürücü kartı ve motorlar kullanılarak temel bir veri toplama sistemi kurulmuştur. Arduino geliştirme kartları elektronik prototipleme işlerini hızlı ve uygun maliyetle gerçekleştirmek için iyi bir tercihtir. Aynı zamanda Arduino geliştirme kartlarının MATLAB ve Simulink için donanım destek paketlerinin bulunması, Simulink üzerinde hazırlanan modellerin elektronik tarafta kolaylıkla uygulanmasını sağlamıştır. Motorların hız ve yönlerini kontrol etmek için motor sürücü kartı olarak ise L298N çift motor sürücü kartı tercih edilmiştir.

Model seçimi aşamasında belirlenen sistem modeline göre sistem girişi, gerilim olmalıdır. Giriş gerilimi, Arduino geliştirme kartının sayısal çıkış pinleri kullanılarak darbe genişlik modülasyonu (DGM, PWM - Pulse Width Modulation) sinyalleri olarak uygulanmıştır. Sistem çıkışı olan açısal yer değiştirme ise motorlarda yer alan enkoderlerden Arduino geliştirme kartının analog giriş pinleri kullanılarak okunan dönme miktarına göre ölçülmüştür.

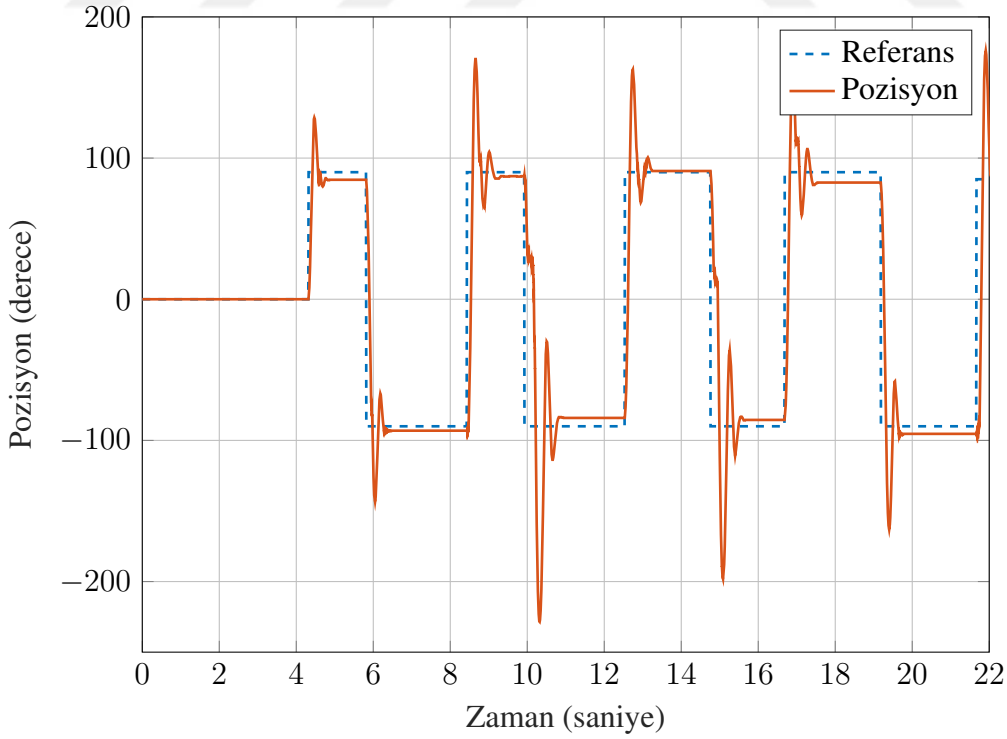
Veri toplama amaçlı iki farklı işlem gerçekleştirilmiştir. Bunlar, DA motorundaki statik sürtünmeyi temsil eden ölü bölge için veri toplama işlemi ve sistem parametrelerini kestirme amaçlı kullanılacak verileri toplama işlemidir.

Ölü bölge aralığını tespit etmek için açık çevrim bir model oluşturularak, saat yönünde ve saat yönünün tersinde en küçük DGM değerinden en büyük DGM değerine kadar referans sinyali uygulanarak açısal yer değiştirme verileri toplanmıştır. Toplanan veriler ışığında tespit edilen ölü bölge sınırları motor dönmeye başlayıncaya kadar oldukça küçük değişikliklerle ayarlanarak nihai ölü bölge aralığı ± 0.06 DGM olarak tespit edilmiştir.

Parametre kestirimi aşamasında kullanılmak üzere veri toplamak amacıyla ölü bölge tespit modeline benzer ancak kapalı çevrim bir model geliştirilmiştir. Bu model, DA motorunun sürekli olarak en büyük ve en küçük DGM değerlerine kadar saat yönünde ve saat yönünün tersinde dönerek pozitif ve negatif işaretli sistem çıkış verilerini toplamaktadır. Parametreleri daha doğru ve tutarlı bir şekilde kestirmek için pozitif ve negatif işaretli verilerin toplanmasının oldukça önemli olduğu düşünülmektedir. Toplanan veriler giriş, çıkış ve zaman bilgisi olacak şekilde ayrı ayrı kaydedilmiştir. Bu ayrıştırma işlemi parametre kestirimi yapılırken kullanılacak uygulama için gereklidir. Parametre kestirimi için toplanan referans ve açısal yer değiştirme verilerinin sol ve sağ motor için karşılaştırılması sırasıyla Şekil 2.9 ve Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



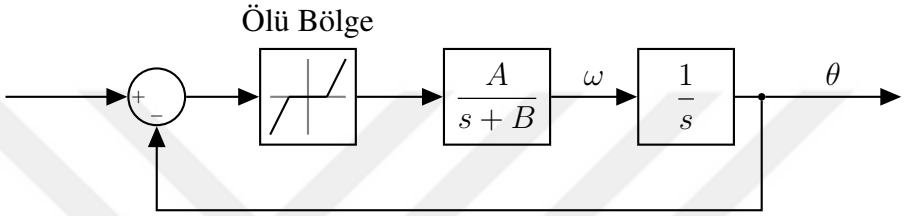
Şekil 2.9 Sol motora uygulanan referans sinyal ve enkoder üzerinden elde edilen pozisyon verisi



Şekil 2.10 Sağ motora uygulanan referans sinyal ve enkoder üzerinden elde edilen pozisyon verisi

2.5.3 Modelleme

Simulink yazılımında modelleme çalışması yapılırken açık çevrim yerine kapalı çevrim bir model tercih edilmiştir. Bunun sebebi, hem gerçek hem de benzetimi yapılan sistemi aynı yapı içerisinde değerlendirmektir. Parametre kestirim modeli hazırlanırken model seçimi aşamasında gösterilen (2.33), transfer fonksiyonu ve integral alıcı (Integrator) blok olacak şekilde iki ayrı blok halinde gösterilmiştir. Bu sayede açısal hız ve açısal yer değiştirme çıkışları ayrı ayrı gözlemlenebilmiştir. Transfer fonksiyonu önüne ölü bölge (Dead Zone) bloğu yerleştirilmiştir. Ölü bölge bloğu, DA motoru içerisindeki Coulomb sürtünmesini temsil etmektedir. Tasarlanan parametre kestirimi blok diyagramı Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11 Parametre Kestirimi Blok Diyagramı

2.5.4 Parametre Kestirimi

Modelleme aşamasında hazırlanan model kullanılarak Parametre Tahmincisi (Parameter Estimator) uygulaması çalıştırılmıştır. Parametre Tahmincisi uygulaması gerçek sisteme en yakın A ve B parametrelerini bulmak için kullanılan maliyet fonksiyonu doğrusal olmayan en küçük kareler yöntemi ile eniyilenmiştir. Robotun her iki motoru için de maliyet fonksiyonunu eniyileme çalışması yapılmıştır. Parametre kestirimi çalışmaları sonucunda sol ve sağ motor için DA motoruna ait kestirimi yapılan parametreler Tablo 2.1'de gösterilmiştir.

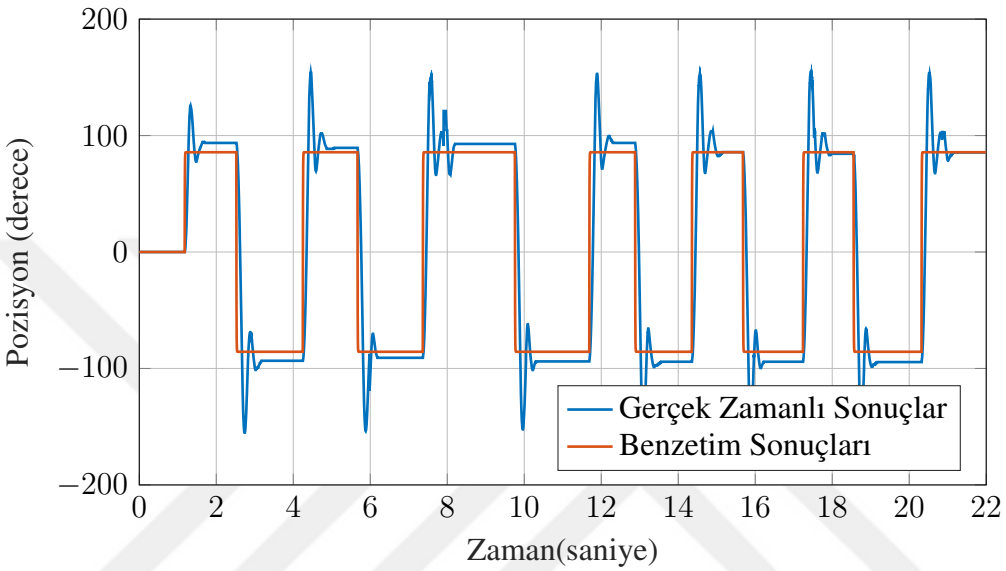
Tablo 2.1 DA Motoru Sistem Tanıma Parametreleri

Motor	$A\left(\frac{N}{V \cdot kg \cdot m}\right)$	$B\left(\frac{N \cdot s}{kg \cdot m}\right)$	$V_a(PWM)$	$T_{dz}(PWM)$
Sol	260	13	[-1,1]	[-0.06, 0.06]
Sağ	159	11	[-1,1]	[-0.06, 0.06]

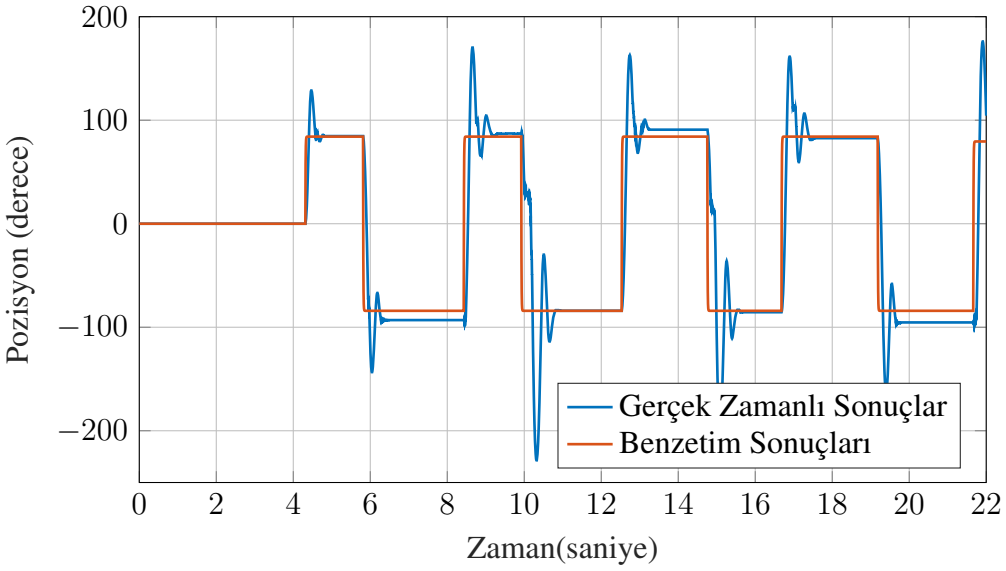
Bu tablo yer alan, A ve B motor parametrelerini, V_a motor armatür devresine yani sistem girişine uygulanan gerilimi, T_{dz} ise Coulomb sürtünmesini temsil eden ölü bölge aralığını göstermektedir.

2.5.5 Doğrulama

Parametre kestirimi sonucunda elde edilen A ve B parametrelerinin doğruluğunu görmek ve gerçek sistem üzerinde test etmek amacıyla doğrulama çalışmaları yapılmıştır. Doğrulama çalışmalarında veri toplama aşamasında elde edilen gerçek zamanlı sonuçlar ve parametre kestirimiyle elde edilen parametrelerin oluşturduğu benzetim sonuçlarına ait karşılaştırma grafikleri sol ve sağ motor için sırasıyla Şekil 2.12 ve Şekil 2.13'te gösterilmiştir.



Şekil 2.12 Parametre kestirimi sonucu elde edilen sol motor modelinin sonuçları ve gerçek zamanlı sonuçlar

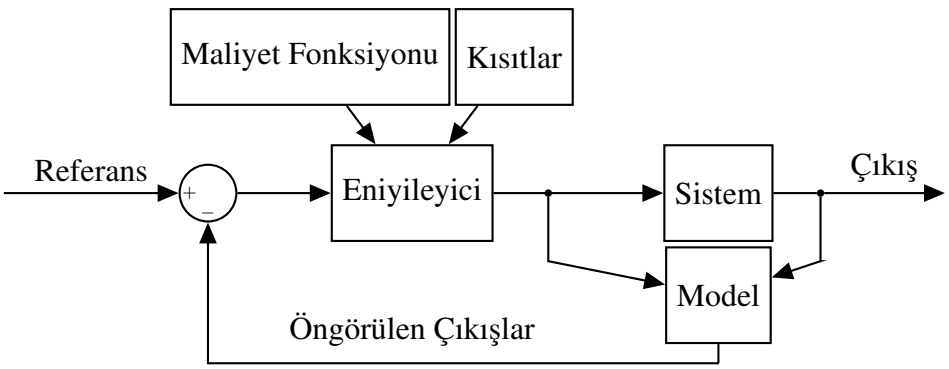


Şekil 2.13 Parametre kestirimi sonucu elde edilen sağ motor modelinin sonuçları ve gerçek zamanlı sonuçlar

3
MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL

Model Öngörülü Kontrol (MÖK, MPC - Model Predictive Control) yaklaşımının ilk örnekleri 1970'li yıllarda ortaya çıkmıştır. Bu dönemde, karmaşık kontrol problemlerine çözüm bulmak amacıyla model tabanlı yaklaşımlar geliştirilmiştir. Model öngörülü kontrolün ilk türleri, süreç kontrolü uygulamalarında kullanılmak üzere geliştirilmiştir. 1980'li yıllarda, MÖK'ün teorik temelleri daha da güçlendirilmiş ve endüstriyel uygulamaları yaygınlaşmıştır. Bu dönemde, hesaplama gücündeki artışlar, MÖK'ün gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılabilirliğini artırmıştır. 1990'lı yıllarda ise, MÖK daha karmaşık ve büyük ölçekli sistemlere uygulanabilir hale gelmiş, çeşitli endüstrilerde standart bir kontrol yöntemi olarak kabul görmüştür. MÖK günümüzde süreç kontrolü, uzay, havacılık, otomotiv gibi birçok alanda kullanılmaktadır.

MÖK doğrudan bir kontrol yöntemi değil; sistem modelini kullanarak ileriye dönük tahminler yapan ve bu tahminlere dayanarak belirli bir performans ölçütüne göre sistemin davranışını eniyileyen bir kontrol yaklaşımıdır. MÖK, gelecekteki sistem davranışı hakkında öngörüde bulunmak için sistemin bir modelini ve ayrıca öngörülen gelecekteki sistem çıktılarının istenen referansı izlemesini sağlayan bir eniyileyici kullanır. MÖK'ün temel yapısını gösteren şema Şekil 3.1'de gösterilmiştir.

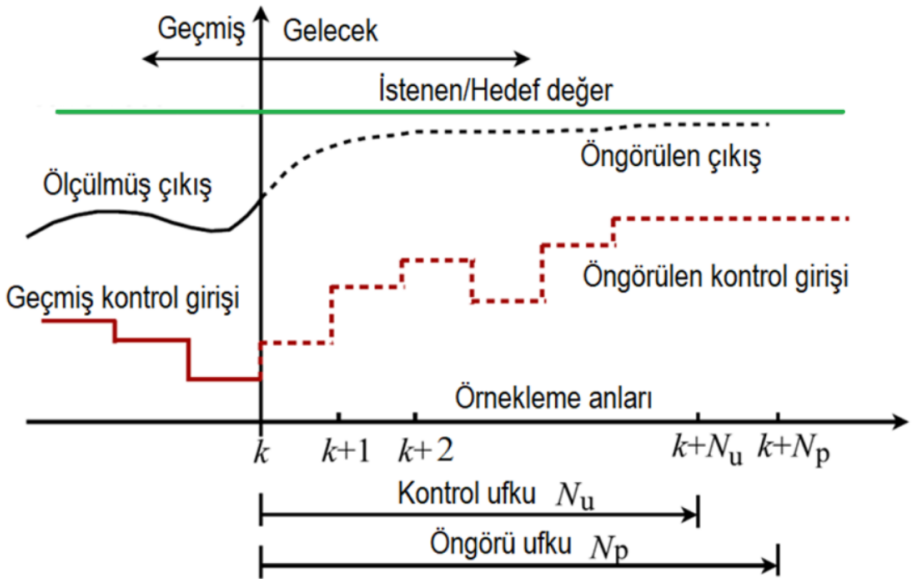


Şekil 3.1 Model Öngörülü Kontrol Temel Yapısı[59]

MÖK temelli kontrolörlerin geleceği öngörmek için ne kadar ileri bakabileceğine öngörü ufku denmektedir. Kontrolörün referansa en yakın olan en iyi tahmini hesaplaması gerekmektedir. Bunu yapmak için, sistematik olarak birden fazla gelecek senaryosu hesaplanmaktadır. Eniyileyici, bir optimizasyon problemini çevrimiçi olarak çözerek referans ile öngörü arasındaki hatayı en aza indirmeye çalışır. Söz konusu bu eniyileme hesaplaması, minimuma indirilmesi gereken maliyet fonksiyonu ile ifade edilmektedir. Maliyet fonksiyonunun temelinde referans sinyalinin izlenmesi ile kontrol sinyalinin değişiminin azaltılması ve/veya bunların optimum seviyeye yakınlaştırılması arasında bir dengeleme bulunmaktadır.

MÖK, maliyet fonksiyonunu en aza indirirken, sistem çıkışının ve kontrol sinyallerinin, kısıt olarak adlandırılan önceden belirlenmiş sınırlar içinde kalmasını sağlamaktadır. Geçerli zaman adımında, MÖK temelli kontrolör kısıtlamaları karşılamak için öngörü ufku boyunca eniyileme problemini birkaç kez çözmektedir. En düşük değere sahip tahmin çözümü optimum çözüm olarak değerlendirilmektedir. Optimum çözüm olarak değerlendirilen çözüm bir kontrol dizisi olarak alınmaktadır. Söz konusu kontrol dizisinin yalnızca ilk adımı sisteme uygulanmakta ve dizinin geri kalan elemanları göz ardı edilmektedir.

