



**KESİRLİ DERECEDEKİ PID KONTROL CÜLERİN
FARKLI TİPTEKİ ELEKTROMEKANİK SİSTEMLER
ÜZERİNDEKİ PERFORMANSLARININ
İNCELENMESİ**

Büşra AKSON

**Yüksek Lisans Tezi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Ahmet DUMLU**

**2024
Her hakkı saklıdır.**



FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZİ

**KESİRLİ DERECEDEN PID KONTROLÇÜLERİN FARKLI TİPTEKİ
ELEKTROMEKANİK SİSTEMLER ÜZERİNDEKİ PERFORMANSLARININ
İNCELENMESİ**

Büşra AKSON

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ahmet DUMLU

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Erzurum

2024

Her hakkı saklıdır

T.C.
ERZURUM TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
TEZ ONAY FORMU

**KESİRLİ DERECEDEN PID KONTROLÇÜLERİN FARKLI TİPTEKİ
ELEKTROMEKANİK SİSTEMLER ÜZERİNDEKİ PERFORMANSLARININ
İNCELENMESİ**

Prof. Dr. Ahmet DURLU danışmanlığında, Büşra AKSON tarafından hazırlanan bu çalışma 26 / 12 / 2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans tezi olarak **Oy birliği ile (3/3)** kabul edilmiştir.

Başkan	: Prof. Dr. Ahmet DURLU	İmza	:
Üye	: Doç. Dr. Kağan Koray AYTEN	İmza	:
Üye	: Doç. Dr. Alirıza KALELİ	İmza	:

Yukarıdaki sonucu onaylıyorum

Doç. Dr. Bünyamin ÖZGERİŞ
Enstitü Müdürü

*Bu tez çalışması tarafından nolu proje ile desteklenmiştir.

ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI

Erzurum Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez içindeki tüm bilgilerin doğru ve tam olduğunu, bilgilerin üretilmesi aşamasında bilimsel etiğe uygun davrandığımı, yararlandığım bütün kaynakları atıf yaparak belirttiğimi beyan ederim.

26 / 12 / 2024

İmzası

Büşra AKSON

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KESİRLİ DERECEDEN PID KONTROLÇÜLERİN FARKLI TİPTEKİ ELEKTROMEKANİK SİSTEMLER ÜZERİNDEKİ PERFORMANSLARININ İNCELENMESİ

Büşra AKSON

Erzurum Teknik Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Ahmet DUMLU

Bu tez çalışmasında, kesirli dereceden oransal-integral-türevsel (FOPID) kontrolörün performansının incelenmesi ve PID kontrolör ile karşılaştırılması amacıyla farklı tipteki elektromekanik sistemlerin çeşitli kontrolleri hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, doğru akım (DC) motorunun simülasyon ortamında ve gerçek zamanlı olarak her iki kontrolör ile hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Daha sonra, düzlemsel üç serbestlik dereceli (3-DOF) üç döner eklemlili (3-RRR) paralel robot manipülatörünün PID kontrolör ve FOPID kontrolör ile simülasyon ortamında konum kontrolü yapılmıştır. Bunlara ek olarak ikili-tank sıvı seviye sisteminin her iki kontrolcü ile hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanlı olarak tank 1 için sıvı seviye kontrolü gerçekleştirilmiştir. DC motorun hız kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için, gerçek zamanlı uygulamada kullanılan kalıcı mıknatıslı doğru akım motorunun (KMDAM) elektromekanik modellenmesi yapılmış ve transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Daha sonra konum kontrolü gerçekleştirilen düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörünün kinematik analizi yapılmış ve referans verilen konuma gidebilmesi için gerekli olan eklem açıları ters kinematik analiz yardımıyla belirlenmiştir. Ardından ikili-tank sıvı seviye sisteminin matematiksel modellenmesi yapılmış ve sistemin transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Bu elektromekanik sistemlerin kontrolü, MATLAB/Simulink ortamında yapılmıştır. Yapılan deneyler sonucunda elde edilen verilere göre, PID kontrolcü ve FOPID kontrolcü yerleşme zamanı, yükselme zamanı, tepe zamanı, aşım ve kararlı hal hatası bakımından karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda FOPID kontrolörün PID kontrolörüne göre daha geniş bir kontrol parametre alanına sahip olması ve sistem dinamiklerine daha uyumlu olması nedeniyle daha üstün bir performans sergilediği sonucuna varılmıştır.

2024, 84 sayfa

Anahtar Kelimeler: DC Motor, Paralel Robot Manipülatörü, İkili-Tank Sıvı Seviye Sistemi, FOPID Kontrolör, Hız Kontrolü, Konum Kontrolü, Sıvı Seviye Kontrolü

ABSTRACT

MS. Thesis

INVESTIGATION OF THE PERFORMANCE OF FRACTIONAL ORDER PID CONTROLLERS ON DIFFERENT TYPES OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

Büşra AKSON

Erzurum Technical University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical Electronic Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Ahmet DÜMLÜ

In this thesis, the performance of a fractional-order proportional-integral-derivative (FOPID) controller was analyzed and compared with that of a PID controller by conducting various control applications on different types of electromechanical systems, both in simulation environments and in real-time. Initially, the speed control of a direct current (DC) motor was performed using both controllers in simulation and real-time environments. Subsequently, the position control of a planar three-degree-of-freedom (3-DOF) parallel robot manipulator with three revolute joints (3-RRR) was carried out in a simulation environment using both the PID and FOPID controllers. Additionally, liquid level control of a two-tank system for Tank 1 was implemented using both controllers in simulation and real-time environments. To enable the speed control of the DC motor, the electromechanical modeling of the permanent magnet direct current motor (PMDCM) used in the real-time application was performed, and its transfer function was obtained. Following this, the kinematic analysis of the planar 3-DOF 3-RRR parallel robot manipulator was conducted, and the joint angles required to reach the reference position were determined through inverse kinematics analysis. Furthermore, the mathematical modeling of the two-tank liquid level system was carried out, and the transfer functions of the system was derived. The control of these electromechanical systems was implemented in the MATLAB/Simulink environment. Based on the data obtained from the experiments, the PID and FOPID controllers were compared in terms of settling time, rise time, peak time, overshoot, and steady-state error. The results of this comparison indicated that the FOPID controller demonstrated superior performance compared to the PID controller due to its broader control parameter space and better adaptability to system dynamics.

2024, 84 page

Keywords: DC Motor, Parallel Robot Manipulator, Dual-Tank Liquid Level System, FOPID Controller, Speed Control, Position Control, Liquid Level Control

TEŞEKKÜR

Yüksek lisansa başladığım andan itibaren bana inanan, tez çalışmamın her aşamasında değerli bilgi ve deneyimleriyle yolumu aydınlatan, yardımlarını benden esirgemeyen kıymetli danışmanım Prof. Dr. Ahmet DUMLU'ya en derin teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca, çalışmalarım sırasında değerli katkılarını sunan Arş. Gör. Tuğrulhan AKGÜL'e teşekkürü bir borç bilirim.

Evlatları olmanın onurunu yaşadığım, hayatımın her anında olduğu gibi yüksek lisans sürecimde de koşulsuz sevgi ve destekleriyle yanımda olan ve beni daima motive eden sevgili aileme minnettarım.

Son olarak, bu vatan uğruna canlarını feda eden aziz şehitlerimize, onların kıymetli yakınlarına ve gazilerimize şükranlarımı sunmaktan büyük onur duyarım.

Büşra AKSON
Aralık 2024

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR	v
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ	4
3. MATERYAL ve YÖNTEM	9
3.1. DC Motorlar	9
3.1.1. KMDA motorunun modellenmesi	11
3.2. Paralel Robot Manipülatörleri.....	17
3.2.1. Paralel robot manipülatörü sisteminin modellenmesi.....	21
3.3. Sıvı Seviye Tank Sistemi	29
3.3.1. İkili tank sıvı seviye sisteminin modellenmesi	30
3.4. PID Kontrolör	36
3.5. FOPID Kontrolör	38
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA	42
4.1. Simülasyon Sonuçları	42
4.1.1. DC motor hız kontrolü simülasyon sonuçları	42
4.1.2. Paralel robot manipülatörünün konum kontrolü simülasyon sonuçları	47
4.1.3. İkili-tank sıvı seviye sisteminin sıvı seviye kontrolü simülasyon sonuçları	56
4.2. Deneysel Sonuçlar.....	59
4.2.1. DC motor hız kontrolü deneysel sonuçlar.....	59
4.2.2. İkili-tank sıvı seviye sistemi sıvı seviye kontrolü deneysel sonuçlar	71
5. SONUÇ ve ÖNERİLER	77
KAYNAKLAR	79

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
A_{O1}	Tank 1 Çıkış Kesit Alanı
A_{O2}	Tank 2 Çıkış Kesit Alanı
A_{t1}	Tank 1 Kesit Alanı
A_{t2}	Tank 2 Kesit Alanı
B_l	Yüke Etki Eden Viskoz Sürtünme Kuvveti
B_m	Motor Miline Etki Eden Viskoz Sürtünme Kuvveti
c	Cosinüs
$e_b(t)$	Zıt-Emk Voltajı
E_{kh}	Ortalama Kararlı Hal Hatası
$E(s)$	Hata İşaretinin Laplace Dönüşümü
$e(t)$	Hata İşareti
F	Mekanizmanın Serbestlik Derecesi
f_i	i Serbestlik Derecesine Sahip Eklem Sayısı
g	Yer Çekimi
$G_{CFOPID}(s)$	FOPID Kontrolcü Transfer Fonksiyonu
$G_{CPID}(s)$	PID Kontrolcü Transfer Fonksiyonu
$G(x, y)$	Ağırlık Merkezi
h	Hiperbolik
I_m	Endüvi Akımı
j	Mekanizmadaki Eklem (Mafsal) Sayısı
J_l	Yükün Atalet Momenti
J_m	Motor Milinin Atalet Momenti
K	Sistemin Kazancı
K_d	Türevsel Kazanç sabiti
K_g	Dişli Oranı
K_i	İntegral Kazanç Sabiti
K_m	Motor Zıt-Emk Sabiti
K_p	Oransal Kazanç Sabiti

k_p	Pompa Sabiti
K_t	Motor Akım-Tork Sabiti
l_1	Tank 1 Akışkan Seviyesi
l_2	Tank 2 Akışkan Seviyesi
l_{cs1}	Tank 1 Çalışma Seviyesi
l_{cs2}	Tank 2 Çalışma Seviyesi
L_m	Endüvi İndüktansı
M_p	Maksimum Aşım
n	Mekanizmadaki Uzun Sayısı
$PI^\lambda D^\mu$	Kesir Dereceli PID Kontrolör
rad	Radyan
R_m	Motor Endüvi Direnci
$r(t)$	Referans İşareti
s	Sinüs
t_p	Tepe Zamanı
t_r	Yükselme Zamanı
t_s	Yerleşme Zamanı
$U(s)$	Kontrol İşaretinin Laplace Dönüşümü
$u(t)$	Kontrol İşareti
V_m	Giriş Gerilimi
$V_m(s)$	Motorun Giriş Gerilimi ($V_m(t)$ 'nin laplace dönüşümü)
v_{o1}	Tank 1 Çıkış Hızı
v_{o2}	Tank 2 Çıkış Hızı
v_p	Pompa Gerilimi
$y(t)$	Çıkış İşareti
(x_A, y_A)	A noktasının koordinatları
(x_B, y_B)	B noktasının koordinatları
(x_C, y_C)	C noktasının koordinatları
(x_P, y_P)	P noktasının koordinatları
q_{in1}	Tank 1 Giriş Debi
q_{in2}	Tank 2 Giriş Debi
q_{o1}	Tank 1 Çıkış Debi
q_{o2}	Tank 2 Çıkış Debi

α	Sistemin Açısal İvmesi
λ	İntegral Teriminin Kesir Derecesi
μ	Türev Teriminin Kesir Derecesi
ω	Açısal Hız
ω_l	Yükün Açısal Hızı
ω_m	Motor Milinin Açısal Hızı
λ	İntegral Teriminin Kesir Derecesi
μ	Türev Teriminin Kesir Derecesi
η_g	Dişli Kutusu Verimi
η_m	Motor Verimi
τ	Sisteme Uygulanan Torkların Toplamı
τ	Zaman Sabiti
τ_l	Yüke Uygulanan Toplam Tork
τ_m	Motor Torku
$\tau_{ml}(t)$	Motor Yüğü Nedeniyle Oluşan Torkun Motor Miline Etki Eden Torku
$\theta_m(t)$	Mil Kısımının Açısal Konumu
$\theta_l(t)$	Yük Kısımının Açısal Konumu
θ_1	1.Uzvun Eklem Açısı
θ_2	2.Uzvun Eklem Açısı
θ_3	3.Uzvun Eklem Açısı
$\Omega_l(s)$	Rotorun Açısal Hızı ($\omega_l(t)$ 'nin laplace dönüşümü)
λ	Mekanizmanın Çalışma Uzayının Serbestlik Derecesi
ϕ	Yönlendirme Açısı
ψ	Pasif Bir Eklem Açısı
$^\circ$	Derece

Kısaltmalar

AAO	Atom Arama Optimizasyon Algoritması
AC	Alternatif Akım (Alternating Current)
ASO	Atom Arama Optimizasyonu
AVR	Otomatik Voltaj Regülatörü
BOA	Balina Optimizasyon Algoritması

ChASO	Kaotik Atom Arama Optimizasyonu
CSA	Guguk Kuşu Arama Algoritması
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DOF	Serbestlik Derecesi (Degree Of Freedom)
emk	Elektromotor Kuvveti
FOPID	Kesir Dereceli Oransal İntegral Türevsel (Fractional Order Proportional Integral Derivative) Kontrolör
GA	Genetik Algoritma
IBBO	Biyocoğrafya Tabanlı Optimizasyon
I	İnput (giriş)
ISE	İntegral Kare Hatası
ISO	(International Organization for Standardization) Uluslararası Standartlar Teşkilatı
KGY	Kirchoff'un Gerilimler Yasası
KMDAM	Kalıcı Mıknatıslı Doğru Akım Motoru
NM	Nelder-Mead
O	Output (çıkış)
P	Kayar Eklem (Prismatic)
PMDC	Permanent Magnet Direct Current
PID	Oransal-İntegral-Türevsel (Proportional Integral Derivative) Kontrolör
PPP	Prismatic- Prismatic- Prismatic
PSO	Parçacık Sürü Optimizasyonu
R	Döner Eklem (Revolute)
RRR	Üç Döner Eklem (Three Revolute Joints)
RPP	Revolute-Prismatic- Prismatic
RRP	Revolute- Revolute- Prismatic
RPR	Revolute-Prismatic-Revolute
SMC	Kayan Kipli Kontrol
SSA	Salp Sürüsü Algoritması
YAK	Yapay Arı Kolonisi

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 Elektromekanik sistemleri oluşturan bilim dalları.....	1
Şekil 3.1. DC motor yapısı.....	9
Şekil 3.2. KMDAM yapısı	11
Şekil 3.3. Endüvi devre şeması ve mekanik yapısı	11
Şekil 3.4. (a) Seri robot örneği, (b) Paralel robot örneği	19
Şekil 3.5. Paralel robot.....	19
Şekil 3.6. Düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatör	21
Şekil 3.7. Düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel manipülatörün bir uzvu ile ilişkili eklem açıları	23
Şekil 3.8. ABC hareketli levha geometrisi	27
Şekil 3.9. Endüstriyel tank sistemleri	30
Şekil 3.10. İkili tank sıvı seviye sistemi şeması	31
Şekil 3.11. PID kontrolcü blok diyagramı	36
Şekil 3.12. Basamak cevabı parametreleri	37
Şekil 3.13. (a) Tam dereceli, (b) Kesir dereceli PID kontrolcünün λ ve μ düzlemlerinde gösterimi.....	40
Şekil 3.14. FOPID kontrolcü blok diyagramı	41
Şekil 4.1. KMDAM'ın PID kontrolcü ile simülasyon ortamında hız kontrol devresi	42
Şekil 4.2. KMDAM'ın FOPID kontrolcü ile simülasyon ortamında hız kontrol devresi.....	43
Şekil 4.3. DC motorun kare dalga girişine karşı simülasyon çıkış işaretleri	45
Şekil 4.4. DC motorun kare dalga girişine karşı simülasyon hata işaretleri.....	45
Şekil 4.5. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı simülasyon çıkış işaretleri.....	46
Şekil 4.6. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı simülasyon hata işaretleri	46
Şekil 4.7. PID kontrolör ile paralel robot manipülatörünün konum kontrol devre şeması	48
Şekil 4.8. FOPID kontrolör ile paralel robot manipülatörünün konum kontrol devre şeması	48
Şekil 4.9. Paralel robot manipülatörü 1.uzuv açısal konum değişimleri.....	50
Şekil 4.10. Paralel robot manipülatörü 1.uzuv denetleyici işaretleri	50
Şekil 4.11. Paralel robot manipülatörü 1.uzuv hata işaretleri	51

Şekil 4.12. Paralel robot manipülatörü 2.uzuv açısal konum değişimleri.....	52
Şekil 4.13. Paralel robot manipülatörü 2.uzuv denetleyici işaretleri	52
Şekil 4.14. Paralel robot manipülatörü 2.uzuv hata işaretleri	53
Şekil 4.15. Paralel robot manipülatörü 3.uzuv açısal konum değişimleri	54
Şekil 4.16. Paralel robot manipülatörü 3.uzuv denetleyici işaretleri	54
Şekil 4.17. Paralel robot manipülatörü 3.uzuv hata işaretleri	55
Şekil 4.18. İkili tank sıvı seviye sistemi sıvı seviye kontrol simülasyon devre şeması ..	56
Şekil 4.19. İkili tank sıvı seviye sisteminin PID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün simülasyon devre şeması.....	56
Şekil 4.20. İkili tank sıvı seviye sisteminin FOPID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün simülasyon devre şeması.....	57
Şekil 4.21. İkili tank sıvı seviye sisteminin sıvı seviye kontrolünün tank 1 simülasyon çıkış işaretleri	58
Şekil 4.22. İkili tank sıvı seviye sisteminin sıvı seviye kontrolünün tank 1 simülasyon hata işaretleri	58
Şekil 4.23. İkili tank sıvı seviye sisteminin sıvı seviye kontrolünün tank 1 simülasyon denetleyici işaretleri	59
Şekil 4.24. KMDAM gerçek zamanlı hız kontrolü deney düzeneği (a) KMDAM (b) Q8 USB veri toplama kartı (c) Güç kaynağı (d) Bilgisayar.....	60
Şekil 4.25. KMDAM (a) Motor mili (b) Encoder kısmı	60
Şekil 4.26. Güç kaynağı.....	62
Şekil 4.27. Veri toplama kartı	63
Şekil 4.28. KMDAM gerçek zamanlı hız kontrol devresi	64
Şekil 4.29. Kare dalga giriş için PID kontrolcü devre şeması	65
Şekil 4.30. Kare dalga giriş için FOPID kontrolcü devre şeması	65
Şekil 4.31. Sinüzoidal dalga giriş için PID kontrolcü devre şeması.....	66
Şekil 4.32. Sinüzoidal dalga giriş için FOPID kontrolcü devre şeması.....	66
Şekil 4.33. DC motorun kare dalga girişine karşı gerçek zamanlı çıkış işaretleri	67
Şekil 4.34. DC motorun kare dalga girişine karşı gerçek zamanlı denetleyici işaretleri	68
Şekil 4.35. DC motorun kare dalga girişine karşı gerçek zamanlı hata işaretleri	68
Şekil 4.36. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı gerçek zamanlı çıkış işaretleri.	69
Şekil 4.37. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı gerçek zamanlı denetleyici işaretleri.....	69
Şekil 4.38. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı gerçek zamanlı hata işaretleri .	70

Şekil 4.39. İkili tank sıvı seviye sistemi deney düzeneği.....	71
Şekil 4.40. İkili tank sıvı seviye sistemi	72
Şekil 4.41. İkili tank sıvı seviye sistemi gerçek zamanlı sıvı seviye kontrol devre şeması.....	72
Şekil 4.42. İkili tank sıvı seviye sistemi gerçek zamanlı PID kontrolör devre şeması.....	73
Şekil 4.43. İkili tank sıvı seviye sistemi gerçek zamanlı FOPID kontrolör devre şeması.....	73
Şekil 4.44. İkili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 çıkış işaretleri	74
Şekil 4.45. İkili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 hata işaretleri	75
Şekil 4.46. İkili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 denetleyici işaretleri	75

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. KMDAM parametre değerleri	16
Çizelge 3.2. İkili tank sıvı seviye sistemi sistem değişkenleri ve sabitleri.....	31
Çizelge 3.3. PID kontrolcü parametrelerinin sisteme etkileri.....	38
Çizelge 3.4. FOPID kontrolcü parametrelerinin sisteme etkileri.....	41
Çizelge 4.1. KMDAM PID ve FOPID kontrolcü simülasyon parametre değerleri	43
Çizelge 4.2. DC motor PID ve FOPID denetleyici ile hız kontrolü simülasyon performans analiz sonuçları	47
Çizelge 4.3. Paralel robot manipülatörü simülasyon ortamında konum kontrolü PID ve FOPID parametre değerleri.....	49
Çizelge 4.4. 1.uzuv (Θ_1) için PID ve FOPID denetleyici performans analiz sonuçları.....	51
Çizelge 4.5. 2.uzuv (Θ_2) için PID ve FOPID denetleyici performans analiz sonuçları	53
Çizelge 4.6. 3.uzuv (Θ_3) için PID ve FOPID denetleyici performans analiz sonuçları.....	55
Çizelge 4.7. İkili tank sıvı seviye sistemi simülasyon PID ve FOPID parametre değerleri.....	57
Çizelge 4.8. Encoder özellikleri.....	61
Çizelge 4.9. Güç kaynağı özellikleri.....	62
Çizelge 4.10. Veri toplama kartı özellikleri.....	63
Çizelge 4.11. KMDAM gerçek zamanlı uygulama PID ve FOPID kontrolcü parametre değerleri	67
Çizelge 4.12. DC motor PID ve FOPID denetleyici ile gerçek zamanlı hız kontrolü performans analiz sonuçları	70
Çizelge 4.13. İkili tank sıvı seviye sistemi simülasyon PID ve FOPID parametre değerleri.....	74
Çizelge 4.14. Sıvı seviye kontrolü PID ve FOPID denetleyici gerçek zamanlı performans analiz sonuçları.....	76

1. GİRİŞ

Elektromekanik sistemler, elektriksel ve mekanik bileşenlerin entegrasyonu sonucu oluşmaktadır. Bu sistemler elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirmek veya oluşan mekanik enerjiyi kontrol etmek amacıyla elektriksel bileşenlerden oluşmaktadır (Şefkat ve Yüksel 2003).



Şekil 1.1. Elektromekanik sistemleri oluşturan bilim dalları

Elektromekanik sistemler çeşitli yöntemlerle kontrol edilmektedir. Bu sistemlerin kontrol edilmesindeki başlıca nedenler güvenilirliği, verimliliği, kararlılığı ve sistem performansını artırmaktır. Örneğin, elektrikli araçlarda aracın güvenliğini sağlamak için fren sisteminin kontrolü büyük önem taşımaktadır. Aynı şekilde, endüstriyel makinelerde kullanılan elektrik motorlarının hız, pozisyon ve güç gibi kontrolleri ile sistemin verimli güvenli ve kararlı çalışması sağlanmaktadır. Başka bir örnekle, robotik sistem hareketlerinin sensörler ve kontrol sistemleri ile denetlenmesi sonucu robotlar karmaşık işleri hassas bir şekilde gerçekleştirebilmektedir. Kontrol edilmediği takdirde robotlar hatalı ve riskli hareketler yapabilmektedir. Bu örnekler elektromekanik sistemlerin kontrolünün önemini açıkça ortaya koymaktadır.

Kontrol yöntemi seçilirken sistemin tipi, sistemde kontrol edilmek istenen etki ve sistem karmaşıklığı göz önünde bulundurulmaktadır. Kontrol yöntemleri model tabanlı kontrol yöntemleri ve model tabanlı olmayan kontrol yöntemleri olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Model tabanlı kontrol yöntemleri klasik, modern ve gürbüz kontrol

yöntemlerinden oluşmaktadır. Klasik kontrol yöntemine endüstri alanında sıklıkla kullanılan geri beslemeli denetleyici oransal-integral-türevsel (PID) kontrolör örnek olarak verilebilir. Bir diğer kontrol yöntemi olan modern kontrol tekniği, durum uzay denklemleri ile ifade edilen plant dinamik eşitlikleri kullanılarak kontrol değişkenini istenilen değere ulaştırmak için denetleyici kazanç parametrelerinin hesaplanması temeline dayanmaktadır. Klasik kontrol yönteminde kontrol edilen sistem tek giriş ve tek çıkışlı iken modern kontrol yönteminde kontrol edilen sistem birden fazla giriş ve birden fazla çıkışlıdır (Özkan 2009). Gürbüz kontrol yöntemine kayan kipli kontrolcü örnek olarak verilebilmektedir. Kayan kipli kontrol (SMC) yöntemi, sistem belirsizlikleri ve dış etkiler oluşması durumunda bile istenen dinamik davranışı koruyan, yüksek dayanıklılık sunan basit ama sağlam bir kontrol stratejisidir (Kalaycı ve Yiğit 2015; Eser 2023). Bu avantajları sayesinde SMC, motor kontrolü, robot kontrolü, havacılık gibi birçok farklı alanda sıklıkla tercih edilmektedir. Model tabanlı olmayan kontrol yöntemleri ise model tabanlı kontrol yöntemlerinin aksine denetlenecek sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duymadan sistemin giriş ve çıkışları arasındaki ilişkiyi inceleyerek kontrol sinyali üreten yöntemlerdir. Bulanık mantık kontrolü, yapay sinir ağları ve genetik algoritmalar model tabanlı olmayan kontrol yöntemlerindendir. Karmaşık sistemlerde veya sistemin tam olarak modellenemediği durumlarda kullanılmaktadırlar. Sistemdeki ani değişimlere uyum sağlayabilmektedirler.

