

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**EL TİTREME ETKİLERİNİ UÇ NOKTA KONUM
REGÜLASYONU İLE AZALTAN İKİ SERBESTLİK
DERECELİ DENEYSEL AKILLI BARDAK
PLATFORMUNUN TASARIMI, MODELLENMESİ
VE KONTROLÜ**

Esra KAYA AYANA

DOKTORA TEZİ

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı
Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Danışman

Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN

Eş-Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Claudia F. YAŞAR

Temmuz, 2024

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**EL TİTREME ETKİLERİNİ UÇ NOKTA KONUM
REGÜLASYONU İLE AZALTAN İKİ SERBESTLİK
DERECELİ DENEYSEL AKILLI BARDAK
PLATFORMUNUN TASARIMI, MODELLENMESİ VE
KONTROLÜ**

Esra KAYA AYANA tarafından hazırlanan tez çalışması 19.07.2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Claudia F. YAŞAR
Yıldız Teknik Üniversitesi
Eş-Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Mehmet Nur Alparslan PARLAKÇI, Üye
İstanbul Bilgi Üniversitesi

Prof. Dr. Tufan KUMBASAR, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Muharrem MERCİMEK, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Uğur YILDIRAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan el titreme etkilerini uç nokta konum regülasyonu ile azaltan iki serbestlik dereceli deneysel akıllı bardak platformunun tasarımı, modellenmesi 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.

Esra KAYA AYANA

İmza

*Aileme
ve Dostlarıma*



TEŞEKKÜR

Tez çalışmam süresince bilgi birikimleri ve tecrübeleriyle yanımda olan değerli danışmanım Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN'e ve her zaman desteğini hissettiğim kıymetli eş danışmanım Dr. Öğretim Üyesi Claudia F. YAŞAR'a sonsuz teşekkürlerimi ve saygılarımı sunmak isterim.

Ayrıca, tez sürecim boyunca desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen eski çalışma arkadaşım Dr. Öğretim Üyesi Muhammed Ali Nur ÖZ'e, bölümümüz mezunlarından Yüksek Lisans öğrencisi Mehmet KILIÇ'a, bölümümüz lisansüstü öğrencilerinden Ahmad Alhaj JNEID ve Dorukhan ASTEKİN'e teşekkürü borç bilirim.

Bu süreçte manevi desteklerini esirgemeyen annem Azize KAYA'ya, babam Mehmet Hüseyin KAYA'ya, ablam Tuba KAYA KARATAŞ'a ve sevgili eşim Recep AYANA'ya minnettarım.

Esra KAYA AYANA

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	viii
KISALTMA LİSTESİ	xi
ŞEKİL LİSTESİ	xiii
TABLO LİSTESİ	xxiii
ÖZET	xxviii
ABSTRACT	xxxı
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	8
1.3 Özgün Katkı	9
2 TANIMLAR	12
2.1 İç Döngü ve Dış Döngü Kavramları	12
2.2 PWM ile Kontrol Sinyali Arasındaki İlişkinin Tanımı	13
3 PARKİNSON TREMORUNUN KARAKTERİZASYONU	15
3.1 Tremor Veri Seti Oluşturma	20
3.2 Hızlı Fourier Dönüşümü ile Tremor Analizi	24
4 DENEYSEL PLATFORM	26
4.1 Sistem Karakteristiği	32
4.1.1 Sistemin Kinematiği	32
4.2 Gerekli Yazılım ve Donanım	34
4.3 Sistem Bileşenlerinin Entegrasyon ve Kalibrasyonu	39
4.3.1 Emniyet Anahtarlarının Sisteme Entegre Edilmesi	39
4.3.2 Sistemde Orta Nokta Bulma Kalibrasyonu	40
4.3.3 IMU Sensör Kalibrasyonu ve Kalman Filtreli IMU Sensör Çıkışları	45

5	DC MOTOR DİNAMİKLERİ	56
5.1	DC Motorun Matematiksel Modellenmesi	56
5.2	Genelleştirilmiş DC Motor Dinamik Modeli	57
5.2.1	Coloumb Sürtünmesi	58
5.2.2	Satürasyon	59
5.2.3	Kuantizasyon	60
5.2.4	Redüktör Boşluğu (Histerezis)	61
5.3	İç Döngü: DC Motorun Transfer Fonksiyonunun Belirlenmesi: Sistem Tanıma Yaklaşımı	63
5.4	DC Motor Parametreleri	66
5.4.1	Sistem Tanıma Yaklaşımı ile Bulunan DC Motor Modellerinin Doğrulanması	68
6	İÇ DÖNGÜ: DC MOTORUN KONUM KONTROLÜ	71
6.1	İç Döngü: Kontrolcü Tasarım Yöntemleri	73
6.1.1	PI Kontrolcü Tasarımı	76
6.1.2	PI-PD Kontrolcü Tasarımı	78
6.1.3	2-DOF PIV Kontrolcü Tasarımı	80
6.1.4	PID Kontrolcü Tasarımı	82
6.1.5	Cebirsel PID Kontrolcü Tasarımı	85
6.2	İç Döngü: Sistemde Bulunan DC Motorların Konum Kontrolleri İçin Tasarlanan PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID Kontrolcüler Altında Sistemin Routh-Hurwitz Kararlılık Analizi . . .	88
6.2.1	PI Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi	89
6.2.2	PI-PD Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi	91
6.2.3	2-DOF PIV Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi	92
6.2.4	PID Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi	93
6.2.5	Cebirsel PID Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi	95
6.3	İç Döngü: Tasarlanan Kontrolcülerin Deneysel Platformda Uygulanması ve Gerçek Zamanlı DC Motorların Cevaplarının Simülasyon Sonuçlarıyla Karşılaştırılması	97
6.3.1	İç Döngü: Zaman Domaininde Performans Analizi	97
6.3.2	İç Döngü: Frekans Domaininde Performans Analizi	127
6.4	İki Serbestlik Dereceli Akıllı Bardağın İç Döngü Kontrolü İçin Kontrolcü Seçimi	140
7	DIŞ DÖNGÜ: İKİ SERBESTLİK DERECELİ AKILLI BARDAK	142
7.1	Akıllı Bardağın Uç Nokta Konum Regülasyonu İçin Gerekli Sistem Bileşenlerinin Entegrasyonu	142

7.2	Dış Döngü: İki Serbestlik Dereceli Akıllı Bardağın Uç Nokta Konum Regülasyonu İçin Kontrolcü Tasarım Yöntemleri	145
7.2.1	P Kontrolcü Tasarımı	146
7.2.2	PD Kontrolcü Tasarımı	146
7.3	Dış Döngü: P ve PD Kontrolcüler Altında Sistemin Kütle ve Atalet Değişimlerinin Kararlılık Analizi	147
7.3.1	P Kontrolcü Altında Sistemin Kütle ve Atalet Değişimlerinin Kararlılık Analizi	148
7.3.2	PD Kontrolcü Altında Sistemin Kütle ve Atalet Değişimlerinin Kararlılık Analizi	153
7.4	Dış Döngü: Tasarlanan Kontrolcülerin Deneysel Platformda Uygulanması ve Gerçek Zamanlı Akıllı Bardak Cevaplarının Simülasyon Sonuçlarıyla Karşılaştırılması	156
7.4.1	Dış Döngü: P ve PD Kontrolcüler Altında Performans Analizlerinin Yapılması	166
7.5	İki Serbestlik Dereceli Akıllı Bardağın Dış Döngü Kontrolü İçin Kontrolcü Seçimi	170
8	SONUÇ	171
	KAYNAKÇA	173
	TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	184

SİMGE LİSTESİ

ω	Açısal hız
A	Amper
i_a	Armatür akımı
T_{bl}	Bağlaşık Tork
l	Bardağın boyu
0_3R	Bardağın uç noktasına erişen dönüşüm matrisi
${}^\circ P_R$	Bardağın uç noktasına erişen kartezyen matris
K'	Bilinmeyen sabit polarlamalı pertürbasyon
T_b	Bozucu Tork
Γ_{coul}	Coulomb sürtünmesi
CPR	Counts Per Revolution
u_{PWM}	DC motora uygulanan PWM sinyal
dps	Degrees per second
°	Derece
ψ	Dikey eksen etrafındaki dönüş açısı
R_a	Direnç
v	Doğrusal hız
Q	Durum matrisi
e_b	Elektromotor kuvveti
L_a	Endüktans
f	Frekans
K_b	Geri elektromotor kuvvet sabiti
V_i	Giriş gerilimi

V	Hard-Iron ofseti
P	Hata kovaryans matrisi
Hz	Hertz
k_v	Hız kazancı
k_i	İntegral kazancı
a	İvme
J	Jacobian matrisi
X	Kartezyen düzlemde X eksen
Y	Kartezyen düzlemde Y eksen
Z	Kartezyen düzlemde Z eksen
K	Kazanç vektörü
kg-cm	Kilogram-santimetre
kHz	Kilo Hertz
u	Kontrol sinyali
ϵ_{kuant}	Kuantizasyon Hatası
p	Kutup
ω_{max}	Maksimum bant genişliği
B	Manyetik Alan
MHz	Mega Hertz
m/s^2	Meter per second squared
μT	Microtesla
mm	Milimetre
ms	Milisaniye
ω_{min}	Minimum bant genişliği
J_m	Motor eylemsizlik momenti
T_m	Motor torku
ν	Motor viskoz sürtünme katsayısı
T_L	Motorun yük torku
N	Newton

k_p	Oransal kazanç
T_{s-t}	Oturma zamanı
R	Ölçüm gürültüsü
T_s	Örnekleme zamanı
RPM	Revolutions Per Minute
$\zeta(t)$	Sıfır ortalamalı stokastik süreç
φ	Sinüzoidal sinyalin fazı
A	Sinüzoidal sinyalin genliği
A_m	Sistem tanıma A_m parametresi
B_m	Sistem tanıma B_m parametresi
Γ_c	Statik sürtünme değeri
E_{ss}	Sürekli hal hatası
K_m	Tork sabiti
$G(s)$	Transfer fonksiyonu
k_d	Türev kazancı
V	Volt
T_v	Vuruntu Torku
W	Watt
θ	Yatay düzlem ve dikey düzlem arasındaki açı
ϕ	Yatay eksen etrafındaki dönüş açısı
g	Yerçekimi ivmesi
T_r	Yükselme zamanı
t	Zaman

KISALTMA LİSTESİ

ADC	Analog-Dijital Dönüştürücü
DAQ	Data Acquisition
DOF	Degrees of Freedom
DIO	Digital Input/Output
DC	Direct Current
DFT	Discrete Fourier Transform
LTI	Doğrusal Zamanla Değişmeyen
DSÖ	Dünya Sağlık Örgütü
FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field-Programmable Gate Arrays
IMU	Inertial Measurement Unit
INT	Integer
IAE	Integral Absolute Error
ISE	Integral Square Error
ITAE	Integral Time Absolute Error
ITSE	Integral Time Squared Error
IpDFT	Interpolated Fast Fourier Transform
I ² C	Inter-Integrated Circuit
LabVIEW	Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench
Matlab	Matris Laboratuvarı
MCU	Microcontroller Unit
NI	National Instruments
OS	Overshoot

PSO	Particle Swarm Optimization
PI	Proportional Integral
PID	Proportional Integral Derivative
PI-PD	Proportional Integral-Proportional Derivative
PIV	Proportional Integral Velocity
PWM	Pulse Width Modulation
SDIO	Secure Digital Input/Output
SQP	Sequential Quadratic Programming
SPI	Serial Peripheral Interface
STM32	ST Mikroelectronics 32-Bit
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
3B	Üç Boyutlu

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	Parkinson hastalığının başlangıç evresinden hastalığın beşinci evresine doğru kişinin vücudundaki değişimlerin gösterildiği görsel	2
Şekil 1.2	Parkinson hastalığının en belirgin semptomları ve görüldüğü uzuvlar	2
Şekil 1.3	Piyasada bulunan Gyenno Kaşık ürününün görseli	5
Şekil 1.4	El ve kol titremesine özel olarak tasarlanmış Readi-Steady el portezi	7
Şekil 1.5	Piyasada bulunan Liftware ürünlerine ait görseller	7
Şekil 2.1	2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için gerekli genel şematik blok diyagram	12
Şekil 2.2	STM32F4 işlemci devresinin pin diyagramı	13
Şekil 2.3	PWM sinyallerinin zamanlayıcı çevre birimindeki ayarlarının yapılandırılmasına ait ekran görüntüsü	14
Şekil 2.4	PWM sinyallerinin hesaplanması	14
Şekil 3.1	Laboratuvar ortamında kullanılan deneysel platforma ait şematik diyagram	18
Şekil 3.2	Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan ivme verisine ait akışın LabVIEW ortamında izlenmesi	20
Şekil 3.3	Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan ivme verisine ait akışın LabVIEW ortamında izlenmesi için kullanılan blok diyagram	21
Şekil 3.4	Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan 3B ivme verisi	24
Şekil 3.5	Hastanın el titremesi durumunda Z ekseninde oluşan ivme verisinin güç spektrum analizi	24
Şekil 4.1	Akıllı bardağın Fusion 360 programında oluşturulmuş çizgisel formatı (Şekil 4.1a) ve parça numaralandırmalarının verildiği ayrıntılı kesiti (Şekil 4.1b)	27
Şekil 4.2	Akıllı bardağın katı modelinin patlatılmış montajı ile akıllı bardak montajının iç yapısının ayrıntılı olarak görselleştirilmesi	28
Şekil 4.3	Akıllı bardağın katı modelinin üzerinde numaralandırmaların yapıldığı görsel (Şekil 4.3a) ve numaralandırılması yapılan parçaların (Şekil 4.3b) görselleri	29

Şekil 4.4	Fusion 360 programında çizilen ve 3B yazıcı ile ürüne dönüştürülen akıllı bardak parçalarının monte edilmiş haline ait resim	31
Şekil 4.5	Fusion 360 programında çizilen akıllı bardak ve şematik diyagramı	32
Şekil 4.6	Deneyisel platformda kullanılan sistem mimarisini gösteren diyagram	35
Şekil 4.7	Deneyisel platformda kullanılan sistem bileşenlerinin görselleri . .	36
Şekil 4.8	Sistemde orta nokta bulma algoritmasına ait akış diyagramı	41
Şekil 4.9	Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların enkoder kalibrasyonları için yazılım ve izin durumları	43
Şekil 4.10	Üst sistemde bulunan DC motorun enkoder kalibrasyon süreci . .	44
Şekil 4.11	Alt sistemde bulunan DC motorun enkoder kalibrasyon süreci . .	44
Şekil 4.12	Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların enkoder kalibrasyon süreçlerinin tamamlanması	44
Şekil 4.13	BNO055 IMU sensörün iç yapısı	46
Şekil 4.14	Manyetometre kalibrasyonu için gerekli döndürme hareketi	48
Şekil 4.15	İvmeölçer kalibrasyonu için kullanılan konumlandırma pozisyonları	49
Şekil 4.16	Üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensörün kalibrasyon durumu	50
Şekil 4.17	Alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensörün kalibrasyon durumu	51
Şekil 4.18	Kalman filtre algoritması	52
Şekil 4.19	Üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensör verileri	54
Şekil 4.20	Alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensör verileri	54
Şekil 4.21	Üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensörüne ait X, Y ve Z eksenlerinde oluşan Euler açıları	55
Şekil 4.22	Alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensörüne ait X, Y ve Z eksenlerinde oluşan Euler açıları	55
Şekil 5.1	DC motorun elektriksel devresi	56
Şekil 5.2	Satürasyon dinamiği	60
Şekil 5.3	Histerezis modelinin giriş ve çıkışı	62
Şekil 5.4	Histerezis modelinin karakteristiği	62
Şekil 5.5	Üst sistemde bulunan DC motor için sistem tanıma yöntemi: Uygulanan chirp sinyaller ve DC motorun verdiği tepkiler	64
Şekil 5.6	Alt sistemde bulunan DC motor için sistem tanıma yöntemi: Uygulanan chirp sinyaller ve DC motorun verdiği tepkiler	64
Şekil 5.7	Hammerstein-Wiener model blok diyagramı	65
Şekil 5.8	Coulomb sürtünmesi ve eş değer ölü bölge modeli	66
Şekil 5.9	Üst sistemde bulunan DC motor için model validasyonu	69
Şekil 5.10	Alt sistemde bulunan DC motor için model validasyonu	69

Şekil 5.11	Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların model validasyon hata dağılımları	69
Şekil 6.1	DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, PI konum regülatörü	76
Şekil 6.2	DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, PI-PD konum regülatörü	78
Şekil 6.3	DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, 2-DOF PIV konum regülatörü ve ileri besleme terimi	80
Şekil 6.4	DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, PID konum regülatörü	83
Şekil 6.5	DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, cebirsel PID konum regülatörü	85
Şekil 6.6	Üst (Şekil 6.6a) ve alt (Şekil 6.6b) sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI kontrolcü altında kararsız ve kararlı oldukları bölgeler	90
Şekil 6.7	Üst (Şekil 6.7a) ve alt (Şekil 6.7b) sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI-PD kontrolcü altında kararsız ve kararlı oldukları bölgeler	92
Şekil 6.8	Üst (Şekil 6.8a) ve alt (Şekil 6.8b) sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcü altında kararsız ve kararlı oldukları bölgeler	94
Şekil 6.9	Üst (Şekil 6.9a) ve alt (Şekil 6.9b) sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PID kontrolcü altında kararsız ve kararlı oldukları bölgeler	95
Şekil 6.10	İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	98
Şekil 6.11	İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	98
Şekil 6.12	İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	99
Şekil 6.13	İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	99
Şekil 6.14	İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	100

Şekil 6.15	İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	100
Şekil 6.16	İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	101
Şekil 6.17	İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	101
Şekil 6.18	İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	102
Şekil 6.19	İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	102
Şekil 6.20	İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	103
Şekil 6.21	İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	103
Şekil 6.22	İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	104
Şekil 6.23	İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	104
Şekil 6.24	İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	105
Şekil 6.25	İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	105
Şekil 6.26	İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	106
Şekil 6.27	İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	106

Şekil 6.28	İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	107
Şekil 6.29	İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	107
Şekil 6.30	İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	108
Şekil 6.31	İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	108
Şekil 6.32	İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	109
Şekil 6.33	İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	109
Şekil 6.34	İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	110
Şekil 6.35	İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	110
Şekil 6.36	İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	111
Şekil 6.37	İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	111
Şekil 6.38	İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	112
Şekil 6.39	İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları	112

Şekil 6.40	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişı için simölasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	113
Şekil 6.41	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişı için simölasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	114
Şekil 6.42	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişı için simölasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	114
Şekil 6.43	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişı için simölasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	115
Şekil 6.44	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişı için simölasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	115
Şekil 6.45	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişı için simölasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	116
Şekil 6.46	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişı için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	117
Şekil 6.47	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişı için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	117
Şekil 6.48	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişı için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	118

Şekil 6.49	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	118
Şekil 6.50	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	119
Şekil 6.51	İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri	119
Şekil 6.52	İç Döngü: PI ve PID kontrolcü altında frekans domaininde performans analizinin yapılabilmesi için gerekli blok diyagram şeması	127
Şekil 6.53	İç Döngü: PI-PD, 2-DOF PIV ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizinin yapılabilmesi için gerekli blok diyagram şeması	128
Şekil 6.54	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde gürültü hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması	131
Şekil 6.55	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde yük/bozucu hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması	133
Şekil 6.56	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması	134
Şekil 6.57	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması	136
Şekil 6.58	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde ileri besleme hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması	138

Şekil 6.59	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması	139
Şekil 6.60	DC motor konumlandırma: Anti-windup (sarma karşıtı) ve ileri besleme terimli 2-DOF PIV konum regölatörü	140
Şekil 7.1	2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regölasyonu için gerekli genel blok diyagram gösterimi	142
Şekil 7.2	2-DOF Akıllı bardak sisteminin alt ve üst kısımlarının hareketlerine göre dinamik modellerinin elde edilmesi için kullanılan doğrusallaştırma modeli	143
Şekil 7.3	Dış Döngü: P kontrolcü ile 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regölasyonu için gerekli blok diyagramı	146
Şekil 7.4	Dış Döngü: PD kontrolcü ile 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regölasyonu için gerekli blok diyagramı	147
Şekil 7.5	İç döngü kontrolcüsü olan 2-DOF PIV için indirgenmiş birinci mertebeden transfer fonksiyonunun seçilmesi	148
Şekil 7.6	P kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre q_3 ve q_4 parametrelerinin dış çevrime etkisi	150
Şekil 7.7	P kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre q_1 ve q_2 parametrelerinin dış çevrime etkisi	152
Şekil 7.8	PD kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre q_3 ve q_4 parametrelerinin dış çevrime etkisi	154
Şekil 7.9	PD kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre q_1 ve q_2 parametrelerinin dış çevrime etkisi	155
Şekil 7.10	P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simölasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları	157
Şekil 7.11	P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simölasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali	158
Şekil 7.12	P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simölasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları	158
Şekil 7.13	P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simölasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali	159

Şekil 7.14	P dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar	159
Şekil 7.15	2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali . .	160
Şekil 7.16	P dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar	160
Şekil 7.17	2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemelerinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali . .	161
Şekil 7.18	PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları	162
Şekil 7.19	PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali	162
Şekil 7.20	PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları	163
Şekil 7.21	PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali	163
Şekil 7.22	PD dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar	164
Şekil 7.23	2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali . .	164

Şekil 7.24	PD dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar	165
Şekil 7.25	2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali	165
Şekil 7.26	2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği	166
Şekil 7.27	2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği	167
Şekil 7.28	2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği	167
Şekil 7.29	2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği	168

TABLO LİSTESİ

Tablo 1.1	Parkinson titremesine yönelik literatürde bulunan diğer buluşlar .	5
Tablo 1.2	Parkinson titremesine yönelik piyasadaki buluşların sınıflandırılması	6
Tablo 1.3	Piyasada bulunan Liftware ürünlerinin karşılaştırılması	8
Tablo 3.1	Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan 3B ivmelere ait veri seti	22
Tablo 3.2	Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan 3B ivmelere ait veri seti (devamı)	23
Tablo 4.1	Akıllı bardağın parça referanslarının açıklaması	27
Tablo 4.2	Deneyisel platformda kullanılan sistem bileşenlerinin haberleşme türleri ve haberleşme türünün kullanıldığı sistem bileşeni	36
Tablo 4.3	STM32F407-DISCI kontrol kartının bazı temel özellikleri	37
Tablo 4.4	ATmega2560 kontrol kartının temel bazı özellikleri	37
Tablo 4.5	BNO055 IMU sensörünün bazı temel özellikleri	38
Tablo 4.6	TF/SD veri depolama kartının bazı temel özellikleri	38
Tablo 4.7	BTS7960B motor sürücü kartının bazı temel özellikleri	38
Tablo 4.8	Enkoderli 47:1 metal redüktörlü DC motor için gerekli bazı temel özellikler	39
Tablo 4.9	Emniyet anahtarlarının sisteme entegre edilmesi için geliştirilen algoritma	40
Tablo 4.10	Kalibrasyon durum tablosu	50
Tablo 5.1	DC motorların deneyisel veriler ve sistem tanıma ile elde edilen parametre değerleri	67
Tablo 5.2	Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların model validasyon performans analizleri	70
Tablo 6.1	DC motorların hareket kontrol parametreleri	78
Tablo 6.2	DC motorların hareket kontrol parametreleri	80
Tablo 6.3	DC motorların hareket kontrol parametreleri	82
Tablo 6.4	DC motorların hareket kontrol parametreleri	85
Tablo 6.5	DC motorların hareket kontrol parametreleri	88

Tablo 6.6	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° basamak girişı için sistemden elde edilen simölasyon yanıtlarının performans analizleri	121
Tablo 6.7	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde -20° basamak girişı için sistemden elde edilen simölasyon yanıtlarının performans analizleri	121
Tablo 6.8	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 30° basamak girişı için sistemden elde edilen simölasyon yanıtlarının performans analizleri	121
Tablo 6.9	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° basamak girişı için sistemden elde edilen simölasyon yanıtlarının performans analizleri	122
Tablo 6.10	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde -20° basamak girişı için sistemden elde edilen simölasyon yanıtlarının performans analizleri	122
Tablo 6.11	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 30° basamak girişı için sistemden elde edilen simölasyon yanıtlarının performans analizleri	122
Tablo 6.12	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° basamak girişı için sistemden elde edilen gerşek yanıtlarının performans analizleri .	123
Tablo 6.13	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde -20° basamak girişı için sistemden elde edilen gerşek yanıtlarının performans analizleri .	123

Tablo 6.14	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 30 basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri .	124
Tablo 6.15	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri .	125
Tablo 6.16	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde -20° basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri .	125
Tablo 6.17	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 30° basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri .	125
Tablo 6.18	Frekans domaininde performans analizi için gerekli transfer fonksiyonlarının genel gösterimleri	128
Tablo 6.19	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli gürültü hassasiyet fonksiyonları	130
Tablo 6.20	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin frekans domaininde performans analizleri için gerekli gürültü hassasiyet fonksiyonları	130
Tablo 6.21	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli yük/bozucu hassasiyet fonksiyonları	132
Tablo 6.22	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli yük/bozucu hassasiyet fonksiyonları	132
Tablo 6.23	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli hassasiyet fonksiyonları	133

Tablo 6.24	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli hassasiyet fonksiyonları	134
Tablo 6.25	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin frekans domaininde performans analizleri için gerekli tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları . . .	135
Tablo 6.26	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin frekans domaininde performans analizleri için gerekli tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları . . .	135
Tablo 6.27	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme hassasiyet fonksiyonları	137
Tablo 6.28	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme hassasiyet fonksiyonları	137
Tablo 6.29	2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli tamamlayıcı ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları	138
Tablo 6.30	2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları . .	139
Tablo 7.1	2-DOF akıllı bardak parametreleri	145
Tablo 7.2	2-DOF akıllı bardağın hareket kontrol parametreleri	146
Tablo 7.3	2-DOF akıllı bardağın hareket kontrol parametreleri	147
Tablo 7.4	q_3 ve q_4 parametrelerinin yüksüz ve yüklü değer aralığında 10 eşit parçaya bölünerek elde edilen parametre tablosu	150
Tablo 7.5	q_1 ve q_2 parametrelerinin yüksüz ve yüklü değer aralığında 10 eşit parçaya bölünerek elde edilen parametre tablosu	152
Tablo 7.6	2-DOF akıllı bardak sistemine etki eden el titremesi ve bozucu etkilerinin sistemin üst kısmında bulunan IMU sensörü aracılığıyla elde edilen açışal konumun karakteristiği	156

Tablo 7.7	2-DOF akıllı bardak sistemine etki eden el titremesi ve bozucu etkilerinin sistemin alt kısmında bulunan IMU sensörü aracılığıyla elde edilen açısal konumun karakteristiği	156
Tablo 7.8	2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumu ve sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumunun simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlarının performans analiz tablosu	168
Tablo 7.9	2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumu ve sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumunun simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlarının performans analiz tablosu	169



EL TİTREME ETKİLERİNİ UÇ NOKTA KONUM REGÜLASYONU İLE AZALTAN İKİ SERBESTLİK DERECELİ DENEYSEL AKILLI BARDAK PLATFORMUNUN TASARIMI, MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

Esra KAYA AYANA

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı
Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı
Doktora Tezi

Danışman: Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN
Eş-Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Claudia F. YAŞAR

Titreme hastalığı olarak tanımlanan tremor, insan vücudunun belirli bir bölgesinde veya uzvunda istemsiz ve ritmik hareketlere sebep olan nörolojik bir problemdir. El, kol, bacak, baş veya ses tellerinde görülebilen titreme veya tıp dilindeki karşılığıyla “tremor”, olduğu bölgede kontrol edilemeyen vücut hareketlerine sebep olmaktadır. Bu kontrol edilemeyen vücut hareketleri, tremoru olan kişilerin günlük yaşamında zorluklara sebep olmakta ve kişilerin yaşam kalitesini düşürmektedir. Tremor, oluşma sebeplerine göre dinlenme ve hareket anındaki tremor, esansiyel tremor, ikincil tremor ve psikolojik nedenlerle ortaya çıkan tremor olmak üzere farklı sınıflara ayrılmaktadır. Tremor problemine yönelik araştırmaların başlangıcı çok eski tarihlere dayanmasına rağmen, modern tıp alanında yürütülen çalışmaların tarihi 19. yüzyılın ortalarına uzanmaktadır.

James Parkinson tarafından 1817 yılında ilk kez tanımı yapılan Parkinson hastalığı, çoğunlukla hastalar tarafından fark edilmeden yavaş ilerleyen ve beyindeki dopamin

eksikliğinden kaynaklanan nörolojik bir rahatsızlık olup dinlenme anındaki el tremoru ile başlayan ve hastada kas sertliği ve denge kaybına sebep olan hareket bozukluğu durumudur. Parkinson hastalarına yönelik tedavi yöntemleri, tıptaki ilerlemeler ile birlikte ilaç tedavisi, derin beyin stimülasyonu, cerrahi müdahaleler ve rehabilitasyon programları olarak çeşitlenmiştir. Parkinson hastasının yaşı, tremorun türü ve şiddetinin belirlenmesiyle uygun tedavi yönteminin seçilmesi tedavinin başarısında etkilidir.

Mühendislik alanındaki gelişmeler sayesinde Parkinson hastalarına yönelik uygulanan tedavi yöntemlerinde ve rehabilitasyon araçlarında iyileştirmeler yapılmış ve hastaların kullanabileceği teknolojik cihazlar üretilmiştir. Bunlar arasında yapay zekâ destekli tedavi yöntemleri, giyilebilir teknolojiye sahip cihazlar ve sensörler, mekanik tasarım ürünleri ve robotik teknolojiler en yaygın gelişmelerdendir. Bu gelişmelerle Parkinson hastalarının günlük yaşamlarında karşılaştıkları zorlukların azaltılması ve yaşam kalitelerinin artması hedeflenmiştir.

Bu tez çalışmasında, iki serbestlik derecesine (Two Degrees of Freedom-(2-DOF)) sahip bir akıllı bardağın uç nokta kontrolü ile Parkinson hastalarında görülen el titremesinin olumsuz etkilerinin en aza indirilmesi ve hastanın bardağın içerisindeki sıvıyı dökmeden içmesi hedeflenmektedir. Akıllı bardak sisteminde bulunan iki adet enkoderli, redüktörlü doğru akım (Direct Current-DC) motorunun ve iki adet ivmesel ölçme birimi (Inertial Measurement Unit-IMU) sensörün entegrasyonu ile pasif kontrol teknoloji grubundan ayrılarak, aktif kontrol teknoloji grubuna giren bu çalışmada gerçekleştirilen tasarım, simülasyon ve gerçek zamanlı uygulamalar için gerekli yazılım ve donanım kısımları ilgili bölümlerde detaylı olarak verilmiştir.

Gerçek zamanlı uygulama ile akıllı bardak sisteminin pratikte uygulanabilirlik durumunun deneysel olarak incelenmesine ve performans yanıtlarında gerekli iyileştirmelerin yapılmasına imkân tanınmaktadır. Akıllı bardak, iç içe geçmiş iki adet kapalı çevrim döngü içerir. İç çevrim, enkoderli ve redüktörlü doğru akım motorlarının konum kontrolünü gerçekleştirirken dış çevrim ise iç çevrim çıktılarını kullanarak akıllı bardağın uç nokta kontrolünü gerçekleştirir.

Bu tez, Parkinson tremoru alanında devam eden araştırma ve geliştirmelerin giderek daha fazla sayıda hastaya fayda sağlayacak teknolojik çözümlerle sonuçlanabileceğini göstermeyi amaçlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Parkinson, tremor, Fourier dönüşümü, aktif kontrol, titreşim kontrolü.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



ABSTRACT

DESIGN, MODELLING AND CONTROL OF A TWO DEGREES OF FREEDOM EXPERIMENTAL SMART GLASS PLATFORM TO REDUCE HAND TREMOR EFFECTS WITH USING ENDPOINT POSITION REGULATION

Esra KAYA AYANA

Department of Control and Automation Engineering
Program of Control and Automation Engineering
Doctor of Philosophy Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN

Co-supervisor: Asst. Prof. Dr. Claudia F. YAŞAR

Tremor, an involuntary and rhythmic shaking movement in a part of the body, is a common neurological symptom. It can affect the hand, arm, leg, head, or vocal cords, causing uncontrollable movements that disrupt daily activities and reduce quality of life. Tremor is divided into different classes according to the causes of its occurrence, which includes tremor at rest and during movement, essential tremor, secondary tremor and tremor caused by psychological reasons. While the study of tremor dates back to old times, modern medical research began in the mid-19th century.

Parkinson's disease, which was first described by James Parkinson in 1817, is a neurological disorder caused by dopamine deficiency in the brain that progresses slowly and often goes unnoticed by patients. It is a movement disorder that starts with hand tremor at rest and causes muscle stiffness and loss of balance in the patient. Advancements in medicine have led to diverse treatment options for Parkinson's patients, including drug therapy, deep brain stimulation, surgery, and

rehabilitation programs. Choosing the most appropriate treatment depends on the patient's age, the type and severity of tremor, and other factors.

Technological advancements have enabled the development of assistive devices, improved treatment strategies, and provided Parkinson's patients with better rehabilitation tools. These advancements include artificial intelligence-assisted treatment methods, wearable technology with sensors, mechanical aids, and robotic technologies. These developments aim to reduce the difficulties faced by Parkinson's patients in their daily lives and improve their quality of life.

This PhD thesis focuses on minimizing the negative effects of hand tremor in Parkinson's patients. It proposes a smart glass system with two degrees of freedom (2-DOF) that uses endpoint control to allow patients to drink from a cup without spilling. The system integrates two Direct Current (DC) motors with encoders and gearboxes, along with two Inertial Measurement Unit (IMU) sensors. The design, simulation, and real-time application of both the software and hardware components are presented in detail in the following chapters.

The real-time implementation allows for experimental evaluation of the smart glass system's practical applicability and identification of areas for performance improvement. The smart glass contains two nested closed-loops. The inner loop performs the position control of the DC motors with encoders and gearboxes, while the outer loop performs the endpoint control of the smart glass using the outputs of the inner loop.

This thesis aims to demonstrate that continued research and development in Parkinson's tremor can result in increasingly convenient technological solutions leading to benefiting an expanding number of patients.

Keywords: Parkinson, tremor, Fourier transform, active control, vibration control.

1.1 Literatür Özeti

Tremor (titreme), insan vücudunun belirli bir uzuv veya bölümünde kasların istemsiz ve ritmik bir şekilde kasılarak oluşan hareketlerin tanımıdır. Nöromotor bir rahatsızlık türü olan titreme, daha çok insan vücudunun üst ekstremitelerinde istemsiz salınım hareketlerinin üretilmesi durumudur. Hareket bozukluğu olarak bilinen bu durum, daha çok ellerde görülmesine rağmen, kollarda, bacaklarda, gövdede ve ses tellerinde de görülmektedir. Kesintili veya kesintisiz olarak farklı sıklıkta oluşabilen titreme, kendi başına veya başka bir rahatsızlık sonucu ortaya çıkabilir. Beyin hasarı, zararlı ilaçların yan etkileri, nörodejeneratif rahatsızlıklar, beyincik hasarları, karaciğer veya tiroid yetmezlikleri titreme bozukluğunun sebeplerinden biri olabilmektedir [1, 2].

Dünya Sağlık Örgütü (DSÖ) verilerine göre dünyada 10 milyondan fazla kişinin, Türkiye’de ise yaklaşık 150 bin kişinin titremeden olumsuz etkilendiği bilinmektedir. Kişilerin yaşamları boyunca üstesinden gelmek zorunda olduğu titreme problemi yaygın olarak esansiyel ve dinlenme tremoru olarak görülmekte ve genellikle ellerde meydana gelmektedir. Ellerde görülen bu istemsiz salınım hareketleri, kişiyi temel günlük görevlerinden olan yemek yeme ve su içme gibi eylemleri gerçekleştirirken zorlamaktadır. Gelişen modern tıp teknolojisi sayesinde el titremesinden muzdarip kişilerin yararlanabilmesi için biyomedikal cihaz ve yardımcı aparatların geliştirilmesine yönelik çalışmalar artmakta ve gün geçtikçe bu tarz teknolojilerin kullanımı yaygınlaşmaktadır [3].

Parkinson hastalığının tanımı ilk kez 1817 yılında James Parkinson tarafından "titrek felç" olarak yapılmıştır. İnsan beyin hücrelerinde kayıpların başlamasıyla meydana gelen bu rahatsızlık kadınlara oranla erkeklerde daha sık görülmekte ve semptomları yavaş ilerlemektedir. İstemsiz hareketlere sebep olan Parkinson hastalığı kişinin tüm yaşam kalitesini düşürücü etkiye sahiptir [1–3]. Şekil 1.1’de Parkinson hastalığının başlangıç evresinden hastalığın beşinci evresine doğru

kişinin vücudundaki değişimlerin gösterildiği görsel verilmiştir [4].



Şekil 1.1 Parkinson hastalığının başlangıç evresinden hastalığın beşinci evresine doğru kişinin vücudundaki değişimlerin gösterildiği görsel

İnsanlarda en sık görülen titreme türü olan dinlenme tremoru Parkinson hastalığının ilk belirtisi olup, hareketlerde yavaşlama, yürüme ve hareket kabiliyetindeki bozukluk, postüral dengesizlik ve eklemlerdeki sertlikler Parkinson hastalığının diğer belirtileridir. Hastalığın teşhisinin doğru konulabilmesi için bir uzman tarafından bulgular incelenmeli ve klinik değerlendirme yapılmalıdır [5]. Şekil 1.2’de Parkinson hastalığının en belirgin semptomları ve görüldüğü uzuvlar verilmiştir [6].



Şekil 1.2 Parkinson hastalığının en belirgin semptomları ve görüldüğü uzuvlar

Belirli aralıklarla yinelenen istemsiz bir hareketin meydana gelmesiyle oluşan titreme, genliği ve frekansı kişide görülen titreme türüne göre değişen kas seğirmeleridir. Titreme türlerinden olan ve Parkinson hastalarında görülen frekansı 2 ile 10 Hz aralığında değişen dinlenme titremesini frekans ve genlik cinsinden karakterize etmek mümkündür [7].

Parkinson hastalarındaki titremeyi analiz etmek için parmaklar, el, bilek, kol veya diğer uzuvlardan faydalanarak titreme ölçümü yapan birçok sistem mevcuttur. Bu tür ölçme sistemlerinin tasarımında ivmeölçerler, endüktif sensörler, jiroskoplar, kızılötesi sensörler gibi çeşitli sensörlerin kullanıldığı ve elektromiyografi, görüntü işleme teknikleri gibi teknolojik tekniklerden faydalanılarak Parkinson hasta verisinin kaydedildiği gözlemlenmektedir. Parkinson hastalığı ile ilgili çalışmalar incelendiğinde, klinik veya biyomedikal yaklaşımın yapıldığı birçok çalışmaya

rastlamak mümkündür. Bu çalışmalar, Parkinson hastalığı ile ilgili karar mekanizmaları ve biyomedikal yaklaşım ile kontrol mekanizmaları oluşturmak üzere iki temel sınıfa ayrılabilir [5].

Tıbbi olarak kalıcı bir tedavisi olmayan Parkinson titreme karakteristiğinin matematiksel tahminlerle incelenebilmesi için literatürde mekanik sönümleme sistemlerinden oluşan aktif veya yarı aktif biyomedikal cihaz tasarımlarının yanı sıra sayısal analiz yöntemleri de yaygın olarak kullanılmıştır. Dolayısıyla titreşim ölçerek titreme etkilerini azaltmayı amaçlayan uygulamaların entegre edildiği birçok sistem literatürde mevcuttur. Bunlar arasında el, bilek veya vücut hareketlerini takip eden ve özel olarak tasarlanmış ölçüm cihazları giyilebilir teknolojiye sahip sıklıkla karşılaşılan çalışmalar bulunmaktadır. Bununla ilgili literatürde, tehlikeli olmayan ve bir ivmeölçerden oluşan ölçüm devresi ile el titremesini ölçebilen titreşimölçer [3], indüktif sensörlerden faydalanarak tasarlanan eldiven [8], titreme ölçümü, analizi ve sınıflandırma yapan ve bileğe yerleştirilen üç eksenli jiroskop [9], jiroskop ve ivmeölçerin bir arada bulunduğu bilek modülü [10], Parkinson titremesinin incelenmesi ve Parkinson titremesi üzerine çalışmalar yapılabilmesi için ivme verilerinden oluşan elektromiyografi [11] konularında çalışmalar yapılmıştır.

Parkinson hastalığı ile ilgili en eski çağlardan günümüze kadar yapılan çalışmalara bakıldığında Parkinson hastalığına biyomedikal yaklaşım yaparak kontrol yöntemlerinin uygulandığı çalışmaların diğer çalışma türlerine nispeten daha az olduğu görülmektedir. Yapılan çalışmaların çoğunluğunda makine öğrenmesi kapsamı altında; destek vektör makineleri, özellik çıkarımı ve yapay sinir ağları gibi yöntemlerin kullanılarak bu hastalığa ait klinik değerlendirme, sınıflandırma ve tedavi gibi karar mekanizmalarının geliştirildiği gözlemlenebilir [11].

Parkinson hastalarında görülen titremenin olumsuz etkisini azaltmaya yönelik olarak bazı taşınabilir cihazlarda uygulanabilen ve viskoziteli sönümleme kırımlarının kullanılmasıyla elde edilen giyilebilir titreşim sönümleme ortezi [12], hastanın titreşimi sistemin doğal frekansına yaklaştığında titremeyi sönümleyen ve kendi kendini ayarlayabilen dinamik titreşim sönümleyici [13], ön kolun pronasyon veya supinasyon titremesini sönümleyen ve pasif absorbatif görevi gören bileklik [14], titremeyi bastırmak için kullanılan ve fonksiyonel özelliğe sahip stimülasyon modülü [15–17] ve el titremesinin aktif veya pasif bastırılabilmesi için farklı tiplerde giyilebilir robotik dış iskeletler [18–20] gibi çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

Dünya genelinde Parkinson titremesinden muzdarip kişiler için birçok biyomedikal

cihaz ve yardımcı aparat önerilmiş ve geliştirilmiştir. Bunlar arasında en yaygın olan ve piyasada hastanın kullanımına hazır hale getirilen farklı mühendislik teknolojileri ile üretilmiş yardımcı kaşık ve türevleri bulunmaktadır. Tamamlayıcı filtre kullanarak [21] IMU sensörden alınan uygun değerler ile oransal integratör regülatörü kullanılarak kaşık hareketlerinin kontrol edilmesi [22] ve tamamlayıcı filtre yerine Kalman filtresi [23] kullanarak aynı IMU sensörden alınan daha pürüzsüz değerlerin kullanılmasıyla kaşık hareketlerinin daha iyi kontrol edilmesi için çalışmalar yapılmıştır. Bu iki farklı filtre kullanılarak yapılan çalışmada stabilizasyon mekanizmalarından faydalanılmıştır ve stabilizasyon mekanizmaları farklı alanlarda da karşımıza çıkmaktadır. Yardımcı aparat tasarımında kullanımı tercih edilen bu uygulama, hastanın titreme hareketinden bağımsız olarak kişide vücudun sabit ve değişmez bir pozisyonda durmasını sağlar. Stabilizasyon yaklaşımı ile yapılmış biyomedikal uygulamalar titremesi olan kişilere destek olduğu için kullanımı günlük hayatta çoğunlukla tercih edilmektedir. Titremeyi telafi eden ve biyomedikal cihaz ve yardımcı aparat grubuna giren bu tarz sistemler sayesinde hastalar günlük temel eylemlerini gerçekleştirirken başkalarından yardım istemeden bağımsız bir şekilde kendi kendilerine yetebilmelerine olanak sunmaktadır.

Gelişen teknoloji ile birlikte Parkinson titremesine yönelik robotik çalışmalar da artmıştır. Yapılan çalışmalar faydalanan mühendislik teknolojisine göre; bir sistemin dengesini sağlamak ve titreme gibi istenmeyen hareketleri azaltmak için sensör ve kontrol mekanizmaları kullanarak aktif müdahalede bulunan aktif dengeleme teknolojisi [24], sistemin mekanik ve fiziksel özelliklerinden olan yaylar, sönümleyiciler, ağırlıklar ve diğer mekanik elemanlar kullanılarak dengesiz hareketleri azaltan veya dengeleyen pasif dengeleme teknolojisi [25], hastaların vücutlarında taşıdıkları veya giydikleri cihazlar aracılığıyla bilgi toplamalarına, işlem yapmalarına veya etkileşimde bulunmalarına olanak tanıyan giyilebilir ve dengeli aktif sistemler [26, 27] olarak gruplandırılabilir. Tıbbi anlamda ise; titreme semptomlarını yönetmek için elektrik stimülasyon sistemlerin tasarımı, hastanın vücuduna giyilen veya bağlanan, genellikle hareket desteği veya düzeltici amaçlarla kullanılan giyilebilir ortezler, yiyecekleri veya sıvıları daha kolay yutulabilir hale getirmek veya hastanın beslenme sürecini desteklemek için çeşitli şekillerde tasarlanmış yardımcı beslenme aparatları, hastalığın semptomlarını yönetmek veya belirli görevleri kolaylaştırmak için tasarlanmış jiroskopik stabilizasyon ve haptik stimülasyon sistemler ve titreşimleri sınırlamak veya bastırmak için bir tür mekanik veya elektriksel müdahale kullanılan titreme bastırma cihazları olarak sınıflandırılabilir [1].

Parkinson hastalarına yönelik geliştirilen teknolojik çalışmalar incelendiğinde

Parkinson titremesi sorununa yönelik buluş ve icatlara rastlanmaktadır. Parkinson hastasının günlük yaşamında temel ihtiyacı olan yemek yeme esnasında el titremesini bastıran Gyenno Kaşık ve Liftware Steady olarak adlandırılan yardımcı beslenme cihazları en faydalı icatlardandır. Gyenno kaşık, içerisinde bulunan kontrol ünitesine bağlı olan ve kaşığın hareketini sağlayan motorlar bulunmaktadır. Kontrol ünitesi, titreşim etkilerini algılar ve titreme yönünün tersine iki farklı yönde hareket üretir [28]. Liftware Steady, içerisinde ivmeölçerlerle donatılmış ve hareket üreten bir platform bulunur ve cihazın titremelere karşı hareket etmesi için iki adet DC motordan faydalanır [29]. Şekil 1.3'te verilen hem kaşık hem de çatal olarak kullanılabilen Gyenno Kaşık olarak piyasada bilinen yardımcı cihazın görseli verilmiştir. El titremesine rağmen %80 oranında daha az titreyen bu cihaz, kolay kullanımı ile günlük hayatta titremesi olan kişilerin kullanımı için piyasada bulunan teknolojik ürünlerdendir [30].



Şekil 1.3 Piyasada bulunan Gyenno Kaşık ürününün görseli

Tablo 1.1'de Parkinson hastalarında görülen el titremesine yönelik literatürde bulunan ve hastanın ihtiyacını karşılamak için geliştirilen yeni yöntem, ürün veya sistemlerden oluşan diğer buluşlar verilmiştir. Bu buluşlar, titremenin etkisini azaltarak kişinin bazı günlük temel eylemlerini gerçekleştirmesine olanak vermektedir.

Tablo 1.1 Parkinson titremesine yönelik literatürde bulunan diğer buluşlar

Buluş Numarası	Buluş İsmi
CN213608340U	Hızlanma indüksiyonlu kendi kendini düzelten su bardağı [31]
WO2021101486A1	Titremesi olan hastalar için bardak [32]
CN210095358U	Parkinson hastalığı olan hastalar için özel içme bardağı [33]
US20190022871A1	Elde taşınabilen cihaz ve el titremesinin telafi edilmesi yöntemi [34]
KR1020180136839A	El titremesini sönümleyen bardak [35]
CA2951338A1	Koordinasyonsuz hareketleri dengeleyebilmek için elde taşınabilen aparat [36]
CN107692735A	Titreşim önleyici çay bardağı [37]
EP3237081A1	Titreme dengeleme aparatı ve kullanılan yöntem [38]
US6458089B1	Titremeyi azaltmaya yönelik yöntem ve cihazlar [39]
US5285685A	Durum algılama aparatı ve kullanılan yöntem [40]

Parkinson hastalarının günlük aktivitelerinden olan yeme, içme gibi el

titremesinden olumsuz etkilenen eylemlerin kolaylıkla gerçekleştirilebilmesi için ulusal ve uluslararası düzeyde bulunan buluşların türüne, barındırdığı teknolojiye ve buluşçunun kattığı yeniliğe göre sınıflandırılması Tablo 1.2’de verilmiştir.

Tablo 1.2 Parkinson titremesine yönelik piyasadaki buluşların sınıflandırılması

Aktif Stabilizasyon Teknolojisi	Pasif Stabilizasyon Teknolojisi	Giyilebilir ve Dengeli Aktif Sistemler
Lifware Level [41]	Jiroskopik bardak tutucu [42]	Aktif tremor kontrol sistemi [43]
Yemek kapları [44]	Jiroskopik olarak stabilize edilmiş içecek kapları [45]	Titremeyi azaltmaya yönelik cihaz ve yöntem [46]
-	-	Jiroskopik sönümleme ve pasif sönümleme [47]
-	-	Ayarlanabilir konumlara ve pasif sönümlemeye sahip çoklu iroskoplara [48, 49]

Tablo 1.2’de verilen bu buluşlar piyasada hastaya sunulmaktadır. Parkinson hastalarına yönelik, Tablo 1.1 ve Tablo 1.2’de verilen buluşların yanı sıra diğer başlıca tasarlanan cihazlar arasında Gyro-Eldiven, Proje-Emma, ARC Kalem, Dış İskelet ve Gyeenno Kaşık olarak bulunan ve titreme bastırma kontrol yöntemleri kullanılarak Parkinson hastalığından muzdarip bireylerin günlük bazı aktivitelerini kolaylaştıracak bu biyomedikal yardımcı cihazlar başarılı kurumlar arasında olan Massachusetts Teknoloji Enstitüsü, Cambrige Üniversitesi, Google ve Microsoft tarafından üretilip piyasaya sunulmaktadır [50].

El ve kol titremesine yönelik bir Ergoterapist tarafından icat edilip Amerika Birleşik Devletleri’nde üretilerek piyasaya sunulan ve titreşim önleyici ortez eldiven sistem olarak bilinen el ortezi, el ve kollardaki hafif titremeden şiddetli titremeye kadar olan titremeleri önleyici olarak Read-Steady ismiyle özel üretilmiştir. Dünyanın ilk ve tamamen özelleştirilmiş titreme önleyici ortez eldiveni olan bu sistem hem dinlenme hem de hareket tremorunu azaltmak için kullanılabilir. 2015 yılından itibaren hastaların kullanımına sunulacak birçok hastanın özgüveninin yeniden kazanmasına ve daha kaliteli yaşayabilmesine katkıda bulunmuştur. Şekil 1.4’te el ve kol titremesine karşı tasarlanmış Read-Steady el portezinin görüntüsü verilmiştir [51].



Şekil 1.4 El ve kol titremesine özel olarak tasarlanmış Readi-Steady el portezi

Piyasada Liftware Steady ismiyle bilinen ve el titremesi olan kişilere yemek yeme esnasında ihtiyaca göre çatal veya kaşık olarak kullanma imkânı sunan ve el stabilizasyonu teknolojisiyle çalışan yardımcı cihazdır. El titremesine rağmen yüzde yetmiş oranında daha az titreyen bu cihaz, hafif şiddetli titremeden orta şiddetli titremeye kadar sahip olan kişilerin kullanımına uygundur. Dengeleyici sap, kaşık ve çataldan oluşan bu sistem, el ve kol hareket kısıtlılığı olan bireyler ile el titremesi olan bireylerin günlük hayatlarında tekrardan bağımsız ve özgüvenli birey olmalarına önemli katkıda bulunmaktadır. Piyasada bulunan yardımcı cihaz grubunda olan Liftware ürününün iki farklı türüne ait görseller Şekil 1.5’te Liftware Steady ve Liftware Level isimleriyle verilmiştir [52].



Liftware Steady



Lifware Level

Şekil 1.5 Piyasada bulunan Liftware ürünlerine ait görseller

Tablo 1.3’te piyasada bulunan Liftware ürünlerinin özelliklerinin karşılaştırmalı olarak verildiği görülmektedir. Tablo 1.3’te verilen özelliklere göre üretilip piyasaya sunulan bu yardımcı cihazlar, rahat kullanımından dolayı hastaların günlük yaşamları için uygundur [52].

Tablo 1.3 Piyasada bulunan Liftware ürünlerinin karşılaştırılması

Liftware Steady	Liftware Level
El titremesine yönelik yardımcı cihaz	Sınırlı el ve kol hareketlerine yönelik yardımcı cihaz
El titremesinden yüzde yetmiş daha az titreten cihaz	Elin bükülmesine, kıvrılmasına ve hareket etmesine rağmen düz kalan cihaz
Gelişmiş sensör ve motor tabanlı titreşim önleyici teknoloji ile çalışan cihaz	Gelişmiş sensör ve motor tabanlı dengeleme teknolojisi ile çalışan cihaz

Parkinson el titremesinin incelenmesi, bastırılması ve deneysel platformda gerçek zamanlı uygulamalar yapılması üzerine bu tez kapsamında bazı çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalar arasında Parkinson titremesinin harmonik sinyallerle modellenmesi ve bu sinyallerin temel frekans modunun analiziyle titreme sinyalinin karakterize edilmesi [53], tremorun gürültülü sinyal olmasından ötürü zamanla değişen sinyal analiz kontrol yaklaşımlarından faydalanarak, gürültülü ve bilinmeyen harmonik sinyal olan titreme frekansının tanımlanması ve titremenin etkilerinin azaltılması için ters titreşim dinamiklerinin ileri terim olarak verilerek oransal türevsel kontrol yöntemiyle dış döngünün tamamlanması [54] ve akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için tasarlanan biyomedikal deneysel platform üzerinde çeşitli testlerin yapılması ve sistem performansının değerlendirilmesi [55] bulunmaktadır.

1.2 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasının amacı, Parkinson hastalarının en çok muzdarip olduğu semptomlardan biri olan ve hastanın günlük yaşantısındaki temel eylemlerinden sıvı tüketmeyi bile zorlaştıran el titremesi durumunda hastanın bardağın içerisindeki sıvıyı dökmeden içmesini sağlayan ve 2-DOF akıllı bardak olarak isimlendirilen biyomedikal robotik cihazın tasarımı, modellenmesi ve uç nokta konum regülasyonu üzerine çalışmalar yapılmasıdır. Akıllı bardak sisteminde bulunan bardağın uç nokta konum regülasyonu ile el titremesi olan hastanın bardağı tutarken el titremesinden kaynaklanan olumsuz etkiyi azaltarak hastanın günlük hayatında kullanımı kolay bir cihaz tasarımı üzerine odaklanılmaktadır. Akıllı bardak sistemi, deneysel bir platform özelliğine sahip olup sistem üzerinde gerçek zamanlı uygulamalar yaparak çeşitli testlere, farklı kontrol yöntemlerinin uygulanmasına ve performans değerlendirmesi yapılmasına olanak sağlamaktadır.

Hastanın yaşam kalitesini artırmayı amaçlayan bu çalışma aktif kontrol teknolojilerinden faydalanarak tasarımı yapılmış olup istemsiz el hareketlerinin etkisi azaltılarak herhangi bir içeceği rahat bir şekilde içmesini sağlayacak tasarım

kriterleri belirlenerek çalışma gerçekleştirilmiştir. Tasarım kriterleri belirlenirken sistemdeki DC motorların titreme hareketinin tersi yönde hareket ederek titremeyi tolere etmesine uygun mekanik tasarım yapılmasına dikkat edilmiştir.

İki serbestlik dereceli akıllı bardak, uç nokta konum regülasyonu yaklaşımıyla aktif olarak kontrol edilebilen deneysel platform özelliğine sahip robotik cihaz olup içme bardağı görevi üstlenmektedir. Bu bardak, alt ve üst olmak üzere temel iki kısımdan oluşmaktadır. Önerilen robotik deneysel platform, içerdiği yeniliklerle gelişmiş teknolojik bir ürün elde etmeyi hedeflemektedir. Bardağın uç nokta konum regülasyonu DC motor ve IMU sensörlerden faydalanılarak iki kapalı kontrol çevrimi ile sağlanması amaçlanmaktadır. Platformda farklı kontrol yöntemleri uygulanarak en uygun uç nokta konum regülasyonunun seçiminin gerçek zamanlı çalışmalar ile belirlenmesi hedeflenmektedir. Deneysel çalışma esnasında olumsuz durumlardan sistem çalışmasının etkilenmemesi için emniyet anahtarlarından faydalanılması diğer hedeflerden birisidir.

Önerilen bu akıllı bardak ile Parkinson hastasının günlük yaşamında başkasına bağımlılığının azaltılması ve kendisini yaralama ihtimalinin düşürülmesi amaçlanmaktadır.

1.3 Özgün Katkı

Parkinson hastası bireylerin yaşamlarını zorlaştıran kontrolsüz titremelere rağmen kişinin tuttuğu bir bardağın stabil hale gelmesini sağlayacak şekilde sönümleyebilmesi mümkündür. Robotik stabilizasyon cihazı olarak tanımlanan akıllı bardak yardımıyla hastanın bardağı sabit tutması sağlanabilir. Yeni teknoloji olarak nitelendirilebilen akıllı bardak, yaşamı kolaylaştırma potansiyeline sahip bir cihazdır.

Bu çalışmanın literatürde yapılan çalışmalardan, mevcut buluşlardan ve teknolojik cihazlardan farklılıkları şu şekilde verilebilir:

- Deneysel çalışma özelliğiyle birçok avantaja sahip bu çalışma yapılırken gerçek dünya sınırlamalarına dikkat edilerek veri setlerinin belirli koşullarda sınırlı olabileceği ve bu durumun dinamik modellerin genellenmesinde etkili olduğu kriterleri göz önünde bulundurulmuştur. Kontrolcü tasarımları yapılırken gerçek dünya uygulamalarında karşılaşılabilecek farklılıklara ve belirsizliklere göre dayanıklılığı göz ardı edilmeden önerilen metodolojilerin pratik uygulamalara geçişleri de dikkate alınarak çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

- Bu tezde önerilen 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların ve bardağın uç nokta konum regülasyonu için uygulanan kapalı çevrim kontrol algoritmaları, sistem performansının en hızlı olmasına müsaade eden en uygun örnekleme süresi seçilerek gerçekleştirilirken platformdan gerçek zamanlı sinyal toplama ve işleme (giriş sinyalleri, üretilen yörüngeler, kontrol sinyalleri, enkoderden veri toplama vb.) esnasında dijital uygulamada karşılaşılabilecek sınırlamalar dikkate alınarak verilerin düzgün toplanabilmesi sağlanmıştır.
- Aynı zamanda titreşim önleyici robotik cihaz olarak önerilen ve aktif stabilizasyon teknoloji kategorisine giren akıllı bardak mekanik tasarım ve robotik mekanizma avantajları, sensör füzyon tasarımı, ilgili yazılım ve donanım farklılıkları ve aktif kontrol yaklaşımının avantajları bakımından diğer çalışmalardan ayrılmaktadır.
- El titremesinden muzdarip kişiler için önerilen 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt ve üst kısımlarında bulunan birer adet DC motor setleri, iki eksenli konum hareketini sağlayarak oluşan yükseklik ve yön açılarıyla akıllı bardağın uç noktasının üç boyutlu (3B) dünyada konumlanmasını sağlar.
- Akıllı bardak, simetrik tasarım yapısından ötürü sistemin aktif kontrolü gerçekleştirilirken birçok avantaja sahiptir. Kompakt yapıda olan robotik biyomedikal yardımcı cihaz, hastaya akıllı bardak sistemini doğrudan tutma imkânı sunduğundan el titremesinin doğrudan bardak tutucuya aktarılmasını sağlar. Burada akıllı bardak sistemindeki titremenin ölçülmesinde ve sistemdeki bardağın uç nokta konum regülasyonundaki hataların azalmış olmasında simetrik ve kompakt yapı etkili olmaktadır.
- Önerilen sistemde bulunan her bir DC motoru; redüksiyon kutusu, enkoder ve motor içermektedir. Redüksiyon kutusundaki dişlilerin kullanılmasıyla robotik tasarımdaki bağlantı torkları göz ardı edilerek bardağın dönel ataletinin ve sıvı ataletinin etkileri azaltılır.
- Önerilen robotik cihazda bulunan her bir DC motorun konumunu ölçen enkoderlerin yanı sıra sistemin alt ve üst kısmında bulunan gelişmiş IMU sensör kartları hem bardağın uç nokta konumunun hem de el titremesinin ölçülmesine olanak tanımaktadır.
- Akıllı bardak için gerekli tüm kontrol algoritmaları ve haberleşmeler için gelişmiş kontrolcü kartlarından ve gelişmiş programlama dillerinden NI myRIO kiti, Arduino mikrodenetleyici, STM32 mikrodenetleyici, LabVIEW

ve Matlab arasındaki haberleşme ile tüm gerçek zamanlı çalışmaların deneysel platformda gerçekleştirilmesi sağlanmıştır.

- Sistemin simetrik yapısı sistem ataletinin azalmasına ve çıkış torkunun artırılmasına, motor redüksiyonu ise motor hızının düşmesine olanak sağlamaktadır. Simetrik yapılı robotik mekanizma, DC motor konum kontrollerinden oluşan iç döngü kontrolünün her bir DC motor için ayrı yapılmasına imkân sağlar. Sensör füzyon tasarımı bu cihaz, DC motor konum hatası ve bardağın uç nokta konum hatasını düzeltmek için hem iç hem de dış döngüde kontrolcüler kullanılarak çoklu kontrolcü tasarımıyla sistemin genel performansının artmasını sağlar.

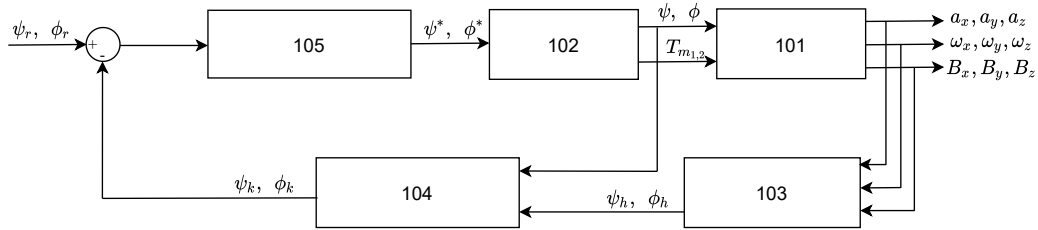
Bu tez çalışmasında her bir bölüm bağımsız olarak verilmiştir. Bölüm 1’de titremenin tanımı yapılmış, Parkinson hastalığına değinilmiş, literatür taraması yapılarak yakın çalışmalar, ilgili buluş ve icatlar ile piyasada sunulan teknolojik gelişmeler hakkında detaylı bilgiler verilmiştir. Bölüm 2’de çalışmalarda sıklıkla kullanılan iç döngü, dış döngü ve PWM sinyal gibi genel kavramların tanımları yapılmıştır. Bölüm 3’te Parkinson titremesi üzerine derleme yapılmış, Parkinson hastasından alınan el titremesi verileri analiz edilmiş bununla ilgili yapılan matematiksel yaklaşımlara yer verilmiştir. Bölüm 4’te deneysel platform, yazılım ve donanım gereksinimleri, duyuşal sistemler ve sistemin diğer özellikleri hakkında açıklamalar yer almaktadır. Bölüm 5’te DC motorun genel indirgenmiş dinamik modeli ve modelin dinamiklerinin doğrulanması hakkında bilgiler verilmektedir. Bölüm 6’da motor konum kontrolü için farklı kontrol yöntemlerinin performanslarının kıyaslanması ve motor konum kontrolü için uygun kontrolcü seçiminin yapılması hakkında bilgilere yer verilmektedir. Bölüm 7’de 2-DOF akıllı bardak sistemindeki bardağın uç nokta konum regülasyonunu sağlamak için kullanılan yöntemden bahsedilmektedir. Bölüm 8’de ise yapılan çalışmaların genel sonuçları ve katkıları hakkında bilgiler verilmektedir.

2 TANIMLAR

Bu bölümde, tezde sıklıkla bahsedilen iç döngü, dış döngü ve PWM sinyali kavramlarının tanımlamalarına yer verilmiştir.

2.1 İç Döngü ve Dış Döngü Kavramları

2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için gerekli genel şematik blok diyagram Şekil 2.1’de verilmiştir.



Şekil 2.1 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için gerekli genel şematik blok diyagram

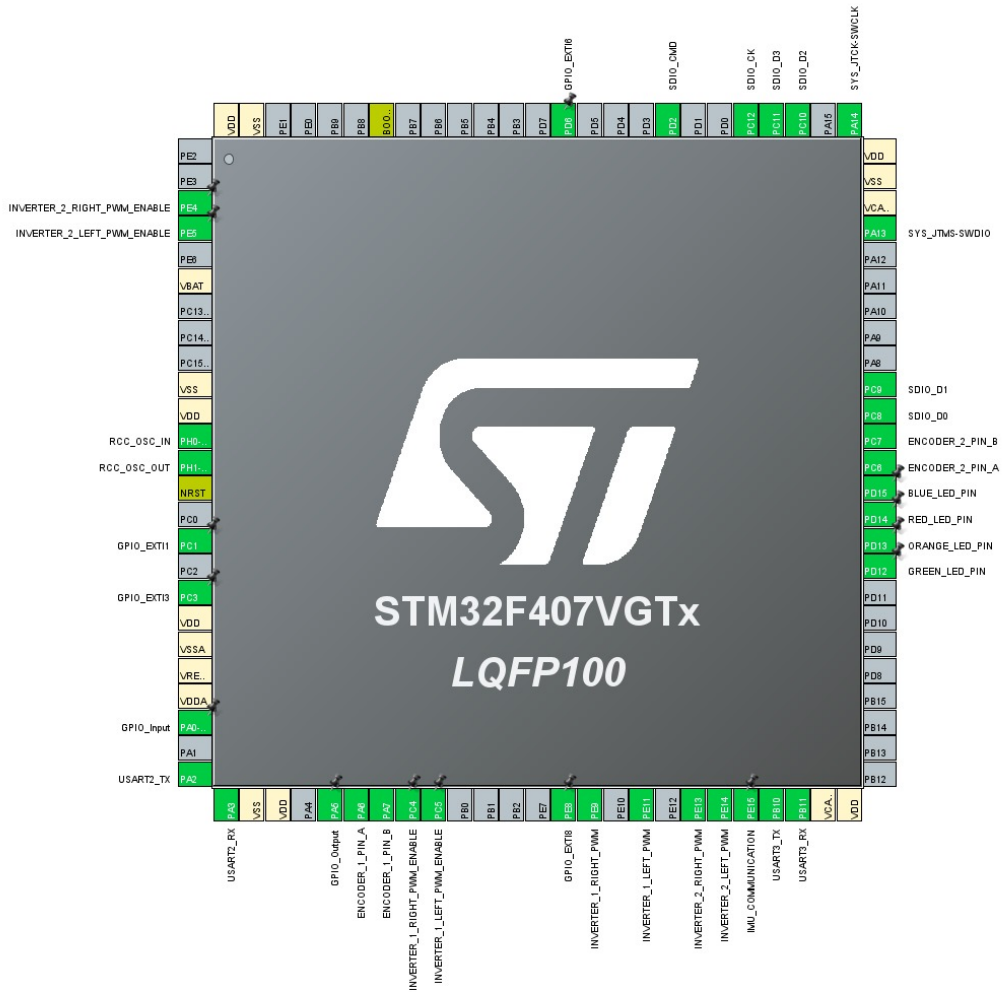
Şekil 2.1’de verilen 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için gerekli genel şematik blok diyagramında 101 bloğu akıllı bardağın dinamik modelini, 102 bloğu sistemde bulunan DC motorların her biri için konum kontrolünü, 103 bloğu bardağın uç noktasının konum bilgilerini, 104 bloğu bardağın uç noktası ile DC motorlar arasında oluşan konum hatasını düzelterken kinematik inversiyonu, 105 bloğu sistemin dış döngü kontrolcüsünü, ψ_r, ϕ_r terimleri referans girişleri, ψ^*, ϕ^* terimleri dış döngüden gelen konum referans girişlerini, ψ, ϕ terimleri konum kontrol sisteminin çıkışlarını, T_m terimleri motor torkunu, a_x, a_y, a_z terimleri akıllı bardağın ivmelenme verilerini, $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ terimleri akıllı bardağın açısal hız verilerini, B_x, B_y, B_z terimleri akıllı bardağın manyetik alan verilerini, ψ_h, ϕ_h terimleri, kestirimden hesaplanmış konum açılarını, ψ_k, ϕ_k terimleri IMU sensörlerinden gelen hesaplanmış açısal konumların ve konum kontrol sisteminin çıkışlarından gelen açısal konum açıları arasındaki farkın kapatılması için gerekli

kinematik inversiyondan sonraki açılal konumları temsil etmektedir.

2-DOF akıllı bardak sisteminin konum regülasyonu yapılırken iç döngü ve dış döngü olmak üzere iç içe geçmiş kontrolcü tasarımlarından yararlanılmıştır.