Bir sonraki zaman adımında, sistemin yeni durumları MÖK temelli kontrolöre giriş olarak alınmakta ve öngörü ufku bir zaman adımı kaydırılarak kontrolör bir sonraki zaman adımı için optimum kontrol dizisini hesaplamak için aynı hesaplama döngüsünü tekrarlamaktadır. Bu tekrarlanan işlem sebebiyle MÖK, kayan ufuk stratejisi olarak da adlandırılmaktadır [60]. Bu strateji Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2 MÖK Kayan Ufuk Stratejisi [61]

MÖK için iki temel ve önemli parametre bulunmaktadır. Bunlar örnekleme zamanı ve kontrol ufkudur. Bu parametreler için uygun değerlerin seçilmesi, sadece kontrolör performansını değil aynı zamanda MÖK algoritmasının hesaplama karmaşıklığını da etkilediğinden önemlidir. Örnekleme zamanı, kontrolörün kontrol algoritmasını yürütme hızını belirlemektedir. Örnekleme zamanı eğer çok büyükse, bir bozulmanın varlığı kontrolörün doğru zamanda tepki vermesine imkan sağlayamayacaktır. Eğer örnekleme zamanı çok küçükse, kontrolör bozulmalara çok daha hızlı tepki verebilir ancak bu durum oldukça fazla hesaplama yüküne neden olabilir.

Diğer önemli parametre ise kontrol ufkudur. Öngörü ufku boyunca kontrol eylemlerinin geri kalanı sabit tutulmaktadır. Kontrol ufkunda seçilen her bir kontrol eylemi, eniyileyici tarafından hesaplanması gereken bir değişken olarak düşünülmektedir. Kontrol ufku ne kadar küçükse hesaplama da bir o kadar az olmaktadır. Ancak tek adımlı bir kontrol ufku seçilirse mümkün olan en iyi sonucu vermeyebilir. Kontrol ufkunun arttırılması ise karmaşıklığın arttırılmasına rağmen daha iyi tahminler sağlayabilmektedir. Kontrol ufku en fazla öngörü ufkuyla aynı uzunlukta seçilebilir, ancak yalnızca ilk kontrol eylemleri tahmin edilen çıktı davranışı üzerinde önemli bir etkiye sahip olduğu için yalnızca hesaplama karmaşıklığını arttırmaktadır [62].

Doğrusal MÖK; doğrusal bir sisteme, doğrusal kısıtlara ve ikinci dereceden bir maliyet fonksiyonuna sahiptir. Bu sebeple giriş ve çıkış arasındaki doğrusal bir ilişki bulunmaktadır. Doğrusal MÖK problemi, maliyet fonksiyonunun tek bir global optimuma sahip olduğu ve eniyileme amacının bu optimumun bulunması olduğu bir dışbükey optimizasyon problemine yol açmaktadır. Eğer sistem doğrusal değilse, sistem modelini doğrusallaştırmak mümkündür.

Sistem, kısıtlar ve/veya maliyet fonksiyonu gibi doğrusal değilse, doğrusal olmayan bir MÖK temelli kontrolör gerekmektedir. Doğrusal MÖK temelli kontrolörler sistemin en doğru temsilini kullanmaktadırlar ancak eniyileme problemi dışbükey olmadığı ve maliyet fonksiyonunun birçok yerel optimumu olabileceği için gerçek zamanlı olarak çözülmesi zordur. Bu nedenle, global optimumun bulunması zor olabilir ve dışbükey olmayan eniyileme problemini çözmenin verimli olması doğrusal olmayan çözücüye bağlıdır [63].

Bir diğer önemli MÖK temelli kontrolör türü ise Uyarlanabilir MÖK'tür. Bu kontrolörle doğrusal olmayan sistemleri kullanmak ve dışbükey eniyileme probleminin özelliklerinden faydalanmak mümkün olmaktadır. Uyarlanabilir MÖK'te, doğrusal olmayan sisteme çalışma noktası yakınında iyi yaklaşan doğrusal

bir model, çalışma koşulları değiştikçe hesaplanmakta ve her zaman adımında, MÖK kontrolör tarafından kullanılan dahili sistem modeli bu doğrusal modelle güncellenmektedir [63].

Sonuç olarak MÖK, aşağıdaki avantajlara sahip olan son derece esnek bir kontrol tasarım yaklaşımıdır [59]:

- Gecikmeli, kararsız ve çok değişkenli sistemler için kullanılabilmektedir.
- Sistem giriş ve çıkışlarına kısıtlamalar uygulanabilmektedir.
- Gelecekteki giriş sinyali ve ölçülen bozucular bilindiğinde bunlardan yararlanmak mümkündür.

Diğer taraftan MÖK'ün de birtakım dezavantajları bulunmaktadır.

- Eniyileme işlemlerinden önce bir model elde edilmesi gerekmektedir.
- Eniyileme problemini çözmek için gerçek zamanlı hesaplamalar yapılmalıdır.

3.1 Model Öngörülü Kontrolör Tasarım Parametreleri

Model öngörülü kontrolör tasarımı MATLAB & Simulink yazılımında yer alan MÖK Tasarımcısı (MPC Designer) aracı kullanılarak yapılabilir. Bu aracı kullanmadan önce kontrol edilmesi istenen sistem modeli hazır olmalıdır. MÖK Tasarımcısı'nda kullanılacak ayrık zamanlı sistemin durum-uzay modeli

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \qquad y(k) = Cx(k) \tag{3.1}$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada A sistem matrisi, B giriş matrisi, C çıkış matrisidir. Durum-uzay gösterimindeki vektörler ise x durum vektörü, u giriş vektörü, y çıkış vektörüdür. (3.1)'deki k ifadesi ise zaman adımıdır.

Kontrol işareti $u(k)$ değerini elde etmek için bir önceki zaman adımındaki kontrol işareti olan $u(k-1)$ üzerine $\Delta u(k)$ kadarlık bir değişim uygulanmalıdır. Buna göre kontrol işareti

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \tag{3.2}$$

denklemiyle ifade edilir. Benzer şekilde geçerli durum değişkeni $x(k)$ ifadesi de bir önceki zaman adımındaki durum değişkeni $x(k-1)$ üzerine $\Delta x(k)$ kadarlık bir değişimle meydana gelmiştir. Buradan hareketle durum değişkeni

$$x(k) = x(k-1) + \Delta x(k) \tag{3.3}$$

olarak gösterilebilir. Bu denkleme göre durum değişimi

$$\Delta x(k) = x(k) - x(k-1) \tag{3.4}$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bir sonraki zaman adımındaki durum değişimi ise

$$\Delta x(k+1) = x(k+1) - x(k) \tag{3.5}$$

olacaktır. $x(k)$ ve $u(k)$ için gelecekteki zaman adımları dikkate alındığında bir sonraki zaman adımındaki durum değişimi

$$\Delta x(k+1) = A\Delta x(k) + B\Delta u(k) \tag{3.6}$$

olacaktır. Geçerli zaman adımındaki ve bir sonraki zaman adımındaki çıkış değişkenlerinin farkı alındığında

$$y(k+1) - y(k) = Cx(k+1) - Cx(k) = C\left(x(k+1) - x(k)\right) \tag{3.7}$$

denklemi elde edilir. Bu denklem

$$y(k+1) - y(k) = C\Delta x(k+1) \tag{3.8}$$

olarak da gösterilebilmektedir. Bu ifadeden hareketle de çıkış değişkeni

$$y(k+1) - y(k) = CA\Delta x(k) + CB\Delta u(k) \tag{3.9}$$

şeklinde ifade edilebilmektedir. $u(k)$ durum-uzay modelinin kontrol sinyalini temsil etmektedir. Bir sonraki zaman adımını hesaplamak için $\Delta x(k)$ ve $y(k)$ birlikte düşünülerek

$$x(k) = \begin{bmatrix} \Delta x(k)^T & y(k) \end{bmatrix}^T \tag{3.10}$$

şeklinde yeni bir durum değişkeni vektörü tanımlanmalıdır. Bütün bu denklemler düzenlendiğinde durum-uzay modeli olarak

$$\begin{aligned} \overbrace{\begin{bmatrix} \Delta x(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix}}^{x(k+1)} &= \overbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ CA & 1 \end{bmatrix}}^{A} \overbrace{\begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}^{x(k)} + \overbrace{\begin{bmatrix} B \\ CB \end{bmatrix}}^{B} \Delta u(k) \\ y(k) &= \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}^{C} \overbrace{\begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}^{x(k)} \end{aligned} \tag{3.11}$$

ifadesi elde edilecektir.

Elde edilen arttırılmış durum-uzay modeli kullanılarak gelecek zaman adımlarındaki durum değişkenleri aşağıdaki gibi tahmin edilebilmektedir [64].

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + B\Delta u(k) \\ x(k+2) &= Ax(k+1) + B\Delta u(k+1) \\ &= A^2x(k) + AB\Delta u(k) + B\Delta u(k+1) \\ &\vdots \\ x(k+N_p) &= A^{N_p}x(k) + A^{N_p-1}B\Delta u(k) + A^{N_p-2}B\Delta u(k+1) \\ &\quad + \cdots + A^{N_p-N_c}B\Delta u(k+N_c-1). \end{aligned} \tag{3.12}$$

Bu ifadelerde N_p öngörü ufkunu, N_c ise kontrol ufkunu temsil etmektedir. Tahmin edilen gelecek zaman adımlarındaki durum değişkenleri kullanılarak da çıkış değişkenlerini tahmin etmek mümkündür [64].

$$\begin{aligned} y(k+1) &= CAx(k) + CB\Delta u(k) \\ y(k+2) &= CA^2x(k) + CAB\Delta u(k) + CB\Delta u(k+1) \\ y(k+3) &= CA^3x(k) + CA^2B\Delta u(k) + CAB\Delta u(k+1) + CB\Delta u(k+2) \\ &\vdots \\ y(k+N_p) &= CA^{N_p}x(k) + CA^{N_p-1}B\Delta u(k) + CA^{N_p-2}B\Delta u(k+1) \\ &\quad + \cdots + CA^{N_p-N_c}B\Delta u(k+N_c-1). \end{aligned} \tag{3.13}$$

Çıkış değişkenleri bir vektör halinde

$$Y = \begin{bmatrix} y(k+1) & y(k+2) & y(k+3) & \dots & y(k+N_p) \end{bmatrix}^T \tag{3.14}$$

gibi gösterilebiimektedir. Giriş değişkenleri de

$$\Delta U = \begin{bmatrix} \Delta u(k) & \Delta u(k+1) & \Delta u(k+2) & \dots & \Delta u(k+N_c-1) \end{bmatrix}^T \tag{3.15}$$

şeklinde bir vektör halinde ifade edilebilmektedir. Her iki vektör ifadesi de kullanılarak

$$Y = Fx(k) + H\Delta U \tag{3.16}$$

gibi basitleştirilerek yazılabilir. Buradaki F ve H matrisleri sırasıyla

$$F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \dots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix}. \tag{3.17}$$

olarak gösterilmektedir [64]. Son durumdaki durum-uzay gösterimi

$$Y = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \dots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix} \Delta U \quad (3.18)$$

şeklinde yapılabilmektedir.

3.1.1 Model Öngörülü Kontrolör Yapısı

MÖK Tasarımcısı aracında öncelikle MÖK yapısı oluşturulmalıdır. MÖK tasarımında sistem girişi için farklı sinyal tipleri bulunmaktadır. Bu giriş sinyalleri; kontrol sinyalini temsil eden "Manipulated Variables (MV)", kontrolörün ayarlayamadığı ancak ileri besleme content için kullanabildiği ölçülen bozucuları temsil eden "Measured Disturbances (MD)" ve kontrolörün ölçemediği bozucuları temsil eden "Unmeasured Disturbances (UD)" olmak üzere üç farklı tiptedir. Sistem çıkışında ise iki farklı sinyal tipi yer almaktadır. Çıkış sinyallerinde, kontrolörün ölçebildiği çıkışlar "Measured Outputs (MO)", kontrolör tarafından ölçülemeyen çıkışlar ise "Unmeasured Outputs (UO)" olarak tanımlanmaktadır [65].

3.1.2 Maliyet Fonksiyonu

Maliyet fonksiyonu, minimize edilmesi gereken ve negatif olmayan ölçüyü ifade eden bir matematiksel fonksiyondur. MÖK, gelecekteki kontrol işaretlerini eniyileyebilmek için her kontrol adımında bu maliyet fonksiyonunu çözmektedir. Farklı yaklaşımlar için farklı maliyet fonksiyonları önerilmiştir [66]. Genel bir maliyet fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$J = \sum_{i=1}^{N_p} w_e e_{k+i}^2 + \sum_{i=0}^{N_p-1} w_{\Delta u} \Delta u_{k+i}^2 \quad (3.19)$$

Burada; N_p öngörü ufkunu, e hata sinyalini, Δu $k+i$ zaman adımındaki kontrol sinyalindeki değişimi, w_e ve $w_{\Delta u}$ ise sırasıyla hata ve kontrol sinyalindeki değişimin ağırlıklarıdır.

3.1.3 Örnekleme Zamanı

MÖK'te hesaplama yükü ve kontrolörün başarısı örnekleme zamanı, öngörü ufku ve kontrol ufku olmak üzere üç farklı parametreyle belirlenmektedir.

Örnekleme zamanı küçüldükçe hesaplama yükü oldukça artmaktadır. Bu sebeple örnekleme zamanı, sistem performansı ve hesaplama yükü arasında bir ayarlama yapılarak seçilmelidir. Örnekleme zamanının diğer parametrelerden önce seçilmesi, bu değerin diğer parametreler ayarlanırken sabit tutulması ve istenen kapalı döngü yanıt süresinin minimum %10'u ile %25'i arasında seçilmesi önerilmektedir [67].

3.1.4 Öngörü Ufku

Örnekleme zamanının ardından öngörü ufkunun seçilmesi, örnekleme zamanıyla benzer şekilde ağırlıklar gibi diğer parametreleri ayarlarken sabit tutulması ve kontrolörü ayarlamak için öngörü ufkunun kullanılmaması önerilmektedir. Öngörü ufku değerinin, kontrolör performansı üzerinde küçük bir etki oluşturana kadar arttırılması tavsiye edilmektedir. Örnekleme zamanı çok küçük olmadığı sürece 50'den büyük öngörü ufkunun olması nadiren gereklidir [67].

3.1.5 Kontrol Ufku

Kontrol ufku en az 1 değerini, en fazla ise öngörü ufku değerini alabilmektedir. MÖK Tasarımcısı'nın belirlediği varsayılan kontrol ufku değeri 2'dir. Kontrol ufku değerden bağımsız olarak kontrolör çalıştığında ufkun başlangıcındaki eniyilenmiş MV kullanılır ve diğerleri dikkate alınmaz. Kontrol ufkunun az 2 veya 3 olması önerilmektedir [67]. Hızlı hesaplama ve kararlı bir kontrolör için kontrol ufkunun tahmin ufkundan küçük tutulması önemlidir.

3.1.6 Ölçek Faktörü

Sistemin her bir giriş ve çıkışına ait ölçek faktörünün belirlenmesine dikkat edilmelidir. Özellikle belirli değişkenlerin aralarında fazla fark olduğu durumlarda ölçek faktörü önem kazanmaktadır. Ölçek faktörünün seçimi giriş ve çıkış ağırlıklarının ayarlanmasına yardım eder. Ölçek faktörünü doğru belirlemek için sinyalin sınırlarının bilindiği durumlarda ölçek faktörü olarak alt ve üst sınır arasındaki fark yazılmalıdır. Eğer sinyal sınırları bilinmiyorsa açık çevrim sistem modelinin benzetim çalışması yapılabilir. Aynı zamanda giriş ve çıkış sinyallerinin kendi aralık değerleri de ölçek faktörü olarak yazılabilir [68].

3.1.7 Kısıtlar

MÖK temelli kontrolörlerin en önemli avantajlarından bir tanesi de kısıtların dikkate alınabilmesidir. Bu kısıtlar gerçek sistemin ve aktüatörlerin fiziki

sınırlamalarından geliyor olabilir. MÖK temelli kontrolör tasarımında MV ve MO için kısıt uygulanabilmektedir.

Kısıtlar katı ve yumuşak olmak üzere iki ayrı sınıfa ayrılmaktadır. Katı kısıtlamaların ihlal edilmesi mümkün değilken, yumuşak kısıtlar belirli bir aralık içerisinde tolere edilebilmektedir. Bazı durumlarda bozucular ve tahmin hatalarından kaynaklı olarak sistem kısıtlarında ihlaller yaşanabilmektedir. Kısıtları zorlaştırarak ihlalleri engelleme çalışmak çoğu zaman kontrolör performansını düşürmektedir. MO ve MV değişim oranlarına katı kısıtlamalar getirmek sistemin gerçekleştirilememesine neden olabilir. Bu sebeple MO ve MV değişim oranlarına kısıtlama getirilmesinden kaçınılmalıdır [69].

Bir kısıtı daha yumuşak hale getirmek için eşit kısıtlama gevşemesi (ECR - Equal Constraint Relaxation) değeri pozitif yapılabilir. Bu değerin 0 olması kısıtlamanın katı olarak ayarlanması demektir. ECR değerinin büyümesi kısıtlamayı ihlal etmesini arttırır.

3.1.8 Ağırlıklar

MÖK temelli kontrolörlerde her bir zaman aralığında eniyileme problemi çözülmektedir. Eniyileme probleminin çözümünde çıktı bir sonraki ana kadar kullanılacak MV değerleridir. Optimum çözüme ulaşmak için her bir giriş ve çıkışın belirli bir ağırlık değerine sahip olduğu maliyet fonksiyonunu minimize etmek gerekmektedir. Bir giriş veya çıkış değişkeninin ağırlık değeri ne kadar büyük olursa maliyet fonksiyonu, minimize edilirken çözümün ağırlık değeri büyük olan değişkene yakın tutulma eğiliminde olmaktadır.

Eğer MV sayısı MO sayısını aşıyorsa serbestlik derecesi fazlalığı vardır. MO referans değerine yakın olsa bile MV sapma gösterebilir. Bunu önlemek için her MV için hedef tanımlanabilir veya bu değişkenlerin değişim oranı ağırlığını arttırılabilir. Eğer MV sayısı MO sayısından azsa gerekli tüm MO parametrelerini optimum bir ayar noktasında tutmak için yeterli serbestlik derecesi yoktur. Bir çıkış parametresinin ağırlık değerini büyüterek hatayı azaltmak veya parametrenin ağırlık değerini sıfıra çekerek bir çıkışı yok saymak mümkündür. Bu diğer çıkışların hatalarını düşürecektir.

MV ve MO yanında MV değişim oranlarının da ağırlık değerleri bulunmaktadır. Bu sayede benzetim daha sağlam kontrolör performansı gösterir. Ancak referans takip ne kadar zayıfsa bu ağırlığın değeri de o kadar büyük olmalıdır. Gevşeklik değişkeninin ağırlığı dikkat edilmesi gereken diğer bir parametredir. Bu parametre kısıtların ihlalini temsil ettiğinden giriş ve çıkış ağırlıklarına göre yumuşama ne

kadar büyük olursa kısıtlama ihlali de bir o kadar fazla cezalandırılmaktadır [70].

3.2 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolör Tasarımı

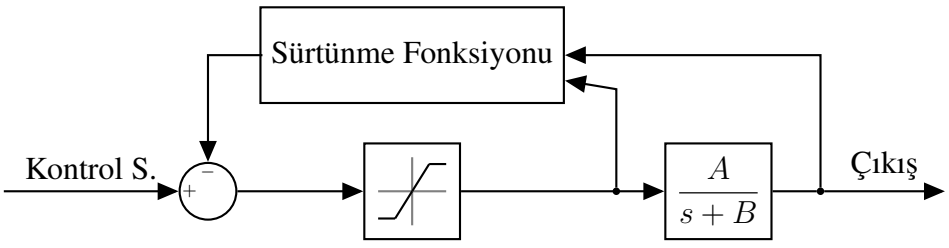
Doğrusal model öngörülü kontrolör tasarlamadan sistem modelinin hazır olması gereklidir. Sistem modeli olarak indirgenmiş DA motoru modeli seçilmiştir. İndirgenmiş DA motoru modelindeki A ve B parametrelerinde parametre kestiriminden elde edilen sol ve sağ motorun değerleri kullanılmıştır. Sol ve sağ motora ait A ve B parametreleri Tablo 3.1'de gösterilmiştir.