Son zamanlarda çalışmalara sıklıkla konu olan kesir dereceli matematik kavramı günümüzde; kontrol uygulamaları, fiziksel ve mekanik sistemlerin modellenmesi gibi alanlarda karşımıza çıkmaktadır (Padron et al. 2022). Kesir dereceli matematik hesaplama zorluğundan dolayı başlangıçta fazla kullanılsa da bilgisayar teknolojisinin gelişimiyle birlikte kontrol sistemlerinin daha iyi modellenebilmesi ve talep edilen sonuca daha uygun cevaplar verebilmesi gibi avantajlar nedeniyle kesir dereceli sistem modellerinin analizinde ve kesir dereceli kontrolör tasarımında kullanılmaya başlanmıştır. Kullanılmaya başlandıktan sonra, kesir dereceli matematiğin tam sayı dereceli matematiğe kıyasla evrendeki gerçek sistemleri tanımlamada daha yakın sonuçlar verdiği sonucuna varılmıştır. Kesir dereceli matematiğe olan ilgi, sağladıkları bu avantajlar nedeniyle gittikçe artış göstermiş ve kontrol alanındaki uygulamalarda kendine sıklıkla yer bulmuştur (Çelik ve Demir 2007; Kaya ve Çökmez 2018). Kesir dereceli matematiğin gelişimi, kesir dereceli kontrolün ortaya çıkmasında önemli bir rol oynamıştır. Kesir dereceli kontrol, klasik kontrol yöntemlerine kıyasla, sistemlerin karmaşık yapılarını daha

iyi modelleyerek daha doğru sonuçlar verir. Bu sayede, sistemlerin kararlılığı ve gürültüye karşı dayanıklılığı artırılarak performans iyileştirilir. Klasik kontrol yöntemlerinin yetersiz kaldığı birçok durumda, kesirli dereceden kontrol yöntemleri daha başarılı sonuçlar sunar. Bu da kesir dereceli kontrolün daha geniş bir uygulama alanına sahip olduğunu gösterir.

Bu çalışmada kesir dereceli oransal-integral-türevsel (FOPID) kontrolörün performansının incelenmesi amacıyla ilk olarak doğru akım (DC) motorunun hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanlı olarak oransal-integral-türevsel (PID) kontrolör ve FOPID kontrolör ile hız kontrolü gerçekleştirilerek PID ve FOPID kontrolcülerin performansları karşılaştırılmıştır. Daha sonra 3 serbestlik dereceli (3-DOF (Degree Of Freedom)) 3 döner eklemlili (3-RRR (Revolute-Revolute-Revolute)) paralel robot manipülatörünün simülasyon ortamında hem PID hem de FOPID kontrolcü ile konum kontrolü gerçekleştirilip PID ve FOPID kontrolcülerinin performansları karşılaştırılmıştır. Ayrıca ikili tank sıvı seviye sisteminin, hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanlı olarak PID ve FOPID kontrolcüler ile tank-1 için sıvı seviye kontrolü yapılmıştır. Yapılan bu çalışmalar sonucunda FOPID kontrolörün PID kontrolöre oranla daha üstün performans sergilediği gözlemlenmiştir.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

Klasik PID kontrolcü, hâlihazırda kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak kesirli hesaplamanın üstünlüklerinden dolayı, zaman geçtikçe PID kontrolcüye olan ilgi FOPID kontrolcüye yönelmiş ve bu alanda pek çok çalışma yapılmıştır. Son zamanlarda yapılan bazı çalışmalar ise şöyledir:

Leu et al. (2002), kesir dereceli PID kontrolcü tasarımından bahsetmişlerdir. FOPID kontrolcünün parametre ayarlamasını, diferansiyel evrim algoritmasını kullanarak gerçekleştirmişler, en uygun parametre değerini integral kare hatasını (ISE) en aza indirerek bulmaya çalışmışlardır. FOPID kontrolcü ve PID kontrolcü performanslarını mukayese etmek için tasarım örnekleri sunmuşlardır.

Zhenbin et al. (2005), kesirli mertebeden PID denetleyici tasarımı için literatürde olmayan yeni bir ayrıklaştırma şeması ileri sürmüşlerdir. Kesirli mertebeden PID denetleyici modellenmesi genellikle s-düzleminde yapılmaktadır. Fakat s-düzleminde, kesirli türev ve kesirli integralin hızlı ve verimli bir şekilde hesaplanması zordur. Bu problem nedeniyle şemayı z-düzlemini kullanarak oluşturmuşlardır. Şema tasarımı Grunwald-Letnicov kesirli matematik tanımını temel almaktadır. Bu tanımın sınırlı sayıda terimleri alındığından hem zaman düzleminde hem de z-düzleminde kesirli türev ve kesirli integral hesaplaması hassasiyetli ve kolay olmaktadır.

Zamani et al. (2009), parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritması ile optimize edilen FOPID denetleyicinin otomatik voltaj regülatörüne (AVR) uygulanmasını ortaya koymuş ve analizini gerçekleştirmişlerdir. PSO balık sürüsü ve kuş sürüsü gibi sürülerin eylemlerini esas alan popülasyon temelli gelişimsel bir algoritmadır. Yaptıkları simülasyonlar ile önerdikleri algoritmanın ve FOPID denetleyicinin verimini doğrulamışlardır.

Faieghi and Nemati (2011), en çok kullanılan FOPID denetleyici optimizasyon yöntemlerinden birkaçını analiz etmişlerdir. Kesirli hesaplama hakkında bilgiler sunmuşlardır. FOPID kontrolcülerin tasarımını, çeşitli optimizasyon yöntemleri, Ziegler-Nichols ayarlama kriterleri ve Padula & Visioli tekniği gibi farklı yöntemler ile ifade

etmişlerdir. Buna ilaveten birkaç örnek göstermişlerdir. MATLAB ortamında Ninteger araç kutusunu kullanarak simülasyonlar yapıp Ninteger araç kutusu hakkında bilgiler vermişlerdir.

Sharma et al. (2015), yük taşıyan iki bağlantılı düzlemsel rijit robot manipülatörünün yörünge takibini yapmak amacıyla 2-DOF FOPID kontrolörü kullanmışlardır. Bu kontrolörün parametrelerinin optimizasyonunu sağlamak için guguk kuşu arama algoritmasından (CSA) faydalanmışlardır. Guguk kuşu arama algoritması, başka türlerin yuvasını bulma planını örnek alan yeni bir meta-sezgisel optimizasyon yöntemidir. Kontrolcüye, 2-DOF tasarımının eklenmesi, harici bozulmalar ve yörünge takibine karşı dayanıklılığı artırırken, kesir dereceli denetleyicinin eklenmesi kontrol parametrelerinin seçilmesinde esneklik sağlamıştır. Sonuç olarak 2-DOF FOPID kontrolörü geleneksel PID ile karşılaştırmış ve 2-DOF FOPID kontrolörün üstünlüklerini ortaya koymuşlardır.

Ahmed et al. (2016), FOPID kontrolcünün en uygun tasarımını ayarlamak ve belirlemek için yeni bir yaklaşım olan kombinatoriyal test tasarımı tekniğini önermiş ve gerçekleştirilebilirliğini tartışmışlardır. Bu yaklaşımla ayarlanan FOPID kontrolörü otomatik voltaj regülatörü (AVR) sisteminde denemişlerdir. Kullandıkları bu teknikle, optimum tasarımı daha hızlı ve daha doğru elde etmeye çalışmışlardır. Çalışmanın sonucunda parametrelerin tasarımını çok hızlı bir şekilde ayarlayan evrensel bir çözüm yolu bulmuşlardır.

Angel and Viola (2018), FOPID denetleyici ile delta tipi 3-DOF paralel robot manipülatörünün izleme kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. İlk olarak, delta tipi paralel robot manipülatörünün dinamik ve kinematik analizini yapmışlardır. Daha sonra, SOLIDWORKS/MSC-ADAMS/MATLAB ortamlarında robot manipülatörünün ko-simülasyon modelini oluşturmuşlardır. Sonrasında, oluşturulan bu modeli hem FOPID denetleyici ile hem de tam sayı dereceli PID denetleyici ile SOLIDWORKS/MSC-ADAMS/MATLAB ortamlarında test etmiş ve dayanıklılık analizlerini yapmışlardır.

Wang et al. (2018), bir elektromekanik hidrolik yükleme sisteminin kontrolü için FOPID kontrolörden faydalanmışlardır. FOPID kontrolörü, mekatronik bir muylu test düzeneğinin, yükleme sistemini sürmek için kullanmışlardır. Kontrol işlemini öncelikle

MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirerek FOPID kontrolörün performansını incelemişlerdir. Simülasyon sonucunda elde edilen verilere dayanarak FOPID kontrolörün PID kontrolöre kıyasla daha başarılı sonuçlar verdiğini gözlemlemişlerdir. Ardından bu başarılı sonuçları doğrulamak için gerçek zamanlı olarak deneyler yapmış ve yine FOPID kontrolörün üstünlüğünü ortaya koymuşlardır. Her iki deneyde de FOPID kontrolörün PID kontrolöre oranla daha hızlı tepki süresi ve düşük aşım oranına sahip olduğunu göstermişlerdir.

Hekimoğlu (2019), FOPID kontrolcünden faydalanarak DC motorun hız kontrolünü gerçekleştirmiştir. Bu kontrolü gerçekleştirirken FOPID kontrolcünün optimum parametrelerini belirlemek için atom arama optimizasyonu (ASO) ve bunun geliştirilmiş kaotik modeli olan kaotik ASO (ChASO) yöntemlerini önermiştir. Önerilen ASO algoritması doğadaki atomik hareket modelinin matematiksel olarak tasvir edilmesidir. ASO algoritmasının uygulanması basittir. ChASO algoritması ise lojistik harita kaotik dizilerini temel almaktadır. Bu algoritma sayesinde yakınsama düzeyinde ve sonuçtaki hassasiyette artış sağlanmaktadır. Daha sonra DC motorun hız kontrolünün PID kontrolcü ile kontrol edilmesinden bahsetmiş ve PID kontrolcü parametrelerini, ASO algoritması ve literatürde kullanılmış başka algoritmalar ile optimizasyonunun sonuçlarını ortaya koymuştur. Sonuç olarak maksimum aşım, yerleşme zamanı ve yükselme zamanı bakımından PID ve FOPID kontrolcülerini ve bu kontrolcülerin parametrelerinin optimizasyonu için önermiş olduğu algoritmalar ile literatürde kullanılan diğer algoritmaları karşılaştırmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda ise FOPID kontrolörün ve ChASO algoritmasının üstünlüklerini ortaya koymuştur.

George et al. (2020), lineer olmayan konik tankın sıvı seviye sisteminin kontrolünü PID kontrolör ve FOPID kontrolör ile gerçekleştirmişlerdir. PID ve FOPID kontrolcülerin parametre optimizasyonunu Nelder-Mead (NM) algoritması ile yapmışlardır. Kontrolü hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanlı uygulama ile gerçekleştirmişlerdir. Sonuç olarak sistem performansı, dayanıklılık ve en uygun enerji tüketimi bakımından karşılaştırma yapmış ve NM ile optimize edilmiş FOPID kontrolcünün PID kontrolcünden daha üstün olduğu kanısına varmışlardır. Bunun yanı sıra NM optimizasyonlu FOPID kontrolörü, parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritması ve genetik algoritması (GA) ile ayarlanmış FOPID kontrolör ile karşılaştırıp NM optimizasyonlu FOPID kontrolörün daha iyi sonuçlar verdiğini ortaya koymuşlardır.

Sezer ve Bayhan (2021), basitleştirilmiş gaz türbinli bir santral modelinin kontrolünü FOPID kontrolcü ile gerçekleştirmişlerdir. FOPID kontrolör parametrelerinin optimizasyonunu, doğadan ilham alan (meta-sezgisel) optimizasyon algoritmalarından olan balina optimizasyon algoritmasını (BOA), salp sürüsü algoritmasını (SSA), yapay arı kolonisi (YAK) ve atom arama optimizasyon algoritmasını (AAO) kullanarak sağlamışlardır. FOPID kontrolcü parametrelerini bu algoritmalar ile ayarladıktan sonra basitleştirilmiş gaz türbini enerji santrali modeline uygulamışlardır. Bu algoritmalar ile optimize edilen sistemin çıkış sinyallerinin geçici yanıt performansı maksimum yüzde aşım ve oturma zamanı bakımından karşılaştırmışlardır. Bu karşılaştırma sonucunda YAK algoritması ile parametreleri ayarlanan FOPID kontrolcünün bu sistemin kontrolünde diğer algoritmalarla optimize edilmiş FOPID kontrolcüye göre daha iyi sonuçlar verdiğini gözlemlemişlerdir.

Zhu et al. (2022), pnömatik kontrol vanasının konum kontrolünü, PID kontrolcünün bu konum kontrolündeki eksikliklerinden dolayı, FOPID kontrolcü ile gerçekleştirmişlerdir. Pnömatik kontrol vanasının çalışması analiz edilip matematiksel modellerini tasarlamışlardır. FOPID parametrelerinin en uygun değerlerini alabilmeleri için geliştirilmiş bir biyocoğrafya tabanlı optimizasyon (IBBO) algoritması sunmuşlardır. Önerilen bu IBBO algoritmasının matematiksel modeli, biyocoğrafya ilkelerinden yararlanılarak oluşturulmaktadır. Bu algoritma tür hareketleri ile ada yaşam alanı arasındaki bilgi paylaşımını simüle ederek FOPID parametrelerinin optimizasyonunu gerçekleştirmektedir. Simülasyon ortamında FOPID ile kontrol yönteminin aşım ve hata oranlarını inceleyerek, tasarlanan FOPID kontrolör ile PID kontrolörü karşılaştırmışlardır. FOPID kontrolörün hızlı yanıt hızı ve kontrol doğruluğu sağladığını ispatlamışlardır. FOPID kontrolcünün PID kontrolcüyle kıyaslandığında, pnömatik vana sisteminin konum kontrolünü daha iyi gerçekleştirdiğini ortaya koymuşlardır.

Hu et al. (2024), elektrikli hidrolik süspansiyon mekanizmasının motoru dönüş açısını FOPID denetleyici kontrolünü FOPID denetleyici ile kontrol etmişlerdir. Süspansiyon mekanizmasının sönümleme katsayısını, parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritmasını kullanarak optimize etmişlerdir. Bu çalışma ile araç süspansiyon sisteminin süspansiyon kontrol kuvvetini iyileştirerek sistemin dinamik performansını artırmayı hedeflemişlerdir. Kesir dereceli lineer olmayan bir süspansiyon sistemi modeli oluşturmuş ve bu modeli simülasyonlarla test etmişlerdir. Simülasyon ve deneysel

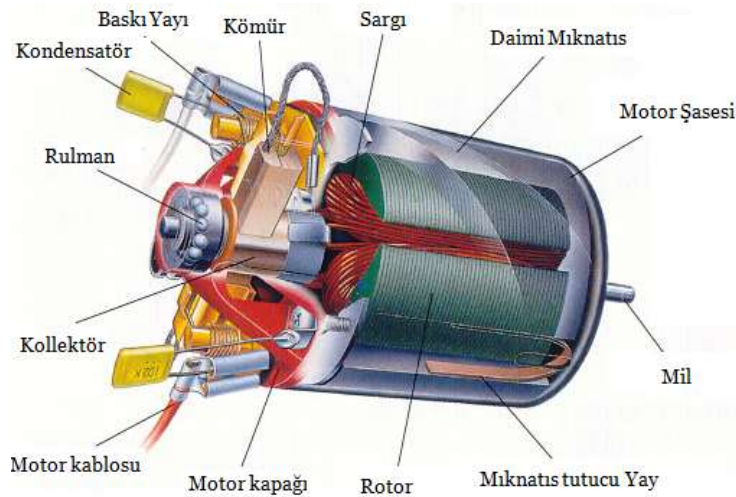
sonuçlar, kesir dereceli lineer olmayan süspansiyon sisteminin, geleneksel lineer süspansiyon sistemine göre gerçek deneylere daha benzer sonuçlar verdiğini göstermiştir. FOPID denetleyicinin performansını incelemek için elektrikli yağ-pnömatik aktif süspansiyon cihazı üzerinde simülasyonlar ve gerçek zamanlı deneyler gerçekleştirilmişlerdir. Bu deneylerin sonucunda, FOPID denetleyicisinin, PID denetleyiciye kıyasla daha üstün bir başarı sergilediğini doğrulamışlardır.



3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. DC Motorlar

Doğru akım (DA veya direct current (DC)) elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren makinelere DC motor adı verilir (Bal 2016). DC motorlar, kolay kontrol edilebilirliği, yüksek verimliliği ve ürettikleri momentin sürekli olması gibi özelliklerinden dolayı endüstriyel, robotik, süreç otomasyonu ve bilgisayar çevresel birimleri gibi uygulamalarda en sık kullanılan motor türüdür. DC motorlar, alternatif akım (AA veya alternating current (AC)) motorlara göre daha düşük maliyetli, etkili, verimli ve küçüktür. AC motorların DC motorlara oranla enerji dönüşümü esnasında ortaya çıkan kayıpların daha fazla olması ve performans düşüklüğü nedeniyle yapılan çalışmalarda AC motor yerine DC motor tercih edilmektedir (Keleşoğlu vd 2023). Güç, boyut ve şekil bakımından zengin çeşitlilik göstermesi, taşınabilir oluşu, kontrol ayarlama yöntemlerinin birçoğuna uyum sağlaması, hızlı tepki verme yeteneği gibi özellikleri, DC motor kullanım sıklığını da beraberinde getirmektedir. Sağladığı bu üstünlüklerden dolayı DC motorların pozisyon ve hız kontrolüne yönelik yapılan çalışmalar büyük önem taşımaktadır (Ahmed and Rajoriya 2017; Hekimoğlu vd 2018; Kaplan vd 2020).



Şekil 3.1. DC motor yapısı (Anonim 2015)

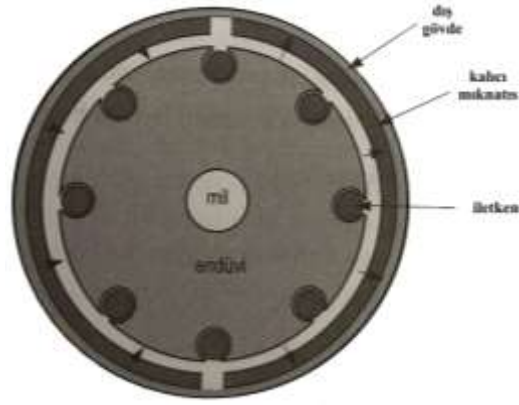
DC motorlar duran kısım (endüktör veya stator), dönen kısım (endüvi veya rotor), yatak, kapak, fırça (kömür) ve kollektörden (komütatör) oluşmaktadır. Endüktör motorun dış bölümünde bulunan, kutup diye de isimlendirilen ve motorda manyetik alanı oluşturan

kısımdır. Ana ve yardımcı kutuplar ile bunların üstündeki sargılardan oluşmaktadır. Endüktör yapımında genellikle elektromıknatıs kullanılsa da sabit mıknatıs kullanıldığı da görülmektedir. Endüvi dönüş hareketi yapan, mekanik enerjinin alındığı ve üzerinde iletkenlerin bulunduğu kısımdır. Endüvi preslenmiş rotor sac paket, endüvi sargıları ve kollektörden meydana gelmektedir. Kollektör birbirlerinden ayrı ayrı izole edilmiş bakır levhaların bir araya getirilmesi ile oluşmaktadır. Statorda oluşan alternatif gerilim kollektör tarafından doğrultularak fırçalar aracılığıyla dış devreye aktarılır. Fırçalar dış devreden gelen akımı endüviye iletmeye yarayan kısımdır. Motorun dış kısmındaki parçalara ise kapak ismi verilmektedir (Karadeniz 2013; Anonim 2015).

DC motorun çalışma prensibi kısaca, statora gerilim uygulanması sonucu oluşan manyetik alan ile rotordaki mıknatısların oluşturmuş olduğu manyetik alanın karşılıklı etkiye girmesi sonucu rotorun dönmeye başlaması şeklinde ifade edilmektedir (Sevim ve Çetin 2022). DC motorda manyetik alan sonucu oluşan akım, şaft üzerinde açısal hız oluşması için kuvvet üreten bir iletken aracılığı ile taşınır (Niembro-Ceceña et al. 2022).

Fırçalı doğru akım motorları yoğun bakıma ihtiyaç duymaları, kollektör-fırça sisteminden dolayı sürekli arıza yapıp kayıplara neden olması ve istenilen düzeyde verim alınamaması nedeniyle gün geçtikçe önemini kaybetmiş ve bu olumsuz yönlerinden dolayı fırçasız doğru akım motoru ile kalıcı (sabit) mıknatıslı doğru akım motorlarının (KMDAM veya PMDC (permanent magnet direct current)) geliştirilmesine sebep olmuştur (İmren 2022; Dumlu vd 2024).

KMDAM'lardaki kalıcı mıknatıslar motor yapılarında birçok üstünlük sağlamaktadır. Motorun ihtiyaç duyduğu manyetik alanı, dışarıdaki uyarım kaynağına ihtiyaç duymadan kendisi ürettiği için uyarımla alakalı kayıpları ortadan kaldırır. Ayrıca rotor üzerinde sargı bulunmadığı için elektrik kayıplarını en aza düşür böylelikle uyarımlı benzerlerine göre yüksek verimlidir. Daha az bakım gerektirirler ve daha az yer kaplarlar bunun sebebi de yapımında kullanılan malzeme azlığıdır. Avantajlarının yanı sıra, motor sargılarındaki fazla ısınma ve fazla akımdan dolayı sabit mıknatısların vakit geçtikçe özelliklerinin güçsüzleşmesi gibi dezavantajı da vardır (Bal 2016).

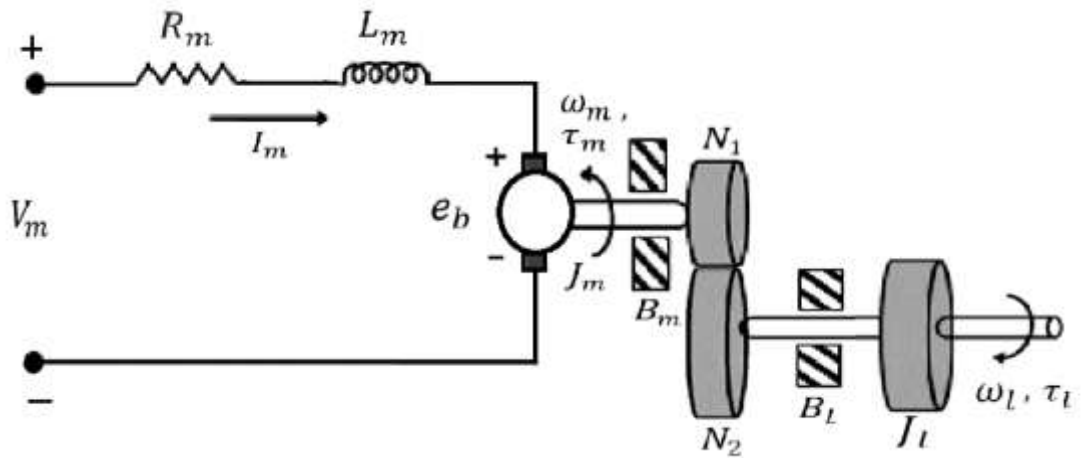


Şekil 3.2. KMDAM yapısı (Bal 2016)

Şekil 3.2’de KMDAM yapısı gösterilmiştir. KMDAM’da rotor, geleneksel DC motorlarda yer alan üstünde kollektör ve fırçanın bulunduğu endüviden meydana gelmektedir. Uyarım kutupları kalıcı mıknatıslardan oluşmaktadır. Sabit mıknatıslar Şekil 3.2’de de görüldüğü üzere dış gövdeye yerleştirilmiştir. Şekildeki oklar ile mıknatıslanma yönü belirtilmiştir. Mıknatıs manyetik alanına dönme yolu sağlamak ve mıknatısları muhafaza etmek dış gövdenin vazifeleridir. KMDAM’da kutup akısı sabit mıknatıslar tarafından karşılanmaktadır (Bal 2016).

KMDAM’ın elektriksel ve mekanik eşdeğer devreleri kullanılarak matematiksel modeli oluşturulmuş ve transfer fonksiyonu elektrik ve mekanik denklemlerin birleştirilmesi ile elde edilmiştir.

3.1.1. KMDA motorunun modellenmesi



Şekil 3.3. Endüvi devre şeması ve mekanik yapısı

Zıt-emk (elektromotor kuvveti) ile motor milinden ortaya çıkan açısal hızı arasında doğru orantı vardır. Bu ilişki denklem 3.1'deki gibi ifade edilmektedir.

$$e_b(t) = K_m \omega_m(t) \quad (3.1)$$

Bu denklemde e_b zıt-emk voltajını, K_m motor zıt-emk sabitini, ω_m motor milinin açısal hızını belirtmektedir.

Şekil 3.3'teki endüvi devresine, Kirchoff'un Gerilimler Yasası (KGY) uygulanmasıyla denklem 3.2 elde edilmektedir.

$$V_m(t) - R_m I_m(t) - L_m \frac{dI_m(t)}{dt} - K_m \omega_m(t) = 0 \quad (3.2)$$

V_m giriş gerilimini, R_m motor endüvi direncini, I_m endüvi akımını, L_m endüvi indüktansını ifade etmektedir.

Denklem 3.2'deki $L_m \frac{dI_m(t)}{dt}$ indüktördeki gerilimi ifade etmektedir. L_m çok küçük bir değer olduğundan dikkate alınmayabilir. Bu ifade ihmal edildiğinde denklem 3.3'teki gibi düzenlenebilmektedir.

$$V_m(t) - R_m I_m(t) - K_m \omega_m(t) = 0 \quad (3.3)$$

Eşitlik 3.3'ten endüvi akımı ($I_m(t)$) yalnız bırakıldığında, endüvi akımı denklem 3.4'teki gibi ifade edilebilmektedir.

$$I_m(t) = \frac{V_m(t) K_m \omega_m(t)}{R_m} \quad (3.4)$$

Buraya kadar elde edilen denklemler, KMDA motorunun elektriksel eşdeğer devresi kullanılarak ortaya çıkmıştır ve elektriksel denklemler olarak adlandırılmaktadır.

KMDA motorunun mekanik eşdeğer devresinden elde edilen mekanik denklemler ise şöyledir:

Uygulanan motorun torkuna (τ_m) bağlı olarak, yük milinin açısal hızını (ω_l) tanımlayan bir hareket denklemi oluşturulmuştur. KMDAM, tek serbestlik derecesine sahip döner bir sistem olduğu için, Newton'un ikinci hareket kanunu denklem 3.5'te belirtildiği şekilde formüle edilmektedir.

$$\tau = j . \alpha \quad (3.5)$$

j atalet momentini, α sistemin açısal ivmesini, τ ise sisteme uygulanan torkların toplamını göstermektedir. Atalet momenti, cismin dönme hareketine karşı gösterdiği dirençtir.