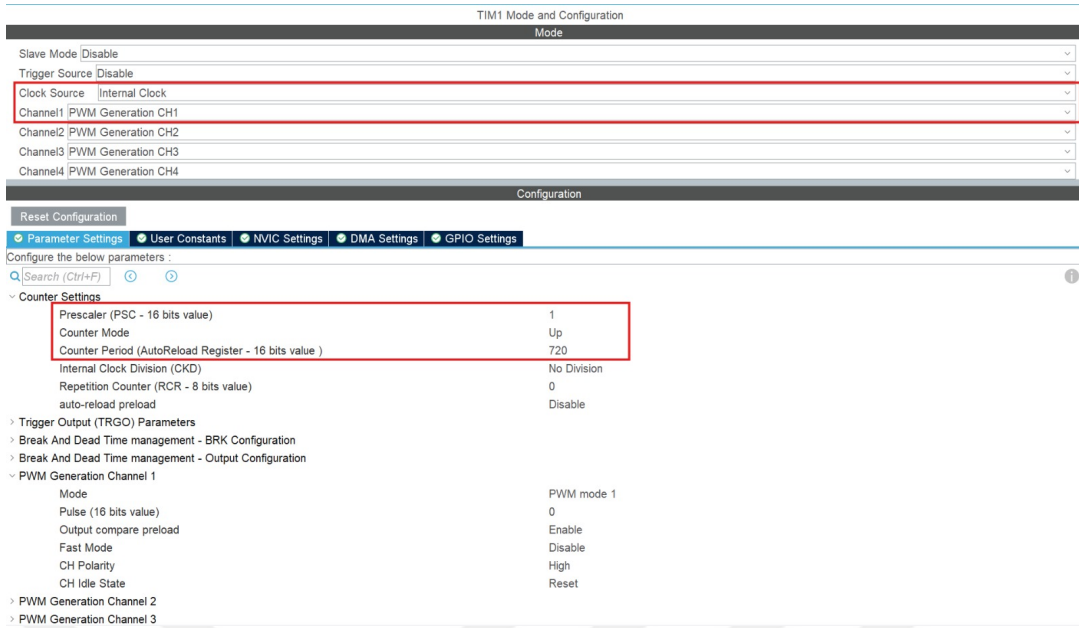
2.2 PWM ile Kontrol Sinyali Arasındaki İlişkinin Tanımı

Şekil 2.2’de verilen STM32F4 işlemci devresinin pin diyagramı yapılandırılarak sistemde bulunan IMU sensörlerinin, DC motor sürücülerinin, DC motor enkoderlerinin ve haberleşme hatlarının pin konfigürasyonları STMcube IDE ortamında yapılmıştır.



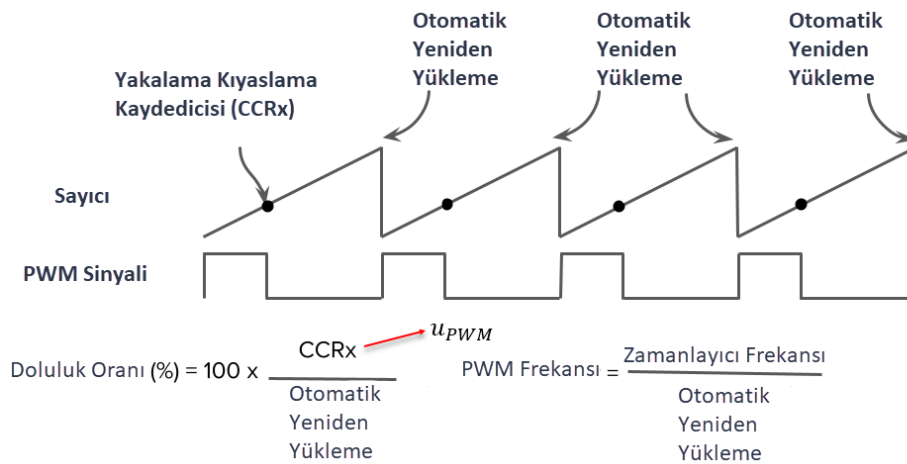
Şekil 2.2 STM32F4 işlemci devresinin pin diyagramı

DC motorların tahrik edilmesinde entegre DC motor sürücü olarak kullanılan BTS7960B devresi H köprüsü içerdiğinden dolayı DC motorların ileri ve geri yönde hareket edebilmeleri için dijital olarak üretilen PWM sinyallerine ihtiyaç vardır. PWM sinyallerinin zamanlayıcı çevre birimindeki ayarlarının yapılandırılmasına ait ekran görüntüsü Şekil 2.3’te verilmiştir.



Şekil 2.3 PWM sinyallerinin zamanlayıcı çevre birimindeki ayarlarının yapılandırılmasına ait ekran görüntüsü

PWM sinyallerinin STM32F4 mikroişlemcisinde zamanlayıcı çevre birimi kullanılarak Şekil 2.4'te verilen diyagramdaki parametreler ve kaydediciler 20 kHz PWM frekansı elde etmek için ayarlandığında sabit noktalı u_{PWM} yani CCRx kaydedicisinin değeri maksimum (720-1)'den 719 olarak ayarlanmaktadır. Bu değer fiziksel bir birimi yoktur. u_{PWM} sinyali -719 ile +719 arasında regüle edilerek DC motorların hem saat yönünde hem de saat yönünün tersinde hareketi sağlamaktadır. PWM sinyaline ait hesaplamalar ve grafikler Şekil 2.4'te verilmiştir.



Şekil 2.4 PWM sinyallerinin hesaplanması

Bu kavramlar, tezin diğer bölümlerinde sıkça kullanılacak olup, bir sonraki bölümde Parkinson tremorunun karakterizasyonu üzerine yapılan çalışmalar detaylı olarak ele alınacaktır.

3

PARKİNSON TREMORUNUN KARAKTERİZASYONU

İnsan vücudunda istemsiz ve ritmik salınım hareketlerine sebep olan tremor, Parkinsonizm rahatsızlığının en belirgin semptomlarından olup sıklıkla ellerde görülmektedir. Vücudun motor görevlerini yerine getirmede yaşadığı aksaklık ve titremenin belirli frekans aralığında şiddetli olması Parkinsonizm hastalığının baskın özelliklerindendir [53].

Parkinson tremor sinyalleri genlik, frekans ve fazdan oluşan sinüzoidal sinyaller ile temsil edilebilir. Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde salınım hareketi yapan sistemlerde frekansın iki temel modu kullanılarak hızlı ve çevrimiçi tahminci tasarımı yapılırken sinüzoidal sinyallere benzetimden faydalandığı görülmüştür [56].

1882 yılında Fourier tarafından geliştirilen Fourier dönüşümü ve onun türevleri, birçok mühendislik alanında titreşim analizi, spektral analiz ve sinyal analizi gibi uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Havacılık ve mekatronik gibi alanlarda yapılan uygulamaların birçoğunda titreşim sinyallerinin frekans bileşenlerine ayrılması ve analiz edilmesi ile titreşim sinyali karakterize edilebildiği için literatürde büyük öneme sahiptir [57–60].

Titreşimler, özellikle esnek yapılı mekanik sistemlerde ve makinalarda oluşur. Mekanizma dinamiğindeki değişikliklerin esneklikten kaynaklanıp kaynaklanmadığının tespit edilmesi üzerine kontrol mühendisliği alanında yapılan çalışmalara sıklıkla karşılaşılmaktadır [61]. Titreşime neden olan esnek yapılı sistemlerde titreşim modlarının bilinmesi sistemin kontrol edilirken performansının artmasında olumlu etkiye sahip olduğu düşünülmektedir [62]. Esnek yapıya sahip sistemlerde oluşan titreşimlerin kontrol edilmesi üzerine yoğunlaşılması durumuna yaygın olarak havacılık ve uzay alanlarında karşılaşılmaktadır [61, 63]. Titreşim sorununun en belirgin olduğu alanlardan bir diğeri olan inşaat

sektöründeki yapılarda ve dönen makinelerde hataları tespit etmek için titreşim analizi yapılması üzerine çalışmalar da yapılmıştır [60, 64, 65]. Hassas hareket gerektiren uygulamalarda ise aktif titreşim kontrolünden faydalanılarak titreşimin sistem üzerindeki olumsuz etkileri büyük ölçüde düşürülmektedir [66].

Bir sistemin dinamiği ve parametreleri, zamanla değişen sistem ayarlarına ve yük durumuna bağlı olduğu için sistemin titreşimini gerçek zamanlı olarak tahmin edebilen algoritmalar çalışmalarda yaygın olarak kullanılmaktadır [61, 67]. Bu çalışmalardan biri olan enerji verimliliği üzerine gerçek zamanlı frekans tahmini yapılması ve sistemin doğal titreşim frekanslarının ayarlanmasıyla güç yönetim ürünlerinden olan ve enerjiye dönüştürülebilen kaynaklardan yüksek oranda verimlilik elde edilmektedir. Piezoelektrik sistemlerden üretilen titreşimler, güneş sisteminden meydana gelen fotovoltailer ve termopillerden üretilen termaller bahsedilen kaynaklardandır [68]. Bir diğer çalışmalardan olan kendinden uyarmalı endüksiyon jeneratör sistemlerinde ise gerilim ve frekansın tepe değerlerinin hesaplanmasından faydalanılarak sistemin gerilim ve frekans kontrolörüyle daha sonra beslenmesi sağlanır [69].

Son yıllarda birçok klinik ve klinik olmayan fizyolojik durumların belirlenmesinde zaman-frekans analizi üzerine yapılan çalışmaların arttığı ve biyolojik sinyal uygulamalarında daha yaygın kullanıldığı göze çarpmaktadır [70].

Periyodik olan bir sinyalin parametrelerinin tahmini için kullanılan yöntemler, parametrik ve parametrik olmayan tahmin yöntemleri olarak iki sınıfa ayrılmaktadır. Ağır matematiksel hesaplama yükleri içeren parametrik yöntemler, sinyalin tahmin edilebilir bir modeline dayanmakta ve bu modelin katsayılarının belirlenmesi için hesaplamalı olarak verimi yüksek algoritmaların kullanılmasını gerektirmektedir [71]. Parametrik yöntemlerden daha etkili sonuçlar verdiği düşünülen ve gerçek zamanlı sistemler için kullanımı daha uygun olan parametrik olmayan yöntemler ile bir sinüzoidal sinyalin parametrelerini oluşturan genliğin, frekansın ve fazının tahmini yapılabilmektedir. Bu tahminler, en yaygın parametrik olmayan yöntemlerden olan hızlı Fourier dönüşüm (Fast Fourier Transform-FFT) algoritması ve ayrık Fourier dönüşümü (Discrete Fourier Transform-DFT) algoritması kullanılarak yapılmaktadır [72, 73]. Çalışmanın bu bölümünde parametrik olmayan yöntemlerden biri olan FFT algoritması kullanılarak Parkinson tremor sinyalinin karakteristiği incelenmiştir [74, 75].

Literatürde DFT algoritmasındaki katsayılar kullanılarak sinyalin frekansının tahmin edilmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır [73]. DFT algoritması, sinyal parametrelerinin ortalama değeri elde edilirken frekans bileşenlerinin değişmesi,

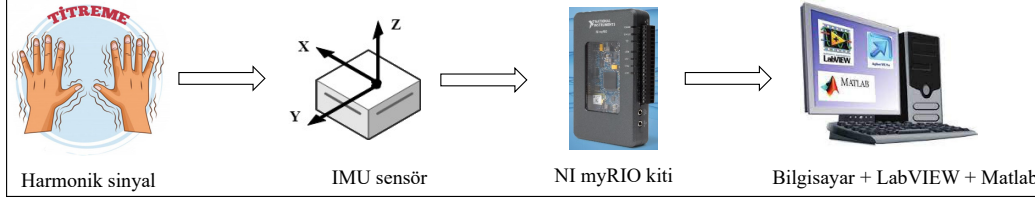
tahmini yakınsama süresinin artması ve doğruluk oranının düşmesi gibi olumsuzluklara sebep olduğu için sinyal değişikliğinin kısa bir aralıkta takip edildiği gerçek zamanlı uygulamalarda tercih edilmemektedir. DFT algoritmasının diğer bir dezavantajı ise ölçüm aralıklarındaki sinyal döngülerinin düşük numarada olanlarında doğruluğun eksik olması durumudur. DFT algoritmasının olumsuz etkilerini telafi etmek için literatürde interpolasyonlu hızlı Fourier dönüşüm (Interpolated Fast Fourier Transform-IpDFT) algoritması kullanılmaktadır. IpDFT algoritması, genel yaklaşımın hızlı ve dayanıklı olması için modern ölçüm araçları gerektiren çok basamaklı interpolasyon algoritmaları kullanarak spektrumun maksimum değerlerini elde ederek frekans tahmininde bulunur ve ölçüm süresini yalnızca tek bir sinyal periyoduna kısaltır [73, 76].

Tezin bu bölümünde gerçek zamanlı olarak Parkinson tremor verisinin elde edilmesi için gerekli deneysel platformun detaylandırılması, DFT algoritması ve IpDFT algoritmasına kıyasla daha az hesaplamalı ve yüksek verimli sonuçlar elde edildiği için FFT algoritması ile gerçek zamanlı olarak erkek ve orta yaşlı olan bir Parkinson hastasından laboratuvar ortamında elde edilen el tremor sinyalinin analizi üzerine yapılan çalışmalar verilmiştir. Bu çalışmada FFT algoritması ile Parkinson tremorunun titreşim dinamiklerini temsil eden birinci frekans modu belirlenerek analiz çalışmaları yapılmıştır. Parkinson hastalığını tanımlayan tremor frekans aralığı dikkate alınarak hastanın titreşim hareketlerini yakalayabilecek ve el titremesinin olumsuz etkilerini en aza indirecek yardımcı biyomedikal bir cihazın tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan cihaz, uygun kontrol algoritmaları kullanılarak Parkinson tremorunu sönümleyebilecek hız performansına sahip olacaktır.

Tremor verisi, laboratuvar ortamında bulunan deneysel platformdan faydalanılarak 3B bir ivmeölçer sensör ile toplanır. Ucuz ve kullanımı kolay olan ivmeölçer sensör, tremor verisini gerçek zamanlı ortamda toplamak için yaygın olarak kullanılır [53]. Parkinson tremor dinamiklerini temsil eden frekans analizinin FFT algoritması ile yapılabilmesi için 3B ivmeölçer sensör ile toplanan tremor veri seti kullanılarak yapılacaktır.

Laboratuvar ortamına getirilen Parkinson hastası günlük hayatta hastalığın semptomlarını hafifletecek ilaç kullanmaktadır. Tremor verisinin toplanması işlemine hastada ilacın etkisinin azalmasıyla başlanmış olup hastanın el titremesi ivmeölçer sensör aracılığıyla algılanmıştır. NI myRIO kit ve LabVIEW aracılığıyla bilgisayar monitöründen tremor sinyalinin X, Y ve Z eksenlerindeki akışı izlenmiş ve kaydedilmiştir. Birden fazla veri seti toplamak için testler tekrarlanmış ve hepsi kaydedilmiştir. Kaydedilen Parkinson tremor veri setleri farklı Microsoft Excel dosyalarında saklanarak FFT algoritmasıyla frekans analizlerinin yapılabilmesi

için Matlab ortamına aktarılmıştır. Şekil 3.1’de Parkinson hastasından gerçek zamanlı olarak tremor verilerinin toplanması, işlenmesi ve izlenmesi için kullanılan deneysel platforma ait şematik diyagram verilmiştir.



Şekil 3.1 Laboratuvar ortamında kullanılan deneysel platforma ait şematik diyagram

Tremor sinyali, sinüzoidal ve harmonik sinyallerle temsil edilebilir. Denklem 3.1’de harmonik bir sinyalin bileşenleri matematiksel olarak ifade edilmiştir.

$$x(t) = \sin(\omega t + \varphi) = \sin \varphi (\cos \omega t) + \cos \varphi (\sin \omega t) \quad (3.1)$$

Denklem 3.1’de harmonik bir sinyalin bileşenleri zamana bağlı elde edilirken Laplace dönüşümü Denklem 3.2’de verilmiştir.

$$X(s) = \sin \varphi \left(\frac{s}{s^2 + \omega^2} \right) + \cos \varphi \left(\frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (3.2)$$

Tremor sinyali, belirsiz gürültülü ve polarlamalı sinüzoidal sinyal ile gösterilebilir. Denklem 3.3’te belirsiz gürültülü ve polarlamalı sinüzoidal bir sinyal ifade edilmiştir.

$$x(t) = A \sin(\omega t + \varphi) + K' + \zeta(t) \quad (3.3)$$

Denklem 3.3’te verilen A terimi genliği, φ terimi sinyalin pozitif ve 2π ’den küçük olan fazını, K' terimi bilinmeyen sabit polarlamalı pertürbasyonu, $\zeta(t)$ terimi sıfır ortalamalı stokastik süreci ifade etmektedir [53].

Denklem 3.3’te belirsiz gürültülü ve polarlamalı sinüzoidal bir sinyalin bileşenleri zamana bağlı elde edilirken Laplace dönüşümü Denklem 3.4’te verilmiştir.

$$X(s) = \frac{A\omega \cos \varphi}{s^2 + \omega^2} + \frac{sA \sin \varphi}{s^2 + \omega^2} + \frac{K'}{s} \quad (3.4)$$

Bu çalışmada tremor sinyalinin dinamiklerini temsil eden frekansın ilk modu, DFT algoritmasından daha hızlı ve uygulanması gerçek zamanlı çalışmalarda daha kolay olduğu için FFT algoritması ile incelenmiştir. FFT algoritması uygulanırken sinyalin ilk frekans modu seçilerek diğer frekans modlarının frekans güçleri çok daha düşük olduğu için ihmal edilmiştir. Parkinson hastasından tremor veri seti elde edilirken örneklemeler 10 ms aralıklarla alınarak X, Y ve Z eksenlerindeki ivme verileri için 100 tane örnekten oluşan veri seti kullanılmıştır.

DFT algoritması, bir sinyalin frekans alanındaki karşılığı için zaman alanındaki örnekleme noktalarını kullanır. DFT formülü, Denklem 3.5'te verilmiştir.

$$x[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N} \quad (3.5)$$

Denklem 3.5'te verilen k terimi o anki frekans elemanını, N terimi, örnek sayısını, j terimi $\sqrt{-1}$ değerini, x örneklenmiş sinyali, n sonraki örnek indisini temsil eder.

FFT algoritması, DFT algoritmasının hızlandırılmış bir versiyonudur. Hesaplamaların daha hızlı ve verimli gerçekleşebilmesi için özellikle büyük verili çalışmalarda FFT algoritması tercih edilir. Bir algoritmanın hesaplama süresi "Büyük O" notasyonu kullanılarak ifade edilir. Zaman kompleksi sınıflandırılması Denklem 3.6 ve Denklem 3.7'de verilmiştir.

DFT algoritması, Denklem 3.6 karmaşıklığına sahiptir.

$$O(N^2) \quad (3.6)$$

DFT algoritmasının hızlandırılmış versiyonu olan FFT algoritması, DFT algoritmasının Denklem 3.6 karmaşıklığına karşı Denklem 3.7 karmaşıklığına sahiptir.

$$O(N \log_2 N) \quad (3.7)$$

$O(N^2)$ karmaşıklık sınıfına sahip bir algoritma, giriş boyutu büyüdükçe algoritmanın çalışma zamanının giriş boyutunun karesiyle orantılı olarak arttığı, $O(N \log_2 N)$ karmaşıklık sınıfına sahip bir algoritmada ise giriş boyutu büyüdükçe algoritmanın çalışma zamanının logaritmik olarak arttığı anlamına gelir [77].

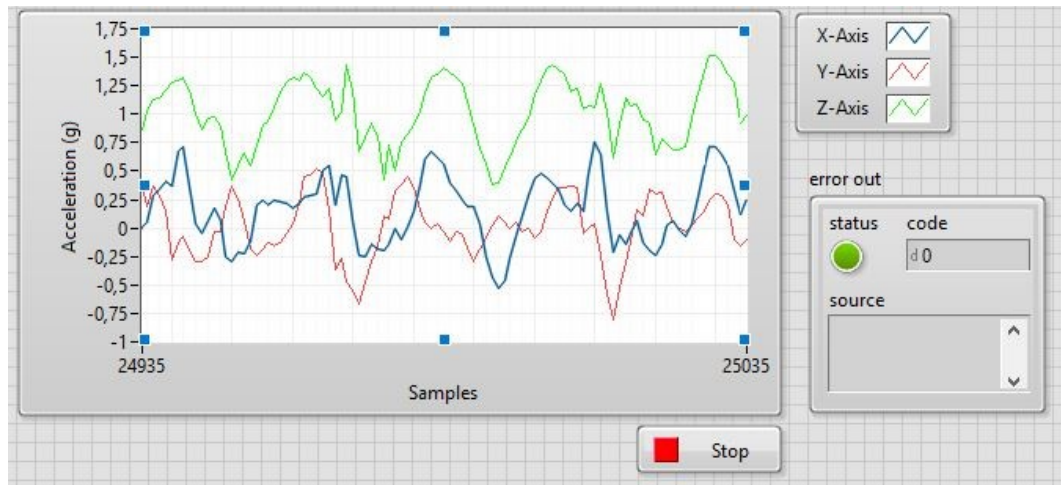
Yukarıda verilen benzeşim ve algoritmalar kullanılarak Parkinson tremorunun frekans bileşenlerinin analizi yapılmıştır. Parkinson tremor frekansının 2 ile 10 Hz aralığında olduğu gözlemlenmiştir [7].

3.1 Tremor Veri Seti Oluşturma

Parkinson tremor verileri gerçek zamanlı olarak laboratuvar ortamında hazırlanan deneysel platform aracılığıyla toplanmıştır. Başlangıç çalışması olan Parkinson tremorunun toplanması, kaydedilmesi, çizdirilmesi ve incelenmesi için NI myRIO kitinin içerisinde bulunan 3B ivmeölçer sensöründen faydalanılarak NI myRIO kitinin LabVIEW programı ile haberleşmesi sağlanarak tremor sinyalinin bilgisayar ekranında X, Y ve Z eksenlerindeki ivme verisi olarak izlenmesi için gerekli konfigürasyonlar LabVIEW programında gerçekleştirilmiştir.

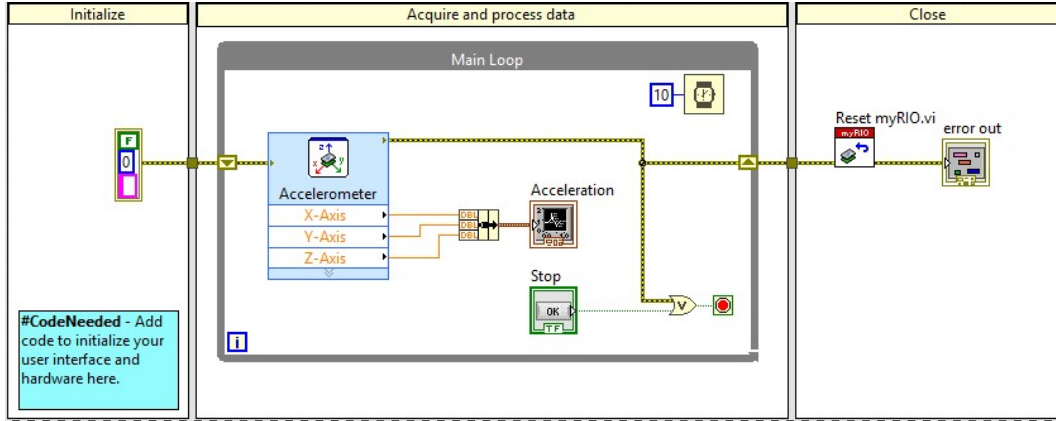
Laboratuvar ortamında erkek ve orta yaşlı olan Parkinson hastasından deney setinde bulunan ivmeölçer sensörü aracılığıyla 10 ms aralıklarla 3B ivme verisi olarak toplanan tremor sinyali, 100 tane 3B ivme verisinden oluşan veri setleri şeklinde Microsoft Excel ortamına kaydedilmiştir. Deneysel çalışmada gerçek zamanlı ortamdan elde edilen tremor sinyalinin frekans bileşenlerine ayrılarak analiz edilmesi hedeflenmiştir [78, 79].

Parkinson hastalarında titreme daha çok ellerde görüldüğü için hastanın el titremesi durumunda ivme verileri toplanmıştır. Şekil 3.2’de Parkinson hastasının el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan ivme verisine ait akışın LabVIEW ortamında izlendiği arayüz görseli verilmiştir. Şekil 3.2’de görülen sinyal akışı test verisi toplama süresince devam etmektedir.



Şekil 3.2 Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan ivme verisine ait akışın LabVIEW ortamında izlenmesi

NI myRIO kitinin LabVIEW programıyla haberleşmesi ve belirli konfigürasyon ayarlarının yapılması ile hastanın el titremesine ait ivme veri sinyalleri kaydedilirken LabVIEW ekranında Şekil 3.2'nin izlenebilmesi için kullanılan blok diyagramına ait arayüz görseli Şekil 3.3'te verilmiştir.



Şekil 3.3 Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan ivme verisine ait akışın LabVIEW ortamında izlenmesi için kullanılan blok diyagram

Parkinson hastası, günlük hayatta hastalığın semptomlarını hafifleten ilaç kullanmaktadır. Fakat laboratuvar ortamında elde edilen veriler ilacın etkisinin azalmasıyla başlayan ve hastalığın belirgin semptomlarından biri olan el titremesi durumunda toplanarak 3B verilerden oluşan veri setleri şeklinde kaydedilmiştir. Hastanın el titremesi durumunda toplanan veri setlerinden biri olan ve 100 adet örneğe ait veri bilgilerinin saklandığı Microsoft Excel dosyası Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'de verilmiştir.

Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'de verilen el titremesine ait veri setinin içerdiği 3B ivme verilerinin her biri m/s^2 cinsinden elde edilmiştir.

Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'de verilen değerler Parkinson hastalığının en belirgin semptomlarından olan titreme sinyal bilgilerini içerdiği için frekans bileşenlerine ayrılarak analiz edilmesinde Microsoft Excel dosyası olarak kullanılacaktır.

NI myRIO kitinde bulunan sensörden yararlanılarak NI myRIO kiti ile toplanıp LabVIEW programı aracılığıyla kaydedilen Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'de verilen Parkinson el titremesi, Microsoft Excel dosyası olarak Matlab programına aktarılması X, Y ve Z eksenlerinde çizdirilmesi ve FFT algoritması ile güç spektrum analizinin yapılması için kullanılmıştır.

Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'de verilen Parkinson el titremesinden oluşan ve gerçek bir tane veri setinin Matlab programında FFT algoritması ile frekans bileşenlerine ayrılarak incelenmesine ait çalışmaların verilmesi yeterli bulunmuştur.

Tablo 3.1 Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan 3B ivmelere ait veri seti

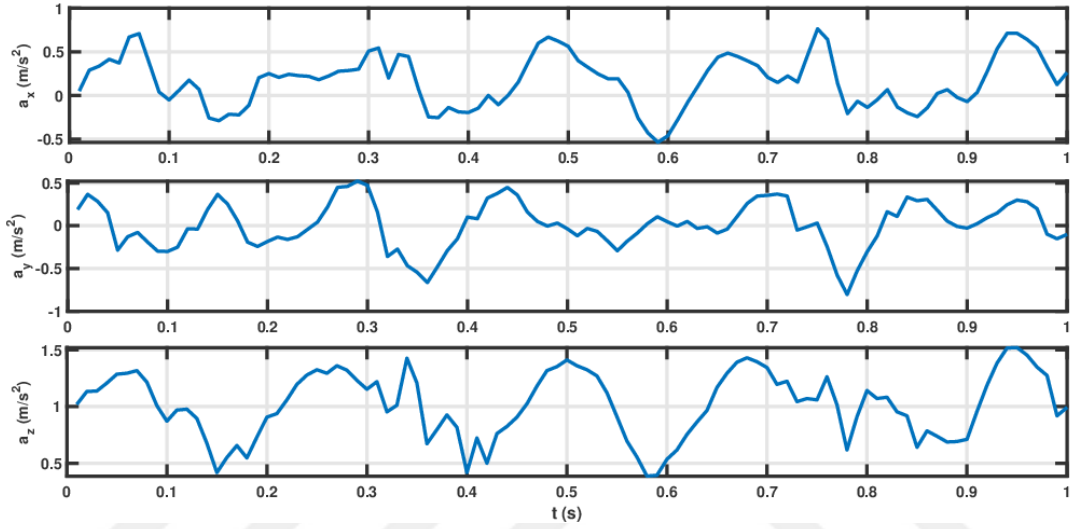
Örnek	X eksenindeki ivme (m/s ²)	Y eksenindeki ivme (m/s ²)	Z eksenindeki ivme (m/s ²)
1	0,0507812	0,191406	1,01953
2	0,289062	0,367187	1,13281
3	0,335937	0,285156	1,13672
4	0,414062	0,152344	1,20703
5	0,371094	-0,285156	1,28516
6	0,667969	-0,128906	1,29297
7	0,707031	-0,078125	1,31641
8	0,375	-0,191406	1,21484
9	0,0390625	-0,296875	1,00781
10	-0,0507812	-0,300781	0,871094
11	0,0585937	-0,25	0,96875
12	0,175781	-0,0351562	0,976562
13	0,0703125	-0,0390625	0,894531
14	-0,257812	0,191406	0,675781
15	-0,289062	0,367187	0,417969
16	-0,214844	0,253906	0,550781
17	-0,222656	0,0585937	0,65625
18	-0,113281	-0,191406	0,546875
19	0,203125	-0,242187	0,730469
20	0,25	-0,183594	0,90625
21	0,207031	-0,132812	0,9375
22	0,242187	-0,160156	1,05859
23	0,226562	-0,128906	1,19531
24	0,21875	-0,0429687	1,27734
25	0,179687	0,0429687	1,32422
26	0,222656	0,21875	1,29297
27	0,277344	0,449219	1,35938
28	0,285156	0,460937	1,32031
29	0,300781	0,523437	1,23047
30	0,507812	0,472656	1,15234
31	0,542969	0,160156	1,21875
32	0,199219	-0,359375	0,953125
33	0,46875	-0,273437	1,01172
34	0,445312	-0,46875	1,42578
35	0,0703125	-0,546875	1,20703
36	-0,246094	-0,664062	0,671875
37	-0,253906	-0,480469	0,796875
38	-0,136719	-0,289062	0,925781
39	-0,1875	-0,152344	0,816406
40	-0,195312	0,101562	0,417969
41	-0,144531	0,0820312	0,722656
42	0	0,324219	0,5
43	-0,105469	0,378906	0,761719
44	0,00390625	0,449219	0,824219
45	0,152344	0,359375	0,90625
46	0,378906	0,160156	1,02344
47	0,597656	0,0507812	1,17969
48	0,667969	-0,00390625	1,31641
49	0,621094	0,03125	1,35156
50	0,5625	-0,0351562	1,41016
51	0,398437	-0,117187	1,35938
52	0,320312	-0,03125	1,32422
53	0,246094	-0,0664062	1,26953

Tablo 3.2 Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan 3B ivmelere ait veri seti (devamı)

Örnek	X eksenindeki ivme (m/s ²)	Y eksenindeki ivme (m/s ²)	Z eksenindeki ivme (m/s ²)
54	0,191406	-0,175781	1,12109
55	0,191406	-0,292969	0,910156
56	0,0351562	-0,179687	0,695312
57	-0,257812	-0,0859375	0,554687
58	-0,429687	0,0234375	0,386719
59	-0,535156	0,105469	0,394531
60	-0,460937	0,046875	0,535156
61	-0,273437	-0,00390625	0,617187
62	-0,0742187	0,0507812	0,753906
63	0,105469	-0,03125	0,863281
64	0,289062	-0,0117187	0,964844
65	0,4375	-0,0859375	1,16797
66	0,484375	-0,0390625	1,29297
67	0,445312	0,109375	1,39063
68	0,394531	0,261719	1,42969
69	0,339844	0,347656	1,39453
70	0,207031	0,355469	1,34375
71	0,148437	0,371094	1,19531
72	0,222656	0,347656	1,22266
73	0,152344	-0,0507812	1,04297
74	0,460937	-0,0117187	1,07031
75	0,761719	0,03125	1,05859
76	0,640625	-0,246094	1,26172
77	0,140625	-0,578125	1,01563
78	-0,207031	-0,804687	0,617187
79	-0,0664062	-0,527344	0,910156
80	-0,136719	-0,304687	1,14063
81	-0,046875	-0,121094	1,07031
82	0,0664062	0,164062	1,08203
83	-0,132812	0,109375	0,953125
84	-0,199219	0,335937	0,917969
85	-0,242187	0,292969	0,640625
86	-0,140625	0,308594	0,785156
87	0,0234375	0,183594	0,738281
88	0,0664062	0,0546875	0,6875
89	-0,0234375	-0,0078125	0,691406
90	-0,0703125	-0,0273437	0,710937
91	0,0351562	0,0234375	0,957031
92	0,273437	0,09375	1,1875
93	0,535156	0,148437	1,38281
94	0,710937	0,246094	1,51563
95	0,710937	0,300781	1,51953
96	0,640625	0,28125	1,45313
97	0,546875	0,199219	1,34766
98	0,328125	-0,0976562	1,27344
99	0,125	-0,152344	0,917969
100	0,261719	-0,101562	0,992187

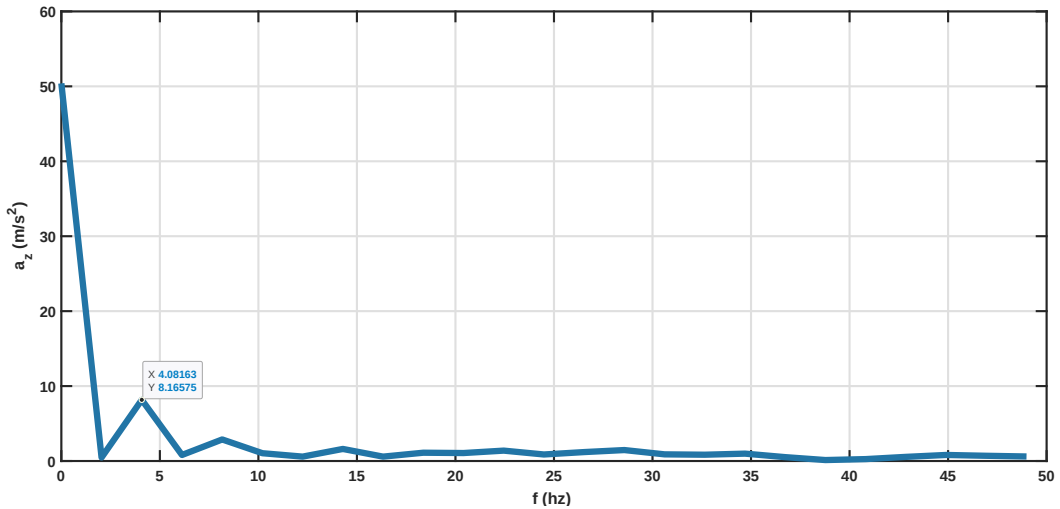
3.2 Hızlı Fourier Dönüşümü ile Tremor Analizi

Zaman alanında tremor sinyalinin anlaşılması ve yorumlanması kolay olmadığından dolayı sinyalin frekans analizinin yapılmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Frekansın birimi Hertz cinsinden ifade edilirken zamanın birimi saniye cinsinden ifade edilmiştir. Laboratuvar ortamında Parkinson hastasından alınan 100 tane örnekten oluşan ve 10 ms aralıklarla elde edilen titreme sinyali Matlab ortamına aktarılmıştır. Şekil 3.4'te Matlab ortamına atılan bu veri setinin eksenlerindeki ivme verilerinin zamana bağlı olarak çizdirilmesi verilmiştir.



Şekil 3.4 Hastanın el titremesi durumunda X, Y ve Z eksenlerinde oluşan 3B ivme verisi

Üç eksenle çizdirilen sinyalin Z eksenindeki ivme verilerinin güç spektrum analizi Şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5 Hastanın el titremesi durumunda Z ekseninde oluşan ivme verisinin güç spektrum analizi

Şekil 3.4'te ivmeölçer sensöründen elde edilen Parkinson hastasına ait titreme sinyalinin üç eksenindeki güç spektrum analizi FFT algoritması ile incelenmiş olup Şekil 3.5'te Z eksenindeki güç spektrum analizi gösterilmiştir.

Bu bölümde laboratuvar ortamında bulunan deneysel platform kullanılarak Parkinson hastasından el titremesi durumunda toplanan veri setinin FFT algoritması ile güç spektrum analizi yapılarak Parkinson hastalığının en belirgin semptomlarından olan tremor dinamiklerinin temel frekans ile temsil edilebileceği görülmüştür.

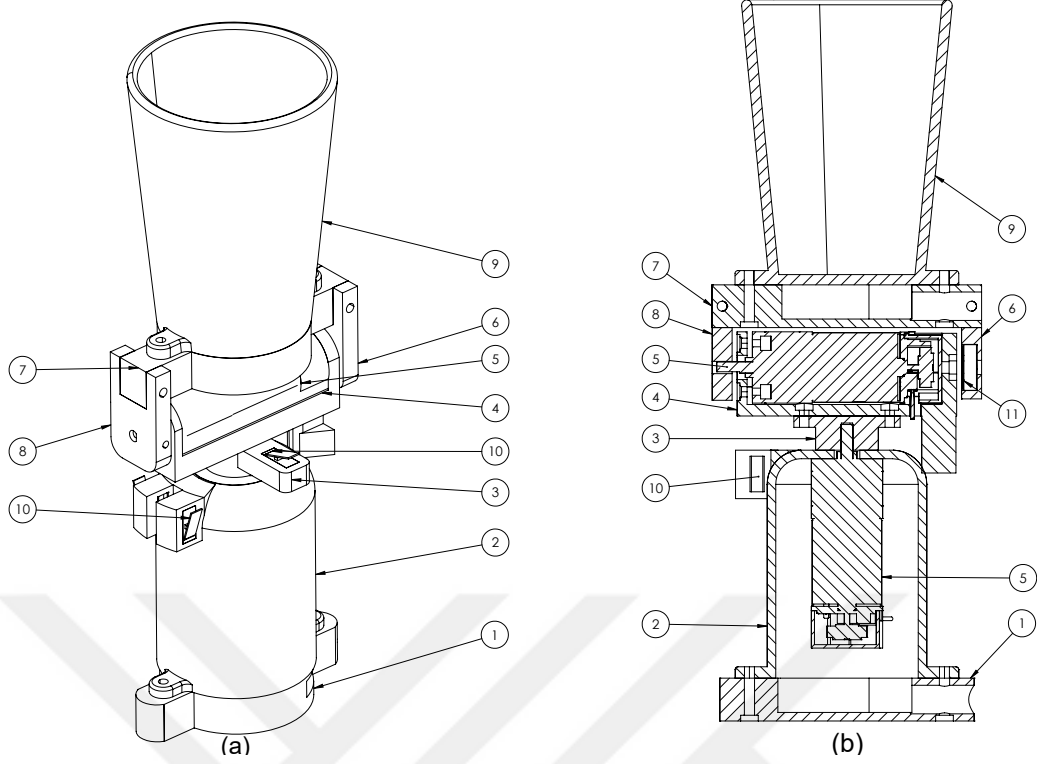
Parkinson tremor dinamiklerini temsil eden temel frekans analiz edilerek tez çalışması kapsamında Parkinson hastalarının günlük hayatta kullanabileceği ve hastanın bir sıvıyı dökmeden içmesine olanak sağlayan biyomedikal yardımcı bir cihazın tasarımı yapılırken tasarım kriterlerine dikkat edilmiştir. Tasarlanan sistemin Parkinson tremorunun doğal frekansını yakalayabilmesi ve titreşimi sönmüleyebilmesi için bu bölümde yapılan Parkinson tremorunun karakterize edilmesi önemli bir yere sahiptir.

4 DENEYSEL PLATFORM

Akıllı bardak, yatay ve dikey eksen etrafındaki ϕ ve ψ açıları ile küresel koordinatlar oluşturarak sistemde hareket sağlayan 2-DOF robotik bir cihazdır. Deneysel platform olarak önerilen bu cihaz, bardağı hareket ettiren üst kısım ve tutucu görevi gören alt kısımdan oluşmaktadır. Sistemde bulunan redüktör ve artımlı enkoderlere sahip iki DC motor seti ile sistemin üst kısmında bulunan bardağın kontrolünü ve hareketini sağlar. Sistemin uç nokta konumu, ϕ ve ψ açıları ile oluşan küresel koordinatlar kullanılarak belirlenir. 2-DOF akıllı bardağın tasarım kriterleri aşağıda verilen üç temel amaca uygun olarak belirlenmiştir.

- El titremesi durumunda bardağın uç nokta titreşimini stabilize etmesi,
- El titremesinin olumsuz etkilerini azaltması ve hastanın bardakta bulunan sıvıyı dökmeden içmesini sağlaması,
- Titremesi olan hastalar için kullanımı kolay bir cihaz sunmasıdır.

Tezin bu bölümünde deneysel platform olarak önerilen akıllı bardağın mekanik tasarımı, mekanik sistemin karakteristiği, gerçek zamanlı uygulama için gerekli yazılım ve donanım ile sistem performansı için gerekli kalibrasyon prosedürleri hakkında ayrıntılı bilgi verilmiştir. Mekanik tasarım için gerekli tüm parçalar Fusion 360 programında çizilmiştir. Fusion 360 programında çizilen bu parçalar, 3B yazıcı ile hacimsel olarak üretilip montajı yapılmıştır. Akıllı bardağın 3B baskı olarak elde edilen parçalarının montajı yapılırken sistem parçalarının zarar görmemesi için sistemdeki parçaları birleştiren bağlantı noktalarına uygun rulman ve vidalar kullanılarak sürtünmeye dayanıklı sağlam bir sistem elde edilmesine dikkat edilmiştir. Sistem hareketini sağlayan motorların seçimi yapılırken Parkinson tremorunun doğal frekansını yakalayabilecek nominal hız değerine sahip bir motor olmasına dikkat edilmiştir. Şekil 4.1a'da akıllı bardağın çizgisel format hali ve Şekil 4.1b'de akıllı bardak üzerindeki tüm parçaların ayrıntılı numaralandırılması verilmiştir.



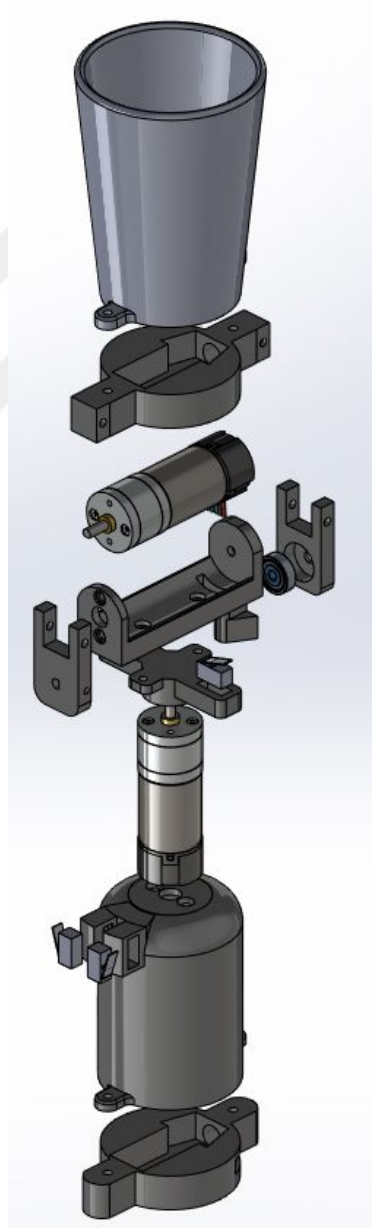
Şekil 4.1 Akıllı bardağın Fusion 360 programında oluşturulmuş çizgisel formatı (Şekil 4.1a) ve parça numaralandırmalarının verildiği ayrıntılı kesiti (Şekil 4.1b)

Şekil 4.1’de verilen çizgisel format ve parça numaralarının belirtildiği ayrıntılı kesit incelendiğinde Tablo 4.1’de akıllı bardağın parça referanslarının açıklaması verilmiştir. Akıllı bardak sisteminde aynı tür iki DC motor ve iki IMU sensör kullanılmasına rağmen tasarımda yerleştirildikleri konuma göre diğer parçaların tasarımının yapıldığı görülmektedir. Çizgisel formatta bazı parçaların görünmemesinden dolayı Şekil 4.1’de ayrıntılı kesitin de gösterilmesine ihtiyaç duyulmuştur.

Tablo 4.1 Akıllı bardağın parça referanslarının açıklaması

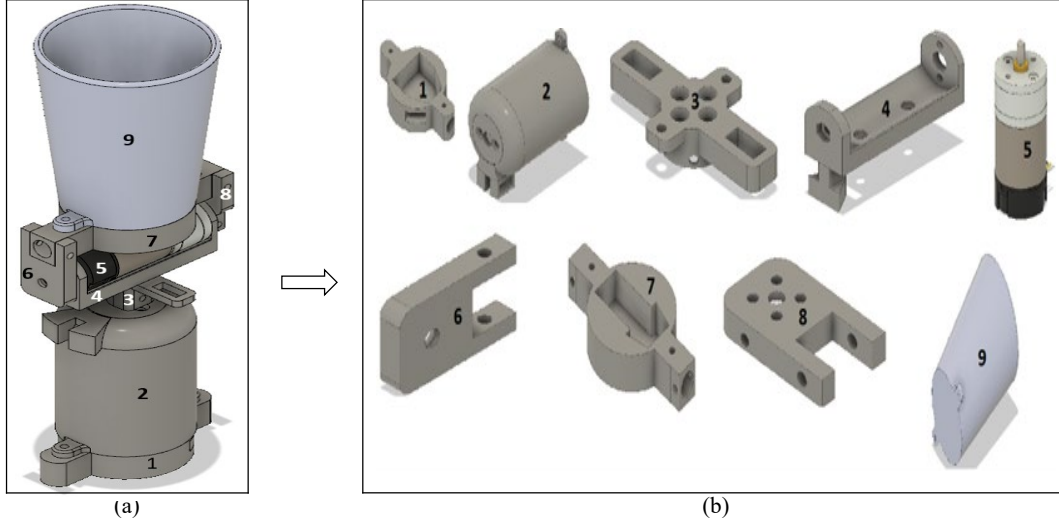
Parça Numarası	Parça İsmi
1	Sensör kutusu 1
2	Bardak tutucu
3	Bağlantı parçası 1
4	Bağlantı parçası 2
5	DC motor
6	Bağlantı parçası 3
7	Sensör kutusu 2
8	Bağlantı parçası 4
9	Bardak
10	Emniyet anahtarları
11	Rulman

Akıllı bardakta bulunan rulman, vida, emniyet anahtarları, DC motorlar ve diğer parçaların montajı yapılırken görselleştirebilmek için akıllı bardak çiziminin Fusion 360 ortamında katı modelinin patlatılmış montaj resmi Şekil 4.2’de verilmiştir. Şekil 4.2’de verilen akıllı bardağın katı modelinin patlatılmış montajı incelendiğinde tüm parçaların birbirinden uzaklaştırılarak montajın iç yapısının ayrıntılı incelenmesi sağlanmıştır. Sistemde bulunan DC motor kabloları ve IMU sensör kablolarının çıkışlarının uygun noktalardan yapılmasına dikkat edildiği Şekil 4.2’de daha iyi anlaşılmaktadır. Gerçek zamanlı uygulama yapmak için kullanılan kontrol kartları ve güç üniteleriyle kabloların yapılabilmesi ve sistemin hareketinin kötü kablolar yüzünden kısıtlanmaması gerekmektedir.



Şekil 4.2 Akıllı bardağın katı modelinin patlatılmış montajı ile akıllı bardak montajının iç yapısının ayrıntılı olarak görselleştirilmesi

Fusion 360 programında tüm parçaları çizilen ve montajı yapılan akıllı bardağın katı modelinin üzerinde numaralandırılmaların yapıldığı görsel Şekil 4.3a'da ve numaralandırılması yapılan parçaların görselleri Şekil 4.3b'de verilmiştir. Parçaların görsellerinin verilmesi akıllı bardak mekanizmasının anlaşılmasında önemlidir.



Şekil 4.3 Akıllı bardağın katı modelinin üzerinde numaralandırmaların yapıldığı görsel (Şekil 4.3a) ve numaralandırılması yapılan parçaların (Şekil 4.3b) görselleri

Şekil 4.1, Tablo 4.1, Şekil 4.2 ve Şekil 4.3 dikkate alınarak akıllı bardak mekanizmasının açıklaması yapılarak maddeler halinde aşağıda verilmiştir.

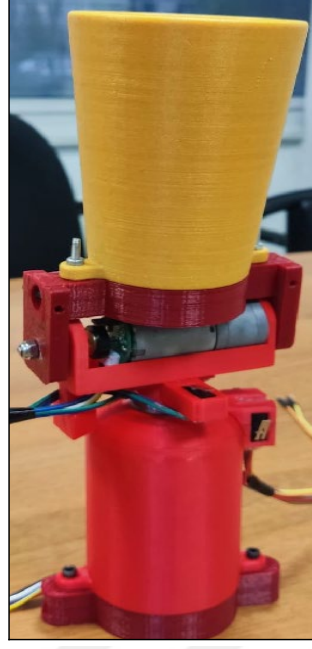
- Sistemin üst kısmında bulunan DC motor, X ekseninde ϕ açısı ile bardağın yatay yönde hareket ettirilmesini sağlar.
- Sistemin alt kısmında bulunan DC motor, Z ekseninde ve ψ açısı ile bardağın dikey yönde hareket ettirilmesini sağlar.
- Bardak tutucunun alt kısmında bulunan sensör kutusu 1, üst ve alt sistemlerde bulunan DC motorların mil konumlarını ölçerek motorların enkoderlerini ve bardağın konumunu belirleyen bir IMU sensör içerir.
- Bardağın alt kısmında bulunan sensör kutusu 2, bardağın konumunu belirleyen bir IMU sensör içerir.
- Emniyet anahtarları, deneysel çalışma esnasında beklenmedik bir durumda akıllı bardağın fiziksel olarak zarar görmesini önlemek için kullanılır.
- Bardak tutucu, hastanın akıllı bardağı tutmasına olanak sağlar, içerisinde DC motor bulundurulur ve üzerinde emniyet anahtarının yerleştirilmesi için iki adet yuva içerir.

- Bağlantı parçası 1, bardak tutucu ile bağlantı parçası 2'nin birbirine bağlanmasını sağlar ve emniyet anahtarlı iki yuvayı tutar.
- Bağlantı parçası 2, sistemin üst kısmında bulunan DC motor ile bağlantı parçası 3'ün birbirine bağlanmasını sağlar.
- Bağlantı parçası 3, bardak ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun birbirine bağlanmasını ve sürtünmeyi azaltmak için içerisinde bulundurduğu rulman ile hareketi sağlar.
- Bağlantı parçası 4, sistemde bulunan bardağı destekleyerek bardağın üst kısmını yan taraflardan birinde tutar ve sistemin üst kısmında bulunan DC motor miline bağlar.

Şekil 4.1, Tablo 4.1, Şekil 4.2 ve Şekil 4.3 incelendiğinde akıllı bardağın genel yapısında bulunan bağlantı parçası 1 ve bağlantı parçası 2'nin sistemde bulunan DC motorlar açısından önemli özellikleri detaylandırılmıştır.

- Bağlantı parçası 1, alt sistemde bulunan DC motoru bardak tutucu ile bağlantı parçası 2 arasındaki bağlantıya sabitleyen bir vida içerir.
- Bağlantı parçası 1, sistemin bardakla dikey olarak konumlandırılmasını sağlayan alt sistemde bulunan DC motorun mili ile bağlantı içerir.
- Bağlantı parçası 2, sistemin bardakla yatay olarak konumlandırılmasını sağlayan üst sistemde bulunan DC motorun yataklanmasını sağlar.

Bu tez çalışmasında stabilizasyon çalışmaları için kontrol yöntemlerini kullanan yeni bir akıllı bardak önerilmektedir. Önerilen akıllı bardakta 2-DOF sistem kullanılarak akıllı bardağın konum kontrolü yapılır. Parkinson hastası akıllı bardağı kullanmak istediğinde akıllı bardak hastanın gerçek zamanlı olarak tremor verilerini toplar. 2-DOF olarak tasarlanan akıllı bardak, sinyallerin algılanması ve akıllı bardağın kontrol edilmesi için sistemde bulunan iki konum regülatöründen ve geri bildirim sağlaması için IMU sensörlerden ve enkoderlerden oluşur. Sistemde bulunan ve aynı tür olan iki adet IMU sensörü 3 eksenli jiroskop, ivmeölçer ve manyetometre sensöründen oluşur. Şekil 4.4'te deneysel platform olarak önerilen 2-DOF akıllı bardağın hacimsel baskılı tasarımının bir fotoğrafı verilmiştir. Şekil 4.4'te verilen akıllı bardak, hastanın el titremesi durumunda bardağın uç nokta titreşimini stabilize edip titreşim etkilerini azaltarak hastanın dökmeden içmesini sağlaması ve böylelikle hastanın hayatını kolaylaştırması için akıllı bardağın tasarlanıp üretilen bir prototipidir.



Şekil 4.4 Fusion 360 programında çizilen ve 3B yazıcı ile ürüne dönüştürülen akıllı bardak parçalarının monte edilmiş haline ait resim

Şekil 4.1, Tablo 4.1, Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4’te verilen görseller ve bilgiler dikkate alınarak deneysel platform olarak önerilen 2-DOF akıllı bardağın genel mekanizma yapısı detaylı olarak şu şekilde özetlenebilir.

2-DOF akıllı bardak, sensör kutuları, bardak tutucu, bağlantı parçaları ve DC motorlardan oluşur. Sensör kutusu 1, bardağın konumunu ve DC motorların mil konumlarını ölçen motor enkoder konumlarını belirleyen bir IMU sensör içerir. Bardak tutucu, sistemi dikey eksen etrafında hareket ettiren bir DC motordan ve gerçek zamanlı olarak çalışırken üst sisteme fiziksel zarar gelmesini önlemek için emniyet anahtarlarına sahip iki yuvadan oluşur. Bağlantı parçası 1, bardak tutucu ile bağlantı parçası 2’nin birbirine bağlanmasını sağlar. Bağlantı parçası 1, alt sistemdeki DC motoru bardak tutucu ile bağlantı parçası 2 arasındaki bağlantıya sabitleyen bir vida içerir. Bağlantı parçası 1’in sol ve sağ taraflarında, emniyet anahtarları için iki yuva bulunur ve bunlar mekanizmalar hareket ederken sistemi korur. Beklenmeyen bir olay meydana geldiğinde bu anahtarlar tahrik sistemini kapatır. Bağlantı parçası 2, sistemin bardakla yatay olarak konumlandırılmasını sağlayan bir DC motor içerir. Üst sistemdeki bu DC motor, bardağın yatay yönde hareket ettirilmesini sağlar. Bağlantı parçası 4, bardağı destekleyerek sistemin üst kısmını yan taraflardan birinde tutar. Bağlantı parçası 4 ve bağlantı parçası 3, üst sistemi destekleyen benzer parçalardır. Alt sistemdeki DC motor, sürtünmeyi azaltmak için kullanılan bir rulmanla sistemin nihai uç noktası için hareket esnasında bardağı destekleyen bağlantı parçası 3’e bağlanır. Bağlantı

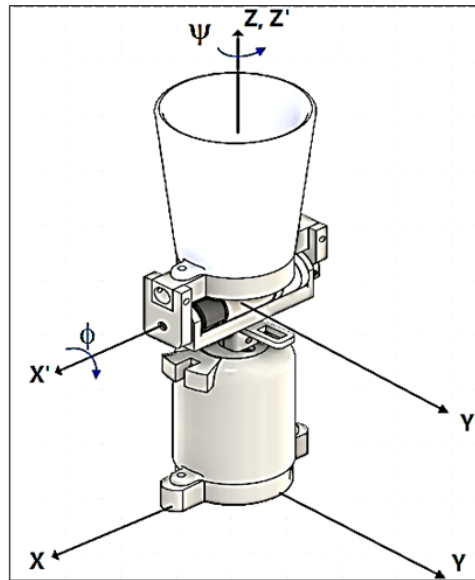
parçası 4, üst sistemdeki DC motorun miline bağlanır. Sensör kutusu 2, bardağın konumunu belirleyen bir IMU sensör içerir. IMU sensörlerden elde edilen veriler kontrolcü tarafından değerlendirilerek alt ve üst sistemdeki DC motorların tahrik edilmesini sağlar ve bardaktaki sıvının dökülmesini önler.

4.1 Sistem Karakteristiği

Deneysel platform karakteristiğini oluşturan akıllı bardak mekanizmasının kinematiği, kullanılan yazılım ve donanımların detaylandırılması, emniyet anahtarlarının sisteme dahil edilmesi için gerekli algoritmanın geliştirilmesi, üst ve alt sistemde bulunan artımlı ve enkoderli DC motorların sistemdeki orta noktalarını bulma algoritmasının geliştirilmesi, IMU sensörlerin verimliliğini artırmak için gerekli kalibrasyon prosedürleri ve Kalman filtre ile gürültüsü azaltılmış ve daha doğru IMU sensör verisi elde edilmesi işlemleri sistemin sınırlamaları dikkate alınarak yapılmıştır.

4.1.1 Sistemin Kinematiği

Akıllı bardağın uç noktası küresel koordinatlarda motorların yatay ve dikey eksen etrafında oluşturdukları ϕ ve ψ açıları ile ifade edilebilir. Şekil 4.5'te akıllı bardağın şematik çizimi ve koordinat eksenleri (X, Y, Z) ve (X', Y', Z') olarak verilmiştir. 0P_R ifadesi bardağın boyu ile temsil edilen sistemin uç noktasına erişen bir kartezyen matristir. Bardağın pozisyon noktaları orijine göre (X_0, Y_0, Z_0) olarak ifade edilir. (X_1, Y_1, Z_1) ve (X_2, Y_2, Z_2) mekanizma dönüşlerine bağlı olarak oluşur. (X_3, Y_3, Z_3) ise öteleme hareketine bağlı bardağın uç noktasıdır.



Şekil 4.5 Fusion 360 programında çizilen akıllı bardak ve şematik diyagramı

Bardağın uç noktasının tanımlanması için bardağın konum ve yönelme hareketlerini içeren akıllı bardağın homojen dönüşümü Denavit Hartenberg metodu ile temsil edilmiştir [80]. Bardağın kartezyen konumunu ve dönüşüm bilgilerini içeren 0_3T matrisi, temel dönüşümlerin çarpımları ile elde edilen ifade Denklem 4.1’de verilmiştir [81].

$${}^0_3T = {}^0_1R {}^1_2R {}^2_3T \quad (4.1)$$

Denklem 4.1’de 0_1R ve 1_2R ifadeleri dönme matrislerini, 2_3T ifadesi ise öteleme matrisini ifade eder. Denklem 4.1’de verilen temel dönüşüm matrislerinin yerine yerleştirilmesi ile Denklem 4.2’de verilen ifade elde edilir.

$${}^0_3T = \begin{pmatrix} c(\psi) & -s(\psi) & 0 & 0 \\ s(\psi) & c(\psi) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c(\phi) & -c(\phi) & 0 \\ 0 & s(\phi) & c(\phi) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & l \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Denklem 4.2’de verilen $c(\psi)$ ve $s(\psi)$ ifadeleri $\cos(\psi)$ ve $\sin(\psi)$ ifadelerinin kısaltmalarını, l ise bardağın boyunu temsil eder.

Bardağın uç noktasını kartezyen eksenleriyle ifade eden 0P_R matrisi, Denklem 4.3’te verilmiştir.

$${}^0P_R = \begin{pmatrix} P_{RX} \\ P_{RY} \\ P_{RZ} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} ls(\phi)s(\psi) \\ -ls(\phi)c(\psi) \\ lc(\phi) \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Kartezyen düzlemde (X_0, Y_0, Z_0) başlangıç noktası olarak düşünülen orijine göre bardağın dönüşüm matrisi Denklem 4.4’te verilmiştir. Bardağın dönüşüm matrisi 0_3R ile ifade edilmektedir.

$${}^0_3R = \begin{pmatrix} c(\psi) & -c(\phi)s(\psi) & s(\phi)s(\psi) \\ s(\psi) & c(\phi)c(\psi) & c(\psi)s(\phi) \\ 0 & s(\phi) & c(\phi) \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Bardak sistemindeki eklemler ve hızlar arasındaki bağlantı Jacobian matrisi ile ifade

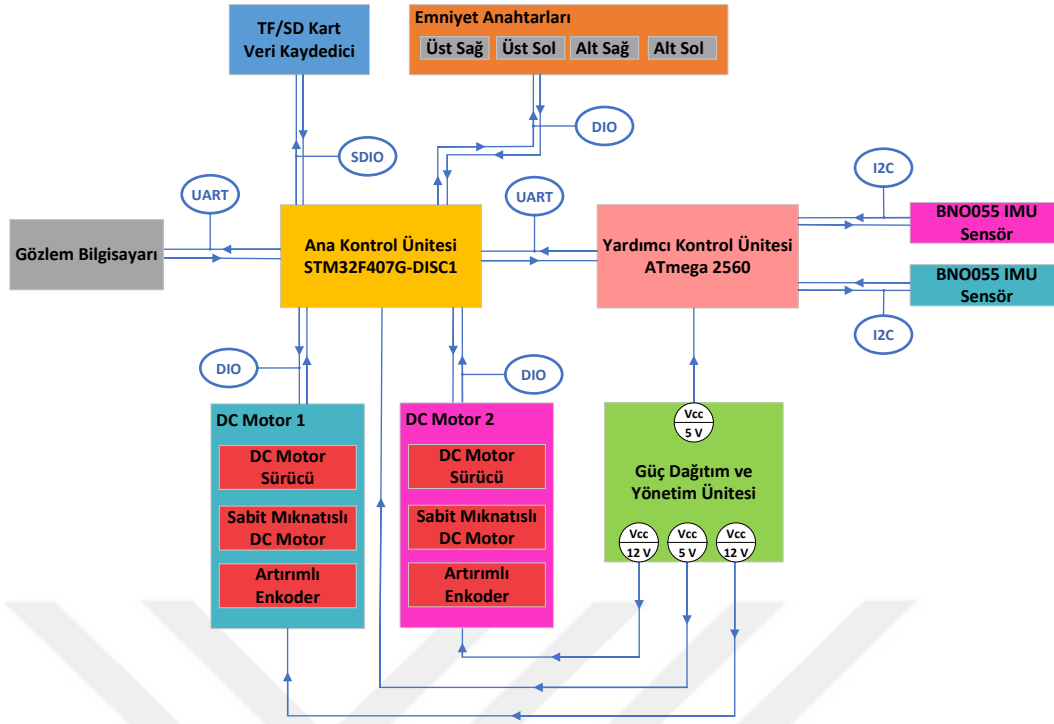
edilir. Bardağın ucunun lineer ve açısal hızları sırasıyla v_3 and w_3 ile gösterilir. Jacobian matrisinin sütunları eklem parametrelerine göre elde edilen ileri kinematik denklemlerinin kısmi türevleriyle ifade edilir. Denklem 4.5'te Jacobian matris eşitliği verilmiştir. Eşitlikteki J terimi, Jacobian matrisini temsil etmektedir.

$$J = \begin{pmatrix} v_{3X} \\ v_{3Y} \\ v_{3Z} \\ w_{3X} \\ w_{3Y} \\ w_{3Z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} lc(\phi) s(\psi) & lc(\psi) s(\phi) \\ -lc(\phi) c(\psi) & ls(\psi) s(\phi) \\ -ls(\phi) & 0 \\ c(\psi) & 0 \\ s(\psi) & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

4.2 Gerekli Yazılım ve Donanım

Sistem, Microsoft Windows 10 işletim sistemi üzerinde çalışır. Microsoft Windows 10 işletim sistemi, INTEL(R) Core (TM) i7-4510U CPU, 2.000GHz, 2.60GHz hızında çalışır ve 8.00GB rastgele erişim belleği (RAM) kullanır. Alt ve üst sistemde bulunan DC motorların hareketi için iki adet BTS7960B motor sürücü kartı, ana kontrol ünitesi olarak bir adet STM32F407G-DISC1 kartı, yardımcı kontrol ünitesi olarak bir adet ATmega2560 kartı ve veri kaydetmek için TF/SD veri depolama kartı kullanılarak sistemden gerçek zamanlı veri toplama, sinyal işleme ve kontrol uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Ana kontrol kartı üzerinden bilgisayar ile haberleşen sistem için gerekli yazılım, simülasyon ve diğer çalışmalar STM32CubeIDE ve Matlab/Simulink 2023b programları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı uygulama yapılırken veri toplama işlemlerinin düzgün olabilmesi için sistemin doğal frekansı ve IMU sensörlerin örnekleme frekansı dikkate alınarak STM32F407G-DISC1 ve ATmega2560 kartları için örnekleme zamanları sırasıyla $T_s = 0.005s$ ve $T_s = 0.01s$ olarak belirlenmiştir. Deneysel platformda bulunan sensör sistemi, iki adet BNO055 IMU sensör, dört adet emniyet anahtarı ve iki adet DC motor setinde bulunan artımlı enkoderlerden oluşur. Emniyet anahtarları, gerçek zamanlı uygulama esnasında beklenmeyen olumsuz durumlarda sistemin zarar görmesini önlemek için komple kontrol sistemini durdurur. Sistemdeki IMU sensörler, üç eksenli jiroskop, ivmeölçer ve manyetometreden oluşan aynı tip sensörlerdir.

Deneysel platformda kullanılan kontrol kartları, veri kaydedici kartlar, IMU sensörler ve bilgisayar arasındaki haberleşme ile motor sürücüleri ve emniyet anahtarları için gerekli elektriksel bağlantılar Şekil 4.6'da verilen sistem mimarisi diyagramında gösterilmiştir.



Şekil 4.6 Deneyisel platformda kullanılan sistem mimarisini gösteren diyagram

Şekil 4.6’da verilen sistem mimarisi diyagramındaki Diyagramdaki bileşenleri arasındaki haberleşme ile gerekli elektriksel bağlantılar aşağıda maddeler halinde özetlenmiştir.

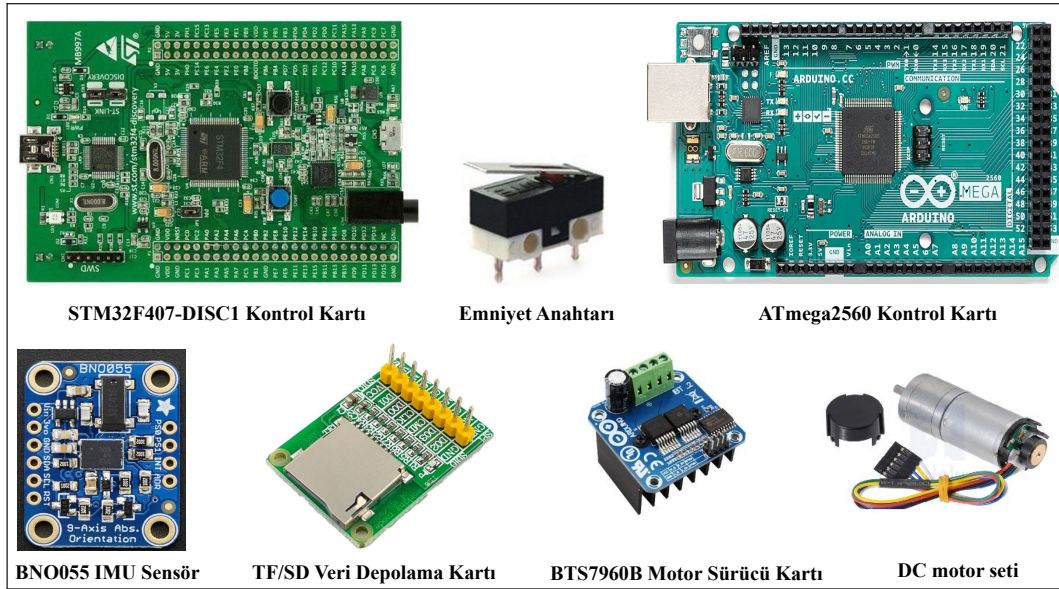
- Motor sürücü kartları, ana kontrol ünitesinden gönderilen lojik sinyallerle DC motor setlerinin sürülmesini sağlar.
- Güç dağıtım ünitesi, ana kontrol ünitesi, yardımcı kontrol ünitesi, motor sürücü kartları ve DC motor setleri için gerekli güç beslemesini sağlar.
- Gözlem bilgisayarı, gerçek zamanlı uygulama yapılırken ana kontrol ünitesinden gelen veri çıktılarının gözlem ekranından takip edilmesini sağlar.
- Veri kaydedici kart, ana kontrol ünitesi ile haberleşerek tüm gerçek zamanlı verilerin dosya olarak kaydedilmesini sağlar.
- Sistemde bulunan emniyet anahtarları, ürettiği lojik sinyalleri ana kontrol ünitesine iletilmesini sağlar.
- Yardımcı kontrol ünitesi, IMU sensörleri ile haberleşerek almış olduğu verilerin işlenmesini ve işlenmiş verilerin ana kontrol ünitesine gönderilmesini sağlar.

Şekil 4.6’da verilen diyagramda haberleşme hatları üzerinde gösterilen I²C, UART ve SDIO haberleşme türleri ve haberleşme türünün kullanıldığı sistem bileşenleri Tablo 4.2’de verilmiştir.

Tablo 4.2 Deneysel platformda kullanılan sistem bileşenlerinin haberleşme türleri ve haberleşme türünün kullanıldığı sistem bileşeni

Haberleşme Türü	Haberleşme Türünü Kullanan Bileşen
I ² C	IMU sensörler
UART	Ana kontrol ünitesi ve yardımcı kontrol ünitesi
SDIO	Veri kaydedici kart

Şekil 4.6’da verilen diyagramda kullanılan ana kontrol ünitesi, yardımcı kontrol ünitesi, veri kaydedici kart, motor sürücü kartı, IMU sensör, DC motor seti ve emniyet anahtarına ait görseller Şekil 4.7’de verilmiştir. Deneysel platformda ana kontrol ünitesi için STM32F407-DISCI kontrol kartı, yardımcı kontrol ünitesi için ATmega2560 kontrol kartı, veri kaydedici olarak TF/SD veri depolama kartı, sistemde aynı tipte olan IMU sensörler için BNO055 IMU sensörü, alt ve üst sistemde bulunan DC motor setleri için enkoderli 47:1 metal redüktörlü DC motor, DC motor setlerini sürmek için BTS77960B motor sürücü kartı ve sistemde dört adet kullanılan emniyet anahtarları için küçük limitleme anahtarları kullanılmıştır.



Şekil 4.7 Deneysel platformda kullanılan sistem bileşenlerinin görselleri

Şekil 4.7’de verilen sistem bileşenlerinin karakteristik özellikleri dikkate alınarak ürünler seçilmiştir. Sistemde bulunan DC motor setleri, emniyet anahtarları ve IMU sensörlerin bir arada çalışabilmesi için Şekil 4.7’de verilen sistem bileşenlerinin seçilmesi sistem performansının karşılanması açısından önemlidir. Gerçek zamanlı uygulama için Şekil 4.7’de verilen sistem bileşenlerinin karakteristik özelliklerinin

incelenmesi gerekmektedir. Şekil 4.7’de verilen her bileşenin temel bazı özellikleri aşağıda tablolar halinde verilmiştir.