Tablo 3.1 Doğrusal MÖK Tasarımındaki DA Motoru Parametreleri

Motor	$A\left(\frac{N}{V \cdot kg \cdot m}\right)$	$B\left(\frac{N \cdot s}{kg \cdot m}\right)$
Sol	260	13
Sağ	159	11

Bu motor parametreleri kullanılarak sol ve sağ motor olacak şekilde iki ayrı indirgenmiş DA motoru modeli hazırlanmıştır.

Modelin ayarlanmasının ardından modele bir bozucu eklenmiştir. Bozucuyu temsilen bir MATLAB fonksiyonu yazılmıştır. Bu fonksiyon, çıkış olan açısal hızı ve kontrol sinyali olan gerilimi kullanmakta ve bunları kullanarak sabit bir sürtünme tork değeri çıktısı vermektedir. Aynı zamanda modele giren kontrol sinyalini sınırlamak için sınırları $[-5, 5]$ olan Doygunluk (Saturation) bloğu modelin önüne eklenmiştir. Doğrusal model öngörülü kontrolörde kullanılan DA motor modeli bütüncül olarak Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolörde Kullanılan DA Motor Modeli

Model öngörülü kontrolör yapısını oluşturmak amacıyla MATLAB & Simulink'te hazırlanan sol motora ait sistem modelinin girişi kontrol sinyali, sisteme etkiyen ölçülmeyen bozucu sürtünme fonksiyonunun çıkışı ve sistem çıkışı da açısal hız olarak seçilerek giriş ve çıkışlar tanımlanmıştır. Model Öngörülü Kontrolör Tasarım Parametreleri bölümünde anlatılan tasarım detayları dikkate alınarak doğrusal model öngörülü kontrolör tasarımı yapılmıştır.

3.3 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolör Parametre Analizleri

Sol motor dikkate alınarak yapılan kontrolör tasarımını doğrulamak amacıyla çeşitli analizler gerçekleştirilmiştir. Farklı öngörü ufku ve kontrol ufku değerleri seçilerek sistem çıkışları ve kontrol sinyalleri incelenmiştir. Aynı zamanda parametrelerin hesaplama yüklerini görmek için hesaplama süreleri dikkate alınmıştır.

İlk analizde, farklı öngörü ufku değerleri için sistemin çıkış ve kontrol sinyalleri gözlemlenmiştir. Örnekleme zamanı 0.001 saniye olarak ayarlanmıştır. Kontrol ufku 3 değerinde sabit tutulmuştur. Öngörü ufku değerleri ise sırasıyla 8, 12, 16, 20, 24 ve 28 olacak şekilde değiştirilmiştir. Farklı öngörü ufku değerlerinin çıkış ve kontrol sinyalleri Şekil 3.4'de verilmiştir.

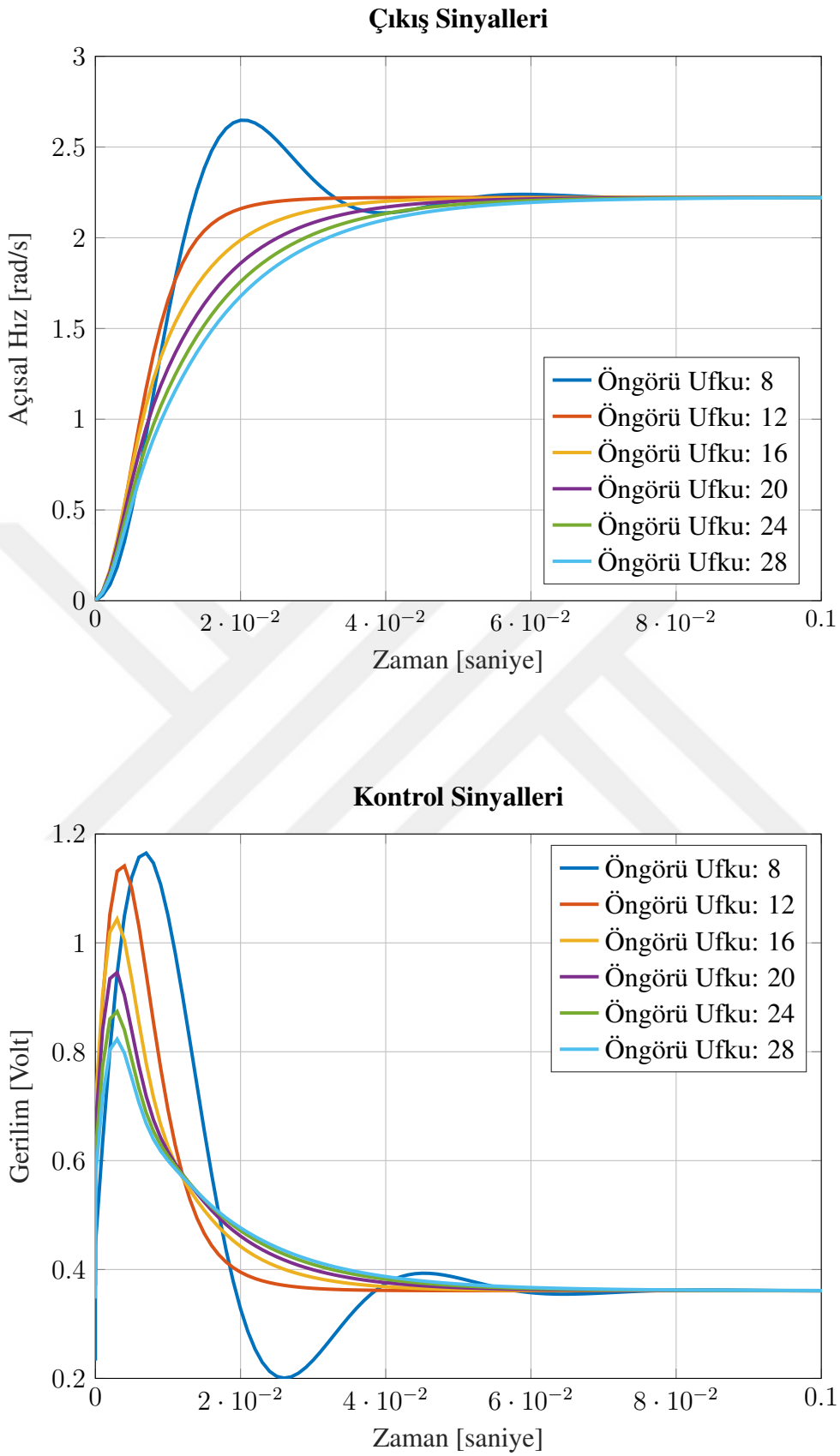
Grafikler bütünüyle incelenmiş ancak farklılıkların küçük olması sebebiyle grafiklerin en başındaki yalnızca 0.1 saniyelik kısmı büyütülerek gösterilmiştir. Çıkış sinyalleri incelendiğinde öngörü ufku arttıkça sistemin daha yavaş oturduğu görülmektedir. Öngörü ufku değeri 8 iken sistemin aşım yaparak oturduğu gözlemlenmiştir. Kontrol sinyallerine bakıldığında ise öngörü ufku küçüldükçe kontrol sinyalinin büyüklüğü artmaktadır.

Diğer taraftan farklı öngörü ufku değerlerinin hesaplama yükünü anlamak amacıyla hesaplama süreleri de incelenmiştir. Farklı kontrol ufku değerlerinin hesaplama süreleri Tablo 3.2'de verilmiştir. En küçük hesaplama süresi 3.2931 saniye olan öngörü ufku değeri 12 olarak görülmüştür. Kontrol sinyali diğerlerine kıyasla daha büyük olmasına karşın kabul edilebilir seviyede olan, kalıcı hale diğerlerinden daha hızlı oturan ve hesaplama süresi en düşük olan öngörü ufku değeri 12 olarak belirlenmiştir.

Tablo 3.2 Farklı Öngörü Ufku Değerlerinin Hesaplama Süreleri

Öngörü Ufku	Hesaplama Süresi (s)
8	3.6722
12	3.2931
16	3.4622
20	3.8543
24	3.4540
28	3.4890

İkinci analizde ise farklı kontrol ufku değerleri için sistemin çıkış ve kontrol sinyalleri gözlemlenmiştir. Örnekleme zamanı 0.001 saniye olarak ayarlanmıştır. Öngörü ufku 12 değerinde sabit tutulmuştur. Kontrol ufku değerleri ise sırasıyla 1, 2, 3, 4, 5 ve 6 olacak şekilde değiştirilmiştir. Farklı kontrol ufku değerlerinin çıkış ve kontrol sinyalleri Şekil 3.5'de verilmiştir.



Şekil 3.4 Farklı Öngörü Ufku Değerlerine Göre Çıkış ve Kontrol Sinyalleri

Öngörü ufkuyla benzer şekilde grafikler bütünüyle incelenmiş ancak farklılıkların küçük olması sebebiyle grafiklerin en başındaki yalnızca 0.1 saniyelik kısmı büyütülerek gösterilmiştir. Çıkış sinyalleri incelendiğinde parametrelerin hiç veya fazla aşım yapmadan oturduğu görülmüştür. Kontrol sinyallerinde ise birbirine yakın aşımlar yapılmış ve benzer zamanlarda oturmuşlardır. Hesaplama yükünü görmek için hesaplama sürelerine bakıldığında Tablo 3.3'te de görülebileceği üzere genel olarak kontrol ufku arttıkça hesaplama süresinin arttığı gözlemlenmiştir. Ortalama miktarda aşımlar yaparak en düşük hesaplama süresine sahip kontrol ufku değeri 3 olarak tespit edilmiştir.

Tablo 3.3 Farklı Kontrol Ufku Değerlerinin Hesaplama Süreleri

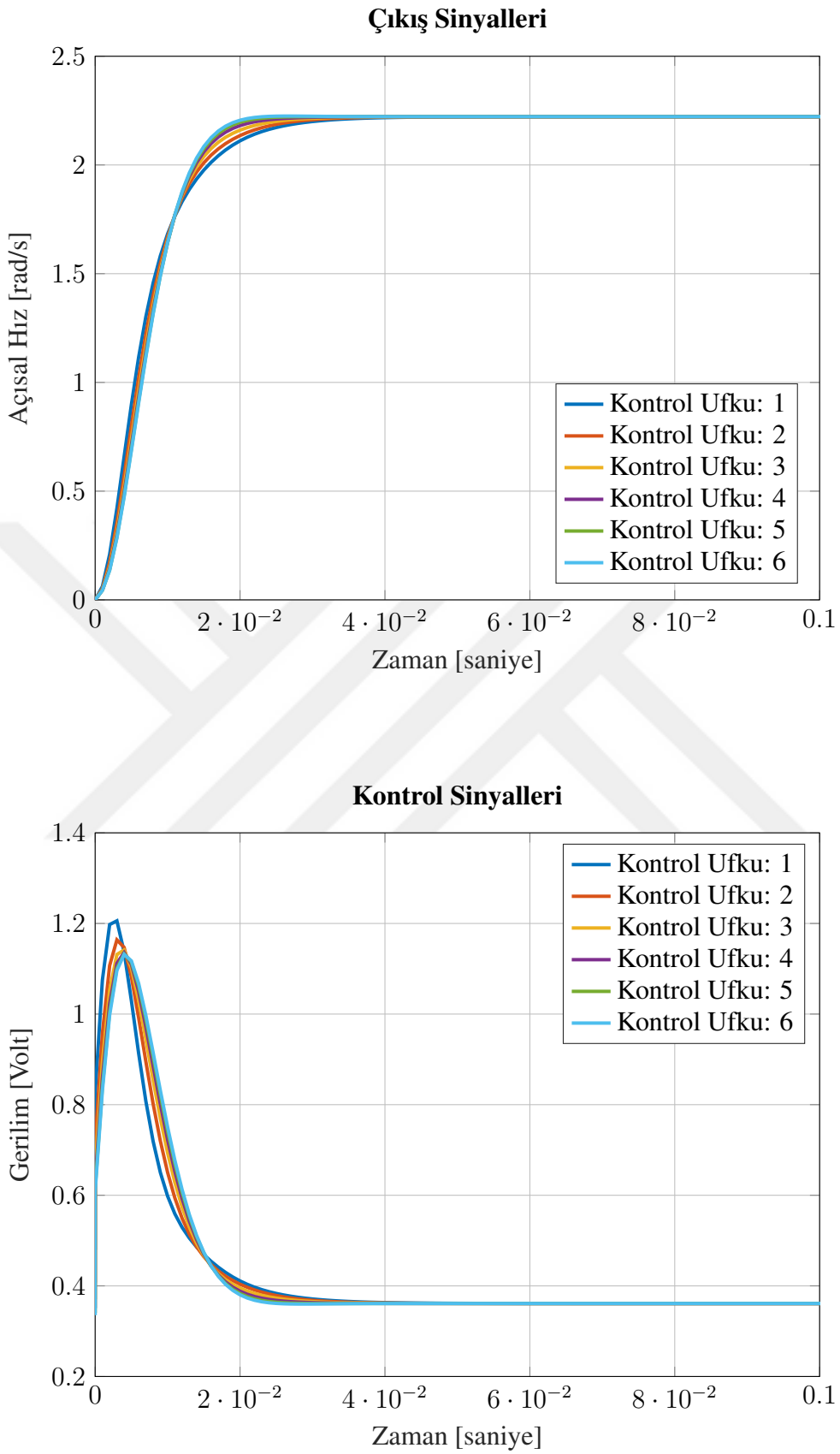
Kontrol Ufku	Hesaplama Süresi (s)
1	3.0772
2	3.3395
3	3.2431
4	3.6734
5	3.6257
6	3.2774

Öngörü ufku ve kontrol ufku analizlerinden elde edilen sonuçlar doğrultusunda doğrusal model öngörülü kontrolöre ait parametreler Tablo 3.4'te sunulmuştur.

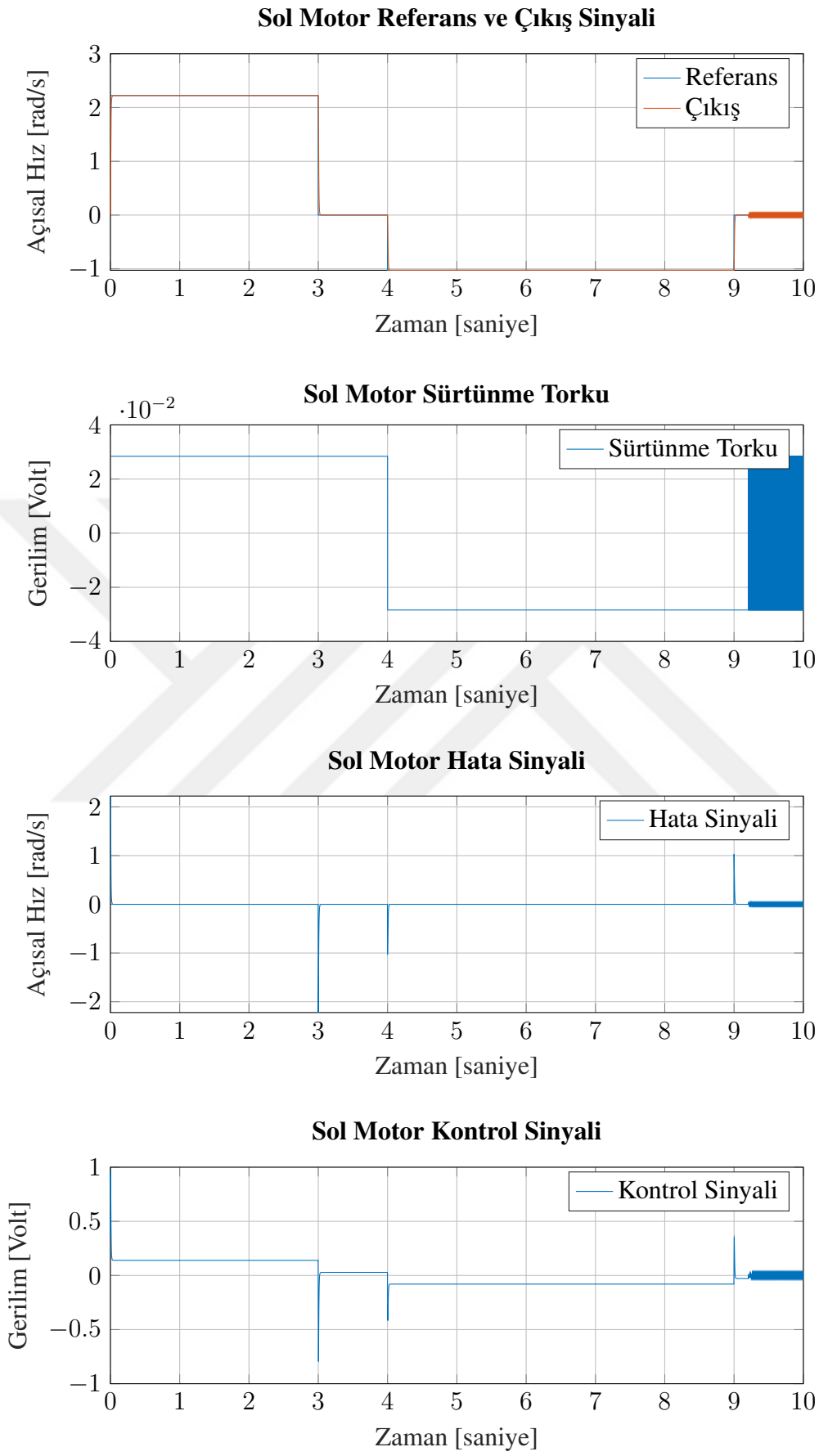
Tablo 3.4 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolör Parametreleri

Parametre	Değer
Örnekleme Zamanı	0.001s
Öngörü Ufku	12
Kontrol Ufku	3
Giriş, Min&Maks	[-5,5]
Giriş, Ölçek Faktörü	1
Çıkış, Min&Maks	[-5,5]
Çıkış, Ölçek Faktörü	1
Giriş, Ağırlık	[0, 0.7691]
Çıkış, Ağırlık	0.13