Motorun yük tarafı için hareket denklemi, Şekil 3.3'ten faydalanılarak denklem 3.6'daki gibi yazılabilir.

$$J_l \frac{d\omega_l(t)}{dt} + B_l \omega_l(t) = \tau_l(t) \quad (3.6)$$

J_l yükün atalet momentini, $\tau_l(t)$ yüke uygulanan toplam torku, B_l yüke etki eden viskoz sürtünme katsayısını göstermektedir. Yükün ataletinden kasıt, dişli takımının ve ona bağlı herhangi bir dış yükün ataletini kapsamaktadır.

Denklem 3.7'de KMDA motorunun mili için Newton'un ikinci hareket yasası verilmiştir.

$$J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \omega_m(t) + \tau_{ml}(t) = \tau_m(t) \quad (3.7)$$

J_m motor milinin eylemsizlik (atalet) momentini, B_m motor miline etki eden viskoz sürtünme katsayısını, $\tau_{ml}(t)$ motor yükü nedeniyle oluşan torkun motor miline etki eden torku belirtmektedir.

Yük milinin tork denklemi eşitlik 3.8’de verilmiştir.

$$\tau_l(t) = \eta_g K_g \tau_{ml}(t) \quad (3.8)$$

K_g dişli oranı olup $K_g = \frac{N_2}{N_1}$ ‘dir. η_g ise dişli kutusu verimini ifade etmektedir.

$\tau_{ml}(t)$ ifadesi yalnız bırakılarak motor milinde çarklar üzerinde görülen tork denklem 3.9’daki gibi elde edilmektedir.

$$\tau_{ml}(t) = \frac{\tau_l(t)}{\eta_g K_g} \quad (3.9)$$

Çıkış milinin bir tam tur yapabilmesi için motor milinin K_g kez dönmesi gerekmektedir. Çıkış mili ile motor milinin bağıntısı denklem 3.10’da verilmektedir.

$$\theta_m(t) = K_g \theta_l(t) \quad (3.10)$$

$\theta_m(t)$ mil kısmının açısal konumunu, $\theta_l(t)$ ise yük kısmının açısal konumunu temsil etmektedir.

Motor milinin açısal hızı ile yük milinin açısal hızı arasındaki bağıntı denklem 3.11’de verilmiştir. Bu bağıntı eşitlik 3.10’un zamana göre türevinin alınmasıyla elde edilmektedir (konumun türevi hızdır).

$$\omega_m(t) = K_g \omega_l(t) \quad (3.11)$$

3.11, 3.9, 3.6 eşitlikleri denklem 3.7’de yerine konulduğunda denklem 3.12 elde edilmektedir. Bu denklem, eşitlik 3.7’de yer alan motor mili denklemini daha ayrıntılı bir şekilde göstermektedir.

$$J_m K_g \frac{d\omega_l(t)}{dt} + B_m K_g \omega_l(t) + \frac{J_l \left(\frac{d\omega_l(t)}{dt} + B_l \omega_l(t) \right)}{\eta_g K_g} = \tau_m(t) \quad (3.12)$$

$$(\eta_g K_g^2 J_m + J_l) \frac{d\omega_l(t)}{dt} + (\eta_g K_g^2 B_m + B_l) \omega_l(t) = \eta_g K_g \tau_m(t) \quad (3.13)$$

Eşitlik 3.13'te $\eta_g K_g^2 J_m + J_l = J_{eq}$ ve $\eta_g K_g^2 B_m + B_l = B_{eq}$ ifadeleri yazılarak denklem 3.14 elde edilmektedir.

$$J_{eq} \frac{d\omega_l(t)}{dt} + B_{eq} \omega_l(t) = \eta_g K_g \tau_m(t) \quad (3.14)$$

Yukarıda elde edilen elektriksel ve mekanik denklemler birleştirilerek KMDA motorunun dinamik modeli elde edilmektedir.

$$\tau_m(t) = \eta_m K_t I_m(t) \quad (3.15)$$

Eşitlik 3.15'te motor çıkış torku ile endüvi akımı arasındaki ilişki verilmiştir. Eşitlik 3.4'teki endüvi akımı denklemi yerine yazıldığında denklem 3.16 elde edilmektedir. η_m motor verimini, K_t motor akım-tork sabitini temsil etmektedir.

$$\tau_m(t) = \frac{\eta_m K_t (V_m(t) - K_m \omega_m(t))}{R_m} \quad (3.16)$$

Eşitlik 3.16, eşitlik 3.14'te yerine yazılıp gerekli düzenlemeler yapıldığında denklem 3.17 elde edilmektedir.

$$J_{eq} \left(\frac{d}{dt} \omega_l(t) \right) + \left(\frac{K_m \eta_g K_g^2 \eta_m K_t}{R_m} + B_{eq} \right) \omega_l(t) = \frac{\eta_g K_g \eta_m K_t (V_m(t))}{R_m} \quad (3.17)$$

Eşitlik 3.17, eşitlik 3.19 ve 3.20'deki ifadelerle kısaltılarak eşitlik 3.18 elde edilmiştir.

$$\left(\frac{d}{dt} \omega_l(t) \right) J_{eq} + B_{eq,v} \omega_l(t) = A_m V_m(t) \quad (3.18)$$

Eşitlik 3.18’de;

$$B_{eq,v} = \frac{K_m \eta_g K_g^2 \eta_m K_t + B_{eq} R_m}{R_m} \quad (3.19)$$

$$A_m = \frac{\eta_g K_g \eta_m K_t}{R_m} \quad (3.20)$$

KMDA motorunun transfer fonksiyonu, zaman düzleminde elektromekanik matematik modelini temsil eden eşitlik 3.18’e laplace dönüşümü uygulandığında elde edilmektedir.

$$J_{eq} s \Omega_l(s) + B_{eq,v} \Omega_l(s) = A_m V_m(s) \quad (3.21)$$

$$\frac{\Omega_l(s)}{V_m(s)} = \frac{A_m}{J_{eq} s + B_{eq,v}} \quad (3.22)$$

Eşitlik 3.22’de $\frac{A_m}{B_{eq,v}} = K$ ve $\frac{J_{eq}}{B_{eq,v}} = \tau$ yazıldığında, denklem 3.23’teki KMDA motorunun transfer fonksiyonu elde edilmektedir.

$$\frac{\Omega_l(s)}{V_m(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (3.23)$$

Burada $\Omega_l(s)$ rotorun açısal hızını ($\omega_l(t)$ ’nin laplace dönüşümü), $V_m(s)$ motorun giriş gerilimini ($V_m(t)$ ’nin laplace dönüşümü), K sistemin kazancını, τ ise zaman sabitini ifade etmektedir.

Tezde kullanılan KMDAM’ın parametre değerleri Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3.1. KMDAM Parametre değerleri

Semboller	Tanımlamalar	Parametre Değerleri
R_m	Motor Endüvi Direnci	2.6 Ω
L_m	Motor Endüvi İndüktansı	0,18 mH

Çizelge 3.1. (devam)

K_m	Motor Zıt-emk Sabiti	$7,8 \times 10^{-3} \text{ V rad}^{-1} \text{ s}^{-1}$
K_t	Motor Akım-Tork Sabiti	$7,8 \times 10^{-3} \text{ N m A}^{-1}$
K_g	Dişli Oranı	14
η_m	Motor Verimi	0,69
η_g	Dişli Kutusu Verimi	0,90
J_m	Motor Milinin Atalet Momenti	$3,90 \times 10^{-7} \text{ kg m}^2$
J_l	Yükün Atalet Momenti	$1,03 \times 10^{-4} \text{ kg m}^2$
B_m	Motor Miline Etki Eden Viskoz Sürtünme Kuvveti	$1,07 \times 10^{-9} \text{ N m rad}^{-1} \text{ s}^{-1}$
B_l	Yüke Etki Eden Viskoz Sürtünme Kuvveti	$4,41 \times 10^{-6} \text{ N m rad}^{-1} \text{ s}^{-1}$

Çizelge 3.1'deki değerler kullanılarak J_{eq} , $B_{eq,v}$, A_m , değerleri hesaplanıp K ve τ denklemlerinde yerine yazıldığında eşitlik 3.23'teki KMDA motorunun transfer fonksiyonu eşitlik 3.24'te gösterildiği gibi elde edilmiştir.

$$\frac{\Omega_l(s)}{V_m(s)} = \frac{9,143}{0,0602s + 1} \quad (3.24)$$

3.2. Paralel Robot Manipulatörleri

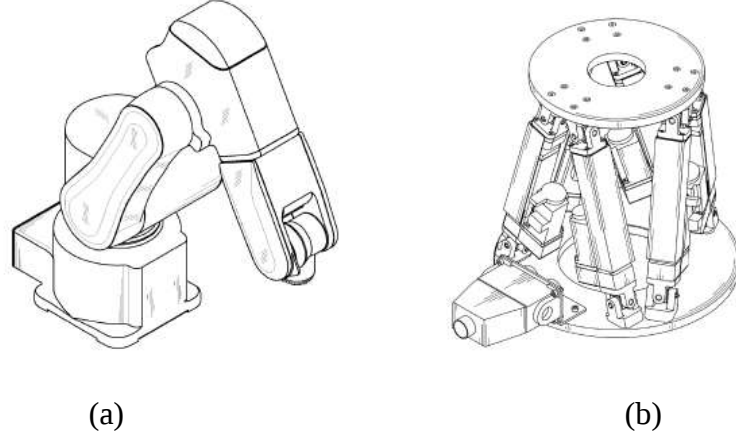
İnsanoğlu, yaşamını daha kolay hale getirmek ve iş yükünü azaltmak amacıyla teknoloji alanında yoğun çalışmalar yapmıştır. Robotların doğuşu da bu amaca hizmet etmektedir. Robotlar insanların yapabildiği veya yapmakta zorlandığı eylemleri yerine getirmek amacıyla icat edilmiş olan bir çeşit makinelerdir. Çağımızda robotlar endüstriyel alanda, mutfakta, uzayda, sağlık sektöründe, otomotiv alanında, askeri alanda, eğitimde ve daha birçok alanda çokça kullanılmaktadır. Robotların bu kadar çok kullanılması, insanların yapabildiği birçok eylemi yerine getirebilmelerinden kaynaklanmaktadır (Yüksel 2016; İlgen 2019; Kapusız ve Uzun 2021).

ISO 8373(1994) standartlarına göre robotun tanımı “Endüstriyel uygulamalarda kullanılan sabit veya hareketli olabilen, üç veya daha fazla programlanabilir eksene sahip, otomatik kontrollü, yeniden programlanabilir çok amaçlı manipulatördür” olarak yapılmıştır (Temiz vd 2011).

Robotlar taşıma veya konum değişimini programlamayla yaparken, manipulatörler (robot kollar), birden fazla eklem birbiriyle bağlandığı kollar şeklinde tasarlanmıştır. Bu eklemler hareketlerini motorlar sayesinde gerçekleştirmektedir (Sönmez vd 2005).

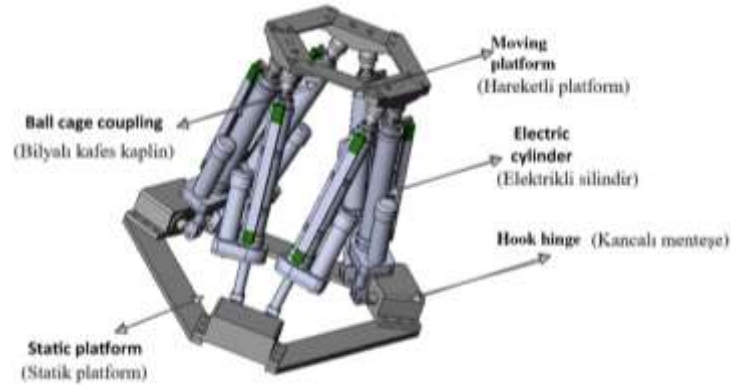
Robot manipulatör, genellikle programlanabilen ve insansı özellikler taşıyan makineler biçiminde ifade edilir. Bir robotun insan yerine kullanılabilmesi için robot kol özelliğinde olması o robottan beklenen en önemli özelliklerden birisidir. Bir şeyleri tutma ve yerleştirme gibi uygulamalarda çoğunlukla manipulatörler (robot kollar) kullanılmaktadır. Robot manipulatörlerin klasik makine tezgâhlarından çok daha fazla hareket yeteneğine sahip olması gerekir. Robot manipulatörlerin yapısında insan kolunun mekanik yapısı referans alındığından kalabalık alanlara kolay erişebilme, geniş çalışma alanı, esnek iş yapabilme gibi özelliklerinin olması ve insan kolunun yoğun hareketlilik ve yüksek beceri gibi yeteneklerini karşılaması beklenmektedir (İlgen 2019).

Çağımızda kullanılan endüstriyel robotlar kinematik yapısına göre, manipulatörün (mekanik gövde) yapısına göre, hareket yöntemine göre, kontrol döngüsüne göre, kullandıkları enerji çeşidine ve kesinlik derecelerine göre gruplandırılmaktadır. Robotlar kinematik yapılarına göre paralel ve seri olarak iki ana gruba ayrılmaktadır. Seri robotlar çok sayıda eklem çok sayıda bağlantıyla birbirine bağlanması ile oluşmaktadır. Kapsamlı çalışma alanına, düşük sayıda mekanik parçaya, paralel robotlara oranla yalın kinematik denklemlere sahip olması seri manipulatörlerin üstünlükleridir. Ancak öznel ağırlığı kaldıracağı yükün ağırlığına oranla çoktur. Dayanıklılığı paralel robotlara göre daha düşük olduğundan, seri robotlar daha düşük kütleli işlemlerde kullanılmaktadır (Bingöl ve Küçük 2009; Yavuz 2015; İlgen 2019).



Şekil 3.4. (a) Seri robot örneği (b) Paralel robot örneği (Anonymous 2014)

Paralel manipülatörler son zamanlarda çokça ilgi görüp endüstriyel alanlarda fazlaca kullanılmaktadır. Paralel manipülatör en az n serbestlik derecesinde, iki veya daha çok kinematik zincirle birbirine bağlanmış, kapalı döngüler oluşturan, uç efektör (işlemci) ve sabitlenmiş platformlardan oluşan manipülatör olarak tanımlanır. Buradaki paralellik doğruların birbirine paralel olması değil bağlantılarının birlikte hareket etmesinden gelmektedir. Yüksek hız ve ivmelenme, yüksek konumlanma hassasiyeti, daha iyi sertlik, daha düşük atalet, yüksek kararlılık, basit ters kinematik, daha fazla yük kapasitesi-ağırlık oranı gibi üstünlükleri sayesinde seri manipülatörlerin önüne geçmiştir. Bu avantajlar birden çok kinematik zincire sahip olmaları sayesinde sağlanır. Avantajlarının yanı sıra, seri robot mekanizmalarındaki tasarım kolaylığı ve geniş çalışma alanı paralel robotlar için geçerli değildir. Bu da paralel robotların en büyük dezavantajıdır. Mekanizma tasarımının zorlaşmasının nedeni birden fazla robot kolunun bağlantısıdır (Hamdoun 2015; Toz 2018; Loredó et al. 2022; Franco-López et al. 2023).



Şekil 3.5. Paralel robot (Liu et al. 2020)

Paralel robotlar, yüksek hız ve hassasiyet gerektiren geniş çalışma alanı ihtiyaç duyulmayan uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu uygulama alanlarından bazıları şunlardır: gıda sektörü, ilaç sektörü, taşıma ve paketleme işlemleri, metal kesme işlemleri, uzay aracının uzaya kenetlenmesi, otomobil tekerlek montajı ve hastanelerde protez uzuvlarının hastaya yerleştirilmesi gibi yerleştirme işlemleri, paralel takım tezgâhları ve 3 boyutlu uzay eğitim simülatörü gibi simüle edilebilir hareketlerin yerine getirilmesi (Anonim 2022).

Paralel robotlar düzlemsel (planar) ve uzaysal (spatial) olmak üzere iki grup halinde incelenebilmektedir. 3-6 DOF aralığında bulunanlar uzaysal paralel robot manipülatörü olarak adlandırılıp serbestlik derecelerine göre üç boyutlu uzayda dönme ve öteleme hareketlerini aynı anda yapabilmektedir. 3 DOF olanlar ise düzlemsel paralel robot manipülatörü olarak adlandırılıp bu paralel robot türünün uç efektörü iki boyutlu düzlemde konum değişikliği yaparken aynı anda bu düzleme dik bir şekilde yön değiştirebilmektedir. Bu robot manipülatörleri temel kısım ile uç efektörün üç kinematik zincir ile bağlanmasıyla oluşmaktadır (Merlet et al. 1998). 3-RRR ve 3-RPR tipi paralel robot manipülatörleri düzlemsel paralel robot mekanizmasının en çok tanınan türleridir (Toz 2018).

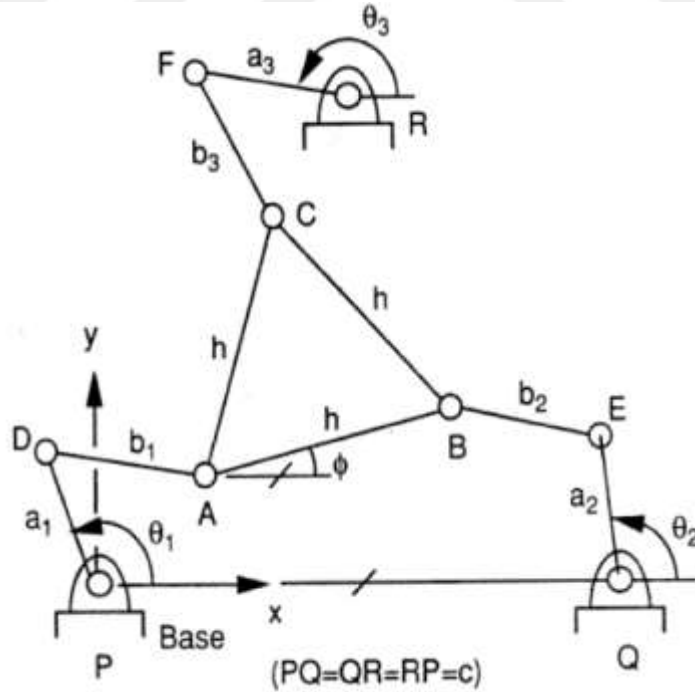
Mekanizmada yer alan tüm parçaların pozisyonunu belirlemek için gereken bağımsız parametre sayısına DOF (serbestlik derecesi) denir. Hareket kabiliyet (mobility) olarak da adlandırılmaktadır. Genellikle, robotun eksen sayısı bu sayı eşittir (Dumlu 2013; Yavuz 2015).

Robotlar, manipülatörlerinin yapısına göre kartezyen robotlar (PPP (Prismatic-Prismatic- Prismatic)), silindirik robotlar (RPP (Revolute-Prismatic- Prismatic)), mafsallı (dönel) robotlar (RRR (Revolute- Revolute-Revolute)), küresel robotlar (RRP (Revolute-Revolute- Prismatic)), SCARA (Selective Compliant Assembly Robot Arm) robotlar (RRP (Revolute - Revolute -Prismatic)) olarak sınıflandırılmaktadır. Burada R harfi döner eklemi, P harfi ise prizmatik (kayar) eklemi göstermektedir. Prizmatik eklem doğrusal hareket yaparken döner eklem dönme hareketi yapmaktadır. Bu sınıflandırma yapılırken ilk üç eklemin yapısı göz önünde bulundurulmaktadır (Yavuz 2015).

Mafsallı (dönel) robotlar (RRR) döner eklemlerden oluşmaktadır. Çok geniş çalışma alanına sahip olması, esnek ve hızlı olması üstünlükleridir. Mafsallı robotların bel, omuz ve dirsek mafsalları döner hareket yaptığından diğer robotlara oranla en yüksek hareket yeteneğine sahip robot türüdür. Bu yönüyle de insan koluna fazlaca benzemektedir. Bu yüzden anthropomorphic (insansı) robot adını da almaktadır. İnsan kolunun yapabileceği eylemleri gerçekleştirmek için üretilmiştir. Mafsallı robotlar, otomobil sanayisinde boyama, kaynaklama ve montaj işlerinde, nükleer santrallerde, elektronik montaj sanayisinde kullanılmaktadır. Kinematik yapılarının karmaşıklığından dolayı hareket analizi zordur bu nedenle diğer robotlara oranla geç kullanılmaya başlanmıştır (Yavuz 2015).

3.2.1. Paralel robot manipülatörü sisteminin modellenmesi

Simülasyon ortamında konum kontrolü gerçekleştirilen düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörü modeli Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel manipülatör (Tsai 1999)

Şekil 3.6’da verilen düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörünün konum kontrolü yapılmadan önce kinematik analizi yapılmıştır. Bu analiz ters ve ileri kinematikten oluşmaktadır.

Düzlemsel paralel robot manipülatörlerinin serbestlik derecesi eşitlik 3.25’te ifade edilen denklem ile bulunmaktadır.

$$F = \lambda(n - j - 1) + \sum_i f_i \quad (3.25)$$

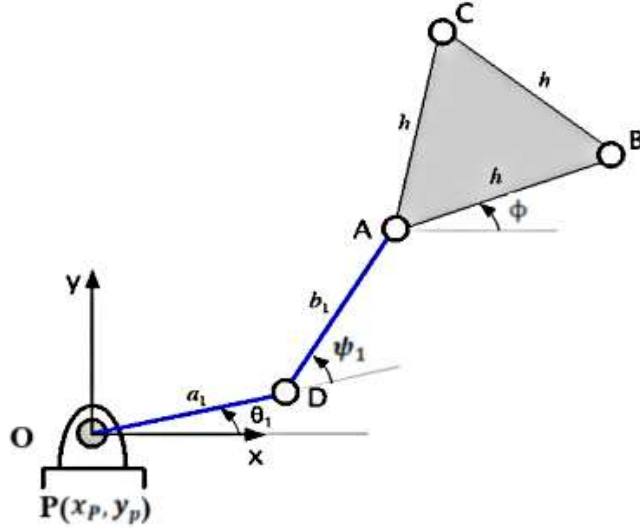
Eşitlik 3.25’te, F mekanizmanın serbestlik derecesini, λ mekanizmanın çalışma uzayının serbestlik derecesini (eğer çalışma uzayı iki boyutlu ise yani sistem düzlemsel ise $\lambda=3$, çalışma uzayı üç boyutlu yani sistem uzaysal ise $\lambda=6$ olmaktadır), n mekanizmadaki uzuv sayısını, j mekanizmadaki eklem (mafsal) sayısını, f_i ise i serbestlik derecesine sahip eklem sayısını ifade etmektedir.

Bu mekanizmada eklemler döner eklem olduğundan serbestlik dereceleri 1’ eşittir ($f_i = 9 \times 1 = 9$). 9 adet döner eklem olduğundan $j=9$, uzuv sayısı 8 olduğundan $n=8$ (her bir uzuv bir döner mafsalla birbirine bağlanmış 2 bağlantıdan oluşmaktadır), robot manipülatörü düzlemsel olduğundan $\lambda=3$ ’e eşit olmaktadır. Böylece bu mekanizmanın serbestlik derecesi eşitlik 3.26’da gösterildiği gibi 3 bulunmuştur.

$$F = 3(8-9-1)+9=3 \quad (3.26)$$

Şekil 3.6’daki robot manipülatörünün geometrisi şu şekilde ifade edilebilmektedir:

Manipülatörün hem hareketli platformu ABC’nin hem de sabit platformu PQR’nin eşkenar üçgen olduğu varsayılmaktadır ($AB=BC=AC=h$ ve $PQ=QR=RP=c$). Şekil 3.7’de bir uzvun eklem açıları ve kol uzunlukları gösterilmektedir.



Şekil 3.7. Düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel manipulatörün bir uzvu ile ilişkili eklem açıları (Briceño Pérez 2016)

Hareketli platformun konumu, A noktasının konumu ve yönlendirme açısı ϕ ile belirlenebilmektedir. Sonrasında B ve C noktalarının konumu A cinsinden ifade edilebilmekte ve eşitlik 3.27 ve 3.28’de gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} x_B &= x_A + hc\phi \\ y_B &= y_A + hs\phi \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} x_C &= x_A + hc\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) \\ y_C &= y_A + hs\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Şekil 3.7’nin geometrisinden, vektör-döngüsü denklemi eşitlik 3.29’daki gibi yazılabilmektedir.

$$\overline{OA} = \overline{OP} + \overline{PD} + \overline{DA} \quad (3.29)$$

Eşitlik 3.29’daki vektör döngüsü denklemi sabit koordinat çerçevesinde eşitlik 3.30’daki gibi ifade edilebilmektedir.

$$\begin{aligned} x_A &= x_P + a_1c\theta_1 + b_1c(\theta_1 + \psi_1) \\ y_A &= y_P + a_1s\theta_1 + b_1s(\theta_1 + \psi_1) \end{aligned} \quad (3.30)$$

P noktası orijin üzerinde bulunduğundan $x_P = y_P = 0$ olmakta ve benzer biçimde ψ_1 pasif bir eklem açısı olduğundan bu ifadeler eşitlik 3.30'dan çıkarılmıştır.

$$\begin{aligned} x_A - a_1 c\theta_1 &= b_1 c(\theta_1) \\ y_A - a_1 s\theta_1 &= b_1 s(\theta_1) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Eşitlik 3.31'deki iki eşitliğin karelerinin toplanmasıyla eşitlik 3.32 elde edilmiştir.

$$x_A^2 + y_A^2 - 2x_A a_1 c\theta_1 - 2y_A a_1 s\theta_1 + a_1^2 - b_1^2 = 0 \quad (3.32)$$

Aynı şekilde, 2. ve 3. uzuv için eşitlik 3.33'te gösterilen iki ek denklem oluşturulmuştur.

$$\begin{aligned} x_A^2 + y_A^2 - 2x_A x_Q - 2y_A y_Q + x_Q^2 + y_Q^2 + h^2 + a_2^2 - b_2^2 + 2x_A h c\phi + 2y_A h s\phi \\ - 2x_A a_2 c\theta_2 - 2y_A a_2 s\theta_2 - 2a_2 h c\phi c\theta_2 - 2x_Q h c\phi - 2y_Q h s\phi \\ + 2x_Q a_2 c\theta_2 + 2y_Q a_2 s\theta_2 - 2a_2 h s\phi s\theta_2 = 0 \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} x_A^2 + y_A^2 - 2x_A x_R - 2y_A y_R + x_R^2 + y_R^2 + h^2 + a_3^2 - b_3^2 + 2x_A h c\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) \\ + 2y_A h s\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) - 2x_A a_3 c\theta_3 - 2y_A a_3 s\theta_3 - 2a_3 h c\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) c\theta_3 \\ - 2x_R h c\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) - 2y_R h s\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) + 2x_R a_3 c\theta_3 + 2y_R a_3 s\theta_3 \\ - 2a_3 h s\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) s\theta_3 = 0 \end{aligned} \quad (3.34)$$

Şekil 3.6'daki robot manipülatörün ters kinematik analizi şu şekilde yapılmaktadır:

Robot manipülatörünün ters kinematik analizinde x_A, y_A ve ϕ değerlerinin verilmesiyle, θ_1, θ_2 ve θ_3 eklem açıları bulunabilmektedir. Bu işlem tüm uzuvlar için yapılabilmektedir. 1.uzuv için eşitlik 3.32 aşağıdaki gibi düzenlenmiştir.

$$e_1 s\theta_1 + e_2 c\theta_1 + e_3 = 0 \quad (3.35)$$

Eşitlik 3.35'te kullanılan e_1 , e_2 ve e_3 terimleri (3.36)'da ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned} e_1 &= -2y_A a_1 \\ e_2 &= -2x_A a_1 \\ e_3 &= x_A^2 + y_A^2 + a_1^2 - b_1^2 \end{aligned} \quad (3.36)$$

$s\theta_i = \frac{2t_i}{1+t_i^2}$, $c\theta_i = \frac{1-t_i^2}{1+t_i^2}$ ve $t_i = \tan \frac{\theta_i}{2}$ trigonometrik eşitliklerinin eşitlik 3.35'te yerine konmasıyla eşitlik 3.37 elde edilmektedir.

$$(e_3 - e_2)t_1^2 + 2e_1 t_1 + (e_3 + e_2) = 0 \quad (3.37)$$

Eşitlik 3.37 t_1 parametresi için çözülmüş ve eşitlik 3.38 elde edilmiştir.

$$\theta_1 = 2 \tan^{-1} \frac{-e_1 \pm \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - e_3^2}}{e_3 - e_2} \quad (3.38)$$

Yukarıdaki denklemler 2. ve 3. uzuv için aynı şekilde çözüldüğünde eşitlik 3.38'de olduğu gibi θ_2 ve θ_3 açıları bulunabilmektedir.