Deneyisel platformda bulunan ve sistemin en önemli bileşeni olan ana kontrol ünitesi olarak kullanılan STM32F407-DISCI kartının bazı temel özellikleri Tablo 4.3’te verilmiştir [82].

Tablo 4.3 STM32F407-DISCI kontrol kartının bazı temel özellikleri

Özellik	Açıklama
Mikrodenetleyici ailesi	STM32F4
İşlemci	ARM cortex-M4, 32-bit
Bellek hızı	168 MHz (maksimum)
Giriş/Çıkış pin sayısı	168
Analog girişler	3x12-bit ADC (24 kanal)
Dijital giriş/çıkışlar	B82
Güç kaynağı	2.0V - 3.6V

Sistemde yardımcı kontrol ünitesi olarak kullanılan ve IMU sensör verilerinin I²C seri iletişim protokolüyle ana kontrol ünitesine aktaran ATmega2560 kartının bazı temel özellikleri Tablo 4.4’te verilmiştir [83].

Tablo 4.4 ATmega2560 kontrol kartının temel bazı özellikleri

Özellik	Açıklama
Mikrodenetleyici ailesi	ATmega2560
İşlemci	AVR, 8-bit
Bellek hızı	16 MHz
I ² C	1 (I ² C haberleşmesi)
Analog girişler	16 (10-bit ADC)
Dijital giriş/çıkışlar	54 (opsiyonel), 15’i PWM çıkışlı
Besleme gerilimi	5V (USB’den) veya 7-12V (DC güç yakından)

Sistemde iki adet aynı tip IMU sensör olarak kullanılan BNO055 IMU sensörünün bazı temel özellikleri Tablo 4.5’te verilmiştir [84]. Tablo 4.5’te verilen örnekleme frekansından dolayı ATmega2560 kontrol kartından gerçek zamanlı düzgün veri toplamak için örnekleme zamanı $T_s = 0.01s$ olarak seçilmiştir.

Tablo 4.5 BNO055 IMU sensörünün bazı temel özellikleri

Özellik	Açıklama
Çalışma gerilimi	3.3V veya 5V
İletişim arayüzü	I ² C, UART (seri)
Örnekleme frekansı	100Hz
Entegre sensörler	3B jiroskop, 3B ivmeölçer, 3B manyetometre ve sıcaklık
I ² C	1 adet I ² C haberleşmesi
Adresler	0x28 ve 0x29

Gerçek zamanlı uygulama yapılırken ana kontrol ünitesinde toplanan sistem verilerinin kaydedilmesi için kullanılan TF/SD veri depolama kartının bazı temel özellikleri Tablo 4.6’da verilmiştir.

Tablo 4.6 TF/SD veri depolama kartının bazı temel özellikleri

Özellik	Açıklama
İletişim arayüzü	SPI ve SDIO
Çalışma gerilimi	3.3V, 5V
Güç kaynağı	Çift güç kaynağı (3.3V ve 5V)
Kart uyumluluğu	TF kart, SD kart
Desteklenen platformlar	Arduino, Raspberry Pi ve diğer mikrodenetleyiciler

Alt ve üst sistemde bulunan DC motor setlerinden veri toplamak için kullanılan BTS7960B motor sürücü kartının temel bazı özellikleri Tablo 4.7’de verilmiştir [85].

Tablo 4.7 BTS7960B motor sürücü kartının bazı temel özellikleri

Özellik	Açıklama
Çalışma gerilimi	5V - 35V (Tavsiye edilen: 24V)
Anlık maksimum Akım	40A
Nominal akım	20A
Maksimum güç	700W
Güç kaynağı	Dahili entegre ayırık güç kaynağı
Kontrol sinyali gerilimi	3.3V - 5V
PWM frekansı	25kHz
Aşırı gerilim koruma	Var

Sistemde bulunan aynı tip DC motor setleri olarak kullanılan enkoderli 47:1 metal redüktörlü DC motorunun bazı temel özellikleri Tablo 4.8’de verilmiştir [86]. DC motor seti, dişli kutusu ve artımlı enkoderden oluşmaktadır.

Tablo 4.8 Enkoderli 47:1 metal redüktörlü DC motor için gerekli bazı temel özellikler

Özellik	Değer	Birim
Çalışma gerilimi	12	V
Hız (redüktör sonrası)	210	RPM
Redüktör çapı	25	mm
Şaft	4	mm
Zorlanma torku	12	kg-cm
İndirgeme oranı	47:1	-
Enkoder çözünürlüğü	48	CPR

4.3 Sistem Bileşenlerinin Entegrasyon ve Kalibrasyonu

Tezin bu bölümünde deneysel platformda kullanılan emniyet anahtarlarının sisteme entegre edilmesi, sistemin orta noktasının bulunması için gerekli algoritma tasarımı ve IMU sensörlerin kalibrasyonu detaylandırılmıştır.

4.3.1 Emniyet Anahtarlarının Sisteme Entegre Edilmesi

Deneysel platform olarak kullanılan akıllı bardağın ilk prototipinde gerçek zamanlı testler yapılırken sistemdeki motorların hareketi esnasında meydana gelebilecek beklenmedik olumsuz durumlarda sistemin zarar görmesini önlemek için kullanılan emniyet anahtarlarının sisteme entegre edilme algoritması tasarlanmış ve tasarlanan algoritma yazılıma entegre edilmiştir. Üst sistemde bulunan motor için referans olarak belirlenen başlangıç noktasına göre üst motorun sağa ve sola hareketi esnasında beklenmedik durumlarda üst motorun durmasını sağlayan iki adet emniyet anahtarı ve alt sistemde bulunan motor için referans olarak belirlenen başlangıç noktasına göre alt motorun sağa ve sola hareketi esnasında beklenmedik durumlarda alt motorun durmasını sağlayan iki adet emniyet anahtarı kullanılmıştır. Sistemde toplam dört tane kullanılan emniyet anahtarı akıllı bardakta uygun yerlere yerleştirilmiştir. Gerçek zamanlı motor konum kontrolü yapılarak alt ve üst sistemde bulunan motorların hareket etme aralığı belirlenmiş ve sistemde bulunan dört adet emniyet anahtarının çalışma algoritması oluşturulmuştur. Emniyet anahtarları için geliştirilen algoritma, yazılımsal olarak STM32CubeIDE programında sistem yazılımına entegre edilmiş ve gerçekleştirilmiştir. Deneysel platform olarak kullanılan sistemde bulunan emniyet anahtarlarının performansı gerçek zamanlı uygulamalar ile test edilmiş ve istenilen güvenlik tedbirinin alındığı görülmüştür.

Dört tane emniyet anahtarı için geliştirilen algoritma Tablo 4.9’da verilmiştir. Akıllı bardak sisteminde bulunan motorların konumuna göre X ve Z eksenleri çakışık

olan alt ve üst sistem, iki ayrı yarı eksen takımı olarak düşünülerek Tablo 4.9 oluşturulmuştur.

Tablo 4.9 Emniyet anahtarlarının sisteme entegre edilmesi için geliştirilen algoritma

S1	S2	Veya	Çıkış Durumu	Çıkış Durum Açıklaması
0	0	0	1	Başlangıçta S1 ve S2 basılı değil
0	1	1	2	Başlangıçta S2 basılı
1	0	1	3	Başlangıçta S1 basılı
1	1	1	4	Arıza! İkisi de basılı olamaz

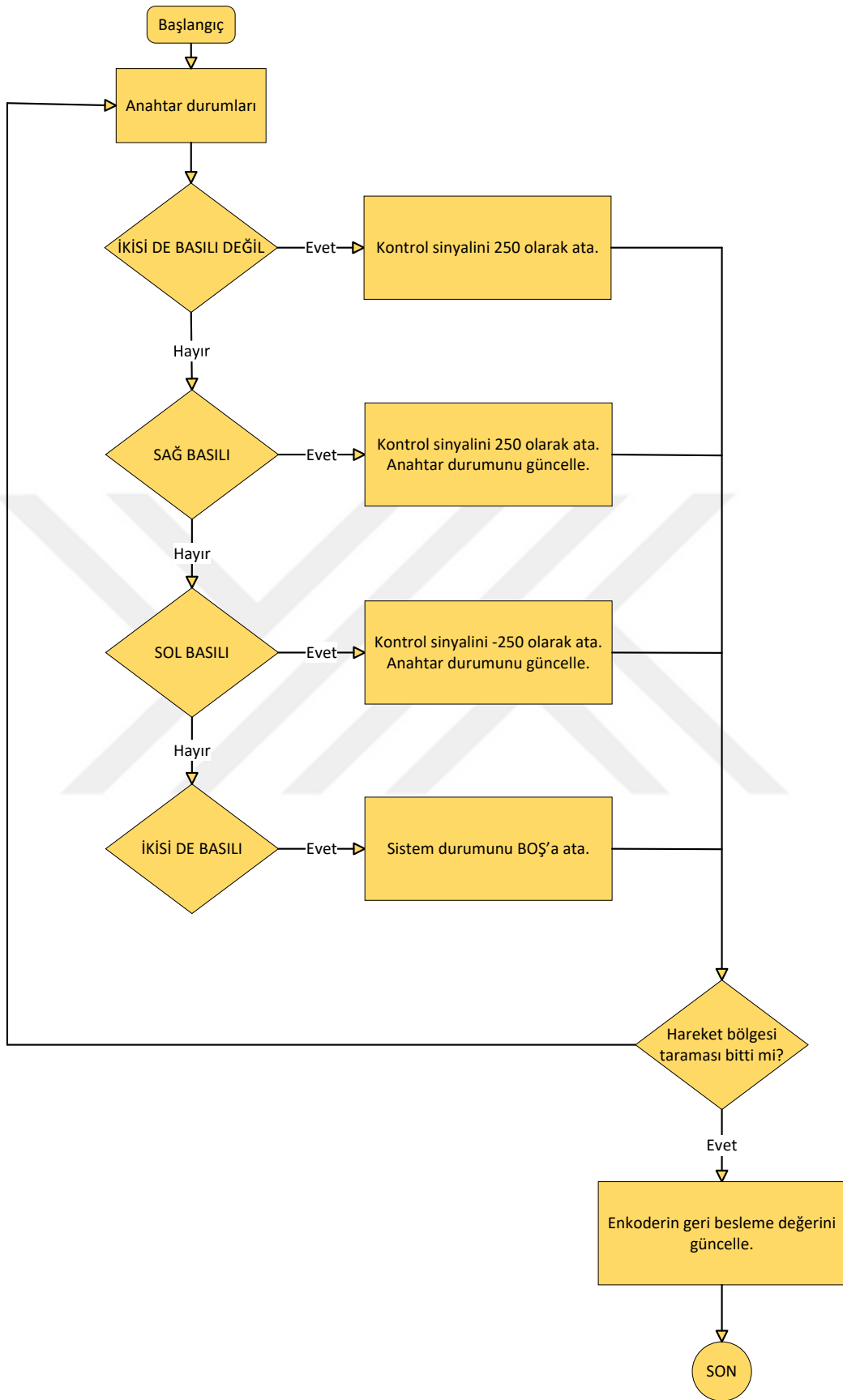
Tablo 4.9 oluşturulurken her iki eksen takımı için iki adet emniyet anahtarı kullanılmıştır. İki adet emniyet anahtarı, sistem çalışmaya başladığında sistemin orta noktasının bulunması için kullanılacaktır.

Sistemde kullanılan motorlar başlangıç noktasını hafızada tutmayan türden motorlar olduğu için sistemin orta noktasını bulmak gerekmektedir. İki anahtar takımı üzerinden düşünülerek tasarlanan algoritmanın verildiği Tablo 4.9'da sağ anahtar ve sol anahtar olarak isimlendirilen emniyet anahtarları sırasıyla "S1" ve "S2" olarak tabloda verilmiştir.

Tablo 4.9'da emniyet anahtarının basılı durumu "1" ve basılı olmama durumu "0" olarak düşünülmüştür. Emniyet anahtarının basılı olma veya olmama durumuna göre iki adet emniyet anahtarı için dört farklı durum belirlenmiştir. Aynı algoritma diğer iki emniyet anahtarı için de kullanılmıştır.

4.3.2 Sistemde Orta Nokta Bulma Kalibrasyonu

Bu bölümde sistemde bulunan emniyet anahtarları, motor enkoderleri güç kaybı sonunda en son bulundukları konumu hatırlayamadığı için orta nokta bulma algoritmasında kullanılmıştır. Orta nokta bulma algoritmasına ait akış diyagramı Şekil 4.8'de gösterilmiştir.



Şekil 4.8 Sistemde orta nokta bulma algoritmasına ait akış diyagramı

Şekil 4.8’de verilen orta nokta bulma algoritması için gerçek zamanlı olarak uygulanırken meydana gelebilecek her bir durum algoritmasının sisteme etkisi aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

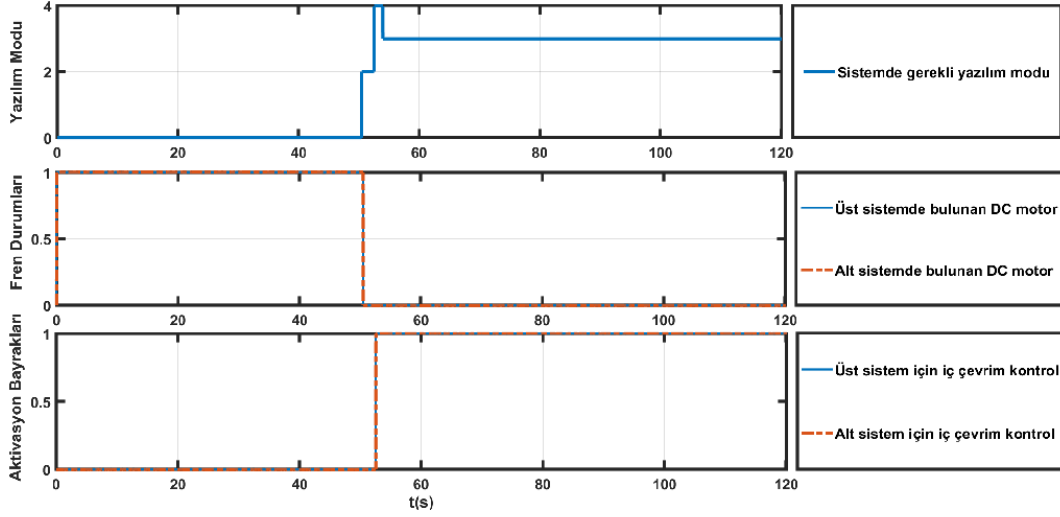
- Birinci durum meydana gelirse motorun hareketini sağlayacak minimuma yakın kontrol sinyali sisteme verilmelidir. Motor sürtünmeye takılıp durmamalıdır.
- İkinci durum meydana gelirse herhangi bir anahtara değdiğinde o ana kadar alınan yol, hafızaya alınıp sonrasında aynı kontrol sinyali ters işaretli olarak motora verilmelidir. Yeni konum değeri ise başka değışkenden tutulmalıdır.
- Üçüncü durum meydana gelirse diğer anahtara değdiğinde motorun iki konum değerinden büyük olanı seçilip yarısı alınarak sistemin orta noktası bulunur.
- İkinci veya üçüncü durum meydana gelirse, motorun ilk konumu ve motorun orta noktası arasındaki fark motorun enkoderine ofset olarak eklenir.
- Dördüncü durum meydana gelirse anahtarlar arızalıdır. Sistem kendini beklemeye alır ve kontrol kartında kırmızı uyarı ledi yanar.

Sistemde orta nokta bulma kalibrasyonuna ait Şekil 4.8’de verilen akış diyagramı gerçek zamanlı olarak deneysel platformda uygulandığında elde edilen çıkış grafikleri aşağıda sırasıyla verilmiştir.

Sistemde orta nokta bulma kalibrasyon işlemleri sistemin belirli bir referans noktasını doğru bir şekilde tanımlaması ve bu noktaya hassas bir şekilde hareket etmesi için yapılan işlemlerdir.

2-DOF akıllı bardak sisteminde deneysel çalışmalar yapılırken yazılımda sistem modları oluşturulmuş olup sırasıyla sistemin boşa olma durumu (0), sistem tanıma modu (1), sistemde orta nokta bulma kalibrasyonu (2), sistemde bulunan IMU sensörlerinin kalibrasyonu (3) ve sistemde kontrol algoritmalarının uygulanması (4) olmak üzere dört temel mod mevcuttur.

Sistemde orta nokta bulma algoritması deneysel platformda gerçek zamanlı olarak uygulanırken seçilen yazılım modu, üst ve alt sistemde bulunan DC motorların harekete geçme durumları ve akıllı bardak sisteminin durumu Şekil 4.9’da sırasıyla verilmiştir.

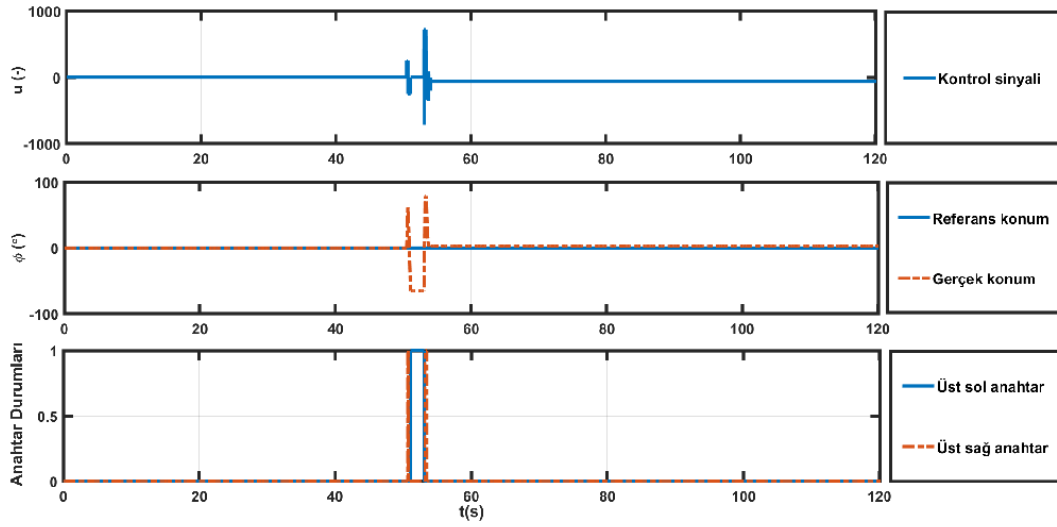


Şekil 4.9 Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların enkoder kalibrasyonları için yazılım ve izin durumları

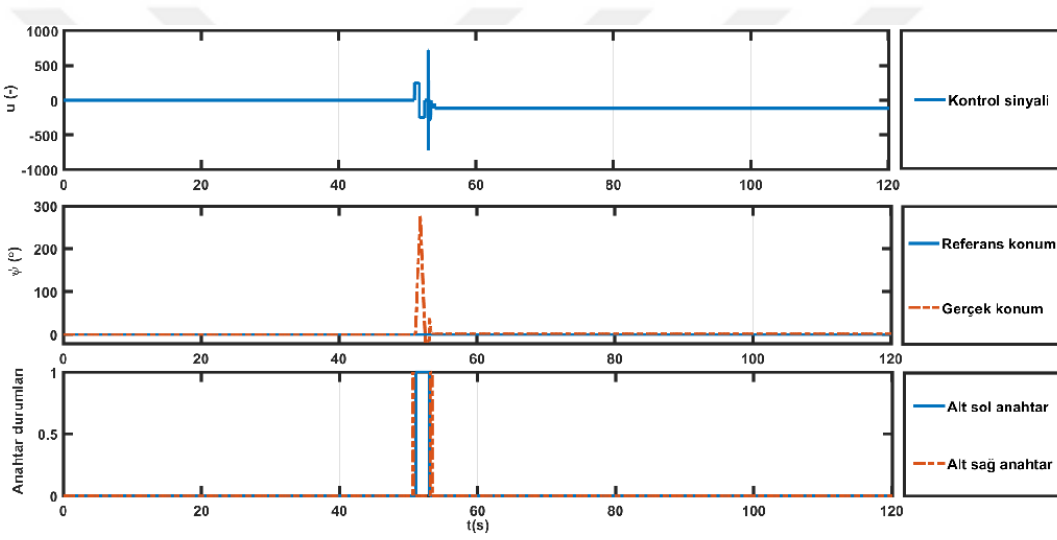
2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan ve hareketi sağlayan DC motorlar, enkoderli ve artımlı DC motorlar olup sisteme uygulanan kontrol sinyalleri kesildiğinde DC motorlar başlangıçta bulundukları konumu hafızalarında tutamadığı için sistemde orta nokta bulma algoritması ile DC motorlara kontrollü girişler uygulanarak alt ve üst sistem için maksimum hareket aralığında hareket ettirilerek sistemin orta noktası bulunmuştur. Sisteme entegre edilen emniyet anahtarları alt ve üst sistem için maksimum hareket noktasına yerleştirilerek sistemin zarar görmesi önlenmiş olup sistem hareket ederken emniyet anahtarlarına değdiğinde sistem yazılım modlarından biri olan bekleme moduna geçerek sistemin hareketi durdurulmuş olmaktadır.

Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların enkoderlerinin başlangıç noktasının bulunması ve DC motorların sisteme zarar vermeden hareket etmesi gereken maksimum aralığa gelince emniyet anahtarlarına basılması durumlarını gösteren grafikler sırasıyla Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de verilmiştir.

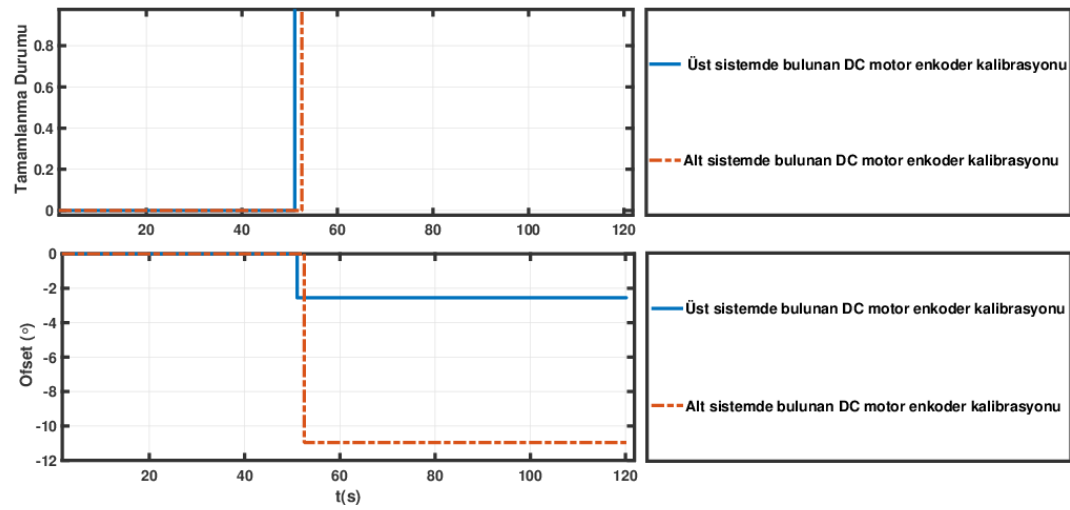
Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların enkoderlerinin kalibrasyon süreçlerinin tamamlanması ve sistemin orta noktası ile DC motorların enkoder konumları arasındaki ofsetin minimize edilmiş halleri Şekil 4.12’de verilmiştir.



Şekil 4.10 Üst sistemde bulunan DC motorun enkoder kalibrasyon süreci



Şekil 4.11 Alt sistemde bulunan DC motorun enkoder kalibrasyon süreci



Şekil 4.12 Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların enkoder kalibrasyon süreçlerinin tamamlanması

4.3.3 IMU Sensör Kalibrasyonu ve Kalman Filtreli IMU Sensör Çıktıları

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan ve aynı tür olan IMU sensörlerin kalibrasyonu yapılırken IMU sensörlerden gerçek zamanlı uygulama ile elde edilen verilerden yararlanılmıştır. 3B jiroskop, ivmeölçer, manyetometre ve sensörün genel durum kalibrasyon bilgilerini içeren dört boyutlu kalibrasyon durum vektörü aracılığı ile kalibrasyon sürecinin sistematik ve kapsamlı bir şekilde takip edilmesi sağlanmıştır. Kalibrasyon durum vektörünün her bir boyutunu temsil eden 3B jiroskop, ivmeölçer, manyetometre ve genel sensör durum kalibrasyon bilgilerinden elde edilen gerekli kalibrasyon parametreleri ve durum bilgileri ile her bir çıkış için doğruluk ve performans analizleri yapılmıştır. Aşağıda maddeler halinde dört boyutlu durum vektörünün her bir boyutunun işlevi ve açıklaması verilmiştir.

- Birinci durum vektörü, jiroskopun açısal hız ölçümlerinin daha doğru yapılabilmesi için gerekli parametreleri içerir.
- İkinci durum vektörü, ivmeölçerin daha doğru ivme ölçümleri yapabilmesi için gerekli parametreleri içerir.
- Üçüncü durum vektörü, manyetometrenin daha doğru manyetik alan ölçümleri yapabilmesi için gerekli parametreleri içerir.
- Dördüncü durum vektörü, sensörlerin genel durumları hakkında genel bilgi verir ve gerektiğinde dinamik kalibrasyon yapılmasına olanak sağlar.

IMU sensöründen elde edilen tüm ölçüm verileri Denklem 4.6'da verilen dokuz boyutlu bir durum vektörünü ifade eden matematiksel eşitlik ile gösterilebilir. Denklem 4.6, IMU sensöründen gelen verileri birleştirerek, bu verilerin işlenmesi, analizi ve kullanılması için gerekli temel matematiksel yapıyı sağlar [87, 88].

$$X = \begin{pmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \\ a_x \\ a_y \\ a_z \\ B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Denklem 4.6’da verilen matematiksel eşitlikte ω_x , ω_y ve ω_z terimleri sırasıyla X, Y ve Z eksenlerinde jiroskoptan ölçülen açısal hızı, a_x , a_y ve a_z terimleri sırasıyla X, Y ve Z eksenlerinde ivmeölçer ile ölçülen ivmelenmeyi, B_x , B_y ve B_z terimleri sırasıyla X, Y ve Z eksenlerinde manyetometreden ölçülen manyetik alanı temsil etmektedir.

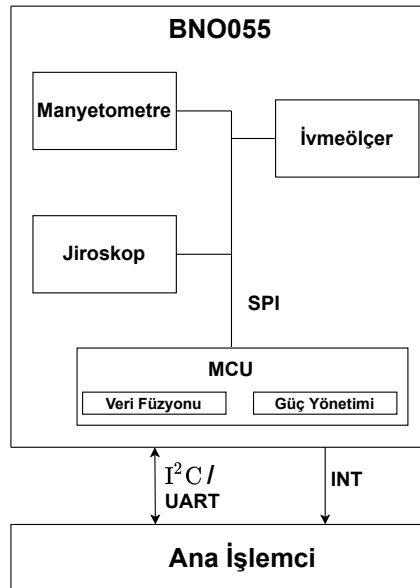
Denklem 4.6’da verilen vektörün içerdiği IMU sensör ölçüm verileri; sensör füzyonu, navigasyon ve konum belirleme, kalibrasyon ve hata düzeltme, gerçek zamanlı izleme ve kontrol gibi amaçlar için kullanılabilir.

IMU sensörlerden alınan ölçümler, gerçek dünyada meydana gelebilecek manyetik alan vb. olumsuz durumlardan dolayı oluşan gürültü ve ofset etkisinde olan gerçek ölçümden farklılık göstermektedir. Gürültü ve ofset içeren IMU sensör ölçüm verilerinin temel matematiksel ifadesi Denklem 4.7’de verilmiştir.

$$X_{ölçülen} = X_{gerçek} + n + b \quad (4.7)$$

Denklem 4.7’de verilen $X_{gerçek}$ terimi hatasız ve gürültüsü azaltılmış asıl sensör verilerini, $X_{ölçülen}$ terimi IMU sensörlerden doğrudan ölçülen verileri, n terimi çevresel etmenlerden kaynaklanan gürültüyü ve b terimi ofseti temsil eder. Vektörel formda ifade edilen Denklem 4.7 ile IMU sensör verilerinin ölçümlerdeki hataların ve gürültülerin anlaşılması ve azaltılması için kullanılır.

2-DOF akıllı bardak sisteminde kullanılan ve aynı tür olan BNO055 IMU sensörün iç yapısı Şekil 4.13’te verilmiştir.



Şekil 4.13 BNO055 IMU sensörün iç yapısı

Şekil 4.13'te verilen dokuz eksenli BNO05 IMU sensörün iç yapısı incelendiğinde jiroskop, ivmeölçer ve manyetometreden gelen veriler SPI haberleşme protokolü ile mikrokontrolcüye aktararak sensör füzyon algoritmaları ile elde ettiği birleşik verileri I²C veya UART haberleşme protokolü üzerinden integer veri tipinde ana işlemciye aktarılır.

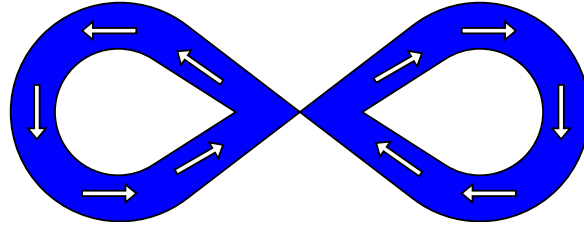
BNO055 IMU sensörü, daha güvenilir ve kullanışlı veriler elde edebilmek için çeşitli sensör füzyon algoritmaları içeren 32-bit mikrodenetleyici bir entegreye sahiptir. BNO055 IMU sensörün uygulamada kullanılma amaçlarına göre sahip olduğu farklı çıkış modları aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- Jiroskop veri çıkışı
- İvmeölçer veri çıkışı
- Manyetometre veri çıkışı
- Altı eksenli jiroskop ve ivmeölçer verilerinin birleştirilmiş çıkışları
- Dokuz eksenli jiroskop, ivmeölçer ve manyetometre verilerinin birleştirilmiş çıkışları
- X, Y ve Z eksenlerinde oluşan Euler açılarının çıkışları
- Yönelim verilerini içeren 3x3 dönüş matrisinin çıkışları
- Daha kararlı ve güvenilir yönelim verileri için kullanılan Quaternion çıkışları

BNO055 IMU sensörü geniş kullanım alanına sahip olup robotik, otonom araçlar, giyilebilir teknoloji, oyun ve navigasyon sistemlerde konum, hareket ve yönelim takibi gibi amaçlar için kullanılmaktadır.

Sistemde bulunan iki adet BNO055 IMU sensörlerinin kalibrasyon süreçleri manyetometre, jiroskop ve ivmeölçer için aşağıda sırasıyla verilmiştir [89].

BNO055 IMU sensörünün manyetometresinin kalibre edilebilmesi için Şekil 4.14'te verildiği şekilde hareket ettirilmesi gerekmektedir.



Şekil 4.14 Manyetometre kalibrasyonu için gerekli döndürme hareketi

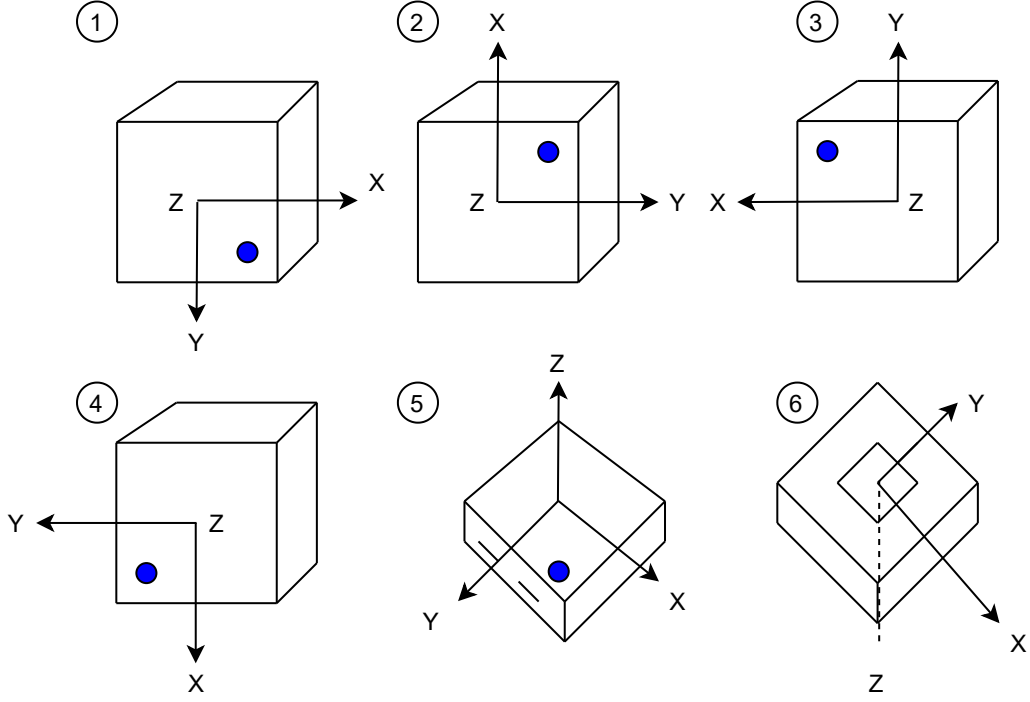
Şekil 4.14'te verilen döndürme hareketine göre BNO055 IMU sensörünün manyetometre kalibrasyonu için aşağıda maddeler halinde verilen adımlar uygulanmıştır.

- Sensörün manyetik alan etkisinden uzak olması için deneysel çalışmalar uygun ortamda yapılmıştır.
- Sensör yere paralel tutularak Şekil 4.14'te verildiği gibi yatay sekiz şeklinde hareket ettirilmiştir.
- Manyetometrenin kalibrasyon durumu ilgili fonksiyon ile takip edilmiştir.
- Manyetometrenin kalibre edildiğini gösteren değer görülünceye kadar kalibrasyon adımları tekrarlanmıştır.

BNO055 IMU sensörünün jiroskop kalibrasyonu için aşağıda maddeler halinde verilen adımlar uygulanmıştır.

- BNO055 IMU sensörü herhangi bir sabit konuma birkaç saniye boyunca yerleştirilmiştir.
- Jiroskopun kalibrasyon durumu ilgili fonksiyon ile takip edilmiştir.
- Jiroskopun kalibre edildiğini gösteren değer okunana kadar kalibrasyon adımları tekrarlanmıştır.

BNO055 IMU sensörünün ivmeölçer kalibrasyonu için Şekil 4.15'te verilen pozisyon konumlarının kullanılması gerekmektedir.



Şekil 4.15 İvmeölçer kalibrasyonu için kullanılan konumlandırma pozisyonları

Şekil 4.15'te verilen konumlandırma pozisyonlarına göre BNO055 IMU sensörünün ivmeölçer kalibrasyonu için aşağıda maddeler halinde verilen adımlar uygulanmıştır.

- BNO055 IMU sensörünü Şekil 4.15'te verilen her bir altı sabit konuma birkaç saniye boyunca yerleştirilmiştir.
- İvmeölçerin kalibrasyon durumu ilgili fonksiyon ile takip edilmiştir.
- İvmeölçerin kalibre edildiğini gösteren değer okunana kadar kalibrasyon adımları tekrarlanmıştır.

BNO055 IMU sensörünün kalibrasyon sürecinde kullanılan kalibrasyon durum tablosu Tablo 4.10'da verilmiştir. Jiroskop, ivmeölçer, manyetometre ve sensörün genel durum kalibrasyonu için Tablo 4.10 kullanılmıştır. Tablo 4.10'da verilen durumlardan olan kalibrasyon durumu 2 olarak kısmen kalibre edilmiş bir sensör, kalibrasyon durumu 1 olan sensöre göre daha doğru verilerin görülmesini sağlar. Kalibrasyon durumu 3 olan tamamen kalibre edilmiş bir sensör durumu ise istenen sensör çıkışıdır.

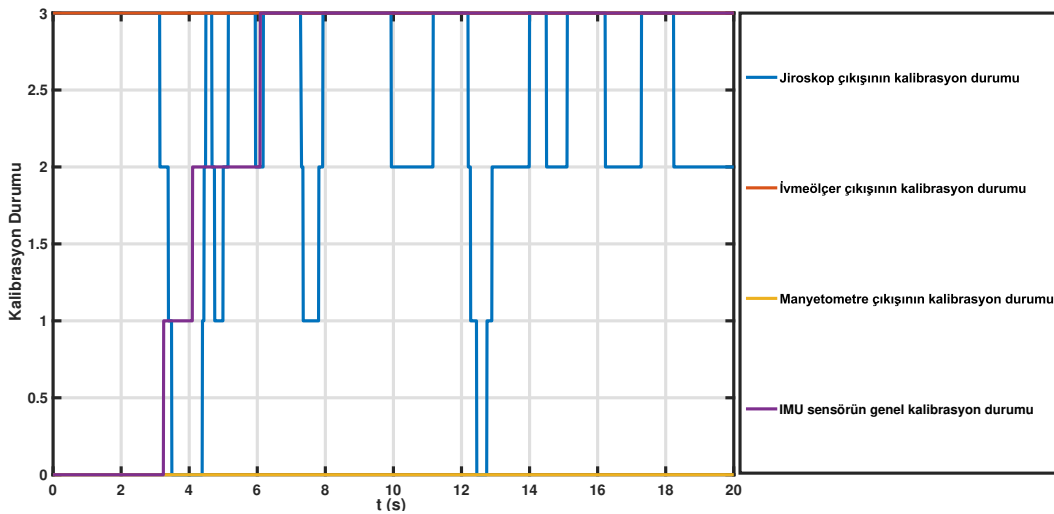
Tablo 4.10 Kalibrasyon durum tablosu

Değer	Kalibrasyon Durumu
0	Kalibre edilmemiş
1 ve 2	Kısmen kalibre edilmiş
3	Tamamen kalibre edilmiş

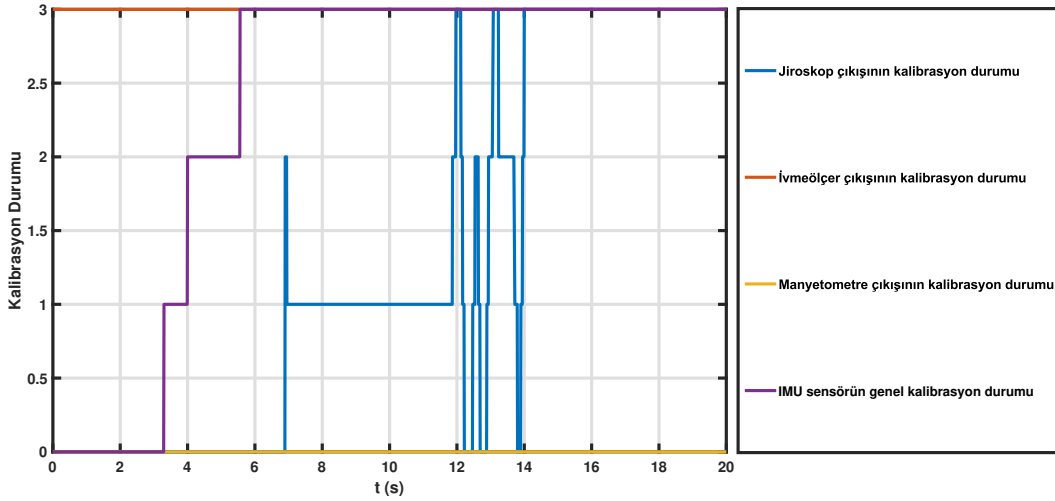
2-DOF akıllı bardak için BNO055 IMU sensörünün seçilme nedenleri ve sistem performansına etkisi aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- BNO055 IMU sensör, iki adet I²C adresine sahip olup 0x28 ve 0x29 I²C adresleri üzerinden Arduino ile haberleşerek aynı anda iki BNO055 IMU sensör verilerinin aktarılması sağlanmıştır.
- Burada BNO055 IMU sensör, içerisinde bulundurduğu füzyon algoritmaları ve Kalman filtre sayesinde gerekli matematiksel hesaplamaları elde etmektedir. Ayrıca Arduino ise bu sensörün iç yapısında bulunan entegre üzerinden IMU sensör verilerinin iletilmesini sağlayarak işlem yükünü azaltmakta ve bununla orantılı olarak sistemin performansını artırmakta olduğu görülmüştür.

Sistemde bulunan BNO055 IMU sensörlerden gerçek zamanlı uygulama ile toplanan veriler kullanılarak yapılan kalibrasyon süreçleri ve dört farklı kalibrasyon durumunun verildiği grafikler Şekil 4.16 ve Şekil 4.17’de verilmiştir. Şekil 4.16, üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensörünün kalibrasyon durumunu ve Şekil 4.17 ise alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensörünün kalibrasyon durumunu göstermektedir.



Şekil 4.16 Üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensörün kalibrasyon durumu



Şekil 4.17 Alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensörün kalibrasyon durumu

BNO055 IMU sensör verileri genellikle gürültülü ve hataya eğilimli veriler olduğu için BNO055 IMU sensörlerinde Kalman filtresi sıklıkla kullanılmaktadır. Kalman filtresi, tahmin ve güncelleme adımı olmak üzere iki temel adımdan oluşmaktadır. Kalman filtresinin birinci temel adımı olan durum tahmini, durum ve kovaryans tahmin işlemlerinden oluşmakta olup ikinci temel adımı olan güncelleme adımı ise Kalman kazanç hesaplaması, durum ve kovaryans güncellemesinden oluşmaktadır. Kalman filtresinin kullanımı özellikle gürültü azaltma, durum tahmini ve sensör füzyonu alanlarında yaygın olup robotik, otonom araçlar, drone ve uçaklar gibi uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır.

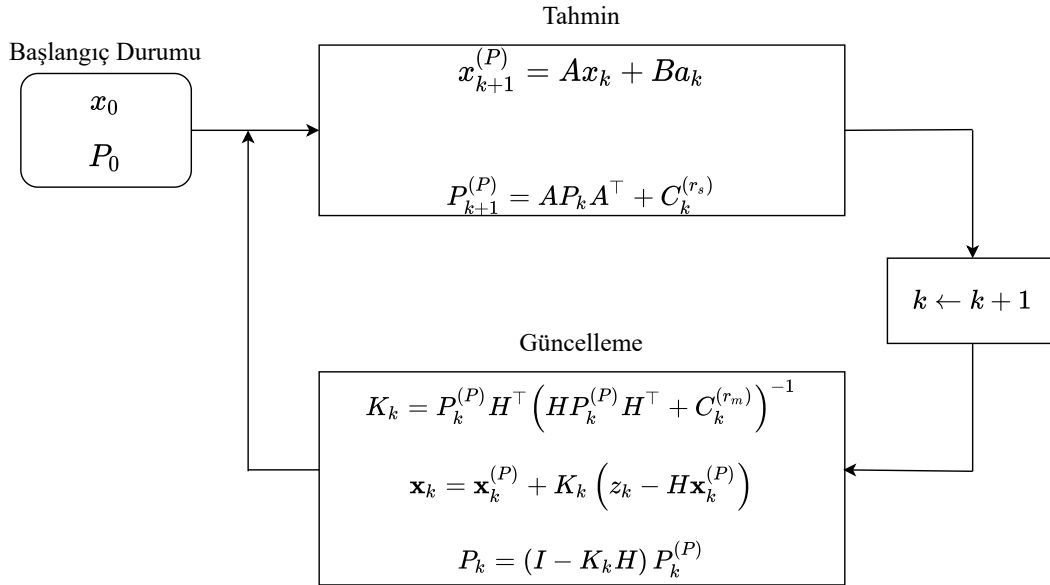
Şekil 4.18’de verilen Kalman filtre algoritmasında optimal gözlemci bulunur [90–94]. Kalman filtre algoritması, kullanılan modelin belirsiz değişkenlerini ayarlayan karşı tepki yoluyla tahmin edilen ve ölçülen çıktılar arasındaki hataları gerçek zamanlı olarak en aza indirmesinden oluşur. Modelin bu şekilde ayarlanmasıyla, sistemin ölçümle erişilemeyen fiziksel parametrelerini gözlemlemek mümkündür. Kalman filtre algoritmasında düzeltme, filtrenin dinamiklerini ve performansını sabitlemeyi mümkün kılan bir K kazanç vektörü ile ağırlıklandırılır. Klasik bir gözlemci (Luenberger) durumunda algoritmadaki K kazancı, kullanıcı tarafından karar verilen bir kutup ataması ile hesaplanırken Kalman filtresi durumunda K kazancı ise her iterasyondaki hata tahminleri ile durum ve ölçümlerdeki belirsizliklere (gürültüye) dayalı olarak hesaplanır. Bu nedenle filtrenin dinamiklerinin ayarlanması Q durum ve R ölçüm gürültüsü matrislerinin başlangıç durumunun yanı sıra varsayılan hata kovaryans matrisi P ’nin başlangıç durumuna dayanmaktadır.

Şekil 4.18’de verilen Kalman filtre algoritması P , Q ve R matrislerinin başlangıç durumu ve gözlem olmak üzere iki aşamada gerçekleşir. Gözlem aşaması: tahmin,

kazancın hesaplanması ve düzeltme olmak üzere üç aşamadan oluşur. Kalman filtresinin tahminleri öncelikle gözlemlenen sistem dinamiklerinin modellenmesine dayanır. Bu modelleme sadece sistemin kendi dinamiklerini değil, aynı zamanda durumlar ve ölçümler üzerindeki gürültü veya belirsizlikleri de dikkate almalıdır.

Şekil 4.18’de verilen Kalman filtre algoritmasında $\mathbf{x}_0$ terimi sistemin başlangıçtaki durum vektörünü, $\mathbf{P}_0$ terimi başlangıçtaki hata kovaryans matrisini, $\mathbf{x}_{k+1}^{(P)}$ terimi tahmin edilen durum vektörünü, A terimi durum geçiş matrisini, $\mathbf{x}_k$ terimi güncellenmiş durum vektörünü, B terimi kontrol matrisini, $\mathbf{a}_k$ terimi kontrol vektörünü, $\mathbf{P}_{k+1}^{(P)}$ terimi tahmin edilen hata kovaryans matrisini, $\mathbf{P}_k$ terimi güncellenmiş hata kovaryans matrisini, $\mathbf{C}_k^{(r_s)}$ terimi, süreç gürültüsü kovaryans matrisini, H terimi ölçüm matrisini, $\mathbf{z}_k$ terimi gerçek dünyadan alınan ölçüm matrisini ve I terimi özdeşlik matrisini ifade eder.

Kalman filtresi, tahmin ve güncelleme adımlarını yineleyerek sistemin durumunu izler ve tahmin eder. Her zaman adımında önce sistemin gelecekteki durumu tahmin edilir, ardından bu tahmin gerçek ölçümlerle güncellenir. Bu süreç, sistemin durumunu en iyi şekilde tahmin etmek için sürekli olarak tekrarlanır.



Şekil 4.18 Kalman filtre algoritması

BNO055 sensörü, jiroskop, ivmeölçer ve manyetometre gibi çeşitli sensörlerin verilerini entegre etmektedir. Kalman filtresi, bu verileri birleştirerek daha doğru ve güvenilir sonuçlar elde edilmesini sağlar. θ , ϕ ve ψ açıları, ivmeölçer ve jiroskop veya ivmeölçer ve manyetometre verilerinin kombinasyonu ile hesaplanabilir.

X, Y ve Z eksenlerindeki ivmeölçer verileri kullanılarak θ açısının hesaplanması Denklem 4.8’de verilmiştir [95, 96].

$$\theta = \arctan \left(\frac{-a_x}{\sqrt{a_x^2 + a_z^2}} \right) \quad (4.8)$$

X, Y ve Z eksenlerindeki ivmeölçer verileri kullanılarak ϕ açısının hesaplanması Denklem 4.9'da verilmiştir [95, 96].

$$\phi = \arctan \left(\frac{-a_x}{a_z} \right) \quad (4.9)$$

ψ açısının hesaplanması ise sensörlerin kombinasyonuna bağlı olmaktadır. Eğer X, Y ve Z eksenlerindeki ivmeölçer ve jiroskop verileri kullanılırsa Denklem 4.10 ile ψ açısı elde edilir [97].

$$\psi = \arctan \left(\frac{\omega_x \cos(\phi) + \omega_z \sin(\phi)}{\omega_y \cos(\theta) + \omega_x \sin(\theta) \sin(\phi) - \omega_z \cos(\phi) \sin(\theta)} \right) \quad (4.10)$$

Eğer X, Y ve Z eksenlerindeki manyetometre verileri kullanılırsa Denklem 4.11 ile ψ açısı elde edilir [98].

$$\psi = \arctan \left(\frac{(B_z - V_z) \sin(\phi) - (B_y - V_y) \cos(\phi)}{(B_x - V_x) \cos(\theta) + (B_y - V_y) \sin(\theta) \sin(\phi) + (B_z - V_z) \sin(\theta) \cos(\phi)} \right) \quad (4.11)$$

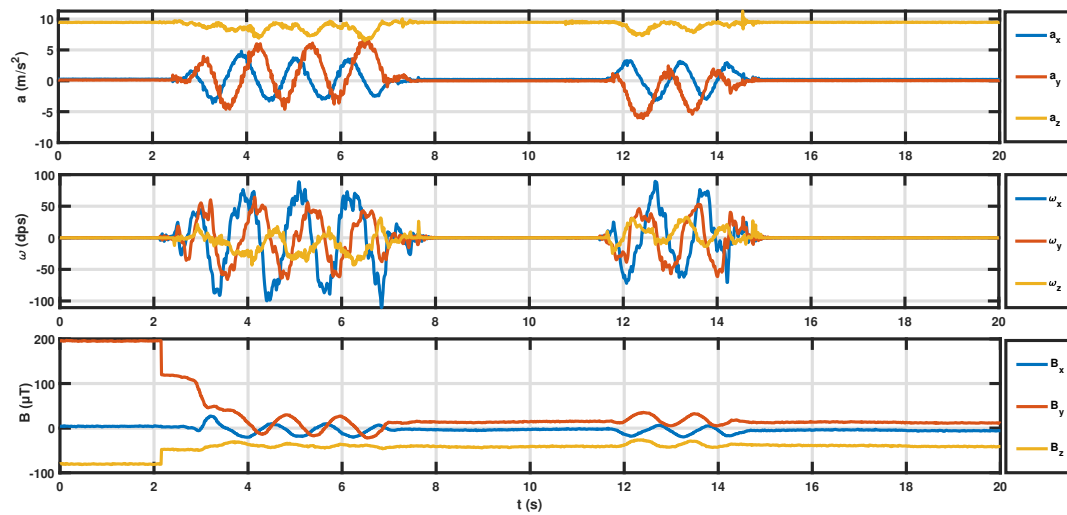
Denklem 4.11'de verilen matematiksel eşitlikte B terimi manyetik alanı, V terimi ise dünyanın manyetik alanındaki pertürbasyonu tanımlayan ve "Hard-Iron" olarak bilinen ofseti temsil eder.

Euler açıları olarak bilinen θ , ϕ ve ψ açılarının X, Y ve Z eksenlerindeki açısal hız verilerinin kullanılması ile bulunması vektörel formda Denklem 4.12'de verilen ifade ile bulunabilir [99].

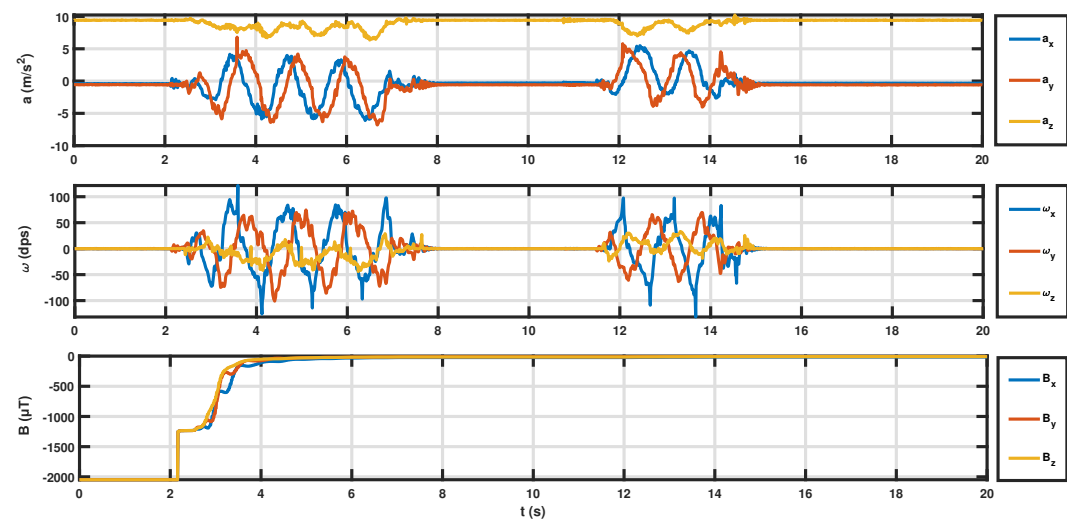
$$\begin{bmatrix} \phi \\ \theta \\ \psi \end{bmatrix} = \int_0^t \begin{bmatrix} 1 & \sin(\phi) \tan(\theta) & \cos(\phi) \tan(\theta) \\ 0 & \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ 0 & \frac{\sin(\phi)}{\cos(\theta)} & \frac{\cos(\phi)}{\cos(\theta)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_x + b_y \\ w_y + b_y \\ w_z + b_z \end{bmatrix} dt \quad (4.12)$$

Denklem 4.12'de verilen w terimi açısal hızı, b terimi ise açısal hız ofsetini temsil eder.

BNO055 IMU sensörlerin kalibrasyon ve Kalman filtre sonrası elde edilen gürültüsü azaltılmış ve daha doğru ivmeölçer, jiroskop ve manyetometre verileri ile BNO055 IMU sensör verilerinden elde edilen Euler açılarının roll over (taşma) kompanzasyonu yapılarak düzeltilmiş verilerin elde edilmesine ait grafikler sırasıyla aşağıda verilmiştir. Üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensörden elde edilen kalibre edilmiş Kalman filtreli gürültüsü azaltılmış ve daha doğru ivmeölçer, jiroskop ve manyetometre verilerinin X, Y ve Z eksenlerinde çizdirilmesi Şekil 4.19’da verilmiştir. Alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensörden elde edilen kalibre edilmiş Kalman filtreli gürültüsü azaltılmış ve daha doğru ivmeölçer, jiroskop ve manyetometre verilerinin X, Y ve Z eksenlerinde çizdirilmesi Şekil 4.20’de verilmiştir.



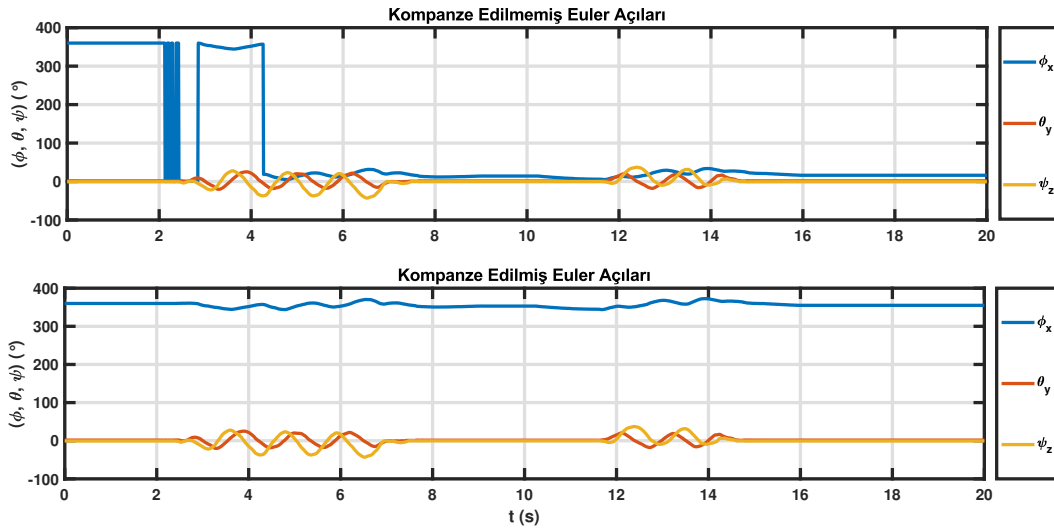
Şekil 4.19 Üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensör verileri



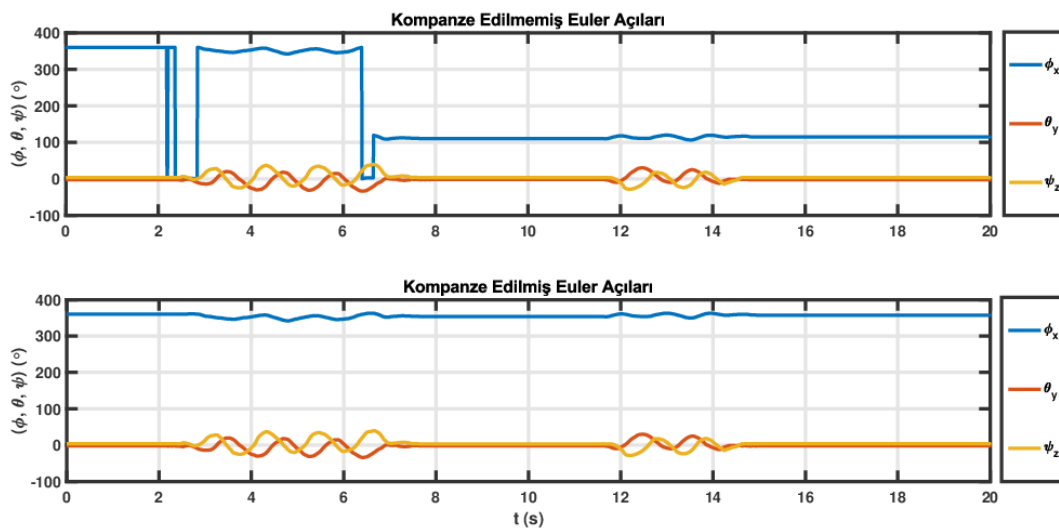
Şekil 4.20 Alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensör verileri

Roll over, genellikle üç eksenli BNO055 IMU sensöründe herhangi bir eksen boyunca dönme hareketinin tam dönme açısına ulaşması durumunu ifade eder.

BNO055 IMU sensörde X eksen $[0^\circ, 360^\circ]$, Y eksen $[-180^\circ, 180^\circ]$ ve Z eksen $[-90^\circ, 90^\circ]$ aralıklarının dışına çıktığında roll over durumu meydana gelmektedir [100]. Üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensörünün X, Y ve Z eksenlerinde oluşan ve Euler açıları olan ϕ , θ ve ψ açılarının çizdirilmesi ve X eksen etrafında oluşan ϕ açısı verilerinin $[0^\circ, 360^\circ]$ dışına bazı zaman aralıklarında çıkarak meydana gelen roll over durumunun kompanse edilmiş hali Şekil 4.21’de verilmiştir. Alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensörünün X, Y ve Z eksenlerinde oluşan ve Euler açıları olan ϕ , θ ve ψ açılarının çizdirilmesi ve X eksen etrafında oluşan ϕ açısı verilerinin $[0^\circ, 360^\circ]$ dışına bazı zaman aralıklarında çıkarak meydana gelen roll over durumunun kompanse edilmiş hali Şekil 4.22’de verilmiştir.



Şekil 4.21 Üst sistemde bulunan BNO055 IMU sensörüne ait X, Y ve Z eksenlerinde oluşan Euler açıları



Şekil 4.22 Alt sistemde bulunan BNO055 IMU sensörüne ait X, Y ve Z eksenlerinde oluşan Euler açıları

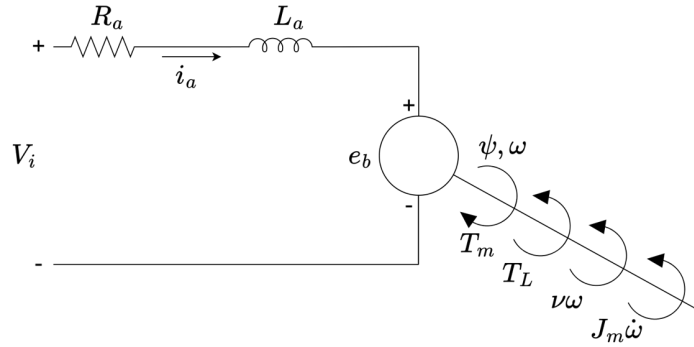
5

DC MOTOR DİNAMİKLERİ

2-DOF akıllı bardak sisteminde kullanılan iki adet aynı tür enkoderli artımlı DC motorların karakteristiklerini tanımlamak için DC motorların sadece mekanik kısmını içeren indirgenmiş DC motor dinamik modelleri kullanılmıştır. Alt ve üst sistemde bulunan DC motorların modellerini elde etmek için motor dinamikleri sistem tanıma yöntemi ile belirlenmiştir.

5.1 DC Motorun Matematiksel Modellenmesi

Alt ve üst sistemde bulunan aynı tür DC motorların indirgenmiş matematiksel modelini elde edebilmek için Şekil 5.1’de verilen DC motorun elektriksel devresinden faydalanılmıştır [101, 102].



Şekil 5.1 DC motorun elektriksel devresi

Şekil 5.1’de verilen DC motorun elektriksel devresinde V_i giriş gerilimini, R_a direnci, L_a endüktansı, e_b elektromotor kuvvetini, i_a armatür akımını, ω motorun açısal hızını, T_m motor torkunu, ψ açısal konumu ve T_L ise motorun yük torkunu ifade etmektedir. Şekil 5.1’de verilen DC motorun elektriksel devresinde verilen model kullanılarak Kirchhoff gerilim yasası uygulandığında Denklem 5.1’de verilen diferansiyel eşitlik elde edilir.

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_b = V_i \quad (5.1)$$

Şekil 5.1’de verilen DC motorun elektriksel devresinde verilen model kullanılarak Newton mekanik yasası uygulandığında Denklem 5.2’de verilen diferansiyel eşitlik elde edilir.

$$J_m \frac{d^2\psi}{dt^2} + \nu \frac{d\psi}{dt} = T_m \quad (5.2)$$

Denklem 5.2’de J_m terimi motor eylemsizlik momentini ve ν terimi ise motor viskoz sürtünme katsayısını ifade eder.

Motor torku ile armatür akımı arasındaki ilişki Denklem 5.3’te verilmiştir.

$$K_m i_a = T_m \quad (5.3)$$

Denklem 5.3’te verilen K_m terimi tork sabitini ifade etmektedir.

Elektromotor kuvvet ile motor hızı arasındaki ilişki ise Denklem 5.4’te verilmiştir.

$$K_b \omega = e_b \quad (5.4)$$

Denklem 5.4’te verilen K_b terimi ise geri elektromotor kuvvet sabitini ifade etmektedir.

Motorun açısal konumu ile giriş gerilimi arasındaki transfer fonksiyonu Denklem 5.5’te verilen ifade olarak elde edilmiştir.

$$\frac{\psi(s)}{V_i(s)} = \frac{K_m}{s((J_m s + \nu)(L_a s + R_a) + K_m K_b)} \quad (5.5)$$

5.2 Genelleştirilmiş DC Motor Dinamik Modeli

Denklem 5.5’te verilen DC motor matematiksel modelinde akım ve ters elektromotor kuvvet dinamikleri ihmal edilerek indirgenmiş mertebeden yeni bir matematiksel model elde edilebilir. 2-DOF kontrol sisteminde bulunan DC motorlar için kullanılan indirgenmiş DC motor dinamikleri Denklem 5.6’da verilen matematiksel ifade ile genelleştirilmiştir.

$$T_m = K_m V_i = J_m \ddot{\psi} + \nu \dot{\psi} + \Gamma_{\text{coul}} + T_b \quad (5.6)$$

Denklem 5.6'da verilen Γ_{coul} terimi, Coulomb sürtünmesini, T_b terimi ise vuruntu torku (T_v) ile bağlaşıp torkunun (T_{bl}) toplamını ifade etmektedir. T_{bl} terimi, 2-DOF eksenlerinin hareketleri esnasında birbirlerine ilettikleri akuple torklardır. T_v terimi ise rotorun sabit mıknatısları ile DC motorun stator yuvaları arasındaki etkileşimden kaynaklanan torktur. Ayrıca ψ ve ϕ açıları doğrusal olmayan boşluk dinamikleri gözletilerek elde edilmektedir [103].

Denklem 5.6'da verilen ifadenin her iki tarafının da Laplace dönüşümü alınarak Denklem 5.7'de verilen DC motorun ikinci dereceden transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

$$G(s) = \frac{\psi(s)}{V_i(s)} = \frac{K_m}{s(J_m s + \nu)} \quad (5.7)$$

Denklem 5.7'de verilen DC motorun ikinci dereceden transfer fonksiyonundaki K_m/J_m ifadesi A_m terimi ile ν/J_m ifadesi ise B_m terimi ile temsil edilerek elde edilen indirgenmiş DC motor modeli Denklem 5.8'de verilmiştir.

$$G(s) = \frac{A_m}{s(s + B_m)} \quad (5.8)$$

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan ve aynı tür olan DC motorların transfer fonksiyonları gerçek zamanlı uygulama yapılarak elde edilen motor verileri kullanılarak sistem tanıma yöntemi ile A_m ve B_m terimleri elde edilerek bulunmuştur.

5.2.1 Coloumb Sürtünmesi

2-DOF kontrol sistem tasarımı yapılırken dikkate alınması gereken doğrusal olmayan bir Coulomb sürtünme modeli (Γ_{coul}) düşünülmüştür. Bu model, Denklem 5.9'da verilmiştir.

$$\Gamma_{\text{coul}} = \begin{cases} \text{Eğer } \dot{\psi} \neq 0, & \Gamma_c \text{sgn}(\dot{\psi}) \\ \text{Eğer } \dot{\psi} = 0 \text{ ve } \|K_m V_i\| \leq \Gamma_c, & \Gamma_c = K_m V_i \\ \text{Eğer } \dot{\psi} = 0 \text{ ve } \|K_m V_i\| > \Gamma_c, & \Gamma_c \text{sgn}(K_m V_i) \end{cases} \quad (5.9)$$

Denklem 5.9’da verilen Coulomb sürtünme modelindeki Γ_c terimi, statik sürtünme değerini ifade etmekte olup deneysel veriler analiz edilerek bulunan bir parametredir.

5.2.2 Satürasyon

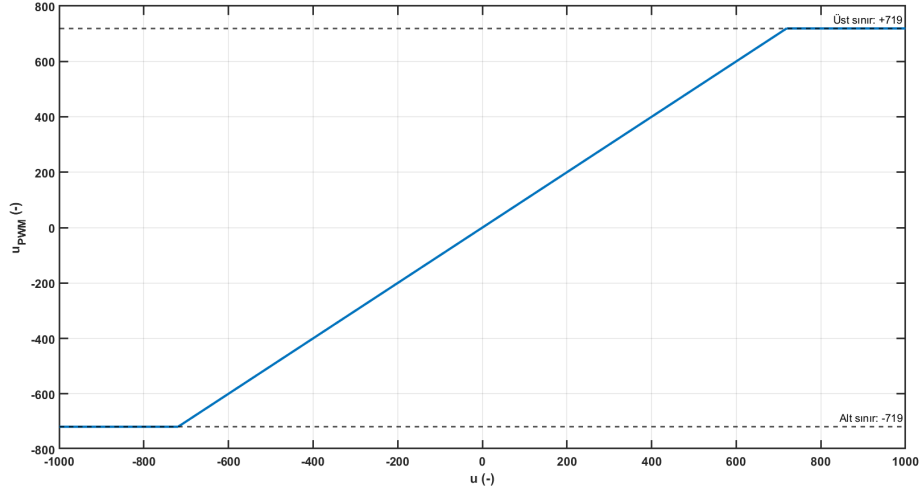
Bir DC motorun hız veya regülasyonunda kontrolörün ürettiği kontrol çıkışının belirli sınırlar arasında limitlenmesi, motorun performansını optimize etmek ve sistemin kararlılığını sağlamak için yapılır. Denklem 5.10’da kontrol çıkışının -719 ile +719 arasında sınırlandırılması ile ilgili matematiksel ifade verilmiştir.

$$u_{\text{limit}}(t) = \max(\min(u(t), 719), -719) \quad (5.10)$$

Denklem 5.10’da verilen formül, kontrol sinyalinin 719’dan büyük olmasını ve aynı zamanda -719’dan küçük olmasını engeller. Kontrolör çıkışının -719 ile +719 arasında limitlenmesi, motor sürücüsünün ve motorun fiziksel limitlerine uyum sağlamak için yapılır. Bu sınırlandırma, kontrol sinyalinin aşırı büyümesini veya küçülmesini engeller. Böylece motorun zarar görmesini ve kontrol sisteminin dengesiz hale gelmesini önler. Bu limitasyon, kontrolörün çıkışını belirli sınırlar içerisinde tutarak hem motorun hem de sistemin güvenli ve kararlı bir şekilde çalışmasını sağlar. Kontrol sinyali bu sınırları aşmaya çalıştığında, Denklem 5.10’da verilen sınırlama fonksiyonu devreye girerek sinyali -719 ile +719 arasında tutar. Bu çıkış sinyali, belirli sınırlar içinde tutulur. Denklem 5.10’da verilen sınırlama fonksiyonuna göre sınırlandırma işlemi şu şekilde yapılır:

- Eğer $u(t) > 719$ ise, $u_{\text{limit}}(t) = 719$
- Eğer $u(t) < -719$ ise, $u_{\text{limit}}(t) = -719$
- Aksi halde, $u_{\text{limit}}(t) = u(t)$

Denklem 5.10’da verilen ifade ve ilgili açıklamalar dikkate alınarak elde edilen satürasyon işlemine ait grafik Şekil 5.2’de verilmiştir.