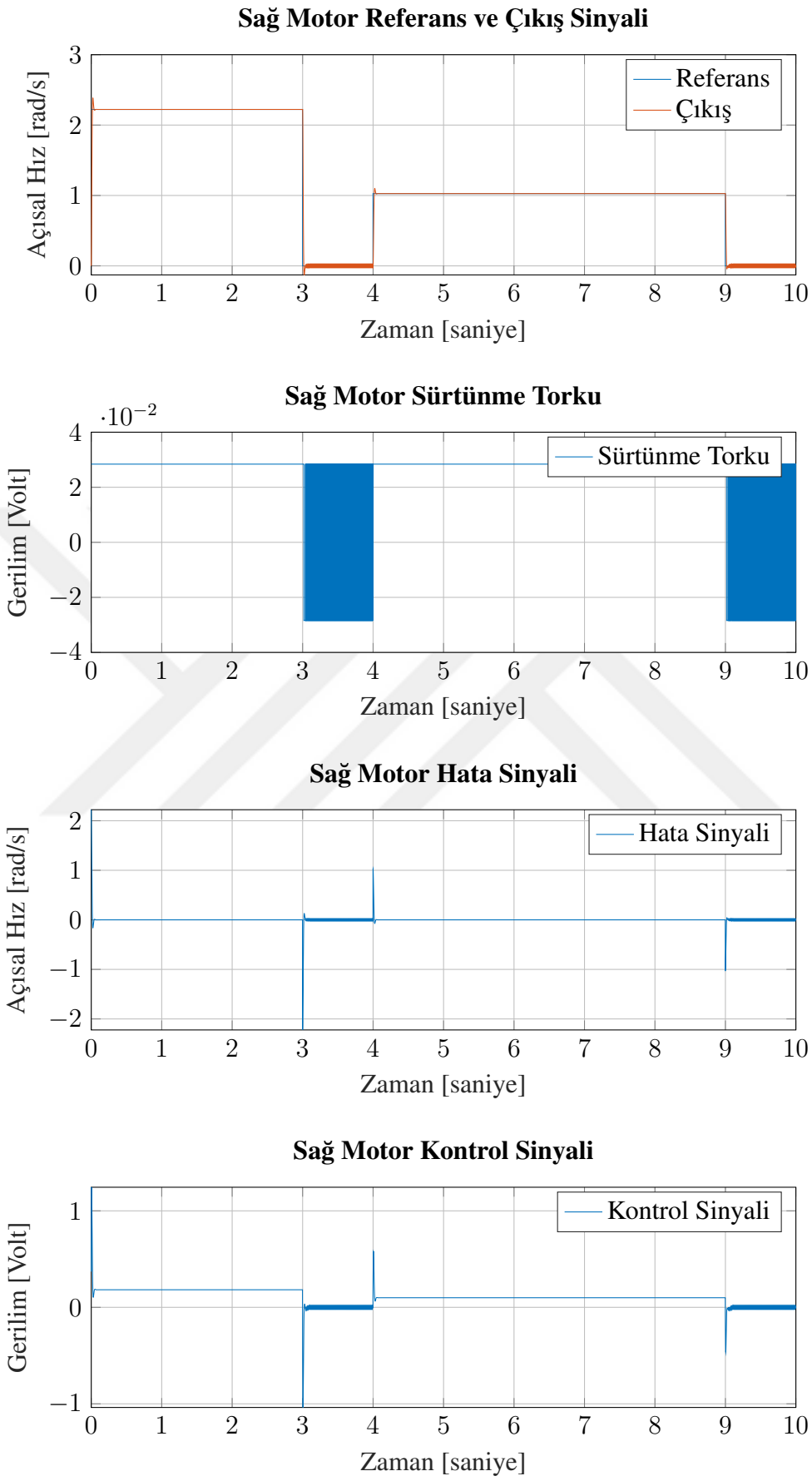
Kontrolör parametrelerinin belirlenmesinin ardından kontrolörün performansını farklı sürtünme kuvvetleri altında test atmak amacıyla sürtünme fonksiyonundaki katsayılar sırasıyla 0.0284 ve 0.25 olarak değiştirilmiştir. Sol motor sonuçları sırasıyla Şekil 3.6 ve Şekil 3.8'da görülebilmektedir. Sağ motor sonuçları ise Şekil 3.7 ve 3.9'de yer almaktadır.



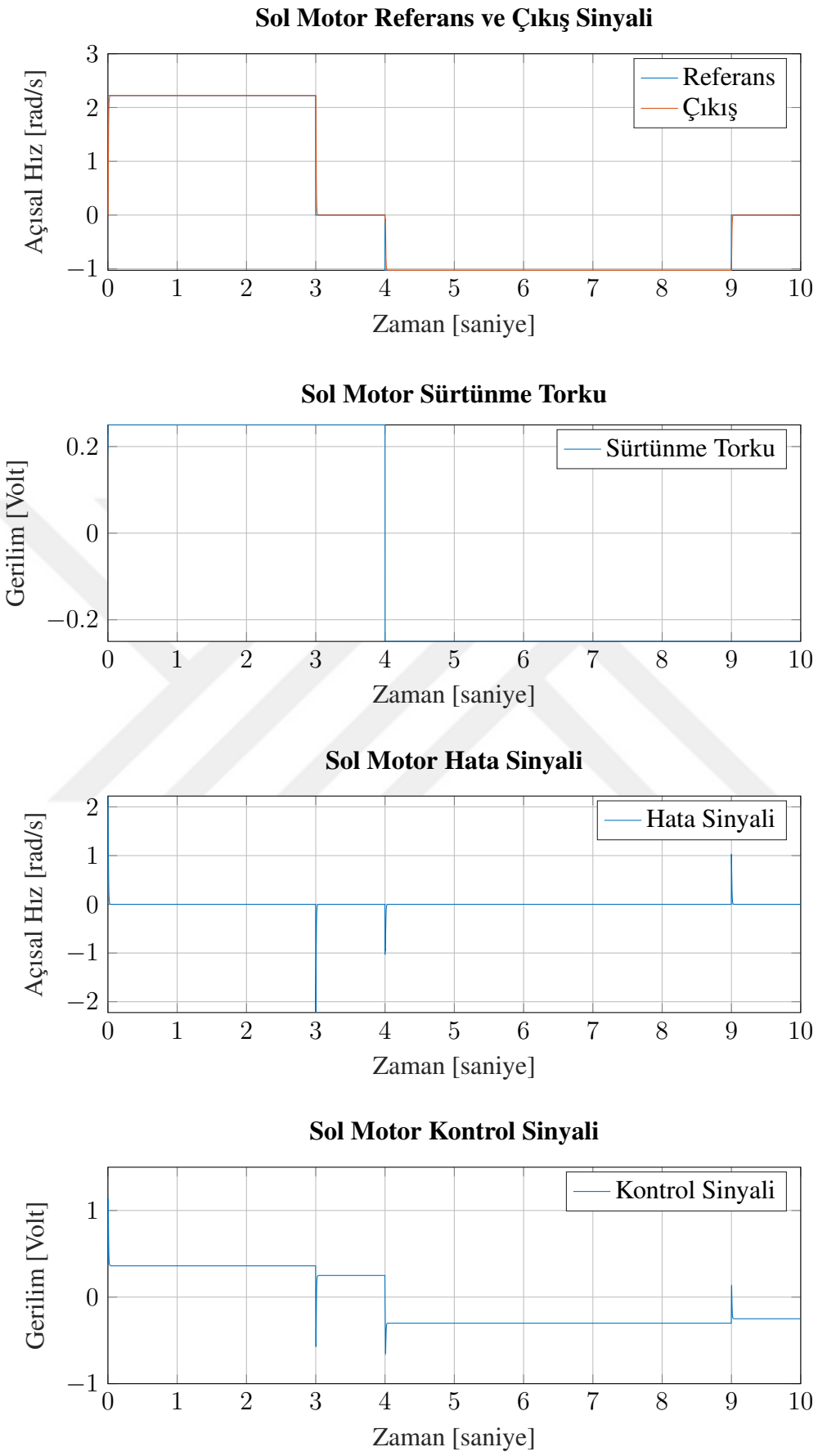
Şekil 3.5 Farklı Kontrol Ufku Değerlerine Göre Çıkış ve Kontrol Sinyalleri



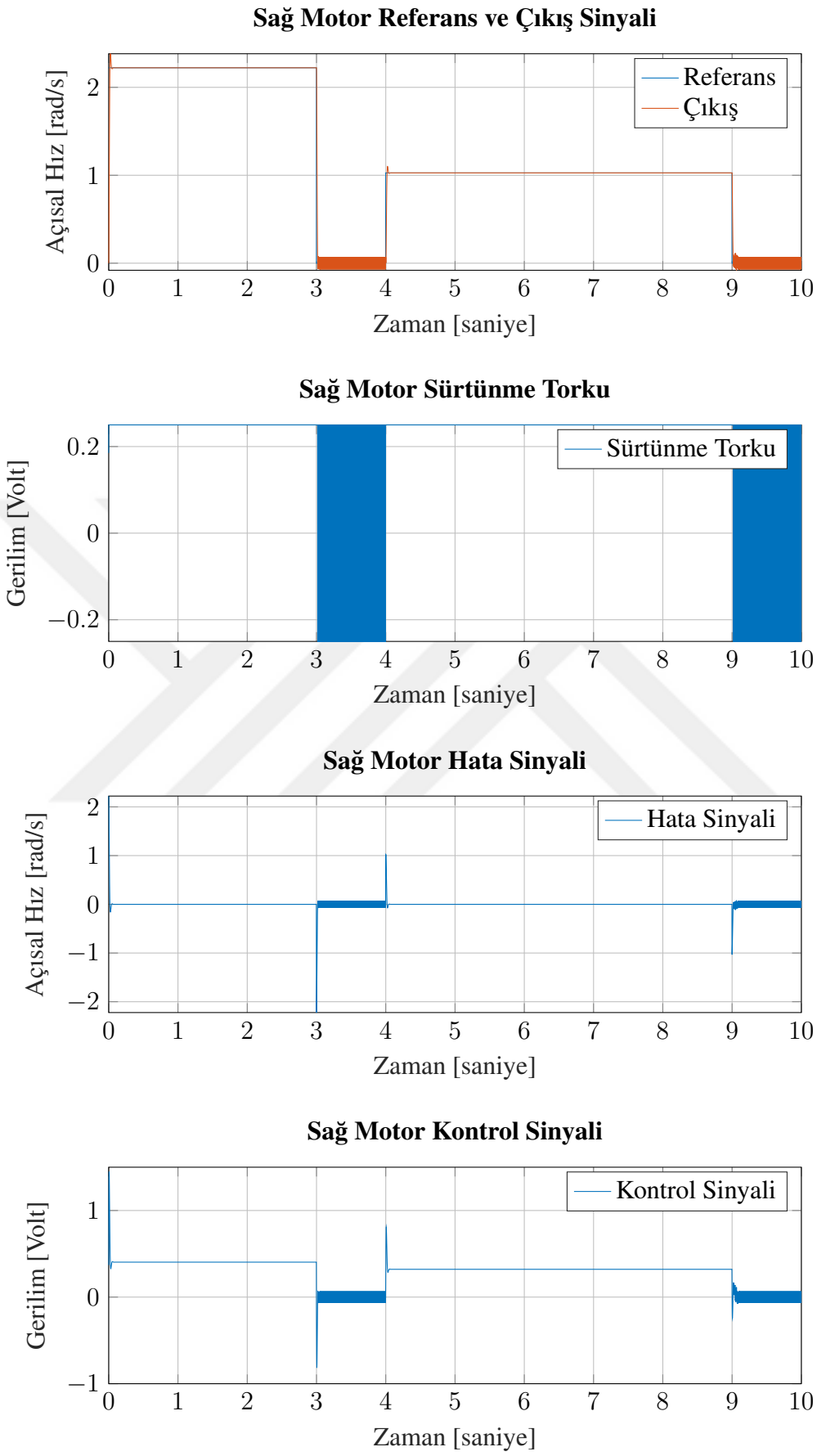
Şekil 3.6 Coulomb Sürtünmeli $(F_C = 0.0284)$ Sol Motor Grafikleri



Şekil 3.7 Coulomb Sürtünmeli $(F_C = 0.0284)$ Sağ Motor Grafikleri



Şekil 3.8 (0.25) Sürtünme Değerli Sol Motor Grafikleri



Şekil 3.9 (0.25) Sürtünme Değerli Sağ Motor Grafikleri

4
UYARLANABİLİR MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL

Sistem doğrusal olmadığında veya sistem dinamikleri zamanla önemli oranda değiştiğinde doğrusal zamanla değişmeyen tahmin doğruluğu büyük oranda düşmekte ve MÖK performansı uygulanamaz hale gelmektedir [71]. Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrol (UMÖK, AMPC - Adaptive Model Predictive Control), değişken ve belirsiz ortamlarda sistemlerin kontrolünü sağlamak için kullanılan bir kontrol yaklaşımıdır. UMÖK tahmin modelini değişen çalışma koşullarına uyarlayarak MÖK performansındaki düşüşü giderebilmektedir. UMÖK, her zaman adımında durum matrislerini ve nominal koşulları yeni çalışma noktası için yeniden hesaplamaktadır.

UMÖK, sistem dinamiklerindeki değişikliklere uyum sağlayabilmektedir. Benzer şekilde sistemin değişken koşullarda, doğrusal olmayan bozuculara maruz kaldığında da kontrol edilebilmesine imkan vermektedir. Diğer taraftan, gerçek zamanlı olarak model güncellemesi yapmak hesaplama maliyetini ve karmaşıklığı artırmaktadır. Modelin güncellenmesinde yanlış hesaplamalar yapılması durumunda sistemin istenen şekilde çalışmamasına neden olabilmektedir. Sonuç olarak UMÖK, sistem dinamiklerinin değiştiği veya sistemin değişken ortam koşullarına maruz kaldığı durumlarda kullanılabilir ancak doğru bir şekilde tasarlanması ve uygulanması gerekmektedir.

4.1 Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrolör Tasarım Parametreleri

MATLAB & Simulink'te MÖK ve UMÖK için birbirine çok benzeyen iki blok yer almaktadır. UMÖK bloğu MÖK bloğundan farklı olarak fazladan bir "model" girişine sahiptir. Simulink'te bir UMÖK tasarlamak için öncelikle MÖK sisteme bağlanarak bütün giriş ve çıkışları belirlenmeli ve MÖK tasarlanmalıdır.

Tasarlanan MÖK MATLAB çalışma alanına aktarılmalıdır. Sonrasında sisteme bağlanan MÖK yerine UMÖK yerleştirilmeli ve MATLAB çalışma alanındaki kontrolör seçilmelidir. Aynı zamanda MATLAB tarafında bir komutla açılan MÖK Tasarımcısı kullanılarak tasarlanan kontrolör yine MATLAB çalışma ortamına kaydedilebilmekte ve Simulink tarafında bu kontrolör seçilebilmektedir.

UMÖK için tasarım parametreleri ve kontrolör yapısı model girişi dışında MÖK ile aynıdır. Bu sebeple bir MÖK tasarımında dikkat edilmesi ve uygulanması gereken tüm durumlar UMÖK için de geçerlidir.

UMÖK tahmin modelini değişen çalışma koşullarına uyarlayarak MÖK performansındaki düşüşü giderebildiğinden bahsedilmişti. Bunu yani tahmin modelini değişen çalışma koşullarına uyarlayabilmek için Simulink'te bir MATLAB fonksiyonu bloğu kullanılmaktadır. MATLAB fonksiyon bloğu x durum vektörünü, u giriş vektörünü ve varsa farklı sinyalleri giriş olarak almaktadır. Bu bloğun çıkışında ise A, B, C, D, U, Y, X, DX sinyalleri bulunmaktadır. Çıkış sinyalleri durum-uzay matrislerini oluşturmak için gerekli sinyallerden oluşmaktadır. Tüm bu çıkış sinyalleri bir veri yoluyla toplanarak UMÖK bloğunun model girişine bağlanmalıdır [72].

Model güncellemesi için kullanılan MATLAB fonksiyonunda sistemin dinamiklerini temsil edecek sürekli zamanlı durum-uzay matrisleri yer almaktadır. Sürekli zamanlı bu matrisler belirli bir örnekleme zamanıyla ayrık zamanlı hale getirilmekte ve blok çıktısı olarak verilmektedir.

4.2 Doğrusal Olmayan Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrolör Tasarımı

Doğrusal model öngörülü kontrolör tasarımında kullanılan indirgenmiş DA motoru modeli, doğrusal olmayan model öngörülü kontrolör tasarımında da kullanılmıştır. Sol ve sağ motora ait A ve B parametreleri Tablo 4.1'de gösterilmiştir.

Tablo 4.1 Doğrusal Olmayan Uyarlanabilir MÖK Tasarımındaki DA Motoru Parametreleri

Motor	$A\left(\frac{N}{V \cdot kg \cdot m}\right)$	$B\left(\frac{N \cdot s}{kg \cdot m}\right)$
Sol	260	13
Sağ	159	11

Doğrusal MÖK tasarımına benzer şekilde modele bir bozucu dahil edilmiştir. Bu bozucu doğrusal olmayan sürtünme etkilerini temsil eden bir MATLAB

fonksiyonudur. Bu fonksiyon giriş olarak açısal hız ve harici torku kullanmakta ve çıkış olarak bir sürtünme torku vermektedir. Modele giren sinyali sınırlamak amacıyla sınırları $[-5, 5]$ olan Doygunluk (Saturation) bloğu modelin önüne eklenmiştir.

Doğrusal olmayan uyarlanabilir model öngörülü kontrolör yapısını oluşturmak için MATLAB & Simulink'te hazırlanan sağ motora ait sistem modelinin girişi kontrol sinyali, sisteme etkiyen ölçülmeyen bozucu sürtünme fonksiyonunun çıkışı ve sistem çıkışı da açısal hız olarak seçilerek giriş ve çıkışlar tanımlanmıştır. Model Öngörülü Kontrolör Tasarım Parametreleri bölümünde anlatılan tasarım detayları dikkate alınarak doğrusal olmayan uyarlanabilir model öngörülü kontrolör tasarımı tamamlanmıştır.

4.3 Doğrusal Olmayan Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrolör Parametre Analizleri

Doğrusal model öngörülü kontrolörle paralel olarak yine sol motor dikkate alınarak yapılan kontrolör tasarımını doğrulamak amacıyla çeşitli analizler gerçekleştirilmiştir.

İlk analizde, farklı öngörü ufku değerleri için sistemin çıkış ve kontrol sinyalleri gözlemlenmiştir. Örnekleme zamanı 0.001 saniye olarak ayarlanmıştır. Kontrol ufku 1 değerinde sabit tutulmuştur. Öngörü ufku değerleri ise sırasıyla 12, 14, 16, 18, 20 ve 22 olacak şekilde değiştirilmiştir. Farklı öngörü ufku değerlerinin çıkış ve kontrol sinyalleri Şekil 4.1'de verilmiştir.

Her bir parametreye için üretilen grafikler bütünüyle incelenmiş ancak farklılıkların küçük olması sebebiyle grafiklerin en başındaki yalnızca 0.3 saniyelik kısmı büyütülerek gösterilmiştir. Çıkış sinyalleri incelendiğinde öngörü ufku azaldıkça yapılan aşımların ve sistemin oturma zamanının arttığı görülmüştür. Öngörü ufku değeri 18 ve daha yukarısında iken sistemin aşım yapmadan oturduğu gözlemlenmiştir. Kontrol sinyallerine bakıldığında ise öngörü ufku arttıkça sistem daha fazla agresif davranış sergilemektedir.

Farklı kontrol ufku değerlerinin hesaplama süreleri Tablo 4.2'te verilmiştir. En küçük hesaplama süresi 2.5340 saniye olan öngörü ufku değeri 12 olarak görülmüştür. Ancak öngörü ufku 12 için sistem istenenden fazla agresif davranmaktadır. Kontrol sinyali diğerlerine kıyasla daha büyük olmasına karşın kabul edilebilir seviyede olan, kalıcı hale aşım yapmadan en hızlı oturan öngörü ufku değeri 18 olarak belirlenmiştir.

Tablo 4.2 Farklı Öngörü Ufku Değerlerinin Hesaplama Süreleri

Öngörü Ufku	Hesaplama Süresi (s)
12	2.5340
14	2.9422
16	2.9867
18	2.9247
20	2.6873
22	2.6469

İkinci analizde ise farklı kontrol ufku değerleri için sistemin çıkış ve kontrol sinyalleri gözlemlenmiştir. Örnekleme zamanı 0.001 saniye olarak ayarlanmıştır. Öngörü ufku 18 değerinde sabit tutulmuştur. Kontrol ufku değerleri ise sırasıyla 1, 2, 3, 4, 5 ve 6 olacak şekilde değiştirilmiştir. Farklı kontrol ufku değerlerinin çıkış ve kontrol sinyalleri Şekil 4.2'de verilmiştir.