Şekil 3.6'daki robot manipülatörün ileri kinematik analizi ise şu şekilde yapılmaktadır:

İleri kinematik analiz ile θ_1, θ_2 ve θ_3 eklem açıları verildiğinde hareketli platformun (x_A, y_A) konumu ve yönlendirme açısı (ϕ) bulunabilmektedir. Bunun için x_A ve y_A ifadeleri eşitlik 3.32, 3.33 ve 3.34'ten eşitlik 3.39, 3.40, 3.41'deki gibi çıkarılması gerekmektedir.

$$x_A^2 + y_A^2 + e_{11}x_A + e_{12}y_A + e_{13} = 0 \quad (3.39)$$

$$x_A^2 + y_A^2 + e_{21}x_A + e_{22}y_A + e_{23} = 0 \quad (3.40)$$

$$x_A^2 + y_A^2 + e_{31}x_A + e_{32}y_A + e_{33} = 0 \quad (3.41)$$

Yukarıdaki eşitliklerde, e_{11} , e_{21} , e_{31} , e_{21} , e_{22} , e_{23} , e_{31} , e_{32} ve e_{33} terimleri eşitlik 3.42'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{11} &= -2a_1c\theta_1 \\
 e_{12} &= -2a_1s\theta_1 \\
 e_{13} &= a_1^2 - b_1^2 \\
 e_{21} &= -2x_Q + 2hc\phi - 2a_2c\theta_2 \\
 e_{22} &= -2y_Q + 2hs\phi - 2a_2s\theta_2 \\
 e_{23} &= x_Q^2 + y_Q^2 + h^2 + a_2^2 - b_2^2 - 2a_2hc\phi c\theta_2 - 2a_2hs\phi s\theta_2 - 2x_Qhc\phi \\
 &\quad - 2y_Qhs\phi + 2x_Qa_2c\theta_2 + 2y_Qa_2s\theta_2 \\
 e_{31} &= -2x_R + 2hc\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) - 2a_3c\theta_3 \\
 e_{32} &= -2y_R + 2hs\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) - 2a_3s\theta_3 \\
 e_{33} &= x_R^2 + y_R^2 + h^2 + a_3^2 - b_3^2 - 2a_3hc\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right)c\theta_3 - 2a_3hs\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right)s\theta_3 - \\
 &\quad 2x_Rhc\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) - 2y_Rhs\left(\phi + \frac{\pi}{3}\right) + 2x_Ra_3c\theta_3 + 2y_Ra_3s\theta_3
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Yukarıdaki eşitlikler aşağıda gösterilen işlemlerin yapılmasıyla basitleştirilmiştir. Eşitlik 3.38'den eşitlik 3.39'un çıkarılmasıyla, eşitlik 3.43 elde edilmiştir.

$$\acute{e}_{11}x_A + \acute{e}_{12}y_A + \acute{e}_{13} = 0 \tag{3.43}$$

Ayrıca eşitlik 3.39'dan 3.41'in çıkarılmasıyla, eşitlik 3.44 elde edilmiştir.

$$\acute{e}_{21}x_A + \acute{e}_{22}y_A + \acute{e}_{23} = 0 \tag{3.44}$$

Eşitlik 3.43 ve 3.44'teki $\acute{e}_{11} = e_{11} - e_{21}$, $\acute{e}_{12} = e_{12} - e_{22}$, $\acute{e}_{13} = e_{13} - e_{23}$, $\acute{e}_{21} = e_{11} - e_{31}$, $\acute{e}_{22} = e_{12} - e_{32}$, $\acute{e}_{23} = e_{13} - e_{33}$ olarak ifade edilmektedir.

Eşitlik 3.39, 3.43 ve 3.44 kullanılarak yeni bir denklem sistemi oluşturulup eşitlikler çözülebilmektedir. Eşitlik 3.43 ve 3.44 x_A ve y_A için çözülüp elde edilen ifadeler eşitlik 3.38'de yerine konulduğunda denklem 3.45 elde edilmektedir.

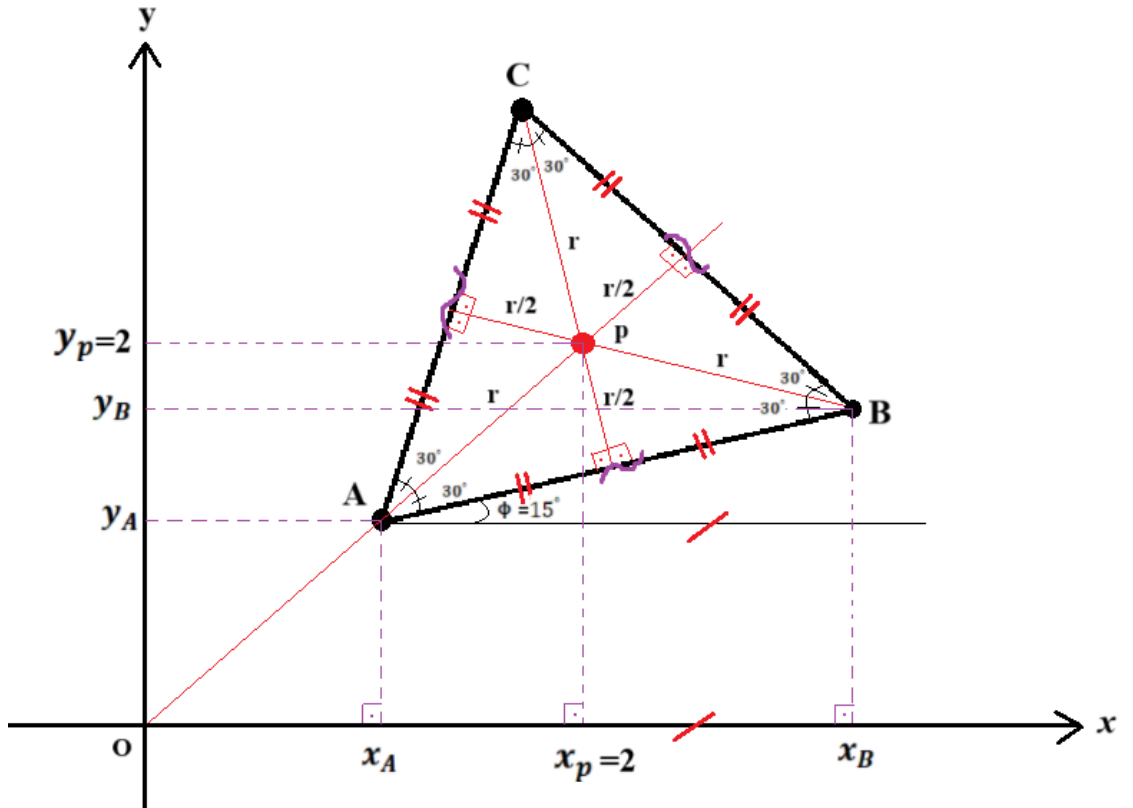
$$\delta^2_1 + \delta^2_2 + e_{11}\delta\delta_1 + e_{12}\delta\delta_2 + e_{13}\delta^2 = 0 \quad (3.45)$$

Eşitlik 3.45'teki δ , δ_1 ve δ_2 terimleri eşitlik 3.46'da ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned} \delta &= \dot{e}_{11}\dot{e}_{22} - \dot{e}_{12}\dot{e}_{21} \\ \delta_1 &= \dot{e}_{12}\dot{e}_{23} - \dot{e}_{13}\dot{e}_{22} \\ \delta_2 &= \dot{e}_{13}\dot{e}_{21} - \dot{e}_{11}\dot{e}_{23} \end{aligned} \quad (3.46)$$

Robot manipülatörünün kol uzunlukları ve uç işlevcinin konumunun bulunduğu varsayılarak eklem açılarının bulunabilmesi için ters kinematik denklemler kullanılmıştır.

Şekil 3.6'deki ABC eşkenar üçgeninin ağırlık noktasına (p noktası) referans verilip , $(x_p, y_p)=(2,2)$ ve ϕ açısı 15° olarak alındığında $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ eklem açılarının ve $x_A, y_A, x_B, y_B, x_C, y_C$ konumlarının ne olması gerektiği ters kinematik analiz ile bulunmuştur.



Şekil 3.8. ABC hareketli levha geometrisi

Şekil 3.8'deki üçgen levhada $x_A, y_A, x_B, y_B, x_C, y_C$ konumları belirlenirken geometriden ve eşitlik 3.47'de verilen, köşe noktalarının koordinatları bilinen eşkenar üçgenin ağırlık merkezi formülünden faydalanılmıştır. $a_1, b_1 = 2, a_2 = 2, b_2 = 4, a_3 = 2$ ve $b_3 = 4$ olduğu varsayılmıştır.

$$G(x, y) = \left(\frac{x_1 + x_2 + x_3}{3}, \left(\frac{y_1 + y_2 + y_3}{3} \right) \right) \quad (3.47)$$

Sonuç olarak $x_A, y_A, x_B, y_B, x_C, y_C$ konumları eşitlik 3.48'deki gibi bulunmuştur.

$$\begin{aligned} (x_A, y_A) &= (0,5858, 0,5858) \\ (x_B, y_B) &= (3,9319, 1,4824) \\ (x_C, y_C) &= (1,4823, 3,9318) \end{aligned} \quad (3.48)$$

Bulunan bu değerler ters kinematik analiz denklemlerinde yerine konularak $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ eklem açıları elde edilmiştir.

θ_1 eklem, açısı ters kinematik denklemler ile eşitlik 3.49'daki gibi bulunmuştur.

$$\begin{aligned} e_1 &= -2y_A a_1 = -2 \times 0,5858 \times 2 = -2,3432 \\ e_2 &= -2x_A a_1 = -2 \times 0,5858 \times 2 = -2,3432 \\ e_3 &= x_A^2 + y_A^2 + a_1^2 - b_1^2 = (0,5858)^2 + (0,5858)^2 + 2^2 - 2^2 = 0,6863 \\ \theta_1 &= 2 \tan^{-1} \left(\frac{-(-2,3432) \sqrt{(-2,3432)^2 + (-2,3432)^2 - (0,6863)^2}}{0,6863 - (-2,3432)} \right) = 123,05^\circ \end{aligned} \quad (3.49)$$

θ_2 eklem, açısı ters kinematik denklemler ile eşitlik 3.50'deki gibi bulunmuştur.

$$\begin{aligned} e_1 &= -2y_B a_2 = -2 \times 1,4824 \times 2 = -5,9296 \\ e_2 &= -2x_B a_2 = -2 \times 3,9319 \times 2 = -15,7276 \\ e_3 &= x_B^2 + y_B^2 + a_2^2 - b_2^2 = (3,9319)^2 + (1,4824)^2 + 2^2 - 4^2 = 5,6573 \\ \theta_2 &= 2 \tan^{-1} \left(\frac{-(-5,9296) \sqrt{(-5,9296)^2 + (-15,7276)^2 - (5,6573)^2}}{5,6573 - (-15,7276)} \right) = 90,888^\circ \end{aligned} \quad (3.50)$$

θ_3 eklem açısı, ters kinematik denklemler ile eşitlik 3.51'deki gibi bulunmuştur.

$$e_1 = -2y_c a_3 = -2 \times 3,9318 \times 2 = -15,7272$$

$$e_2 = -2x_c a_3 = -2 \times 1,4823 \times 2 = -5,9292$$

$$e_3 = x_c^2 + y_c^2 + a_3^2 - b_3^2 = (1,4823)^2 + 3,9318^2 + 2^2 - 4^2 = 5,6563$$

$$\theta_3 = 2 \tan^{-1} \left(\frac{-(-15,7272) \pm \sqrt{(-15,7272)^2 + (-5,9292)^2 - (5,6563)^2}}{5,6563 - (-5,9292)} \right) = 139,68^\circ \quad (3.51)$$

θ_1 , θ_2 ve θ_3 açıları radyan cinsinden eşitlik 3.52'de gösterilmiştir.

$$\theta_1 = 123,05^\circ = 2,148$$

$$\theta_2 = 90,888^\circ \cong 91^\circ = 1,588$$

$$\theta_3 = 139,68^\circ = 2,438 \quad (3.52)$$

3.3. Sıvı Seviye Tank Sistemi

Proses endüstrisinde, tanklar arası sıvı transferinde yaşanan düzensizlikler önemli bir sorun teşkil etmektedir. Değişen akış hızları, hat sonlarındaki istikrarsız akışlar ve karmaşık tank bağlantıları gibi faktörler, bu sistemlerin lineer olmayan davranışlar sergilemesine ve dolayısıyla kontrol edilmelerinin zorlaşmasına neden olmaktadır (Sekban vd 2016).

Endüstriyel üretimlerde akışkan seviyesi oldukça önemli bir parametredir. Dolayısıyla sıvı seviye kontrolünün endüstride birçok farklı uygulaması bulunmaktadır. Petrol rafineleri, sıvı depolama tankları, su arıtma tesisleri, nükleer enerji üretim tesisleri, kağıt üretim tesisleri, otomatik sıvı dağıtımı, yiyecek içecek işleme, kimya endüstrisi gibi alanlarda sıklıkla kullanılmaktadır (Pan et al. 2005; Ramli et al. 2009; Liang 2011).



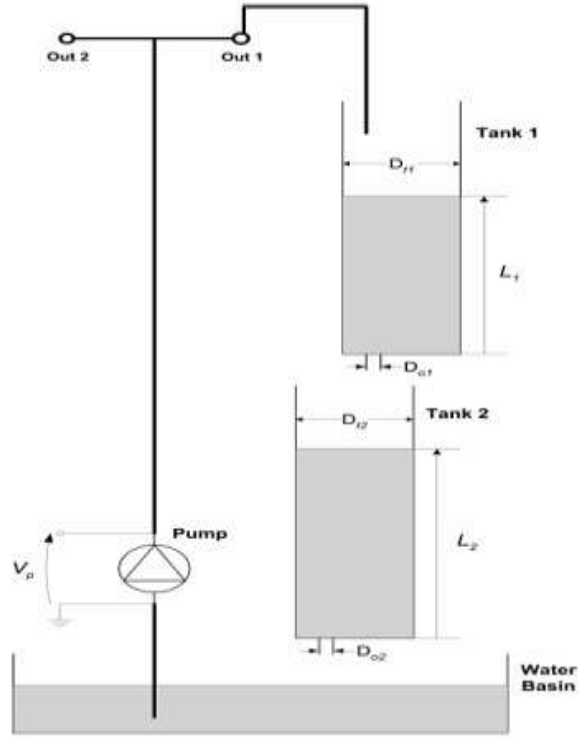
Şekil 3.9. Endüstriyel tank sistemleri

Proseslerde, sıvılar çoğunlukla pompalama yoluyla tanklarda depolanır ve daha sonraki aşamalarda birleştirilmiş tanklardan süzülür. Birleştirilmiş tank sistemleri iki adet tank, pompa, su havuzu, boşaltma vanaları ve geri besleme kontrolünü sağlamak amacı ile seviye ölçümünü sağlayan seviye sensörlerinden oluşmaktadır (Bhuvaneswari et al. 2009; Liang 2011).

Proseslerde sıvı seviyesinin doğru ve güvenilir bir şekilde ölçülmesi ve kontrol edilmesi, hem üretim güvenliği hem de ürün kalitesi için oldukça önemlidir. Sıvı seviyesinin kontrolü için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. PID kontrolcü, kayan kipli kontrol, bulanık mantık ve yapay sinir ağları gibi yöntemler, sıvı seviyesi kontrolünde sıklıkla kullanılan kontrol stratejilerindendir (Ramli et al. 2009; Bayram 2015).

3.3.1. İkili tank sıvı seviye sisteminin modellenmesi

İkili tank sıvı seviye sistemin şeması Şekil 3.10 'da gösterilmektedir.



Şekil 3.10. İkili tank sıvı seviye sistemi şeması

Çizelge 3.2. İkili tank sıvı seviye sistemi sistem değişkenleri ve sabitleri

Sembol	Tanım	Değer	Birim
v_p	Pompa Gerilimi		V
k_p	Pompa Sabiti	3,3	$\frac{cm^3}{s.V}$
g	Yer Çekimi	981	cm/s^2
l_{cs1}	Tank 1 Çalışma Seviyesi	15	cm
l_{cs2}	Tank 2 Çalışma Seviyesi	15	cm
l_1	Tank 1 Akışkan Seviyesi	Değişken	cm
l_2	Tank 2 Akışkan Seviyesi	Değişken	cm
A_{t1}	Tank 1 Kesit Alanı	15,5179	cm^2
A_{t2}	Tank 2 Kesit Alanı	15,5179	cm^2
A_{o1}	Tank 1 Çıkış Kesit Alanı	0,1781	cm^2
A_{o2}	Tank 2 Çıkış Kesit Alanı	0,1781	cm^2

Çizelge 3.2. (devam)

q_{in1}	Tank 1 Giriş Debi	Değişken	cm^3/s
q_{in2}	Tank 2 Giriş Debi	Değişken	cm^3/s
q_{o1}	Tank 1 Çıkış Debi	Değişken	cm^3/s
q_{o2}	Tank 2 Çıkış Debi	Değişken	cm^3/s
v_{o1}	Tank 1 Çıkış Hızı	Değişken	cm/s
v_{o2}	Tank 2 Çıkış Hızı	Değişken	cm/s

Tank 1'in matematiksel modelinin çıkarımı tank 2 dikkate alınmadan yapılmaktadır. Dolayısıyla sistemin girişi pompa voltajı (v_p) çıkışı da tank 1'in sıvı seviyesi yani l_1 'dir. Bu bilgiler doğrultusunda aşağıda verilen adımlarla sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu $G_1(s)$ elde edilmektedir.

Tank sisteminde l_{cs1} ve l_{cs2} ifadeleri referans çalışma seviyelerini, q harfi ise sistemin hacimsel akış hızını temsil etmektedir. Transfer fonksiyonunun bulunabilmesi için doğrusal olmayan bu sistemin hareket denklemleri, belirlenen çalışma seviyeleri (l_{cs}) etrafında doğrusallaştırılmıştır.

Tank 1'e akan sıvının debisi eşitlik 3.53'te verilmiştir.

$$q_{in1} = k_p v_p(t) \quad (3.53)$$

Tank 1 ve tank 2 arasındaki akışkan hareketi, Bernoulli denklemi yardımıyla analiz edilerek hız denklemi çıkarılmıştır. Çıkarılan bu denklemler eşitlik 3.54 ve 3.55'te gösterilmiştir.

$$v_{01} = \sqrt{2gl_1(t)} \quad (3.54)$$

$$v_{02} = \sqrt{2gl_2(t)} \quad (3.55)$$

Tank 1 ve Tank 2'den çıkan sıvının debi denklemleri eşitlik 3.56 ve eşitlik 3.57'deki gibi elde edilmektedir.

$$q_{01} = A_{01}\sqrt{2gl_1(t)} \quad (3.56)$$

$$q_{02} = A_{02}\sqrt{2gl_2(t)} \quad (3.57)$$

Tank 1 ve Tank 2'deki sıvı seviyelerindeki değişim oranını belirlemek için, akışkanın sıkıştırılmaz olduğu varsayımı altında süreklilik yasası kullanılmıştır. Tank 1 sıvı seviyesindeki değişim oranı eşitlik 3.58'deki gibi bulunmuştur.

$$\frac{dl_1}{dt} = \frac{q_{in1}(t) - q_{01}(t)}{A_{t1}} = \frac{k_p v_p}{A_{t1}} - \frac{A_{01}\sqrt{2gl_1(t)}}{A_{t1}} \quad (3.58)$$

Tank 1'den çıkan sıvı tank 2'ye giren sıvı ile aynı olduğundan Tank 1'den çıkan sıvının debisi ile Tank 2'ye akan sıvının debisi birbirine eşit olmaktadır.

$$q_{01} = q_{in1} \quad (3.59)$$

Bundan hareketle Tank 2 sıvı seviyesindeki değişim oranı eşitlik 3.60'daki gibi bulunmuştur.

$$\frac{dl_2}{dt} = \frac{q_{in2}(t) - q_{02}(t)}{A_{t2}} = \frac{A_{01}\sqrt{2gl_1(t)}}{A_{t1}} - \frac{A_{01}\sqrt{2gl_1(t)}}{A_{t2}} \quad (3.60)$$

Doğrusal olmayan dinamiklere sahip çift tank sistemi, Taylor serisi açılımı kullanılarak doğrusallaştırılmıştır. Elde edilen doğrusal model, her bir tank için ayrı ayrı transfer fonksiyonları şeklinde ifade edilmiştir. Eşitlik 3.61'de verilen Taylor serisi aracılığıyla doğrusallaştırma yapılmıştır.

$$f(l) = f(l_0) + (l - l_0)f'(l_0) + \dots + \frac{(l-l_0)^n}{n!} \cdot f^n(l_0) \quad (3.61)$$

Sistemin kararlı çalışma noktası olarak l_0 değeri kabul edilerek, doğrusallaştırma işlemi bu nokta etrafında gerçekleştirilmiştir. Eşitlik 3.58 ve eşitlik 3.60'daki ifadeleri basitleştirmek amacıyla, eşitlik 3.62 ve eşitlik 3.63'de verilen sabitler tanımlanmıştır.

$$x_1 = \frac{-A_{01}}{A_{t1}} \sqrt{2g}, y_1 = \frac{k_p}{A_{t1}} \quad (3.62)$$

$$x_2 = \frac{-A_{02}}{A_{t2}} \sqrt{2g}, y_2 = \frac{A_{01}}{A_{t2}} \sqrt{2g} \quad (3.63)$$

Eşitlik 3.62 ve 3.63 sırasıyla eşitlik 3.58 ve 3.60'da yerine koyulduğunda eşitlik 3.64 ve 3.65 elde edilmiştir.

$$\frac{dl_1}{dt} = x_1 \sqrt{l_1(t)} + y_1 v_p(t) \quad (3.64)$$

$$\frac{dl_2}{dt} = x_2 \sqrt{l_2(t)} + y_2 \sqrt{l_1(t)} \quad (3.65)$$

Eşitlik 3.61'de verilen Taylor Denklemi Tank 1 ve Tank 2 için hesaplandığında eşitlik 3.66 ve 3.67 elde edilmiştir.

$$\sqrt{l_1} \approx \sqrt{l_{cs1}} + \frac{1}{2\sqrt{l_{cs1}}} (l_1 - l_{cs1}) \quad (3.66)$$

$$\sqrt{l_2} \approx \sqrt{l_{cs2}} + \frac{1}{2\sqrt{l_{cs2}}} (l_2 - l_{cs2}) \quad (3.67)$$

Tank 1 ve Tank 2 sıvı seviyelerindeki değişim, eşitlik 3.66 ve 3.67'de elde edilen eşitlikler sırasıyla eşitlik 3.64 ve 3.65'te yerine koyulduğunda eşitlik 3.68 ve 3.69 elde edilmiştir.

$$\frac{dl_1}{dt} = x_1 (\sqrt{l_1(t)} + \frac{1}{2\sqrt{l_{cs1}}} (l_1(t) - l_{cs1})) + y_1 v_p(t) \quad (3.68)$$

$$\frac{dl_2}{dt} = x_2 \left(\sqrt{l_{cs2}} + \frac{1}{2\sqrt{l_{cs2}}} (l_2(t) - l_{cs2}) \right) + y_2 \sqrt{l_{cs1}} + \frac{y_2}{2\sqrt{l_{cs1}}} (l_1(t) - l_{cs1}) \quad (3.69)$$

Kalıcı durum şartları altında $l_{c1} = l_1$, $l_{c2} = l_2$, $v_{csp} = v_p$ olarak kabul edilmiştir. Kalıcı durumda eşitlik 3.68 ve 3.69'da $l_{c1} = l_1$, $l_{c2} = l_2$, $v_{csp} = v_p$ yazıldığında eşitlik 3.70 ve 3.71 elde edilmiştir.

$$0 = x_1\sqrt{l_{cs1}} + y_1v_{csp} \quad (3.70)$$

$$0 = x_2\sqrt{l_{cs2}} + y_2\sqrt{l_{cs1}} \quad (3.71)$$

Eşitlik 3.68'den eşitlik 3.70'in ve eşitlik 3.69'dan eşitlik 3.71'in matematiksel olarak farkı alınmıştır. Bu işlem sonucunda eşitlik 3.72 ve 3.73 bulunmuştur. Bulunan bu eşitliklerde l_1' , l_2' ve v_p' ifadeleri $l_1' = (l_1 - l_{cs1})$, $l_2' = (l_2 - l_{cs2})$, $v_p' = (v_p - v_{csp})$ olarak alınmıştır.

$$\frac{dl_1'}{dt} = \frac{x_1}{2\sqrt{l_{cs1}}} l_1'(t) + y_1 v_p'(t) \quad (3.72)$$

$$\frac{dl_2'}{dt} = \frac{x_2}{2\sqrt{l_{cs2}}} l_2'(t) + \frac{y_2}{2\sqrt{l_{cs1}}} l_1'(t) \quad (3.73)$$

Tank 1'in transfer fonksiyonu Laplace dönüşümü ile eşitlik 3.72 kullanılarak bulunmuştur.

$$L_1'(s)s = \frac{x_1}{2\sqrt{l_{cs1}}} L_1'(s) + y_1 v_p'(s) \quad (3.74)$$

$$G_1(s) = \frac{L_1'(s)}{v_p'(s)} = \frac{3,24}{15,237s + 1} \quad (3.75)$$

Tank 2'nin transfer fonksiyonu Laplace dönüşümü ile eşitlik 3.73 kullanılarak bulunmuştur.