Şekil 5.2 Satürasyon dinamiği

5.2.3 Kuantizasyon

Sistemde bulunan DC motorların sahip oldukları enkoderlerinin çözünürlüğü (N_{CPR}) 48 CPR olduğu için enkoderlerin bir adımda ölçtükleri açılar Denklem 5.11’de verilen ifade kullanılarak bulunmaktadır.

$$\theta_{\text{adım}} = \frac{360^\circ}{N_{CPR}} = 7.5^\circ \quad (5.11)$$

Ölçülen ve gerçek değer arasındaki fark ise kuantizasyon hatası (ϵ_{kuant}) olarak bilinmektedir. Bir tam dönüş 360° olduğundan dolayı her bir adımda gerçek değer (θ) ile ölçülen değer ($\theta_{\text{ölçülen}}$) arasında bir fark oluşmaktadır. θ açısı ile $\theta_{\text{ölçülen}}$ açısı arasındaki fark Denklem 5.12’de verilen ifade kullanılarak bulunmaktadır.

$$\epsilon_{\text{kuant}} = \theta - \theta_{\text{ölçülen}} \quad (5.12)$$

θ açısı en yakın adım açısına yuvarlanmış $\theta_{\text{ölçülen}}$ açısı olacaktır. Bunun için Denklem 5.13’te verilen ifadeden yararlanılmaktadır.

$$\theta_{\text{ölçülen}} = \text{round} \left(\frac{\theta}{\theta_{\text{adım}}} \right) \cdot \theta_{\text{adım}} \quad (5.13)$$

Bu durumda kuantizasyon hatası Denklem 5.14'te verilen ifade ile bulunmaktadır.

$$\epsilon_{\text{kuant}} = \theta - \text{round} \left(\frac{\theta}{\theta_{\text{adım}}} \right) \cdot \theta_{\text{adım}} \quad (5.14)$$

Enkoderlerin çözünürlüğü, ölçümlerde bir kuantizasyon hatasına yol açar. Bu hata, enkoderlerin adım açıları ile doğru orantılıdır. Çözünürlük artırılarak kuantizasyon hatası azaltabilmektedir. Ancak belirli bir çözünürlüğün ötesinde sistem maliyetleri ve karmaşıklığı artacağından ötürü bu dengeyi sağlamak, tasarımda önemli bir faktördür. Bu tezdeki deneylerde çözünürlük kaynaklı hatayı azaltmak için DC motorlarla çalışacak yüksek çevirme oranlı (47:1) reduktörler seçilmiştir. Bu sayede sistemlerin çıkışlarından aldığımız açı çözünürlükleri mekanik olarak artırılmıştır. Ancak reduktör beraberinde doğrusal olmayan boşluk dinamikleri getirmektedir.

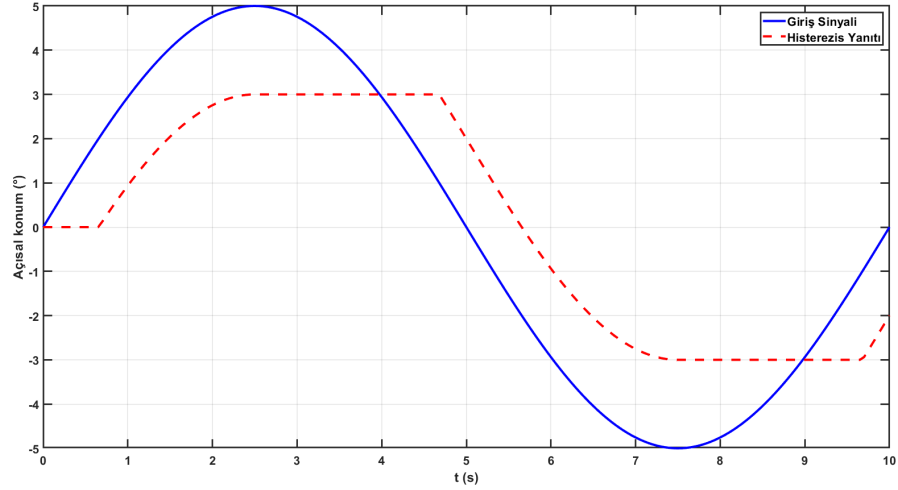
5.2.4 Redüktör Boşluğu (Histerezis)

Sistemin üst ve alt kısmında bulunan reduktörlü DC motorların doğrusal olmayan dinamiklerini modellemek için reduktör boşluklarını temsil eden histerezis fonksiyonlarından yararlanılmıştır. DC motorların konum kontrolleri yapılırken histerezis fonksiyonları ile reduktör boşluğunun etkisi tasarım, modelleme ve simülasyon çalışmalarda eklenmiştir. Hysterezis fonksiyonu ise bir sistemin giriş ve çıkışı arasındaki ilişkideki gecikmeleri ve kaymaları modellemek için kullanılır. Hysterezis modeli Denklem 5.15'te verilmiştir.

$$H(\theta) = \begin{cases} \text{Eğer } \theta > (\theta_{\text{hedef}} + \Delta\theta), & \theta - \theta_{\text{hedef}} + \Delta\theta \\ \text{Eğer } \theta < (\theta_{\text{hedef}} - \Delta\theta), & \theta - \theta_{\text{hedef}} - \Delta\theta \\ \text{Aksi halde} & 0 \end{cases} \quad (5.15)$$

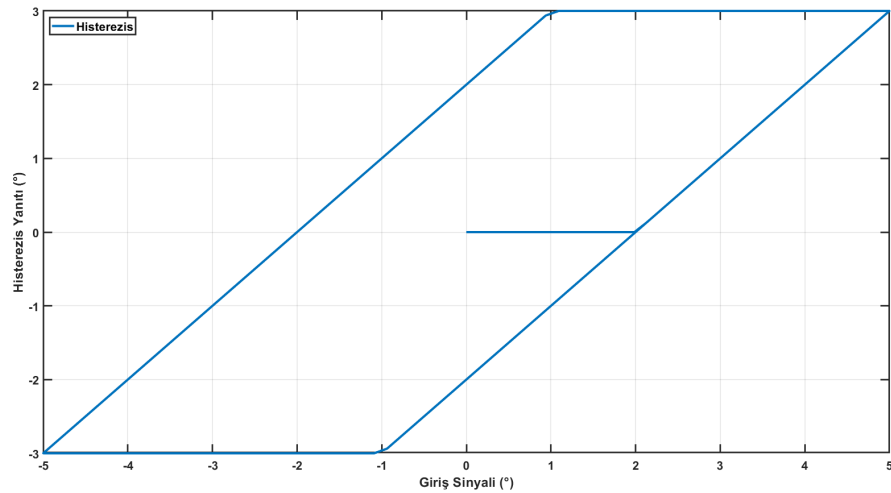
Denklem 5.15'te verilen histerezis modelinde $H(\theta)$ terimi histerezis fonksiyonunu, θ terimi DC motorun konumunu, θ_{hedef} terimi hedef konumu ve $\Delta\theta$ terimi reduktör boşluğunun büyüklüğünü temsil etmektedir.

Şekil 5.3'te verilen grafikte sistemde bulunan DC motorların şaft konum açısı 5° genlikli 0.1 Hz frekanslı bir dönüş esnasında reduktör çıkışında mutlak değer olarak maksimum 3°'lik bir konum açısına ulaştığı görülmektedir. Bu açısal konum farkından yola çıkarak maksimum 2°'lik bir reduktör boşluğu olduğu söylenebilir.



Şekil 5.3 Histerezis modelinin giriş ve çıkışı

Şekil 5.4'te verilen grafikte Şekil 5.3'te verilen sinyallerden olan giriş sinyali yani DC motorların gerçek konumu X eksenini temsil etmekte olup çıkış sinyali ise redüktör çıkış konumunu Y ekseninde temsil etmektedir. Başlangıçta DC motorların şaftları hareket etmekte iken redüktör boşluğundan ötürü redüktörün başlangıçta bir harekete sahip olmadığı görülmektedir. Redüktör ve DC motorların şaftları arasındaki boşluklar alındıktan sonra doğrusal çizgiler DC motorların redüktörlerinin ve DC motorların şaftlarının beraber hareket ettiklerini göstermektedir. DC motorlarda tersi yönde hareket başladığında ise redüktörün boşluktan ötürü yine aynı değerde kaldığı ve boşluk miktarını geçtikten sonra DC motorların redüktörlerinin ve DC motorların şaftlarının beraber hareket ettikleri görülmektedir.



Şekil 5.4 Histerezis modelinin karakteristiği

5.3 İç Döngü: DC Motorun Transfer Fonksiyonunun Belirlenmesi: Sistem Tanıma Yaklaşımı

DC motorların dinamik davranışlarını analiz etmek ve modellemek için gerçek zamanlı uygulama yapılarak hem farklı genlikte motor hız hem de farklı frekansta ilgili kontrol sinyal verileri ile beraber toplanmıştır. Bu yapılan genlik-frekans taraması veya chirp olarak bilinen sistem tanıma yöntemi olarak adlandırılmaktadır. Frekans tarama yöntemi, DC motorların belirli bir frekans aralığındaki davranışlarını analiz etmek için kullanılır. Bu yöntem ile DC motorlara uygulanan sinyallerin frekansları belirli bir aralıkta sürekli olarak değiştirilerek DC motorların verdiği tepki ölçülür. Frekans taraması, DC motorların dinamik özelliklerini belirlemek için kullanılan etkili bir sistem tanıma yöntemidir. DC motorlara uygulanan chirp sinyalleri ise frekansı zamanla değişen sinyaller olup geniş bir frekans spektrumunu kapsayarak DC motorların farklı frekanslardaki tepkilerini inceleme imkânı sunar ve DC motorların dinamiklerinin karakteristiklerini ayrıntılı bir şekilde analiz etmek için kullanılır. Sistem tanıma ve modelleme süreçlerinde yaygın olarak kullanılan bu iki yöntem mühendislik alanında sıklıkla kullanılmaktadır [104].

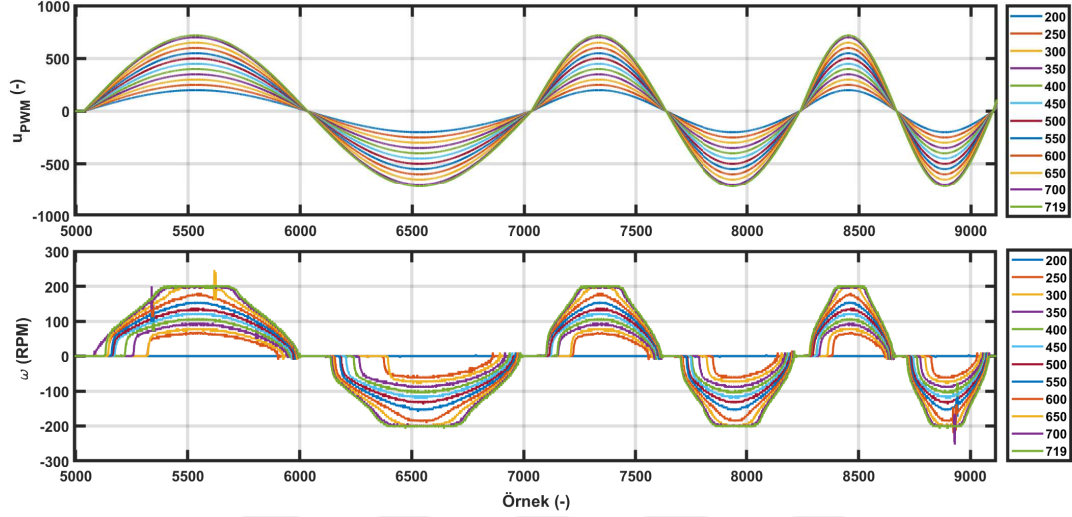
2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların dinamiklerini modellemek için artan giriş frekanslarına sahip yarı-sinüzoidal DC motor kontrol girişleri kullanılmıştır. İlgilenilen spektral aralık, frekans test verileri aracılığıyla tek tip uyarma sağlayan chirp girişleri tarafından süpürülür. DC motor dinamikleri hakkında deneysel testler sayesinde bilgi sahibi olan chirp tanımlama yöntemi belirsizliklere, DC motor dinamiklerindeki değişikliklere ve sıcaklık koşullarına karşı dayanıklıdır. Chirp sinyaller ile frekans tanımlama tasarımı yapılırken Denklem 5.16'da verilen gerekli minimum ve maksimum frekansları belirlemek gerekmektedir.

$$\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\max} \quad (5.16)$$

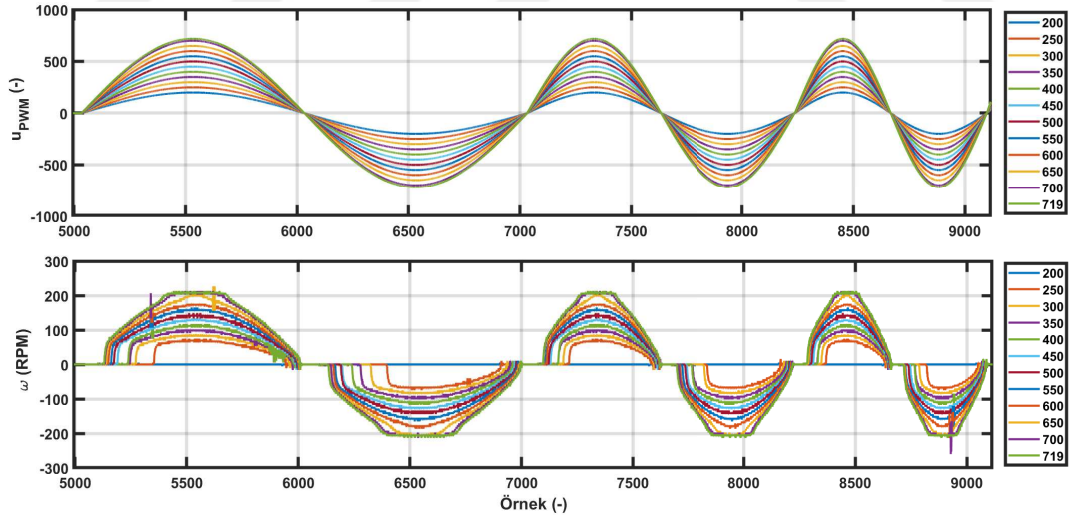
Sistemde bulunan DC motorların dinamiklerinin modellenmesi için yapılan sistem tanıma yönteminde kullanılan sinüzoidal giriş sinyallerinin frekans aralığı, bant genişliği frekansı (ω) ile belirlenmektedir. DC motorlar da frekans taraması yapılırken frekansın alt sınır ($\omega_{\min}$) ve üst sınır ($\omega_{\max}$) değerleri sırasıyla 0.1 Hz ve 4 Hz olarak belirlenmiştir.

Üst ve alt sistemde bulunan DC motorlar için sistem tanıma yapılırken gerçek zamanlı uygulama ile farklı genliklerde DC motorların vermiş oldukları

tepkiler RPM cinsinden açısal hız (ω) olarak ölçülür ve uygulanan darbe genişlik modülasyon (Pulse Width Modulation-PWM) girişi (u_{PWM}) ise 0-719 aralığındadır. Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların dinamiklerini modellemek için gerçek zamanlı DC motor hız verileri elde etmek için DC motorlara uygulanan PWM giriş sinyali ve DC motorların verdiği tepkiler sırasıyla Şekil 5.5 ve Şekil 5.6’da verilmiştir.



Şekil 5.5 Üst sistemde bulunan DC motor için sistem tanıma yöntemi: Uygulanan chirp sinyaller ve DC motorun verdiği tepkiler

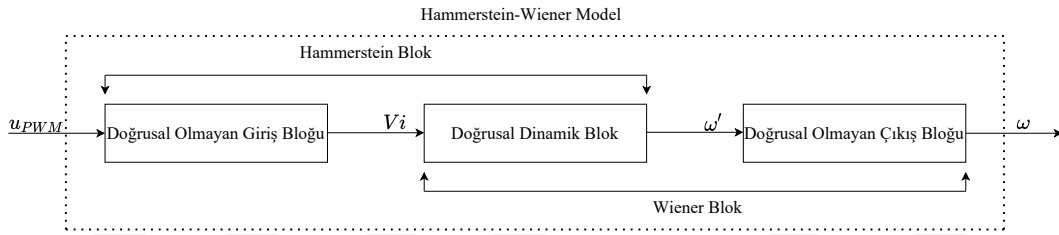


Şekil 5.6 Alt sistemde bulunan DC motor için sistem tanıma yöntemi: Uygulanan chirp sinyaller ve DC motorun verdiği tepkiler

Şekil 5.5 ve Şekil 5.6’da verilen grafikler incelendiğinde 12 farklı genlikte (200, 250, 300, 350, 400, 450, 500, 550, 600, 650, 700 ve 719) PWM girişler DC motorlara uygulandığında alt ve üst sistemde bulunan DC motorlar aynı tür motor olmalarına rağmen gerçek zamanlı uygulama ile testler yapılırken farklı statik sürtünme (T_c) değerlerine sahip oldukları gözlemlenmiş olup statik

sürtünme (Γ_c) değerlerinin DC motor dinamiklerini temsil eden sistem tanıma model parametrelerinin farklı bulunmasına etki etmiştir.

Şekil 5.5 ve Şekil 5.6’da verilen grafiklerden elde edilen sistem tanıma test verileri, DC motorların giriş ve çıkış davranışlarını daha doğru bir şekilde yakalayabilmek için kullanılan Hammerstein-Wiener modellerini geliştirmek için kullanılmıştır. Hammerstein-Wiener modelleri, genellikle doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde kullanılır [105]. DC motorların dinamik tepkisi, doğrusal ve doğrusal olmayan fonksiyonlar ile temsil edilebilen ve doğrusal ve doğrusal olmayan bileşenlerin kombinasyonlarını içeren Hammerstein ve Wiener modellerinin yapılandırılması ile karakterize edilir. Hammerstein-Wiener modellerinde statik doğrusal olmayan bloklar ve dinamik doğrusal blokların iç içe geçirilmesi ile uygulanır. Hammerstein-Wiener modellerinde bulunan doğrusal blok, sürekli veya ayrık zamanlı transfer fonksiyonu olabilir. Kullanılan Hammerstein-Wiener modeli Şekil 5.7’de verilmiştir.



Şekil 5.7 Hammerstein-Wiener model blok diyagramı

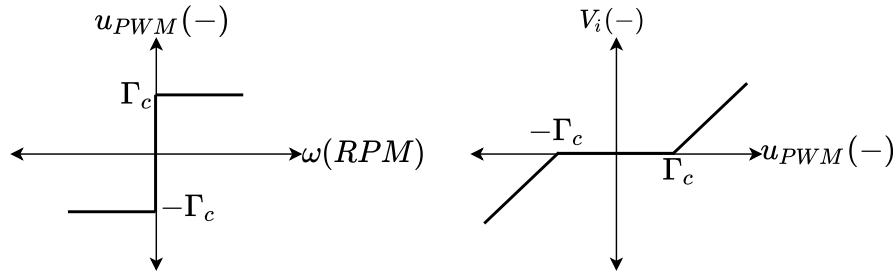
Şekil 5.7’de verilen Hammerstein-Wiener modelinde u_{PWM} ve ω terimleri sırasıyla DC motorlara uygulanan PWM giriş sinyallerini ve DC motorların çıkış tepkisi olarak ürettiği açısal hızları ifade etmektedir. Şekil 5.7’de verilen Hammerstein-Wiener modelinde sırasıyla doğrusal olmayan giriş bloğu, doğrusal dinamik blok ve doğrusal olmayan çıkış bloğu olmak üzere üç farklı blok bulunmaktadır. Doğrusal olmayan giriş bloğu, DC motorların statik Coulomb sürtünmesine karşılık gelen doğrusal olmayan bir giriş modelini ve satürasyon modellerini temsil eder. Doğrusal dinamik blok, V_i girişine sahip bir transfer fonksiyonunu temsil ederken doğrusal olmayan çıkış bloğu ise DC motorların kuantizasyon ve reduktor boşluğu (histerezis) dinamiklerini yansıtmaktadır.

Sistemde bulunan DC motorların dinamiklerini temsil eden modeli sürekli zamanda birinci dereceden transfer fonksiyonu Denklem 5.17’de verilen ifade ile temsil edilir.

$$G(s) = \frac{\omega}{u_{PWM}} = \frac{A_m}{s + B_m} \quad (5.17)$$

Matlab'ta bulunan sistem tanıma araç kutusundan yararlanılarak Şekil 5.7'de verilen Hammerstein-Wiener model kullanılmış ve DC motorların dinamiklerini temsil eden birinci dereceden transfer fonksiyonları doğrusal olmayan sürekli optimizasyon problemlerini çözmek için kullanılan sıralı ikincil programlama (Sequential Quadratic Programming-SQP) algoritması ile elde edilmiştir.

DC motorun indirgenmiş modeli olan ve Denklem 5.6'da verilen Coulomb sürtünmesi (Γ_{coul}), DC motora PWM giriş sinyali uygulandığında DC motorların statik sürtünme değerini (Γ_c) yenip harekete geçemediği zaman oluşan ölü bölge sınırlarını temsil etmekte olup Denklem 5.9'da verilen Coulomb sürtünme modeli deneysel çalışmalardan elde edilen verilerle oluşturulmuştur. Denklem 5.9'da verilen Coulomb sürtünme modelinde verilen statik sürtünme değeri (Γ_c), DC motorlara PWM giriş sinyali uygulandığında motorlar, eşik değer olarak kabul edilen statik sürtünme değerini (Γ_c) aşana kadar hareket edemezler. Coulomb sürtünmesi ve eş değeri ölü bölge modeli Şekil 5.8'de verilmiştir.



Şekil 5.8 Coulomb sürtünmesi ve eş değeri ölü bölge modeli

Statik sürtünmeyi tanımlamak için Şekil 5.8'de verilen Γ_c eşik değeri deneysel olarak üç adımda belirlenir. Birinci adımda DC motorların hız yanıt verilerinde sıfır olmayan değişim noktaları tespit edilir. İkinci adımda her bir değişim noktasına karşılık gelen DC motorlara uygulanan kontrol giriş değerleri belirlenir ve üçüncü adımda ise her bir kontrol girdisinin ortalama değeri hesaplanır. Bu deneysel süreçler ile elde edilen Hammerstein-Wiener modeli, simülasyon ve kontrol tasarımı amaçları için kullanılır.

5.4 DC Motor Parametreleri

DC motor dinamiklerini temsil eden birinci derece ve sürekli zaman transfer fonksiyonunun parametreleri (A_m ve B_m) sistem tanıma yöntemi ile elde edilirken, DC motorların sürtünme modeli oluşturulurken (Γ_{coul}) ve DC motorların ölü bölgesi belirlenirken deneysel çalışmalardan elde edilen verilerden yararlanılmıştır. DC motor dinamiklerini temsil eden transfer fonksiyonu ($G(s)$), bilinmeyen model parametreleri olan A_m ve B_m parametrelerinden oluşur. A_m ve B_m parametreleri,

Matlab programında bulunan sistem tanıma araç kutusu kullanılarak elde edilmiştir. A_m ve B_m parametrelerinin en uygun değerleri, sistem tanıma araç kutusu kullanılarak en uygun optimizasyon işleminden sonra elde edilen değerlerdir.

2-DOF akıllı bardak sisteminin iç döngü kontrolü olan DC motorların konum kontrolleri yapılırken DC motorlara uygulanan referans girişlerin gerçek zamanlı olarak takip edilebilmesi için DC motor parametre belirsizliklerine ve DC motor ataletlerindeki değişime karşı dayanıklı olması gerekmektedir. Sistemin iç döngü kontrolü olan DC motor konum kontrolünün doğru yapılabilmesi için DC motor dinamiklerini temsil eden parametrelerin doğru bulunmuş olması gerekmektedir. Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların sırasıyla ϕ ve ψ açılarını oluşturabilmesi için DC motorların dinamiklerini temsil eden ve deneysel çalışmalardan elde edilen veriler kullanılarak sistem tanıma yöntemi ile bulunan A_m ve B_m parametreleri, deneysel çalışmalardan elde edilen statik sürtünme değerleri (Γ_c) ve satürasyon aralıkları Tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1 DC motorların deneysel veriler ve sistem tanıma ile elde edilen parametre değerleri

DC Motor Konum Açısı Sembolü	A_m	B_m	Γ_c	Satürasyon Aralığı
ϕ	0.4912	18.75	245	± 719
ψ	0.5434	24.2	230	± 719

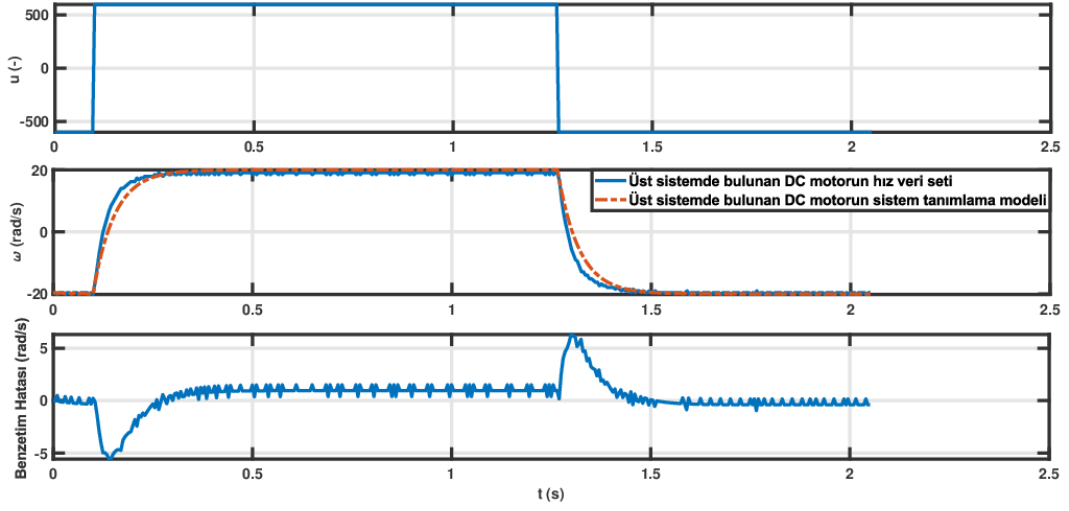
Bir DC motorun tipik bir mıknatıslanma eğrisinden oluşan grafik, manyetik alan gücü ve manyetik akı arasındaki ilişkiyi gösterir. 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorlar için deneysel çalışmalar yapılarak elde edilen giriş ve çıkış çiftleri kullanılarak DC motorların indirgenmiş modeli kullanılarak bir mıknatıslanma eğrisi elde edilmiştir. Giriş çıkış çifti olarak üretilen ve DC motorlara uygulanan PWM sinyal ve her bir PWM sinyal değerine karşılık DC motorların ürettiği hız değerleri kullanılarak elde edilen giriş ve çıkış çiftleri kullanılarak DC motorların dinamiklerinin karakterizasyonu yapılmıştır. Şekil 5.5’te verilen ve doğrusal olmayan bu karakteristik ilişki, PWM değerleri sıfıra yakın olduğunda sürtünme etkilerini içeren doğrusal bir eğriye, kontrol sinyalinin izin verilen değerleriyle doğrusal bir bölgeye ve son olarak bir satürasyon bölgesine yaklaştırılabilir. Satürasyon başlangıç noktası, deneysel platformun donanım hesaplama sınırlamalarına karşılık gelen maksimum değer PWM=719 olarak dikkate alınmıştır. 2-DOF akıllı sistemin iç döngü kontrolünü oluşturan DC motorların konum kontrolü yapılırken konum kontrolörünün mevcut lineer bölgede çalışması başlangıçtaki DC motorların sürtünmelerini mümkün olduğunca telafi etmesi için sürtünmeyi telafi edecek ekstra bir sürtünme telafi terimi kullanması veya iç döngü olan DC motor konum kontrolcü tasarımı yapılırken bu doğrusal

olmayan duruma karşı dayanıklı yüksek kazançlı kapalı döngü kontrolcülerin tasarlanması kriterlerine dikkat edilmelidir. Ayrıca tasarlanan kontrolcü belirtilen satürasyon limitlerini aşmamalı ve DC motorların açısal hızı sıfıra yaklaştıkça sistem sürtünme etkilerine karşı dayanıklı olmalıdır.

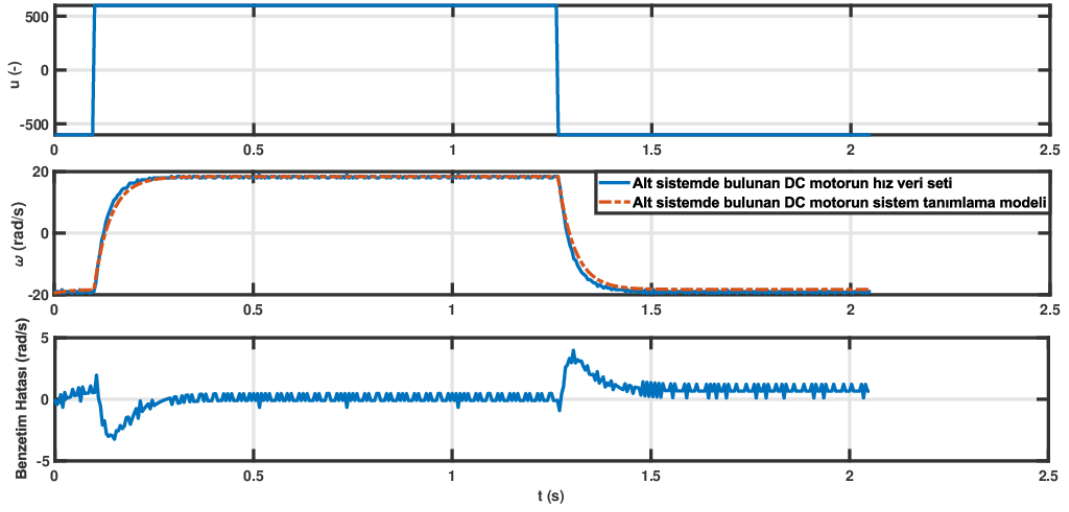
5.4.1 Sistem Tanıma Yaklaşımı ile Bulunan DC Motor Modellerinin Doğrulanması

Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların dinamiklerini temsil eden transfer fonksiyon modelleri bulunurken yararlanılan sistem tanıma yaklaşımında kullanılan ve gerçek zamanlı testlerden elde edilen 12 farklı genlikli (200, 250, 300, 350, 400, 450, 500, 550, 600, 650, 700 ve 719) giriş sinyallerinden oluşan kümeden 600 genlik değerine sahip giriş sinyali seçilerek sistem tanıma yaklaşımı için performans analizleri yapılmıştır. Sistem tanıma yaklaşımı ile bulunan DC motor modellerinin gerçek zamanlı testler ile elde edilen DC motor hız verileri ile örtüşme oranları belirlenerek kullanılan sistem tanıma yaklaşımının performansı ölçülmüştür. Doğruluk ve benzetim oranlarının analizinin yapılabilmesi için üst ve alt sistemde bulunan DC motorlara uygulanan 600 genlik değerine sahip giriş sinyallerine karşı üretilen DC motor hız verilerinin ve bu veri setleri kullanılarak elde edilen sistem tanıma modellerinin benzetim ve aralarında oluşan benzetim hatalarının hız cinsinden verilmesi Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da sırasıyla verilmiştir.

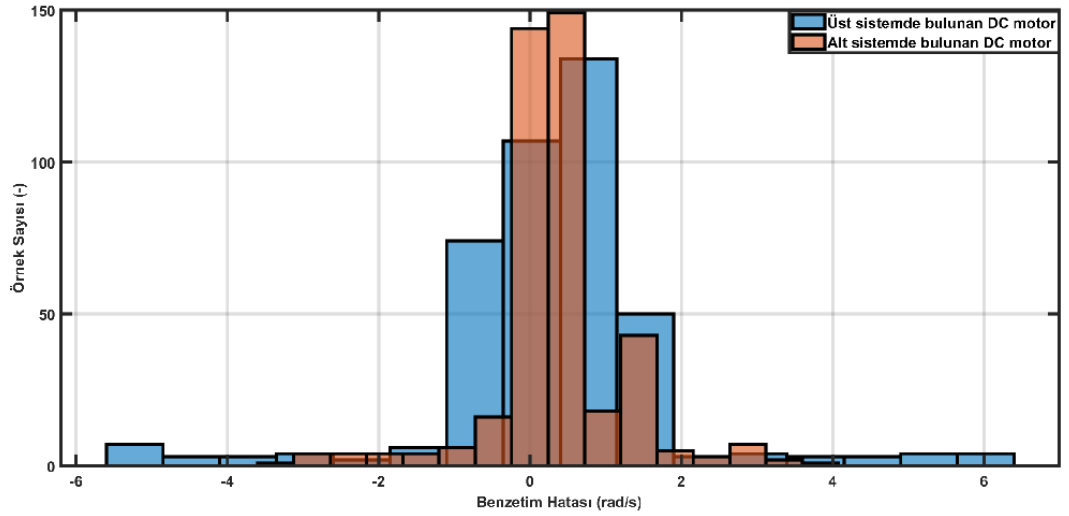
Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da verilen grafikler kullanılarak sistemde bulunan DC motorların ve sistem tanıma modellerinin arasındaki hız hatalarının ortalaması ve varyansı hesaplanır. Ayrıca DC motor dinamiklerinin temsil eden sistem tanıma modellerinin başarı oranları belirlenir. Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların gerçek zamanlı hız veri kümesinden seçilerek kullanılan 600 genlikli giriş için gerçek hız veri setleri ve sistem tanıma modelleri arasındaki hata dağılımlarının hız cinsinden histogramı Şekil 5.11'de verilmiştir.



Şekil 5.9 Üst sistemde bulunan DC motor için model validasyonu



Şekil 5.10 Alt sistemde bulunan DC motor için model validasyonu



Şekil 5.11 Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların model validasyon hata dağılımları

Şekil 5.11’de verilen histograma göre üst ve alt sistemde bulunan DC motorların gerçek zamanlı hız veri kümesinden seçilerek kullanılan 600 genlikli giriş için gerçek hız veri setleri ve sistem tanıma modelleri arasındaki ortalama hız hatası, hız hatasının varyansı ve sistem tanıma başarı oranları Tablo 5.2’de verilmiştir. Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların sistem tanıma başarı oranları Denklem 5.18’de verilen başarı oranı hesaplama formülü kullanılarak bulunmuştur.

$$\text{Sistem Tanıma Başarı Oranı (\%)} = \left(1 - \frac{\sum_{t=1}^N |y_t - \hat{y}_t|}{\sum_{t=1}^N |y_t|} \right) \times 100 \quad (5.18)$$

Denklem 5.18’de verilen y_t terimi, DC motorun t zamanındaki gerçek hız verisini, $\hat{y}_t$ terimi, t zamanındaki model tarafından tahmin edilen hız verisini ve N terimi ise toplam veri noktası sayısını ifade etmektedir.

Tablo 5.2 Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların model validasyon performans analizleri

DC Motor Hız Sembolü	Ortalama Hız Hatası (rad/s)	Hız Hatasının Standart Sapması (rad/s)	Sistem Tanıma Başarı Oranı (%)
ϕ	0.43	1.53	81
ψ	0.34	0.88	84

Tablo 5.2’de elde edilen sonuçlar üst ve alt sistemde bulunan DC motorların gerçek hız ve model arasındaki hız kontrol performanslarının iyi olduğunu ve sistem tanıma yaklaşımının doğruluk performanslarının yüksek olduğunu göstermektedir.

İÇ DÖNGÜ: DC MOTORUN KONUM KONTROLÜ

DC motorlar, proses otomasyon sistemleri, endüstriyel sistemler ve robotik alanlar dahil olmak üzere çeşitli elektromekanik uygulamalarda kullanılmaktadır. DC motorlar için gerekli model tabanlı kontrol tasarımının yapılabilmesi, DC motor dinamiğinin modellenebilmesi ve modelde bulunan parametrelerin tanımlanabilmesine bağlıdır. Geleneksel ve geleneksel olmayan kontrol yöntemlerinde görülen sistem dayanıklılığı, istenmeyen dış etkiler ve istenen yörünge takibi gibi sorunlar, bilimsel ve mühendislik alanlarında dikkat çeken ve üzerinde çalışmalar yapılan konulardandır [106, 107].

2-DOF akıllı bardak sisteminde yüksek performans sağlamak ve bardağın uç nokta konumunu sabitleyebilmek için sistemde bulunan DC motorların konum kontrollerini gerçekleştiren kontrolcüler tarafından belirli koşullar yerine getirilmelidir. Kontrolcülerin bu koşulları yerine getirebilmesi için tasarım sırasında statik ve Coulomb sürtünme etkileri ile satürasyon aralıklarının dikkate alınması gereklidir. Ayrıca bardağın farklı olası konumlarından kaynaklanan atalet değişiklikleri, bardaktaki sıvı miktarı ve sistem belirsizliklerinden kaynaklanan bozulmalara karşı tasarlanan kontrolcünün dayanıklı olması gerekmektedir. Tasarlanan kontrolcü sayesinde, sistem yanıtlarının herhangi bir kalıcı hal hatası veya aşım olmadan, hızla değişen referansları hassas bir şekilde takip etmesi beklenmektedir. 2-DOF akıllı bardak sisteminde Parkinson hastasından gelen titreşim etkilerini sönmölemek için, sistemde bulunan IMU sensörlerinden ve DC motor enkoderlerinden gelen sinyalleri kullanan bir sensör sistemi bulunmaktadır.

Robotik cihazda bulunan bardağın konumlanması ve stabilizasyonu gerçekleştirilirken açısal konumu ayarlanabilen, aynı türden tek fazlı iki DC motorun konum kontrolü kullanılmıştır. Ayrıca DC motorların etkili hız ve konum kontrollerinin yapılabilmesi için sahip oldukları sınıflandırma türü göz önünde bulundurularak kontrol algoritmaları geliştirilmektedir. Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde akım ve tork dalgalanmalarının yanı sıra gürültünün azaltılmasını da içeren, dönüştürücü elektroniğinin performansını iyileştirmeyi

amaçlayan yenilikçi DC/DC buck güç dönüştürücü topolojileri üzerine çalışmalar yapıldığı görülmektedir. DC motor hız ve konumundaki doğrusal olmayan ve belirsiz durumları incelemek ve böylece kontrol edilen sistemin genel kararlılığını ve doğruluğunu artırmak için gelişmiş kontrol algoritmalarının önerildiği çalışmalar da mevcuttur [108].

Literatürde bulunan klasik kontrol teknikleri; model doğruluğu, hassas parametre tanımlama ve karmaşık ayarlama yöntemleri gerektirdiğinden bazı çalışmalarda uygulanabilirliği zorlaştırmaktadır. Klasik kontrol tekniklerindeki bu eksiklikleri giderebilmek için modern kontrol ve akıllı kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemlerle sistemin hal hatalarının azaltılması, yanıt sürelerinin iyileştirilmesi ve kontrolör kazanç ayarına duyarlılığın artırılması hedeflenmiştir. Geleneksel yöntemlerden biri olan Ziegler ve Nichols teknikleri, klasik oransal integral türev (Proportional Integral Derivative-PID) yaklaşımını kullanarak sistemin performans kriterlerini karşılamada yetersiz kalabilmektedir [109].

Bir sistemde istenen dayanıklı kontrol performansını elde edebilmek için doğru model oluşturma, parametre tahmini ve ayarlama yaklaşımları kullanılmaktadır. Literatürde sürtünme bozulmasına karşı dayanıklı ve hataların eklenmesi ile dinamik çıkışı yeniden oluşturabilen gözlemci tabanlı dayanıklı kontrol yöntemleri de önerilmektedir [110]. [110]'da yapılan çalışmada bir DC motor sisteminin durumlarını ve genel bozulmalarını tahmin edebilen indirgenmiş dereceli bir genişletilmiş durum gözlemcisi önerilmiştir. Bu çalışmada dayanıklılık ve kararlılığı sağlamak için Lyapunov kararlılık teorisi kullanılarak parametre ve yük torku değişikliklerinin etkilerini ortadan kaldıracak bir kontrol algoritması tasarlanmıştır.

Bir diğer çalışmada ise aktif bozulmayı azaltmayı hedefleyen kontrol yöntemini kullanan yüksek seviyeli programlama ile kontrol mimarisini basitleştirerek ve özel gözlemciler kullanarak sahada programlanabilir kapı dizileri (Field Programmable Gate Arrays-FPGA) gibi güçlü hesaplama sistemlerini kullanarak farklı bozulma türlerini yeniden oluşturmaktadır [111, 112]. Genelleştirilmiş oransal integral (Proportional Integral-PI) kontrolcüler, DC motor bozulmalarını daha kolay azaltabilen, sürtünmedeki değişikliklere daha az duyarlı olan ve hassas bir sürtünme modeli gerektirmeyen 2-DOF regülatörlerdir [113].

Ayrıca FPGA tabanlı kesirli dereceli kontrolcüler, çeşitli gereksinimleri karşılamak için daha fazla parametre kullanarak sistemin bozuculara ve belirsizliklere karşı dayanıklılığını artırmakta, böylelikle sistem performansının da artmasıyla birlikte güvenilir DC motor regülatörleri tasarımı için alternatif bir çözüm sunmaktadır.

Kesirli dereceli PID kontrolcülerinin tasarımı, tipik olarak frekans alanı performans özelliklerine dayanmaktadır.

Donanım ve hesaplama yeteneklerindeki gelişmeler, DC motor kontrollerinde adaptif ve öğrenme yöntemleri için çeşitli yapay zekâ tekniklerinin kullanılmasını mümkün kılmaktadır. Bu tekniklerden biri, buck DC/DC dönüştürücüler için kullanılan uyarlanabilir geri adımlamalı kontrol yöntemidir. Bu yöntemde optimum kontrol parametrelerini belirlemek için bulanık mantık kontrolü kullanılmaktadır [114]. Hız kontrolü, en iyi PID kazançlarını belirlemek ve geleneksel PID ayarlamasının sınırlamalarının üstesinden gelmek için genetik algoritmaların kullanılmasıyla sağlanabilmektedir [115].

Ayrıca parçacık sürü optimizasyonu (Particle Swarm Optimization-PSO) algoritmaları, insansız hava araçlarının konum ve davranış izleme kontrolü için etkili bir şekilde kullanılan kesirli dereceli PID parametrelerini ayarlamak için yapılan araştırmalarda da yer almaktadır [116, 117]. PSO optimizasyon yaklaşımının kontrol performansı açısından geleneksel ayarlama yöntemlerinden daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür [118].

Yapay sinir ağları ve bulanık mantık ile bulanık mantık ve sürü kontrol yöntemlerinin bir kombinasyonu kullanılarak DC motor kontrol yöntemlerinde kontrol performanslarını iyileştirmek için çeşitli ayarlama yöntemleri geliştirilmiştir [119].

2-DOF akıllı bardak sistemi deneysel platform olma özelliğine sahip olup bardağın uç nokta konum regülasyonu için gerekli iç döngüde sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için farklı kontrolcüler tasarlanmış ve deneysel platformda gerçek zamanlı uygulama yapılarak tasarlanan kontrolcülerin performansları kıyaslanmıştır. Daha sonra 2-DOF akıllı bardağın dış döngü kontrolünün yapılabilmesi için iç döngü de performans, takip ve dayanıklılık kriterleri bakımından en iyi sonuçları sağlayan kontrolcünün seçimi yapılmıştır.

6.1 İç Döngü: Kontrolcü Tasarım Yöntemleri

2-DOF akıllı bardakta üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için gerekli kontrolcü tasarımı yapılırken aşağıda maddeler halinde verilen tasarım kriterlerine dikkat edilmiştir.

- Tasarlanacak kontrolcü mümkün olduğunca istenen yörüngeyi takip etmeli ve sistemdeki sürtünme etkilerini telafi etmelidir.

- Sistem yanıtının oturma zamanı çok kısa olmalı ve kalıcı hal hatası ile aşımı sıfıra yakın olmalıdır.
- Sistem yanıtının hiçbir aşımın olmadığı ve oturma zamanının en kısa olduğu kritik sönümlü yanıt olması istenilmiştir.

Üst ve alt sistemde bulunan DC motorların dinamiklerini temsil eden gerçek zamanlı hız verilerinden yararlanılarak gerçekleştirilen sistem tanıma yaklaşımı ile elde edilen dinamik modeller kullanılarak neredeyse sıfır kalıcı hal hatası ve kritik sönümlü sistem yanıtları elde edilmek istenilmiştir. Bu tür yanıtları elde edebilmek için aşağıda maddeler halinde verilenler dikkate alınmıştır.

- Kontrolcülere giriş sinyalleri (ψ , ϕ) olarak eklenen referans girişler, 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorları tüm frekans değerlerinde uyarmak amacıyla basamak girişler seçilip uygulanarak sistem performansının değerlendirilmesi sağlanmıştır.
- Coulomb sürtünmesi ve motor satürasyon limitleri dahil olmak üzere motor parametrelerinin tanımlanması yapılmıştır (Tablo 5.1).
- Sistemdeki sürtünme etkilerinin mümkün olduğunca telafi edilmesi için ekstra bir Coulomb telafi terimi kullanılarak veya yüksek kazançlı bir kapalı döngü kontrolcü aracılığı ile gerçekleştirilmelidir.
- Satürasyon, kuantizasyon ve redüktör boşluğu (histerezis) etkileri bulularak tasarım, modelleme ve simülasyon çalışmalarında dikkate alınmıştır.
- Kontrol edilen sistem kutupları, imajiner eksenden mümkün olduğunca uzakta olmalı ve karmaşık düzlemin sol tarafına yerleştirilerek hızlı bir sistem tepkisi elde edilmelidir. Ancak deneysel platformun örnekleme süresi ve DC motorların satürasyon aralıkları kutupların orijinden uzaklığını sınırlamaktadır.
- Kutup ve sıfır iptal edilirken sıfırların sol yarı düzlemde olmasına ve iptal edilecek kutuplar ile örtüşmesine önem verilmiştir. Bu sayede kutup ve sıfır farklılıklarından oluşması beklenen üst aşımın önlenmiş olmaktadır.

Hızlı iç kontrol döngülerine duyulan ihtiyaç nedeniyle DC motorların konumlandırmaları kritik öneme sahiptir. Üst ve alt sistemde bulunan DC motorlar için oransal integral (Proportional Integral-PI), oransal integral-oransal türev (Proportional Integral-Proportional Derivative-(PI-PD)), 2-DOF PIV, PID

ve cebirsel PID olmak üzere beş farklı kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan beş farklı kontrolcülerin gerçek zamanlı yanıtları ile simülasyon sonuçları karşılaştırılarak performans değerlendirilmesi yapılmıştır. Bu performans kriterlerinin değerlendirme sonuçlarına bakılarak 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için gerekli iç döngü kontrolcü seçimi yapılmıştır.

Kapalı döngü transfer fonksiyonu, Denklem 6.1’de verilen eşitlikte $M(s)$ terimi ile ifade edilmiştir. $M(s)$ terimi, DC motor dinamiklerinden ve regülatörlerden oluşmaktadır. ψ^* ve ϕ^* terimleri istenen girişleri, ψ ve ϕ terimleri ise bardağın konumları olan çıkışları temsil etmektedir. Referans ve gerçek konum arasındaki ilişki $N(s)$ ve $D(s)$ genelleştirilmiş polinomlar kullanılarak ifade edilmiştir. Bu genel ifade, DC motorların dinamiklerini kullanılan kontrolcü konfigürasyonu etrafında şekillenerek belirli mertebeden pay ve paydadana oluşan transfer fonksiyonu çiftleri şeklinde ifade edilecektir [81, 103].

$$M(s) = \frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n}{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}, \quad n \leq m \quad (6.1)$$

Denklem 6.2’de verilen ifade ise sistemin DC kazancını, yani sıfır frekansındaki kazancını ifade eder. Bu kazancın 1 olması sistemin giriş ve çıkış sinyallerinin sürekli rejimde aynı genlik aralığında olduğunu gösterir.

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{N(s)}{D(s)} \right) = 1 \quad (6.2)$$

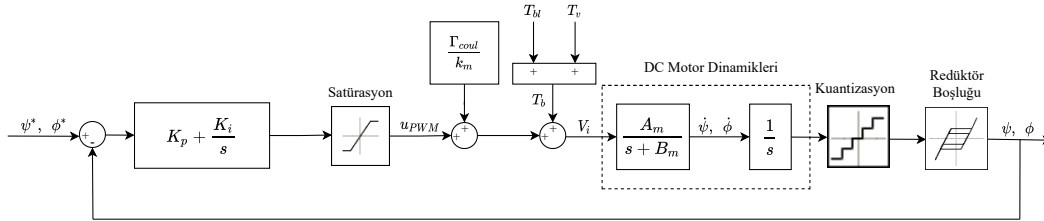
Ayrıca Denklem 6.3’te verilen ifade dördüncü bölümde elde edilen DC motorların dinamiklerini temsil eden transfer fonksiyonu modeli olup kontrol sistem tasarım süreçlerinde kullanılacaktır.

$$G(s) = \frac{A_m}{s^2 + B_ms} \quad (6.3)$$

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinin kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonlarındaki sistem kutupları, kutup atama yöntemi ile belirlenir ve bu kutuplar p terimi ile temsil edilir. Kutup atama terimi olan p , DC motorların konum kontrolleri için ilgili kontrolcülerin kapalı çevrim sistem davranışlarını belirleyen bir ifadedir [104].

6.1.1 PI Kontrolcü Tasarımı

Deneysel platform olan 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI kontrolcü, Şekil 6.1’de verilen blok diyagramı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.1’de verilen diyagramda DC motor konumlandırması yapılırken DC motor dinamikleri ve PI konum regülatöründen yararlanılmıştır [103].



Şekil 6.1 DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, PI konum regülatörü

DC motorların konum kontrolleri için gerekli PI kontrol tasarımı yapılırken Şekil 6.1’de verilen blok diyagramı kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem yanıtı Denklem 6.4’te verilmiştir.

$$\psi(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + B_m s}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + B_m s}\right)} \psi^*(s) \quad (6.4)$$

Denklem 6.4’te verilen kapalı çevrim sistem yanıtının düzenlenmiş hali Denklem 6.5’te verilmiştir.

$$\psi(s) = \frac{\left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + B_m s}\right)}{1 + \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + B_m s}\right)} \psi^*(s) \quad (6.5)$$

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI kontrolcü için kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem 6.6’da verilmiştir.

$$M(s) = \frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{A_m K_p s + A_m K_i}{s^3 + B_m s^2 + A_m K_p s + A_m K_i} \quad (6.6)$$

Denklem 6.6’da verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda payda için kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen üçüncü dereceden polinom açılımı Denklem 6.7’de verilmiştir.

$$(s + p)^3 = s^3 + 3ps^2 + 3p^2s + p^3 \quad (6.7)$$

Denklem 6.6’da verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda sistemin karakteristik denklemini temsil eden paydadaki ifade ile Denklem 6.7’de verilen ve kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen üçüncü dereceden polinom açılımının birbirine eşitlenmiş hali Denklem 6.8’de verilmiştir.

$$s^3 + B_ms^2 + A_mK_ps + A_mK_i = s^3 + 3ps^2 + p^2s + p^3 \quad (6.8)$$

Denklem 6.8’de verilen ifadede katsayılar birbirine eşitlenerek Denklem 6.9 ve Denklem 6.10 elde edilmiştir.

$$A_mK_p = 3p^2 \quad (6.9)$$

$$A_mK_i = p^3 \quad (6.10)$$

Denklem 6.9 ve Denklem 6.10’da verilen eşitlikler kullanılarak DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI kontrolcünün katsayıları sırasıyla Denklem 6.11 ve Denklem 6.12 olarak elde edilmiştir.

$$K_p = \frac{3p^2}{A_m} \quad (6.11)$$

$$K_i = \frac{p^3}{A_m} \quad (6.12)$$

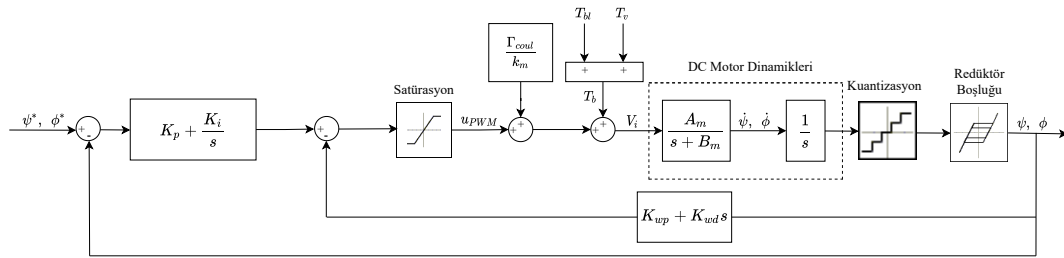
2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarımı yapılan PI kontrolcü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kritik sönümlü yanıtı için atanan uygun kutup değeri ve Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametreleri kullanılarak hesaplanan PI kontrolcü parametreleri ile örnekleme zamanı Tablo 6.1’de verilmiştir.

Tablo 6.1 DC motorların hareket kontrol parametreleri

DC Motorların Açısal Konum Sembolleri	K_p	K_i	p	T_s
ϕ	2442.997	16286.64	20	0.005
ψ	2208.318	14722.12	20	0.005

6.1.2 PI-PD Kontrolcü Tasarımı

Deneyisel platform olan 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI-PD kontrolcü, Şekil 6.2’de verilen blok diyagramı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.2’de verilen diyagramda DC motor konumlandırması yapılırken DC motor dinamikleri ve PI-PD konum regülatöründen yararlanılmıştır [120].



Şekil 6.2 DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, PI-PD konum regülatörü

DC motorların konum kontrolleri için gerekli PI-PD kontrol tasarımı yapılırken Şekil 6.2’de verilen blok diyagramı kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem yanıtı Denklem 6.13’te verilmiştir.

$$\psi(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + (A_m K_{wd} + B_m)s + A_m K_{wp}}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + (A_m K_{wd} + B_m)s + A_m K_{wp}}\right)} \psi^*(s) \quad (6.13)$$

Denklem 6.13’te verilen kapalı çevrim sistem yanıtının düzenlenmiş hali Denklem 6.14’te verilmiştir.

$$\psi(s) = \frac{\left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + (A_m K_{wd} + B_m)s + A_m K_{wp}}\right)}{1 + \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + (A_m K_{wd} + B_m)s + A_m K_{wp}}\right)} \psi^*(s) \quad (6.14)$$

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI-PD kontrolcü için kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem 6.15’te verilmiştir.

$$M(s) = \frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{A_m K_p s + A_m K_i}{s^3 + (A_m K_{wd} + B_m) s^2 + (A_m K_{wp} + A_m K_p) s + A_m K_i} \quad (6.15)$$

Denklem 6.15'te verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda hem pay hem de payda için kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen birinci ve üçüncü dereceden polinom açılımıyla oluşan ifade Denklem 6.16'da verilmiştir.

$$M(s) = \frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{s + p}{(s + p)^3} = \frac{s + p}{s^3 + 3ps^2 + 3p^2s + p^3} \quad (6.16)$$

Denklem 6.15'te verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonu ile Denklem 6.16'da verilen ve kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen polinom açılımıyla oluşan ifadenin hem pay hem de payda için birbirine eşitlenmiş halleri sırasıyla Denklem 6.17 ve Denklem 6.18'de verilmiştir.

$$s + \frac{K_i}{K_p} = s + p \quad (6.17)$$

$$s^3 + (A_m K_{wd} + B_m) s^2 + (A_m K_{wp} + A_m K_p) s + A_m K_i = s^3 + 3ps^2 + 3p^2s + p^3 \quad (6.18)$$

Denklem 6.17 ve Denklem 6.18'de verilen ifadelerde katsayılar birbirine eşitlenerek Denklem 6.19, Denklem 6.20, Denklem 6.21 ve Denklem 6.22 elde edilmiştir.

$$A_m K_{wd} + B_m = 3p \quad (6.19)$$

$$A_m (K_{wp} + K_p) = 3p^2 \quad (6.20)$$

$$A_m K_i = p^3 \quad (6.21)$$

$$\frac{K_i}{K_p} = p \quad (6.22)$$

Denklem 6.19, Denklem 6.20, Denklem 6.21 ve Denklem 6.22'de verilen eşitlikler kullanılarak DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI-PD kontrolcünün katsayıları sırasıyla Denklem 6.23, Denklem 6.24, Denklem 6.25 ve Denklem 6.26

olarak elde edilmiştir.

$$K_i = \frac{p^3}{A_m} \quad (6.23)$$

$$K_p = \frac{p^2}{A_m} \quad (6.24)$$

$$K_{wp} = \frac{2p^2}{A_m} \quad (6.25)$$

$$K_{wd} = \frac{3p - B_m}{A_m} \quad (6.26)$$

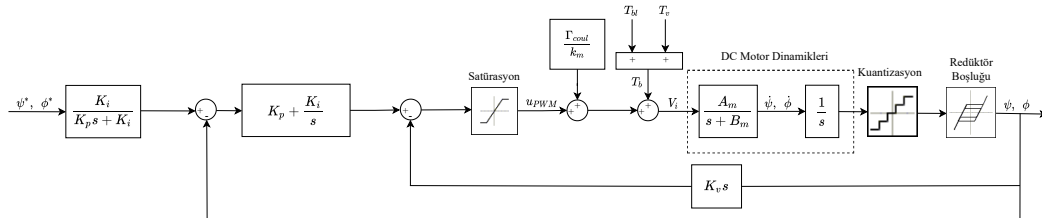
2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarımı yapılan PI-PD kontrolcü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kritik sönümlü yanıtı için atanan uygun kutup değeri ve Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametreleri kullanılarak hesaplanan PI-PD kontrolcü parametreleri ile örnekleme zamanı Tablo 6.2’de verilmiştir.

Tablo 6.2 DC motorların hareket kontrol parametreleri

DC Motorların Açısal Konum Sembolleri	K_p	K_i	K_{wp}	K_{wd}	p	T_s
ϕ	458.0619	6870.928	916.1238	53.44056	15	0.005
ψ	414.0596	6209.7516	828.1192	38.27751	15	0.005

6.1.3 2-DOF PIV Kontrolcü Tasarımı

Deneysel platform olan 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcü, Şekil 6.3’te verilen blok diyagramı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.3’te verilen diyagramda DC motor konumlandırması yapılırken DC motor dinamikleri ve 2-DOF PIV konum regülatöründen yararlanılmıştır [55, 121].



Şekil 6.3 DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, 2-DOF PIV konum regülatörü ve ileri besleme terimi

DC motorların konumlandırmaları için tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcü, DC motorların açısal hızlarının doğru bir şekilde tahmin edilmesini gerektirmektedir. 2-DOF PIV kontrolcünde gürültü sinyallerini ve hataları artıran hız kazancı sorunu

Denklem 6.27’de verilen alçak geçiren filtre transfer fonksiyonu kullanılarak çözülmüştür.

$$F_c(s) = \frac{K_i}{K_p s + K_i} \quad (6.27)$$

DC motorların konum kontrolleri için gerekli 2-DOF PIV kontrol tasarımı yapılırken Şekil 6.3’te verilen blok diyagramı kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem yanıtı Denklem 6.28’de verilmiştir.

$$\psi(s) = \left[\frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s + A_m K_v + B_m}\right) \left(\frac{1}{s}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s + A_m K_v + B_m}\right) \left(\frac{1}{s}\right)} \right] \left[\frac{K_i}{K_p s + K_i} \right] \psi^*(s) \quad (6.28)$$

Denklem 6.28’de verilen kapalı çevrim sistem yanıtının düzenlenmiş hali Denklem 6.29’da verilmiştir.

$$\psi(s) = \left[\frac{A_m (K_p s + K_i)}{s^3 + (A_m K_v + B_m) s^2 + A_m K_p s + A_m K_i} \right] \left[\frac{K_i}{K_p s + K_i} \right] \psi^* \quad (6.29)$$

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcü için kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem 6.30’da verilmiştir.

$$M(s) = \frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{A_m K_i}{s^3 + (A_m K_v + B_m) s^2 + A_m K_p s + A_m K_i} \quad (6.30)$$

Denklem 6.30’da verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda hem pay hem de payda için kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen polinom açılım ifadesi Denklem 6.31’de verilmiştir.

$$M(s) = \frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{p^3}{(s + p)^3} = \frac{p^3}{s^3 + 3ps^2 + 3p^2s + p^3} \quad (6.31)$$

Denklem 6.30’da verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda sistemin karakteristik denklemini temsil eden paydadaki ifade ile Denklem 6.31’de verilen ve kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen üçüncü dereceden polinom açılımının birbirine eşitlenmiş hali Denklem 6.32’de verilmiştir.

$$s^3 + (A_m K_v + B_m) s^2 + A_m K_p s + A_m K_i = s^3 + 3ps^2 + 3p^2 s + p^3 \quad (6.32)$$

Denklem 6.31 ve Denklem 6.32’de verilen ifadelerde katsayılar birbirine eşitlenerek Denklem 6.33, Denklem 6.34 ve Denklem 6.35 elde edilmiştir.

$$A_m K_v + B_m = 3p \quad (6.33)$$

$$A_m K_p = 3p^2 \quad (6.34)$$

$$A_m K_i = p^3 \quad (6.35)$$

Denklem 6.33, Denklem 6.34 ve Denklem 6.35’te verilen eşitlikler kullanılarak DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcünün katsayıları sırasıyla Denklem 6.36, Denklem 6.37 ve Denklem 6.38 olarak elde edilmiştir.

$$K_i = \frac{p^3}{A_m} \quad (6.36)$$

$$K_p = \frac{3p^2}{A_m} \quad (6.37)$$

$$K_v = \frac{3p - B_m}{A_m} \quad (6.38)$$

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarımı yapılan 2-DOF PIV kontrolcü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kritik sönümlü yanıtı için atanan uygun kutup değeri ve Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametreleri kullanılarak hesaplanan 2-DOF PIV kontrolcü parametreleri ile örnekleme zamanı Tablo 6.3’te verilmiştir.

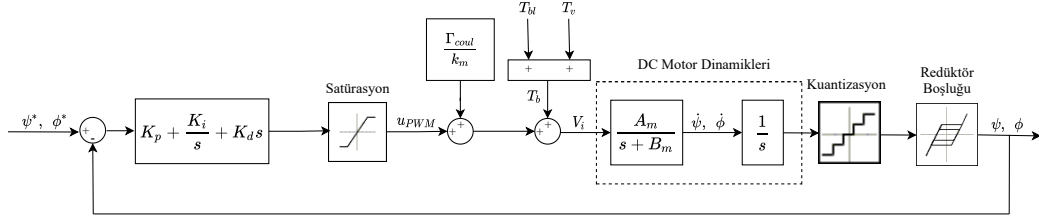
Tablo 6.3 DC motorların hareket kontrol parametreleri

DC Motorların Açısal Konum Sembolleri	K_p	K_i	K_v	p	T_s
ϕ	9771.987	130293.2	206.1279	40	0.005
ψ	8833.272	117777	176.2974	40	0.005

6.1.4 PID Kontrolcü Tasarımı

Deneyisel platform olan 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PID kontrolcü, Şekil 6.4’te verilen blok diyagramı

kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.4'te verilen diyagramda DC motor konumlandırması yapılırken DC motor dinamikleri PID konum regülatöründen yararlanılmıştır [122].



Şekil 6.4 DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, PID konum regülatörü

DC motorların konum kontrolleri için gerekli PID kontrol tasarımı yapılırken Şekil 6.4'te verilen blok diyagramı kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem yanıtı Denklem 6.39'da verilmiştir.

$$\psi(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + B_m s}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + B_m s}\right)} \psi^*(s) \quad (6.39)$$

Denklem 6.39'da verilen kapalı çevrim sistem yanıtının düzenlenmiş hali Denklem 6.40'ta verilmiştir.

$$\psi(s) = \frac{\left(\frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + B_m s}\right)}{1 + \left(\frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s}\right) \left(\frac{A_m}{s^2 + B_m s}\right)} \psi^*(s) \quad (6.40)$$

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PID kontrolcü için kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem 6.41'de verilmiştir.

$$M(s) = \frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{A_m K_d s^2 + A_m K_p s + A_m K_i}{s^3 + (A_m K_d + B_m) s^2 + A_m K_p s + A_m K_i} \quad (6.41)$$

Denklem 6.41'de verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda payda için kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen üçüncü dereceden polinom açılımı Denklem 6.42'de verilmiştir.

$$(s + p)^3 = s^3 + 3ps^2 + 3p^2s + p^3 \quad (6.42)$$

Denklem 6.41’de verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda sistemin karakteristik denklemini temsil eden paydadaki ifade ile Denklem 6.42’de verilen ve kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen üçüncü dereceden polinom açılımının birbirine eşitlenmiş hali Denklem 6.43’te verilmiştir.

$$s^3 + (A_m K_d + B_m) s^2 + A_m K_p s + A_m K_i = s^3 + 3ps^2 + 3p^2 s + p^3 \quad (6.43)$$

Denklem 6.43’te verilen ifadede katsayılar birbirine eşitlenerek Denklem 6.44, Denklem 6.45, ve Denklem 6.46 elde edilmiştir.

$$A_m K_i = p^3 \quad (6.44)$$

$$A_m K_p = 3p^2 \quad (6.45)$$

$$B + A_m K_d = 3p \quad (6.46)$$

Denklem 6.44, Denklem 6.45 ve Denklem 6.46’da verilen eşitlikler kullanılarak DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PID kontrolcünün katsayıları sırasıyla Denklem 6.47, Denklem 6.48 ve Denklem 6.49 olarak elde edilmiştir.

$$K_i = \frac{p^3}{A_m} \quad (6.47)$$

$$K_p = \frac{3p^2}{A_m} \quad (6.48)$$

$$K_d = \frac{3p - B_m}{A_m} \quad (6.49)$$

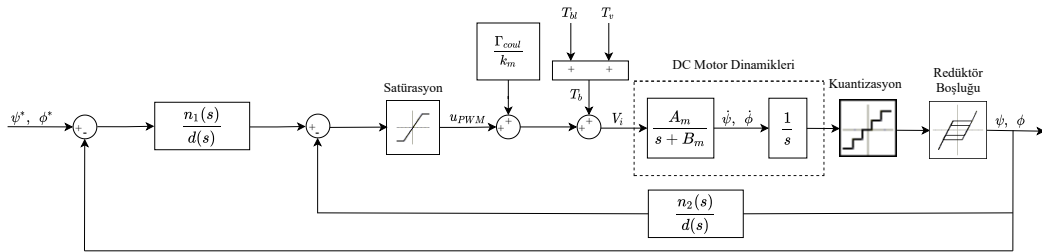
2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarımı yapılan PID kontrolcü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kritik sönümlü yanıtı için atanan uygun kutup değeri ve Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametreleri kullanılarak hesaplanan PID kontrolcü parametreleri ile örnekleme zamanı Tablo 6.4’te verilmiştir.

Tablo 6.4 DC motorların hareket kontrol parametreleri

DC Motorların Açısal Konum Sembolleri	K_p	K_i	K_d	p	T_s
ϕ	7481.678	87286.23	175.5904	35	0.005
ψ	6762.974	78901.37	148.6934	35	0.005

6.1.5 Cebirsel PID Kontrolcü Tasarımı

Deneyisel platform olan 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan cebirsel PID kontrolcü, Şekil 6.5'te verilen blok diyagramı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.5'te verilen diyagramda DC motor konumlandırması yapılırken DC motor dinamikleri ve cebirsel PID konum regülatöründen yararlanılmıştır [103].



Şekil 6.5 DC motor konumlandırma: DC motor dinamikleri, cebirsel PID konum regülatörü

DC motorların konum kontrolleri için gerekli cebirsel PID kontrol tasarımı yapılırken Şekil 6.5'te verilen blok diyagramı kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem yanıtı Denklem 6.50'de verilmiştir.

$$\psi(s) = \frac{\left(\frac{n_1(s)}{d(s)}\right) A_m}{s^2 + B_m s + \left(\frac{n_1(s)}{d(s)} + \frac{n_2(s)}{d(s)}\right) A_m} \psi^*(s) \quad (6.50)$$

Denklem 6.50'de verilen kapalı çevrim sistem yanıtının düzenlenmiş hali Denklem 6.51'de verilmiştir.

$$\psi(s) = \frac{n_1(s) A_m}{d(s) (s^2 + B_m s) + (n_1(s) + n_2(s)) A_m} \psi^*(s) \quad (6.51)$$

DC motorların konum kontrolleri için tasarımı yapılan cebirsel PID kontrolcü polinomları Denklem 6.52, Denklem 6.53 ve Denklem 6.54'te verilmiştir.

$$n_1(s) = K_{d_1} s^2 + K_{p_1} s + K_{i_1} \quad (6.52)$$

$$n_2(s) = K_{d_2} s^2 + K_{p_2} s + K_{i_2} \quad (6.53)$$

$$d(s) = s(s + L_c) \quad (6.54)$$

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan cebirsel PID kontrolcü için kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem 6.55'te verilmiştir.

$$\frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{(K_{d_1} s^2 + K_{p_1} s + K_{i_1}) A_m}{(s^2 + L_c s)(s^2 + B_m s) + (K_{d_1} s^2 + K_{p_1} s + K_{i_1} + K_{d_2} s^2 + K_{p_2} s + K_{i_2}) A_m} \quad (6.55)$$

Denklem 6.55'te verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda hem pay hem de payda için kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen ikinci ve dördüncü dereceden polinom açılımıyla oluşan ifade Denklem 6.56'da verilmiştir.

$$M(s) = \frac{\psi(s)}{\psi^*(s)} = \frac{(s + p)^2}{(s + p)^4} = \frac{s^2 + 2ps + p^2}{s^4 + 4ps^3 + 6p^2s^2 + 4p^3s + p^4} \quad (6.56)$$

Denklem 6.55'te verilen kritik sönümlü sistem yanıtına eşitlenen kapalı çevrim transfer fonksiyonu ile Denklem 6.56'da verilen ve kutup atama yöntemi kullanılarak elde edilen polinom açılımıyla oluşan ifadenin hem pay hem de payda için birbirine eşitlenmiş halleri sırasıyla Denklem 6.57 ve Denklem 6.58'de verilmiştir.

$$s^2 + \frac{K_{p_1}}{K_{d_1}} s + \frac{K_{i_1}}{K_{d_1}} = s^2 + 2ps + p^2 \quad (6.57)$$

Denklem 6.58'de verilen ifadede dördüncü dereceden polinom açılımından yararlanılmıştır.

$$\begin{aligned} s^4 + (B_m + L_c) s^3 + (A_m K_{d_1} + A_m K_{d_2} + B_m L_c) s^2 + (K_{p_1} + K_{p_2}) A_m s + \\ + (K_{i_1} + K_{i_2}) A_m = s^4 + 4ps^3 + 6p^2s^2 + 4p^3s + p^4 \end{aligned} \quad (6.58)$$

Denklem 6.57 ve Denklem 6.58'de verilen ifadelerde katsayılar birbirine eşitlenerek

Denklem 6.59, Denklem 6.60, Denklem 6.61, Denklem 6.62, Denklem 6.63 ve Denklem 6.64 elde edilmiştir.

$$B_m + L_c = 4p \quad (6.59)$$

$$A_m K_{d1} + A_m K_{d2} + B_m L_c = 6p^2 \quad (6.60)$$

$$(K_{p1} + K_{p2})A_m = 4p^3 \quad (6.61)$$

$$(K_{i1} + K_{i2})A_m = p^4 \quad (6.62)$$

$$\frac{K_{p1}}{K_{d1}} = 2p \quad (6.63)$$

$$\frac{K_{i1}}{K_{d1}} = p^2 \quad (6.64)$$

Denklem 6.59, Denklem 6.60, Denklem 6.61, Denklem 6.62, Denklem 6.63 ve Denklem 6.64'te verilen eşitlikler kullanılarak DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan cebirsel PID kontrolcünün katsayıları sırasıyla Denklem 6.65, Denklem 6.66, Denklem 6.67, Denklem 6.68, Denklem 6.69, Denklem 6.70 ve Denklem 6.71 olarak elde edilmiştir.

$$K_{d1} = \frac{p^2}{A_m} \quad (6.65)$$

$$K_{d2} = \frac{5p^2}{A_m} + \frac{(B_m - 4p)B_m}{A_m} \quad (6.66)$$

$$L_c = 4p - B_m \quad (6.67)$$

$$K_{p1} = \frac{2p^3}{A_m} \quad (6.68)$$

$$K_{p2} = \frac{2p^3}{A_m} \quad (6.69)$$

$$K_{i1} = \frac{p^4}{A_m} \quad (6.70)$$

$$K_{i2} = 0 \quad (6.71)$$

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarımı yapılan cebirsel PID kontrolcü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kritik sönümlü yanıtı için atanan uygun kutup değeri ve Tablo 5.1'de verilen sistem tanıma parametreleri kullanılarak hesaplanan cebirsel PID kontrolcü parametreleri ile örnekleme zamanı Tablo 6.5'te verilmiştir.