Öngörü ufkuyla benzer şekilde grafikler bütünüyle incelenmiş ancak farklılıkların küçük olması sebebiyle grafiklerin en başındaki yalnızca 0.1 saniyelik kısmı büyütülerek gösterilmiştir. Çıkış sinyalleri incelendiğinde parametrelerin aşım yapmadan ve hemen hemen aynı zaman değerlerinde oturduğu görülmüştür. Kontrol sinyallerinde de neredeyse birebir olarak aynı değerlere sahip oldukları gözlemlenmiştir. Öngörü ufku değeri 18 iken kontrol ufkunun 1 ve 6 arasında değişmesi sistem yapısını etkilememiştir.

Hesaplama yükünü görmek için hesaplama sürelerine bakıldığında Tablo 4.3'te de görülebileceği üzere genel olarak kontrol ufku arttıkça hesaplama süresinin arttığı ancak kontrol ufku 6 değeri karşılığında bir azalma olduğu gözlemlenmiştir. Parametrelerin sisteme etkisi bütünüyle incelendiğinde aşım yapmadan en hızlı oturan ancak kalıcı halde bir miktar çatırmaya sahip olan kontrol ufku değeri 4 olarak tespit edilmiştir.

Tablo 4.3 Farklı Kontrol Ufku Değerlerinin Hesaplama Süreleri

Kontrol Ufku	Hesaplama Süresi (s)
1	2.7534
2	2.8716
3	2.8930
4	2.9408
5	2.9058
6	2.4725

Öngörü ufku ve kontrol ufku analizlerinden elde edilen sonuçlar doğrultusunda doğrusal model öngörülü kontrolöre ait parametreler Tablo 4.4'te sunulmuştur.

Tablo 4.4 Doğrusal Olmayan Uyarlanabilir Model Öngörülü Kontrolör Parametreleri

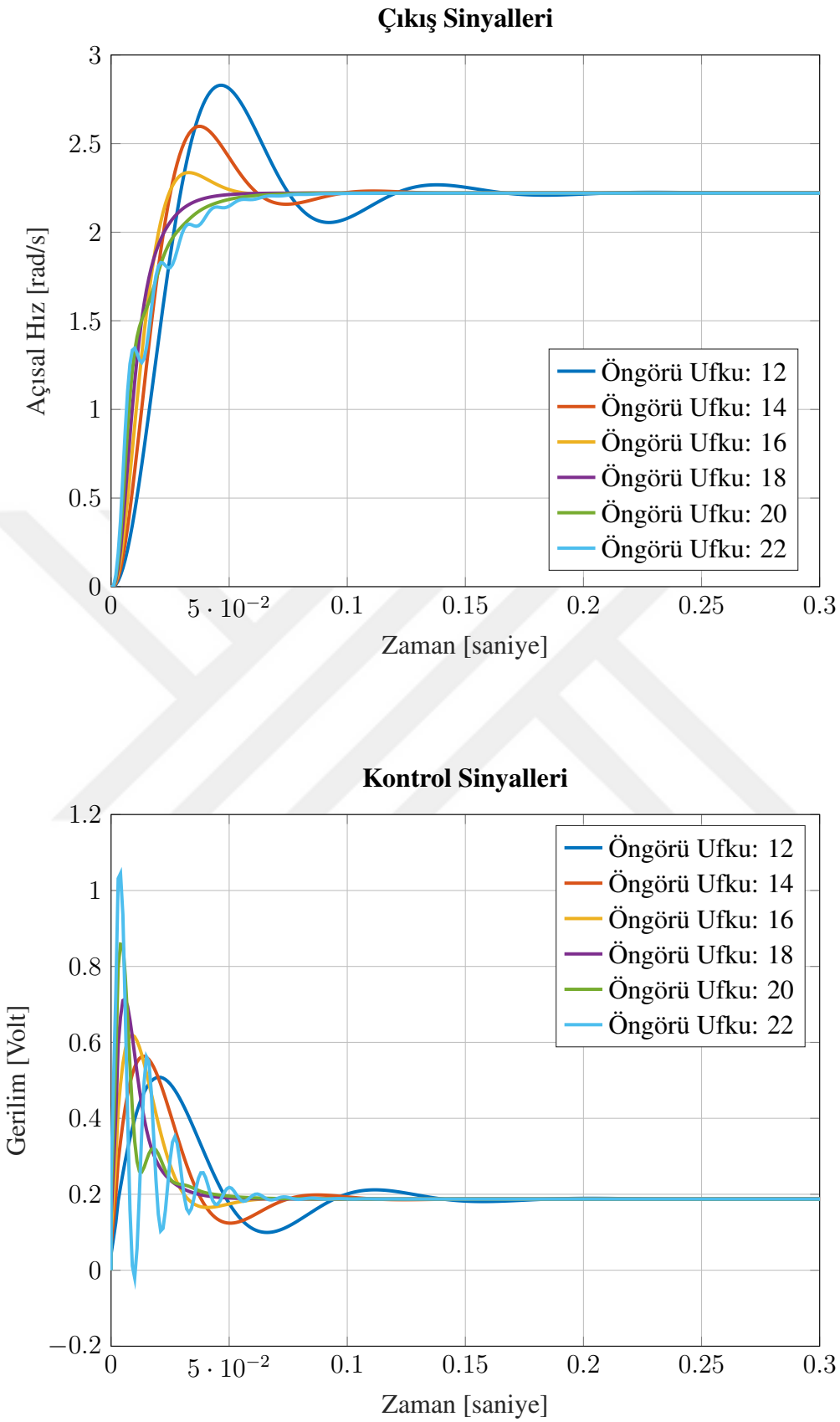
Parametre	Değer
Örnekleme Zamanı	0.001s
Öngörü Ufku	18
Kontrol Ufku	4
Giriş, Min&Maks	[-5,5]
Giriş, Ölçek Faktörü	1
Çıkış, Min&Maks	[$-\infty$,∞]
Çıkış, Ölçek Faktörü	1
Giriş, Ağırlık	[0, 0.3896]
Çıkış, Ağırlık	0.2567

Kontrolör tasarımının tamamlanmasının ardından kontrolörün performansını test atmak amacıyla 2.31'de verilen Coulomb + viskoz + statik + Stribeck etkisi sürtünme modeli sisteme bozucu olarak eklenmiştir. Doğrusal olmayan sürtünme modelinin parametreleri Tablo 4.5'te gösterilmiştir.

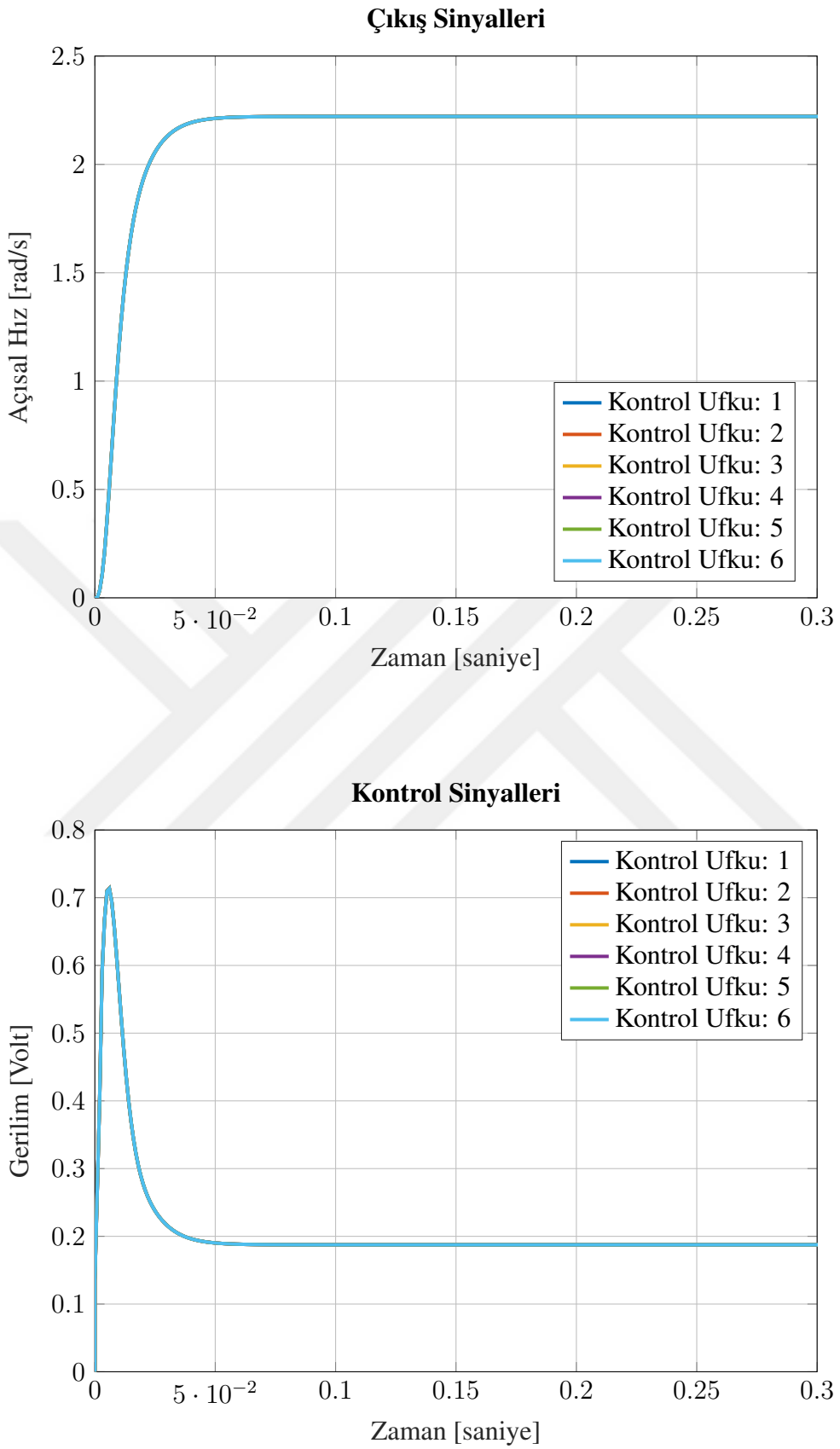
Tablo 4.5 Doğrusal Olmayan Sürtünme Modeli Parametreleri

Parametre	Değer
Statik Sürtünme	0.0284
Coulomb Sürtünme	0.0238
Viskoz Sürtünme Katsayısı	0.0237
Stribeck Hızı	0.0105
δ, Ampirik Katsayı	1

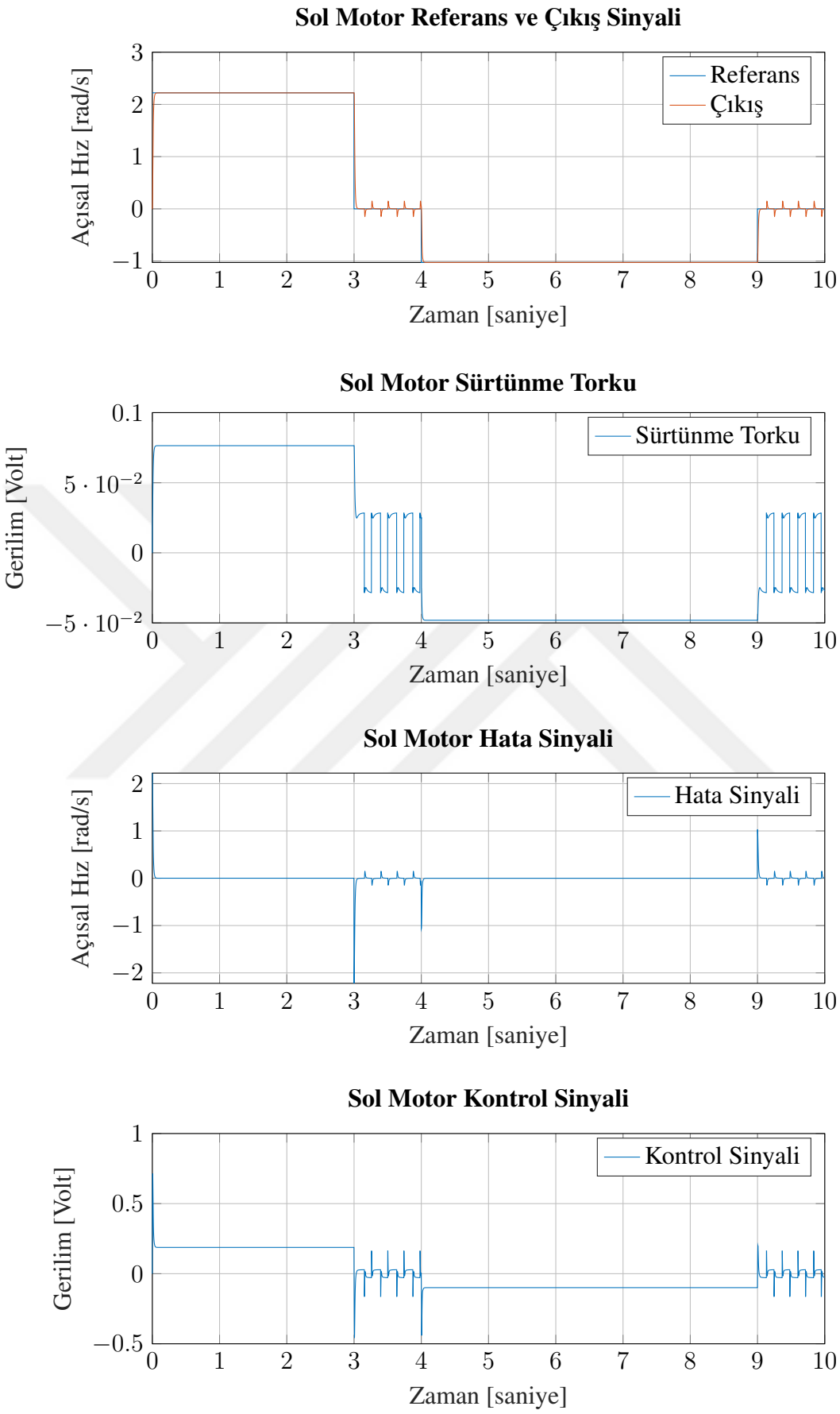
Doğrusal olmayan sürtünme modelinin bozucu olarak etkilediği UMÖK'ün sol motor ve sağ motor için sonuçları sırasıyla Şekil 4.3 ve 4.4'de yer almaktadır.



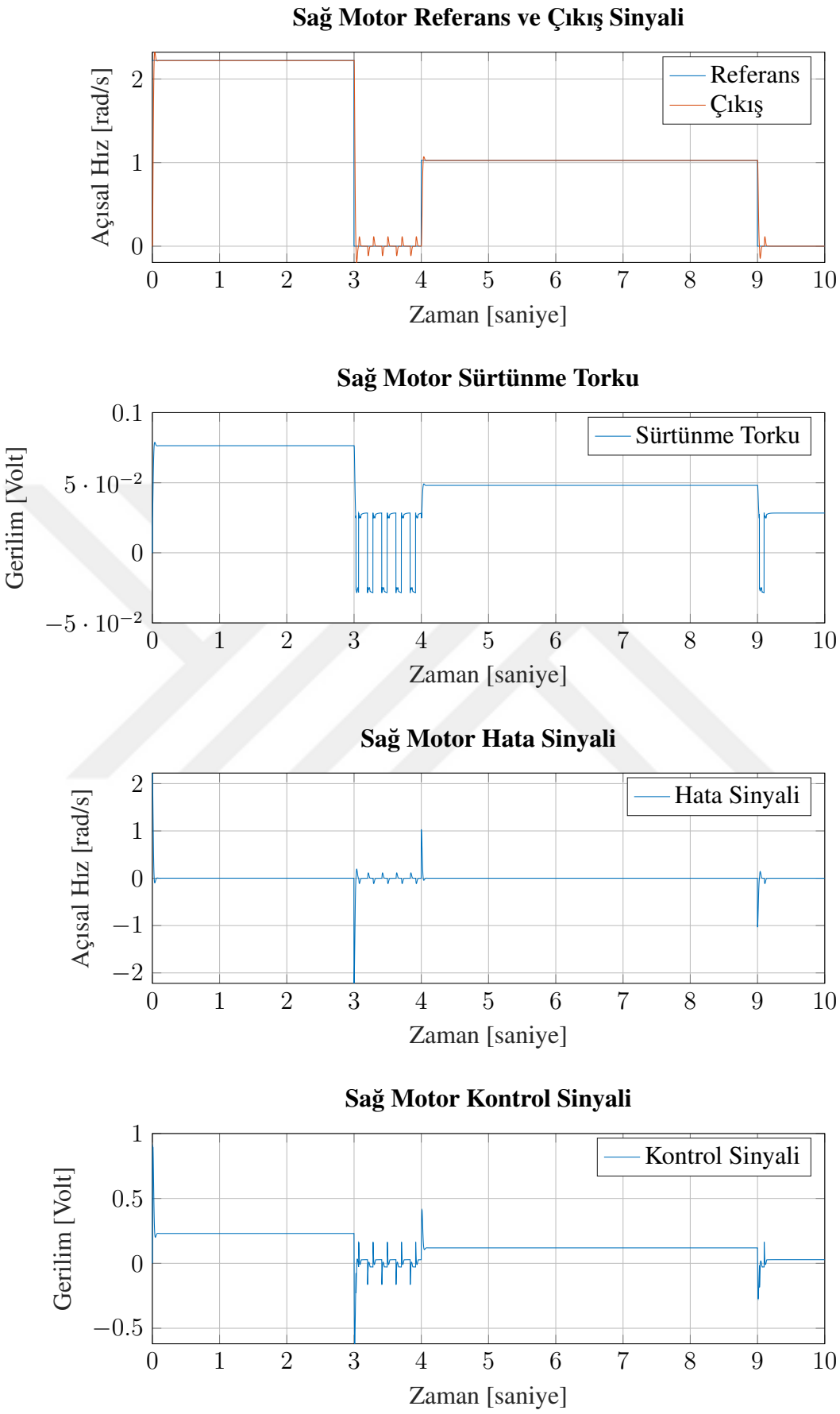
Şekil 4.1 Farklı Öngörü Ufku Değerlerine Göre Çıkış ve Kontrol Sinyalleri



Şekil 4.2 Farklı Öngörü Ufku Değerlerine Göre Çıkış ve Kontrol Sinyalleri



Şekil 4.3 Doğrusal Olmayan Sürtünme Etkisindeki Sol Motor Grafikleri



Şekil 4.4 Doğrusal Olmayan Sürtünme Etkisindeki Sağ Motor Grafikleri

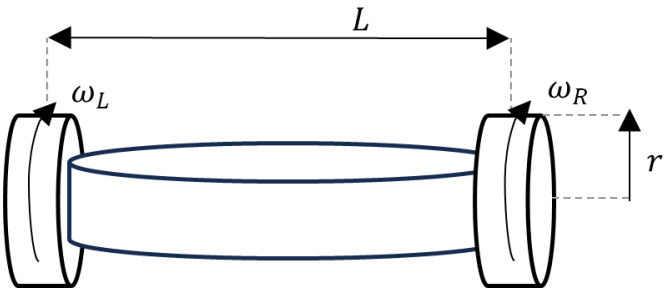
5
BENZETİM ÇALIŞMALARI

Benzetim Çalışmaları başlığı altında iki tekerlekli diferansiyel sürüşlü bir gezgin robot için doğrusal model öngörülü hız kontrolör tasarımı yapılmış ve sonuçlar gösterilmiştir.