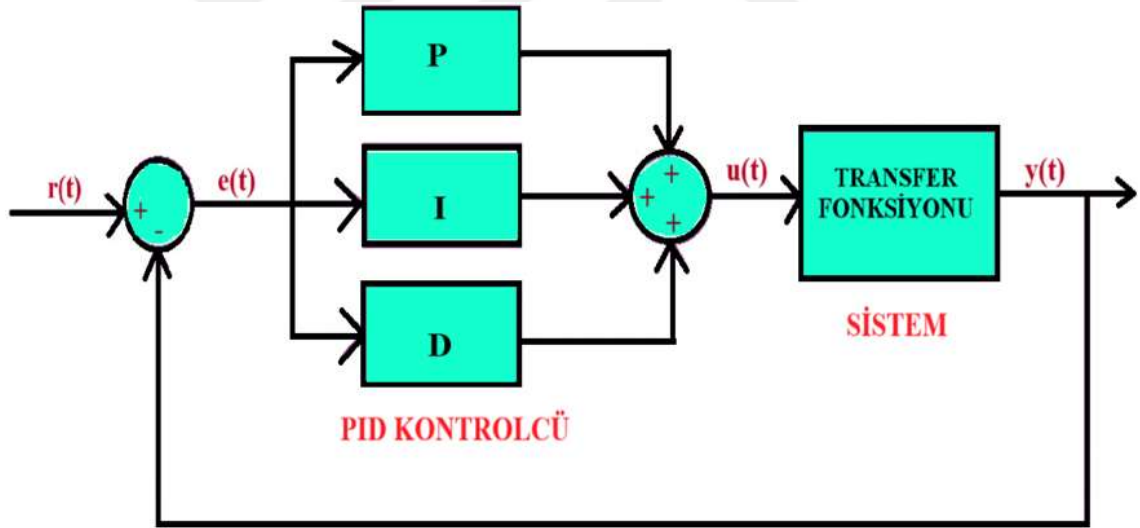
$$\frac{d^2 l_2'}{dt^2} = \frac{x_2}{2\sqrt{l_{cs2}}} \frac{dl_2'}{dt} + \frac{y_2}{2\sqrt{l_{cs1}}} \frac{dl_1'}{dt} \quad (3.76)$$

$$L_2'(s) \left(s^2 - \left(\frac{x_2}{2\sqrt{l_{cs2}}} + \frac{x_1}{2\sqrt{l_{cs2}}} \right) s + \frac{x_1 x_2}{4l_{cs2}} \right) = \frac{y_1 y_2 v_p'(s)}{2\sqrt{l_{cs2}}} \quad (3.77)$$

$$G_2(s) = \frac{L'_2(s)}{v'_p(s)} = \frac{13,9 \times 10^{-3}}{s^2 0,1313s + 4,31 \times 10^{-3}} \quad (3.78)$$

3.4. PID Kontrolör

PID kontrolör kontrol uygulamalarında çokça kullanılmaktadır. PID kontrolörün iklim kontrol sistemlerinde sıcaklığı ayarlamak, robotik ve hareket koruma sistemlerinde motor konumunu, hızını ve torkunu ayarlamak, enerji santralleri ve atık su arıtma tesisleri gibi çeşitli proses uygulamalarında basınç ve seviyeyi ayarlamak, otomotiv sistemlerinde yakıt verimliliğini ve araç performansını optimize etmek gibi uygulama alanları vardır (Anonim 2024). Proportional (oransal) Integral (integral) Derivative (türevsel) kelimelerinin baş harflerinin bir araya gelmesiyle PID terimi oluşmaktadır.



Şekil 3.11. PID kontrolcü blok diyagramı

Şekil 3.11’de PID kontrolcünün blok diyagramı görülmektedir. Burada $r(t)$ referans işaretini, $e(t)$ hata işaretini, $u(t)$ kontrol işaretini ve $y(t)$ çıkış işaretini göstermektedir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.79)$$

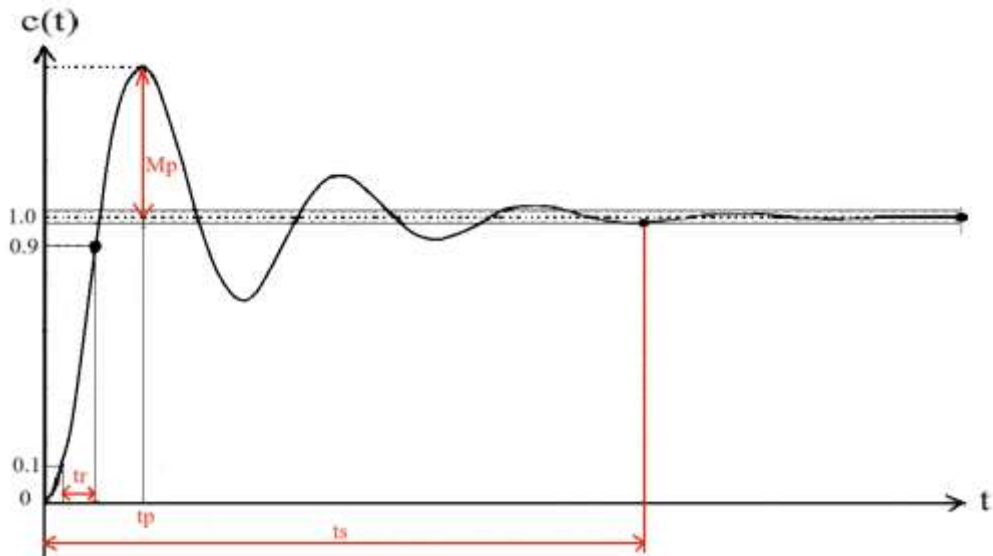
Denklem 3.79’da, PID kontrolör çıkışı olan $u(t)$ ’nin hesaplanması gösterilmiştir. K_p P (oransal) kazanç parametresi sabiti, K_i I (integral) kazanç parametresi sabiti ve K_d D (türevsel) kazanç parametresi sabitidir. Bu kontrolör denetlenen sistemin çıkış işareti ile referans işareti arasındaki fark olan hatayı hesaplayarak bu hata değerini oransal kazanç parametresiyle (K_p), hatanın türevini türev kazanç parametresiyle (K_d), hatanın integralini integral kazanç parametresiyle (K_i) çarparak elde edilen sonucu sistem girişine uygular. Daha sonra çıkış işaretine tekrar aynı işlem uygulanır. Bu döngü hata değeri sıfır oluncaya kadar devam eder. Yani bu kontrolör kontrol işaretini düzelterek referans sinyal ile çıkış sinyali arasındaki hatayı en aza indirmeyi amaçlamaktadır (Ziegler ve Nichols 1942; Koç vd 2021).

Denklem 3.79’un laplace dönüşümü alınıp gerekli düzenlemeler yapıldığında PID kontrolörün transfer fonksiyonu elde edilmiş olur.

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (3.80)$$

$$G_{C_{PID}}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.81)$$

Bir kontrol sistemde basamak cevabı analizinde dikkate alınan parametreler Şekil 3.12’deki grafikte gösterilmiştir.



Şekil 3.12. Basamak cevabı parametreleri

t_r terimi, sistemin yükselme zamanını temsil etmekte ve sistem cevabının nihai değerinin %10'undan %90'ına ulaşması için geçen süreyi ifade etmektedir. t_p terimi, sistemin tepe zamanını ifade etmekte ve sistem cevabının nihai değerini ilk kez aşıp tepe değerine ulaşması için geçen süre olarak tanımlanmaktadır. t_s terimi yerleşme zamanı olarak isimlendirilmekte ve titreşim genliklerinin müsaade edilebilir tolerans değerine ulaşması için geçen süreyi ifade etmektedir. Müsaade edilebilir tolerans değeri genellikle nihai değerin %5 veya %2'lik aşma değerine karşılık gelmektedir. M_p sistemin maksimum aşımı olarak adlandırılmakta ve sistem cevabının tepe değeri ile nihai değerine olan uzaklığı temsil etmektedir (Agrawal et al. 2023).

PID kontrolör kazanç parametrelerinin sisteme farklı etkileri bulunmaktadır. Bu etkiler Çizelge 3.3'te gösterilmiştir.

Çizelge 3.3. PID kontrolcü parametrelerinin sisteme etkileri

	Yükselme Zamanı	Yerleşme Zamanı	Aşım Değeri	Kalıcı Hal Hatası
K_p	Azaltır	Küçük Oranda Artırır	Artırır	Azaltır
K_i	Küçük Oranda Azaltır	Artırır	Artırır	Büyük Oranda Azaltır
K_d	Küçük Oranda Azaltır	Azaltır	Azaltır	Çok Az Değiştirir

3.5. FOPID Kontrolör

Kesir dereceli matematiğin temelleri, Leibniz'in L'Hospital'e yazdığı bir mektupta $D^n f(x) = d^n f(x)/dx^n$ fonksiyonda türev derecesinin tam sayı değil de kesirli sayı olması durumunda ne olacağını sorması ile atılmıştır (Kaya ve Çökmez 2018; Şenol vd 2021).

Kesir dereceli türev, türev derecesinin tam sayı değil de gerçel sayı olmasıdır. Aynı şekilde kesir dereceli integral, integral derecesinin tam sayı değil gerçel sayı olması ile elde edilmektedir (Tan vd 2014). Türev ve integralin derecelerinin tam sayı değilde kesirli sayı olduğu diferansiyel denklemlere kesirli dereceden diferansiyel denklemler

denmektedir. Bu tür denklemlerin tanımlamaları literatürde farklı şekillerde yapılmış olsada en çok kullanılanları Grünwald-Letnikov (GL) ve Riemann-Liouville (RL) tanımlarıdır (Korkmaz ve Aydoğdu 2012). Riemann-Liouville (RL) tanımına göre, f fonksiyonunun a . mertebeden kesirli türev tanımı eşitlik 3.82’de, f fonksiyonunun a . mertebeden kesirli integral tanımı ise eşitlik 3.83’te verilmiştir (Uçar ve Korkmaz 2019).

$$D^a f(x) = \frac{1}{\Gamma(m-a)} \frac{d^m}{dx^m} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(x-\tau)^{a+1-m}} d\tau, \quad m-1 \leq a < m \quad (3.82)$$

$$J^a f(t) = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_0^t (t-\tau)^{a-1} f(\tau) d\tau, \quad m-1 \leq a < m \quad (3.83)$$

Bu eşitliklerde $\Gamma(.)$ Euler gama fonksiyonunu (faktöriyel işleminin genelleştirmesi), $D^a f(x)$ kesirli türev operatörünü, $J^a f(t)$ kesirli integral operatörünü t sınırı, a ise integral veya türev derecesini ifade etmektedir (Korkmaz ve Aydoğdu 2012; Korkmaz 2013).

Geleneksel PID kontrolcü, kolay ayar parametreleri, basit tasarımı ve rahatlıkla hayata geçirilebilir olması gibi üstünlükleri sayesinde otomasyon sistemlerinde, endüstriyel uygulamalarda, güç elektroniğinde, enerji üretimi ve enerji nakli gibi sistemlerin denetlenmesinde sıklıkla kullanılmıştır (Özkan 2006). Zaman ilerledikçe ve buna bağlı olarak gelişen teknolojiyle birlikte PID performansının daha da iyileştirilmesi gayesiyle çalışmalar yapılmış ve birçok araştırmacı tarafından PID kontrolcünün değişik versiyonları önerilmiştir. Önerilen bu versiyonlardan birisi de matematikçi Igor Podlubny tarafından geliştirilen kesir dereceli PID (FOPID)($PI^\lambda D^\mu$) kontrolcüdür. FOPID kontrolör PID kontrolör kazanç katsayılarına ek olarak iki yeni tasarım parametresinin eklenmesiyle oluşmaktadır. Bu parametreler türevin kesir derecesi (μ) ve integralin kesir derecesi (λ) olarak adlandırılmaktadır (Ateş vd 2013; Bingi et al. 2018).

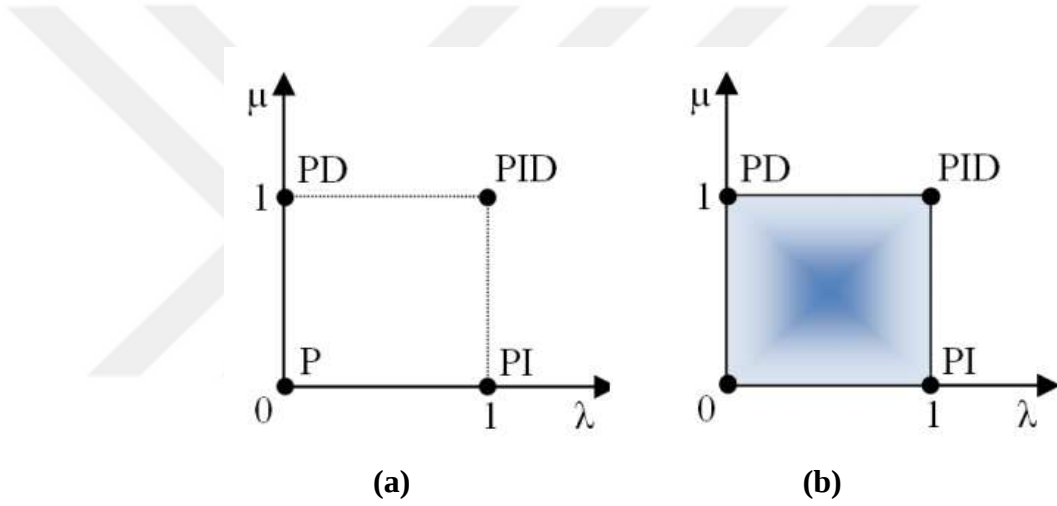
Kesir dereceli PID kontrolörün zaman bölgesindeki çıkış işareti eşitlik 3.84’te verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (3.84)$$

Eşitlik 3.84 kullanılarak eşitlik 3.85'teki FOPID kontrolcünün transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

$$G_{CFOPID}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (3.85)$$

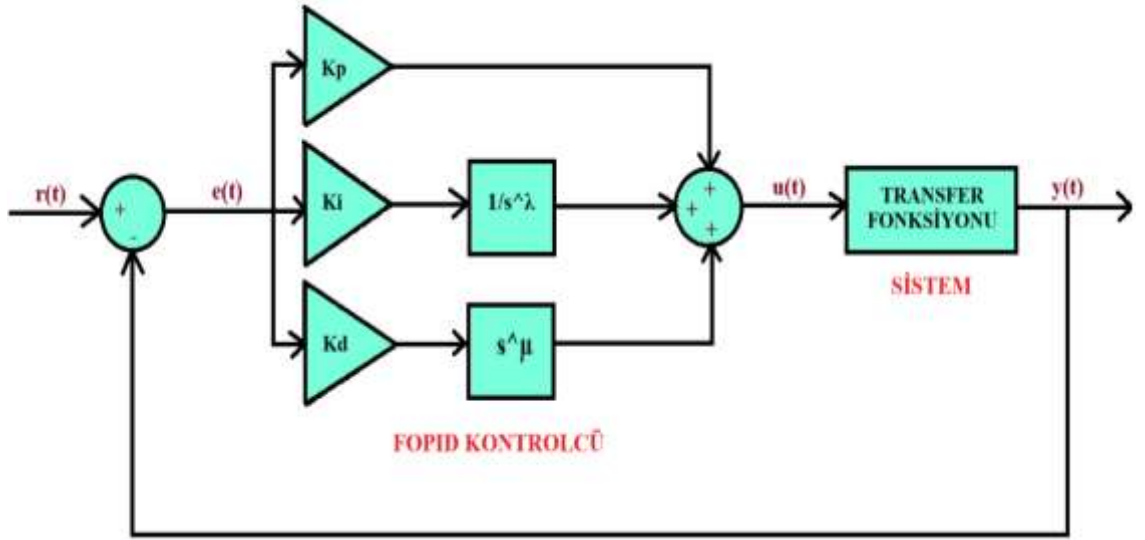
Tam sayılı PID kontrolcü λ ve μ düzleminde sadece dört nokta ile ifade edilirken, kesir dereceli PID kontrolcü sonsuz nokta ile ifade edilebilmektedir. Bu ifade biçimi, kontrolcü parametre ayarlarının daha geniş bir aralıkta optimize edilmesine olanak tanımakta ve böylece sistemin sağlamlığını artırmaktadır (Korkmaz 2013; Arpacı vd 2018).



Şekil 3.13. a) Tam dereceli, **(b)** Kesir dereceli PID kontrolcünün λ ve μ düzlemlerinde gösterimi

FOPID kontrolör tasarımı PID kontrolöre göre daha zordur ve parametre sayısının artmasıyla parametrelerin optimizasyonu zorlaşmaktadır (Zhang et al. 2024). Buna rağmen FOPID kontrolör PID kontrolöre göre daha üstün kontrol performansı sağlamaktadır (Zheng et al. 2021).

Şekil 3.14'te FOPID kontrolcünün blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 3.14. FOPID kontrolcü blok diyagramı

FOPID kontrolör kazanç parametrelerinin sisteme olan etkileri Çizelge 3.4’te gösterilmiştir.

Çizelge 3.4. FOPID kontrolcü parametrelerinin sisteme etkileri

	Yükselme Zamanı	Yerleşme Zamanı	Aşım Değeri	Kalıcı Hal Hatası
K_p	Azaltır	Küçük Oranda Artırır	Artırır	Azaltır
K_i	Küçük Oranda Azaltır	Artırır	Artırır	Büyük Oranda Azaltır
K_d	Küçük Oranda Azaltır	Azaltır	Azaltır	Çok Az Değiştirir
λ	Küçük oranda azaltır	Artırır	Azaltır	Artırır
μ	Küçük oranda azaltır	Artırır	Azaltır	Küçük oranda azaltır

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

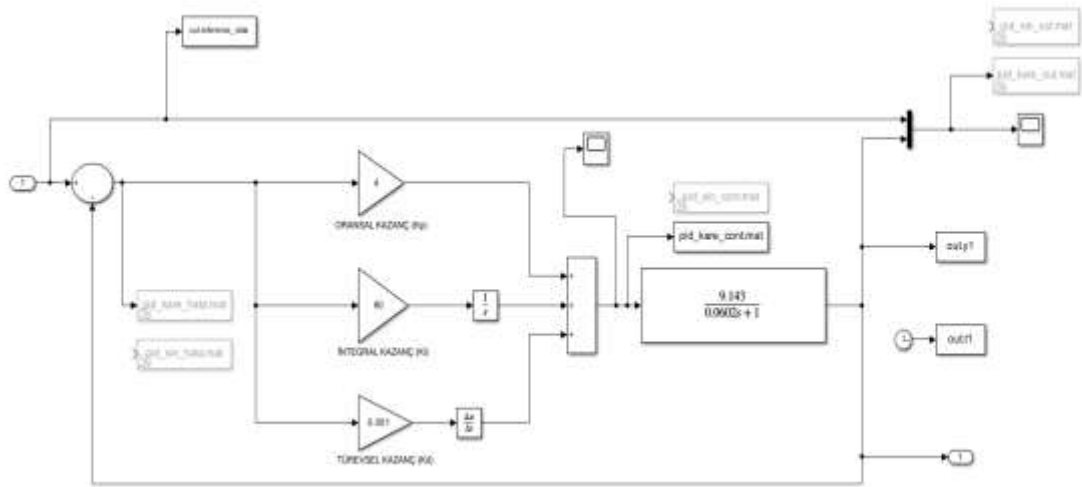
Bu bölümde DC motorun, paralel robot manipülatörünün ve ikili tank sıvı seviye sisteminin hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanlı olarak yapılan hız, konum ve sıvı seviye kontrol sonuçları verilmiştir.

4.1. Simülasyon Sonuçları

4.1.1. DC motor hız kontrolü simülasyon sonuçları

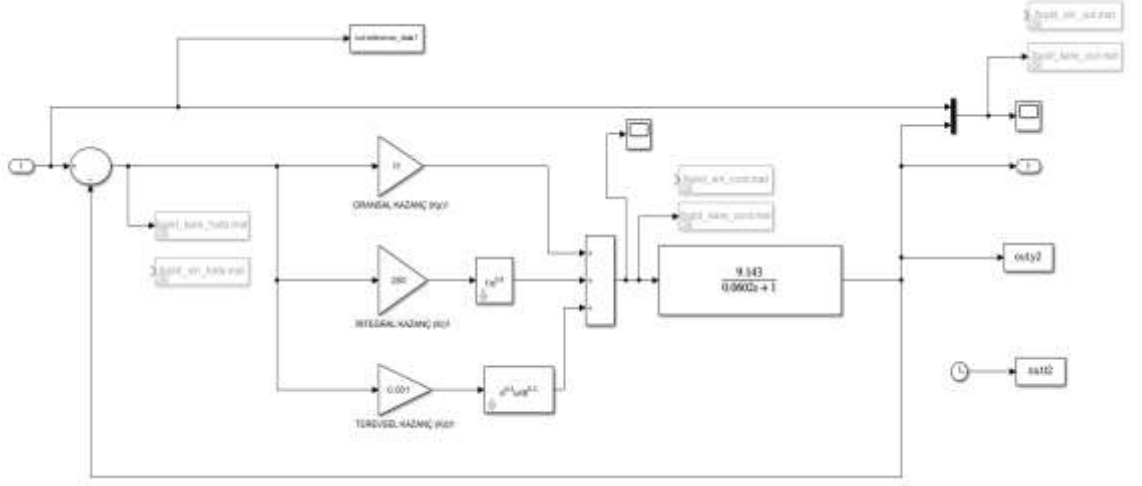
KMDA motorunun MATLAB/Simulink ortamında PID ve FOPID denetleyici ile hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyondaki KMDA motorunun transfer fonksiyonu olarak, gerçek zamanlı uygulamada kullanılan KMDA motorunun transfer fonksiyonu $\left(\frac{\Omega_t(s)}{V_m(s)} = \frac{9,143}{0,0602s+1} \right)$ kullanılmıştır. Sisteme hem kare dalga ve hem de sinüzoidal dalga girişleri ayrı ayrı uygulanarak PID ve FOPID kontrolcü performansları incelenmiştir.

Şekil 4.1’de KMDA motorunun PID kontrolcü ile hız kontrol devresi gösterilmiştir. Bu sisteme ayrı ayrı hem kare dalga girişi hem de sinüzoidal dalga girişi uygulanarak PID kontrolcü performansı incelenmiştir. Her iki giriş dalgasının genlikleri 5 olarak alınmıştır.



Şekil 4.1. KMDAM’ın PID kontrolcü ile simülasyon ortamında hız kontrol devresi

Şekil 4.2’de KMDA motorunun FOPID kontrolcü ile hız kontrol devresi verilmiştir. Bu sisteme ayrı ayrı hem kare dalga girişi hem de sinüzoidal dalga girişi uygulanarak FOPID kontrolcünün performansı analiz edilmiştir. Her iki giriş dalgasının genlikleri 5 olarak alınmıştır.



Şekil 4.2. KMDAM’ın FOPID kontrolcü ile simülasyon ortamında hız kontrol devresi

Şekil 4.1 ve 4.2’de gösterilen simülasyon ortamındaki KMDA motorunun PID ve FOPID kontrolcü ile hız kontrolünde, PID ve FOPID kontrolör parametrelerinin aldığı değerler Çizelge 4.1’de gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. KMDAM PID ve FOPID kontrolcü simülasyon parametre değerleri

	PID Kontrolcü Kare Dalga	FOPID Kontrolcü Kare Dalga	PID Kontrolör Sinüzoidal Dalga	FOPID Kontrolcü Sinüzoidal Dalga
K_p	4	11	4	11
K_i	80	250	80	250
K_d	0,001	0,001	0,001	0,001
λ	-	0,9	-	0,9
μ	-	0,3	-	0,3

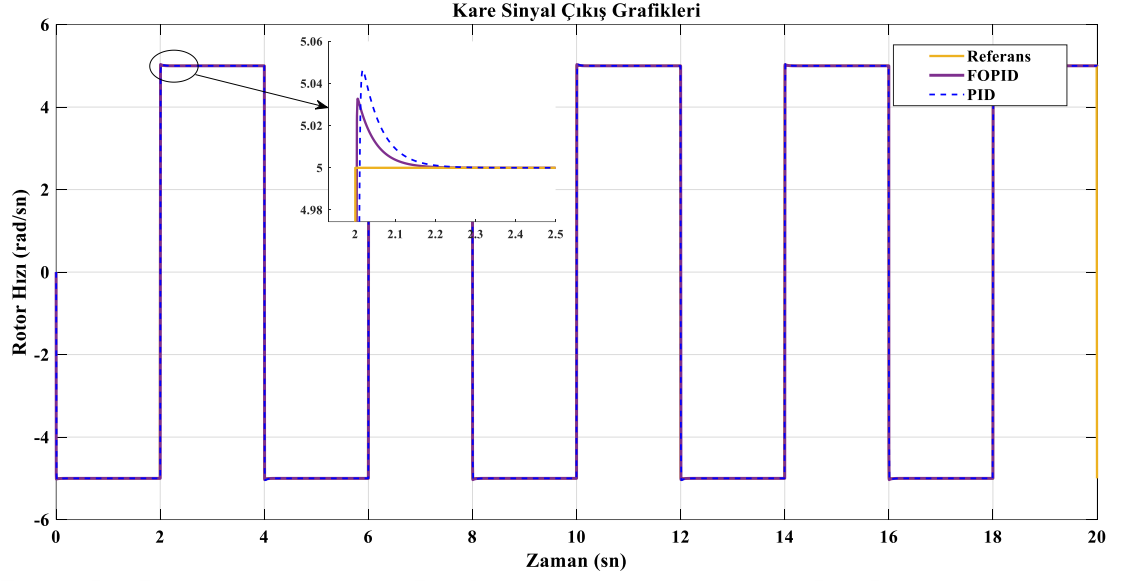
Tez çalışmasındaki PID ve FOPID kontrolcü parametre değerleri herhangi bir optimizasyon algoritması kullanılmadan deneme yanılma yöntemiyle belirlenmiştir. PID parametre değerlerine ulaşılırken izlenen adımlar şu şekildedir: ilk olarak K_i ve K_d

parametreleri sıfır alınmış ve sadece K_p parametresi üzerinde ayarlamalar yapılmıştır. Bu ayarlamalar sonucunda çıkış sinyalinin referans sinyale yaklaştığı gözlemlenmiştir. Sistem salınım yapmaya başlayana kadar K_p parametresi ayarlanmaya devam edilmiştir. Sistem salınımı başladığında K_p parametresi üzerindeki ayarlamalar durdurulmuş ve K_i parametresi ayarlanmaya başlanmıştır. Bu ayar sonucunda salınımlar büyük oranda azalmış çıkış sinyali referans sinyale çok yaklaşmıştır, fakat sistemde aşım meydana geldiği görülmüştür. Son olarak K_d parametresinin ayarlanmasıyla sistem aşım yapmadan hızlandırılmıştır.