Tablo 6.5 DC motorların hareket kontrol parametreleri

DC Motorların Açısal Konum Sembolleri	K_{d_1}	K_{p_1}	K_{i_1}	K_{d_2}	K_{p_2}	K_{i_2}	L_c	p	T_s
ϕ	5504.886	572508.1	14885211.7	20300.41	572508.1	0	189	52	0.005
ψ	4976.077	517512	13455311.7	16694.96	517512	0	184	52	0.005

6.2 İç Döngü: Sistemde Bulunan DC Motorların Konum Kontrolleri İçin Tasarlanan PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID Kontrolcüler Altında Sistemin Routh-Hurwitz Kararlılık Analizi

Doğrusal zamanla değişmeyen (LTI) sistemlerde kararlılık analizi yapılırken Routh-Hurwitz yönteminden yararlanılır. Routh-Hurwitz kararlılık analizi LTI sistemlerin karakteristik polinomunun köklerinin koordinat ekseninde sol yarı düzlemde olup olmadığını belirlemek için kullanılır. Sistemin karakteristik polinomunun tüm köklerinin gerçekte kısmı negatif olursa sistem kararlıdır.

Routh-Hurwitz kararlılık analizini uygulamak için aşağıda maddeler halinde verilen adımlar uygulanır.

- Sistemin karakteristik polinomunun belirlenmesi
- Routh-Hurwitz tablosunun oluşturulması
- Kararlılık analizinin yapılması

Bir sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydasının kökleri, genellikle ilgili sistemin karakteristik polinomudur. Karakteristik polinom ise genel olarak Denklem 6.72’de verilen ifade ile gösterilir.

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (6.72)$$

Denklem 6.72’de verilen ifadenin terimleri kullanılarak Routh-Hurwitz tablosunun genel hali Denklem 6.73’te verilen ifade şeklinde olacaktır.

$$\begin{array}{c|cccccc}
s^n & a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & a_{n-6} & \cdots & 0 \\
s^{n-1} & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & a_{n-7} & \cdots & 0 \\
s^{n-2} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & \cdots & 0 \\
s^{n-3} & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & \cdots & 0 \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
s^1 & z_1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\
s^0 & y_1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0
\end{array} \quad (6.73)$$

Denklem 6.73'te verilen genel Routh-Hurwitz tablosunun ilk iki satır hariç diğer satırlardaki tüm elemanları hesaplama yapılarak bulunacaktır. Denklem 6.73'te verilen genel Routh-Hurwitz tablosunun ilk sütununda bulunan tüm elemanlar pozitif ise sistem kararlı, ilk sütununda bulunan elemanlarından herhangi biri negatif veya sıfır ise sistem kararsız demektir [123].

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcüler için elde edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonları kullanılarak Routh-Hurwitz kararlılık analizi yapılmıştır. Sistemin iç döngü kontrolü için tasarlanan beş farklı kontrolcünün kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonu, Routh-Hurwitz kararlılık analizi yapılarak gerekli kutup atama performansı ile sistem yanıtının kararlı bölgede olduğu grafikler elde edilmiştir.

6.2.1 PI Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan beş farklı kontrolcüden biri olan PI kontrolcünün Routh-Hurwitz kararlılık analizi yapılırken sistemin kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası olan ve Denklem 6.74'te verilen karakteristik denklem kullanılmıştır.

$$P(s) = s^3 + B_m s^2 + A_m K_p s + A_m K_i \quad (6.74)$$

Denklem 6.74'te verilen A_m ve B_m terimleri sistemde bulunan DC motorların dinamiklerini temsil eden transfer fonksiyonların sistem tanıma yöntemi ile bulunan parametreleri olup Tablo 5.1'de verilmiştir. K_p ve K_i terimleri ise Tablo 6.1'de verilen PI kontrolcü kazançları olup kritik sönümlü yanıt ve kutup atama yöntemi ile bulunan değerlerdir.

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri

amacıyla tasarlanan PI kontrolcü altında sistemin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 6.75'te verilmiştir.

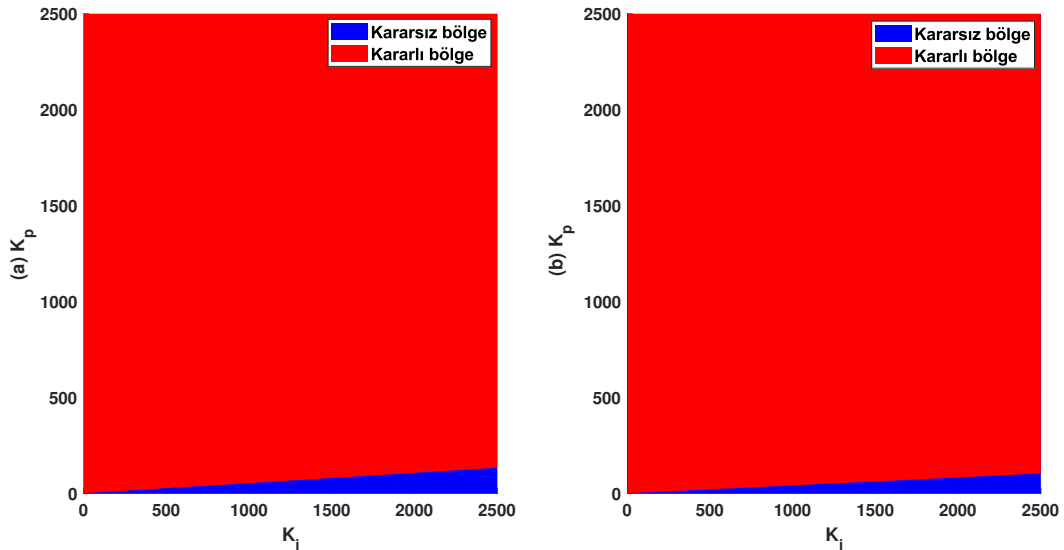
$$\begin{array}{c|cc} s^3 & 1 & A_m K_p \\ s^2 & B_m & A_m K_i \\ s^1 & \frac{A_m(B_m K_p - K_i)}{B_m} & 0 \\ 0 & A_m K_i & 0 \end{array} \quad (6.75)$$

Denklem 6.75'te verilen Routh-Hurwitz tablosuna göre sistemin PI kontrolcü altında kararlı olması için K_p ve K_i kontrolcü katsayılarının Denklem 6.76 ve Denklem 6.77'de verilen aralıkta olmaları gerekmektedir.

$$K_i > 0 \quad (6.76)$$

$$K_p > \frac{K_i}{B_m} \quad (6.77)$$

Tablo 5.1'de verilen sistem tanıma parametreleri dikkate alınarak üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI kontrolcü altında Denklem 6.76 ve Denklem 6.77'de verilen aralıklara göre sistemin kararsız ve kararlı oldukları bölgelerin gösterildiği grafikler sırasıyla Şekil 6.6a ve Şekil 6.6b'de verilmiştir.



Şekil 6.6 Üst (Şekil 6.6a) ve alt (Şekil 6.6b) sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI kontrolcü altında kararsız ve kararlı oldukları bölgeler

Denklem 6.76 ve Denklem 6.77'de verilen aralıklara ve Tablo 5.1'de verilen sistem

tanıma parametrelerine göre elde edilen Şekil 6.6a ve Şekil 6.6b'deki grafikler incelendiğinde üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI kontrolcü altında sistemin kararlı olduğu gözlemlenmektedir.

6.2.2 PI-PD Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan beş farklı kontrolcünden biri olan PI-PD kontrolcünün Routh-Hurwitz kararlılık analizi yapılırken sistemin kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası olan ve Denklem 6.78'de verilen karakteristik denklem kullanılmıştır.

$$P(s) = s^3 + (A_m K_{wd} + B_m) s^2 + (A_m K_{wp} + A_m K_p) s + A_m K_i \quad (6.78)$$

Denklem 6.78'de verilen K_{wd} , K_{wp} , K_p ve K_i terimleri, Tablo 6.2'de verilen PI-PD kontrolcü kazançları olup kritik sönümlü yanıt ve kutup atama yöntemi ile bulunan değerlerdir.

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri amacıyla tasarlanan PI-PD kontrolcü altında sistemin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 6.79'da verilmiştir.

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & 1 & A_m K_{wp} + A_m K_p \\ s^2 & A_m K_{wd} + B_m & A_m K_i \\ s^1 & \frac{(A_m K_{wp} + A_m K_p)(A_m K_{wd} + B_m) - A_m K_i}{(A_m K_{wd} + B_m)} & 0 \\ s^0 & A_m K_i & 0 \end{array} \quad (6.79)$$

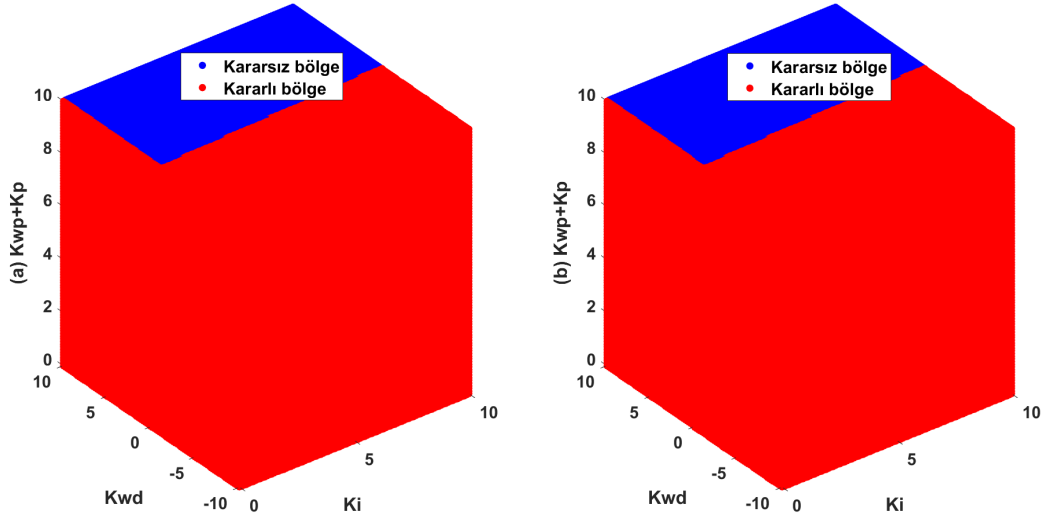
Denklem 6.79'da verilen Routh-Hurwitz tablosuna göre sistemin PI-PD kontrolcü altında kararlı olması için K_i ve K_{wd} terimleri ile $K_{wp} + K_p$ ifadesinin sırasıyla Denklem 6.80, Denklem 6.81 ve Denklem 6.82'de verilen aralıklarda olmaları gerekmektedir.

$$K_i > 0 \quad (6.80)$$

$$K_{wd} > -\frac{B_m}{A_m} \quad (6.81)$$

$$K_{wp} + K_p > \frac{K_i}{A_m K_{wd} + B_m} \quad (6.82)$$

Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametreleri dikkate alınarak üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI-PD kontrolcü altında Denklem 6.80, Denklem 6.81 ve Denklem 6.82’de verilen aralıklara göre sistemin kararsız ve kararlı oldukları bölgelerin gösterildiği grafikler sırasıyla Şekil 6.7a ve Şekil 6.7b’de verilmiştir.



Şekil 6.7 Üst (Şekil 6.7a) ve alt (Şekil 6.7b) sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI-PD kontrolcü altında kararsız ve kararlı oldukları bölgeler

Denklem 6.80, Denklem 6.81 ve Denklem 6.82’de verilen aralıklara ve Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametrelerine göre elde edilen Şekil 6.7a ve Şekil 6.7b’de verilen grafikler incelendiğinde üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PI-PD kontrolcü altında sistemin kararlı olduğu gözlemlenmektedir.

6.2.3 2-DOF PIV Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan beş farklı kontrolcünden biri olan 2-PIV kontrolcünün Routh-Hurwitz kararlılık analizi yapılırken sistemin kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası olan ve Denklem 6.83’te verilen karakteristik denklem kullanılmıştır.

$$P(s) = s^3 + (A_m K_v + B_m) s^2 + A_m K_p s + A_m K_i \quad (6.83)$$

Denklem 6.83’te verilen K_p , K_v ve K_i terimleri, Tablo 6.3’te verilen 2-DOF PIV kontrolcü kazançları olup kritik sönümlü yanıt ve kutup atama yöntemi ile bulunan değerlerdir.

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri amacıyla tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 6.84'te verilmiştir.

$$\begin{array}{c|cc}
 s^3 & 1 & A_m K_p \\
 s^2 & A_m K_v + B_m & A_m K_i \\
 s^1 & \frac{(A_m K_v + B_m) A_m K_p - A_m K_i}{A_m K_v + B_m} & 0 \\
 s^0 & A_m K_i & 0
 \end{array} \quad (6.84)$$

Denklem 6.84'te verilen Routh-Hurwitz tablosuna göre sistemin 2-DOF PIV kontrolcü altında kararlı olması için K_i , K_v ve K_p kontrolcü katsayılarının sırasıyla Denklem 6.85, Denklem 6.86 ve Denklem 6.87'de verilen aralıklarda olmaları gerekmektedir.

$$K_i > 0 \quad (6.85)$$

$$K_v > \frac{-B_m}{A_m} \quad (6.86)$$

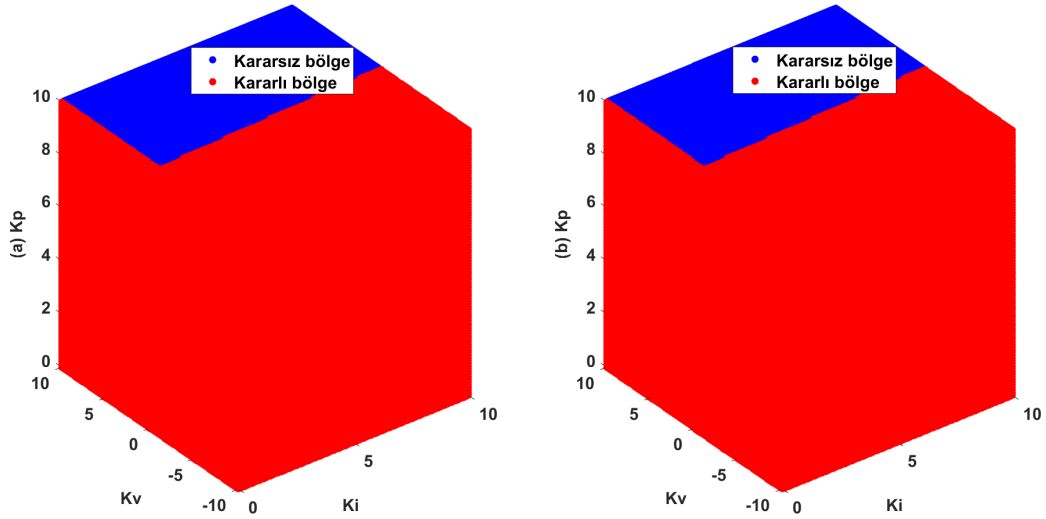
$$K_p > \frac{K_i}{A_m K_v + B_m} \quad (6.87)$$

Tablo 5.1'de verilen sistem tanıma parametreleri dikkate alınarak üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcü altında Denklem 6.85, Denklem 6.86 ve Denklem 6.87'de verilen aralıklara göre sistemin kararsız ve kararlı oldukları bölgelerin gösterildiği grafikler sırasıyla Şekil 6.8a ve Şekil 6.8b'de verilmiştir.

Denklem 6.85, Denklem 6.86 ve Denklem 6.87'de verilen aralıklara ve Tablo 5.1'de verilen sistem tanıma parametrelerine göre elde edilen Şekil 6.8a ve Şekil 6.8b'de verilen grafikler incelendiğinde üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin kararlı olduğu gözlemlenmektedir.

6.2.4 PID Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan beş farklı kontrolcünden biri olan PID kontrolcünün Routh-Hurwitz kararlılık analizi yapılırken sistemin kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası olan ve Denklem 6.83'te verilen karakteristik denklem kullanılmıştır.



Şekil 6.8 Üst (Şekil 6.8a) ve alt (Şekil 6.8b) sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan 2-DOF PIV kontrolcü altında kararsız ve kararlı oldukları bölgeler

$$P(s) = s^3 + (A_m K_d + B_m) s^2 + A_m K_p s + A_m K_i \quad (6.88)$$

Denklem 6.88’de verilen K_p , K_d ve K_i terimleri, Tablo 6.4’te verilen PID kontrolcü kazançları olup kritik sönümlü yanıt ve kutup atama yöntemi ile bulunan değerlerdir.

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri amacıyla tasarlanan PID kontrolcü altında sistemin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 6.89’da verilmiştir.

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & 1 & A_m K_p \\ s^2 & A_m K_d + B_m & A_m K_i \\ s^1 & \frac{(A_m K_d + B_m) A_m K_p - A_m K_i}{A_m K_d + B_m} & 0 \\ s^0 & A_m K_i & 0 \end{array} \quad (6.89)$$

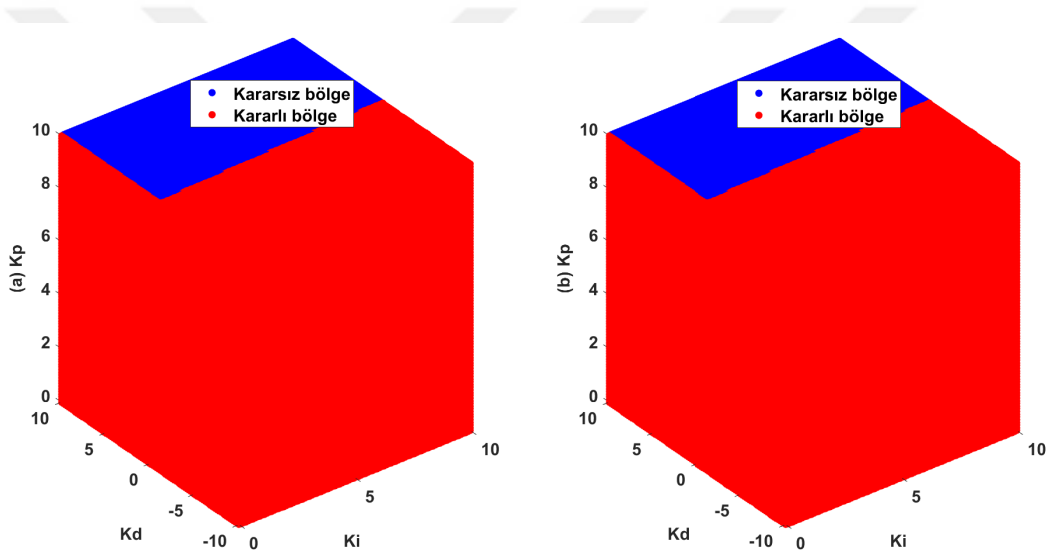
Denklem 6.89’da verilen Routh-Hurwitz tablosuna göre sistemin PID kontrolcü altında kararlı olması için K_i , K_d ve K_p kontrolcü katsayılarının sırasıyla Denklem 6.90, Denklem 6.91 ve Denklem 6.92’de verilen aralıklarda olmaları gerekmektedir.

$$K_i > 0 \quad (6.90)$$

$$K_d > \frac{-B_m}{A_m} \quad (6.91)$$

$$K_p > \frac{K_i}{A_m K_d + B_m} \quad (6.92)$$

Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametreleri dikkate alınarak üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PID kontrolcü altında Denklem 6.90, Denklem 6.91 ve Denklem 6.92’de verilen aralıklara göre sistemin kararsız ve kararlı oldukları bölgelerin gösterildiği grafikler sırasıyla Şekil 6.9a ve Şekil 6.9b’de verilmiştir.



Şekil 6.9 Üst (Şekil 6.9a) ve alt (Şekil 6.9b) sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PID kontrolcü altında kararsız ve kararlı oldukları bölgeler

Denklem 6.90, Denklem 6.91 ve Denklem 6.92’de verilen aralıklara ve Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametrelerine göre elde edilen Şekil 6.9a ve Şekil 6.9b’de verilen grafikler incelendiğinde üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan PID kontrolcü altında sistemin kararlı olduğu gözlemlenmektedir.

6.2.5 Cebirsel PID Kontrolcü Altında Sistemin Kararlılık Analizi

Sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan beş farklı kontrolcünden biri olan cebirsel PID kontrolcünün Routh-Hurwitz kararlılık analizi yapılırken sistemin kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası

olan ve Denklem 6.93'te verilen karakteristik denklem kullanılmıştır.

$$P(s) = s^4 + (B_m + L_c) s^3 + (A_m K_{d1} + A_m K_{d2} + B_m L_c) s^2 + (K_{p1} + K_{p2}) A_m s + (K_{i1} + K_{i2}) A_m \quad (6.93)$$

Denklem 6.93'te verilen K_{d1} , K_{p1} , K_{i1} , K_{d2} , K_{p2} , K_{i2} ve c terimleri, Tablo 6.5'te verilen cebirsel PID kontrolcünün kazançları olup kritik sönümlü yanıt ve kutup atama yöntemi ile bulunan değerlerdir.

2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların konum kontrolleri amacıyla tasarlanan cebirsel PID kontrolcünün altında sistemin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 6.94'te verilmiştir. Denklem 6.94'te verilen Routh-Hurwitz tablosu oluşturulurken Denklem 6.68, Denklem 6.69 ve Denklem 6.71'de bulunan eşitlikler dikkate alınmış ve Denklem 6.93'te yerine yerleştirilmiştir.

$$\begin{array}{c|cccc} s^4 & 1 & (A_m K_{d1} + A_m K_{d2} + B_m L_c) & A_m K_{i1} & 0 \\ s^3 & (B_m + L_c) & 2A_m K_{p1} & 0 & 0 \\ s^2 & \alpha_1 & A_m K_{i1} & 0 & 0 \\ s^1 & \beta_1 & 0 & 0 & 0 \\ s^0 & A_m K_{i1} & & & \end{array} \quad (6.94)$$

Denklem 6.94'te verilen α_1 ve β_1 terimleri sırasıyla Denklem 6.95 ve Denklem 6.96'da verilmiştir.

$$\alpha_1 = \frac{(B_m + L_c) (A_m K_{d1} + A_m K_{d2} + B_m L_c) - 2A_m K_{p1}}{B_m + L_c} \quad (6.95)$$

$$\beta_1 = 2A_m K_{p1} - \frac{(B_m + L_c)^2 A_m K_{i1}}{(B_m + L_c) (A_m K_{d1} + A_m K_{d2} + B_m L_c) - 2A_m K_{p1}} \quad (6.96)$$

Denklem 6.94'te verilen Routh-Hurwitz tablosu ile Denklem 6.95 ve Denklem 6.96'da verilen ifadelere göre sistemin cebirsel PID kontrolcü altında kararlı olması için L_c , $K_{d1} + K_{d2}$, K_{p1} ve K_{i1} ifadelerinin sırasıyla Denklem 6.97, Denklem 6.98, Denklem 6.99 ve Denklem 6.100'de verilen aralıklarda olmaları gerekmektedir.

$$L_c > -B_m \quad (6.97)$$

$$K_{d1} + K_{d2} > \frac{2K_{p1}}{B_m + L_c} - \frac{(B_m + L_c)}{A_m} \quad (6.98)$$

$$K_{p1} > \frac{(B_m + L_c)^2 0.5A_m K_{i1}}{(B_m + L_c)(A_m K_{d1} + A_m K_{d2} + B_m + L_c) - 2A_m K_{p1}} \quad (6.99)$$

$$K_{i1} > 0 \quad (6.100)$$

Tablo 5.1’de verilen sistem tanıma parametreleri dikkate alınarak Denklem 6.97, Denklem 6.98, Denklem 6.99 ve Denklem 6.100’de verilen aralıklara göre üst ve alt sistemde bulunan DC motorların konum kontrolleri için tasarlanan cebirsel PID kontrolcü altında sistemin kararlı olduğu gözlemlenmektedir.

6.3 İç Döngü: Tasarlanan Kontrolcülerin Deneysel Platformda Uygulanması ve Gerçek Zamanlı DC Motorların Cevaplarının Simülasyon Sonuçlarıyla Karşılaştırılması

Deneysel platform olma özelliğine sahip olan 2-DOF akıllı bardak sisteminin iç döngü performans analizleri zaman ve frekans domainlerinde yapılmış olup ayrıntılı bir şekilde aşağıda sırasıyla verilmiştir.

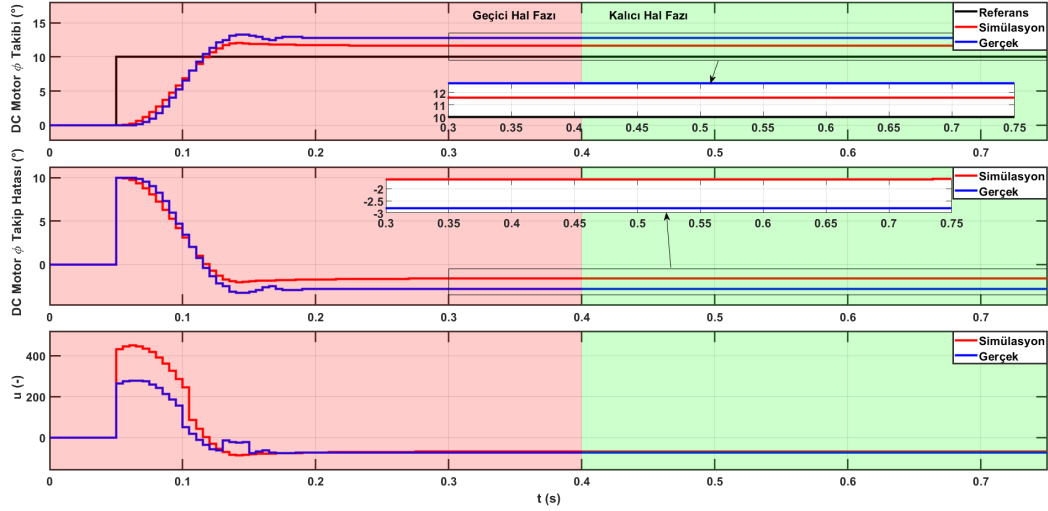
PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID olmak üzere beş farklı kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardak sisteminin iç döngü performans analizleri için gerekli blok diyagramlar, elde edilen denklemler ve performans ölçütlerinin elde edilmesi ile ilgili yapılan işlemler aşağıda sırasıyla detaylandırılmıştır.

6.3.1 İç Döngü: Zaman Domaininde Performans Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin iç döngü kontrolü için tasarlanan PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında yapılan zaman domaini analizlerinde, sırasıyla Şekil 6.1, Şekil 6.2, Şekil 6.3, Şekil 6.4 ve Şekil 6.5’te verilen blok diyagramlardan elde edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonlarının sistem yanıtları, 10° , -20° ve 30° basamak girişleri uygulanarak simülasyon ve gerçek zamanlı yanıt grafikleriyle birlikte aşağıda verilmiştir.

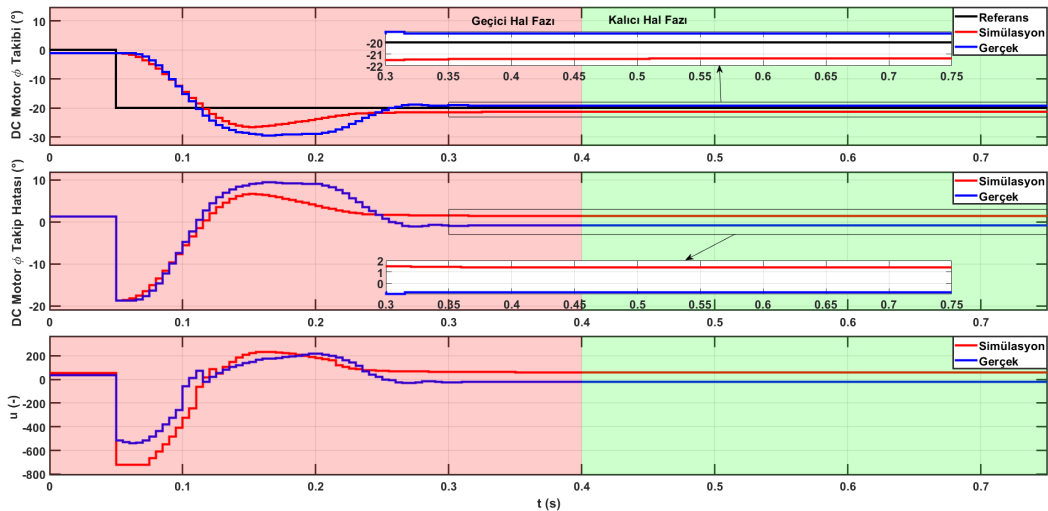
6.3.1.1 PI Kontrolcü Altında Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Sistem Yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.10'da verilmiştir.



Şekil 6.10 İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

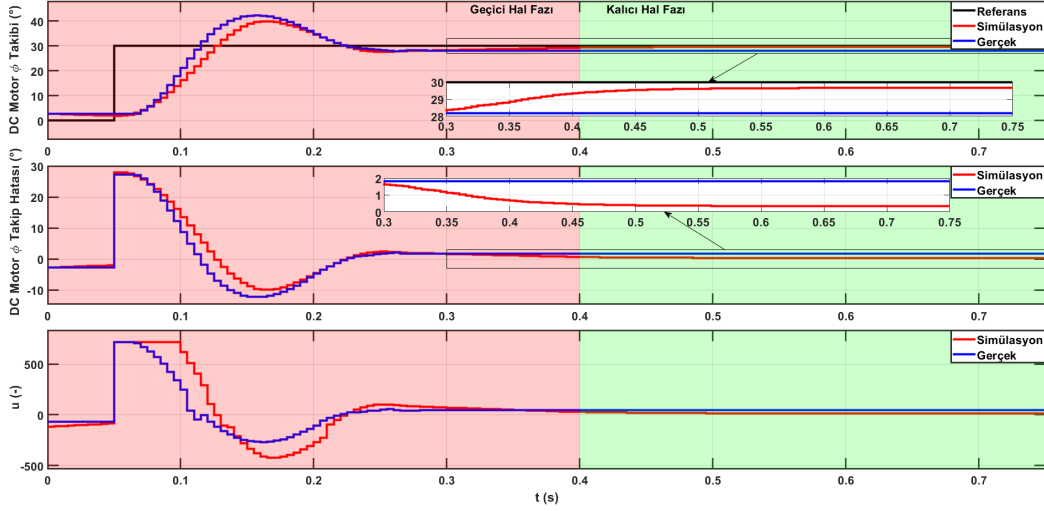
2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.11'de verilmiştir.



Şekil 6.11 İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

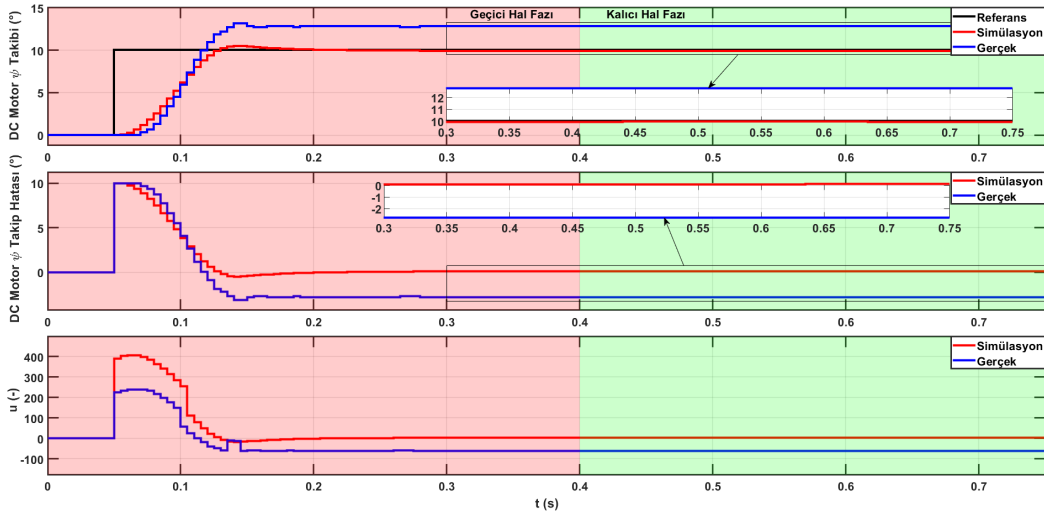
2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI kontrolcü

altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.12’de verilmiştir.



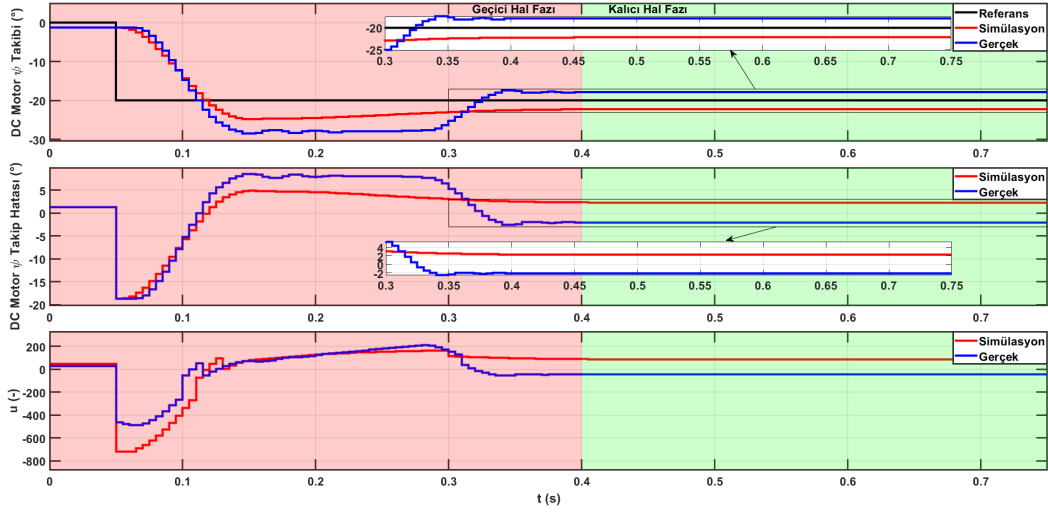
Şekil 6.12 İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.13’te verilmiştir.



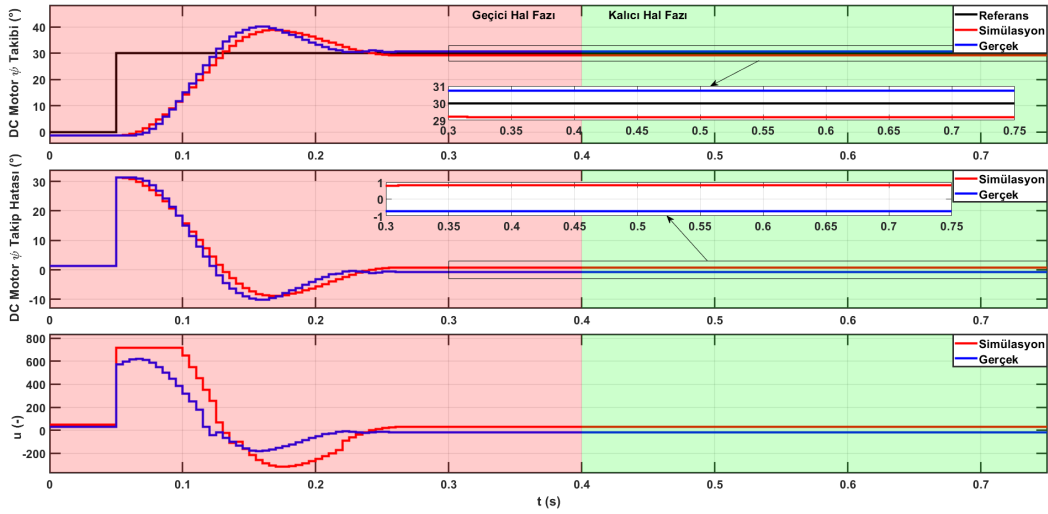
Şekil 6.13 İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.14’te verilmiştir.



Şekil 6.14 İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.15'te verilmiştir.

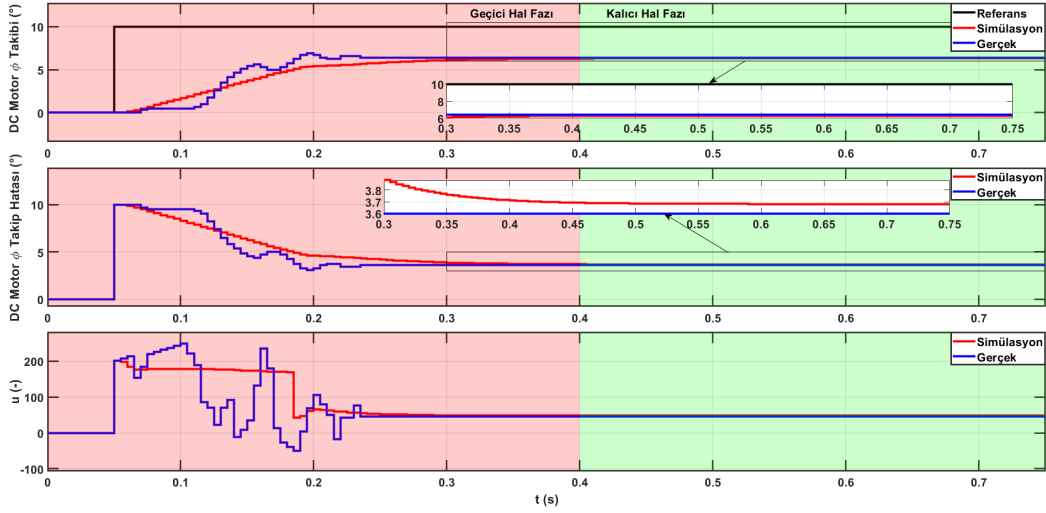


Şekil 6.15 İç Döngü: PI kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI kontrolcü altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişlerine karşı simülasyon ve gerçek zamanlı yanıtları üst üste çizdirilerek, geçici hal fazındaki ve kalıcı hal fazındaki performansları grafiklerle gösterilmiştir.

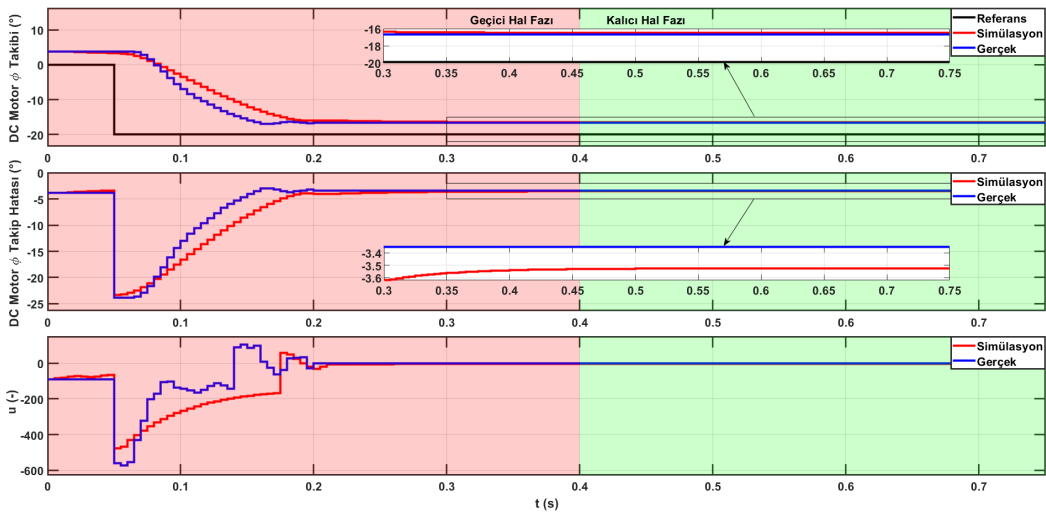
6.3.1.2 PI-PD Kontrolcü Altında Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Sistem Yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI-PD kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.16’da verilmiştir.



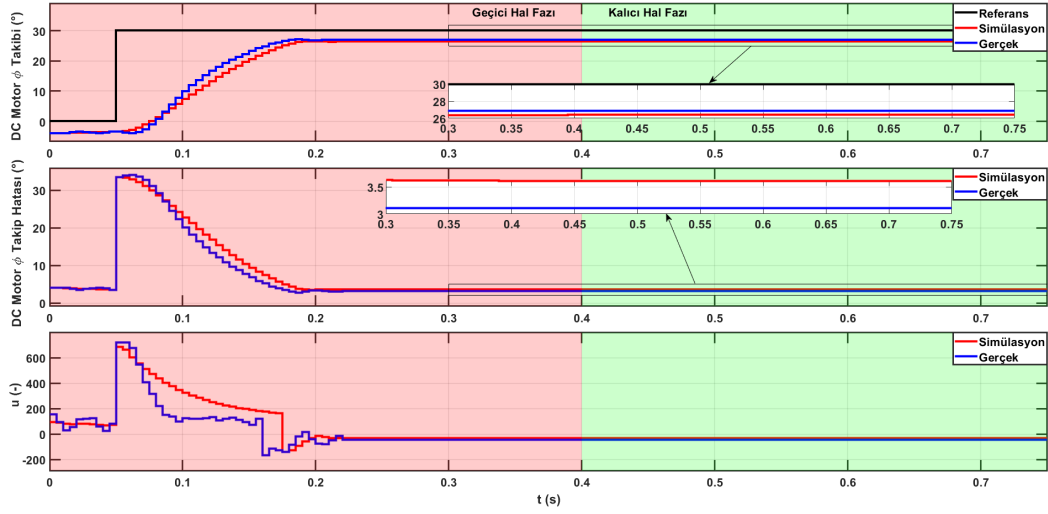
Şekil 6.16 İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI-PD kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.17’de verilmiştir.



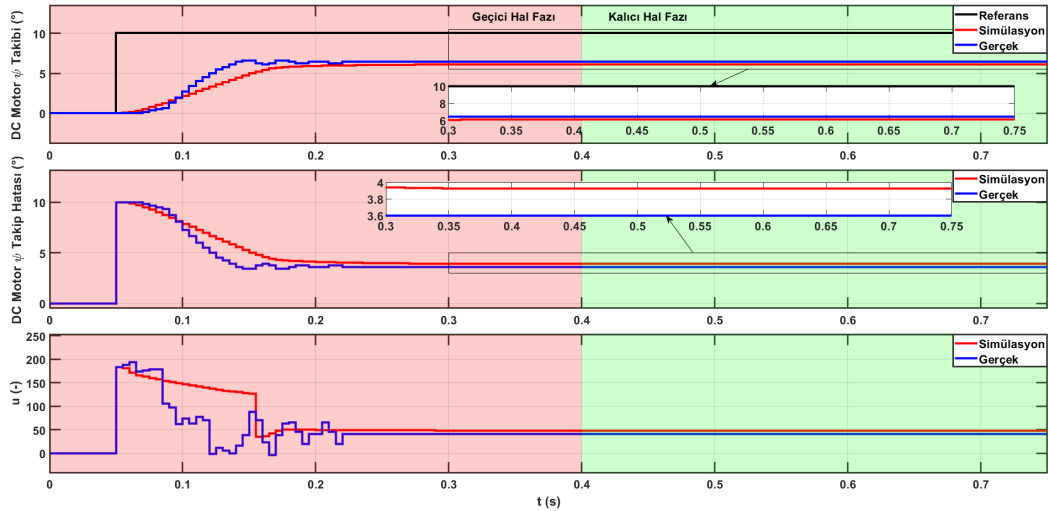
Şekil 6.17 İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI-PD kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.18’de verilmiştir.



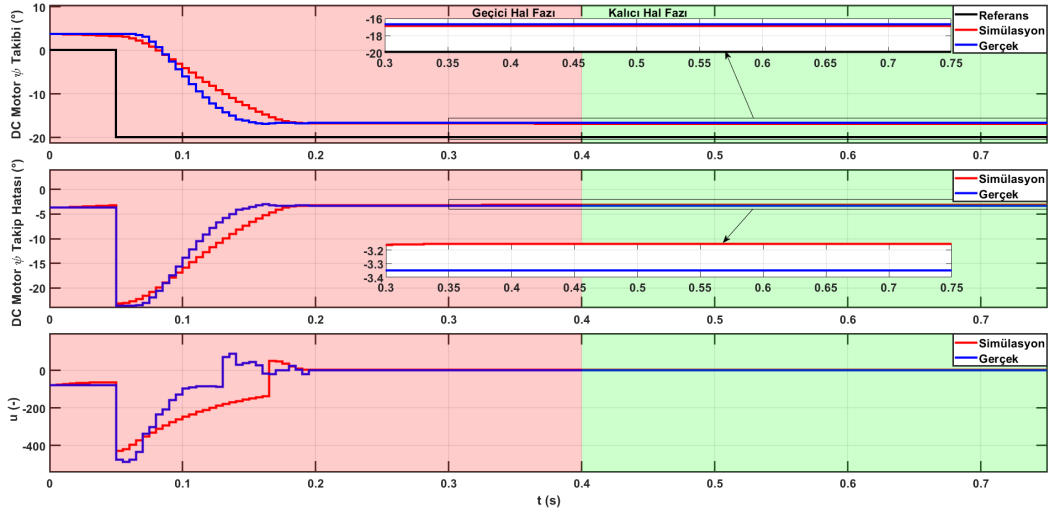
Şekil 6.18 İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI-PD kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.19’da verilmiştir.



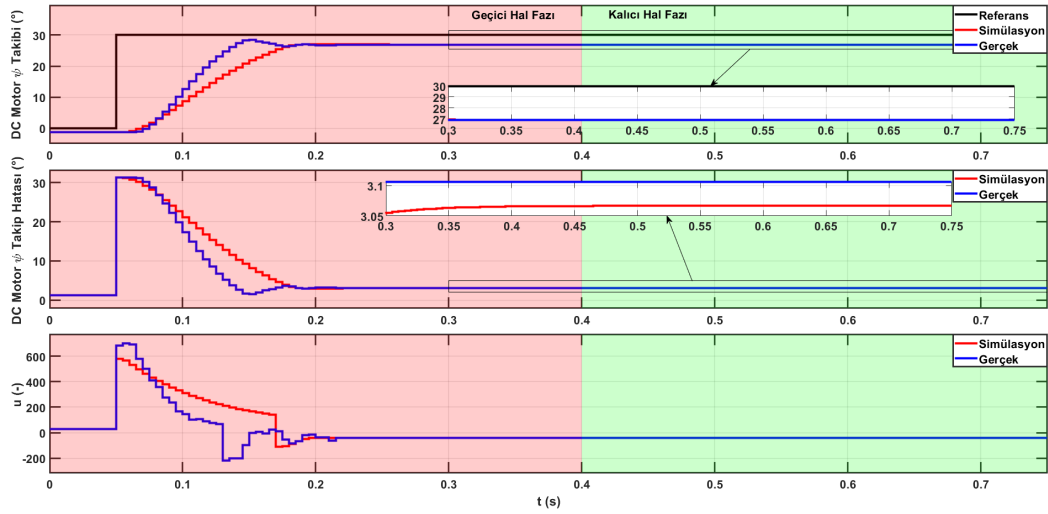
Şekil 6.19 İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI-PD kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.20’de verilmiştir.



Şekil 6.20 İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI-PD kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.21’de verilmiştir.

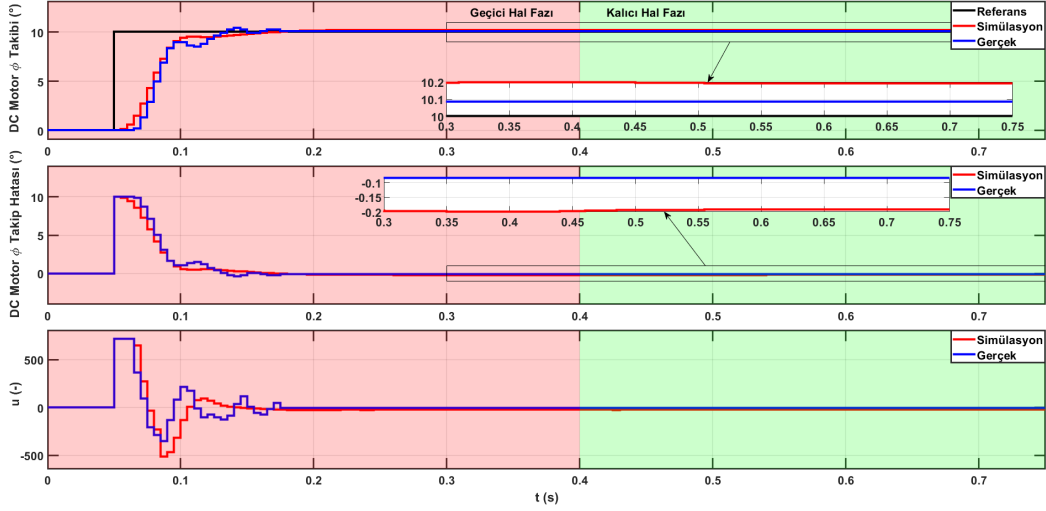


Şekil 6.21 İç Döngü: PI-PD kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI-PD kontrolcü altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişlerine karşı simülasyon ve gerçek zamanlı yanıtları üst üste çizdirilerek, geçici hal fazındaki ve kalıcı hal fazındaki performansları grafiklerle gösterilmiştir.

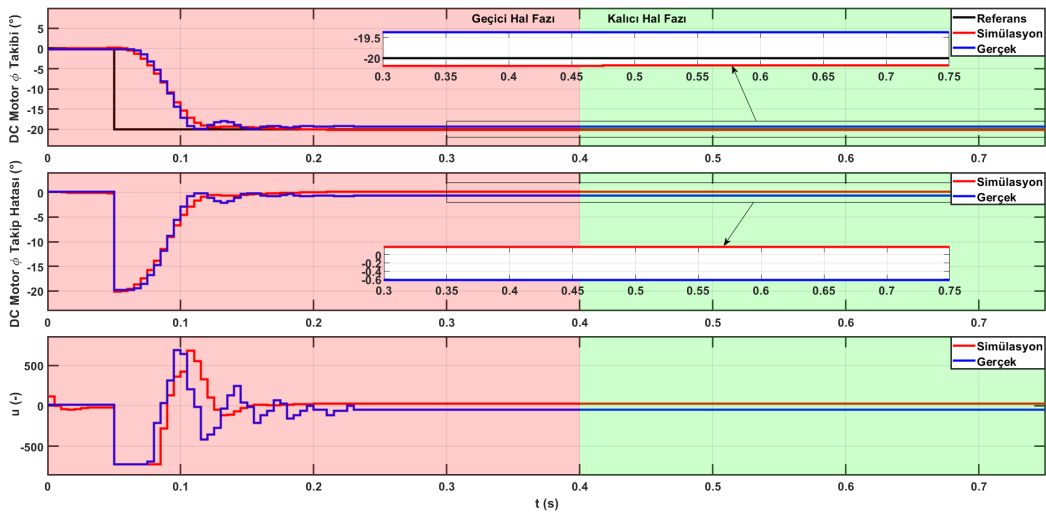
6.3.1.3 2-DOF PIV Kontrolcü Altında Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Sistem Yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun 2-DOF PIV kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.22’de verilmiştir.



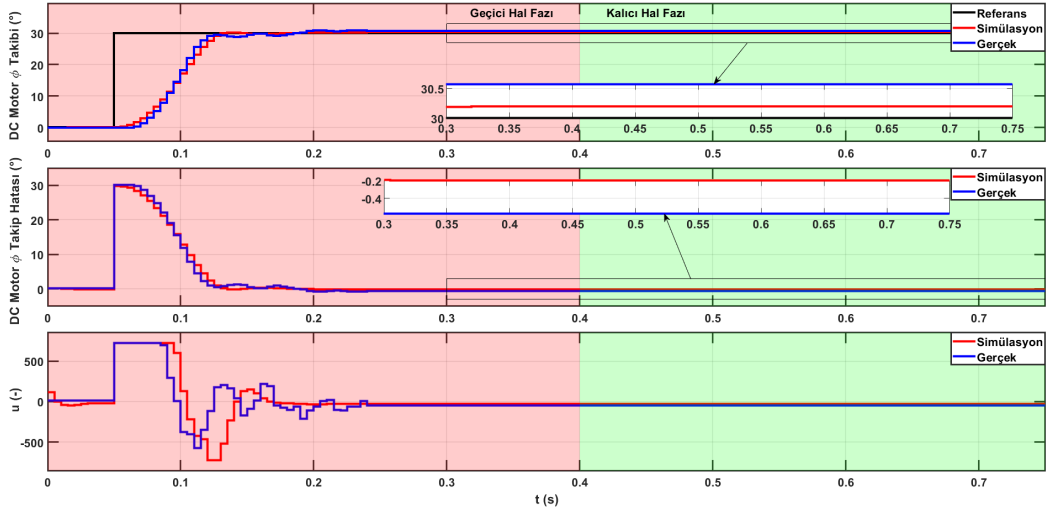
Şekil 6.22 İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun 2-DOF PIV kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.23’te verilmiştir.



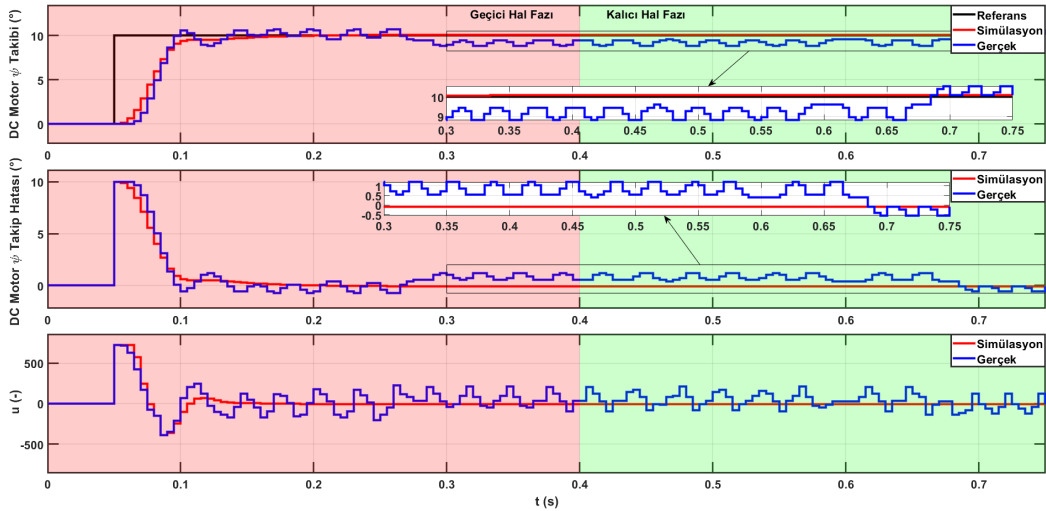
Şekil 6.23 İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun 2-DOF PIV kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.24'te verilmiştir.



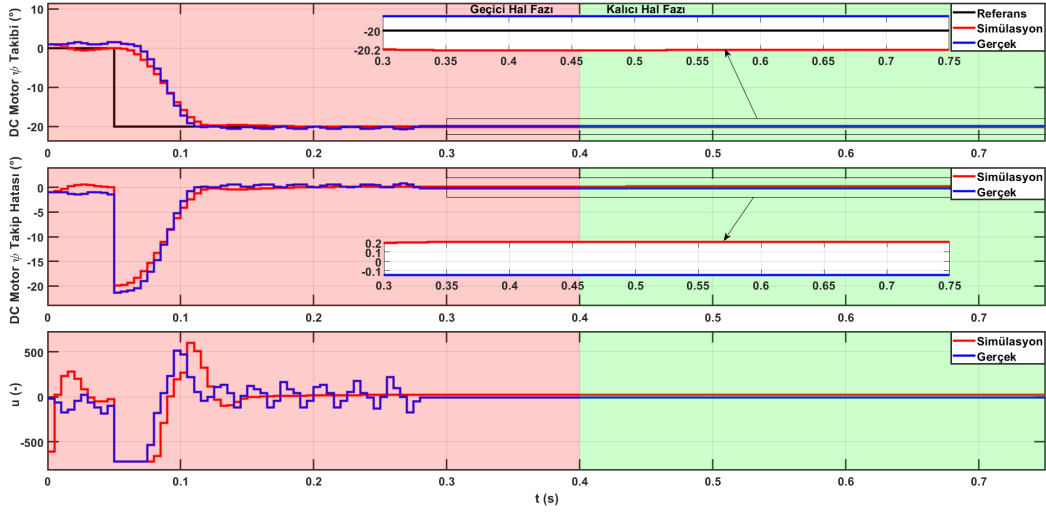
Şekil 6.24 İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun 2-DOF PIV kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.25'te verilmiştir.



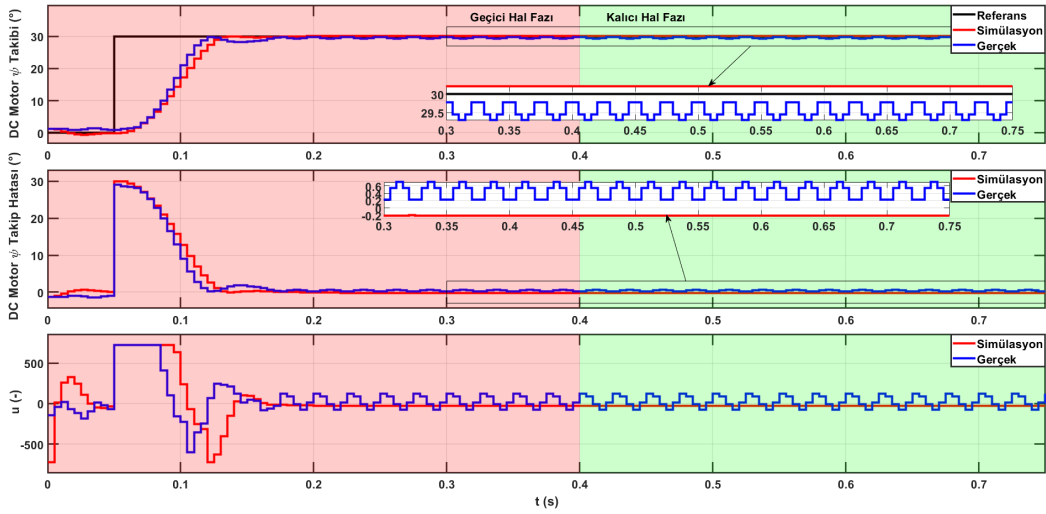
Şekil 6.25 İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun 2-DOF PIV kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.26'da verilmiştir.



Şekil 6.26 İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun 2-DOF PIV kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.27’de verilmiştir.

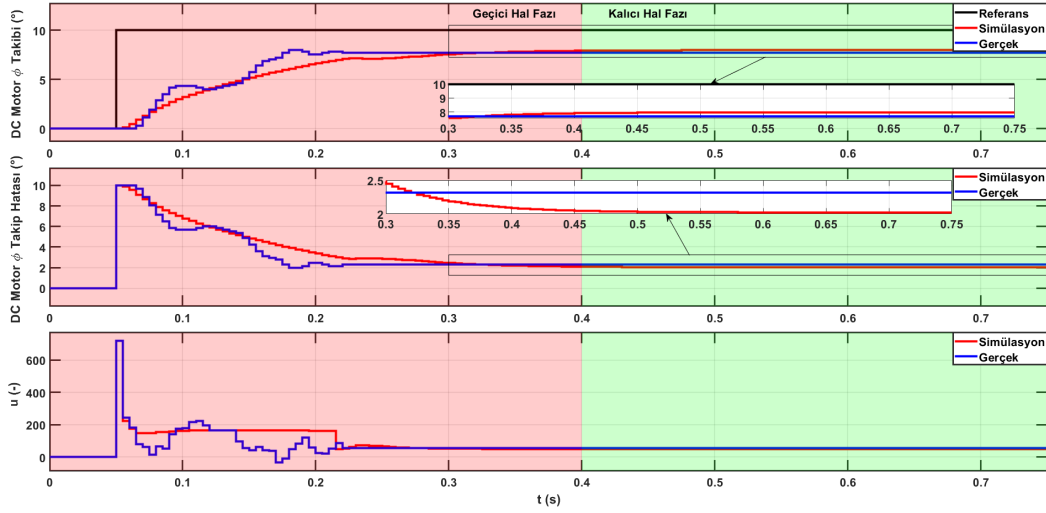


Şekil 6.27 İç Döngü: 2-DOF PIV kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların 2-DOF PIV kontrolcü altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişlerine karşı simülasyon ve gerçek zamanlı yanıtları üst üste çizdirilerek, geçici hal fazındaki ve kalıcı hal fazındaki performansları grafiklerle gösterilmiştir.

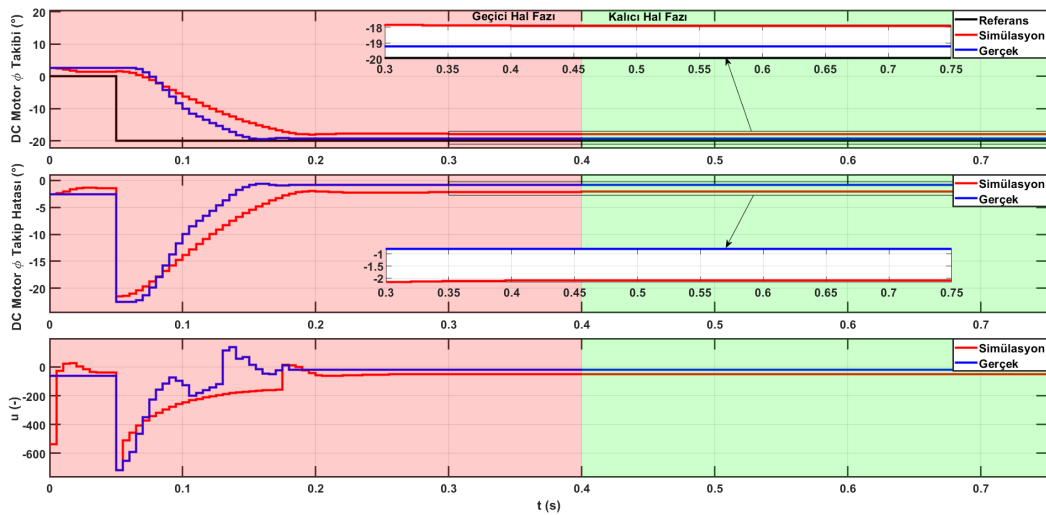
6.3.1.4 PID Kontrolcü Altında Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Sistem Yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PID kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.28’de verilmiştir.



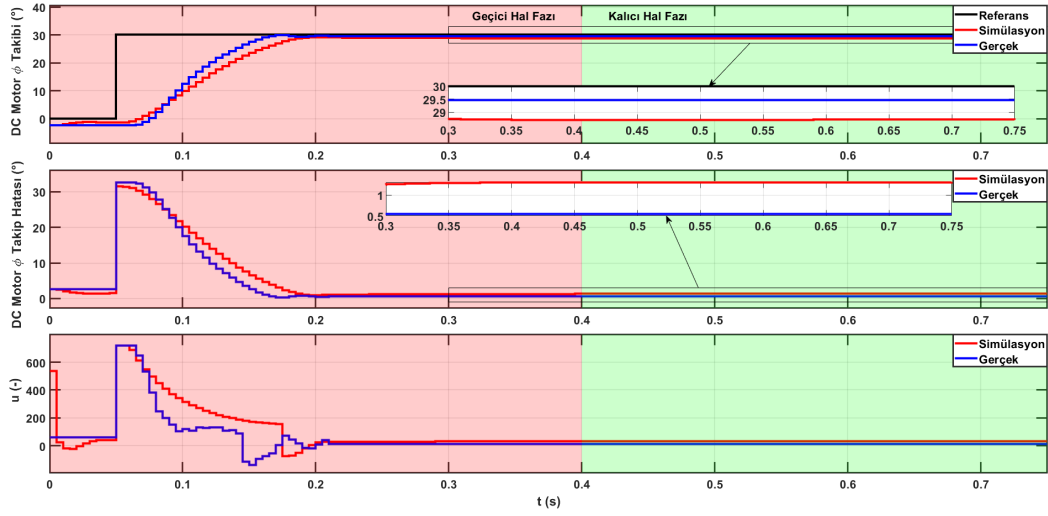
Şekil 6.28 İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PID kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.29’da verilmiştir.



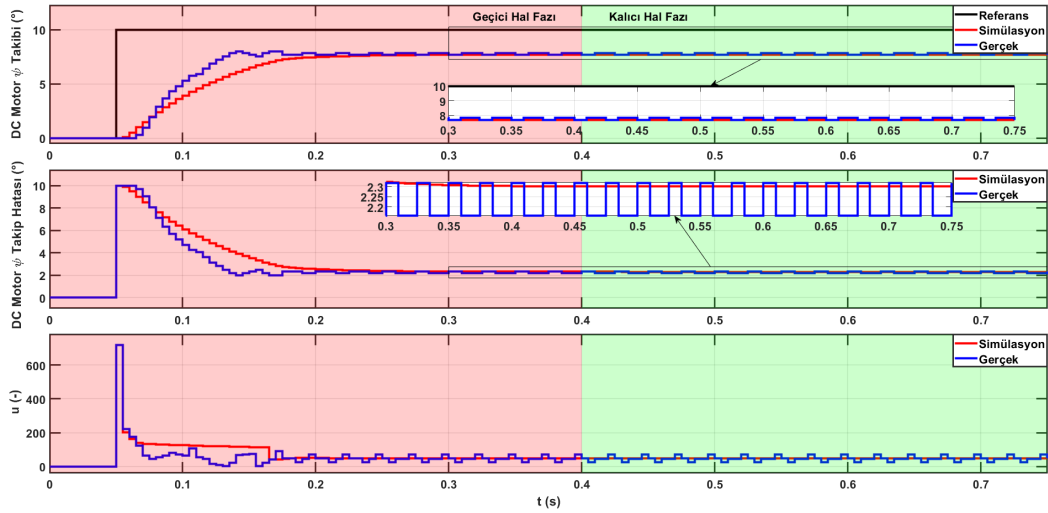
Şekil 6.29 İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PID kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.30’da verilmiştir.



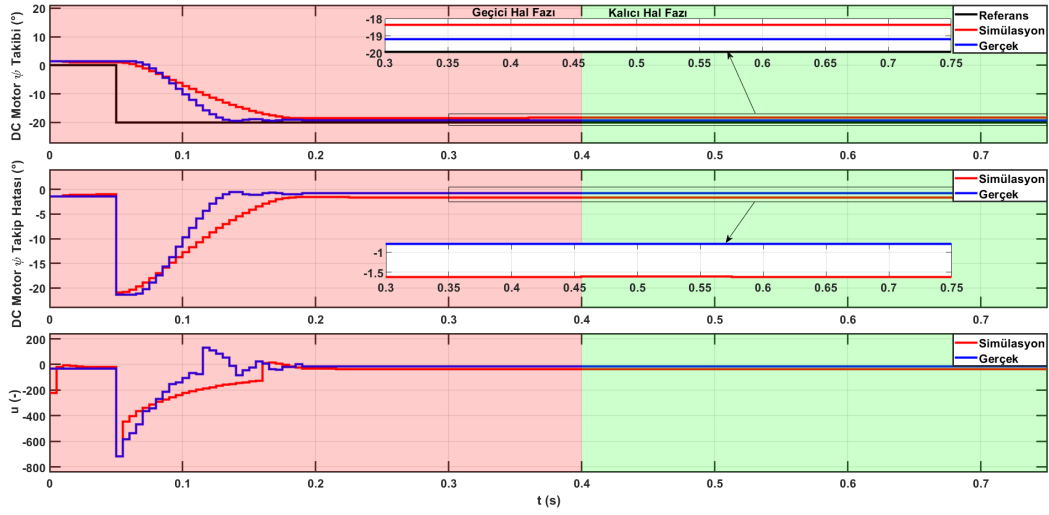
Şekil 6.30 İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PID kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.31’de verilmiştir.