5.1 İki Tekerlekli Diferansiyel Sürüşlü Bir Gezgin Robot için Doğrusal Model Öngörülü Hız Kontrolör Tasarımı

Tekerlekler arasındaki hız farkından yararlanılarak sürüş sağlayan diferansiyel sürüş yöntemi, çoğunlukla iki veya dört tekerlekli gezgin robotlarda kullanılmaktadır. Benzetim çalışmasında kullanılacak robot platformu iki tekerleğe sahip bir platformdur. Diferansiyel sürüşlü gezgin robota doğrusal hız veya açısal hız referansı verilebilir. Yalnızca doğrusal hız verildiğinde robot ileriye veya geriye düz hareket eder. Yalnızca açısal hız verildiği durumda da robot dönme hareketi yapacaktır. Hem doğrusal hem de açısal hızın uygulandığı gezgin robotlar dönerek ilerleme hareketi yapabilmektedir.

Dönerek ilerleme hareketindeki dönüş yarıçapı tekerleklerin açısal hızları ve tekerleklerin arasındaki mesafeyle alakalıdır. Tekerlek dönüş hızlarıyla birlikte robot platformunun geometrik ölçüleri de robotun hareketini etkilemektedir. Çalışmada kullanılan robot platformunun şematiği Şekil 5.1'de verilmiştir.



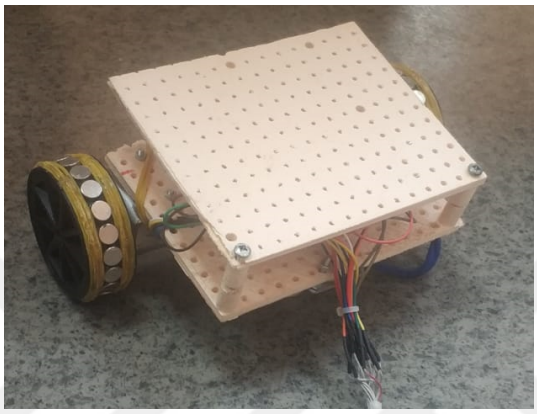
Şekil 5.1 Robot Platformunun Şematiği

Robot platformunun boyutları ise Tablo 5.1'de gösterilmiştir.

Tablo 5.1 Robot Platformunun Boyutları

Parametre	Değer	Birim
Tekerleklerin yarıçapı (r)	3.4	cm
Tekerlekler arası mesafe (L)	20	cm

Robot platformunun boyutları gerçek bir robottan alınmıştır. Robota ait görsel Şekil 5.2'de görülmektedir.



Şekil 5.2 Ölçüleri kullanılan robot

5.1.1 DA Motoru Modeli

DA motoru modeli olarak bir önceki bölümde tasarlanan indirgenmiş DA motoru modeli kullanılmıştır. Benzetim çalışmasında yer alan DA motoru modeline ait parametreler Tablo 5.2'te gösterilmiştir.

Tablo 5.2 DA Motoru Modelinin Parametreleri

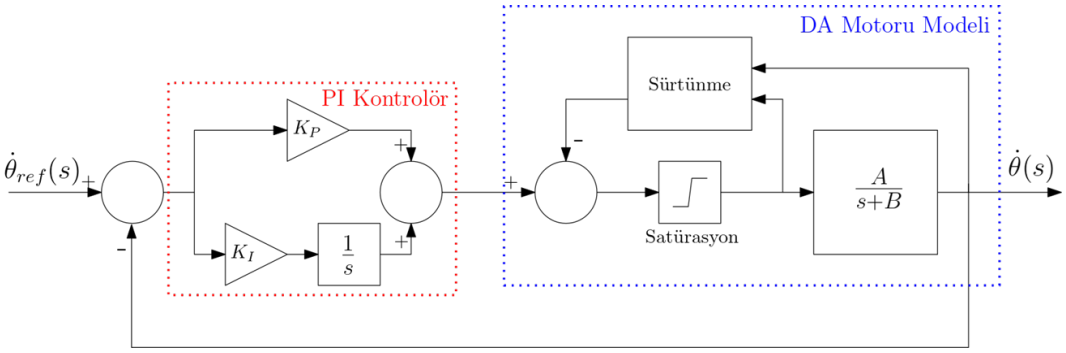
Parametre	Değer	Birim
A	229.34	$\left(\frac{N}{V \cdot kg \cdot m}\right)$
B	17.801	$\left(\frac{N \cdot s}{kg \cdot m}\right)$
Doygunluk	3.4	DGM
Sürtünme	20	$N \cdot m$

5.1.2 PI Kontrolör Tasarımı

Model öngörülü kontrolör ile kıyaslamak amacıyla başka bir kontrol yöntemi olan PI kontrolör tasarlanmıştır. Bir PI kontrolörün genel ifadesi

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = \frac{K_P s + K_I}{s} \tag{5.1}$$

şeklindedir. Bu genel ifade kullanılarak bir PI kontrolör bloğu oluşturulmuştur. DA motoru modeli ile birleştirilen PI kontrolör bloğu Şekil 5.3'te görülebilmektedir.



Şekil 5.3 DA motoru dinamiği ve PI kontrol blok diyagramı

Şekil 5.3'te sistem çıkışı $\dot{\theta}(s)$, sistem girişi ise $\dot{\theta}_{\text{ref}}(s)$ olarak alınmıştır. Buna göre blok diyagram

$$\frac{\dot{\theta}(s)}{\dot{\theta}_{\text{ref}}(s)} = \frac{G_{PI}(s)G(s)}{1+G_{PI}(s)G(s)} = \frac{\left(\frac{K_P s + K_I}{s}\right)\left(\frac{A}{s+B}\right)}{1+\left(\frac{K_P s + K_I}{s}\right)\left(\frac{A}{s+B}\right)} \tag{5.2}$$

denklemiyle ifade edilebilir. Denklemde düzenlemeler yapılarak

$$\frac{\dot{\theta}(s)}{\dot{\theta}_{\text{ref}}(s)} = \frac{AK_P s + AK_I}{s^2 + (B + AK_P)s + AK_I} \tag{5.3}$$

denklemi elde edilmiştir. Transfer fonksiyonunun karakteristik denklemindeki K_P ve K_I ifadelerini α gibi bir parametreyle yazmak istersek kapalı çevrim sistemin karakteristik polinomu

$$s^2 + (B + AK_P)s + AK_I = s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 \tag{5.4}$$

olacaktır. K_P parametresi kontrolör ve sistem parametreleri cinsinden

$$2\alpha = B + AK_P \rightarrow K_P = \frac{2\alpha - B}{A} \tag{5.5}$$

olarak elde edilmektedir. K_I parametresini ise

$$\alpha^2 = AK_I \rightarrow K_I = \frac{\alpha^2}{A} \tag{5.6}$$

olarak A, B ve α cinsinden göstermek mümkündür. Bu denklemdeki α, sistemin kapalı çevrim kutuplarını göstermektedir. α parametresi değiştirilerek hem K_P hem de K_I parametreleri ayarlanabilmektedir. α için birçok değer denenerek sistem

cevabı incelenmiş ve uygun olduğu düşünülen α değeri belirlenmiştir. Çalışmada kullanılan α, K_P, K_I parametreleri Tablo 5.3'te gösterilmiştir.

Tablo 5.3 PI Kontrolör parametreleri

Parametre	Değer
α	18.0225
K_P	0.0796
K_I	1.4163

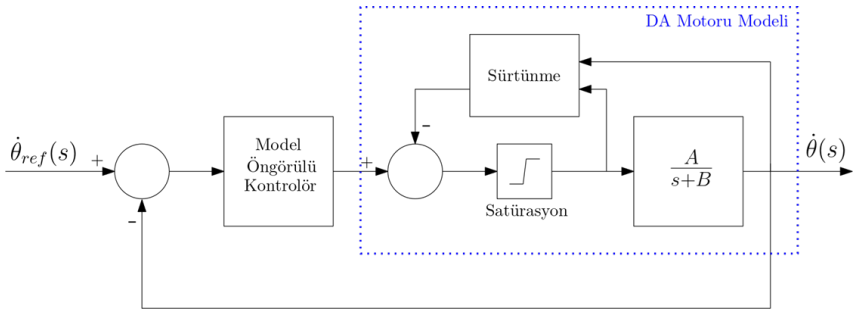
5.1.3 Doğrusal Model Öngörülü Kontrolör Tasarımı

MÖK tasarım kriterleri dikkate alınarak bir model öngörülü kontrolör tasarımı yapılmıştır. Bu kontrolör tasarlanırken kullanılan parametre ve değerleri Tablo 5.4'te gösterilmiştir.

Tablo 5.4 Model öngörülü kontrolör parametreleri

Parametre	**Değer**
Örnekleme Zamanı	0.001 saniye
Öngörü Ufku	20
Kontrol Ufku	10
Giriş Kısıtları	$[-20, 20]$ (derece/saniye)
Çıkış Kısıtları	$[-127, 127]$ (derece/saniye)
Giriş Ağırlığı	0
Giriş Oran Ağırlığı	0.1
Çıkış Ağırlığı	10

Tasarımı gerçekleştirilen model öngörülü kontrolör, indirgenmiş DA motoru modeliyle bir araya getirilerek sistemin blok diyagramı oluşturulmuştur. Model öngörülü kontrolörün DA motor modeline eklendiği blok diyagram Şekil 5.4'teki gibidir.



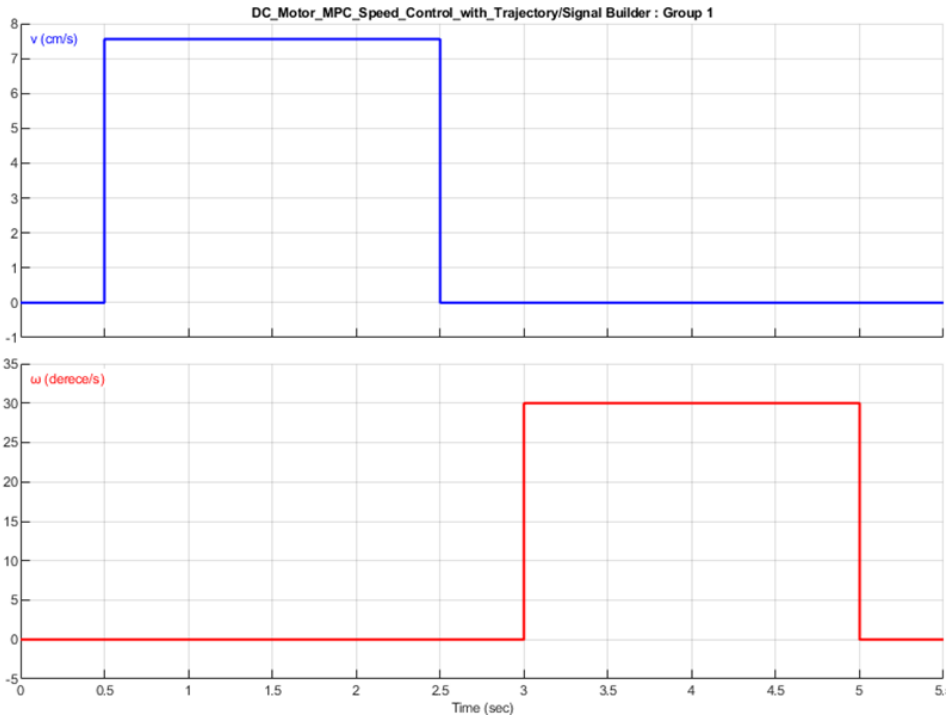
Şekil 5.4 DA motor dinamiği ve model öngörülü kontrolör blok diyagramı

5.1.4 Kontrolör Benzetimleri

Tasarımı yapılan kontrolör blok diyagramlarının önüne Şekil 5.5'te gösterilen sinyal üretici blok diyagram eklenmiştir. Bu blok diyagram çift kanallı bir sinyal üretici, derece-radyan ve radyan-derece dönüşüm blokları ile robotun ters kinematik matrislerini temsil eden kazanç bloklarıyla oluşturulmuştur.

Şekil 5.5 Sinyal üretici, ters kinematik ve diğer bloklar

Sinyal üretici bloğu ile doğrusal hız ve açısal hız referansları üretilmekte ve diyagramdan geçirilerek sol ve sağ motor için açısal hız referansları çıkış olarak alınmaktadır. Sinyal üretici ile üretilen hız referans sinyalleri Şekil 5.6'daki gibidir.



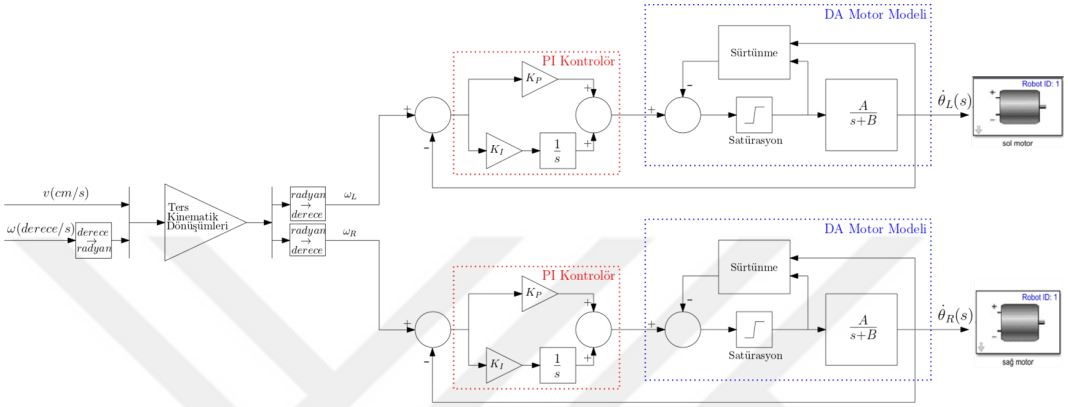
Şekil 5.6 Sinyal üreticiden elde edilen hız referansları

Sinyal üreticiden çıkan hız referanslarına göre robot aşağıdaki gibi hareket etmelidir:

- t=0 ile t=0.5s arasında hareketsiz bekleme
- t=0.5s ile t=2.5s arasında doğrusal hareket

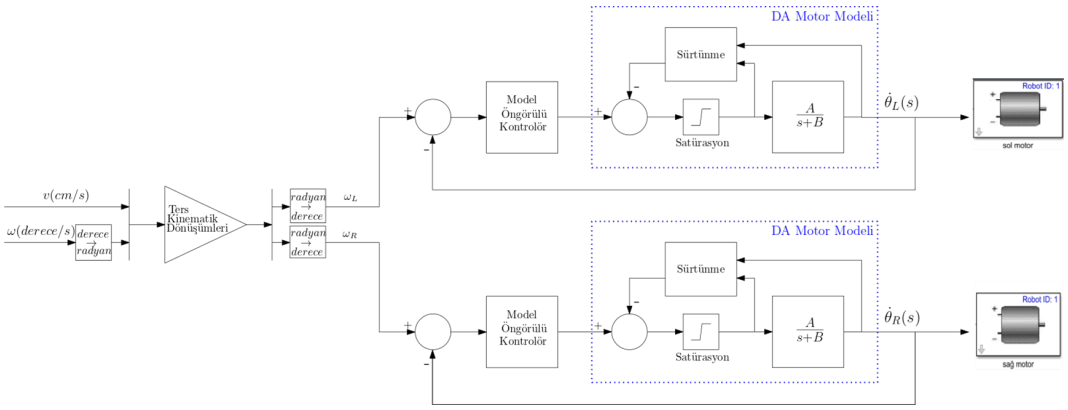
- t=2.5s ile t=3s arasında hareketsiz bekleme
- t=3s ile t=5s arasında olduğu yerde dönme
- t=5s ile t=5.5s arasında hareketsiz bekleme

Sinyal üretici, PI kontrolör ve DA motoruyla oluşturulan blok diyagram Şekil 5.7'de gösterilmiştir.



Şekil 5.7 PI hız kontrolörlü gezgin robot blok diyagramı

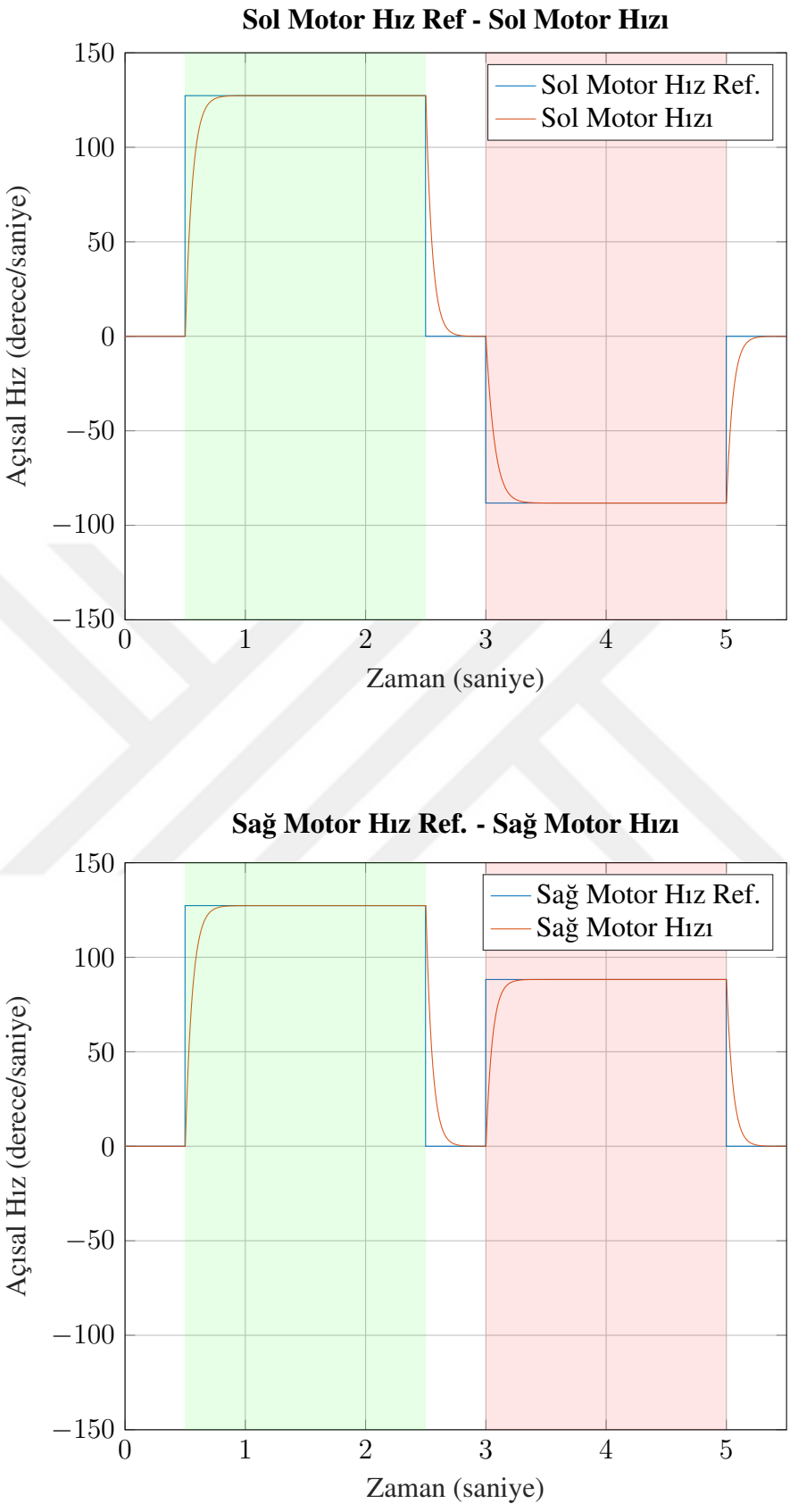
Sinyal üretici, MÖK temelli kontrolör ve DA motoruyla oluşturulan blok diyagram Şekil 5.8'de gösterilmiştir.