Bu parametrelerin ayarlanması sırasında, oransal parametrenin (K_p) kalıcı hal hatasını azalttığı fakat sınırlayamadığı ve sistemde salınımlara sebep olduğu, integral parametresinin (K_i) kalıcı hal hatasını neredeyse sıfırladığı fakat sistemde aşımına sebep olduğu, türevsel parametrenin (K_d) sistemi aşım yapmadan hızlandırdığı fakat fazla artırılması durumunda sistemde titreşimlere sebep olabileceği kanısına varılmıştır.

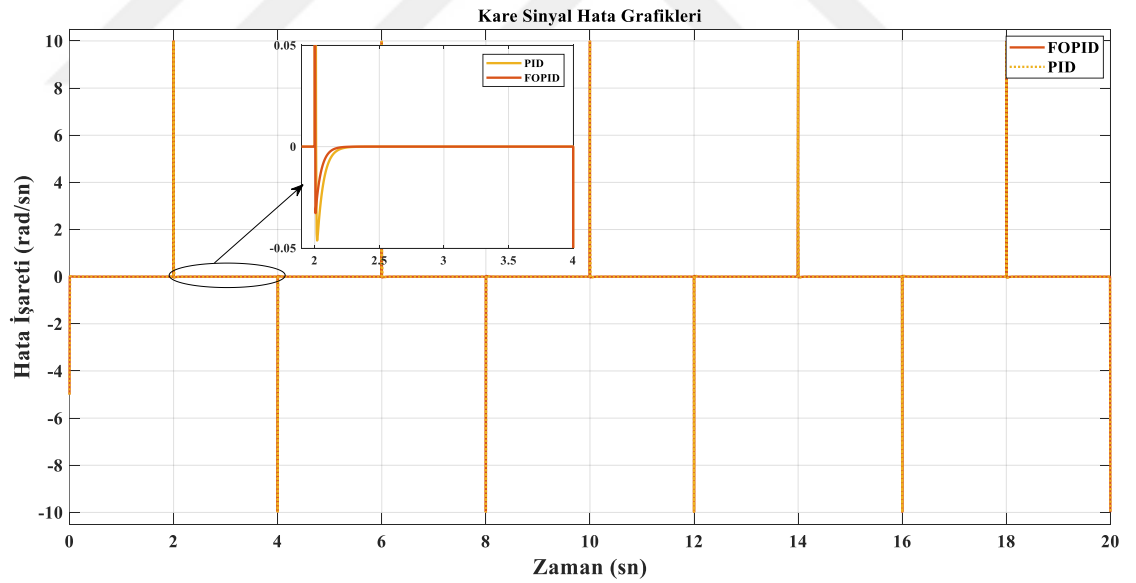
FOPID kontrolör kazanç parametre değerleri, klasik PID kontrolcüdeki gibi herhangi bir algoritma kullanılmadan deneme yanılma yöntemiyle bulunmuştur. Yapılan ayarlama, integral teriminin kesir derecesinin (λ) sistemdeki aşımı küçülterek integral kazanç parametresiyle (K_i) birlikte kalıcı hal hatasını daha kontrollü bir şekilde azalttığı ve türev teriminin kesir derecesinin (μ) daha küçük değişikliklerle sistemi hızlandırıp aşımı engellediği görülmüştür. λ ve μ parametreleri ile integral ve türev parametrelerinin sistemdeki olumsuz etkilerinin minimize edildiği ve sistem performansının iyileştiği görülmüştür. Ayrıca bu kesirli parametreler ile sistemde daha hassas ve daha ince ayarlar yapılabildiği gözlemlenmiştir.

KMDA motorunun simülasyon ortamında, PID ve FOPID kontrolör ile kare dalga referanslı hız kontrolünün çıkış işaretleri Şekil 4.3'te verilmiştir.



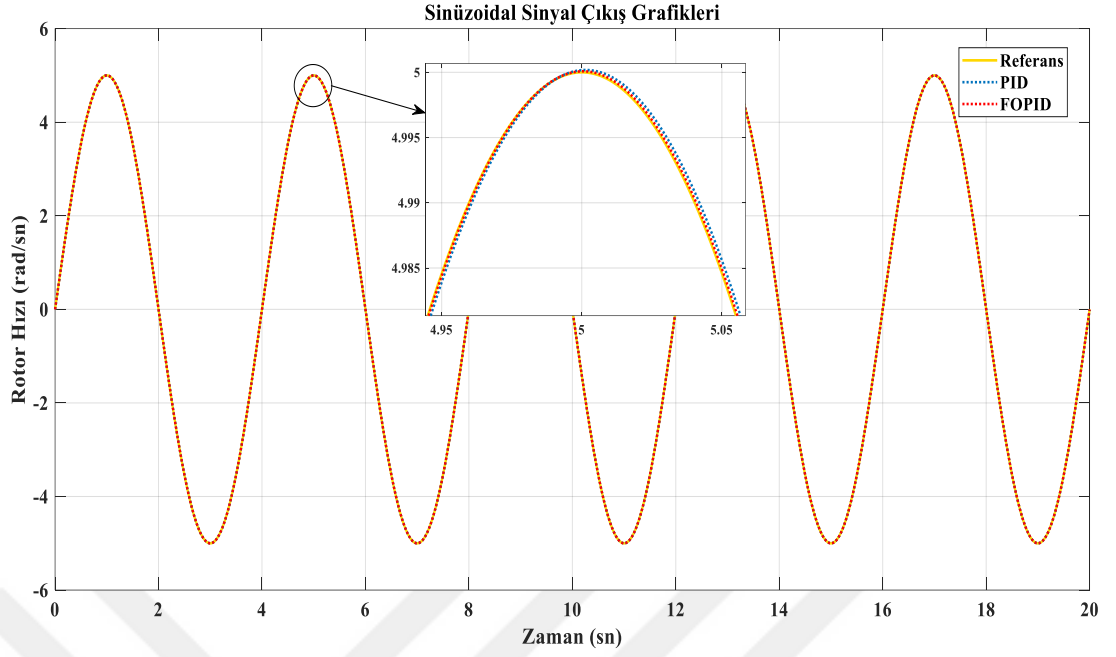
Şekil 4.3. DC motorun kare dalga girişine karşı simülasyon çıkış işaretleri

Simülasyon ortamında PID ve FOPID denetleyici ile hız kontrolü yapılan DC motorun kare dalga referans sinyaline karşı hata sinyalleri Şekil 4.4'te verilmiştir.



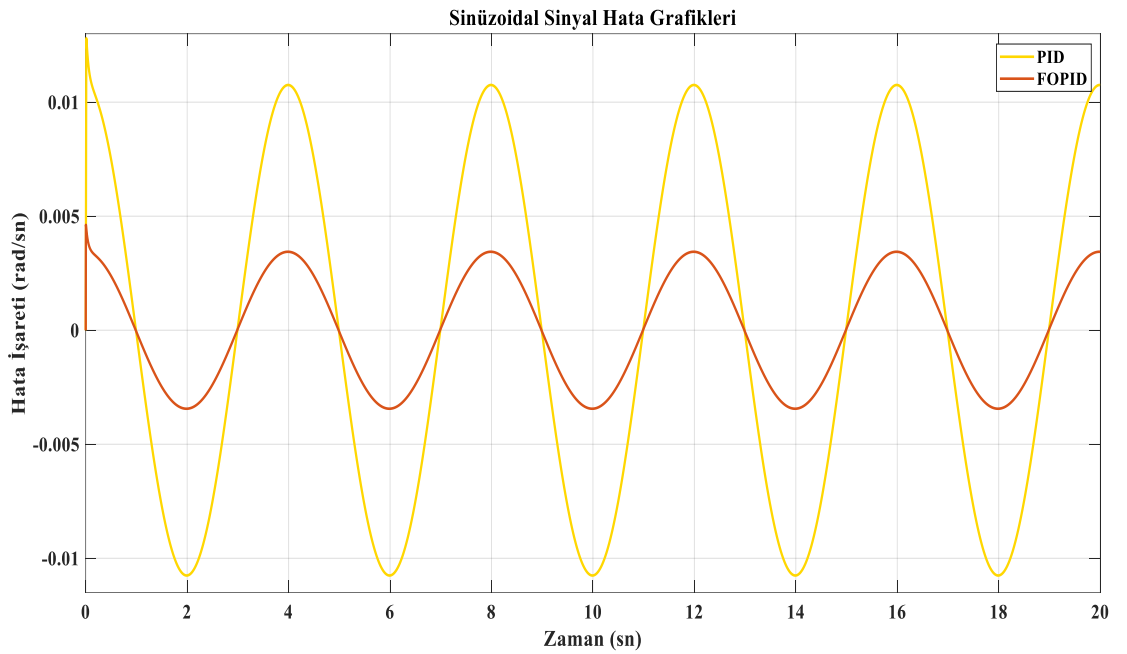
Şekil 4.4. DC motorun kare dalga girişine karşı simülasyon hata işaretleri

Şekil 4.5'te sinüzoidal dalga girişine karşı PID ve FOPID denetleyici ile kontrol edilen DC motorun hız değişim grafikleri verilmiştir.



Şekil 4.5. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı simülasyon çıkış işaretleri

Şekil 4.6’da sinüzoidal referans sinyaline karşı, DC motorun PID ve FOPID kontrolcü ile denetimi sonucunda oluşan hata işaretleri sunulmuştur.



Şekil 4.6. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı simülasyon hata işaretleri

Şekil 4.3 ve 4.4’te kare dalga girişine karşı; Şekil 4.5 ve 4.6’da ise sinüzoidal dalga girişine karşı DC motorun hız değişim işaretleri ve hata işaretleri verilmiştir. Bu

grafiklerden de görüldüğü üzere, FOPID denetleyici PID denetleyiciye göre referans sinyale daha yakın çıkış vermiştir. Ayrıca hata değeri de PID denetleyiciye oranla daha azdır. FOPID denetleyicinin PID denetleyiciden daha başarılı bir performans sergileyerek sistemi daha iyi kontrol ettiği görülmektedir.

Kare dalga giriş sinyali için PID ve FOPID kontrolör performans analiz sonuçları Çizelge 4.2’de verilmiştir. Bu analiz yapılırken ikinci yarım periyod (2-4 saniye aralığı) dikkate alınmıştır. Bu değerler bulunurken “stepinfo” komutundan yararlanılmıştır.

Çizelge 4.2. DC motor PID ve FOPID denetleyici ile hız kontrolü simülasyon performans analiz sonuçları

	Yerleşme zamanı (t_s)	Yükselme zamanı (t_r)	Tepe zamanı (t_p)	Yüzde Aşım (M_p)	Ortalama Kararlı hal hatası(E_{kh})
PID	0,0068	0,0041	0,0160	0,8197	0,0078
FOPID	0,0024	0,0014	0,0060	0,3280	0,0019

Kararlı hal hatası sistemin giriş (referans) sinyali ile çıkış sinyali arasındaki fark alınarak elde edilmektedir.

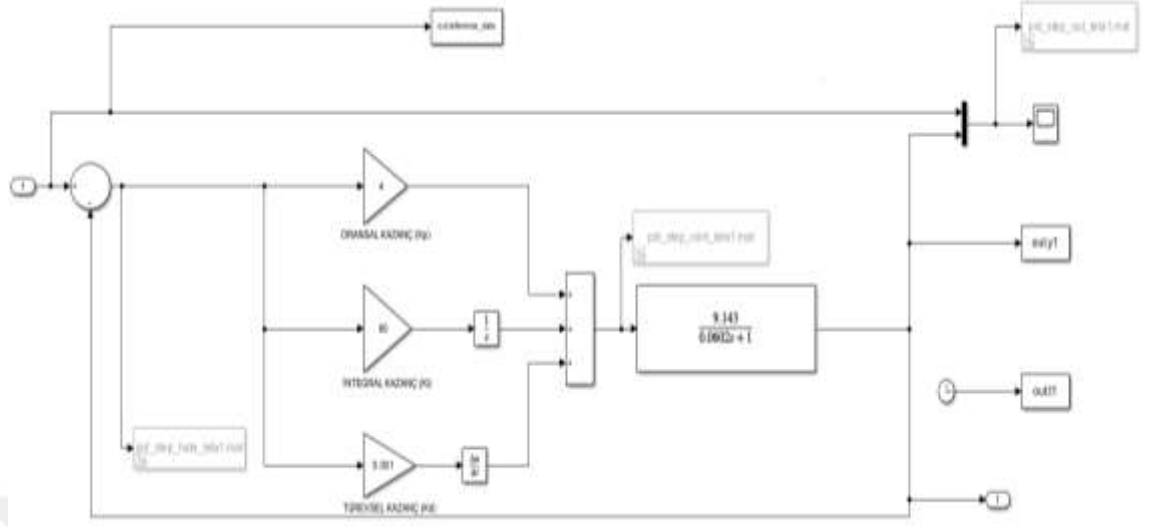
Çizelge 4.2’den de görüldüğü üzere FOPID kontrolcü PID kontrolcüye göre yerleşme zamanı, yükselme zamanı, tepe zamanı, aşım ve ortalama kararlı hal hatası bakımından çok daha iyi sonuçlar vermiştir.

Hem grafiklere hem de sayısal verilere dayanarak FOPID denetleyicinin PID denetleyiciden daha üstün performans sergilediği ve sistemi daha başarılı denetlediği sonucuna varılmaktadır.

4.1.2. Paralel robot manipülatörünün konum kontrolü simülasyon sonuçları

Eşitlik 3.52’de bulunan θ_1 , θ_2 ve θ_3 eklem açıları MATLAB/Simulink’te tasarlanan konum kontrol sistemine uygulanarak, paralel robot manipülatörün konum kontrolü gerçekleştirilerek PID ve FOPID kontrolör performansları incelenmiştir.

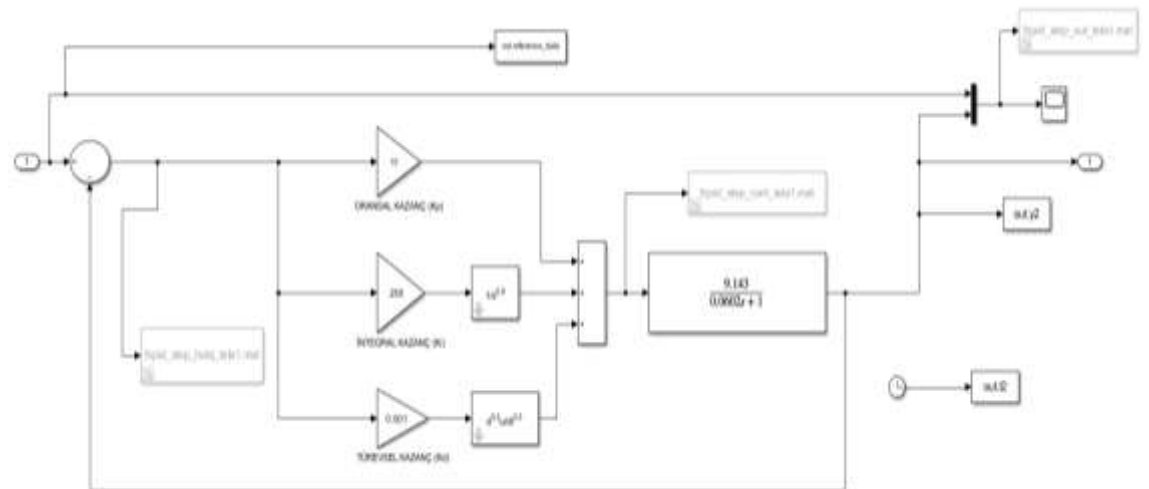
Sistemin PID kontrolcü ile tasarımı Şekil 4.7’de verilmiştir.



Şekil 4.7. PID kontrolör ile paralel robot manipülatörünün konum kontrol devre şeması

Şekil 4.7’de gösterildiği gibi paralel robot manipülatörünün simülasyon ortamında PID denetleyici ile konum kontrolü yapılmıştır. Referans sinyal olarak θ_1 eklem açısının radyan değeri uygulanmıştır. Daha sonra referans sinyal olarak Şekil 4.7’de gösterilen sisteme sırasıyla θ_2 ve θ_3 eklem açılarının radyan değeri uygulanmıştır.

Şekil 4.8’de paralel robot manipülatörünün FOPID kontrolör ile simülasyon ortamında pozisyon kontrolünün devre tasarımı gösterilmektedir.



Şekil 4.8. FOPID kontrolör ile paralel robot manipülatörünün konum kontrol devre şeması

Şekil 4.8’de referans sinyal olarak θ_1 eklem açısının radyan değeri uygulanmıştır. Daha sonra Şekil 3.20’de gösterilen aynı sisteme, referans sinyal olarak sırasıyla θ_2 ve θ_3 eklem açılarının radyan değeri uygulanmıştır.

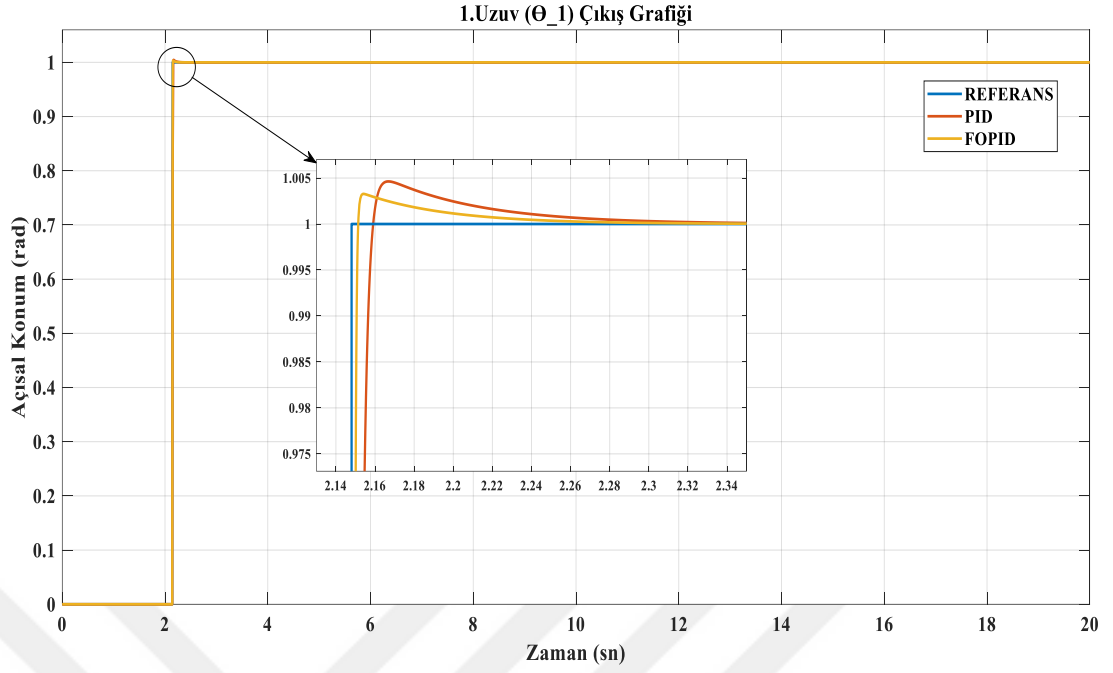
Çizelge 4.3’te, paralel robot manipülatörünün, simülasyon ortamında PID ve FOPID kontrolcü ile konum kontrolünde, PID ve FOPID kontrolör parametrelerine verilen değerler gösterilmiştir.

Çizelge 4.3. Paralel robot manipülatörü simülasyon ortamında konum kontrolü PID ve FOPID parametre değerleri

	PID Kontrolcü	FOPID Kontrolcü
K_p	4	11
K_i	80	250
K_d	0,001	0,001
λ	-	0,9
μ	-	0,3

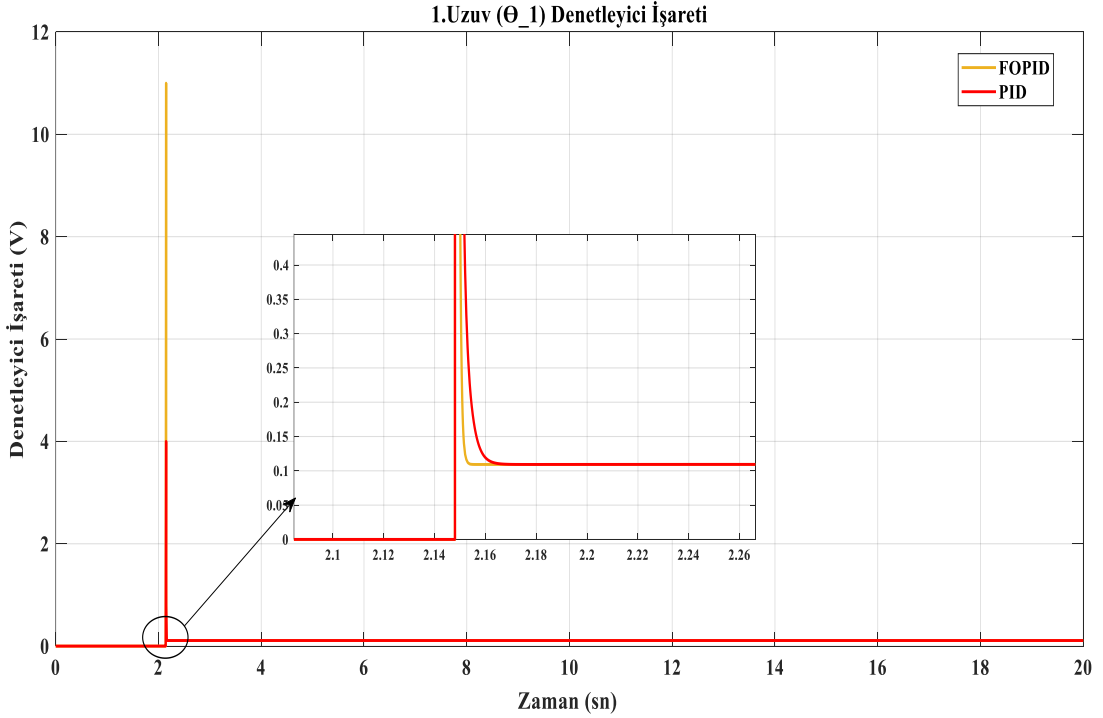
Konum kontrolü yapılan düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörünün mafsallarındaki motorlarının, DC motorun gerçek zamanlı hız kontrolünde kullanılan KMDA motoru olduğu varsayılmış ve eşitlik 3.24’teki transfer fonksiyonu baz alınmıştır. Bu yüzden PID ve FOPID kontrolör parametre değerleri DC motorun simülasyon ortamındaki hız kontrolündeki parametre değerleri ile aynı olmaktadır.

PID ve FOPID denetleyici ile simülasyon ortamında konum kontrolü gerçekleştirilen düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörünün 1.uzuv için açısal konum değişimi eğrileri Şekil 4.9’da verilmiştir.



Şekil 4.9. Paralel robot manipülatörü 1.uzuv açısai konum değışimleri

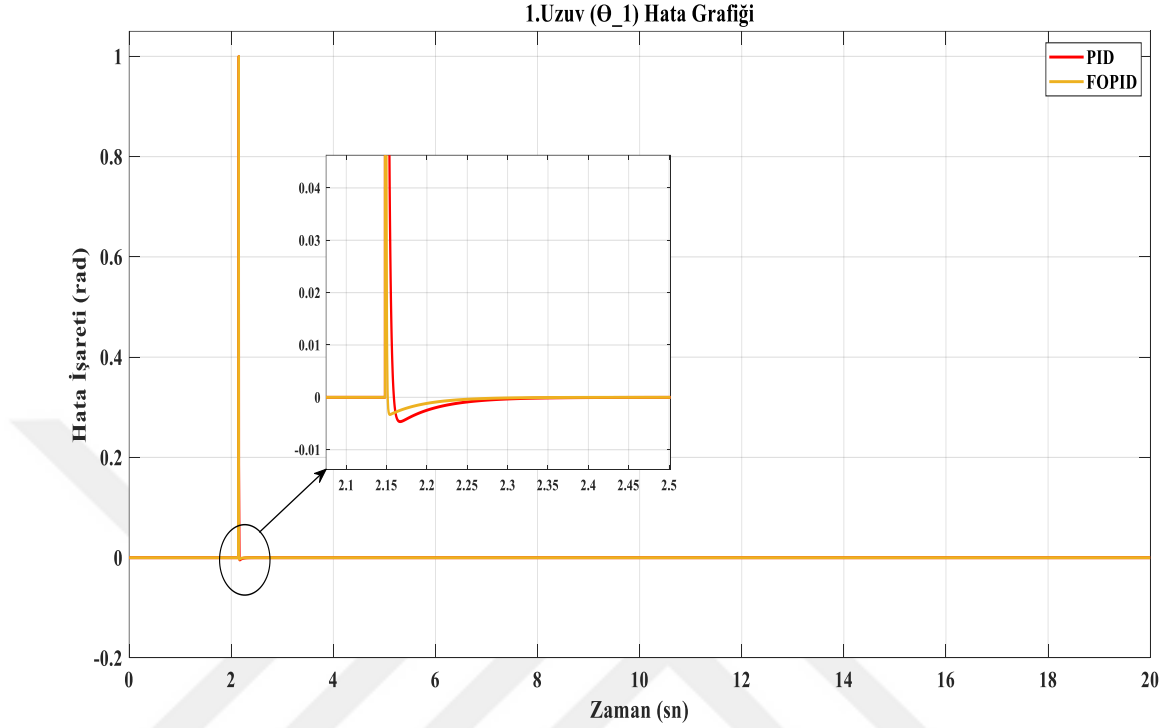
PID ve FOPID kontrolcü ile simülasyon ortamında konum kontrolü gerçekleştirilen robot manipülatörünün 1.uzuv için denetleyici eğrileri Şekil 4.10'da verilmiştir.