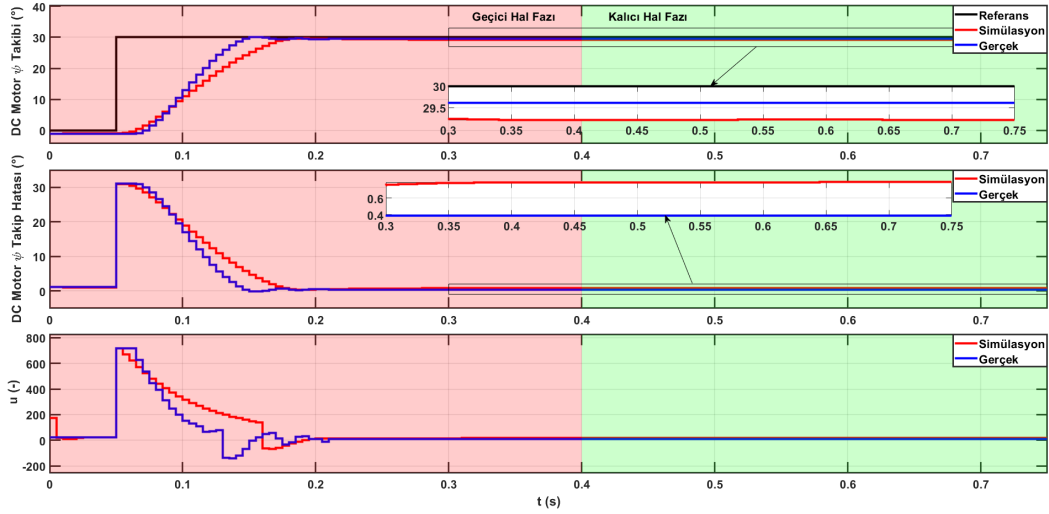
Şekil 6.31 İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PID kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.32’de verilmiştir.



Şekil 6.32 İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PID kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.33'te verilmiştir.

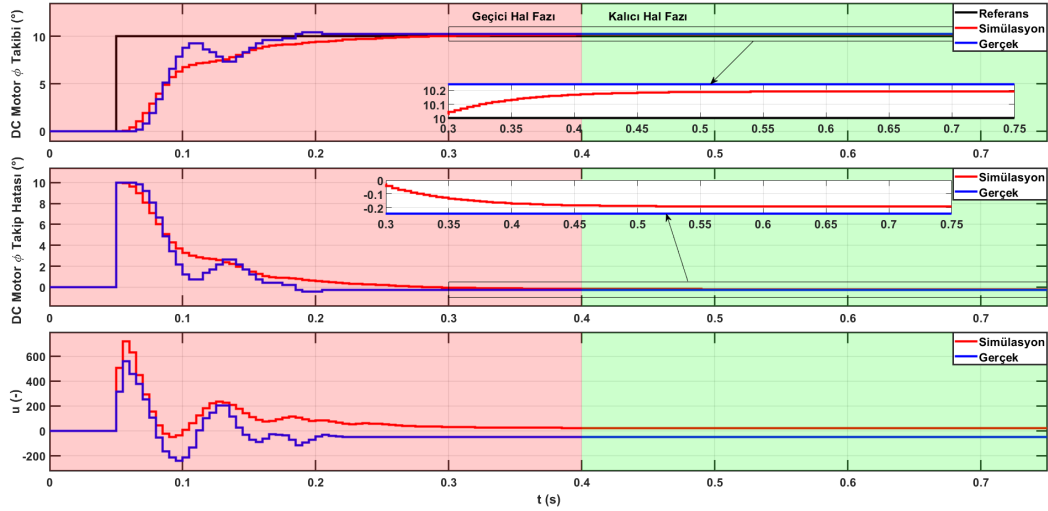


Şekil 6.33 İç Döngü: PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PID kontrolcü altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişlerine karşı simülasyon ve gerçek zamanlı yanıtları üst üste çizdirilerek, geçici hal fazındaki ve kalıcı hal fazındaki performansları grafiklerle gösterilmiştir.

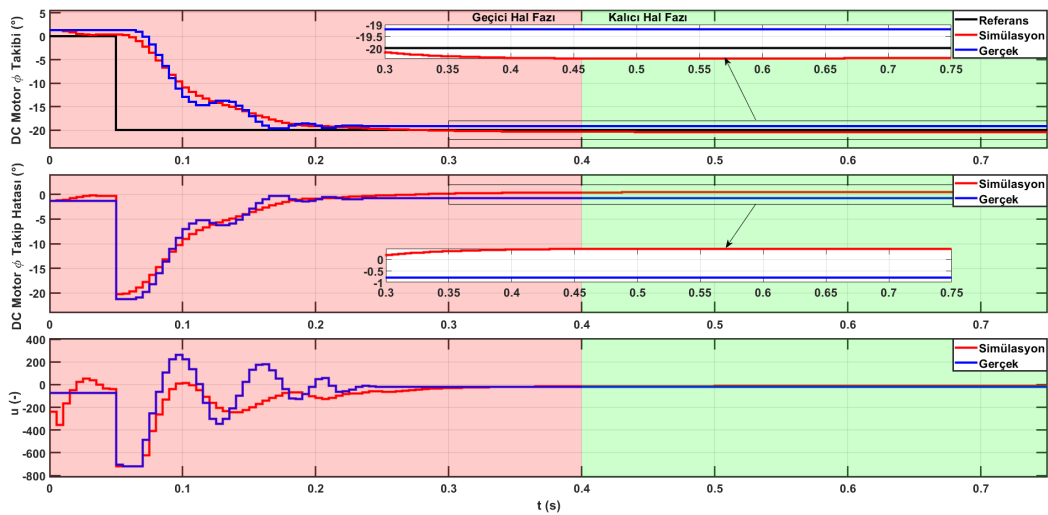
6.3.1.5 Cebirsel PID Kontrolcü Altında Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Sistem Yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun cebirsel PID kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.34'te verilmiştir.



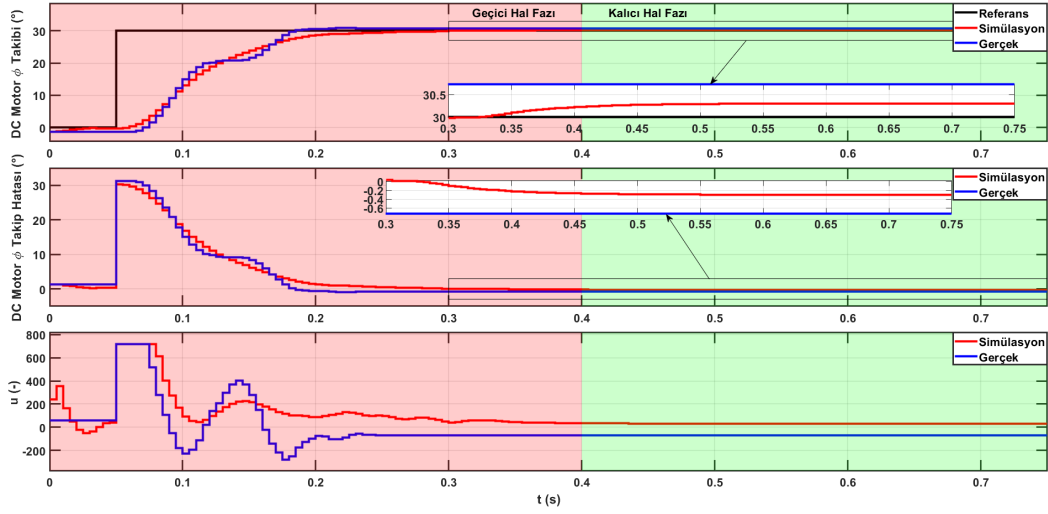
Şekil 6.34 İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun cebirsel PID kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.35'te verilmiştir.



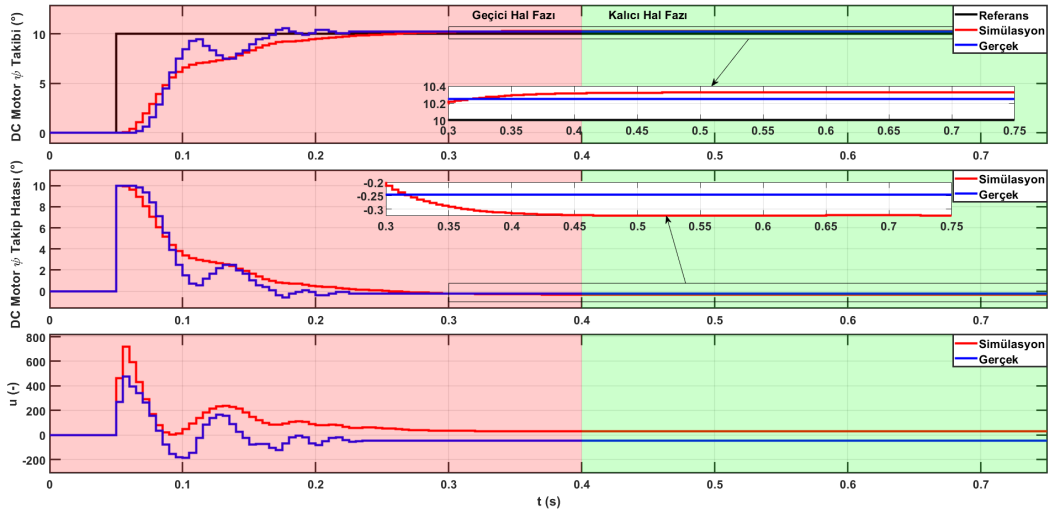
Şekil 6.35 İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun cebirsel PID kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.36’da verilmiştir.



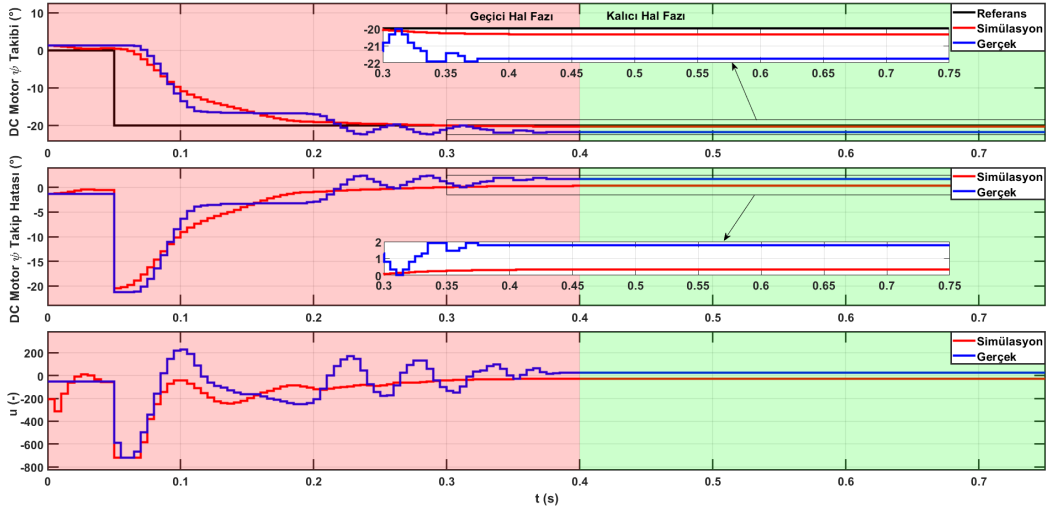
Şekil 6.36 İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun cebirsel PID kontrolcü altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.37’de verilmiştir.



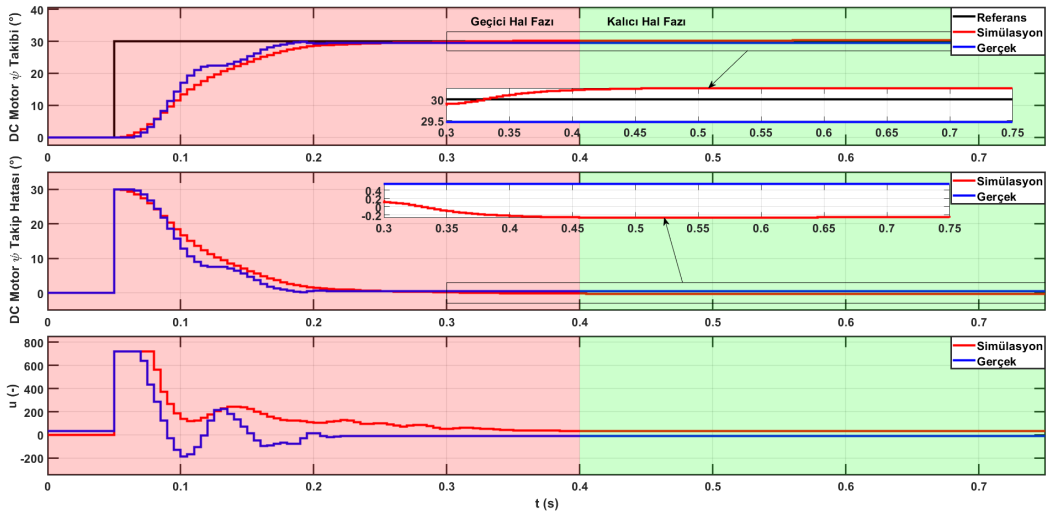
Şekil 6.37 İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun cebirsel PID kontrolcü altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.38’de verilmiştir.



Şekil 6.38 İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun cebirsel PID kontrolcü altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının grafikleri Şekil 6.39’da verilmiştir.



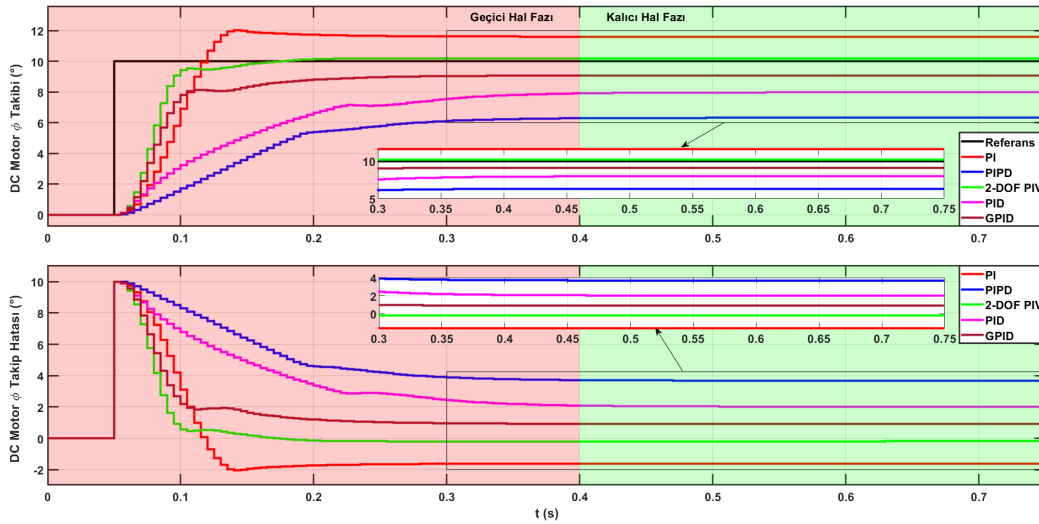
Şekil 6.39 İç Döngü: Cebirsel PID kontrolcü altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların cebirsel PID kontrolcü altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişlerine karşı simülasyon ve gerçek zamanlı yanıtları üst üste çizdirilerek, geçici hal fazındaki ve kalıcı hal fazındaki performansları grafiklerle gösterilmiştir.

6.3.1.6 PI, PI-PD, 2-DOF PIV PID ve Cebirsel PID Kontrolcleri Altında Sistem Simülasyon Yanıtlarının Karşılaştırılması

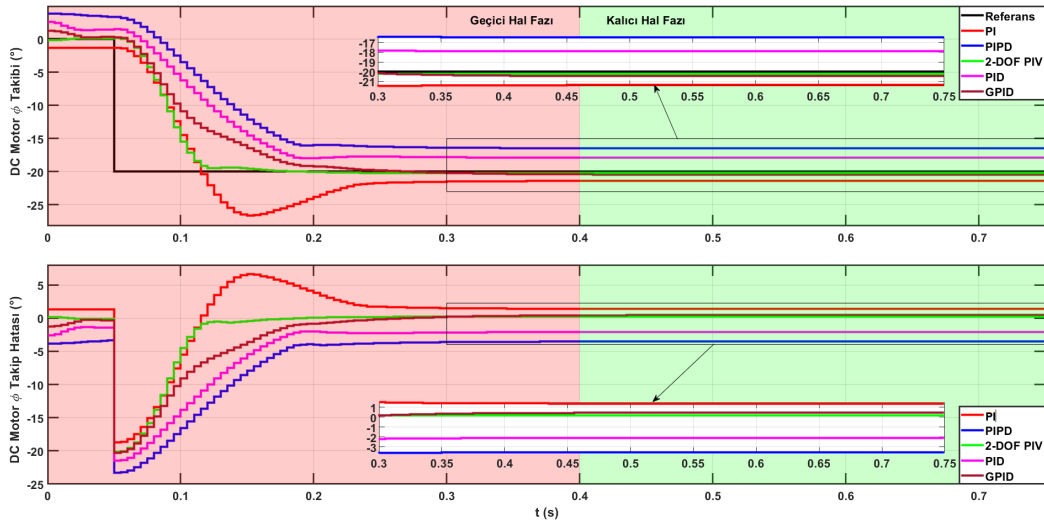
Sistem performansını ve farklı kontrol yöntemlerinin etkinliğini kapsamlı bir şekilde değerlendirmek amacıyla 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişlerinin her biri için elde edilen simülasyon yanıtları üst üste çizdirilmiştir. Bu yaklaşım ile PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID kontrolcülerinin her birinin dinamik davranışının, geçici hal ve kalıcı hal performanslarının görsel olarak incelenmesine olanak tanınmaktadır. Böylece PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID kontrolcülerinin sistem üzerindeki etkilerini daha net bir şekilde karşılaştırarak, hangi kontrol yönteminin belirli koşullar altında daha uygun olduğunu belirlemek mümkündür. Verilen grafiklerde uygulanan üç farklı basamak giriş için beş farklı kontrolcü altında DC motorların referans konum takibi ve takip hatasından yararlanılarak kıyaslamalar yapılmıştır.

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.40'ta verilmiştir.



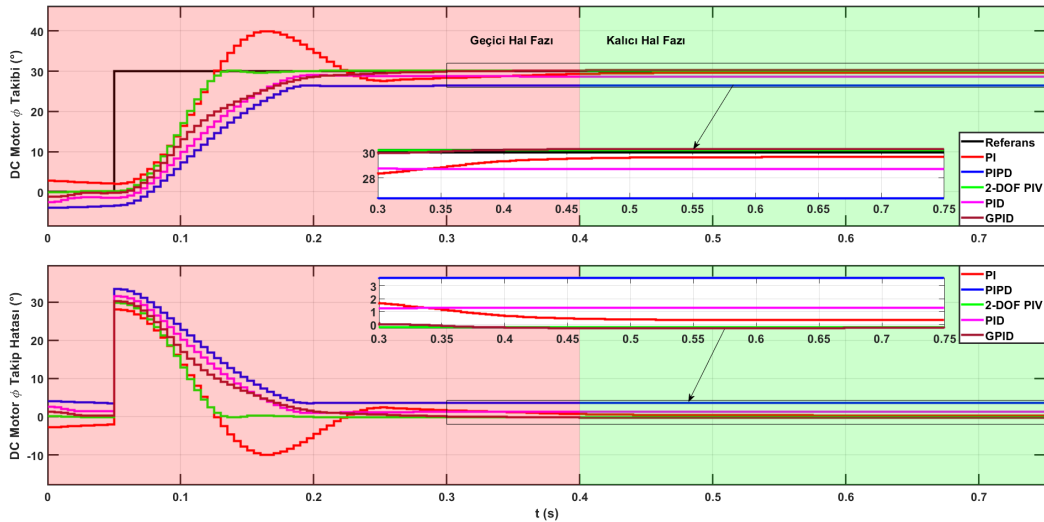
Şekil 6.40 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.41'de verilmiştir.



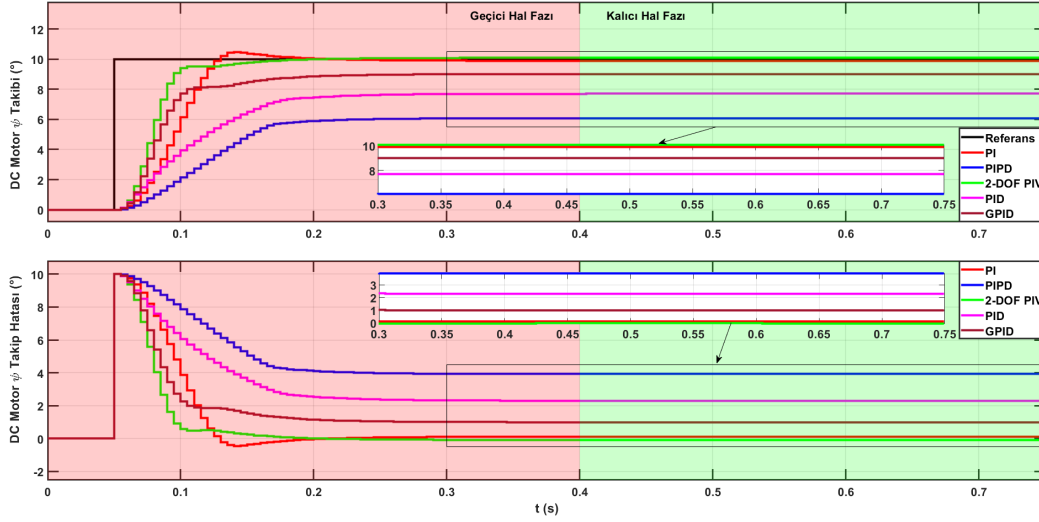
Şekil 6.41 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.42’de verilmiştir.



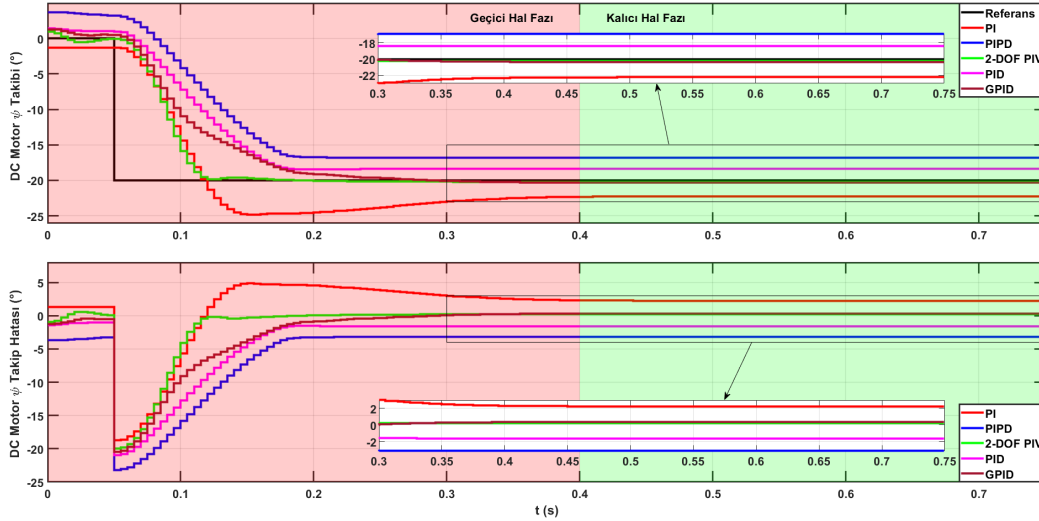
Şekil 6.42 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.43’te verilmiştir.



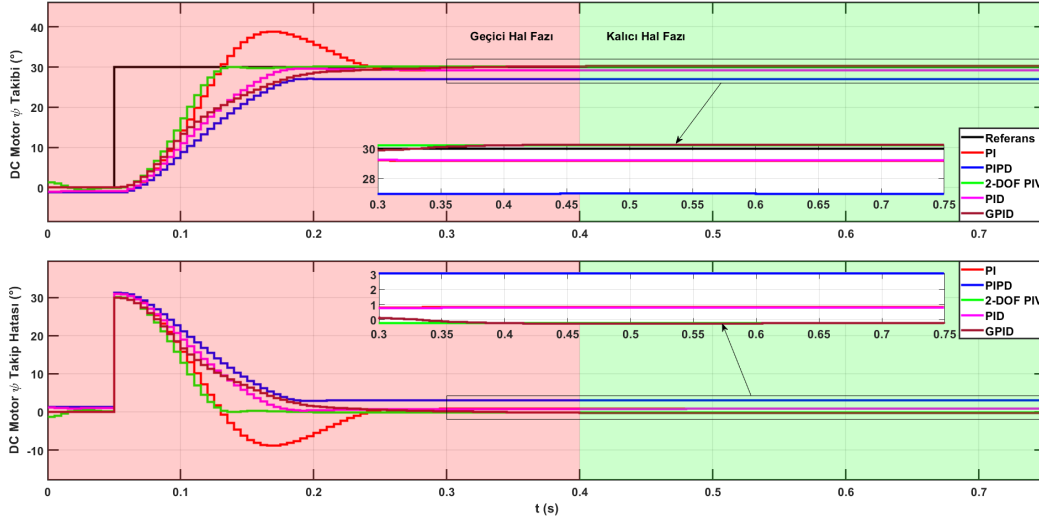
Şekil 6.43 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için simülasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.44'te verilmiştir.



Şekil 6.44 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için simülasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerini altında zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.45'te verilmiştir.



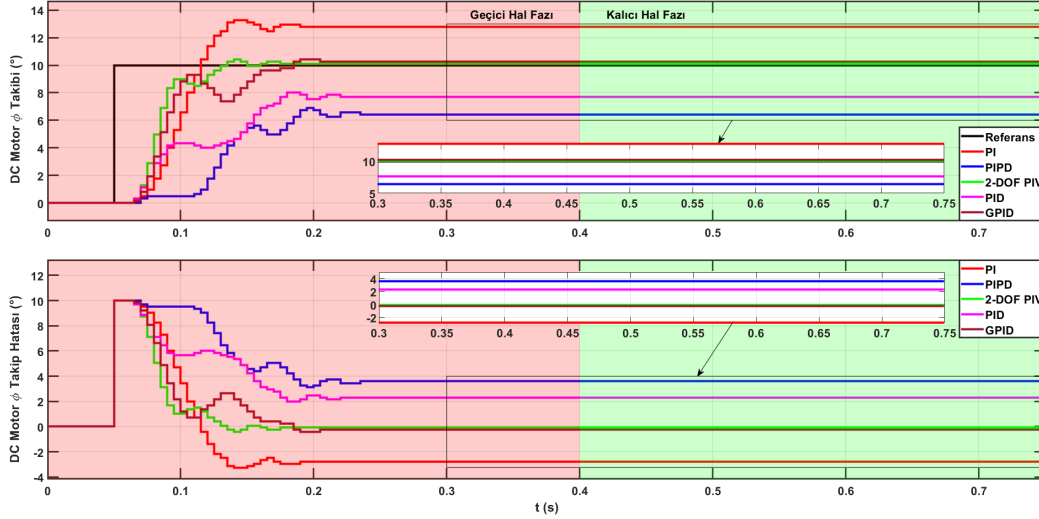
Şekil 6.45 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinin altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için simülasyon yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID kontrolcülerinin altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişleri için simülasyon sistem yanıtlarının karşılaştırmaları yapılarak sistemin uygulanan referans değerine ulaşma süresi ve aşım miktarı gibi dinamik özellikleri ile sistemin referans değere yaklaşması ve oluşan hatanın zaman içindeki davranışı gibi kalıcı hal performanslarının değerlendirilmesi kontrolcülerin etkinliğini belirlemede kritik öneme sahiptir.

6.3.1.7 PI, PI-PD, 2-DOF PIV PID ve Cebirsel PID Kontrolcülerinin Altında Sistemin Gerçek Zamanlı Yanıtlarının Karşılaştırılması

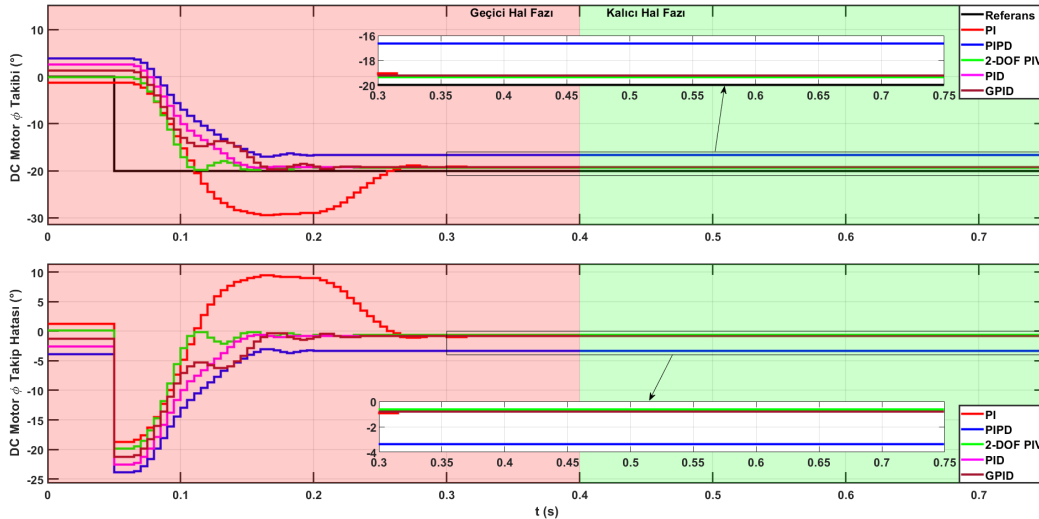
Sistem performansını ve farklı kontrol yöntemlerinin etkinliğini kapsamlı bir şekilde değerlendirmek amacıyla 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID kontrolcülerinin altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişlerinin her biri için elde edilen gerçek zamanlı yanıtları üst üste çizdirilmiştir. Bu yaklaşım ile PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID kontrolcülerinin her birinin dinamik davranışının, geçici hal ve kalıcı hal performanslarının görsel olarak incelenmesine olanak tanınmaktadır. Böylece PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID kontrolcülerinin sistem üzerindeki etkilerini daha net bir şekilde karşılaştırarak, hangi kontrol yönteminin belirli koşullar altında daha uygun olduğunu belirlemek mümkündür. Verilen grafiklerde uygulanan üç farklı basamak giriş için beş farklı kontrolcü altında DC motorların referans konum takibi ve takip hatasından yararlanılarak kıyaslamalar yapılmıştır.

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° basamak girişı için gerçek zamanlı sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.46'da verilmiştir.



Şekil 6.46 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişı için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

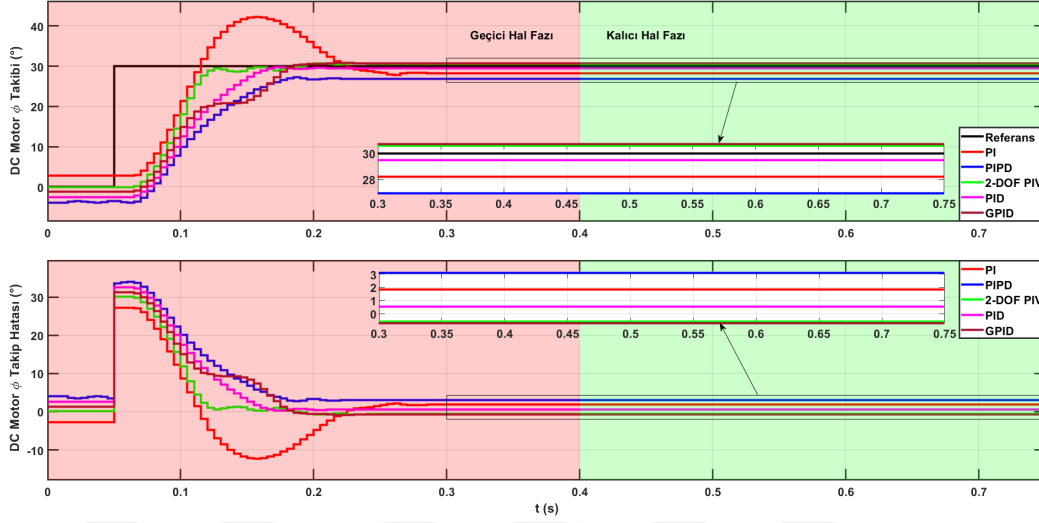
2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde -20° basamak girişı için gerçek zamanlı sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.47'de verilmiştir.



Şekil 6.47 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişı için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

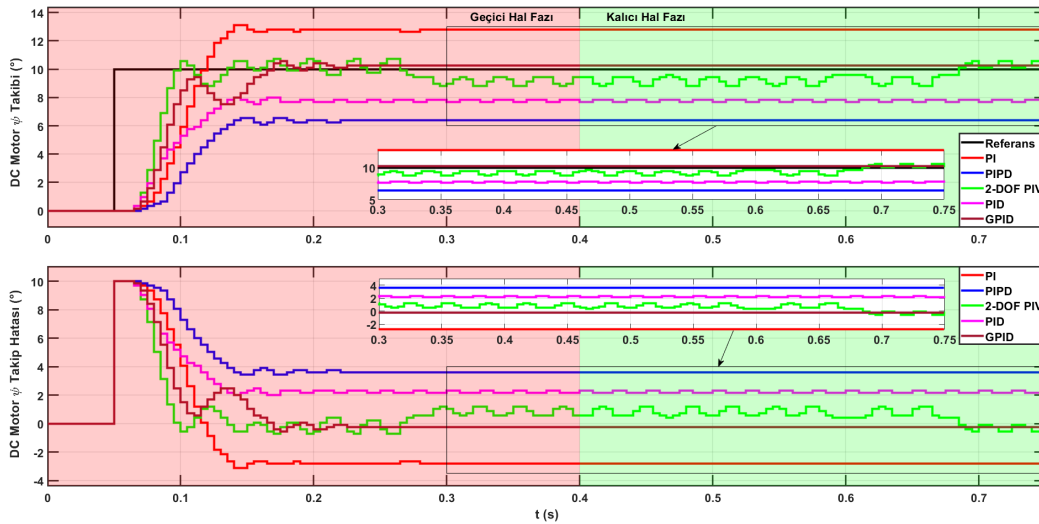
2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD,

2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde 30° basamak girişi için gerçek zamanlı sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri şekil 6.48’de verilmiştir.



şekil 6.48 İ Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında sistemin üst kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

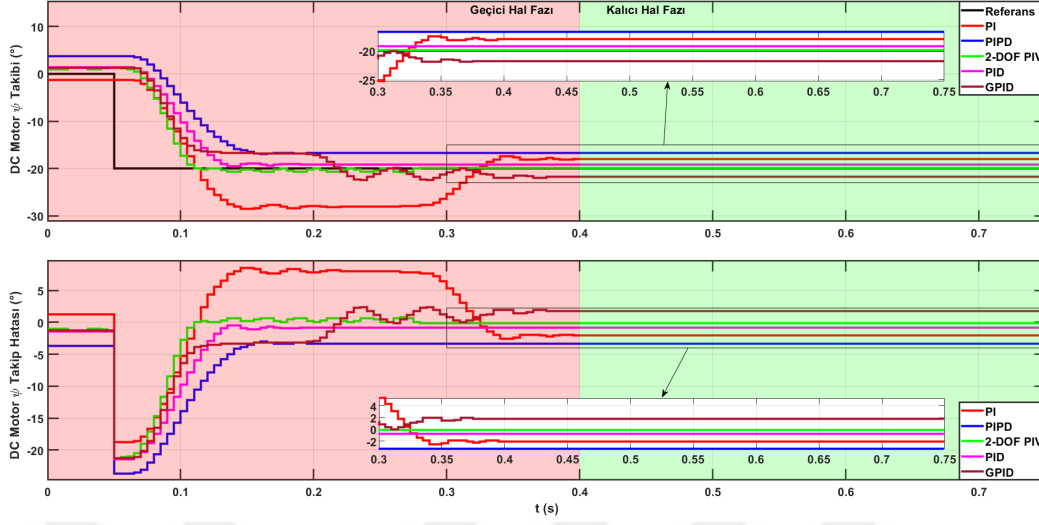
2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde 10° basamak girişi için gerçek zamanlı sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri şekil 6.49’da verilmiştir.



şekil 6.49 İ Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 10° basamak girişi için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

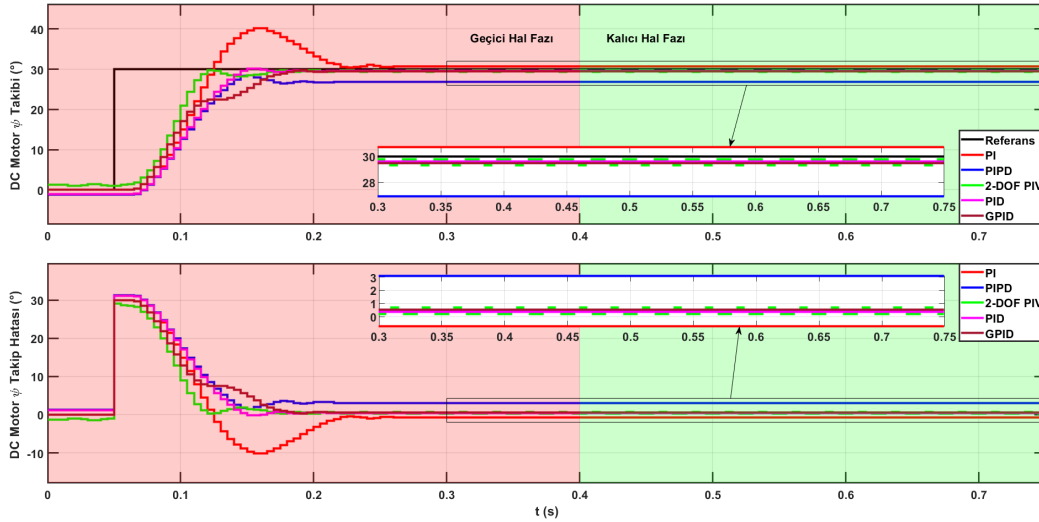
2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde -20° basamak

girişi için gerçek zamanlı sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.50’de verilmiştir.



Şekil 6.50 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcüler altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde -20° basamak girişi için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcüler altında zaman domaininde 30° basamak girişi için gerçek zamanlı sistem yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri Şekil 6.51’de verilmiştir.



Şekil 6.51 İç Döngü: PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcüler altında sistemin alt kısmında bulunan DC motorun zaman domaininde 30° basamak girişi için gerçek zamanlı yanıtlarının üst üste çizdirilmiş halleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve Cebirsel PID kontrolcüler altında zaman domaininde

10°, -20° ve 30° basamak girişleri için gerçek zamanlı sistem yanıtlarının karşılaştırmaları yapılarak sistemin uygulanan referans değerine ulaşma süresi ve aşım miktarı gibi dinamik özellikleri ile sistemin referans değere yaklaşması ve oluşan hatanın zaman içindeki davranışı gibi kalıcı hal performanslarının değerlendirilmesi kontrolcülerin etkinliğini belirlemede kritik öneme sahiptir.

6.3.1.8 PI, PI-PD, 2-DOF PIV PID ve Cebirsel PID Kontrolcülerinde Sistemin Simülasyon Yanıtlarının Performans Analizleri

Sistemin üst ve alt kısmında bulunan DC motorlara PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde simülasyon ortamında -40° ile 40° aralığında farklı basamak girişleri uygulanarak yapılan testler arasından pozitif-negatif bölgelerde ve küçük-büyük açı aralığında çalışılabildiğini göstermek amacıyla seçilen 10°, -20° ve 30° basamak girişleri uygulanarak zaman domaininde sistem yanıtlarının performans analizleri incelenmiştir.

Sistemin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde 10°, -20° ve 30° basamak girişleri uygulanarak elde edilen simülasyon sistem yanıtlarının geçici hal fazında ve kalıcı hal fazında performans analizleri yapılırken performans ölçütleri olarak İntegral Kare Hatası (Integral Square Error-(ISE)), İntegral Zaman Karesi Hatası (Integral Time Squared Error-(ITSE)), İntegral Mutlak Hata (Integral Absolute Error-(IAE)), İntegral Zaman Mutlak Hata (Integral Time Absolute Error-(ITAE)), oturma zamanı (T_{s-t}), üst aşım (Overshoot-(OS)), yükselme zamanı (T_r) ve sürekli hal hatası (E_{ss}) kullanılarak yapılmıştır.

Kontrol sistemlerinin tasarım ve analizi esnasında sistemlerin performanslarının ölçülmesi için ISE, ITSE, IAE ve ITAE terimleri sıklıkla kullanılmaktadır. ISE terimi, hatanın karesinin integralini alarak performansı değerlendirir. ISE değerinin küçük olması performansın iyi olduğunu ifade eder. ITSE terimi, zaman boyunca hatanın karesinin integralini alarak hata büyüklüğünü ve sürekliliğini değerlendirir. IAE terimi, hatanın mutlak değerinin integralini kullanarak hatanın büyüklüğünü vurgular ve hatanın süresini dikkate alır. ITAE terimi ise zamanla çarpılan hatanın mutlak değerinin integralini alarak sistemin performansını değerlendirir. Bu kriter, hatanın erken düzeltilmesine olanak verir.

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde zaman domaininde 10°, -20° ve 30° basamak girişleri için sistemden elde edilen simülasyon yanıtlarının performans ölçütlerine göre yapılan analizlerinin tabloları sırasıyla Tablo 6.6, Tablo

6.7 ve Tablo 6.8’de verilmiştir.

Tablo 6.6 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° basamak girişi için sistemden elde edilen simülasyon yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	2.738	4.720	0.013	0.143	0.012	1.525
ITSE (-)	1.578	2.718	0.007	0.825	0.007	1.027
IAE (-)	0.975	1.281	0.067	0.706	0.065	0.619
ITAE (-)	0.562	0.738	0.039	0.406	0.038	0.357
T_{s-t} (s)	0.210	0.230	0.110	0.180	0.130	0.172
OS (%)	3.36	0.00	0.00	0.00	0.00	0.67
T_r (s)	0.050	0.055	0.026	0.043	0.031	0.041
E_{ss} (°)	-0.80	3.68	-0.19	2.02	-0.19	0.90

Tablo 6.7 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde -20° basamak girişi için sistemden elde edilen simülasyon yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	0.664	4.326	0.138	1.523	0.071	1.344
ITSE (-)	0.382	2.492	0.079	0.877	0.041	0.774
IAE (-)	0.480	1.226	0.219	0.727	0.157	0.562
ITAE (-)	0.277	0.706	0.126	0.419	0.091	0.324
T_{s-t} (s)	0.23	0.19	0.14	0.19	0.18	0.19
OS (%)	24.489	0	0	0.000	0	4.898
T_r (s)	0.055	0.044	0.034	0.045	0.043	0.044
E_{ss} (°)	1.38	-3.53	-0.63	-2.09	0.46	-0.88

Tablo 6.8 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 30° basamak girişi için sistemden elde edilen simülasyon yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	0.055	4.531	0.014	0.059	0.030	0.938
ITSE (-)	0.030	2.611	0.008	0.342	0.017	0.602
IAE (-)	0.136	1.255	0.069	0.454	0.102	0.403
ITAE (-)	0.076	0.723	0.040	0.262	0.059	0.232
T_{s-t} (s)	0.260	0.195	0.135	0.190	0.220	0.200
OS (%)	33.17	0	0	0	0	6.63
T_r (s)	0.062	0.047	0.032	0.045	0.053	0.048
E_{ss} (°)	0.34	3.61	-0.20	1.31	-0.30	0.95

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişleri için sistemden elde edilen simülasyon yanıtlarının performans

ölçütlerine göre yapılan analizlerinin tabloları sırasıyla Tablo 6.9, Tablo 6.10 ve Tablo 6.11’de verilmiştir.

Tablo 6.9 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde zaman domaininde 10° basamak girişi için sistemden elde edilen simülasyon yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	0.004	5.343	0.003	1.830	0.036	1.443
ITSE (-)	0.003	3.079	0.001	1.059	0.021	0.833
IAE (-)	0.039	1.363	0.030	0.799	0.112	0.469
ITAE (-)	0.023	0.785	0.017	0.461	0.065	0.270
T_{s-t} (s)	0.020	0.235	0.125	0.180	0.130	0.138
OS (%)	2.29	0	0	0	0	0.46
T_r (s)	0.005	0.056	0.030	0.043	0.031	0.033
E_{ss} (°)	0.11	3.92	-0.09	2.30	-0.32	1.18

Tablo 6.10 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde zaman domaininde -20° basamak girişi için sistemden elde edilen simülasyon yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	1.745	3.452	0.015	0.917	0.042	1.234
ITSE (-)	1.004	1.989	0.009	0.529	0.024	0.711
IAE (-)	0.779	1.095	0.073	0.565	0.121	0.526
ITAE (-)	0.448	0.631	0.042	0.325	0.070	0.303
T_{s-t} (s)	0.300	0.190	0.120	0.150	0.220	0.196
OS (%)	11.84	0	0	0	0	2.37
T_r (s)	0.072	0.045	0.029	0.036	0.053	0.047
E_{ss} (°)	2.23	-3.13	0.21	-1.63	0.35	-0.39

Tablo 6.11 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde zaman domaininde 30° basamak girişi için sistemden elde edilen simülasyon yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	0.242	3.268	0.016	0.217	0.025	0.754
ITSE (-)	0.139	1.883	0.009	0.125	0.014	0.434
IAE (-)	0.290	1.066	0.075	0.275	0.093	0.360
ITAE (-)	0.167	0.614	0.043	0.158	0.054	0.207
T_{s-t} (s)	0.230	0.180	0.135	0.175	0.210	0.186
OS (%)	29.57	0	0	0	0	5.91
T_r (s)	0.055	0.043	0.032	0.042	0.050	0.045
E_{ss} (°)	0.83	3.07	-0.22	0.79	-0.27	0.84

6.3.1.9 PI, PI-PD, 2-DOF PIV PID ve Cebirsel PID Kontrolcleri Altında Sis- temin Gerçek Zamanlı Yanıtlarının Performans Analizleri

İç döngü kontrolcü seçiminin sistem gereksinimlerine uygun yapılabilmesi için simülasyon sistem yanıtlarının yanı sıra gerçek zamanlı sistem yanıtlarının da performans analizlerinin yapılması gerekmektedir.

Gerçek zamanlı ortamda performans analizleri yapılırken sistemin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların girişlerine uygulanan üç farklı basamak giriş için beş farklı kontrolcü altında elde edilen sistem yanıtlarını içeren grafiklerden yararlanılmıştır.

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişleri için sistemden elde edilen gerçek zamanlı yanıtlarının performans ölçütlerine göre yapılan analizlerinin tabloları sırasıyla Tablo 6.12, Tablo 6.13 ve Tablo 6.14’te verilmiştir.

Tablo 6.12 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde 10° basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	0.901	4.495	0.003	1.864	0.021	1.457
ITSE (-)	0.519	2.590	0.001	1.074	0.012	0.839
IAE (-)	0.560	1.250	0.030	0.805	0.085	0.546
ITAE (-)	0.323	0.720	0.017	0.464	0.049	0.315
T_{s-t} (s)	0.275	0.190	0.120	0.170	0.150	0.181
OS (%)	3.52	0	0	0	0	0.70
T_r (s)	0.066	0.045	0.029	0.041	0.036	0.043
E_{ss} (°)	-1.61	3.60	-0.09	2.32	-0.25	0.79

Tablo 6.13 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında zaman domaininde -20° basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	0.217	3.902	0.014	0.217	0.217	0.913
ITSE (-)	0.125	2.249	0.008	0.125	0.125	0.526
IAE (-)	0.274	1.165	0.069	0.274	0.274	0.411
ITAE (-)	0.158	0.671	0.040	0.158	0.158	0.237
T_{s-t} (s)	0.245	0.185	0.120	0.180	0.210	0.188
OS (%)	52.78	0	0	0	0	10.56
T_r (s)	0.059	0.044	0.029	0.043	0.050	0.045
E_{ss} (°)	-0.79	-3.35	0.20	-0.79	-0.79	-1.10

Tablo 6.14 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 30 basamak girişi için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	1.157	3.352	0.115	0.103	0.188	0.983
ITSE (-)	0.667	1.931	0.067	0.059	0.109	0.566
IAE (-)	0.634	1.079	0.200	0.189	0.256	0.472
ITAE (-)	0.366	0.622	0.115	0.109	0.148	0.272
T_{s-t} (s)	0.270	0.200	0.150	0.160	0.230	0.202
OS (%)	40.8751	0	0	0	0	8.17502
T_r (s)	0.065	0.048	0.036	0.038	0.055	0.048
E_{ss} (°)	1.83	3.11	-0.59	0.05	-0.74	0.73

T_{s-t} terimi ile sistemin çıkışının istenen değere ne kadar hızlı geldiği değerlendirilir. OS terimi ile sistemin fazla agresif ve aşırı tepki verme eğiliminde olduğu belirlenir. T_r terimi ile sistemin çıkışının ne kadar hızlı tepki verdiği ölçülür. E_{ss} terimi ile sistemin belirli bir giriş tipine göre kararlı duruma ulaştıktan sonra istenen çıkış değeri ile gerçek çıkış değeri arasındaki hata belirlenir ve sıfıra yakın olması istenir.

T_{s-t} , OS ve T_r terimlerinin değerleri, gerçek zamanlı sistem yanıtlarının geçici hal fazından E_{ss} teriminin değeri ise kalıcı hal fazından elde edilerek sistemin zaman domaininde performans analizleri yapılmıştır.

Sistem performansını değerlendirirken, T_{s-t} , OS, T_r ve E_{ss} terimlerinin birlikte incelenmesi, sistemin genel dinamik davranışını ve kararlılığını ortaya koymak açısından önemlidir. Bu terimler, kontrolcölerin etkinliğini karşılaştırmak için önemli performans ölçütleridir. Özellikle, T_{s-t} ve T_r terimleri, sistemin hızlı bir şekilde istenen değere ulaşmasını ve bu süreçteki sistem yanıtını tepki hızını belirlerken, OS terimi sistemin ne kadar aşım yaptığını ve olası aşırı tepki verme durumlarını analiz eder. E_{ss} terimi ise sistemin kalıcı faza geçiş sonrasında ne kadar hatalı bir değerde kaldığını göstererek uzun süreli performansı değerlendirir. Bu kapsamda yapılan performans analizleri, kontrol yöntemlerinin sistem üzerinde ne kadar etkin olduğunu ve hangi koşullar altında daha başarılı sonuçlar verdiğini belirlemek için ayrıntılı bir yol sunmaktadır.

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° , -20° ve 30° basamak girişleri için sistemden elde edilen gerçek zamanlı yanıtlarının performans ölçütlerine göre yapılan analizlerinin tabloları sırasıyla Tablo 6.15, Tablo 6.16 ve Tablo 6.17’de verilmiştir.

Tablo 6.15 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 10° basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	2.738	4.495	0.202	1.713	0.021	1.834
ITSE (-)	1.578	2.590	0.110	0.987	0.012	1.055
IAE (-)	0.975	1.250	0.237	0.771	0.085	0.664
ITAE (-)	0.562	0.720	0.131	0.444	0.049	0.381
T_{s-t} (s)	0.260	0.160	0.110	0.130	0.145	0.161
OS (%)	2.29	0	0	0	0	0.46
T_r (s)	0.062	0.038	0.026	0.031	0.035	0.039
E_{ss} (°)	-2.81	3.60	-0.09	2.32	-0.25	0.56

Tablo 6.16 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde -20° basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	1.490	3.902	0.008	0.217	1.091	1.341
ITSE (-)	0.858	2.249	0.009	0.125	0.629	0.774
IAE (-)	0.720	1.165	0.073	0.274	0.616	0.569
ITAE (-)	0.415	0.671	0.042	0.158	0.355	0.328
T_{s-t} (s)	0.355	0.190	0.120	0.170	0.350	0.237
OS (%)	58.92	0	0	0	24.98	16.78
T_r (s)	0.085	0.045	0.029	0.041	0.084	0.057
E_{ss} (°)	-2.07	-3.35	0.21	-0.79	1.77	-0.85

Tablo 6.17 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında zaman domaininde 30° basamak girişı için sistemden elde edilen gerçek yanıtlarının performans analizleri

Kontrolcü İsmi	PI	PI-PD	2-DOF PIV	PID	Cebirsel PID	Ortalama
ISE (-)	0.188	3.352	0.083	0.051	0.103	0.756
ITSE (-)	0.109	1.931	0.048	0.030	0.059	0.435
IAE (-)	0.256	1.079	0.156	0.134	0.189	0.363
ITAE (-)	0.148	0.622	0.090	0.077	0.109	0.209
T_{s-t} (s)	0.250	0.185	0.160	0.165	0.180	0.188
OS (%)	33.94	0	0	0	0	6.79
T_r (s)	0.060	0.044	0.038	0.039	0.043	0.045
E_{ss} (°)	-0.74	3.11	0.22	0.38	0.54	0.70

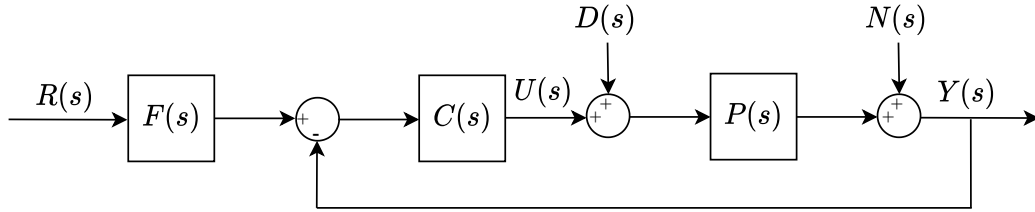
6.3.1.10 PI, PI-PD, 2-DOF PIV PID ve Cebirsel PID Kontrolcleri Altında Sistemin Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Yanıtlarının Performans Analizlerinin Yorumlanması

Sistemin iç döngü kontrolcü seçimi için zaman domaininde yapılan simülasyon ve gerçek zamanlı çalışmalar sonucunda elde edilen grafikler ve tablolar incelendiğinde sonuçlar aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- Sistemin st ve alt kısmında bulunan DC motorların açısal konum takibi için tasarımı yapılan PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında sisteme uygulanan 10° , -20° ve 30° basamak girişleri altında simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının performans analizlerinden elde edilen bilgiler kontrolcü seçiminde etkili olmuştur.
- 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri altında 10° , -20° ve 30° basamak girişleri uygulanarak elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının ISE, ITSE, IAE, ITAE, T_{s-t} , OS, T_r ve E_{ss} performans ltleri ve bu performans ölçütlerinin ortalaması hesaplanarak 10° , -20° ve 30° basamak girişleri uygulandığında DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcleri karşılaştırılmış olup i döngü kontrolcünün seçimi yapılmıştır.
- Sistemin performansının iyi olması sisteme uygulanan girişe ve kontrolcü türüne bağlı olarak sistemin göstermiş olduğu davranışa bağlıdır. Sistem yanıtının geçici hal fazındaki ve kalıcı hal fazındaki davranışlarının tasarım kriterleri ile örtüşmesine, sisteme uygulanan referans girişi takip etmesine ve kontrolcünün etkisine bağlıdır.
- PI ve PI-PD sistem yanıtlarının performans ölçütlerinin birçoğu düşük genlikli açılarda sürtünme meydana gelmesi, redüktör boşluğunun olması ve kuantizasyon gibi DC motorların dinamik etkilerinden ötürü diğer kontrolcülere kıyasla sürekli ve geçici hallerdeki performans ltleri ortalama performans değerlerinin altında kaldığı gözlemlenmektedir.
- Zaman domaininde elde edilen performans ölçütlerinin numerik değerleri ayrıntılı bir şekilde irdelenmiştir. Her bir performans ölçütü için ortalama değerin altında veya üstünde kalması şeklinde de performans ölçümü yapmak mümkündür. Dolayısıyla genellikle 2-DOF PIV, GPID ve PID kontrolcülerinin performans ölçütlerinin numerik değerlerinin çoğunlukla iyi performans gösterdiğini söylemek mümkündür. 2-DOF PIV kontrolcüsünün ise i döngü kontrolcü seçimi için uygun olduğunu söylemek mümkündür.

6.3.2 İç Döngü: Frekans Domaininde Performans Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin iç döngü kontrolü için tasarlanan PI ve PID kontrolcü altında frekans domaini analizleri yapılırken Şekil 6.52’de verilen blok diyagramından yararlanılmıştır. PI ve PID kontrolcülerini altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli denklemler Şekil 6.52’de verilen blok diyagramından elde edilmiştir [124].



Şekil 6.52 İç Döngü: PI ve PID kontrolcü altında frekans domaininde performans analizinin yapılabilmesi için gerekli blok diyagram şeması

Şekil 6.52’de verilen blok diyagramında $R(s)$ terimi referans girişi, $F(s)$ terimi filtreyi, $C(s)$ terimi kontrolcüyü, $U(s)$ terimi kontrol değişkenini, $D(s)$ terimi bozucuyu, $P(s)$ terimi sistemi, $N(s)$ terimi gürültüyü ve $Y(s)$ terimi ise çıkışı temsil etmektedir.

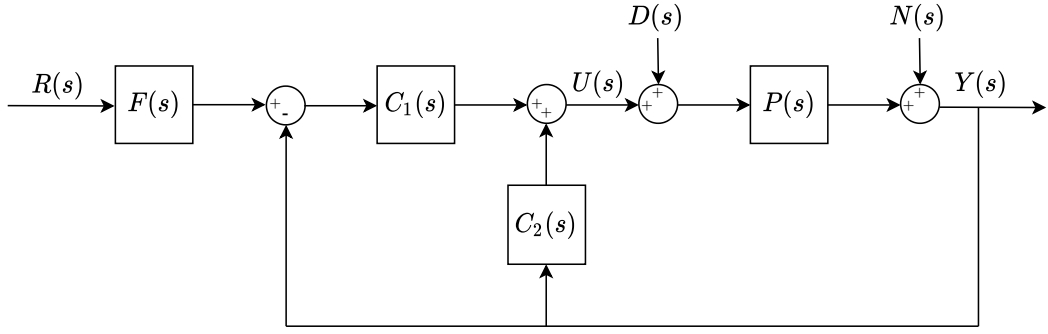
PI ve PID kontrolcü altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli olan ve Şekil 6.52’de verilen blok diyagramı kullanılarak elde edilen genel denklemler Denklem 6.101 ve Denklem 6.102’de verilmiştir.

$$Y(s) = \frac{P(s)C(s)F(s)}{1 + P(s)C(s)}R(s) + \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)}D(s) + \frac{1}{1 + P(s)C(s)}N(s) \quad (6.101)$$

$$U(s) = \frac{C(s)F(s)}{1 + P(s)C(s)}R(s) - \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)}D(s) - \frac{C(s)}{1 + P(s)C(s)}N(s) \quad (6.102)$$

2-DOF akıllı bardak sisteminin iç döngü kontrolü için tasarlanan PI-PD, 2-DOF PIV ve cebirsel PID kontrolcülerini altında frekans domaini analizleri yapılırken Şekil 6.53’te verilen blok diyagramından yararlanılmıştır. PI-PD, 2-DOF PIV ve cebirsel PID kontrolcülerini altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli denklemler Şekil 6.53’te verilen blok diyagramından elde edilmiştir.

Şekil 6.53’te verilen blok diyagramında, $C_1(s)$ terimi ileri besleme kontrolcüyü ve $C_2(s)$ terimi ise geri besleme kontrolcüyü temsil etmektedir.



Şekil 6.53 İç Döngü: PI-PD, 2-DOF PIV ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizinin yapılabilmesi için gerekli blok diyagram şeması

PI-PD, 2-DOF PIV ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizleri için gerekli olan ve Şekil 6.53'te verilen blok diyagramı kullanılarak elde edilen genel denklemler Denklem 6.103 ve Denklem 6.104'te verilmiştir.

$$Y(s) = \frac{F(s)P(s)C_1(s)}{1 + P(s)(C_1(s) + C_2(s))}R(s) + \frac{P(s)}{1 + P(s)(C_1(s) + C_2(s))}D(s) + \frac{1}{1 + P(s)(C_1(s) + C_2(s))}N(s) \quad (6.103)$$

$$U(s) = \frac{F(s)C_1(s)}{1 + P(s)(C_1(s) + C_2(s))}R(s) + \frac{P(s)(C_1(s) + C_2(s))}{1 + P(s)(C_1(s) + C_2(s))}D(s) + \frac{C_1(s) + C_2(s)}{1 + P(s)(C_1(s) + C_2(s))}N(s) \quad (6.104)$$

Denklem 6.101, Denklem 6.102, Denklem 6.103 ve Denklem 6.104'te verilen genel denklem ifadeleri kullanılarak $R(s)$, $C(s)$, $U(s)$, $D(s)$, $P(s)$, $N(s)$, $Y(s)$, $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ terimleri arasındaki ilişkiyi temsil eden transfer fonksiyonlarının genel gösterimleri Tablo 6.18'de verilmiştir.

Tablo 6.18 Frekans domaininde performans analizi için gerekli transfer fonksiyonlarının genel gösterimleri

	$R(s)$	$D(s)$	$N(s)$
$Y(s)$	$G_{RY}(s)$	$G_{DY}(s)$	$G_{NY}(s)$
$U(s)$	$G_{RU}(s)$	$G_{DU}(s)$	$G_{NU}(s)$

Tablo 6.18'de verilen $G_{NU}(s)$ terimi gürültü hassasiyet fonksiyonunu, $G_{DY}(s)$

terimi yük/bozucu hassasiyet fonksiyonunu, $G_{NY}(s)$ terimi hassasiyet fonksiyonunu, $G_{DU}(s)$ terimi tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonunu, $G_{RU}(s)$ terimi ileri besleme hassasiyet fonksiyonunu ve $G_{RY}(s)$ terimi ise ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonunu ifade etmektedir.

PI ve PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizi için gerekli olan ve Tablo 6.18'de genel gösterimi verilen transfer fonksiyonlarının $R(s)$, $C(s)$, $U(s)$, $D(s)$, $P(s)$, $N(s)$ ve $Y(s)$ terimleri cinsinden ifade edilmesi Denklem 6.105, Denklem 6.106, Denklem 6.107, Denklem 6.108, Denklem 6.109 ve Denklem 6.110'da verilmiştir.

$$G_{NU}(s) = \frac{C(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (6.105)$$

$$G_{DY}(s) = \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (6.106)$$

$$G_{NY}(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad (6.107)$$

$$G_{DU}(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (6.108)$$

$$G_{RU}(s) = \frac{C(s)F(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (6.109)$$

$$G_{RY}(s) = \frac{P(s)C(s)F(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (6.110)$$

Frekans domaininde performans analizi yapılırken $P(s)$ fonksiyonu olarak Denklem 6.3'te verilen transfer fonksiyonu kullanılmıştır. $C(s)$, $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ fonksiyonları olarak PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri kullanılmış olup bu kontrolcüler sırasıyla Denklem 6.6, Denklem 6.15, Denklem 6.30, Denklem 6.41 ve Denklem 6.55'te verilen kapalı çevrim transfer fonksiyonlarıdır. $F(s)$ fonksiyonu olarak 2-DOV PIV kontrolcüsü için Denklem 6.27'de verilen ifade kullanılmış olup diğer dört kontrolcü için $F(s) = 1$ olarak verilmiştir.

PI-PD, 2-DOF PIV ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizi için gerekli olan ve Tablo 6.18'de genel gösterimi verilen transfer fonksiyonlarının $R(s)$, $C_1(s)$, $C_2(s)$, $U(s)$, $D(s)$, $P(s)$, $N(s)$ ve $Y(s)$ terimleri cinsinden ifade edilmesi Denklem 6.111, Denklem 6.112, Denklem 6.113, Denklem 6.114, Denklem 6.115 ve Denklem 6.116'da verilmiştir.

$$G_{NU}(s) = \frac{C_1(s) + C_2(s)}{1 + P(s) (C_1(s) + C_2(s))} \quad (6.111)$$

$$G_{DY}(s) = \frac{P(s)}{1 + P(s) (C_1(s) + C_2(s))} \quad (6.112)$$

$$G_{NY}(s) = \frac{1}{1 + P(s) (C_1(s) + C_2(s))} \quad (6.113)$$

$$G_{DU}(s) = \frac{P(s) (C_1(s) + C_2(s))}{1 + P(s) (C_1(s) + C_2(s))} \quad (6.114)$$

$$G_{RU}(s) = \frac{F(s)C_1(s)}{1 + P(s) (C_1(s) + C_2(s))} \quad (6.115)$$

$$G_{RY}(s) = \frac{F(s)P(s)C_1(s)}{1 + P(s) (C_1(s) + C_2(s))} \quad (6.116)$$

6.3.2.1 İç Döngü: Gürültü Hassasiyet Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli gürültü hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.19’da verilmiştir.

Tablo 6.19 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli gürültü hassasiyet fonksiyonları

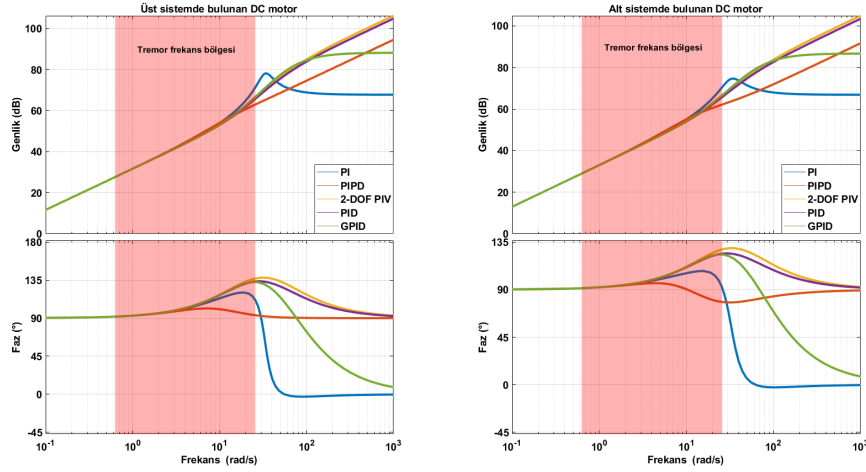
Gürültü Hassasiyet Fonksiyonları
$G_{NUPI}(s) = \frac{2443s^3 + 62093s^2 + 305175s}{s^3 + 19s^2 + 1200s + 8000}$
$G_{NUPID}(s) = \frac{53s^4 + 2376s^3 + 32637s^2 + 128830s}{s^3 + 45s^2 + 675s + 3375}$
$G_{NU2-DOFPIV}(s) = \frac{206s^4 + 13637s^3 + 313518s^2 + 2442998s}{s^3 + 120s^2 + 4800s + 64000}$
$G_{NUPID}(s) = \frac{176s^4 + 10774s^3 + 227568s^2 + 1636617s}{s^3 + 105s^2 + 3675s + 42875}$
$G_{NUGPID}(s) = \frac{25805s^7 + 16279822s^6 + 3733836228s^5 + 370846187320s^4 + 15105208561359s^3 + 276400797695426s^2 + 189175s}{s^7 + 776s^6 + 241763s^5 + 38900613s^4 + 3479691101s^3 + 174550429835s^2 + 4597826270888s + 49558829248848}$

2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli gürültü hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.20’de verilmiştir.

Tablo 6.20 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında sistemin frekans domaininde performans analizleri için gerekli gürültü hassasiyet fonksiyonları

Gürültü Hassasiyet Fonksiyonları
$G_{NUPI}(s) = \frac{2208s^3 + 68163s^2 + 356275s}{s^3 + 24s^2 + 1200s + 8000}$
$G_{NUPID}(s) = \frac{38s^4 + 2169s^3 + 36272s^2 + 150304s}{s^3 + 45s^2 + 675s + 3375}$
$G_{NU2-DOFPIV}(s) = \frac{176s^4 + 13100s^3 + 331542s^2 + 2850203s}{s^3 + 120s^2 + 4800s + 64000}$
$G_{NUPID}(s) = \frac{149s^4 + 10361s^3 + 242565s^2 + 1909413s}{s^3 + 105s^2 + 3675s + 42875}$
$G_{NUGPID}(s) = \frac{21671s^7 + 13475066s^6 + 3079849796s^5 + 312071660384s^4 + 13660239930932s^3 + 269863352772216s^2 + 200472s}{s^7 + 757s^6 + 231067s^5 + 36541508s^4 + 3227643572s^3 + 160507324516s^2 + 4199529082087s + 45015142109919}$

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için bulunan ve Tablo 6.19 ve Tablo 6.20’de sırasıyla verilen gürültü hassasiyet fonksiyonları kullanılarak frekans domaininde yapılan performans analizlerine ait grafikler Şekil 6.54’te verilmiştir.



Şekil 6.54 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde gürültü hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde olası gürültü sinyali ile kontrol sinyali arasındaki ilişkiyi ifade eden gürültü hassasiyet fonksiyonları kullanılarak yapılan performans analizlerine ait Şekil 6.54’te verilen grafikler incelendiğinde genliklerde tremor bölgesinin sonlarına doğru PI kontrolcünün en büyük yükseltmeyi, PI-PD kontrolcüsünün ise en düşük yükseltmeyi gerçekleştirdiği görülmektedir. Önerilen 2-DOF PIV kontrolcü ise tremor bölgesinin çoğunluğunda yükseltme miktarının diğer kontrolcölere göre daha az olduğu kontrolcölerin faz açılarındaki ise 2-DOF PIV kontrolcüde minimum azalma eğilimi PI-PD’de ise en fazla artmaya doğru eğilimin olduğu görülmektedir. Bu durum kontrol sinyalinin gürültüye karşı daha dayanıklı olduğunu göstermektedir.

6.3.2.2 İç Döngü: Yük/Bozucu Hassasiyet Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli yük/bozucu hassasiyet fonksiyonları Tablo

6.21’de verilmiştir.

Tablo 6.21 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli yük/bozucu hassasiyet fonksiyonları

Yük/Bozucu Hassasiyet Fonksiyonları	
$G_{DY_{PI}}(s)$	$= \frac{0.5s}{s^3+19s^2+1200s+8000}$
$G_{DY_{PI-PD}}(s)$	$= \frac{0.5s}{s^3+45s^2+675s+3375}$
$G_{DY_{2-DOFPIV}}(s)$	$= \frac{0.5s}{s^3+120s^2+4800s+64000}$
$G_{DY_{PID}}(s)$	$= \frac{0.5s}{s^3+105s^2+3675s+42875}$
$G_{DY_{GPID}}(s)$	$= \frac{0.5s^3+186s^2+17593s}{s^5+398s^4+55588s^3+3632824s^2+113751864s+1383723326}$

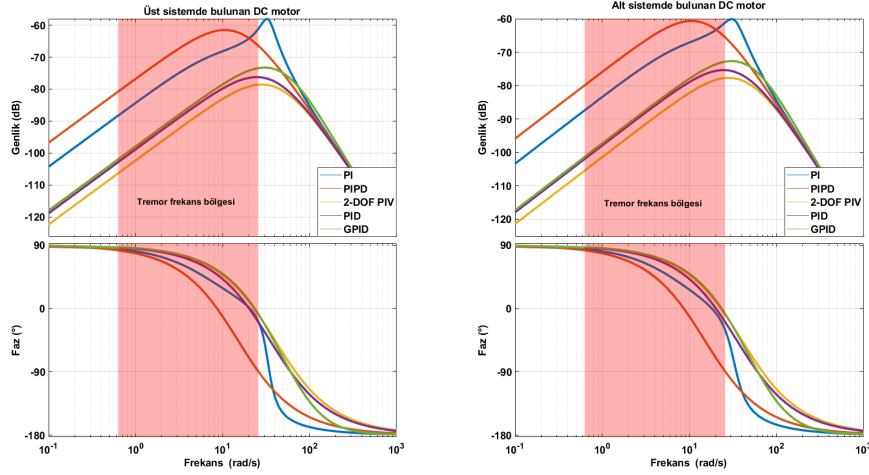
2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli yük/bozucu hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.22’de verilmiştir.