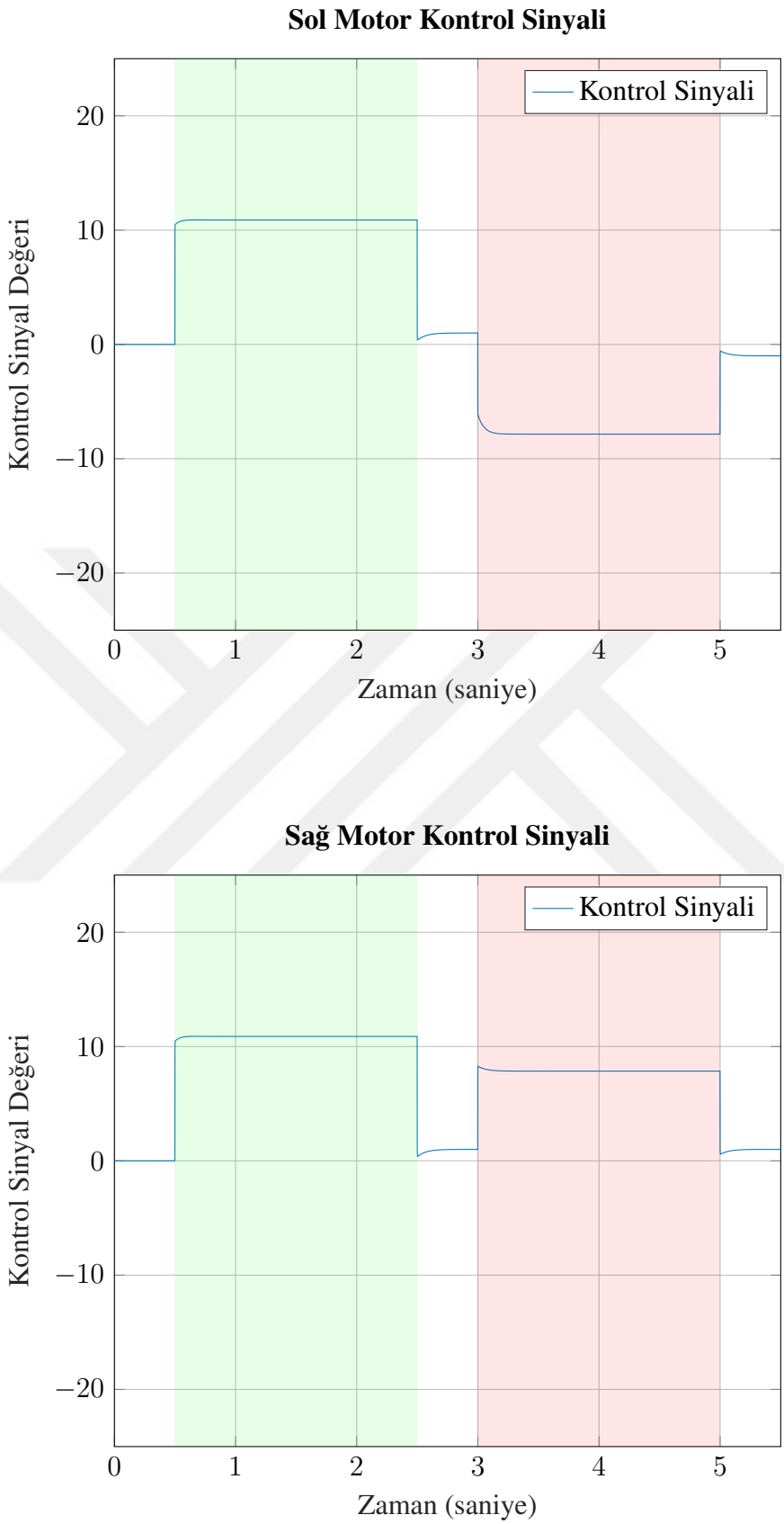
Şekil 5.8 MÖK hız kontrolörlü gezgin robot blok diyagramı

Benzetim çalışmaları sonucunda oluşan grafikler iki farklı arkaplan rengiyle işaretlenmiştir. Doğrusal hız referans bölgeleri yeşil, açısal hız referans bölgeleri ise kırmızı renklidir. Kontrolörlere verilen referans sinyalleri derece/saniye'dir.

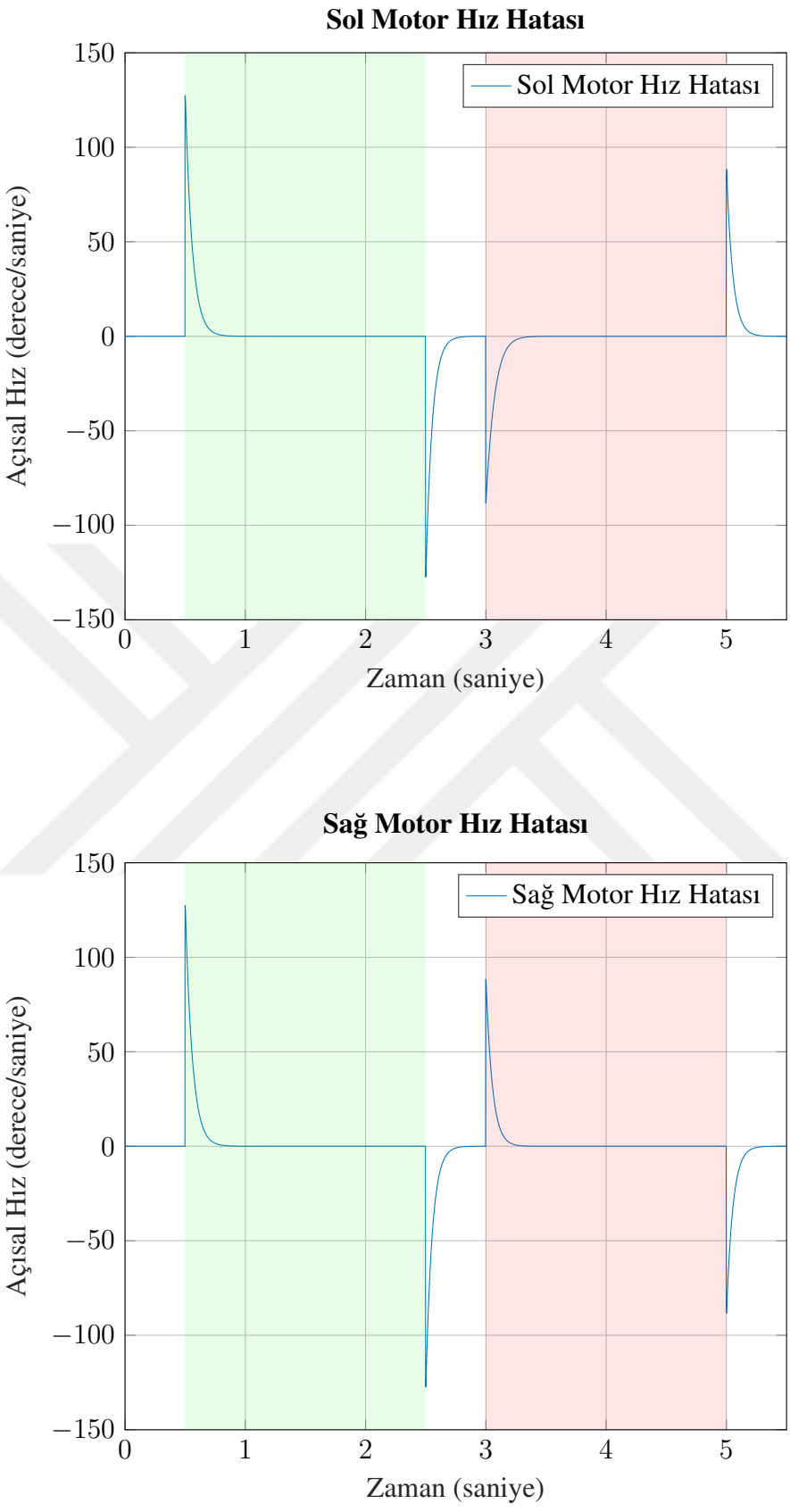
Şekil 5.6'daki hız referanslarının 5.7'deki PI kontrollü sisteme uygulanması sonucunda motorların referans-çıkış sinyal karşılaştırması Şekil 5.9'da, kontrol sinyalleri Şekil 5.10'da ve hata sinyalleri de Şekil 5.11'de gösterilmiştir.



Şekil 5.9 PI kontrollü sistemin motor hızları ve hız referansları karşılaştırması

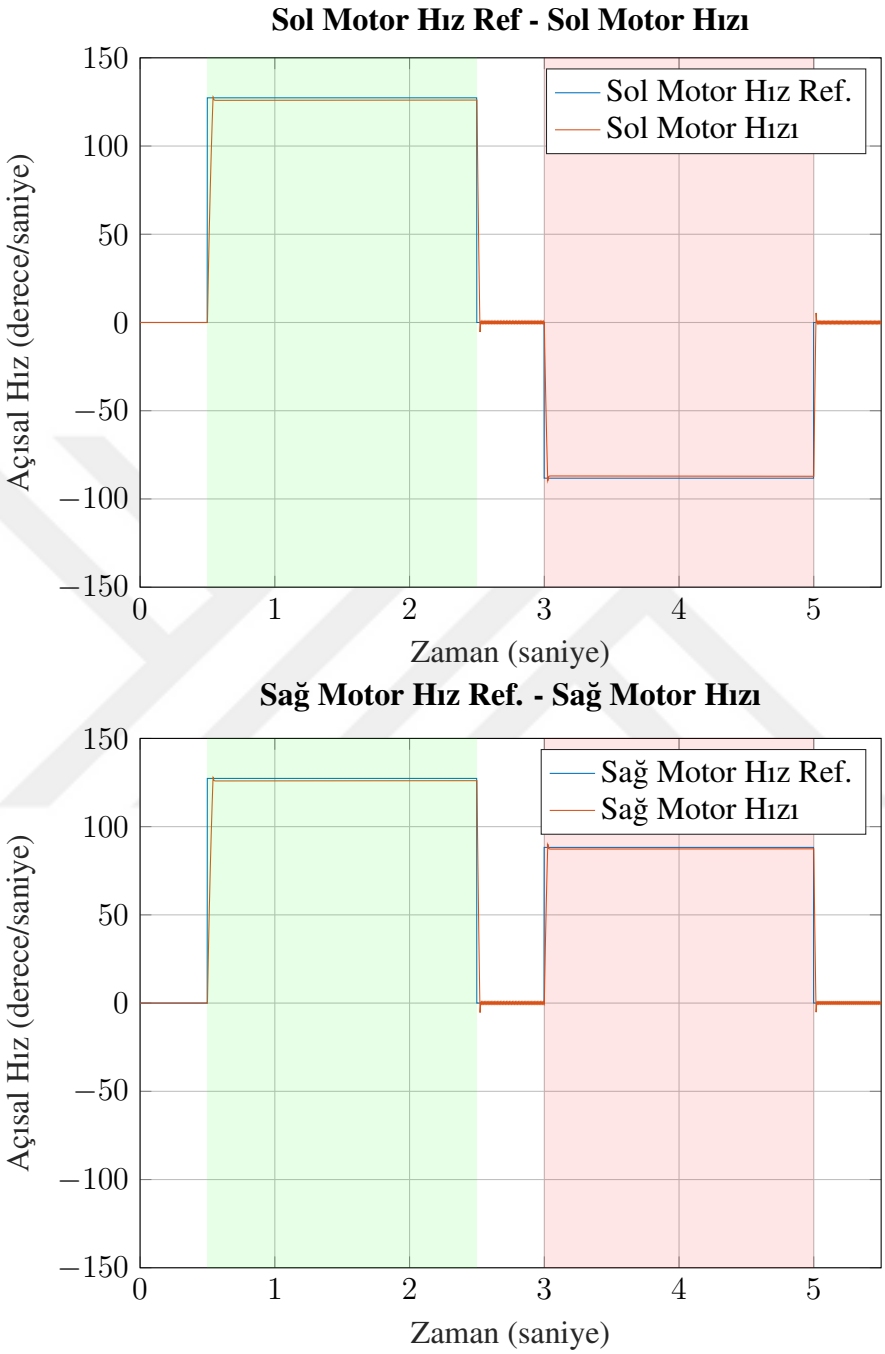


Şekil 5.10 PI kontrollü sistemin kontrol sinyali

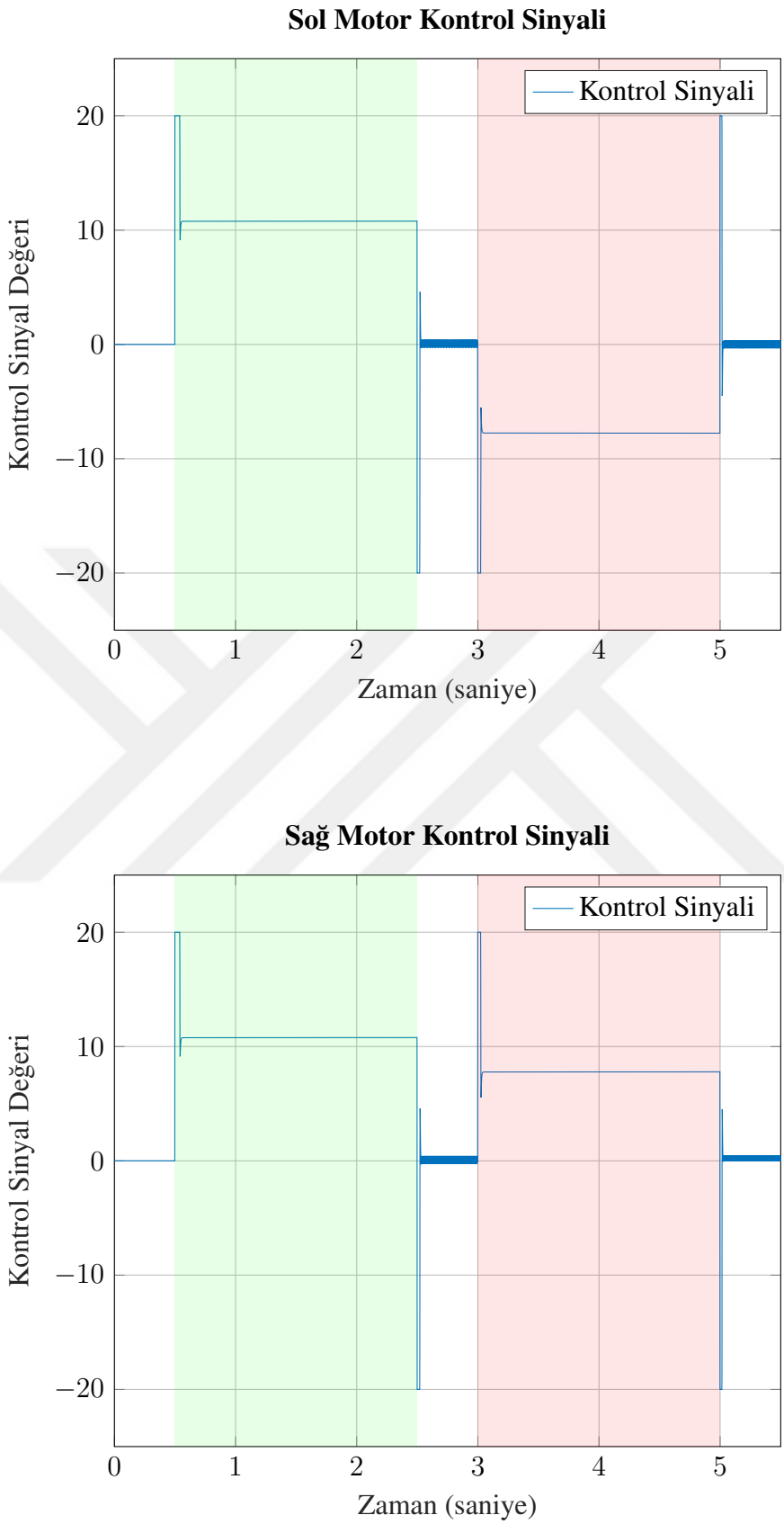


Şekil 5.11 PI kontrollü sistemin motor hız hataları

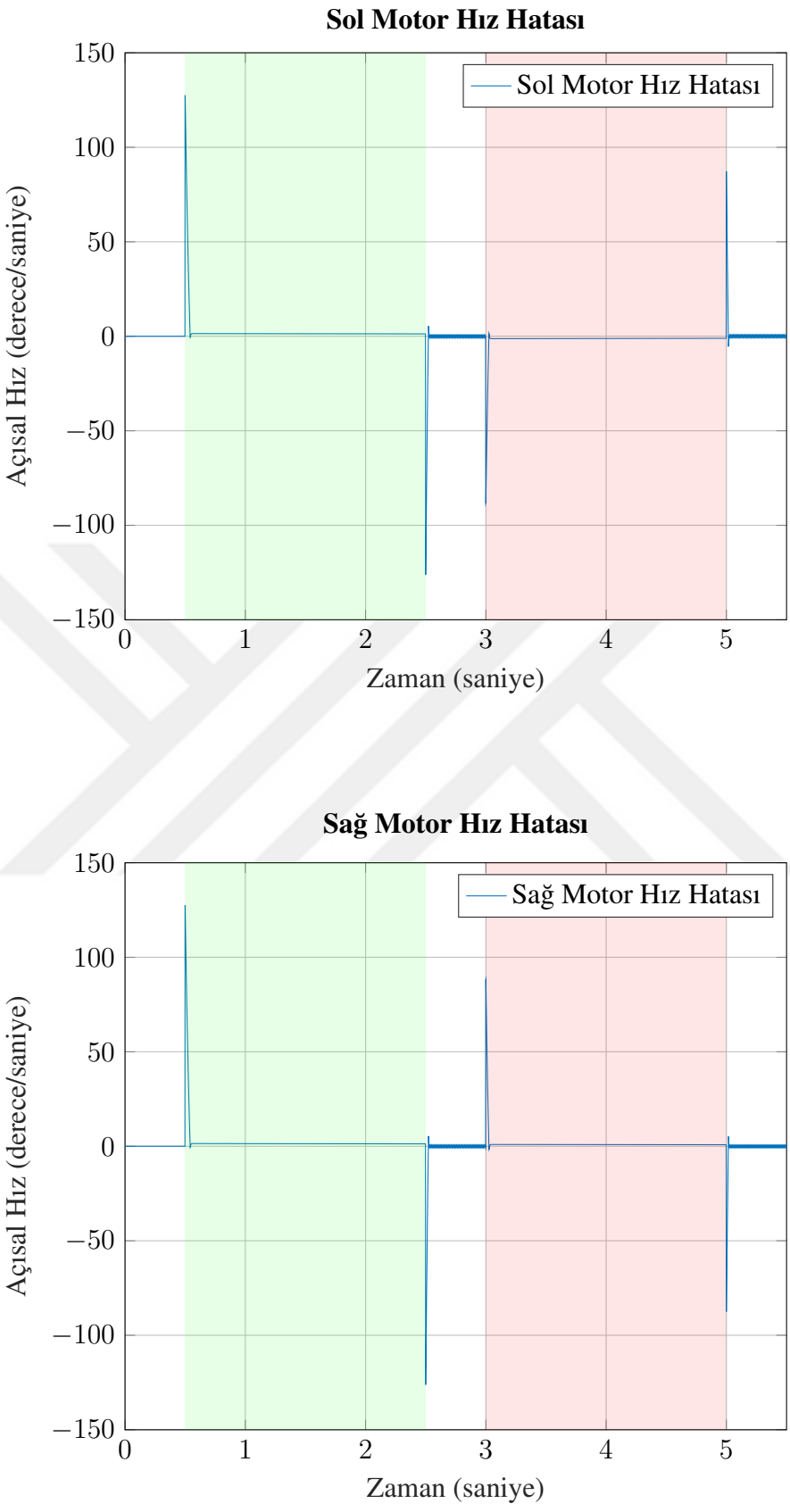
Şekil 5.6'daki hız referanslarının 5.8'deki MÖK kontrollü sisteme uygulanması sonucunda motorların referans-çıkış sinyal karşılaştırması Şekil 5.12'de, kontrol sinyalleri Şekil 5.13'te ve hata sinyalleri de Şekil 5.14'te gösterilmiştir.