Şekil 4.10. Paralel robot manipülatörü 1.uzuv denetleyici işaretleri

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

1.uzvun PID ve FOPID denetleyici ile konum kontrolünün gerçekleştirilmesi sonucu oluşan hata eğrileri Şekil 4.11’de verilmiştir.



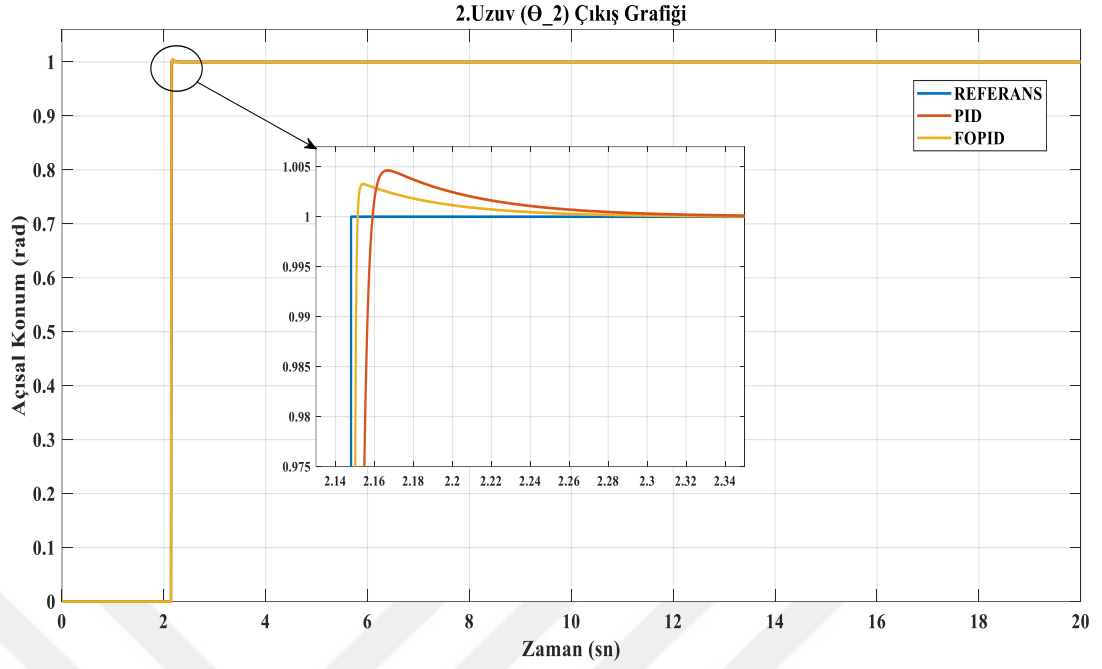
Şekil 4.11. Paralel robot manipülatörü 1.uzuv hata işaretleri

PID ve FOPID denetleyici ile konum kontrolü gerçekleştirilen paralel robot manipülatörünün 1.uzvu için kontrolör performans analiz sonuçları Çizelge 4.4’te gösterilmiştir.

Çizelge 4.4. 1.uzuv (θ_1) için PID ve FOPID denetleyici performans analiz sonuçları

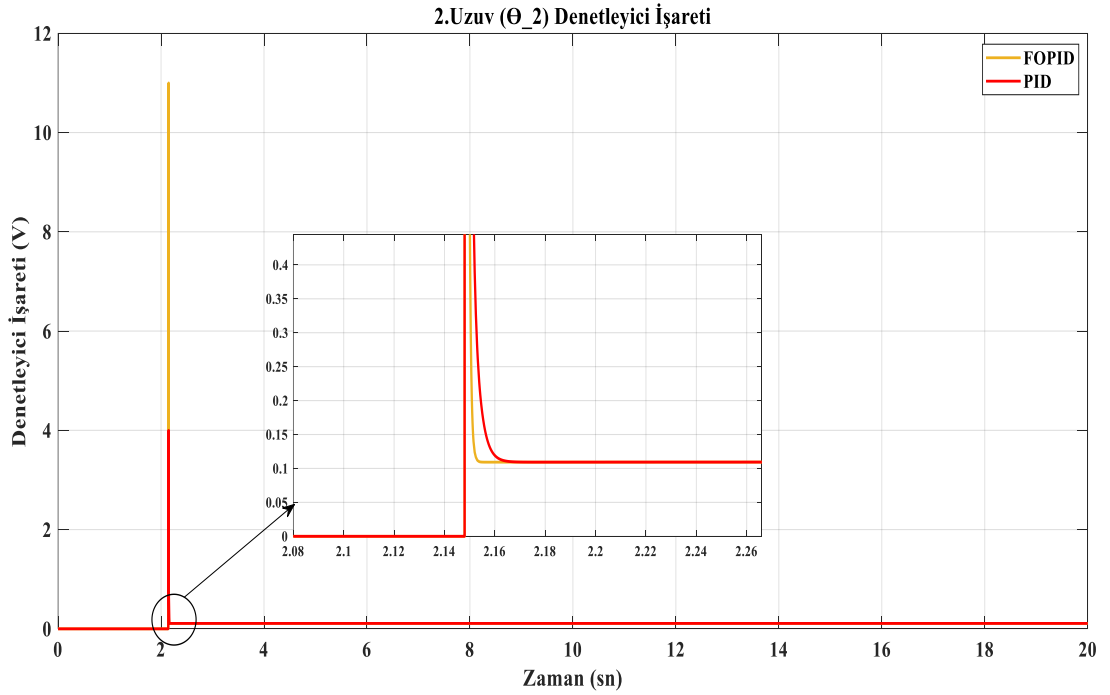
	Yerleşme zamanı (t_s)	Yükselme zamanı (t_r)	Tepe zamanı (t_p)	Yüzde Aşım (M_p)	Ortalama Kararlı hal hatası(E_{kh})
PID	2,1551	0,0036	2,1670	0,4077	$1,2891 \times 10^{-4}$
FOPID	2,1504	0,0014	2,1540	0,3277	$4,3971 \times 10^{-5}$

PID ve FOPID denetleyici ile pozisyon kontrolü yapılan paralel robot manipülatörünün 2.uzvunun açısal konum değişim eğrileri Şekil 4.12’de gösterilmiştir.



Şekil 4.12. Paralel robot manipülatörü 2.uzuv açısai konum değışimleri

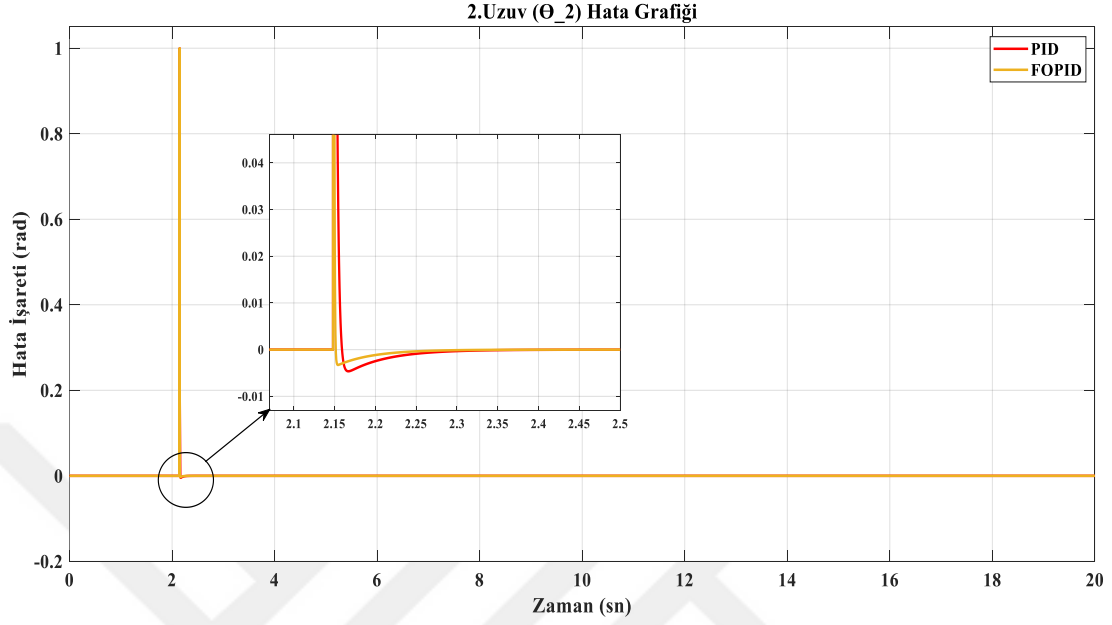
2.Uzvu konum kontrolü sonucu oluşan denetleyici işaretleri Şekil 4.13'te verilmiştir.



Şekil 4.13. Paralel robot manipülatörü 2.uzuv denetleyici işaretleri

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

2.Uzvun PID ve FOPID denetleyici ile konum kontrolü sonucu oluşan hata işaretleri Şekil 4.14'te verilmiştir.



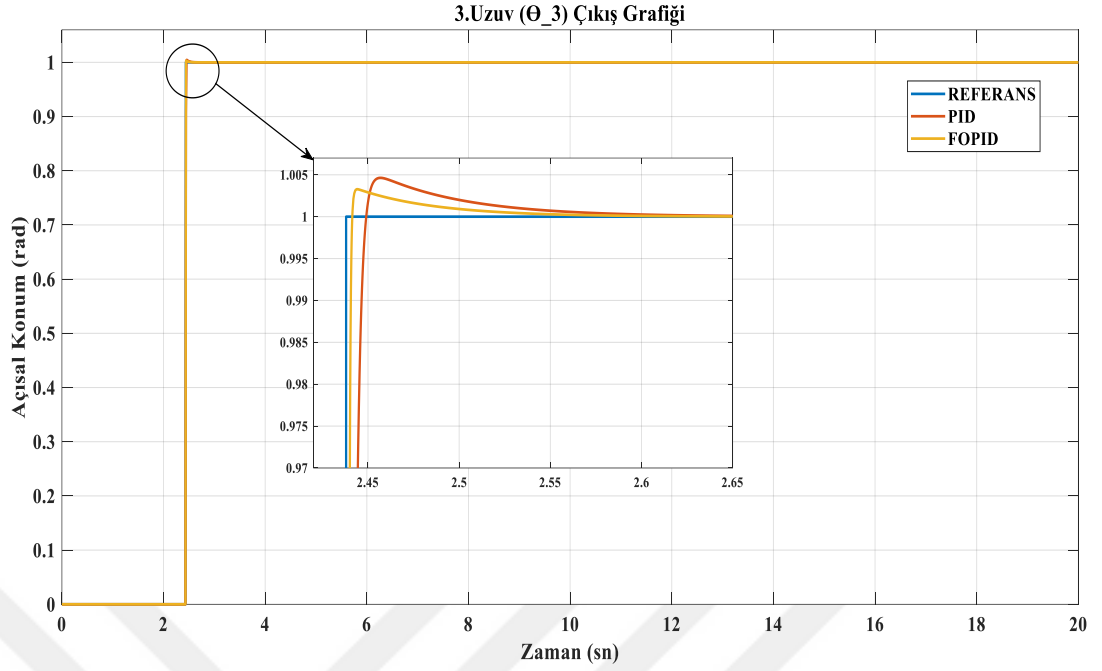
Şekil 4.14. Paralel robot manipülatörü 2.uzuv hata işaretleri

2.Uzvun PID ve FOPID denetleyiciler ile konum kontrolünün denetleyici performans analiz sonuçları Çizelge 4.5'te verilmiştir.

Çizelge 4.5. 2.uzuv (Θ_2) için PID ve FOPID denetleyici performans analiz sonuçları

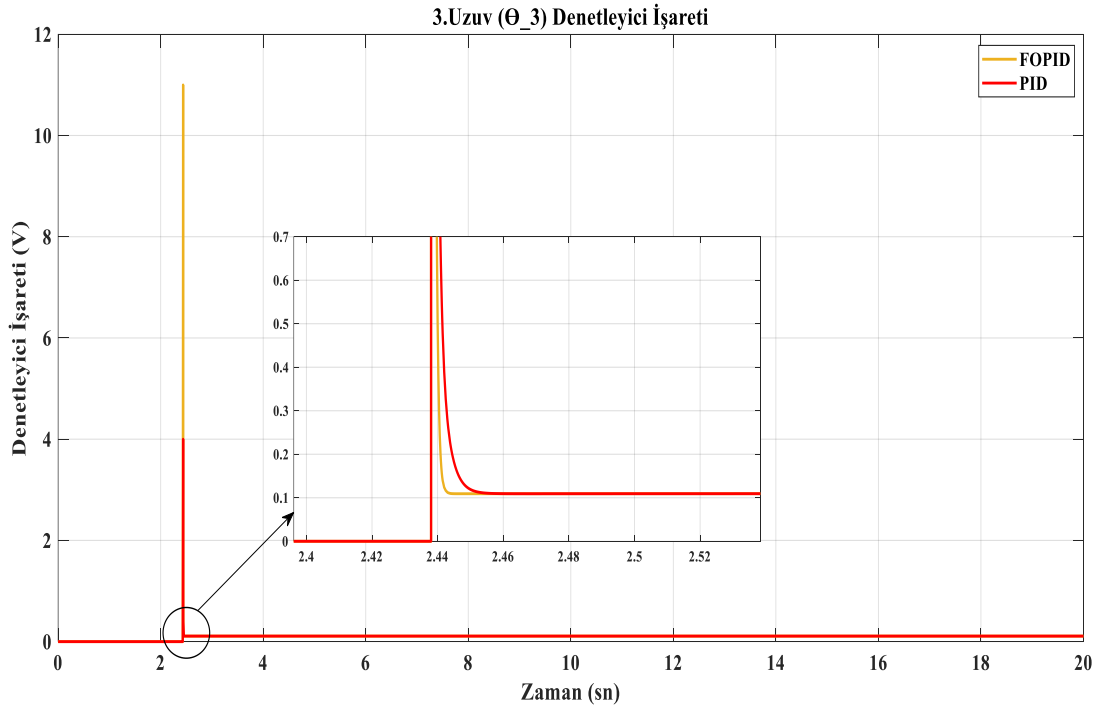
	Yerleşme zamanı (t_s)	Yükselme zamanı (t_r)	Tepe zamanı (t_p)	Yüzde Aşım (M_p)	Ortalama Kararlı hal hatası(E_{kh})
PID	1,5951	0,0036	1,6070	0,4077	$1,2891 \times 10^{-4}$
FOPID	1,5904	0,0014	1,5940	0,3277	$4,3971 \times 10^{-5}$

PID ve FOPID denetleyici ile pozisyon kontrolü yapılan paralel robot manipülatörünün 3.uzvunun açısal konum değişim eğrileri Şekil 4.15'te gösterilmiştir.



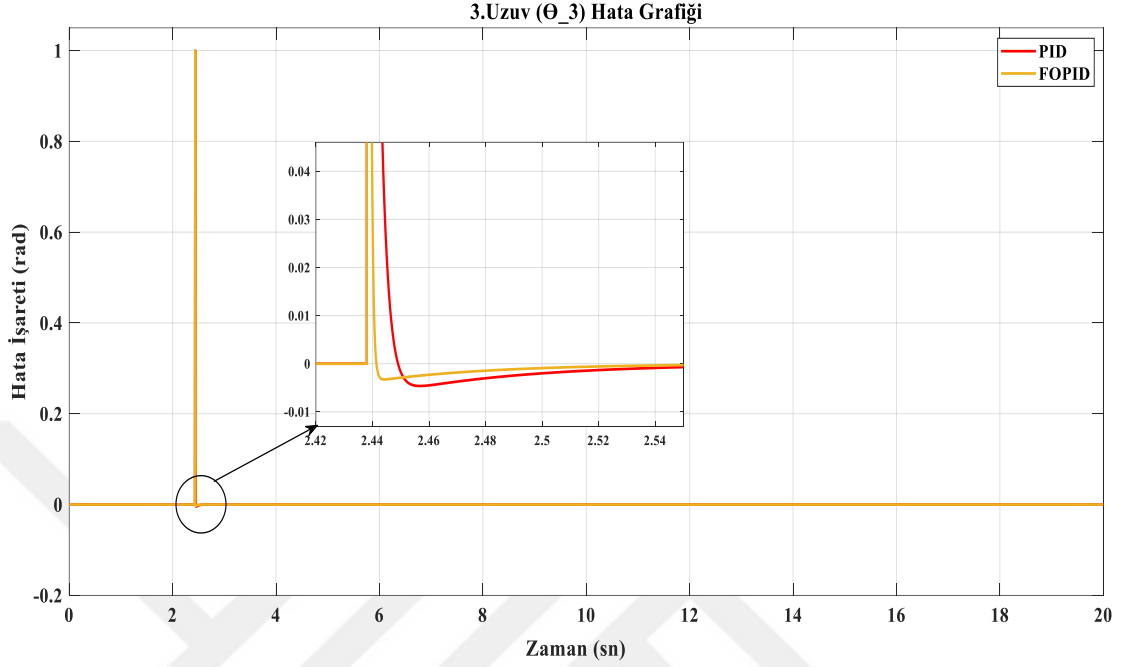
Şekil 4.15. Paralel robot manipülatörü 3.uzuv açısıl konum değişimleri

PID ve FOPID kontrolcü ile simülasyon ortamında konum kontrolü gerçekleştirilen robot manipülatörünün 3.uzuv için denetleyici eğrileri Şekil 4.16'da verilmiştir.



Şekil 4.16. Paralel robot manipülatörü 3.uzuv denetleyici işaretleri

PID ve FOPID denetleyici ile konum kontrolü gerçekleştirilen paralel robot manipülatörünün 3.uzvunun hata işaretleri Şekil 4.17’de verilmiştir.



Şekil 4.17. Paralel robot manipülatörü 3.uzuv hata işaretleri

PID ve FOPID denetleyici ile konum kontrolü gerçekleştirilen paralel robot manipülatörünün 3.uzvu için kontrolör performans analiz sonuçları Çizelge 4.6’da verilmiştir.

Çizelge 4.6. 3.uzuv (θ_3) için PID ve FOPID denetleyici performans analiz sonuçları

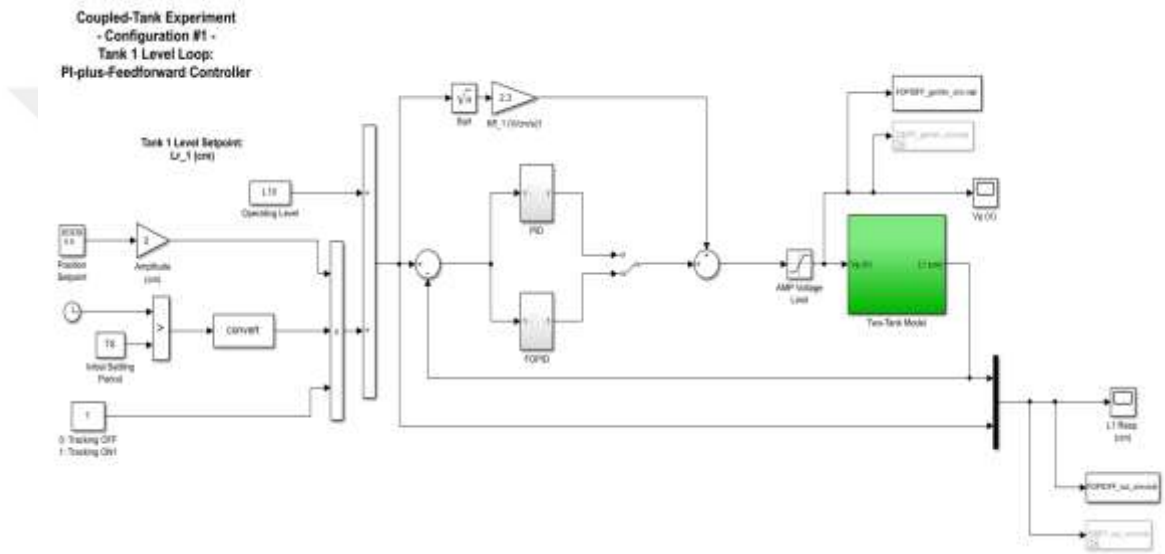
	Yerleşme zamanı (t_s)	Yükselme zamanı (t_r)	Tepe zamanı (t_p)	Yüzde Aşım (M_p)	Ortalama Kararlı hal hatası(E_{kh})
PID	2,4451	0,0036	2,4570	0,4077	$2,3650 \times 10^{-4}$
FOPID	2,4404	0,0014	2,4440	0,3277	$8,9792 \times 10^{-5}$

Simülasyon ortamında, düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörünün konum kontrolü sonucunda elde edilen grafiklere ve sayısal verilere bakıldığında yerleşme zamanı, yükselme zamanı, yüzde aşım ve kararlı hal hatası bakımından FOPID kontrolörün PID kontrolörden daha başarılı sonuçlar verdiği görülmektedir. Bu bilgilere

dayanarak FOPID denetleyici PID denetleyiciye göre sistemi daha başarılı bir şekilde kontrol etmiş ve daha üstün bir performans sergilemiştir.

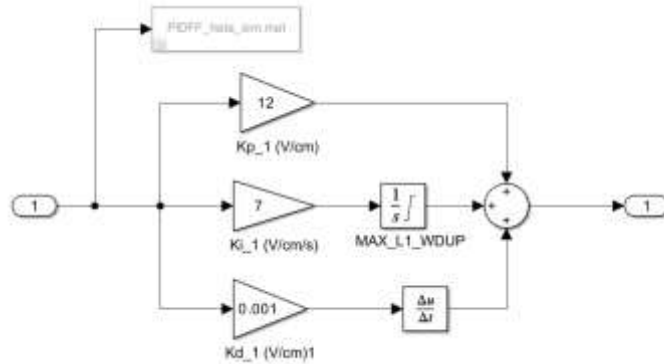
4.1.3. İkili tank sıvı seviye sisteminin sıvı seviye kontrolü simülasyon sonuçları

Sıvı seviye tank sisteminin MATLAB/Simulink ortamında PID ve FOPID denetleyici ile sıvı seviye kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sıvı seviye kontrolü sadece tank 1 için yapılmıştır. Sistemin MATLAB/Simulink'teki modeli Şekil 4.18'de gösterilmiştir.



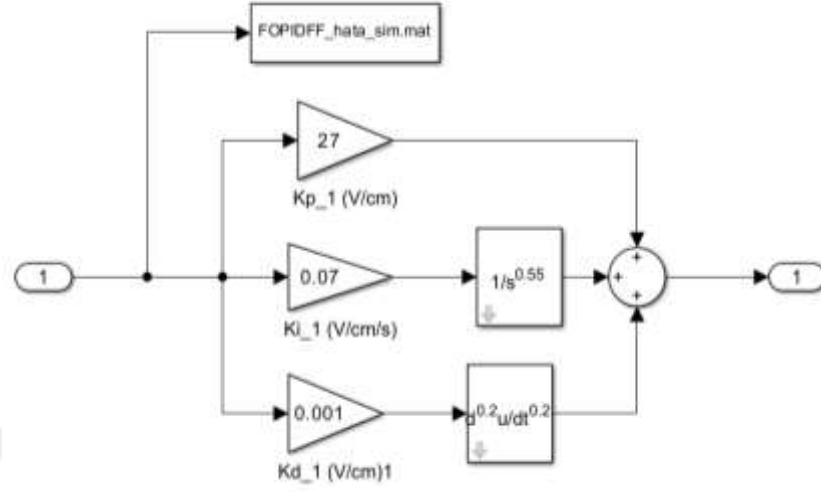
Şekil 4.18. İkili tank sıvı seviye sistemi sıvı seviye kontrol simülasyon devre şeması

Şekil 4.19'da çift tank sıvı seviye sisteminin PID kontrolör ile simülasyon ortamında sıvı seviye kontrolünün devre tasarımı gösterilmiştir.



Şekil 4.19. İkili tank sıvı seviye sisteminin PID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün simülasyon devre şeması

Şekil 4.20’de çift tank sıvı seviye sisteminin FOPID kontrolör ile simülasyon ortamında sıvı seviye kontrolünün devre tasarımı gösterilmiştir



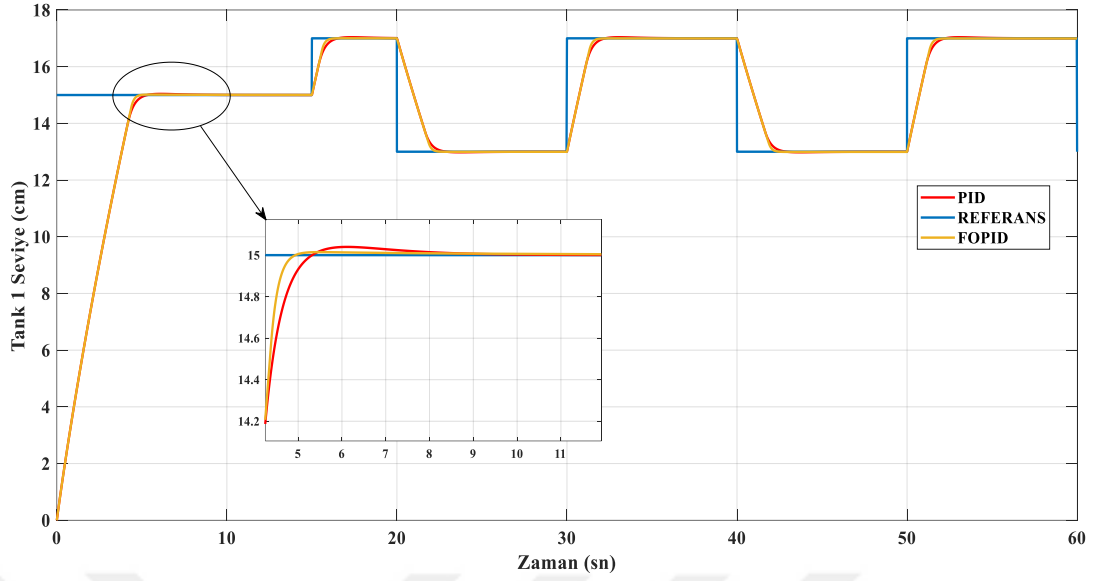
Şekil 4.20. İkili tank sıvı seviye sisteminin FOPID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün simülasyon devre şeması

Çizelge 4.7’de, ikili tank sıvı seviye sisteminin, simülasyon ortamında PID ve FOPID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünde, PID ve FOPID kontrolör parametrelerine verilen değerler gösterilmiştir.