Tablo 6.22 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli yük/bozucu hassasiyet fonksiyonları

Yük/Bozucu Hassasiyet Fonksiyonları	
$G_{DY_{PI}}(s)$	$= \frac{0.5434s}{s^3+24.2s^2+1200s+8000}$
$G_{DY_{PI-PD}}(s)$	$= \frac{0.5s}{s^3+45s^2+675s+3375}$
$G_{DY_{2-DOFPIV}}(s)$	$= \frac{0.5s}{s^3+120s^2+4800s+64000}$
$G_{DY_{PID}}(s)$	$= \frac{0.5s}{s^3+105s^2+3675s+42875}$
$G_{DY_{GPID}}(s)$	$= \frac{0.5s^3+199s^2+18254s}{s^5+391s^4+54238s^3+3533661s^2+110394161s+1340073050}$

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için bulunan ve Tablo 6.21 ve Tablo 6.22’de sırasıyla verilen yük/bozucu hassasiyet fonksiyonları kullanılarak frekans domaininde yapılan performans analizlerine ait grafikler Şekil 6.55’te verilmiştir.

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde olası yük/bozucu sinyali ile sistem çıkış sinyali (cevabı) arasındaki ilişkiyi ifade eden yük/bozucu hassasiyet fonksiyonları kullanılarak yapılan performans analizlerine ait Şekil 6.55’te verilen grafikler incelendiğinde genliklerde tremor bölgesinin başlarında en düşük azaltmayı PI-PD kontrolcünün, en yüksek azaltmayı 2-DOF PIV kontrolcüsünün ve sonlarına doğru en düşük azaltmayı PI kontrolcünün



Şekil 6.55 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde yük/bozucu hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması

yaptığı görülmektedir. Önerilen 2-DOF PIV kontrolcü tremor bölgesinin hepsinde azaltma miktarının diğer kontrolcülere nazaran daha fazla olduğu görülmektedir. Faz açılarındaki ise 2-DOF PIV kontrolcü minimum azalma eğilimi PI-PD’de ise en fazla artmaya doğru eğilimin olduğu görülmektedir. Bu da sistem çıkış sinyalinin (cevabının) yüke/bozucuya karşı daha dayanıklı olduğunun bir göstergesidir.

6.3.2.3 İç Döngü: Hassasiyet Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizleri için gerekli hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.23’te verilmiştir.

Tablo 6.23 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizleri için gerekli hassasiyet fonksiyonları

Hassasiyet Fonksiyonları	
$G_{NYPI}(s)$	$\frac{s^3+19s^2}{s^3+18.75s^2+1200s+8000}$
$G_{NYPI-PD}(s)$	$\frac{s^3+19s^2}{s^3+45s^2+675s+3375}$
$G_{NY2-DOFPIV}(s)$	$\frac{s^3+19s^2}{s^3+120s^2+4800s+64000}$
$G_{NYPID}(s)$	$\frac{s^3+19s^2}{s^3+105s^2+3675s+42875}$
$G_{NYGPID}(s)$	$\frac{s^5+397s^4+42912s^3+671542s^2}{231067s^5+397s^4+55588s^3+3632823s^2+113751864s+1383723326}$

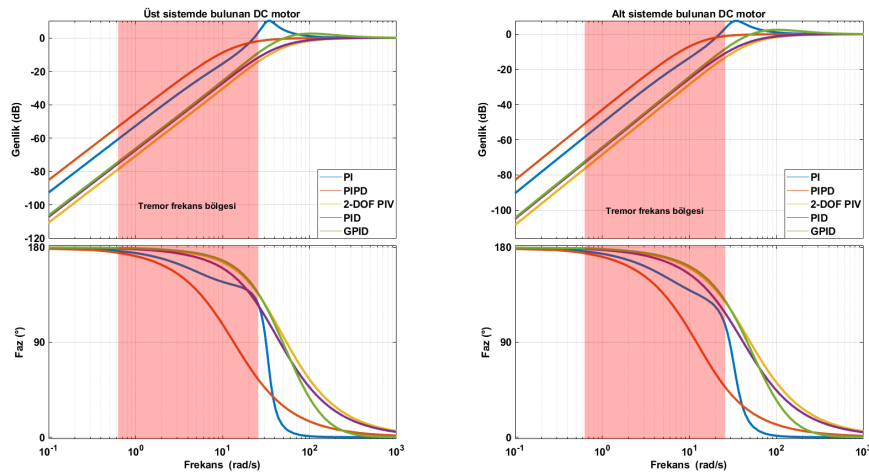
2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans

analizleri için gerekli hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.24'te verilmiştir.

Tablo 6.24 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli hassasiyet fonksiyonları

Hassasiyet Fonksiyonları	
$G_{NYPI}(s) = \frac{s^3+24s^2}{s^3+24s^2+1200s+8000}$	
$G_{NYPI-PD}(s) = \frac{s^3+24s^2}{s^3+45s^2+675s+3375}$	
$G_{NY2-DOFPIV}(s) = \frac{s^3+24s^2}{s^3+120s^2+4800s+64000}$	
$G_{NYPID}(s) = \frac{s^3+24s^2}{s^3+105s^2+3675s+42875}$	
$G_{NYGPID}(s) = \frac{s^5+390s^4+42462s^3+812916s^2}{231067s^5+397s^4+55588s^3+3632823s^2+113751864s+1383723326}$	

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde performans analizleri için bulunan ve Tablo 6.23 ve Tablo 6.24'te sırasıyla verilen hassasiyet fonksiyonları kullanılarak frekans domaininde yapılan performans analizlerine ait grafikler Şekil 6.56'da verilmiştir.



Şekil 6.56 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcileri altında frekans domaininde olası gürültü sinyali ile sistem çıkış sinyali (cevabı) arasındaki ilişkiyi ifade eden hassasiyet fonksiyonları kullanılarak yapılan performans analizlerine ait Şekil 6.56'da verilen grafikler incelendiğinde genliklerde tremor bölgesinin başlarında en düşük azalmayı PI-PD kontrolcünün, en yüksek azaltmayı 2-DOF PIV

kontrolcüsünün ve sonlarına doğru en düşük azalmayı PI kontrolcüsünün yaptığı görülmektedir. Önerilen 2-DOF PIV kontrolcü tremor bölgesinin hepsinde azaltma miktarının diğer kontrolcülere nazaran daha fazla olduğu görülmektedir. Faz açılarındaki ise 2-DOF PIV kontrolcü minimum azalma eğilimi PI-PD’de ise en fazla artmaya doğru eğilimin olduğu görülmektedir. Bu da sistem çıkış sinyalinin (cevabının) gürültü sinyaline karşı daha dayanıklı olduğunun bir göstergesidir.

6.3.2.4 İç Döngü: Tamamlayıcı Hassasiyet Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülere altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.25’te verilmiştir.

Tablo 6.25 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülere altında sistemin frekans domaininde performans analizleri için gerekli tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları

Tamamlayıcı Hassasiyet Fonksiyonları
$G_{DUPI}(s) = \frac{1200s+8000}{s^3+19s^2+1200s+8000}$
$G_{DUPI-PD}(s) = \frac{26s^2+675s+3375}{s^3+45s^2+675s+3375}$
$G_{DU2-DOFPIV}(s) = \frac{101s^2+4800s+64000}{s^3+120s^2+4800s+64000}$
$G_{DUPID}(s) = \frac{86s^2+3675s+42875}{s^3+105s^2+3675s+42875}$
$G_{DUGPID}(s) = \frac{12676s^5+7758982s^4+168857944s^3+150498782637s^2+4597826270888s+49558829248848}{s^7+776s^6+241763s^5+38900614s^4+3479691101s^3+174550429835s^2+4597826270888s+495588292488467}$

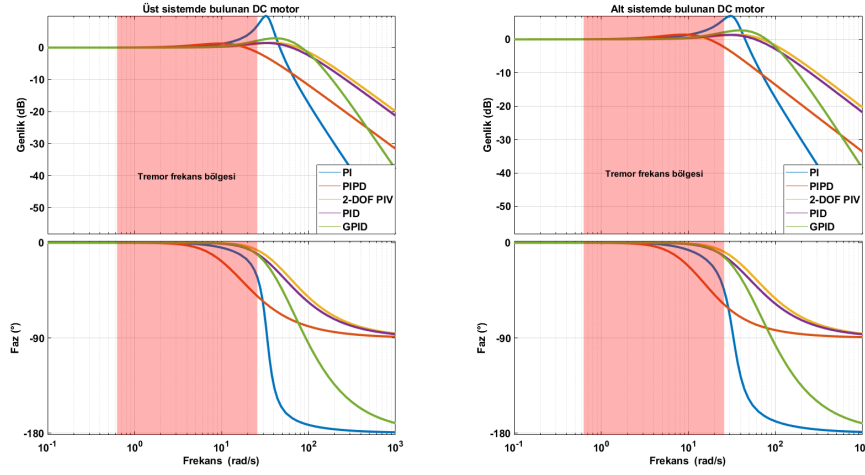
2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülere altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.26’da verilmiştir.

Tablo 6.26 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülere altında sistemin frekans domaininde performans analizleri için gerekli tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları

Tamamlayıcı Hassasiyet Fonksiyonları
$G_{DUPI}(s) = \frac{1200s+8000}{s^3+24s^2+1200s+8000}$
$G_{DUPI-PD}(s) = \frac{21s^2+675s+3375}{s^3+45s^2+675s+3375}$
$G_{DU2-DOFPIV}(s) = \frac{96s^2+4800s+64000}{s^3+120s^2+4800s+64000}$
$G_{DUPID}(s) = \frac{81s^2+3675s+42875}{s^3+105s^2+3675s+42875}$
$G_{DUGPID}(s) = \frac{12676s^5+7758982s^4+168857944s^3+150498782637s^2+4597826270888s+49558829248848}{s^7+776s^6+241763s^5+38900614s^4+3479691101s^3+174550429835s^2+4597826270888s+495588292488467}$

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülere altında frekans domaininde performans analizleri için bulunan ve Tablo 6.25 ve Tablo 6.26’da sırasıyla verilen

tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları kullanılarak frekans domaininde yapılan performans analizlerine ait grafikler Şekil 6.57’de verilmiştir.



Şekil 6.57 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinin frekans domaininde tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinin frekans domaininde olası gürültü sinyali ile kontrol sinyali arasındaki ilişkiyi ifade eden tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları kullanılarak yapılan performans analizlerine ait Şekil 6.57’de verilen grafikler incelendiğinde tremor bölgesinin başlarında en yüksek yükseltmeyi PI kontrolcüsünün, en düşük yükseltmeyi PI-PD kontrolcüsünün yaptığı görülmektedir. Önerilen 2-DOF PIV kontrolcü tremor bölgesinin hepsinde ara bir yükseltme miktarında olup diğer kontrolcülere nazaran ortalama bir değerde olduğu görülmektedir. Faz açıları ise 2-DOF PIV kontrolcü minimum azalma eğilimi PI-PD’de ise en fazla artmaya doğru eğilimin olduğu görülmektedir. Bu da kontrol sinyalinin yük/bozucu sinyaline karşı fazla veya az değer üretmesini engellemekte ve daha dayanıklı olduğunun bir göstergesidir.

6.3.2.5 İç Döngü: İleri Besleme Hassasiyet Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinin frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.27’de verilmiştir. 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinin frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme hassasiyet fonksiyonları

Tablo 6.28’de verilmiştir.

Tablo 6.27 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme hassasiyet fonksiyonları

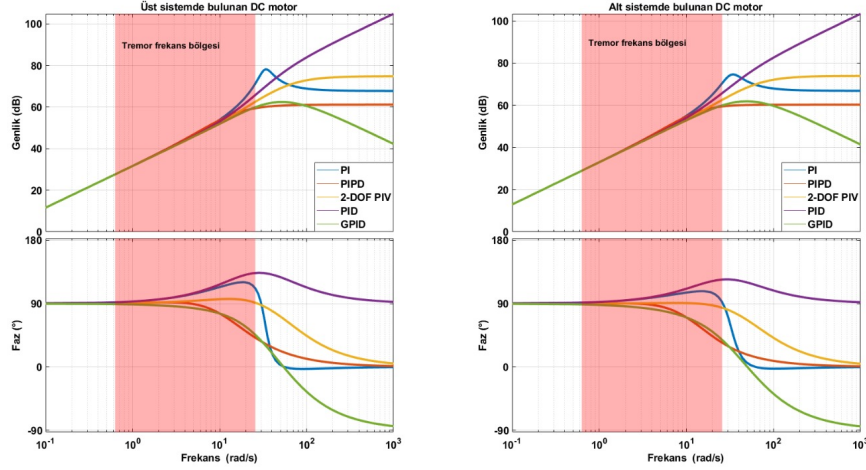
İleri Besleme Hassasiyet Fonksiyonları
$G_{RU_{PI}}(s) = \frac{2443s^3+62093s^2+305375}{s^3+19s^2+1200s+8000}$
$G_{RU_{PI-PD}}(s) = \frac{1145s^3+2834s^2+128830}{s^3+45s^2+675s+3375}$
$G_{RU_{2-DOFPIV}}(s) = \frac{130293s^2+2442998s}{s^3+120s^2+4800s+64000}$
$G_{RU_{PID}}(s) = \frac{176s^4+10774s^3+227568s^2+1636617s}{s^3+105s^2+3675s+42875}$
$G_{RU_{GPID}}(s) = \frac{5505s^6+2759324s^5+478542131s^4+34177629443s^3+1023223834950s^2+9996041811883s}{s^6+587s^5+130768s^4+14152853s^3+801263758s^2+22911263575s+261869639360}$

Tablo 6.28 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme hassasiyet fonksiyonları

İleri Besleme Hassasiyet Fonksiyonları
$G_{RU_{PI}}(s) = \frac{2208s^3+68163s^2+356275s}{s^3+24s^2+1200s+8000}$
$G_{RU_{PI-PD}}(s) = \frac{1035s^3+31262s^2+150304}{s^3+45s^2+675s+3375}$
$G_{RU_{2-DOFPIV}}(s) = \frac{117777s^2+2850203s}{s^3+120s^2+4800s+64000}$
$G_{RU_{PID}}(s) = \frac{149s^4+10361s^3+242565s^2+1909413s}{s^3+105s^2+3675s+42875}$
$G_{RU_{GPID}}(s) = \frac{4976s^6+2461964s^5+426974027s^4+31277683963s^3+992037258545s^2+10938034308010s}{s^6+574s^5+125857s^4+13474466s^3+758043483s^2+21573114871s+245608588553}$

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için bulunan ve Tablo 6.27 ve Tablo 6.28’de sırasıyla verilen ileri besleme hassasiyet fonksiyonları kullanılarak frekans domaininde yapılan performans analizlerine ait grafikler Şekil 6.58’de verilmiştir.

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde uygulanan veya takip edilmesi istenen referans sinyali ile kontrol sinyali arasındaki ilişkiyi ifade eden tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları kullanılarak yapılan performans analizlerine ait Şekil 6.58’de verilen grafikler incelendiğinde tremor bölgesinin başlarında eşit oranda yükseltme ile giden kontrolcüler, sonlarına doğru en düşük yükseltmeyi PI-PD ve en yüksek yükseltmeyi PI kontrolcüsünün yaptığı görülmektedir. Önerilen 2-DOF PIV kontrolcü tremor bölgesinin hepsinde ara bir yükseltme miktarında olup diğer kontrolcülere nazaran ortalama bir değerde olduğu görülmektedir. Faz açılarındaki ise PID kontrolcü minimum azalma eğilimi PI-PD’de ise en fazla artmaya doğru eğilimin olduğu görülmektedir. Bu da kontrol sinyalinin referans sinyaline karşı fazla veya az değer üretmesini engellemekte ve daha dayanıklı olduğunun bir göstergesidir.



Şekil 6.58 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde ileri besleme hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması

6.3.2.6 İç Döngü: İleri Besleme Tamamlayıcı Hassasiyet Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.29’da verilmiştir.

Tablo 6.29 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizleri için gerekli tamamlayıcı ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları

İleri Besleme Tamamlayıcı Hassasiyet Fonksiyonları	
$G_{RYPI}(s)$	$\frac{1200s+8000}{s^3+19s^2+1200s+8000}$
$G_{RYPI-PD}(s)$	$\frac{563s+3375}{s^3+45s^2+675s+3375}$
$G_{RY2-DOFPIV}(s)$	$\frac{64000}{s^3+120s^2+4800s+64000}$
$G_{RYPID}(s)$	$\frac{86s^2+3675s+42875}{s^3+105s^2+3675s+42875}$
$G_{RYGPID}(s)$	$\frac{2704s^4+1304680s^3+210597145s^2+12839355113s+261869639360}{s^6+587s^5+130768s^4+14152853s^3+801263758s^2+22911263575s+261869639360}$

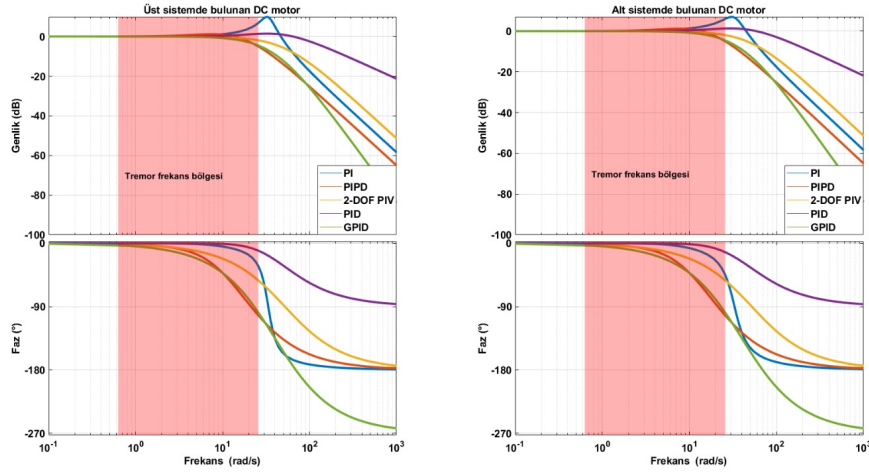
2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları Tablo 6.30’da verilmiştir.

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcülerinde frekans domaininde performans analizleri için bulunan ve Tablo 6.29 ve Tablo 6.30’da sırasıyla verilen

Tablo 6.30 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde performans analizleri için gerekli ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları

İleri Besleme Tamamlayıcı Hassasiyet Fonksiyonları	
$G_{RYPI}(s) = \frac{1200s+8000}{s^3+24s^2+1200s+8000}$	
$G_{RYPI-PD}(s) = \frac{563s+3375}{s^3+45s^2+675s+3375}$	
$G_{RY2-DOFPIV}(s) = \frac{64000}{s^3+120s^2+4800s+64000}$	
$G_{RYPID}(s) = \frac{81s^2+3675s+42875}{s^3+105s^2+3675s+42875}$	
$G_{RYGPID}(s) = \frac{2704s^2+281216s+7311616}{s^4+208s^3+16211s^2+562432s+7311616}$	

ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları kullanılarak frekans domaininde yapılan performans analizlerine ait grafikler Şekil 6.59’da verilmiştir.



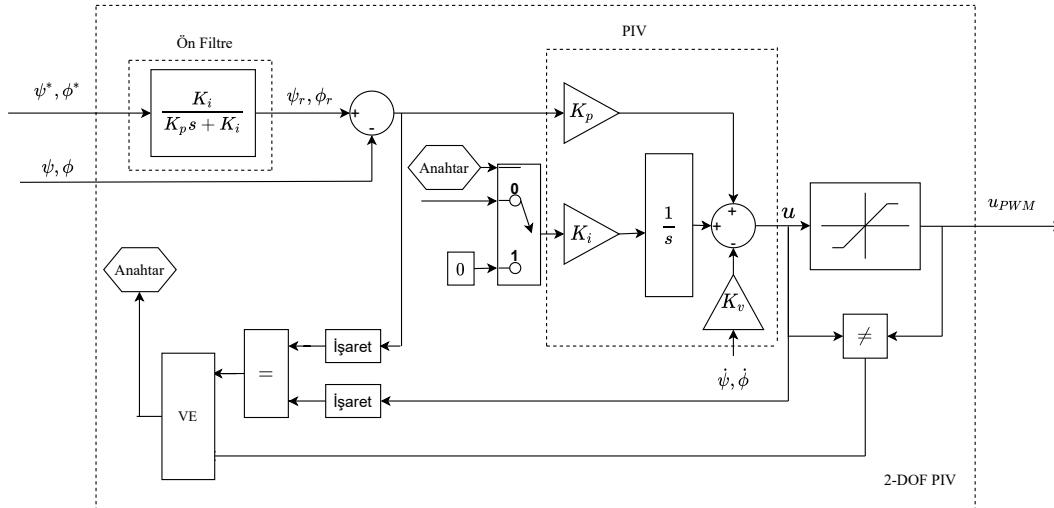
Şekil 6.59 2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde ileri besleme tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonlarının performans analizlerinin karşılaştırılması

2-DOF akıllı bardak sisteminin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların PI, PI-PD, 2-DOF PIV, PID ve cebirsel PID kontrolcöleri altında frekans domaininde uygulanan veya takip edilmesi istenen referans sinyali ile sistem çıkış sinyali (cevabı) arasındaki ilişkiyi ifade eden tamamlayıcı hassasiyet fonksiyonları kullanılarak yapılan performans analizlerine ait Şekil 6.59’da verilen grafikler incelendiğinde tremor bölgesinin başlarında eşit oranda yükseltme ile giden kontrolcüler, sonlarına doğru en düşük yükseltmeyi PI-PD ve en yüksek yükseltmeyi PI kontrolcüsünün yaptığı görülmektedir. Önerilen 2-DOF PIV kontrolcü tremor bölgesinin hepsinde ara bir yükseltme miktarında olup diğer kontrolcülere nazaran 0 dB değerine daha yakın olduğu görülmektedir. Faz açıları ise PID kontrolcü minimum azalma eğilimi PI-PD’de ise en fazla artmaya

doğru eğilimin olduğu görülmektedir. Faz açıları ise PID kontrolcü minimum azalma eğilimi GPID’de ise en fazla artmaya doğru eğilimin olduğu görülmektedir. Bu da referans sinyalinin sistem çıkış sinyaline (cevabı) yakın ve birebir değer üretmesini sağlayarak daha düşük sürekli hal hatası üretmesi sonucu daha dayanıklı olduğunun bir göstergesidir.

6.4 İki Serbestlik Dereceli Akıllı Bardağın İç Döngü Kontrolü İçin Kontrolcü Seçimi

2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonu için gerekli iç döngü kontrolcü seçimi yapılırken DC motorlara beş farklı kontrolcü ve üç farklı basamak girişleri uygulanarak elde edilen sistem yanıtları kıyaslanmıştır. Kıyaslama yapılırken sistemin simülasyon ile gerçek zamanlı yanıtlarının uygulanan referans girişleri takip etmeleri ve meydana gelen takip hataları dikkate alınarak yapılmıştır. Zaman domaininde elde edilen sistem yanıtları hem grafiksel hem de hesaplanan numerik performans ölçütleri dikkate alındığında ve frekans domaininde sistem referansı, gürültü ve bozucu etkilerinin sisteme etkilerinin genlik ve faz olarak her kontrolcü için incelenip kıyaslandığında 2-DOF PIV kontrolcüsünün tremor frekans bölgesinde hem genlik cevaplarındaki enazlamaları hem de faz cevaplarındaki fark değerlerinin genellikle küçük olmasından dolayı frekans domaininde 2-DOF PIV seçilmiştir. Sistemin hem alt hem de üst kısmında bulunan DC motorların iç döngü kontrolcü olarak seçilen 2-DOF PIV kontrolcüsünün iç yapısı Şekil 6.60’ta verilmiştir [55, 121].



Şekil 6.60 DC motor konumlandırma: Anti-windup (sarma karşıtı) ve ileri besleme terimli 2-DOF PIV konum regülatörü

2-DOF PIV yapısında bulunan integral dolayısıyla uygulanan sistemin integral bileşeninin aşırı büyümesini anahtarlama yaklaşımı kullanarak kontrolcünün

integral teriminin birikmesini belirli sınırlar içinde tutar. Böylelikle sistemin daha hızlı ve kararlı bir şekilde toparlanmasını sağlar. Aşırı osilasyonları ve kontrolcü çıkışının doyma etkisini azaltır. Sistemin istenen değere daha hızlı ve düzgün bir şekilde ulaşmasını sağlar.

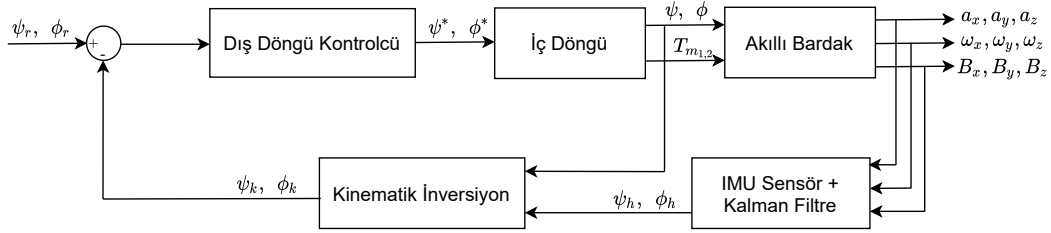


7

DIŞ DÖNGÜ: İKİ SERBESTLİK DERECELİ AKILLI BARDAK

7.1 Akıllı Bardağın Uç Nokta Konum Regülasyonu İçin Gerekli Sistem Bileşenlerinin Entegrasyonu

2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonu için gerekli blok diyagramın genel gösterimi Şekil 7.1’de verilmiştir.

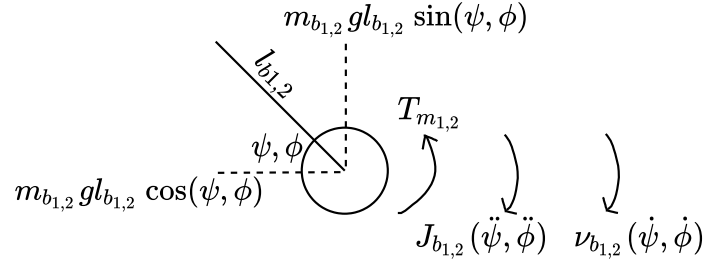


Şekil 7.1 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonu için gerekli genel blok diyagram gösterimi

Şekil 7.1’de verilen diyagramda ψ_r, ϕ_r terimleri referans girişlerini, ψ^*, ϕ^* terimleri dış döngüden gelen konum referans girişlerini, ψ, ϕ terimleri konum kontrol sisteminin çıkışlarını, T_m terimleri motor torkunu, a_x, a_y, a_z terimleri akıllı bardağın ivmelenme verilerini, $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ terimleri akıllı bardağın açısal hız verilerini, B_x, B_y, B_z terimleri akıllı bardağın manyetik alan verilerini, ψ_h, ϕ_h terimleri, kestirimden hesaplanmış konum açılarını, ψ_k, ϕ_k terimleri IMU sensörlerinden gelen hesaplanmış açısal konumların ve konum kontrol sisteminin çıkışlarından gelen açısal konum açıları arasındaki farkın kapatılması için gerekli kinematik inversiyondan sonraki açısal konumları temsil etmektedir.

Şekil 7.1’de verilen diyagramdaki akıllı bardağın alt ve üst kısımlarının hareketlerine göre dinamik modelleri, doğrusallaştırma yöntemlerinden biri olan Taylor serisi ile doğrusallaştırma yöntemi kullanılarak bulunmuştur. Şekil 7.2’de verilen gösterim kullanılarak yapılan doğrusallaştırma işlemi ile akıllı bardağın

belirli bir noktada veya küçük bir bölgedeki davranışının yaklaşık olarak düz bir çizgi ile ifade edilmesi sağlanmıştır. Doğrusallaştırma yapılarak karmaşık ve doğrusal olmayan akıllı bardağın analiz ve tasarımının gerçekleştirilmesi kolaylaştırılmıştır. Şekil 7.2’de verilen gösterime göre akıllı bardağın eğrisel yapısını belirli bir noktada teğet olan bir doğru ile temsil etmek mümkündür [125].



Şekil 7.2 2-DOF Akıllı bardak sisteminin alt ve üst kısımlarının hareketlerine göre dinamik modellerinin elde edilmesi için kullanılan doğrusallaştırma modeli

Şekil 7.2’de verilen gösterime göre akıllı bardağın Taylor serisi ile doğrusallaştırma işlemi için Denklem 7.1’de verilen ifade kullanılmıştır.

$$f(x) \approx f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) \quad (7.1)$$

Denklem 7.1’de verilen formül, x değerinin x_0 noktasına yakın olduğu bölgede fonksiyonun doğrusallaştırılmış bir ifadesini verir.

Akıllı bardağın alt ve üst kısımlarının hareketlerine göre dinamik modellerini elde etmek için kullanılan Taylor yöntemi ile doğrusallaştırma işlemi için Şekil 7.2’de verilen gösterim kullanılarak Newton yasalarına göre elde edilen ifadeler Denklem 7.2 ve Denklem 7.3’te verilmiştir.

$$T_{m1} = K_{m1} i_{a1} = J_{b1} \ddot{\psi} + \nu_{b1} \dot{\psi} + m_{b1} g l_{b1} \sin(\psi) \quad (7.2)$$

$$T_{m2} = K_{m1} i_{a2} = J_{b2} \ddot{\phi} + \nu_{b2} \dot{\phi} + m_{b2} g l_{b2} \sin(\phi) \quad (7.3)$$

Denklem 7.2 ve Denklem 7.3’te verilen eşitliklere göre T_{m1} terimi sistemin alt kısmında bulunan DC motorun torkunu, T_{m2} terimi sistemin üst kısmında bulunan DC motorun torkunu, K_{m1} terimi sistemin alt kısmında bulunan DC motorun tork sabitini, K_{m2} terimi sistemin üst kısmında bulunan DC motorun tork sabitini, i_{a1} terimi sistemin alt kısmında bulunan DC motorun armatür akımını, i_{a2} terimi sistemin üst kısmında bulunan DC motorun armatür akımını, J_{b1} terimi 2-DOF

akıllı bardak sisteminin alt kısmında bulunan DC motorun dönme şaftına göre eylemsizlik momentini, J_{b_2} terimi 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan bardağın ağırlık merkezinin sistemin üst kısmında bulunan DC motorun dönme şaftına göre eylemsizlik momentini, ψ, ϕ terimleri alt ve üst sistemde bulunan DC motorlara göre bardağın açısal konumlarını, ν_{b_1} terimi sistemin alt kısmının viskoz sürtünme katsayısını, ν_{b_2} terimi sistemin üst kısmının viskoz sürtünme katsayısını, m_{b_1} terimi sistemin alt kısmında bulunan DC motorun taşıdığı kısım olan sistemin üst kısmının kütleini, m_{b_2} terimi bardağın ve üst sistemde bulunan DC motorun hareket ettirdiği parçaların toplam kütleini, g terimi yer çekimi ivmesini, l_{b_1} terimi sistemin alt kısmında bulunan DC motorun yarıçap uzunluğunu, l_{b_2} terimi bardağın ağırlık merkezinin sistemin üst kısmında bulunan DC motorun dönme şaftına olan uzaklığını ifade etmektedir.

Denklem 7.2 ve Denklem 7.3'te verilen eşitliklerde bulunan $\sin(\psi)$ ve $\sin(\phi)$ terimleri sıfır noktasında Taylor yöntemi ile doğrusallaştırıldıklarında Denklem 7.4 ve Denklem 7.5'te verilen eşitlikler elde edilmiştir.

$$\sin(\psi) = \psi \quad (7.4)$$

$$\sin(\phi) = \phi \quad (7.5)$$

Denklem 7.4 ve Denklem 7.5'te elde edilen doğrusallaştırılmış ifadeler Denklem 7.2 ve Denklem 7.3'te yerlerine yerleştirildiklerinde Denklem 7.6 ve Denklem 7.7'de verilen ifadeler elde edilmiştir.

$$T_{m_1} = K_{m_1} \ddot{a}_1 = J_{b_1} \ddot{\psi} + \nu_{b_1} \dot{\psi} + m_{b_1} g l_{b_1} \psi \quad (7.6)$$

$$T_{m_2} = K_{m_2} \ddot{a}_2 = J_{b_2} \ddot{\phi} + \nu_{b_2} \dot{\phi} + m_{b_2} g l_{b_2} \phi \quad (7.7)$$

Denklem 7.6 ve Denklem 7.7'de verilen ifadelerin Laplace dönüşümleri ile elde edilen ifadeler Denklem 7.8 ve Denklem 7.9'da verilmiştir.

$$T_{m_1}(s) = (J_{b_1} s^2 + \nu_{b_1} s + m_{b_1} g l_{b_1}) \psi(s) \quad (7.8)$$

$$T_{m_2}(s) = (J_{b_2} s^2 + \nu_{b_2} s + m_{b_2} g l_{b_2}) \phi(s) \quad (7.9)$$

Denklem 7.8 ve Denklem 7.9’da verilen ifadelerin düzenlenmesi ile elde edilen 2-DOF akıllı bardak sisteminin alt ve üst kısımlarının hareketlerine göre dinamik modelleri Denklem 7.10 ve Denklem 7.11’de verilmiştir.

$$\frac{\psi(s)}{T_{m_1}(s)} = \frac{1/J_{b_1}}{s^2 + \frac{\nu_{b_1}}{J_{b_1}}s + \frac{m_{b_1}gl_{b_1}}{J_{b_1}}} \quad (7.10)$$

$$\frac{\phi(s)}{T_{m_2}(s)} = \frac{1/J_{b_2}}{s^2 + \frac{\nu_{b_2}}{J_{b_2}}s + \frac{m_{b_2}gl_{b_2}}{J_{b_2}}} \quad (7.11)$$

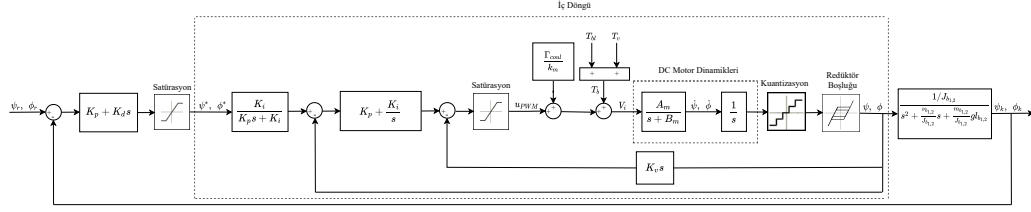
Taylor yöntemi ile doğrusallaştırılarak elde edilen 2-DOF akıllı bardağın alt ve üst kısımlarının hareketlerine göre dinamiklerini temsil eden ve Denklem 7.10 ile Denklem 7.11’de verilen ifadelerde bulunan akıllı bardağın parametrelerinin yüksüz ve yüklü durumlardaki değerleri ve birimleri Tablo 7.1’de verilmiştir.

Tablo 7.1 2-DOF akıllı bardak parametreleri

Parametre	Yüksüz Durumdaki Değeri	Yüklü Durumdaki Değeri	Birimi
l_{b_1}	0.002	0.002	m
l_{b_2}	0.08496	0.08496	m
m_{b_1}	0.21873	0.49959	kg
m_{b_2}	0.11717	0.39803	kg
J_{b_1}	0.0001526191	0.00029773079	kg.m ²
J_{b_2}	0.00056304994	0.00292209442	kg.m ²
ν_{b_1}	0.18332	0.18332	N.m.s / rad
ν_{b_2}	0.207714286	0.207714286	N.m.s / rad

7.2 Dış Döngü: İki Serbestlik Dereceli Akıllı Bardağın Uç Nokta Konum Regülasyonu İçin Kontrolcü Tasarım Yöntemleri

2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonu için tasarımları yapılan P ve PD dış döngü kontrolcüler kullanılmıştır. Bu kontrolcüler altında 2-DOF akıllı bardak sistemindeki IMU sensörlerinden gelen açısal konum bilgileri kullanılarak bardağın istenen açısal konumda olması hedeflenmiştir. Bardağın açısal konumu ile sistemde bulunan IMU sensörlerinden gelen açısal konum bilgileri arasındaki açısal konum hatası, 2-DOF akıllı bardak sisteminin dış döngü kontrolcüsünden geçirilmiş ve bu hata, sistemin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların takip etmesi gereken konumlar olarak uygulanmıştır. İç döngü çıkışından elde edilen DC motorların açısal konum bilgileri, bardağın uç nokta konum regülasyonunun gerçekleştirilmesi için kullanılmıştır. Bardağın uç nokta



Şekil 7.4 Dış Döngü: PD kontrolcü ile 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için gerekli blok diyagramı

2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için dış döngüde kullanılmak üzere tasarımı yapılan PD kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın kritik sönümlü yanıtı için bulunan PD kontrolcü parametreleri Tablo 7.3'te verilmiştir.

Tablo 7.3 2-DOF akıllı bardağın hareket kontrol parametreleri

DC Motorların Açısal Konum Sembolleri	K_p	K_d
ϕ	1.25	0.0106
ψ	1.25	0.0106

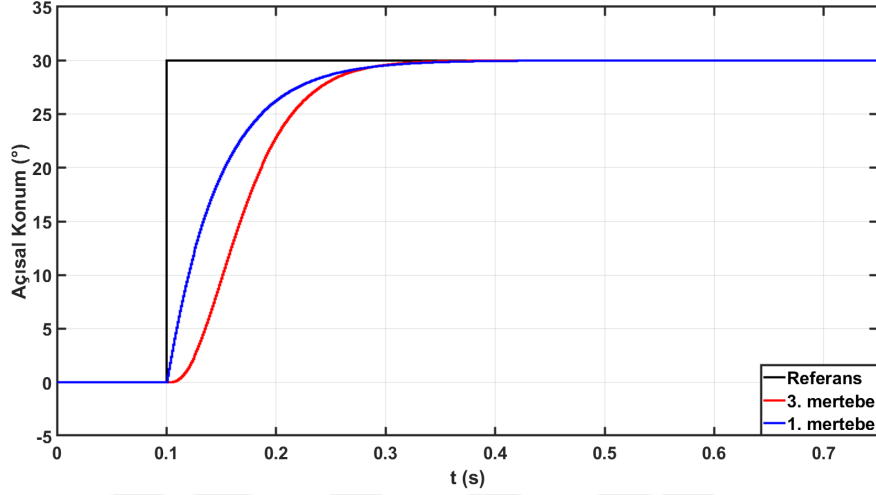
7.3 Dış Döngü: P ve PD Kontrolcüler Altında Sistemin Kütle ve Atalet Değişimlerinin Kararlılık Analizi

2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonu için gerekli dış döngü kontrolcüsü olarak tasarlanan P ve PD kontrolcülerinin kapalı çevrim transfer fonksiyonlarının karakteristik denklemleri olan paydaları kullanılarak sistemin kütle ve atalet değişimlerinin Routh-Hurwitz kararlılık analizleri yapılmıştır. İki farklı dış döngü kontrolcüsünün kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonlarının karakteristik denklemleri olan paydaların kararlılık analizi yapılarak gerekli kutup atama performansı ile sistem yanıtının kararlı bölgede olduğu grafikler elde edilmiştir.

P ve PD kontrolcüler altında sistemin kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi yapılırken sistemin kritik sönümlü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun karakteristik denklemleri olan paydalarında kullanılmak üzere q_i terimi tanımlanmıştır. Bu terim, $q_i > 0$ olan fiziksel büyüklüklerden oluşan ve kütle ile atalet değerlerini temsil eden bir parametre vektörünü ifade eder. İlgili parametreler sırasıyla Denklem 7.12'de verilmiştir.

$$q = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{b1} \\ J_{b1} \\ m_{b2} \\ \dot{J}_{b2} \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

Kararlılık analizlerini kolaylaştıracak için sistemin iç döngü kontrolcüsü olarak seçilen 2-DOF PIV kontrolcünün Denklem 6.30'da verilen ve üçüncü mertebeden olan iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonu yerine kullanılmak üzere Şekil 7.5'te görüldüğü üzere aynı oturma zamanı karakteristiğini sağlayacak şekilde indirgenmiş birinci mertebeden bir transfer fonksiyonu seçilmiştir.



Şekil 7.5 İç döngü kontrolcüsü olan 2-DOF PIV için indirgenmiş birinci mertebeden transfer fonksiyonunun seçilmesi

Denklem 6.30'da verilen üçüncü mertebeden iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonunda Tablo 5.1 ve Tablo 6.3'te verilen değerler yerine konularak elde edilen ifade Denklem 7.13'te verilmiştir.

$$M(s) = \frac{64000}{s^3 + 120s^2 + 4800s + 64000} \quad (7.13)$$

Ayrıca Denklem 7.13'te verilen ifade yerine seçilen birinci mertebeden indirgenmiş 2-DOF PIV kapalı çevrim transfer fonksiyonu ise Denklem 7.14'te verilmiştir.

$$M(s) = \frac{20.82}{s + 20.82} \quad (7.14)$$

Hesaplamalarda yerçekimi ivmesinin değeri ise 9.80665 m/s^2 olarak alınmıştır.

7.3.1 P Kontrolcü Altında Sistemin Kütle ve Atalet Değişimlerinin Kararlılık Analizi

P kontrolcü altında sistemin üst kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi yapılırken Denklem 7.15'te verilen 2-DOF

akıllı bardağın kapalı çevrim transfer fonksiyonunun karakteristik denklemi kullanılmıştır. Denklem 7.15'te verilen ifade elde edilirken Denklem 7.14, Denklem 7.11, Tablo 7.1, Şekil 7.3 ve Tablo 7.2'den yararlanılmıştır.

$$P_1(s, q) = a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (7.15)$$

$$a_3 = q_4 \quad (7.16)$$

$$a_2 = (20.82q_4 + 0.2077142857) \quad (7.17)$$

$$a_1 = (0.833172984q_3 + 4.324611428) \quad (7.18)$$

$$a_0 = (17.3466615q_3 + 28.107) \quad (7.19)$$

P dış döngü kontrolcü altında sistemin üst kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 7.20'de verilmiştir.

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & q_4 & 0.833172984q_3 + 4.324611428 \\ s^2 & 20.82q_4 + 0.2077142857 & 17.3466615q_3 + 28.107 \\ s^1 & \frac{0.173061931q_3 + 61.9314099q_4 + 0.898283574}{20.82q_4 + 0.2077142857} & 0 \\ s^0 & 17.34666153q_3 + 28.107 & \end{array} \quad (7.20)$$

Denklem 7.20'de verilen Routh-Hurwitz tablosuna göre P kontrolcü altında sistemin üst kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlı olması için 2-DOF akıllı bardağın dinamiklerini temsil eden q_3 ve q_4 parametrelerinin Denklem 7.21 ve Denklem 7.22'de verilen aralıklarda olmaları gerekmektedir.

$$\frac{0.173061931q_3 + 61.9314099q_4 + 0.898283574}{20.82q_4 + 0.2077142857} > 0 \quad (7.21)$$

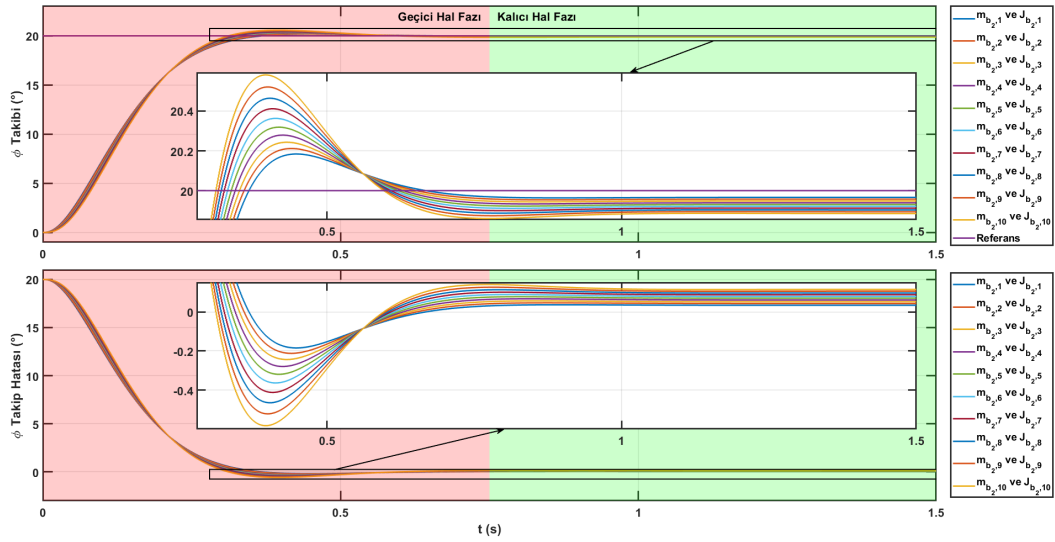
$$17.3466615q_3 + 28.107 > 0 \quad (7.22)$$

Tablo 7.1'de verilen 2-DOF akıllı bardak parametrelerinden q_3 ve q_4 terimleri, yüksüz ve yüklü değer aralığında 10 eşit parçaya bölünerek P kontrolcüsü altında sistemin üst kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi için simülasyon çalışması yapılmıştır. q_3 ve q_4 parametreleri bu 10 eşit parçaya bölünmüş ve simülasyon çalışmasında kullanılan değerleri Tablo 7.4'te verilmiştir.

Tablo 7.4 q_3 ve q_4 parametrelerinin yüksüz ve yüklü değer aralığında 10 eşit parçaya bölünerek elde edilen parametre tablosu

q_3	q_4
0.11717	0.00056304994
0.148383333333333	0.000825165993333333
0.179596666666667	0.00108728204666667
0.21081	0.0013493981
0.242023333333333	0.00161151415333333
0.273236666666667	0.00187363020666667
0.30445	0.00213574626
0.335663333333333	0.00239786231333333
0.366876666666667	0.00265997836666667
0.39809	0.00292209442

Tablo 7.4'te verilen q_3 ve q_4 parametrelerinin 10 eşit parçaya bölünmüş değerleri kullanılarak simülasyon ortamında P kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre q_3 ve q_4 parametrelerinin değişimlerinin dış çevrime etkisi Şekil 7.6'da verilmiştir.



Şekil 7.6 P kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre q_3 ve q_4 parametrelerinin dış çevrime etkisi

Denklem 7.21 ve Denklem 7.22'de verilen tüm terimler pozitif olduğundan ve Denklem 7.21 ile Denklem 7.22'de verilen parametrik değişkenler olan q_3 ve q_4 parametreleri fiziksel büyüklük olarak pozitif olduğundan tüm pozitif q_3 ve q_4 parametreleri değerleri için eşitsizlikler sağlanmaktadır. Ayrıca Tablo 7.4'te verilen q_3 ve q_4 parametre setleri denklemleri sağladığından parametre değişimleri söz konusu olduğunda P kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre sistem stabil kalmaktadır. Fakat P kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre sistemin dayanıklı kararlılığı parametre değişimlerinden dolayı tam anlamıyla sağlanmamakta olup üst aşım ve osilasyonlu cevaplar da üretebilmektedir.

P kontrolcü altında sistemin alt kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi yapılırken Denklem 7.23'te verilen 2-DOF akıllı bardağın kapalı çevrim transfer fonksiyonunun karakteristik denklemi kullanılmıştır. Denklem 7.23'te verilen ifade elde edilirken Denklem 7.14, Denklem 7.10, Tablo 7.1, Şekil 7.3 ve Tablo 7.2'den yararlanılmıştır.

$$P_2(s, q) = b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad (7.23)$$

$$b_3 = q_2 \quad (7.24)$$

$$b_2 = (20.82q_2 + 0.18332) \quad (7.25)$$

$$b_1 = (0.01962q_1 + 3.8167224) \quad (7.26)$$

$$b_0 = (0.4084884q_1 + 28.107) \quad (7.27)$$

P dış döngü kontrolcü altında sistemin alt kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 7.28'de verilmiştir.

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & q_2 & 0.01962q_1 + 3.8167224 \\ s^2 & 20.82q_2 + 0.18332 & 0.4084884q_1 + 28.107 \\ s^1 & \frac{51.3571604q_2 + 0.0035967384q_1 + 0.69968155}{20.82q_2 + 0.18332} & 0 \\ s^0 & 0.4084884q_1 + 28.107 & \end{array} \quad (7.28)$$

Denklem 7.28'de verilen Routh-Hurwitz tablosuna göre P kontrolcü altında sistemin alt kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlı olması için 2-DOF akıllı bardağın dinamiklerini temsil eden q_1 ve q_2 parametrelerinin Denklem 7.29 ve Denklem 7.30'da verilen aralıklarda olmaları gerekmektedir.

$$\frac{51.3571604q_2 + 0.0035967384q_1 + 0.69968155}{20.82q_2 + 0.18332} > 0 \quad (7.29)$$

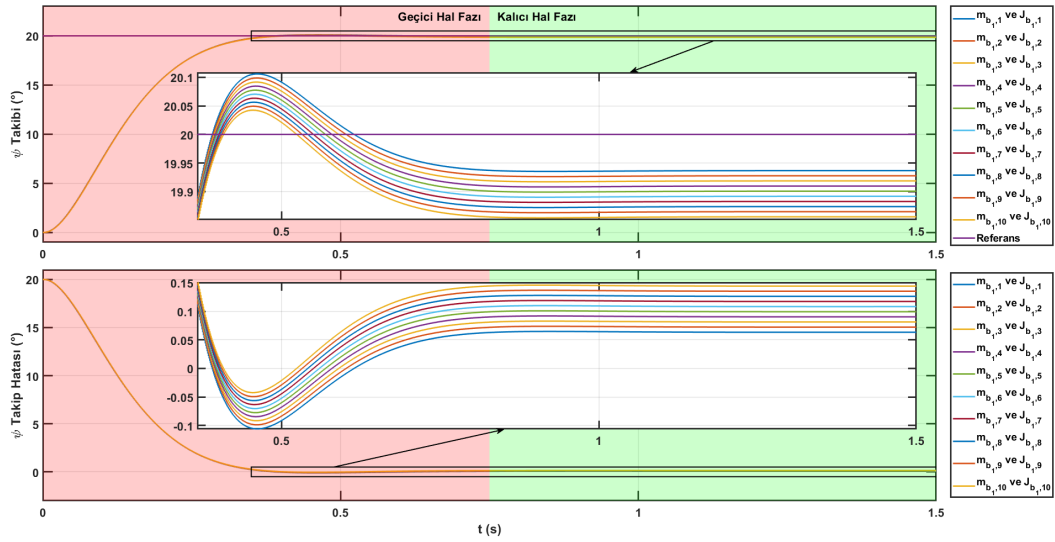
$$0.4084884q_1 + 28.107 > 0 \quad (7.30)$$

Tablo 7.1'de verilen 2-DOF akıllı bardak parametrelerinden q_1 ve q_2 terimleri, yüksüz ve yüklü değer aralığında 10 eşit parçaya bölünerek P kontrolcüsü altında sistemin alt kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi için simülasyon çalışması yapılmıştır. q_1 ve q_2 parametreleri bu 10 eşit parçaya bölünmüş ve simülasyon çalışmasında kullanılan değerleri Tablo 7.5'te verilmiştir.

Tablo 7.5 q_1 ve q_2 parametrelerinin yüksüz ve yüklü değer aralığında 10 eşit parçaya bölünerek elde edilen parametre tablosu

q_1	q_2
0.21873	0.00015262191
0.2499366666666667	0.000168745118888889
0.2811433333333333	0.000184868327777778
0.31235	0.000200991536666667
0.3435566666666667	0.000217114745555556
0.3747633333333333	0.000233237954444444
0.40597	0.000249361163333333
0.4371766666666667	0.000265484372222222
0.4683833333333333	0.000281607581111111
0.49959	0.00029773079

Tablo 7.5'te verilen q_1 ve q_2 parametrelerinin 10 eşit parçaya bölünmüş değerleri kullanılarak simülasyon ortamında P kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre q_3 ve q_4 parametrelerinin değişimlerinin dış çevrime etkisi Şekil 7.7'de verilmiştir.



Şekil 7.7 P kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre q_1 ve q_2 parametrelerinin dış çevrime etkisi

Denklem 7.29 ve Denklem 7.30'da verilen tüm terimler pozitif olduğundan ve Denklem 7.29 ile Denklem 7.30'da verilen parametrik değişkenler olan q_1 ve q_2 parametreleri fiziksel büyüklük olarak pozitif olduğundan tüm pozitif q_1 ve q_2 parametreleri değerleri için eşitsizlikler sağlanmaktadır. Ayrıca Tablo 7.5'te verilen q_1 ve q_2 parametre setleri denklemleri sağladığından parametre değişimleri söz konusu olduğunda P kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre sistem stabil kalmaktadır. Fakat P kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre sistemin dayanıklı kararlılığı parametre değişimlerinden dolayı tam anlamıyla sağlanmamakta olup üst aşım ve osilasyonlu cevaplar da üretebilmektedir.

7.3.2 PD Kontrolcü Altında Sistemin Kütle ve Atalet Değişimlerinin Kararlılık Analizi

PD kontrolcü altında sistemin üst kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi yapılırken Denklem 7.31’de verilen 2-DOF akıllı bardağın kapalı çevrim transfer fonksiyonunun karakteristik denklemi kullanılmıştır. Denklem 7.31’de verilen ifade elde edilirken Denklem 7.14, Denklem 7.11, Tablo 7.1, Şekil 7.4 ve Tablo 7.3’ten yararlanılmıştır.

$$P_3(s, q) = a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (7.31)$$

$$a_3 = q_4 \quad (7.32)$$

$$a_2 = (20.82q_4 + 0.2077142857) \quad (7.33)$$

$$a_1 = (0.833172984q_3 + 4.545303428) \quad (7.34)$$

$$a_0 = (17.3466615q_3 + 26.025) \quad (7.35)$$

PD dış döngü kontrolcü altında sistemin üst kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 7.36’da verilmiştir.

$$\begin{array}{l|ll} s^3 & q_4 & 0.833172984q_3 + 4.545303428 \\ s^2 & 20.82q_4 + 0.2077142857 & 17.3466615q_3 + 26.025 \\ s^1 & \frac{68.6082174q_4 + 0.173061931q_3 + 0.944124455}{20.82q_4 + 0.2077142857} & 0 \\ s^0 & 17.3466615q_3 + 26.025 & \end{array} \quad (7.36)$$

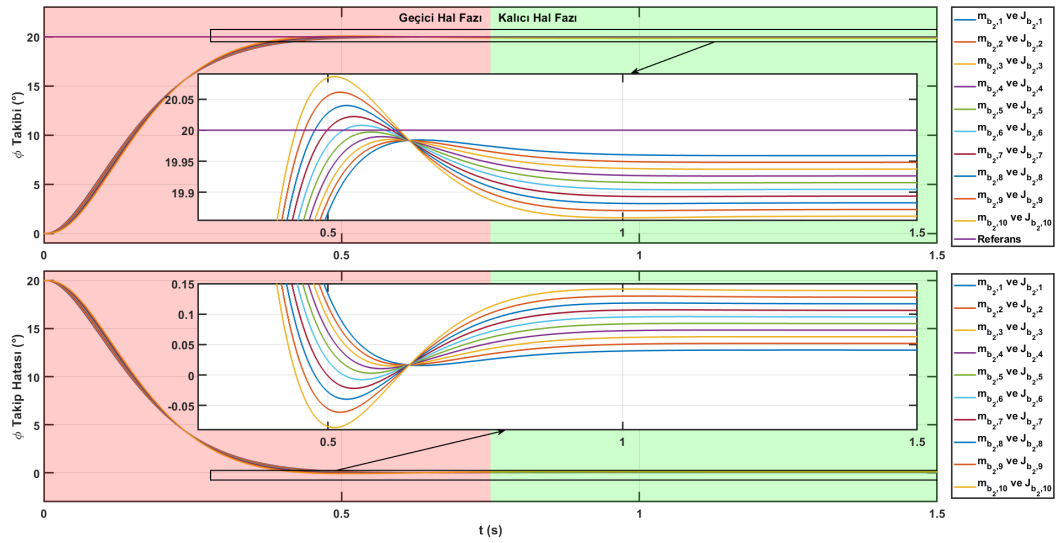
Denklem 7.36’da verilen Routh-Hurwitz tablosuna göre PD kontrolcü altında sistemin üst kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlı olması için 2-DOF akıllı bardağın dinamiklerini temsil eden q_3 ve q_4 parametrelerinin Denklem 7.37 ve Denklem 7.38’de verilen aralıklarda olmaları gerekmektedir.

$$\frac{68.6082174q_4 + 0.173061931q_3 + 0.944124455}{20.82q_4 + 0.2077142857} > 0 \quad (7.37)$$

$$17.3466615q_3 + 26.025 > 0 \quad (7.38)$$

Tablo 7.4’te verilen q_3 ve q_4 parametrelerinin 10 eşit parçaya bölünmüş değerleri kullanılarak simülasyon ortamında PD kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre q_3 ve q_4 parametrelerinin değişimlerinin dış çevrime etkisi Şekil 7.8’de

verilmiştir.



Şekil 7.8 PD kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre q_3 ve q_4 parametrelerinin dış çevrime etkisi

Denklem 7.37 ve Denklem 7.38’de verilen tüm terimler pozitif olduğundan ve Denklem 7.37 ile Denklem 7.38’de verilen parametrik değişkenler olan q_3 ve q_4 parametreleri fiziksel büyüklük olarak pozitif olduğundan tüm pozitif q_3 ve q_4 parametreleri değerleri için eşitsizlikler sağlanmaktadır. Ayrıca Tablo 7.4’te verilen q_3 ve q_4 parametre setleri denklemleri sağladığından parametre değişimleri söz konusu olduğunda PD kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre sistem stabil kalmaktadır. Fakat PD kontrolcü altında üst sistemin hareketine göre sistemin dayanıklı kararlılığı parametre değişimlerinden dolayı tam anlamıyla sağlanmamakta olup üst aşımli ve osilasyonlu cevaplar da üretebilmektedir.

PD kontrolcü altında sistemin alt kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi yapılırken Denklem 7.39’da verilen 2-DOF akıllı bardağın kapalı çevrim transfer fonksiyonunun karakteristik denklemi kullanılmıştır. Denklem 7.39’da verilen ifade elde edilirken Denklem 7.14, Denklem 7.10, Tablo 7.1, Şekil 7.4 ve Tablo 7.3’ten yararlanılmıştır.

$$P_4(s, q) = b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad (7.39)$$

$$b_3 = q_2 \quad (7.40)$$

$$b_2 = (20.82q_2 + 0.18332) \quad (7.41)$$

$$b_1 = (0.01962q_1 + 4.0374144) \quad (7.42)$$

$$b_0 = (0.4084884q_1 + 26.025) \quad (7.43)$$

PD dış döngü kontrolcü altında sistemin alt kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlılık analizi için elde edilen Routh-Hurwitz tablosu Denklem 7.44'te verilmiştir.

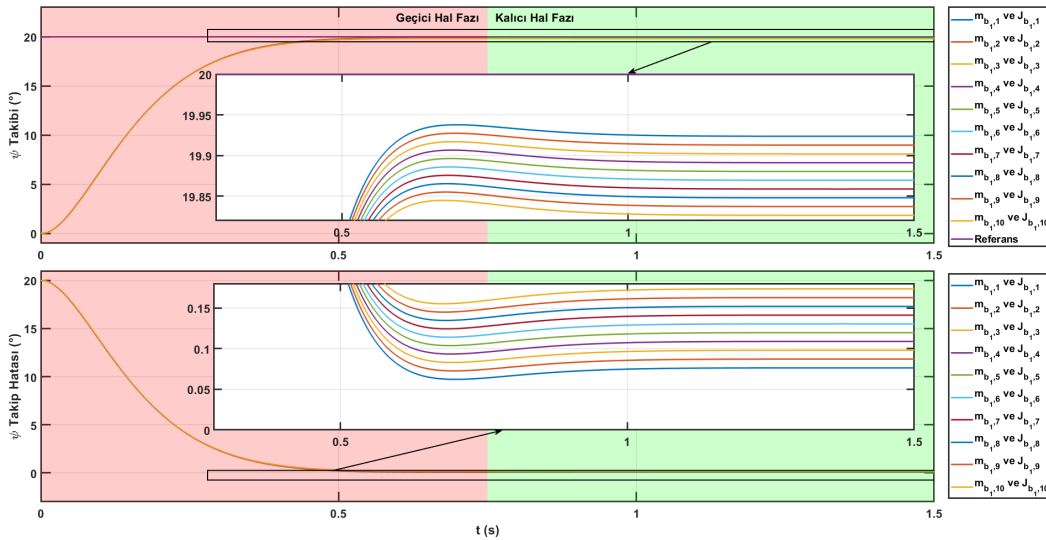
$$\begin{array}{c|cc}
 s^3 & q_2 & 0.01962q_1 + 4.0374144 \\
 s^2 & 20.82q_2 + 0.18332 & 0.4084884q_1 + 26.025 \\
 s^1 & \frac{58.0339678q_2 + 0.0035967384q_1 + 0.740138808}{20.82q_2 + 0.18332} & 0 \\
 s^0 & 0.4084884q_1 + 26.025 &
 \end{array} \quad (7.44)$$

Denklem 7.44'te verilen Routh-Hurwitz tablosuna göre PD kontrolcü altında sistemin alt kısmının hareketine göre kütle ve atalet değişimlerinin kararlı olması için 2-DOF akıllı bardağın dinamiklerini temsil eden q_1 ve q_2 parametrelerinin Denklem 7.45 ve Denklem 7.46'da verilen aralıklarda olmaları gerekmektedir.

$$\frac{58.0339678q_2 + 0.0035967384q_1 + 0.740138808}{20.82q_2 + 0.18332} > 0 \quad (7.45)$$

$$0.4084884q_1 + 26.025 > 0 \quad (7.46)$$

Tablo 7.5'te verilen q_1 ve q_2 parametrelerinin 10 eşit parçaya bölünmüş değerleri kullanılarak simülasyon ortamında PD kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre q_3 ve q_4 parametrelerinin değişimlerinin dış çevrime etkisi Şekil 7.9'da verilmiştir.



Şekil 7.9 PD kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre q_1 ve q_2 parametrelerinin dış çevrime etkisi

Denklem 7.45 ve Denklem 7.46'da verilen tüm terimler pozitif olduğundan ve Denklem 7.45 ile Denklem 7.46'da verilen parametrik değişkenler olan q_1 ve

q_2 parametreleri fiziksel büyüklük olarak pozitif olduğundan tüm pozitif q_1 ve q_2 parametreleri değerleri için eşitsizlikler sağlanmaktadır. Ayrıca Tablo 7.5'te verilen q_1 ve q_2 parametre setleri denklemleri sağladığından parametre değişimleri söz konusu olduğunda PD kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre sistem stabil kalmaktadır. Fakat PD kontrolcü altında alt sistemin hareketine göre sistemin dayanıklı kararlılığı parametre değişimlerinden dolayı tam anlamıyla sağlanmamakta olup üst aşım ve osilasyonlu cevaplar da üretebilmektedir.

7.4 Dış Döngü: Tasarlanan Kontrolcülerin Deneysel Platformda Uygulanması ve Gerçek Zamanlı Akıllı Bardak Cevaplarının Simülasyon Sonuçlarıyla Karşılaştırılması

Deneysel platform olma özelliğine sahip 2-DOF akıllı bardak sisteminin, P ve PD kontrolcüler altında dış döngü performans analizleri zaman domaininde, 2-DOF PIV iç döngü kontrolcüsü kullanılarak yapılmıştır. Deneysel testler esnasında 2-DOF akıllı bardak sistemine etki eden el titreşimi ve bozucu etkilerinin sistemde bulunan IMU sensörler aracılığıyla elde edilen açısal konumlarının karakteristikleri Tablo 7.6 ve Tablo 7.7'de verilmiştir.

Tablo 7.6 2-DOF akıllı bardak sistemine etki eden el titreşimi ve bozucu etkilerinin sistemin üst kısmında bulunan IMU sensörü aracılığıyla elde edilen açısal konumun karakteristiği

Test Adı	P	PD
Maksimum Açısal Konum (°)	49.06	59.63
Minimum Açısal Konum (°)	-76.56	-73.19
Ortalaması (°)	-0.12	-2.44
Standart Sapması (°)	10	17.47

Tablo 7.7 2-DOF akıllı bardak sistemine etki eden el titreşimi ve bozucu etkilerinin sistemin alt kısmında bulunan IMU sensörü aracılığıyla elde edilen açısal konumun karakteristiği

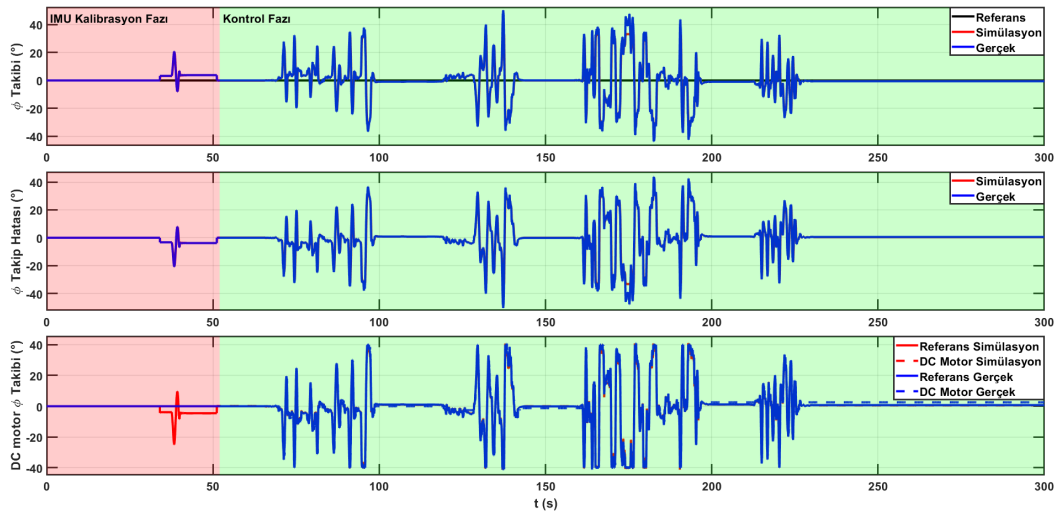
Test Adı	P	PD
Maksimum Açısal Konum (°)	50.38	47.06
Minimum Açısal Konum (°)	-43.75	-54.19
Ortalaması (°)	0.36	0.4
Standart Sapması (°)	10.19	12.04

Tablo 7.6 ve Tablo 7.7'de verilen el titreşimi ve bozucu etkiler altındaki açısal konumların karakteristiklerine dikkat edilerek simülasyon ve gerçek zamanlı uygulamalar gerçekleştirilmiştir.

7.4.0.1 P Kontrolcü Altında Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Sistem Yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin iç döngü kontrolcüsü olarak kullanılmak üzere 2-DOF PIV kontrolcü seçimi yapıldıktan sonra sistemin P dış döngü kontrolcü altında sisteme uygulanan Tablo 7.6 ve Tablo 7.7’de verilen karakteristiklere sahip referans girişlere göre zaman domaininde simülasyon ve gerçek zamanlı yanıtları elde edilmiştir. Sistemden doğru ve güvenilir yanıt alabilmek için grafikler IMU kalibrasyon fazından sonra kontrol fazındaki davranışını analiz edebilmek için iki fazda verilmiştir.

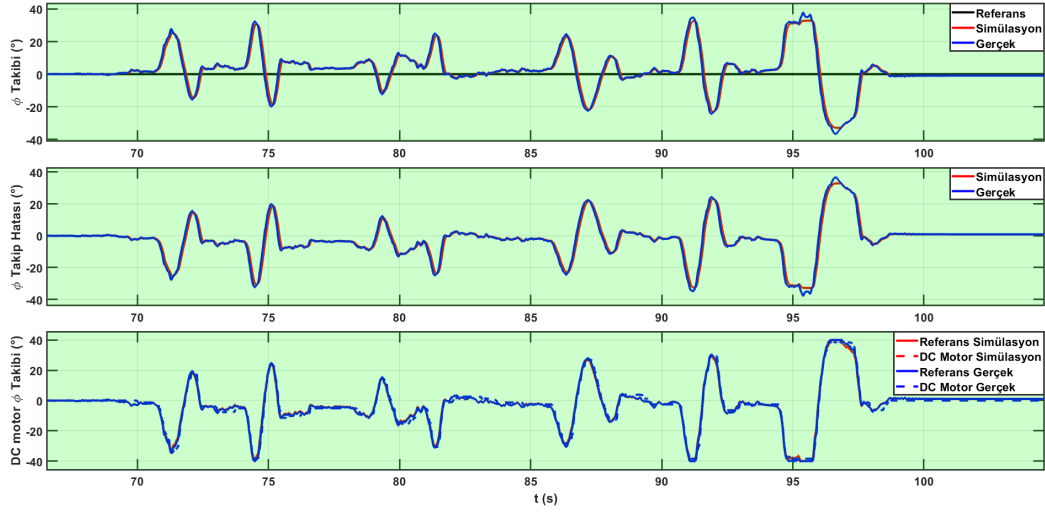
Şekil 7.3’te verilen blok diyagramı, Tablo 7.2’de verilen kontrolcü katsayıları, Tablo 7.6 ve Tablo 7.7’de verilen el titremesi ve bozucu etkilerinin IMU sensörlerinden elde edilen konum karakteristikleri dikkate alınarak P dış döngü kontrolcü altında bardağın uç noktasının konumu, konum takip hatası, sistemin üst kısmında bulunan DC motorun takip etmesi gereken konum referansı ile mevcut konum bilgilerini içeren simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları Şekil 7.10’da verilmiştir.