Şekil 5.12 MÖK kontrollü sistemin motor hızları ve hız referansları karşılaştırması



Şekil 5.13 MÖK kontrollü sistemin kontrol sinyali



Şekil 5.14 MÖK kontrollü sistemin motor hız hataları

6
SONUÇ

Bu tez kapsamında gerçekleştirilen bir çalışmada, bir doğru akım motorunun hız kontrolünü gerçekleştiren model öngörülü kontrolör tasarlanmıştır. Doğru akım motorunu temsil eden parametreler sistem tanıma ve parametre kestirimi yapılarak elde edilmiştir. Model öngörülü kontrolör parametreleri için özellikle öngörü ufku ve kontrol ufku üzerinde analizler gerçekleştirilmiştir. Söz konusu analizlerden elde edilen sonuçlar ışığında doğrusal model öngörülü kontrolörün parametreleri belirlenmiştir. Doğru akım motoru modelini daha gerçekçi kılabilmek adına motor modeline sürtünme etkisi bozucu olarak eklenmiştir. Sürtünme olarak kullanılan değerler gerçek sistemin Coulomb sürtünme değeri ve kontrol sinyalinin %5'i olacak şekilde bir sürtünme değeri olacak şekilde seçilmiştir. Benzetim sonuçları incelendiğinde model öngörülü kontrolör sol motor parametrelerine göre tasarlandığı için sağ motorun kalıcı hal cevabında çatırdama daha fazla olmuştur. Aynı zamanda sağ motorun oturma zamanının daha geç olduğu görülmüştür. Sağ motordaki çatırdama büyüklüğü sol motora kıyasla daha fazladır. Sürtünme, Coulomb sürtünmesinden kontrol sinyalinin %5'ine kadar arttırıldığında her iki motor için de oturma zamanı ve çatırdama büyüklükleri artmıştır.

Farklı bir çalışma olarak bir doğru akım motoru için uyarlanabilir model öngörülü kontrolör tasarlanmıştır. Bu kontrolörün parametrelerini belirlemek için öngörü ufku ve kontrol ufkunu ele alan analizler yapılmıştır. Analizlerden elde edilen bilgiler doğrultusunda uyarlanabilir model öngörülü kontrolörün parametreleri ayarlanmıştır. Doğrusal model öngörülü kontrolörde olduğu gibi doğru akım motoru modelini daha gerçekçi kılabilmek adına motor modeline sürtünme etkisi bozucu olarak eklenmiştir. Ancak eklenen bu sürtünme etkisi doğrusal olmayan sürtünme etkisidir. Sürtünme etkisi Coulomb sürtünme, statik sürtünme, viskoz sürtünme ve Stribeck etkisini içerecek şekilde hesaplanmaktadır. Uyarlanabilir model öngörülü kontrolör sol motor parametreleri dikkate alınarak tasarlanmıştır. Bu sebeple, sistem referansı ve çıkış sinyali incelendiğinde sistemin sol motorda aşım yapmadan oturduğu ancak sağ motorda bir miktar aşım yaptığı görülmüştür.

Aynı zamanda sağ motorun kalıcı hal cevabında daha büyük ve daha sık çatırdama yer almaktadır.

Diğer bir çalışmada, iki tekerlekli diferansiyel sürüşlü gezgin robotu süren doğru akım motorlarının hız kontrolünü gerçekleştirilebilmek için karşılaştırma amacıyla model öngörülü kontrol ve PI kontrol olmak üzere iki farklı kontrol yöntemi kullanılmıştır. Bu kontrol yöntemleri MATLAB & Simulink kullanılarak tasarlanmış ve modellenmiştir. Doğru akım motorlarını diğer çalışmada olduğu gibi gerçekçi kılabilmek için Coulomb sürtünmesi bozucu olarak eklenmiştir. Her iki kontrol yönteminde de aynı referans sinyalleri sisteme uygulanmış ve kontrol sinyalleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar ışığında her iki kontrolör de sisteme uygulandığında kontrol sinyallerinin büyük ölçüde örtüştüğü görülmüştür. Sistem performansını gösteren çeşitli grafikler elde edilmiştir. Model öngörülü kontrolör, PI hız kontrolörüyle karşılaştırıldığında daha hızlı bir geçici hal cevabı göstermiştir. Bununla beraber, model öngörülü kontrolörün kalıcı hal cevabında bir miktar çatırdama bulunmaktadır. Model öngörülü kontrolör ile karşılaştırıldığında PI hız kontrolörüne dayalı mimari daha yavaş bir tepki süresine sahiptir.

KAYNAKÇA

[1] D. Schmidt, K. Berns, "Climbing robots for maintenance and inspections of vertical structures—a survey of design aspects and technologies," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 61, no. 12, pp. 1288–1305, 2013.

[2] Y. Chang, X. Chen, "Design of a scalable wall climbing robot for inter-plane traversing," in *International Conference on Robotic Welding, Intelligence and Automation*, Springer, 2014, pp. 145–158.

[3] X. Zhang, M. Zhang, S. Jiao, L. Sun, M. Li, "Design and optimization of the wall climbing robot for magnetic particle detection of ship welds," *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 12, no. 4, p. 610, 2024.

[4] L. P. Kalra, J. Gu, M. Meng, "A wall climbing robot for oil tank inspection," in *2006 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, IEEE, 2006, pp. 1523–1528.

[5] J. Shang, T. Sattar, S. Chen, B. Bridge, "Design of a climbing robot for inspecting aircraft wings and fuselage," *Industrial Robot: An International Journal*, vol. 34, no. 6, pp. 495–502, 2007.

[6] D. Lattanzi, G. Miller, "Review of robotic infrastructure inspection systems," *Journal of Infrastructure Systems*, vol. 23, no. 3, p. 04 017 004, 2017.

[7] G. Fang, J. Cheng, "Advances in climbing robots for vertical structures in the past decade: A review," *Biomimetics*, vol. 8, no. 1, p. 47, 2023.

[8] W. Shen, J. Gu, Y. Shen, "Permanent magnetic system design for the wall-climbing robot," in *IEEE International Conference Mechatronics and Automation, 2005*, IEEE, vol. 4, 2005, pp. 2078–2083.

[9] Y. Yoshida, S. Ma, "Design of a wall-climbing robot with passive suction cups," in *2010 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, IEEE, 2010, pp. 1513–1518.

[10] M. A. Erbil, S. D. Prior, M. Karamanoglu, S. Odedra, C. Barlow, J. Bell, "Design and development of a pole climbing surveillance robot," 2011.

[11] M. Tavakoli, C. Viegas, L. Marques, J. N. Pires, A. T. De Almeida, "Omniclimbers: Omni-directional magnetic wheeled climbing robots for inspection of ferromagnetic structures," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 61, no. 9, pp. 997–1007, 2013.

[12] M. Tavakoli, J. Lourenco, C. Viegas, P. Neto, A. T. de Almeida, "The hybrid omniclimber robot: Wheel based climbing, arm based plane transition, and switchable magnet adhesion," *Mechatronics*, vol. 36, pp. 136–146, 2016.

[13] M. Ahmed, M. Eich, F. Bernhard, "Design and control of mira: A lightweight climbing robot for ship inspection," *International Letters of Chemistry, Physics and Astronomy*, vol. 55, pp. 128–135, 2015.

[14] M. Tavakoli, A. Marjovi, L. Marques, A. T. de Almeida, "3dclimber: A climbing robot for inspection of 3d human made structures," in *2008 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, IEEE, 2008, pp. 4130–4135.

[15] G. Chen, H. Yang, H. Cao, S. Ji, X. Zeng, Q. Wang, "Design of an embracing-type climbing robot for variation diameter rod," *Industrial Robot: the international journal of robotics research and application*, vol. 46, no. 1, pp. 56–72, 2019.

[16] G. C. Haynes *et al.*, "Rapid pole climbing with a quadrupedal robot," in *2009 IEEE international conference on robotics and automation*, IEEE, 2009, pp. 2767–2772.

[17] G. A. Lynch, J. E. Clark, P.-C. Lin, D. E. Koditschek, "A bioinspired dynamical vertical climbing robot," *The International Journal of Robotics Research*, vol. 31, no. 8, pp. 974–996, 2012.

[18] I. M. Koo *et al.*, "Development of wall climbing robot system by using impeller type adhesion mechanism," *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, vol. 72, pp. 57–72, 2013.

[19] K. Sukvichai, P. Maolanon, K. Songkrasin, "Design of a double-propellers wall-climbing robot," in *2017 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, IEEE, 2017, pp. 239–245.

[20] R. Parween, T. Y. Wen, M. R. Elara, "Design and development of a vertical propagation robot for inspection of flat and curved surfaces," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 26 168–26 176, 2020.

[21] R. H. Faisal, N. A. Chisty, "Design and implementation of a wall climbing robot," *International Journal of Computer Applications*, vol. 179, no. 13, pp. 1–5, 2018.

[22] M. G. Alkalla, M. A. Fanni, A. M. Mohamed, S. Hashimoto, "Tele-operated propeller-type climbing robot for inspection of petrochemical vessels," *Industrial Robot: An International Journal*, vol. 44, no. 2, pp. 166–177, 2017.

[23] R. Wang, Y. Kawamura, "Development of climbing robot for steel bridge inspection," *Industrial Robot: An International Journal*, vol. 43, no. 4, pp. 429–447, 2016.

[24] E. Noohi, S. S. Mahdavi, A. Baghani, M. N. Ahmadabadi, "Wheel-based climbing robot: Modeling and control," *Advanced Robotics*, vol. 24, no. 8-9, pp. 1313–1343, 2010.

[25] M. Zheng, M. Yang, X. Yuan, N. Ding, "A light-weight wheel-based cable inspection climbing robot: From simulation to reality," in *2018 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, IEEE, 2018, pp. 1365–1370.

[26] Ö. Acar, C. F. YaŞar, "Autonomous climbing robot for tank inspection," *Procedia Computer Science*, vol. 158, pp. 376–381, 2019.

[27] K. H. Cho, Y. H. Jin, H. M. Kim, H. R. Choi, "Development of novel multifunctional robotic crawler for inspection of hanger cables in suspension bridges," in *2014 IEEE international conference on robotics and automation (ICRA)*, IEEE, 2014, pp. 2673–2678.

[28] G. Sun, P. Li, Y. Meng, E. Xu, Y. Zhou, Y. Liu, "A climbing robot for inspection of lamppost in the airport: Design and preliminary experiments," in *2017 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, IEEE, 2017, pp. 436–441.

[29] O. Unver, M. Sitti, "Tankbot: A palm-size, tank-like climbing robot using soft elastomer adhesive treads," *The International Journal of Robotics Research*, vol. 29, no. 14, pp. 1761–1777, 2010.

[30] Y. Liu, L. Wang, F. Niu, P. Li, Y. Li, T. Mei, "A track-type inverted climbing robot with bio-inspired spiny grippers," *Journal of Bionic Engineering*, vol. 17, pp. 920–931, 2020.

[31] A. Parness *et al.*, "Gravity-independent rock-climbing robot and a sample acquisition tool with microspine grippers," *Journal of Field Robotics*, vol. 30, no. 6, pp. 897–915, 2013.

[32] T. Bandyopadhyay *et al.*, "Magneto: A versatile multi-limbed inspection robot," in *2018 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, IEEE, 2018, pp. 2253–2260.

[33] M. Henrey, A. Ahmed, P. Boscariol, L. Shannon, C. Menon, "Abigaille-iii: A versatile, bioinspired hexapod for scaling smooth vertical surfaces," *Journal of Bionic Engineering*, vol. 11, no. 1, pp. 1–17, 2014.

[34] Y. Dai, S. Li, X. Rui, C. Xiang, X. Nie, "Review of key technologies of climbing robots," *Frontiers of Mechanical Engineering*, vol. 18, no. 4, p. 48, 2023.

[35] P. Gui, L. Tang, S. Mukhopadhyay, "Tree pruning robot tilting control using fuzzy logic," in *2017 Eleventh International Conference on Sensing Technology (ICST)*, IEEE, 2017, pp. 1–5.

[36] N. Ali, U. Zafar, S. Ahmad, J. Iqbal, Z. H. Khan, "Lizbot design and prototyping of a wireless controlled wall climbing surveillance robot," in *2017 International Conference on Communication Technologies (ComTech)*, IEEE, 2017, pp. 210–215.

[37] A. P. Singh, U. Narayan, A. Verma, "Speed control of dc motor using pid controller based on matlab," *Innovative Systems Design and Engineering*, vol. 4, no. 6, pp. 22–28, 2013.

[38] R. Singhal, S. Padhee, G. Kaur, "Design of fractional order pid controller for speed control of dc motor," *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol. 2, no. 6, pp. 1–8, 2012.

[39] D. W. Clarke, C. Mohtadi, P. S. Tuffs, "Generalized predictive control—part i. the basic algorithm," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137–148, 1987.

[40] C. E. Garcia, D. M. Prett, M. Morari, "Model predictive control: Theory and practice—a survey," *Automatica*, vol. 25, no. 3, pp. 335–348, 1989.

[41] K. R. Muske, J. B. Rawlings, "Model predictive control with linear models," *AIChE Journal*, vol. 39, no. 2, pp. 262–287, 1993.

[42] M. A. Henson, "Nonlinear model predictive control: Current status and future directions," *Computers & Chemical Engineering*, vol. 23, no. 2, pp. 187–202, 1998.

[43] M. Morari, J. H. Lee, "Model predictive control: Past, present and future," *Computers & chemical engineering*, vol. 23, no. 4-5, pp. 667–682, 1999.

[44] J. A. Rossiter, *Model-based predictive control: A practical approach*. CRC Press, 2017.

[45] S. J. Qin, T. A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology," *Control engineering practice*, vol. 11, no. 7, pp. 733–764, 2003.

[46] C. R. Cutler, B. L. Ramaker, "Dynamic matrix control - a computer control algorithm," in *joint automatic control conference*, 1980, p. 72.

[47] C. E. Garcia, A. Morshedi, "Quadratic programming solution of dynamic matrix control (qdmc)," *Chemical Engineering Communications*, vol. 46, no. 1-3, pp. 73–87, 1986.

[48] P. Grosdidier, B. Froisy, M. Hammann, "The idocom-m controller," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 21, no. 4, pp. 31–36, 1988.

[49] P. Marquis, J. Broustail, "Smoc, a bridge between state space and model predictive controllers: Application to the automation of a hydrotreating unit," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 21, no. 4, pp. 37–45, 1988.

[50] G. Galuppini, L. Magni, D. M. Raimondo, "Model predictive control of systems with deadzone and saturation," *Control Engineering Practice*, vol. 78, pp. 56–64, 2018.

[51] S. Sahoo, B. Subudhi, G. Panda, "Optimal speed control of dc motor using linear quadratic regulator and model predictive control," in *2015 international conference on energy, power and environment: towards sustainable growth (ICEPE)*, IEEE, 2015, pp. 1–5.

[52] L. E. Alkurawy, N. Khamas, "Model predictive control for dc motors," in *2018 1st International Scientific Conference of Engineering Sciences-3rd Scientific Conference of Engineering Science (ISCES)*, IEEE, 2018, pp. 56–61.

[53] F. Kuhne, W. F. Lages, J. G. da Silva Jr, "Model predictive control of a mobile robot using linearization," in *Proceedings of mechatronics and robotics*, Citeseer, vol. 4, 2004, pp. 525–530.

[54] F. Künhe, J. Gomes, W. Fetter, "Mobile robot trajectory tracking using model predictive control," in *II IEEE latin-american robotics symposium*, vol. 51, 2005, p. 5.

[55] S. Bouzoualegh, E.-H. Guechi, R. Kelaiaia, "Model predictive control of a differential-drive mobile robot," *Acta Universitatis Sapientiae, Electrical and Mechanical Engineering*, vol. 10, no. 1, pp. 20–41, 2018.

[56] Š. Kozák, "From pid to mpc: Control engineering methods development and applications," in *2016 cybernetics & informatics (K&I)*, IEEE, 2016, pp. 1–7.

[57] M. E. Emekli, B. A. Güvenç, "Design and implementatıon of linear model predictive siso boost pressure controller for a series sequential diesel engine," *Politeknik Dergisi*, vol. 18, no. 1, pp. 43–51, 2015.

[58] M. Okasha, J. Kralev, M. Islam, "Design and experimental comparison of pid, lqr and mpc stabilizing controllers for parrot mambo mini-drone," *Aerospace*, vol. 9, no. 6, p. 298, 2022.

[59] E. F. Camacho, C. Bordons, *Model predictive control*. Springer London, 2007.

[60] J. M. Maciejowski, *Predictive control: With constraints*. Prentice Hall, 2008.

[61] H. Celik, D. Kilinc, "Model predictive control approach to autonomous formation flight," *arXiv preprint arXiv:2312.01907*, 2023.

[62] M. U. MathWorks, *Mpc design parameters | understanding model predictive control, part 3*, 14.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/videos/understanding-model-predictive-control-part-3-mpc-design-parameters-1530607670393.html.

[63] M. U. MathWorks, *Adaptive, gain-scheduled, and nonlinear mpc | understanding model predictive control, part 4*, 15.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/videos/understanding-model-predictive-control-part-4-adaptive-gain-scheduled-and-nonlinear-mpc-1530606851674.html.

[64] L. Wang, *Model predictive control system design and implementation using matlab*, 2009.

[65] MathWorks, *Design controller using mpc designer*, 18.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/help/mpc/gs/introduction.html.

[66] MathWorks, *Optimization problem*, 18.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/help/mpc/ug/optimization-problem.html.

[67] MathWorks, *Choose sample time and horizons*, 19.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/help/mpc/ug/choosing-sample-time-and-horizons.html.

[68] MathWorks, *Specify scale factors*, 19.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/help/mpc/ug/scale-factors.html.

[69] MathWorks, *Specify constraints*, 20.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/help/mpc/ug/specifying-constraints.html.

[70] MathWorks, *Tune weights*, 21.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/help/mpc/ug/tuning-weights.html.

[71] MathWorks, *Adaptive mpc*, 23.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/help/mpc/ug/adaptive-mpc.html.

[72] MathWorks, *Adaptive mpc design with simulink and model predictive control toolbox | understanding model predictive control, part 7*, 23.05.2024. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/videos/understanding-model-predictive-control-part-7-adaptive-mpc-design-with-simulink-and-model-predictive-control-toolbox--1539762605717.html.

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Konferans Bildirisi

1. Çakır H. S., Tacal Ucun B., Yaşar C. F., "İki Tekerlekli Diferansiyel Sürüşlü Bir Gezgin Robot için Doğrusal Model Öngörülü Hız Kontrolör Tasarımı", 24. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK2023), 2023, ss. 360-365.