Şekil 7.10 P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları

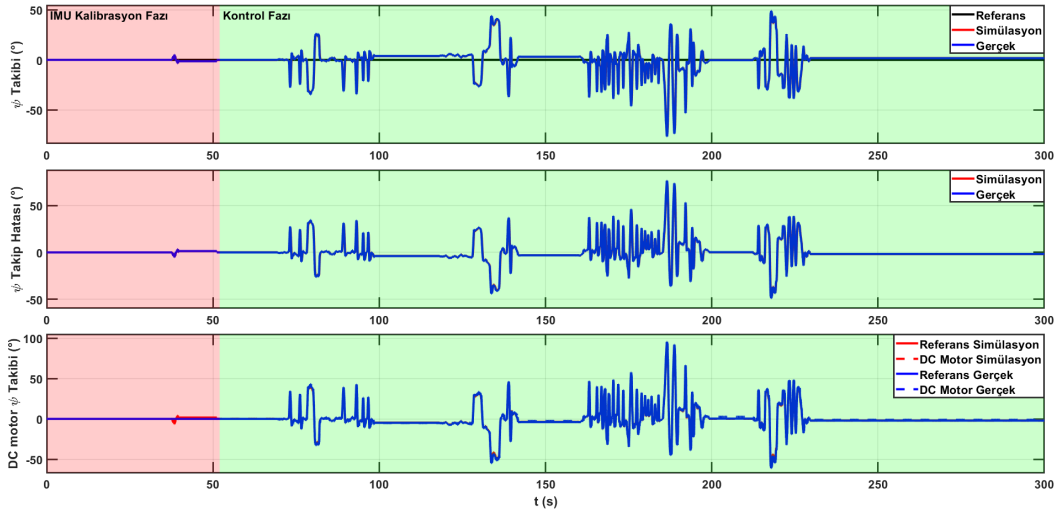
Şekil 7.10’da verilen grafikler incelendiğinde bardağın uç noktasının ϕ açısının sisteme uygulanan referans girişleri hem simülasyon hem de gerçek zamanlı olarak takip etmesi ve referansı takip ederken ortaya çıkan konum hatası ile sistemin üst kısmında bulunan ve sistemde hareketi sağlayan DC motorun bardağın istenen referansa gitmesi için konum takibinin hem simülasyon hem de gerçek zamanlı olarak yorumlanması mümkündür.

Şekil 7.10’da verilen P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali Şekil 7.11’de verilmiştir.



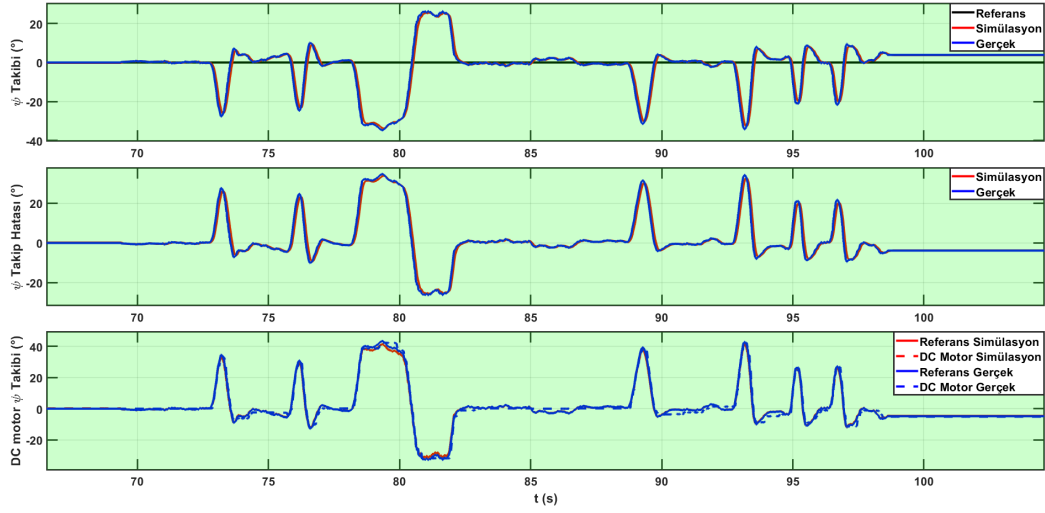
Şekil 7.11 P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali

P dış döngü kontrolcü altında bardağın uç noktasının konumu, konum takip hatası, sistemin alt kısmında bulunan DC motorun takip etmesi gereken konum referansı ile mevcut konum bilgilerini içeren simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları Şekil 7.12’de verilmiştir.



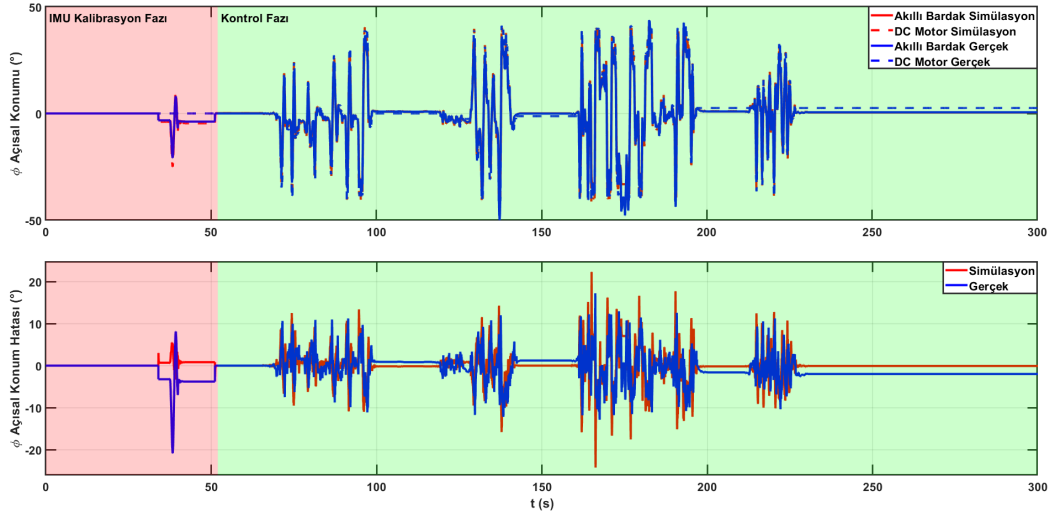
Şekil 7.12 P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları

Şekil 7.12’de verilen P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali Şekil 7.13’te verilmiştir.



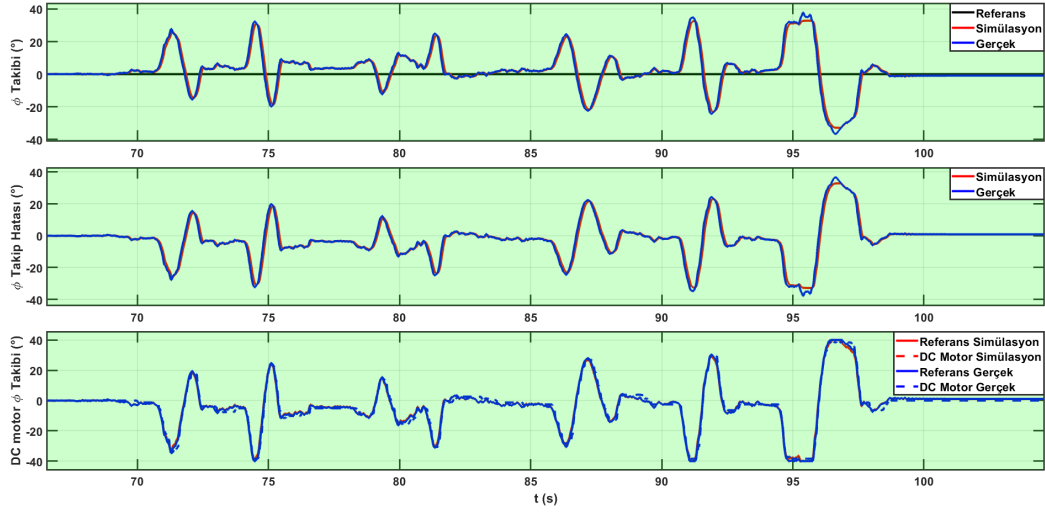
Şekil 7.13 P dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali

P dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar, kalibrasyon ve kontrol fazında Şekil 7.14’te verilmiştir.



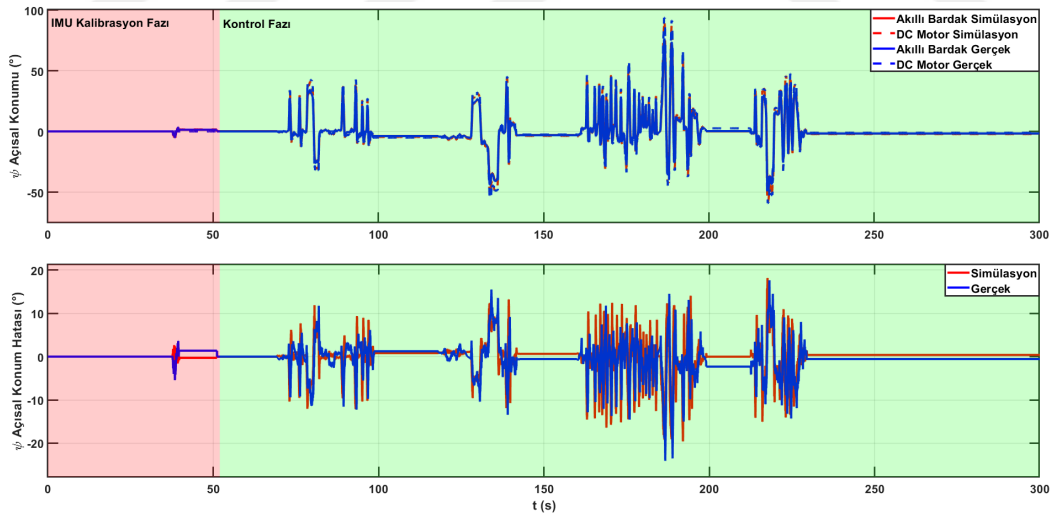
Şekil 7.14 P dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar

Şekil 7.14’te verilen 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali Şekil 7.15’te verilmiştir.



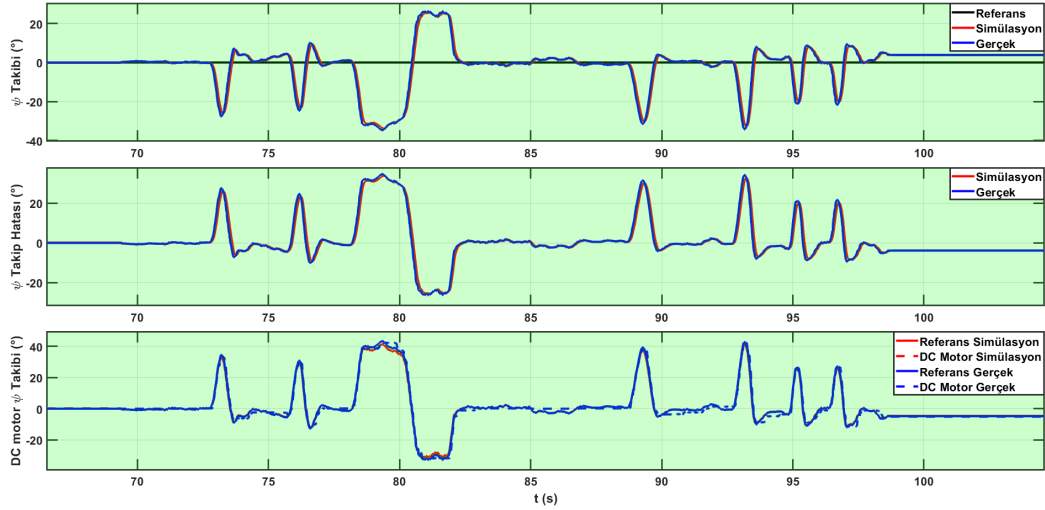
Şekil 7.15 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali

P dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar, kalibrasyon ve kontrol fazında Şekil 7.16’da verilmiştir.



Şekil 7.16 P dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar

Şekil 7.16’de verilen 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali Şekil 7.17’de verilmiştir

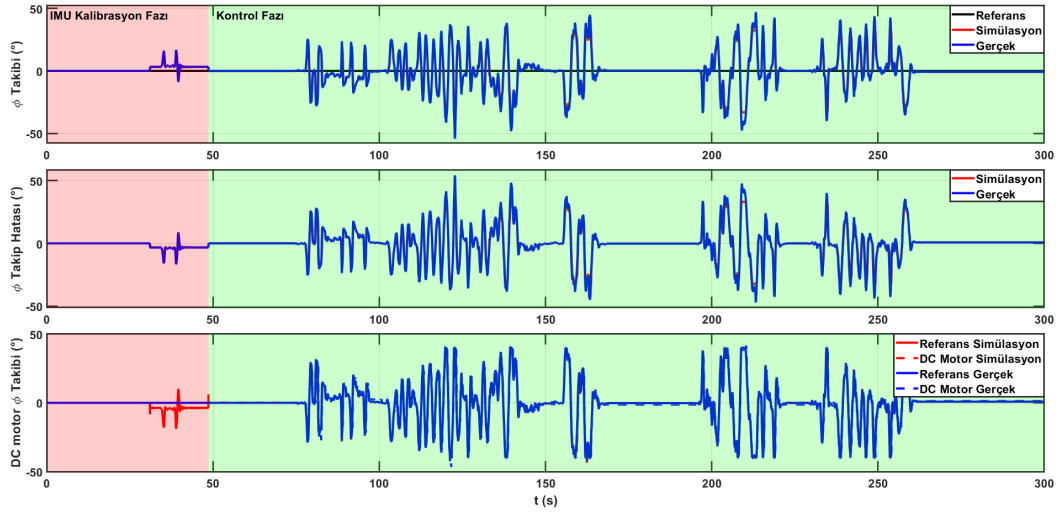


Şekil 7.17 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemelerinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlaştırılmış hali

7.4.0.2 PD Kontrolcü Altında Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Sistem Yanıtları

2-DOF akıllı bardak sisteminin iç döngü kontrolcüsü olarak kullanılmak üzere 2-DOF PIV kontrolcü seçimi yapıldıktan sonra sistemin PD dış döngü kontrolcü altında sisteme uygulanan Tablo 7.6 ve Tablo 7.7’de verilen karakteristiklere sahip referans girişlere göre zaman domaininde simülasyon ve gerçek zamanlı yanıtları elde edilmiştir. Sistemden doğru ve güvenilir yanıt alabilmek için grafikler IMU kalibrasyon fazından sonra kontrol fazındaki davranışını analiz edebilmek için iki fazda verilmiştir.

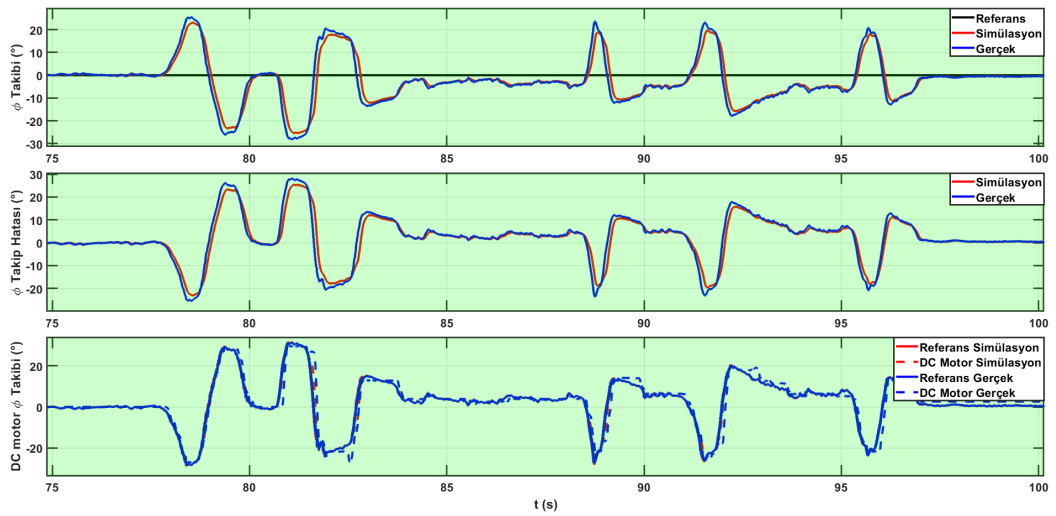
Şekil 7.3’te verilen blok diyagramı, Tablo 7.2’de verilen kontrolcü katsayıları, Tablo 7.6 ve Tablo 7.7’de verilen el titremesi ve bozucu etkilerinin IMU sensörlerinden elde edilen konum karakteristikleri dikkate alınarak PD dış döngü kontrolcü altında bardağın uç noktasının konumu, konum takip hatası, sistemin üst kısmında bulunan DC motorun takip etmesi gereken konum referansı ile mevcut konum bilgilerini içeren simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları Şekil 7.18’de verilmiştir.



Şekil 7.18 PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları

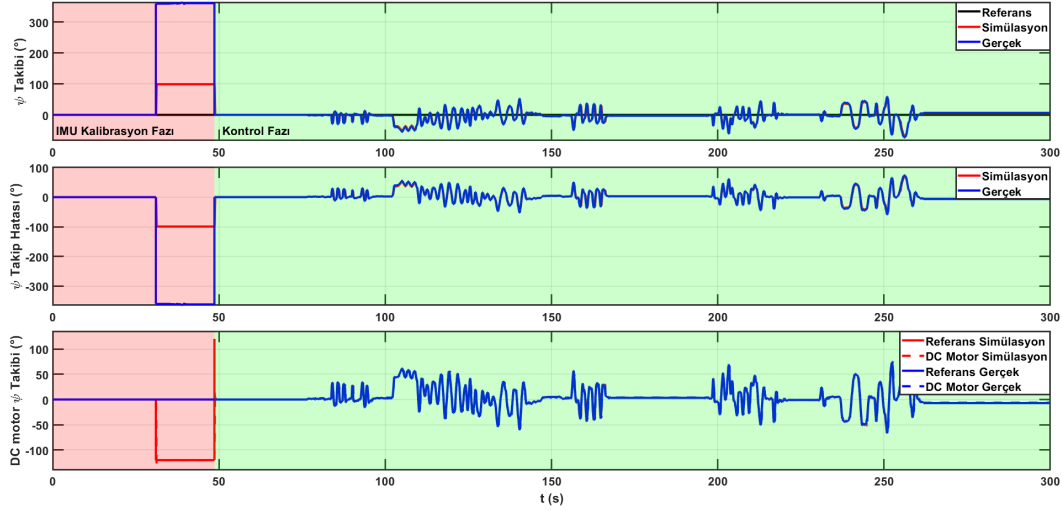
Şekil 7.18’te verilen grafikler incelendiğinde bardağın uç noktasının ϕ açısının sisteme uygulanan referans girişleri hem simülasyon hem de gerçek zamanlı olarak takip etmesi ve referansı takip ederken ortaya çıkan konum hatası ile sistemin üst kısmında bulunan ve sistemde hareketi sağlayan DC motorun bardağın istenen referansa gitmesi için konum takibinin hem simülasyon hem de gerçek zamanlı olarak yorumlanması mümkündür.

Şekil 7.18’de verilen PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali Şekil 7.19’da verilmiştir.



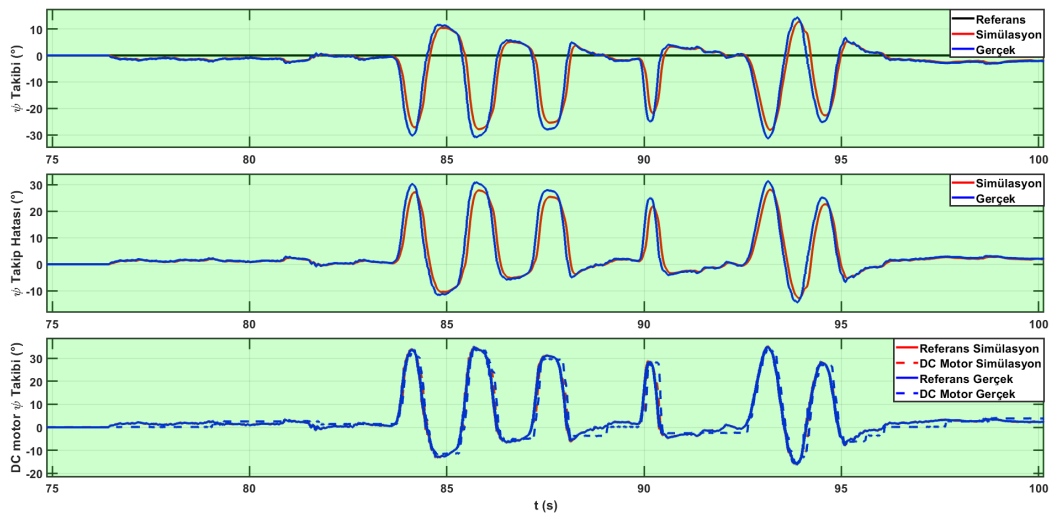
Şekil 7.19 PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali

PD dış döngü kontrolcü altında bardağın uç noktasının konumu, konum takip hatası, sistemin alt kısmında bulunan DC motorun takip etmesi gereken konum referansı ile mevcut konum bilgilerini içeren simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları Şekil 7.20’de verilmiştir.



Şekil 7.20 PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları

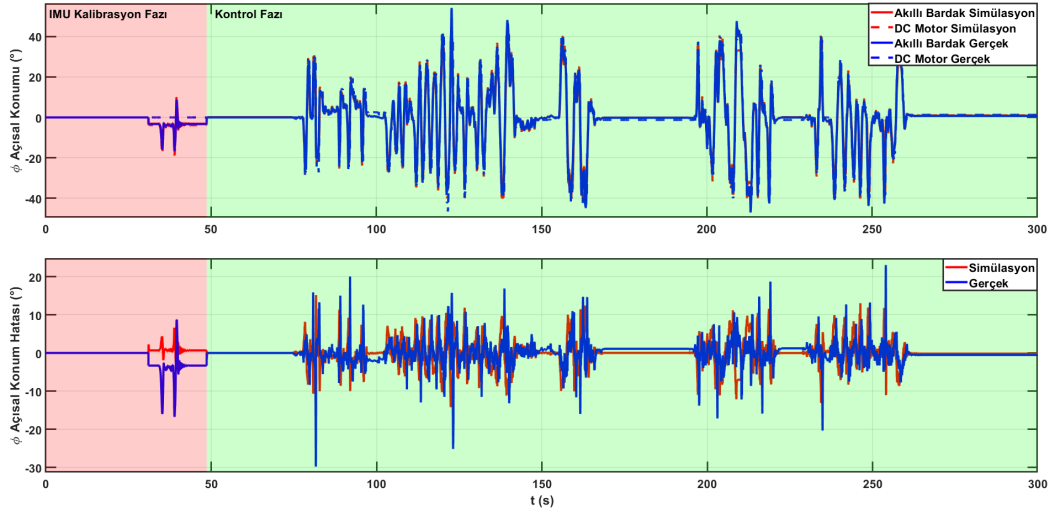
Şekil 7.20’de verilen PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali Şekil 7.21’de verilmiştir.



Şekil 7.21 PD dış döngü kontrolcü altında elde edilen IMU kalibrasyon fazı ve kontrol fazına ait simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali

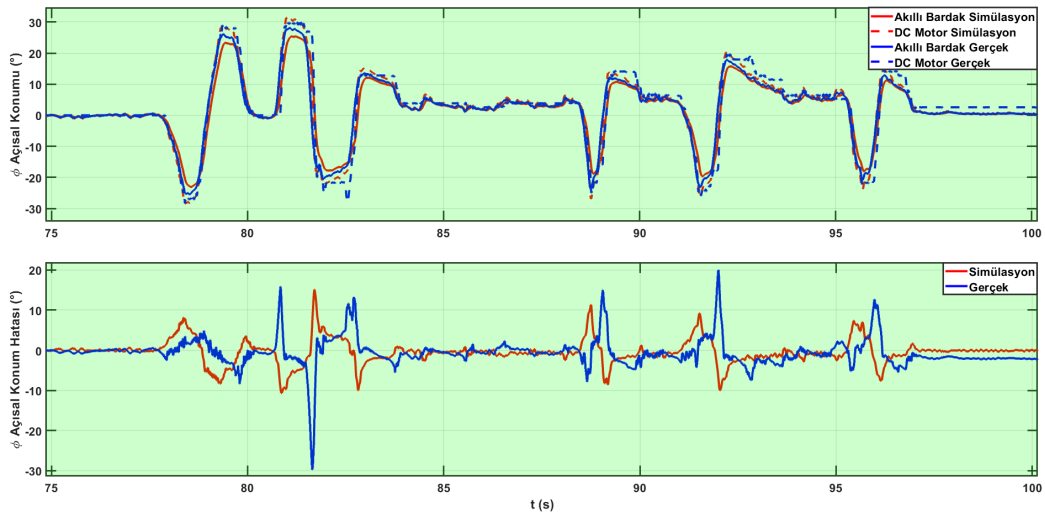
PD dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen

geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar, kalibrasyon ve kontrol fazında Şekil 7.22’de verilmiştir.



Şekil 7.22 PD dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar

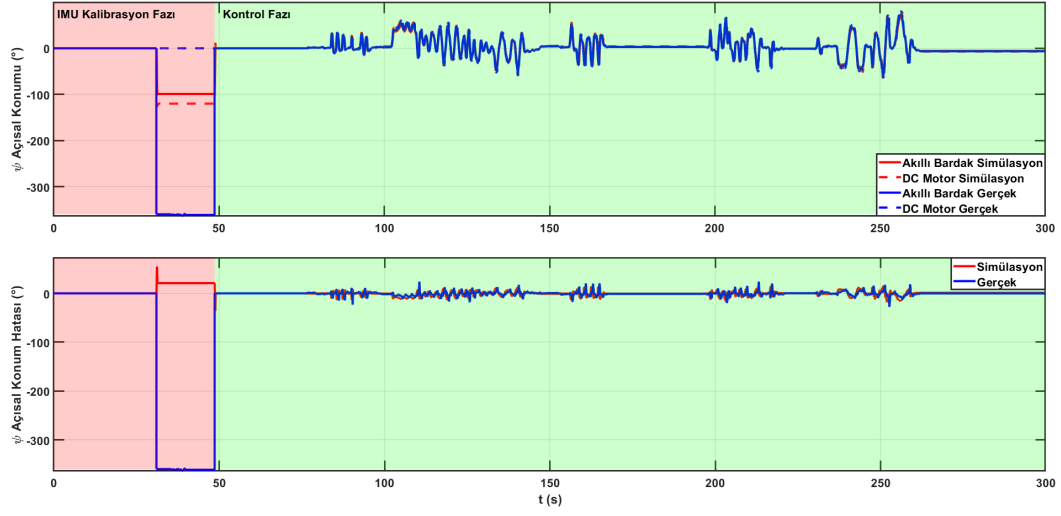
Şekil 7.22’de verilen 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali Şekil 7.23’te verilmiştir.



Şekil 7.23 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali

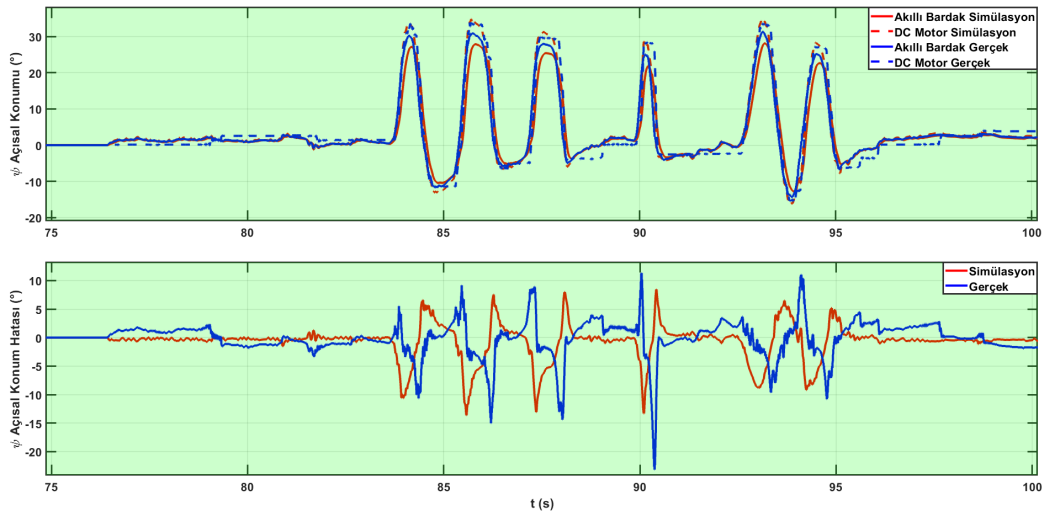
PD dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen

geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar, kalibrasyon ve kontrol fazında Şekil 7.24'te verilmiştir.



Şekil 7.24 PD dış döngü kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlar

Şekil 7.24'te verilen 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali Şekil 7.25'te verilmiştir



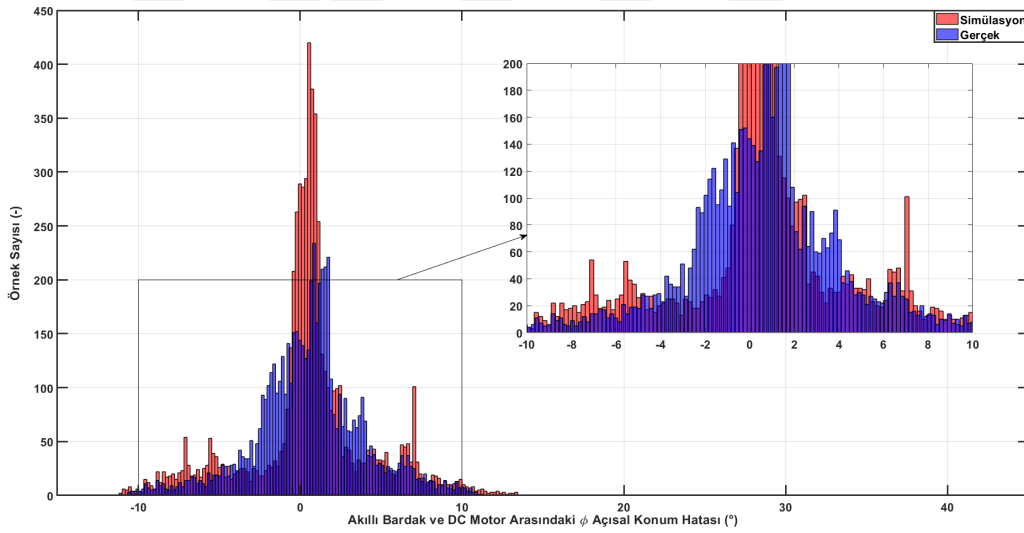
Şekil 7.25 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumundan gelen geri besleme ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun geri beslemesinden elde edilen simülasyon ve gerçek zamanlı uygulama sonuçlarının 75-100s aralığında yakınlştırılmış hali

7.4.1 Dış Döngü: P ve PD Kontrolcüler Altında Performans Analizlerinin Yapılması

2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonu için gerekli dış döngü tasarımları P ve PD kontrolcülerinde yapılmıştır. İç döngüde kullanılmak üzere uygun kontrolcü seçimi yapıldığı gibi dış döngü için de uygun kontrolcü seçiminin yapılabilmesi için P ve PD kontrolcüler altında hem simülasyon hem de gerçek zamanlı olarak sistem yanıtları elde edilmiştir. Elde edilen bu yanıtların hata histogramlarına ve gerekli performans ölçütlerine bakılarak dış döngü için uygun kontrolcü seçimi yapılmıştır.

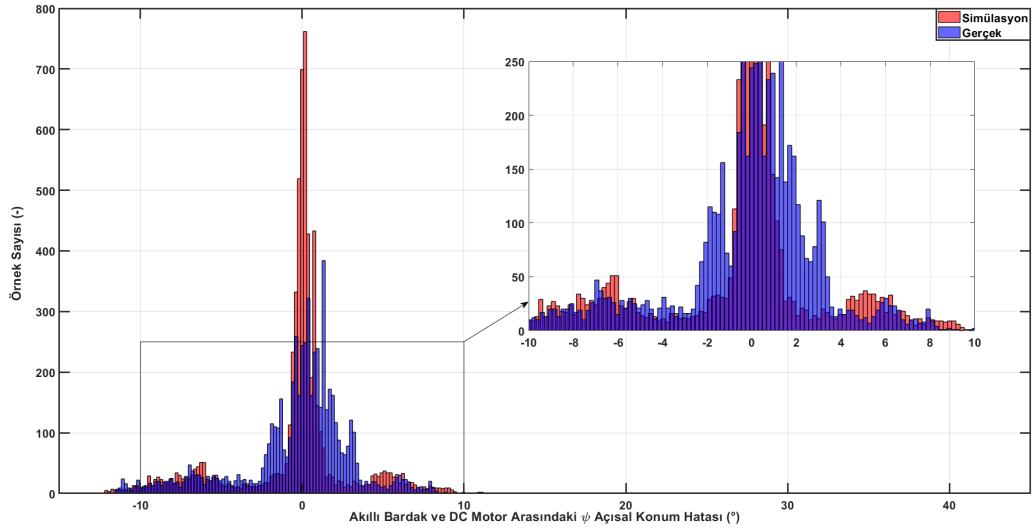
7.4.1.1 P Kontrolcü Altında Konum Hatasının Histogramı

P kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği Şekil 7.26'da verilmiştir.



Şekil 7.26 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği

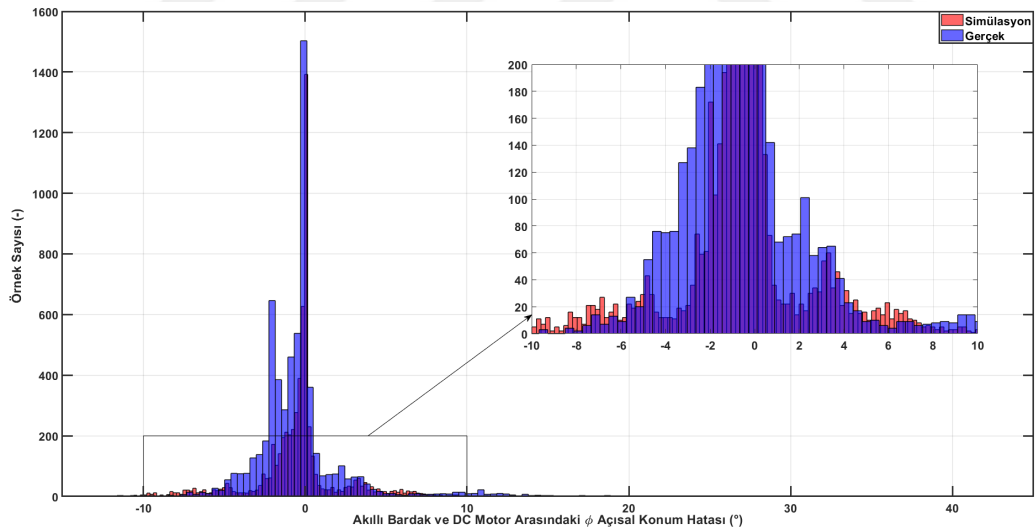
P kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği Şekil 7.27'de verilmiştir.



Şekil 7.27 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği

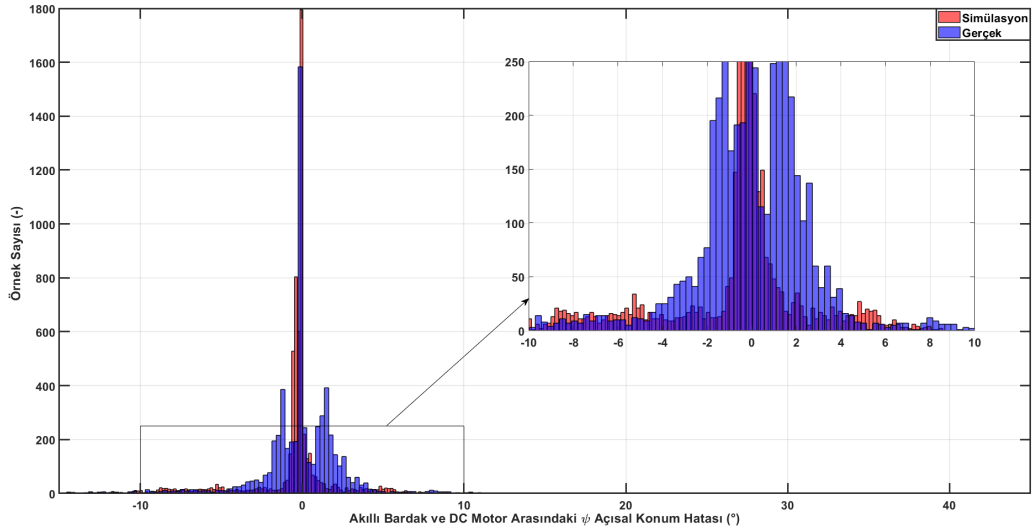
7.4.1.2 PD Kontrolcü Altında Konum Hatasının Histogramı

PD kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği Şekil 7.28’de verilmiştir.



Şekil 7.28 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği

PD kontrolcü altında 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği Şekil 7.29’da verilmiştir.



Şekil 7.29 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konumu ile sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumu arasındaki hatanın histogram grafiği

7.4.1.3 P ve PD Kontrolcülerin Performanslarının Karşılaştırılması

2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonunun P ve PD kontrolcülerle gerçekleştirilen bardağın uç nokta konumu ve sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumunun simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlarının performanslarının analizlerinin tablosu Tablo 7.8’de verilmiştir.

Tablo 7.8 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumu ve sistemin üst kısmında bulunan DC motorun konumunun simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlarının performans analiz tablosu

Kontrolcü İsmi	P	PD
Simülasyon Ortalama Açısal Konum Hatası (°)	0.7	0.6
Gerçek Ortalama Açısal Konum Hatası (°)	-0.26	-0.18
Simülasyon Konum Hatasının Standart Sapması (°)	3.04	2.9
Gerçek Açısal Konum Hatasının Standart Sapması (°)	3.15	2.75
Simülasyon Faz Gecikmesi (s)	0.065	0.045
Gerçek Faz Gecikmesi (s)	0.075	0.05

2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonunun P ve PD kontrolcülerle gerçekleştirilen bardağın uç nokta konumu ve sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumunun simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlarının performanslarının analizlerinin tablosu Tablo 7.9’da verilmiştir.

Tablo 7.9 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konumu ve sistemin alt kısmında bulunan DC motorun konumunun simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlarının performans analiz tablosu

Kontrolcü İsmi	P	PD
Simülasyon Ortalama Açısal Konum Hatası (°)	0.84	0.66
Gerçek Ortalama Açısal Konum Hatası (°)	-0.96	-0.76
Simülasyon Açısal Konum Hatasının Standart Sapması (°)	3.48	2.91
Gerçek Açısal Konum Hatasının Standart Sapması (°)	3.7	3.52
Simülasyon Faz Gecikmesi (s)	0.055	0.05
Gerçek Faz Gecikmesi (s)	0.07	0.065

7.4.1.4 P ve PD Dış Döngü Kontrolcülerinde Sistemin Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Yanıtlarının Performans Analizlerinin Yorumlanması

Sistemin dış döngü seçimi için zaman domaininde yapılan simülasyon ve gerçek zamanlı çalışmalar sonucunda elde edilen grafikler ve tablolar incelendiğinde sonuçlar aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- Tablo 7.8 ve Tablo 7.9’da verilen performans verileri elde edilirken 2-DOF akıllı bardağın P ve PD kontrolcüler altında bardağın uç nokta konumu ve sistemin üst ve alt kısmında bulunan DC motorların konumları için gerçekleştirilen simülasyon ve gerçek zamanlı verilerden yararlanılmıştır.
- Tablo 7.8 ve Tablo 7.9’da verilen performans verilerinden yararlanılarak 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum kontrolü için gerekli dış çevrim kontrolcü seçimi yapılmıştır.
- 2-DOF akıllı bardak sisteminde tasarımı yapılan P ve PD dış çevrim kontrolcülerinin Tablo 7.8 ve Tablo 7.9’da bulunan hata, sapma ve faz gecikme değerleri incelendiğinde bu değerlerin PD kontrolcünde P kontrolcüye göre daha az olduğu görülmektedir.
- 2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum kontrolü için dış döngü kontrolcü olarak tasarlanan P ve PD kontrolcüler üzerine yapılan simülasyon ve gerçek zamanlı çalışmalar sonucunda elde edilen verilerin çizilmeleri, analizleri ve performans değerlendirmeleri incelendikten sonra PD dış döngü kontrolcünün daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.

7.5 İki Serbestlik Dereceli Akıllı Bardağın Dış Döngü Kontrolü İçin Kontrolcü Seçimi

İç döngü seçimi yapılırken zaman ve frekans domainlerinde yapılan performans analizleri için hesaplanan performans ölçütlerinin yorumlanmasından yararlanılmıştır. Dış döngü kontrolcü seçimi yapılırken bardağın uç noktasından gelen konum bilgilerinin IMU sensörler aracılığıyla sistemde bulunan DC motorların referans girişlerine aktarılması ve uç nokta konum regülasyonunun gerçekleşmesi ile elde edilen hatanın histogramının yorumlanmasından yararlanılmıştır.

2-DOF akıllı bardak sisteminin uç nokta konum regülasyonu için iç döngü kontrolcüsü olarak 2-DOF PIV, dış döngü kontrolcüsü olarak PD kontrolcü seçimi yapılmıştır.

Bu tezde el titreme etkilerini uç nokta konum regülasyonu ile azaltan 2-DOF deneysel akıllı bardak platformunun tasarımı, modellenmesi ve kontrolü üzerine yapılan çalışmalar detaylı olarak verilmiştir. Mekatronik bir uygulama olan bu çalışmada, mekanik, donanım ve yazılım tasarımlarının tamamı incelenmiş ve tanımlanmıştır. Genel sistem parametrelerinin yanı sıra, sistemdeki özel durumlar da değerlendirilerek çalışmadaki problemlerin üstesinden gelmek için kullanılabilecek bir strateji geliştirilmiştir. Gerçekleştirilen tasarım çerçevesinde tam bir kontrol stratejisi formülize edilerek el titreme etkilerinin 2-DOF akıllı bardağın uç noktasına olan etkisinin azaltılması sağlanmıştır. Bu çalışmada gerçek zamanlı uygulama ile önerilen tüm model varsayımlarını ve yöntemlerini doğrulamak amacıyla deneysel platformda çoklu deney yapma imkânı sunulmuştur. Bu tez kapsamında yapılan çalışmalar aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- Tezin birinci bölümünde temel literatür taraması ve çerçevesi oluşturularak tezin amaçları ve çözüm yaklaşımlarının açıklanması için 2-DOF akıllı bardağın modellenmesi ve kontrolü üzerine yapılan incelemeler sunulmuştur. Ayrıca mevcut literatürde bulunan benzer uygulamalar ve patent çalışmaları ile ilgili örneklere de yer verilmiştir.
- Tezin ikinci bölümünde çalışmalarda sıklıkla kullanılan iç döngü, dış döngü ve PWM sinyal gibi genel kavramların tanımları yapılmıştır.
- Tezin üçüncü bölümünde Parkinson hastasından laboratuvar ortamında gerçek zamanlı olarak elde edilen el titreme verisinin toplanması ve analizine ait işlemler ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Hastadan toplanan titreme verisinin 3B ekseninde analizi yapılırken kullanılan yöntem detaylandırılmıştır. Ayrıca el titremesinin 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonuna etkisinin belirlenmesi amacıyla titreme verisinin temel mod incelemesinden elde edilen el titreme frekans aralığı tanımlanmıştır.

- Tezin dördüncü bölümünde tüm uygulama için gerekli tüm yazılım, donanım ve sensör sisteminden bahsedilmiştir. 2-DOF akıllı bardak deneysel platformunun karakteristiği, kinematiği detaylı olarak verilmiştir. Emniyet anahtarlarının sisteme dahil edilmesi ve sistemin orta noktasının bulunabilmesi için gerekli orta nokta algoritmasının geliştirilme sürecinden bahsedilmiştir. Sistemde bulunan IMU sensörlerinin kalibrasyon ve Kalman filtre ile kestirilmiş çıkışlarının elde edilme süreçleri ayrıntılandırılmıştır.
- Tezin beşinci bölümünde 2-DOF akıllı bardağın iç döngüsünde kullanılmak üzere sistemde bulunan DC motorların davranışlarını temsil eden dinamik model sistem tanıma yöntemi kullanılarak gerçek test verileri ile elde edilmiştir. Kullanılan sistem tanıma yöntemi detaylandırılmış sistem tanıma sonrası elde edilen dinamik modelin validasyonu yapılarak uygulanan sistem tanınmanın başarı oranları hesaplanmıştır.
- Tezin altıncı bölümünde deneysel platform olma özelliğine sahip 2-DOF akıllı bardak sisteminde bulunan DC motorların beş farklı kontrolcü altında modellenmesi, kararlılık analizleri, zaman ve frekans domainlerinde simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtlarının performans analizleri ile iç döngü için uygun kontrolcü seçiminin yapılması ile ilgili adımlar detaylandırılmıştır.
- Tezin yedinci bölümünde 2-DOF akıllı bardağın uç nokta konum regülasyonu için akıllı bardağın davranışlarını temsil eden dinamik modelin doğrusallaştırma yöntemlerinden biri olan Taylor yöntemi ile bulunması ve dış döngü kontrolcüsünün iki farklı kontrolcü altında modellenmesi yapıp simülasyon ve gerçek zamanlı sistem yanıtları ele alınarak en uygun dış çevrim kontrolcü seçimi yapılmıştır.

Böylece el titremesi olan bireylerin 2-DOF akıllı bardaktan sıvı içerken bardağın uç nokta konum regülasyonunun gerçekleşmesi ile sistemde bozucu etki olan titreme ve gürültünün olumsuz etkileri en aza indirgenmiş olacaktır.

Gelecek çalışma olarak dokunsal geri bildirim sağlamak amacıyla haptik kontrol uygulanarak 2-DOF akıllı bardak sisteminin prototipi geliştirilerek hastanın baş hareketlerinden geri bildirim alınması sağlanıp hastanın bardaktaki sıvıyı el titremesine rağmen tüketmesi amaçlanmaktadır.

- [1] J. Mo, R. Priefer, “Medical devices for tremor suppression: Current status and future directions,” *Biosensors*, vol. 11, no. 4, p. 99, 2021.
- [2] A. Mobed, S. Razavi, A. Ahmadalipour, S. K. Shakouri, G. Koohkan, “Biosensors in parkinson’s disease,” *Clinica Chimica Acta*, vol. 518, pp. 51–58, 2021.
- [3] M. Abbasi, A. Afsharfard, R. Arasteh, J. Safaie, “Design of a noninvasive and smart hand tremor attenuation system with active control: A simulation study,” *Medical & biological engineering & computing*, vol. 56, pp. 1315–1324, 2018.
- [4] Secrets of Managing Parkinson's Disease, "Empower Your Journey," patient9.com, <https://patient9.com/medical-device-glossary/parkinsons-disease/>, [Accessed 23-04-2024].
- [5] Y. Su *et al.*, “3-d motion system ("data-gloves"): Application for parkinson’s disease,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 52, no. 3, pp. 662–674, 2003.
- [6] Federal Sağlık Bakanlığı, "Parkinson hastalığı," gesund.bund.de, <https://gesund.bund.de/tr/parkinson-hastaligi>, [Accessed 23-04-2024].
- [7] M. Griffin, “Whole-body vibration and health,” *Handbook of Human Vibration*, 1990, pp. 171–220.
- [8] K. Niazmand, K. Tonn, A. Kalaras, U. M. Fietzek, J.-H. Mehrkens, T. C. Lueth, “Quantitative evaluation of parkinson’s disease using sensor based smart glove,” in *2011 24th International Symposium on Computer-Based Medical Systems (CBMS)*, IEEE, 2011, pp. 1–8.
- [9] A. Salarian, H. Russmann, C. Wider, P. R. Burkhard, F. J. Vingerhoets, K. Aminian, “Quantification of tremor and bradykinesia in parkinson’s disease using a novel ambulatory monitoring system,” *IEEE Transactions on biomedical engineering*, vol. 54, no. 2, pp. 313–322, 2007.
- [10] P. Pierleoni, L. Palma, A. Belli, L. Pernini, “A real-time system to aid clinical classification and quantification of tremor in parkinson’s disease,” *IEEE-EMBS International Conference on Biomedical and Health Informatics (BHI)*, IEEE, 2014, pp. 113–116.

- [11] S. M. Rissanen *et al.*, "Surface emg and acceleration signals in parkinson's disease: Feature extraction and cluster analysis," *Medical & biological engineering & computing*, vol. 46, pp. 849–858, 2008.
- [12] J. Kotovsky, M. J. Rosen, "A wearable tremor-suppression orthosis," *Journal of rehabilitation research and development*, vol. 35, pp. 373–387, 1998.
- [13] C. Teixeira, E. Bicho, L. Rocha, M. Gago, "A self-tunable dynamic vibration absorber: Parkinson's disease's tremor suppression," in *2013 IEEE 3rd Portuguese Meeting in Bioengineering (ENBENG)*, IEEE, 2013, pp. 1–6.
- [14] E. Buki, R. Katz, M. Zacksenhouse, I. Schlesinger, "Vib-bracelet: A passive absorber for attenuating forearm tremor," *Medical & biological engineering & computing*, vol. 56, pp. 923–930, 2018.
- [15] A. P. L. Bó, P. Poignet, "Tremor attenuation using fes-based joint stiffness control," in *2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, IEEE, 2010, pp. 2928–2933.
- [16] L. Popović Maneski *et al.*, "Electrical stimulation for the suppression of pathological tremor," *Medical & biological engineering & computing*, vol. 49, pp. 1187–1193, 2011.
- [17] E. Rocon *et al.*, "Multimodal bci-mediated fes suppression of pathological tremor," in *2010 annual international conference of the IEEE engineering in medicine and biology*, IEEE, 2010, pp. 3337–3340.
- [18] G. Herrnsstadt, C. Menon, "Voluntary-driven elbow orthosis with speed-controlled tremor suppression," *Frontiers in bioengineering and biotechnology*, vol. 4, p. 29, 2016.
- [19] D. Huen, J. Liu, B. Lo, "An integrated wearable robot for tremor suppression with context aware sensing," in *2016 IEEE 13th International conference on wearable and implantable body sensor networks (BSN)*, IEEE, 2016, pp. 312–317.
- [20] E. Rocon, J. M. Belda-Lois, A. Ruiz, M. Manto, J. C. Moreno, J. L. Pons, "Design and validation of a rehabilitation robotic exoskeleton for tremor assessment and suppression," *IEEE Transactions on neural systems and rehabilitation engineering*, vol. 15, no. 3, pp. 367–378, 2007.
- [21] Vromiko, "Complementary filter," scribd.com, <https://www.scribd.com/document/399548808/Complemetary-Filter>, [Accessed 21-06-2024].
- [22] Rus Tatro, "Senior design undergraduate system design project," csus.edu, https://www.csus.edu/indiv/t/tatror/senior_design/senior_design_lab_index.html, [Accessed 21-05-2024].
- [23] K. Birtwell, "Third year project report," slideshare.net, <https://www.slideshare.net/KyleBirtwell>, [Accessed 21-05-2024].
- [24] R. Pandey, D. Raghunathan, "Self-stablizng spoon for parkinson's patient old aged people and overall tremor detector for recovery monitoring," *International Journal of Engineering Research in Electrical and Electronic Engineering (IJEREEE)*, vol. 7, no. 3, pp. 1–5, 2021.

- [25] J. Han, "A study on the coffee spilling phenomena in the low impulse regime," *Achievements in the Life Sciences*, vol. 10, no. 1, pp. 87–101, 2016.
- [26] A. Karamesinis, R. V. Sillitoe, A. Z. Kouzani, "Wearable peripheral electrical stimulation devices for the reduction of essential tremor: A review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 80 066–80 076, 2021.
- [27] Y. Zhou, M. D. Naish, M. E. Jenkins, A. L. Trejos, "Design and validation of a novel mechatronic transmission system for a wearable tremor suppression device," *Robotics and autonomous systems*, vol. 91, pp. 38–48, 2017.
- [28] *US20170326023A1*, "Arm vibration damping device," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US20170326023A1/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [29] A. Pathak, J. A. Redmond, M. Allen, K. L. Chou, "A noninvasive handheld assistive device to accommodate essential tremor: A pilot study," *Movement Disorders*, vol. 29, no. 6, pp. 838–842, 2014.
- [30] Gynno Technology, "Gynno Spoon," [kleinanzeigen. de](https://www.kleinanzeigen.de/sanzeige/gynno-spoon/2720070380), <https://www.kleinanzeigen.de/sanzeige/gynno-spoon/2720070380>, [Accessed 25-04-2024].
- [31] *CN213608340U*, "Acceleration induction self-correction anti-shake cup," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/CN213608340U/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [32] *WO2021101486A1*, "Cup for tremor patients," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/WO2021101486A1/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [33] *CN210095358U*, "Drinking cup special for Parkinson's disease patient," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/CN210095358U/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [34] *US20190022871A*, "Handheld device and hand tremor compensation method," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US20190022871A/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [35] *KR20180136839A*, "Hand tremor damping cup," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/KR20180136839A/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [36] *CA2951338A1*, "Handheld tool for leveling uncoordinated motion," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/CA2951338A1/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [37] *CN107692735A*, "The anti-teacup that quivers," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/CN107692735A/en>, [Accessed 21-04-2024].

- [38] *EP3237081A1*, "Vorrichtung und verfahren zur tremorstabilisierung," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/EP3237081A1/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [39] *US6458089B1*, "Methods and devices for reducing trembling," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US6458089B1/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [40] *US5285685A*, "Perceived attitude apparatus and method," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US5285685A/en>, [Accessed 21-04-2024].
- [41] *US20140052275A1*, "System and method for stabilizing unintentional muscle movements," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US20140052275A1/en>, [Accessed 22-04-2024].
- [42] *US20160081505A1*, "Gyroscopic cup holder," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US20160081505A1/en>, [Accessed 22-04-2024].
- [43] *US20030006357A1*, "Active tremor control system," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US20030006357A1/en>, [Accessed 22-04-2024].
- [44] *US5630276A*, "Eating utensil," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US5630276A/en>, [Accessed 22-04-2024].
- [45] *US20200029710A1*, "Gyroscopically stabilized drinkware," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US20200029710A1/en>, [Accessed 22-04-2024].
- [46] *WO2015128090A1*, "Vorrichtung und verfahren zum reduzieren von tremor," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/WO2015128090A1/en>, [Accessed 22-04-2024].
- [47] *WO2016102958A1*, "Tremor stabilisation apparatus and methods," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/WO2016102958A1/en>, [Accessed 22-04-2024].
- [48] *US20030236475A1*, "Adjustable and tunable hand tremor stabilizer," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US20030236475A1/en>, [Accessed 22-04-2024].

- [49] US6730049B2, "Adjustable and tunable hand tremor stabilizer," Google Patents, patents.google.com, <https://patents.google.com/patent/US6730049B2/en>, [Accessed 22-04-2024].
- [50] Extremetech, "MIT engineers create glove that mitigates hand tremors from Parkinson's," extremetech.com, <https://www.extremetech.com/extreme/221368-mit-engineers-create-glove-that-mitigates-hand-tremors-from-parkinsons>, [Accessed 23-04-2024].
- [51] International Essential Tremor Foundation, "Assistive devices, therapies & techniques, essentialtremor.org, <https://www.essentialtremor.org/treatments/assistive-devices/>, [Accessed 25-04-2024].
- [52] Health News, "Technology, mental health and more," healthline.com, <https://www.healthline.com/health-news/>, [Accessed 25-04-2024].
- [53] C. F. Yaşar, "Algebraic estimator of parkinson's tremor frequency from biased and noisy sinusoidal signals," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 43, no. 3, pp. 679–686, 2021.
- [54] E. K. AYANA, C. F. Yaşar, Ş. N. Engin, "Studies on a robotic device that minimizes end-point vibrations for parkinson tremor," *Procedia computer science*, vol. 158, pp. 338–345, 2019.
- [55] E. K. Ayana, M. Kılıç, C. F. Yaşar, Ş. N. Engin, *et al.*, "Active control experiments on a smart robotic glass with end-point control for parkinson's patients," *Applied bionics and biomechanics*, vol. 2023, no. 1, 2023.
- [56] A. San-Millan, V. Feliu, "A fast online estimator of the two main vibration modes of flexible structures from biased and noisy measurements," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 20, no. 1, pp. 93–104, 2014.
- [57] C. F. Castillo-Berrio, V. Feliu-Batlle, "Vibration-free position control for a two degrees of freedom flexible-beam sensor," *Mechatronics*, vol. 27, pp. 1–12, 2015.
- [58] Q. Hu, G. Ma, "Adaptive variable structure controller for spacecraft vibration reduction," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 44, no. 3, pp. 861–876, 2008.
- [59] M. Malekzadeh, A. Naghash, H. A. Talebi, "A robust nonlinear control approach for tip position tracking of flexible spacecraft," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 4, pp. 2423–2434, 2011.
- [60] H. Wang, "Study on natural-frequency-based structural damage identification of steel transmission tower," in *Proceedings 2011 International Conference on Transportation, Mechanical, and Electrical Engineering (TMEE)*, IEEE, 2011, pp. 1382–1385.

- [61] S. Cetinkunt, W. J. Book, "Flexibility effects on the control system performance of large scale robotic manipulators," *Journal of the Astronautical Sciences*, vol. 38, no. 4, pp. 531–556, 1990.
- [62] S. C. P. Gomes, V. S. da Rosa, B. C. Albertini, "Active control to flexible manipulators," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 11, no. 1, pp. 75–83, 2006.
- [63] J.-H. Ryu, D.-S. Kwon, Y. Park, "A robust controller design method for a flexible manipulator with a time varying payload and parameter uncertainties," in *Proceedings 1999 IEEE International Conference on Robotics and Automation (Cat. No. 99CH36288C)*, IEEE, vol. 1, 1999, pp. 413–418.
- [64] M. Badi, S. Engin, I. Esat, "Automated rotating machinery fault identification by means of wavelet transforms as inputs to anns," in *VTT SYMPOSIUM*, Valtion Teknillinen Tutkimuskeskus, vol. 172, 1997, pp. 152–161.
- [65] V. E. Ömürlü, Ş. N. Engin, İ. Yüksek, "Application of fuzzy pid control to cluster control of viaduct road vibrations," *Journal of Vibration and Control*, vol. 14, no. 8, pp. 1201–1215, 2008.
- [66] Y. K. Yong, A. J. Fleming, S. Moheimani, "A novel piezoelectric strain sensor for simultaneous damping and tracking control of a high-speed nanopositioner," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 18, no. 3, pp. 1113–1121, 2012.
- [67] A. A. Eielsen, T. Polóni, T. A. Johansen, J. T. Gravdahl, "Experimental comparison of online parameter identification schemes for a nanopositioning stage with variable mass," in *2011 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, IEEE, 2011, pp. 510–517.
- [68] L. Tang, Y. Yang, C. K. Soh, "Toward broadband vibration-based energy harvesting," *Journal of intelligent material systems and structures*, vol. 21, no. 18, pp. 1867–1897, 2010.
- [69] J. Dalei, K. B. Mohanty, "An approach to estimate and control seig voltage and frequency using cordic algorithm," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 39, no. 6, pp. 861–871, 2017.
- [70] A. M. Bianchi, L. T. Mainardi, S. Cerutti, "Time-frequency analysis of biomedical signals," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 22, no. 3, pp. 215–230, 2000.
- [71] M. H. Bollen, I. Y. Gu, *Signal processing of power quality disturbances*. John Wiley & Sons, 2006.
- [72] I. Santamaria, C. Pantaleon, J. Ibanez, "A comparative study of high-accuracy frequency estimation methods," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 14, no. 5, pp. 819–834, 2000.
- [73] D. Agrež, "Non-parametric frequency estimation from dft coefficients at the same bin using different windows," in *2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, IEEE, 2018, pp. 1–6.

- [74] J. Dongarra, F. Sullivan, "Guest editors introduction to the top 10 algorithms," *Computing in Science & Engineering*, vol. 2, no. 01, pp. 22–23, 2000.
- [75] M. Heideman, D. Johnson, C. Burrus, "Gauss and the history of the fast fourier transform," *IEEE Assp Magazine*, vol. 1, no. 4, pp. 14–21, 1984.
- [76] J. Borkowski, D. Kania, J. Mroczka, "Interpolated-dft-based fast and accurate frequency estimation for the control of power," *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 7026–7034, 2014.
- [77] C. Maklin, "Fast Fourier Transform Explained," builtin.com, <https://builtin.com/articles/fast-fourier-transform>, [Accessed 02-05-2024].
- [78] Emerson, "What is myRIO," ni.com, <https://www.ni.com/en/shop/engineering-education/portable-student-devices/myrio-student-embedded-device/what-is-myrio.html>, [Accessed 02-05-2024].
- [79] Arduino, "Arduino pwm tutorial." arduino.cc, <https://www.arduino.cc/en/Tutorial/PWM>, [Accessed 04-14-2017].
- [80] J. J. Craig, *Introduction to robotics*. Pearson Educacion, 2006.
- [81] C. F. Castillo Berrio, "Design, modelling and control of two degree of freedom flexible antenna sensors," Ph.D. dissertation, Castilla-La Mancha University, 2015.
- [82] STM32F407XX Distributor, "Electronic Components Datasheet", alldatasheet.com, <https://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=STM32F407XX>, [Accessed 10-05-2024].
- [83] ATMEL Corporation, "ATMEGA2560 Datasheet", alldatasheet.com, <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/download/174758/ATMEL/ATMEGA2560.html>, [Accessed 10-05-2024].
- [84] Bosch Sensortec GmbH, "BNO055 Datasheet", alldatasheet.com, <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/download/1132074/BOSCH/BNO055.html>, [Accessed 10-05-2024].
- [85] Infineon Technologies AG, "BTS7960B Datasheet", alldatasheet.com, <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/download/152658/INFINEON/BTS7960B.html>, [Accessed 10-05-2024].
- [86] Pololu, "47:1 Metal Gearmotor 25Dx67L mm HP 12V with 48 CPR Encoder", pololu.com, <https://pololu.com/product/4845>, [Accessed 10-05-2024].
- [87] A. Aranburu, "IMU data processing to recognize activities of daily living with a smart headset," University of California, Santa Cruz, 2018.
- [88] M. Kivikangas, "Estimating three-dimensional motion using imu sensors," B.S. thesis, 2022.

- [89] Matworks, "Calibrate BNO055 Sensors," matworks.com, <https://www.mathworks.com/help/matlab/supportpkg/calibrate-sensors.html>, [Accessed 16-05-2024].
- [90] C. Ennawaoui, M. El Jouad, *et al.*, "Real time SoC monitoring of a Li-Ion battery for robotic applications," *Materials Today: Proceedings*, vol. 66, pp. 282–288, 2022.
- [91] G. L. Plett, "Extended kalman filtering for battery management systems of lipb-based hev battery packs: Part 3. state and parameter estimation," *Journal of Power sources*, vol. 134, no. 2, pp. 277–292, 2004.
- [92] A. Vasebi, M. Partovibakhsh, S. M. T. Bathaee, "A novel combined battery model for state-of-charge estimation in lead-acid batteries based on extended kalman filter for hybrid electric vehicle applications," *Journal of Power Sources*, vol. 174, no. 1, pp. 30–40, 2007.
- [93] E. Kuhn, C. Forgez, P. Lagonotte, G. Friedrich, "Modelling ni-mh battery using cauer and foster structures," *Journal of power sources*, vol. 158, no. 2, pp. 1490–1497, 2006.
- [94] E. Kuhn, C. Forgez, G. Friedrich, "Modeling diffusive phenomena using non integer derivatives," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 25, no. 3, pp. 183–190, 2004.
- [95] D. P. Groves, *Inertial, and multisensor integrated navigation systems*, 2008.
- [96] X. Cui, C. Mei, Y. Qin, G. Yan, Q. Fu, "In-motion alignment for low-cost sins/gps under random misalignment angles," *The Journal of Navigation*, vol. 70, no. 6, pp. 1224–1240, 2017.
- [97] D. Tomaszewski, J. Rapinski, M. Smieja, "Analysis of the noise parameters and attitude alignment accuracy of ins conducted with the use of mems-based integrated navigation system," *Acta Geodyn. Geomater*, vol. 12, no. 2, pp. 197–208, 2015.
- [98] T. Ozyagcilar, "Implementing a tilt-compensated ecompass using accelerometer and magnetometer sensors," *Freescall semiconductor, AN*, vol. 4248, 2012.
- [99] T. Watanabe, K. Ohashi, "Angle measurements during 2d and 3d movements of a rigid body model of lower limb," in *Proceedings of the International Joint Conference on Biomedical Engineering Systems and Technologies-Volume 4*, 2014, pp. 35–44.
- [100] Matlab, "DC motor position: System modeling," [ctms.engin.umich.edu, https://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Activities_DCmotorA](https://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Activities_DCmotorA), [Accessed 23-05-2024].
- [101] R. Prakash, R. Vasanthi, "Speed control of dc-dc converter fed dc motor using robust adaptive intelligent controller," *Journal of Vibration and Control*, vol. 21, no. 15, pp. 3107–3120, 2015.
- [102] M. Yazdani, "Robotic manipulators: Robust and sensor-less control," Eliva Press, 2014.
- [103] J. C. C. Ibáñez, "Position control of a flexible link robot moving under gravity with a novel gravity compensation system," Ph.D. dissertation, Universidad de Castilla-La Mancha, 2019.

- [104] M. B. Tischler, R. K. Remple, "Aircraft and rotorcraft system identification," American Institute of Aeronautics and Astronautics Reston, VA, 2012.
- [105] L. Ljung, "System identification," *Signal analysis and prediction*, Springer, 1998, pp. 163–173.
- [106] M. Good, L. Sweet, K. Strobel, "Dynamic models for control system design of integrated robot and drive systems," 1985.
- [107] L. M. Sweet, M. C. Good, "Re-definition of the robot motion control problem: Effects of plant dynamics, drive system constraints, and user requirements," in *The 23rd IEEE conference on decision and control*, IEEE, 1984, pp. 724–732.
- [108] A. A. A. Ismail, A. Elnady, "Advanced drive system for dc motor using multilevel dc/dc buck converter circuit," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 54 167–54 178, 2019.
- [109] H. S. Purnama, T. Sutikno, S. Alavandar, A. C. Subrata, "Intelligent control strategies for tuning pid of speed control of dc motor-a review," in *2019 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, IEEE, 2019, pp. 24–30.
- [110] F. Jiang, L. Zhou, C. Liao, "Reduced-order extended-state-observer-based backstepping control for brushless dc motor server system," in *2020 7th International Conference on Information, Cybernetics, and Computational Social Systems (ICCSS)*, IEEE, 2020, pp. 326–331.
- [111] R. Madonski, K. Łakomy, M. Stankovic, S. Shao, J. Yang, S. Li, "Robust converter-fed motor control based on active rejection of multiple disturbances," *Control Engineering Practice*, vol. 107, p. 104 696, 2021.
- [112] M. R. Stanković, S. M. Manojlović, S. M. Simić, S. T. Mitrović, M. B. Naumović, "FPGA system-level based design of multi-axis ADRC controller," *Mechatronics*, vol. 40, pp. 146–155, 2016.
- [113] J. Becedas, V. Feliu, H. Sira-Ramírez, "GPI control for a single-link flexible manipulator," in *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science, WCECS*, 2007.
- [114] L. Ardhenta, R. Subroto, R. Hasanah, "Adaptive backstepping control for buck dc/dc converter and dc motor," in *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, vol. 1595, 2020, p. 012 025.
- [115] A. T. El-Deen, A. H. Mahmoud, A. R. El-Sawi, "Optimal PID tuning for DC motor speed controller based on genetic algorithm," *Int. Rev. Autom. Control*, vol. 8, no. 1, pp. 80–85, 2015.
- [116] A. Sir Elkhateem, S. N. Engin, A. A. Pasha, M. M. Rahman, S. N. Pillai, "Robust control for non-minimum phase systems with actuator faults: Application to aircraft longitudinal flight control," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 24, p. 11 705, 2021.
- [117] A. S. Elkhateem, S. N. Engin, "Robust IQR and LQR-PI control strategies based on adaptive weighting matrix selection for a UAV position and attitude tracking control," *Alexandria Engineering Journal*, vol. 61, no. 8, pp. 6275–6292, 2022.

- [118] M. I. Solihin, L. F. Tack, M. L. Kean, "Tuning of pid controller using particle swarm optimization (PSO)," *International Journal on Advanced Sci-ence, Engineering and Information Technology*, vol. 1, no. 4, pp. 458–461, 2011.
- [119] B. Allaoua, A. Laoufi, B. Gasbaoui, A. Abderrahmani, "Neuro-fuzzy DC motor speed control using particle swarm optimization," *Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies*, vol. 15, pp. 1–18, 2009.
- [120] E. Dincel, M. T. Söylemez, "Digital PI-PD controller design for arbitrary order systems: Dominant pole placement approach," *ISA transactions*, vol. 79, pp. 189–201, 2018.
- [121] K. J. Åström, T. Hägglund, "Advanced PID control," ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.
- [122] B. C. Kuo, M. F. Golnaraghi, "Automatic control systems," Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1995, vol. 8.
- [123] C. H. Houpis, S. N. Sheldon, "Linear control system analysis and design with Matlab," CRC Press, 2013.
- [124] K. J. Åström, "Feedback Fundamentals," cds.caltech.edu, <https://www.cds.caltech.edu/~murray/courses/cds101/fa02/caltech/astrom-ch5.pdf>, [Accessed 28-06-2024].
- [125] The Grainger College of Engineering, "Course Websites", [courses.grainger.illinois.edu](https://courses.grainger.illinois.edu/ece486/fa2017/documents/lecture_notes/state_space_p2.pdf), https://courses.engr.illinois.edu/ece486/fa2017/documents/lecture_notes/state_space_p2.pdf, [Accessed 07-07-2024].

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Makale

1. E. K. Ayana, C. F. Yaşar ve Ş. N. Engin, "Studies on a robotic device that minimizes end-point vibrations for Parkinson tremor" Procedia Computer Science, 158, 338-345, 2019.
2. E. K. Ayana, M. Kılıç, C. F. Yaşar ve Ş. N. Engin, "Active Control Experiments on a Smart Robotic Glass with End-Point Control for Parkinson's Patients" Applied Bionics and Biomechanics, 2023, Makale ID 8310673.