Çizelge 4.7. İkili tank sıvı seviye sistemi simülasyon PID ve FOPID parametre değerleri

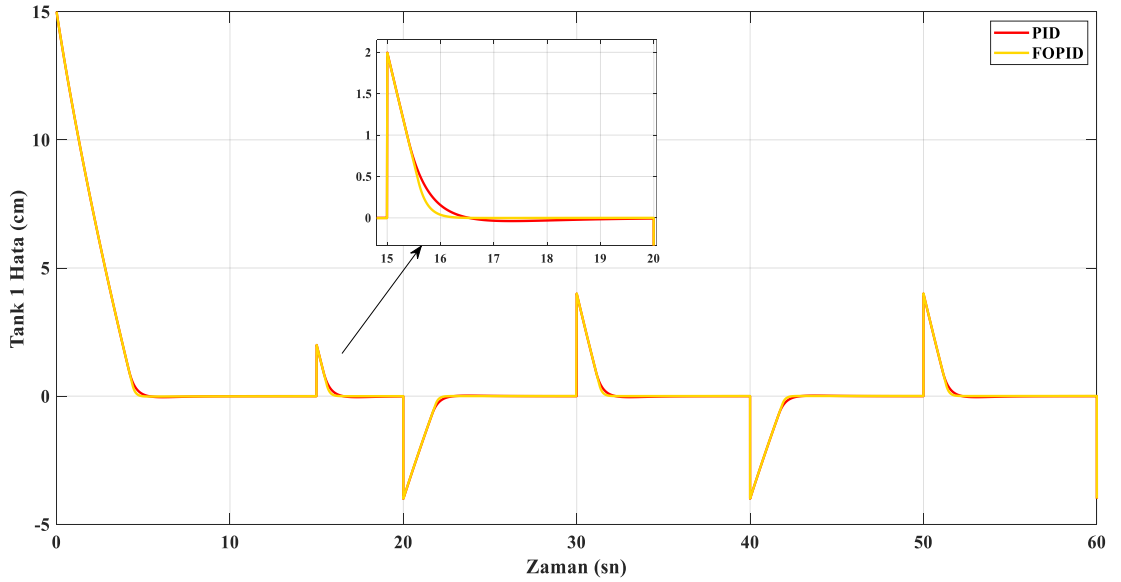
	PID Kontrolcü	FOPID Kontrolcü
K_p	12	27
K_i	7	0,07
K_d	0,001	0,001
λ	-	0,55
μ	-	0,2

İkili tank sıvı seviye sisteminin simülasyon ortamında PID ve FOPID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün tank 1 için çıkış işaretleri Şekil 4.21’de verilmiştir.



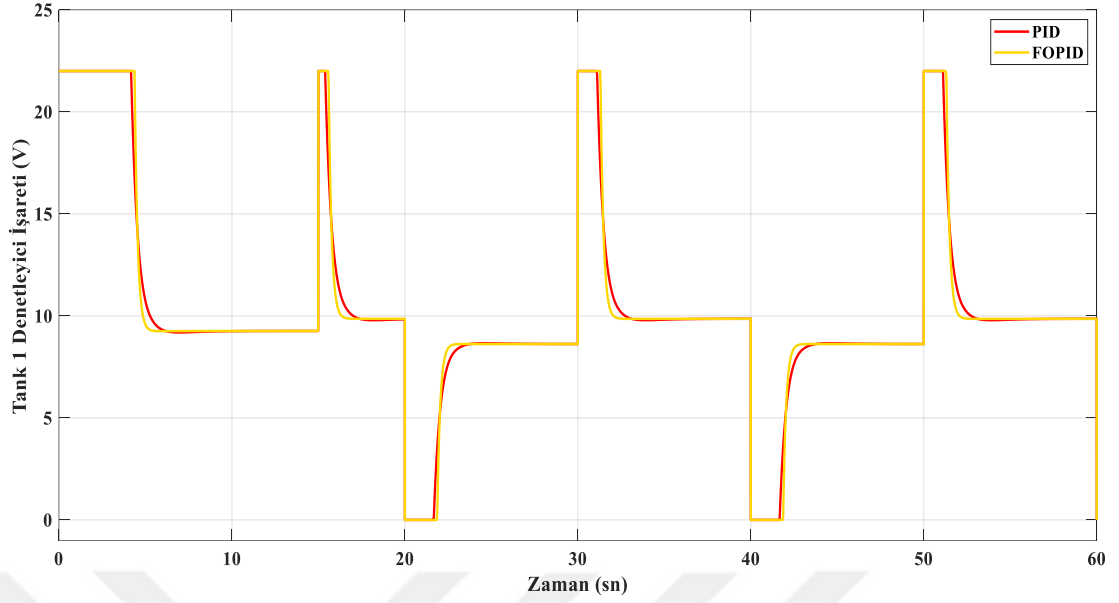
Şekil 4.21. İkili tank sıvı seviye sisteminin sıvı seviye kontrolünün tank 1 simülasyon çıkış işaretleri

İkili tank sıvı seviye sisteminin simülasyon ortamında PID ve FOPID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün tank 1 için hata işaretleri Şekil 4.22’de verilmiştir.



Şekil 4.22. İkili tank sıvı seviye sisteminin sıvı seviye kontrolünün tank 1 simülasyon hata işaretleri

İkili tank sıvı seviye sisteminin simülasyon ortamında PID ve FOPID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün tank 1 için denetleyici işaretleri Şekil 4.23’te verilmiştir.



Şekil 4.23. İkili tank sıvı seviye sisteminin sıvı seviye kontrolünün tank 1 simülasyon denetleyici işaretleri

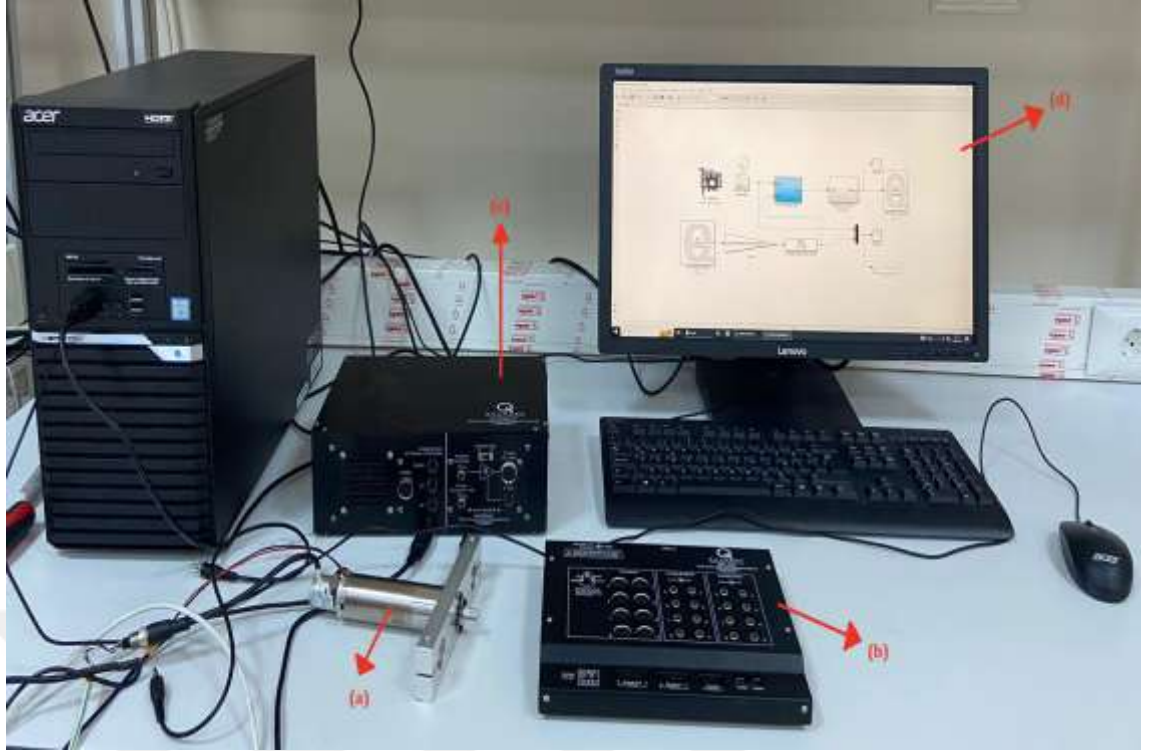
Elde edilen grafiklerden görüldüğü üzere FOPID kontrolör, oturma zamanı, yükselme zamanı, aşım ve kalıcı hal hatası bakımından PID kontrolöre göre daha başarılı performans sergileyerek referans girişe daha yakın sonuç vermiştir.

4.2. Deneysel Sonuçlar

Bu bölümde gerçek zamanlı uygulamada, DC motorun PID ve FOPID kontrolcü ile hız kontrolünden ve ikili tank sıvı seviye sisteminin PID ve FOPID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünden elde edilen sonuçlar verilmiştir.

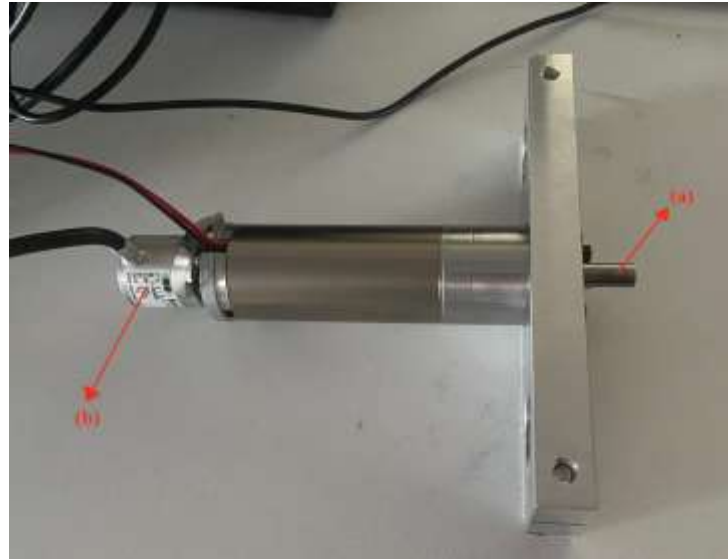
4.2.1. DC motor hız kontrolü deneysel sonuçlar

KMDA motorunun, simülasyon ortamında (MATLAB/Simulink) PID ve FOPID kontrolcü ile hız kontrolü yapıldıktan sonra gerçek zamanlı olarak hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı deney düzeneği Şekil 4.24'te gösterilmiştir.



Şekil 4.24. KMDAM gerçek zamanlı hız kontrolü deney düzeneği (a) KMDAM (b) Q8 USB veri toplama kartı (c) Güç kaynağı (d) Bilgisayar

Deneyde kullanılan KMDA motoru Şekil 4.25’de gösterilmiştir.



Şekil 4.25. KMDAM (a) Motor mili (b) Encoder kısmı

Gerçek zamanlı uygulamada kullanılan Baumer markalı encoder özellikleri Çizelge 4.8’de verilmiştir.

Çizelge 4.8. Encoder özellikleri

Elektriksel Değerler	
Çalışma Gerilimi	5 VDC $\pm$ 5 % 8...30 VDC
Ters Polarite Koruması	Var
Yüksüz Tüketim	$\leq$ 25 mA
Devir Başına Darbe Sayısı	30 ... 1024
Algılama Yöntemi	Optik
Çıkış Frekansı	$\leq$ 100 kHz
Çıkış Sinyalleri	A 90° B, N
Çıkış Aşamaları	TTL İtme-çekme kısa devre koruması
Mekanik Değerler	
Şaft Tipi	ø4 mm (kör içi boş şaft)
Çalışma Hızı	$\leq$ 10000 U/min
Başlangıç Torku	$\leq$ 0,005 Nm (+20 °C)
Materyal	Gövde: Alüminyum Şaft: paslanmaz çelik
Yaklaşık Ağırlık	45 gr
Dayanıklılık	DIN EN 60068-2-6 Titreşim 10 g, 55- 2000 Hz DIN EN 60068-2-27 Şok etkisi 30 g, 11 ms

Deneyde kullanılan güç kaynağı Şekil 4.26'da gösterilmiştir.



Şekil 4.26. Güç kaynağı

Deneyde kullanılan Quanser markalı güç kaynağı özellikleri Çizelge 4.9’da verilmiştir.

Çizelge 4.9. Güç kaynağı özellikleri

Boyut (uzunluk x genişlik x yükseklik)	25cm x 18cm x 10cm
Ağırlık	1.9 kg
Yükselteç Tipi	Doğrusal
Çıkış Sayısı	1
Sürekli Akım Çıkışı	± 4 A
Sürekli Voltaj Çıkışı	± 24 V
Analog Giriş Sayısı	4
AC Besleme Voltajı	100 – 127 V ya da 220 – 240 V
Yükselteç Kazancı	1 V/V ya da 3 V/V
Sürekli Çıkış Gücü	100 W

Deneyde kullanılan veri toplama kartı Şekil 4.27’de gösterilmiştir.



Şekil 4.27. Veri toplama kartı

Deneyde kullanılan Quanser Q8 veri toplama kartı özellikleri Çizelge 4.10’da verilmiştir.

Çizelge 4.10. Veri toplama kartı özellikleri

Bağlantı	USB 2.0
Analog Girişler	
Kanal Sayısı	8
Çözünürlük	16-bit
Giriş Aralığı	+/-5 V, +/-10 V
Analog Çıkışlar	
Kanal Sayısı	8
Çözünürlük	16-bit
Çıkış Aralığı	+/-5 V, +/-10 V
Encoder Girişleri	
Kanal sayısı	8
X4 Dörtlü Kod Çözmede Maksimum Sayım Frekansı	99 MHz
Dijital IO	

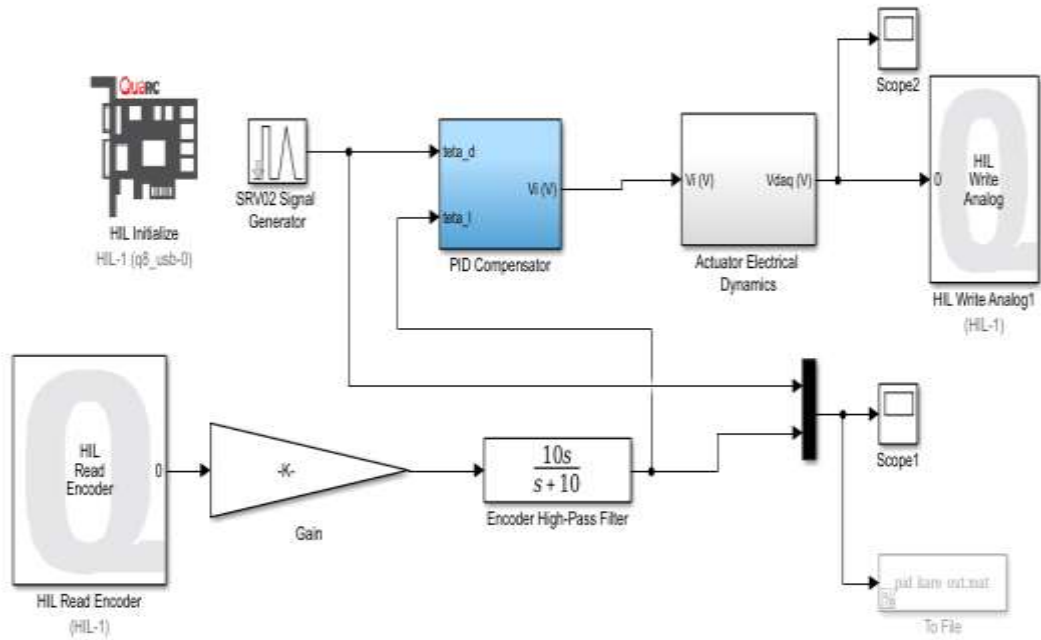
Çizelge 3.5. (devam)

Kanal Sayısı	8 (DI) 8 (DO)
--------------	------------------

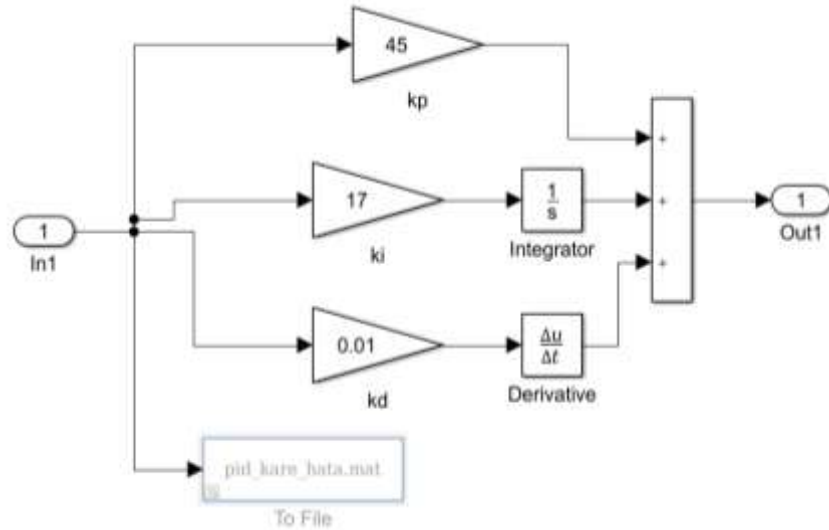
Çizelge 4.10. (devam)

PWM Çıkışlar	
Kanal Sayısı	8
Çözünürlük	16-bit
Çıkış (en düşük)	0,55 V
Çıkış (en yüksek)	4,50 V
Max. Frekans	49 MHz
Min. Frekans	24 Hz

KMDAM'ın gerçek zamanlı hız kontrol devresi Şekil 4.28'de gösterilmiştir.

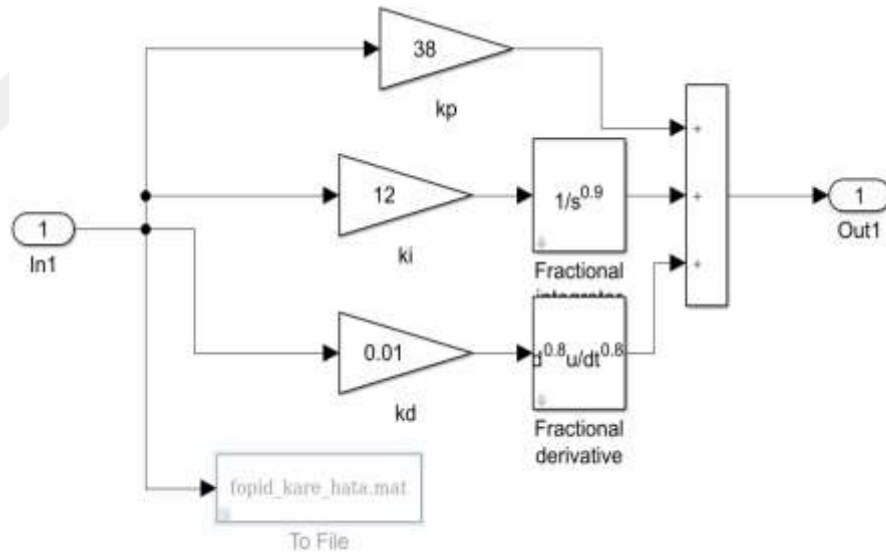
**Şekil 4.28.** KMDAM gerçek zamanlı hız kontrol devresi

KMDA motorunun PID kontrolcü ile hız kontrolünün devre şeması Şekil 4.29'da gösterilmiştir. Sisteme giriş olarak kare dalga verilmiştir.



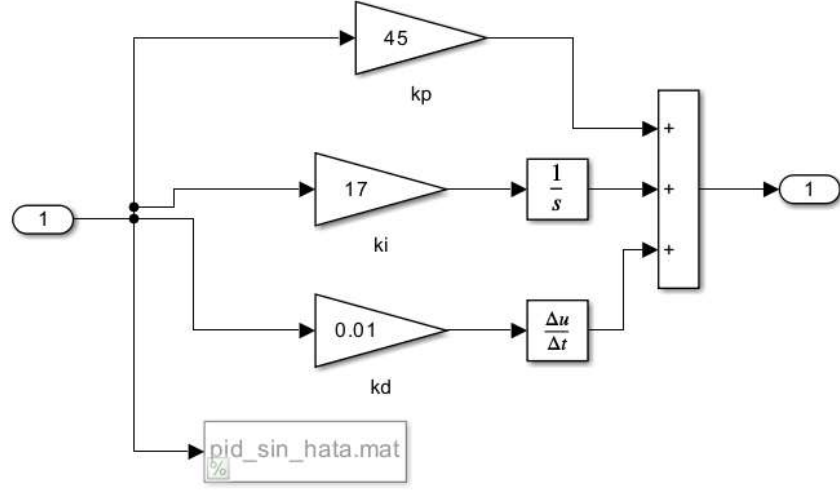
Şekil 4.29. Kare dalga giriş için PID kontrolcü devre şeması

KMDA motorunun FOPID kontrolcü ile hız kontrolünün devre şeması Şekil 4.30'da gösterilmiştir. Sisteme giriş olarak kare dalga verilmiştir.



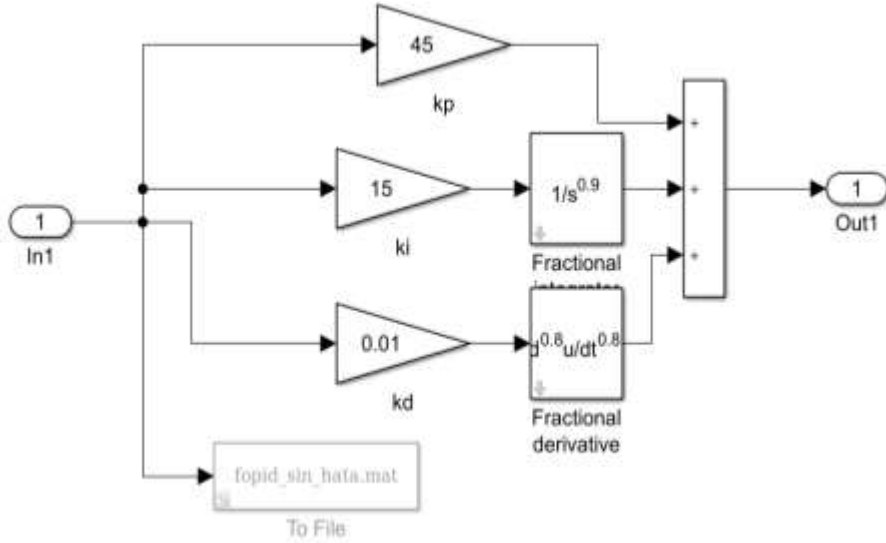
Şekil 4.30. Kare dalga giriş için FOPID kontrolcü devre şeması

Şekil 4.31'de KMDA motorunun PID kontrolcü ile hız kontrolünün devre şeması gösterilmiştir. Sisteme giriş olarak sinüzoidal dalga verilmiştir.



Şekil 4.31. Sinüzoidal dalga giriş için PID kontrolcü devre şeması

Şekil 4.32’de KMDA motorunun FOPID kontrolcü ile hız kontrolünün devre şeması gösterilmiştir. Sisteme giriş olarak sinüzoidal dalga verilmiştir.



Şekil 4.32. Sinüzoidal dalga giriş için FOPID kontrolcü devre şeması

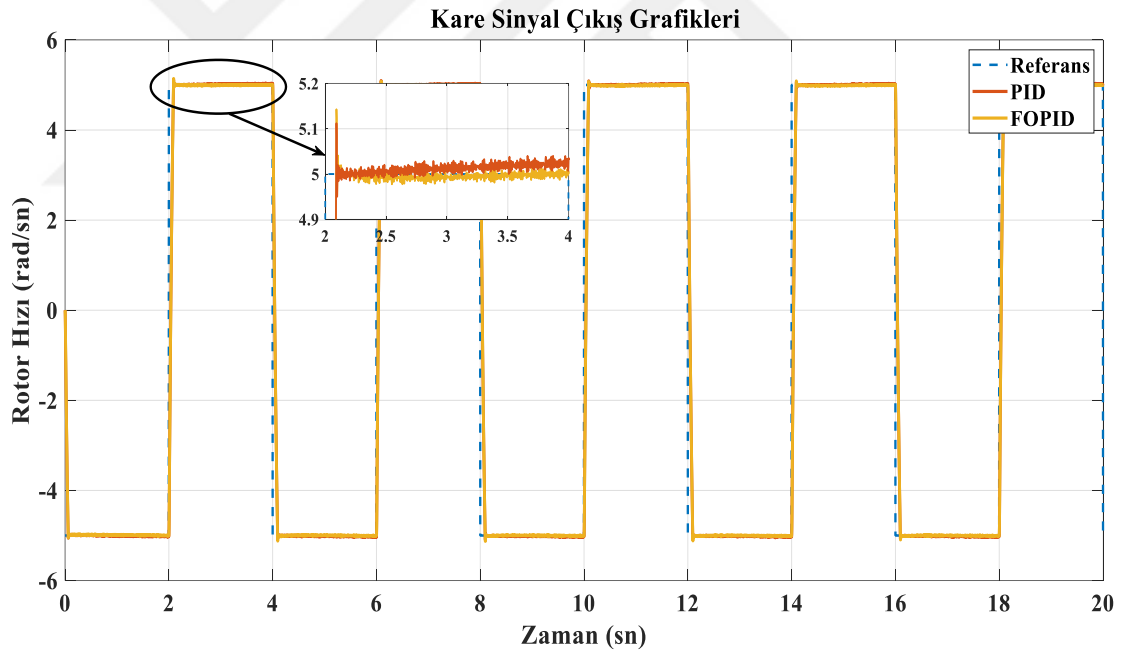
Çizelge 4.11’de, KMDA motorunun PID ve FOPID kontrolcü ile gerçek zamanlı hız kontrolünde, PID ve FOPID kontrolör parametrelerinin değerleri gösterilmiştir.

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

Çizelge 4.11. KMDAM gerçek zamanlı uygulama PID ve FOPID kontrolcü parametre değerleri

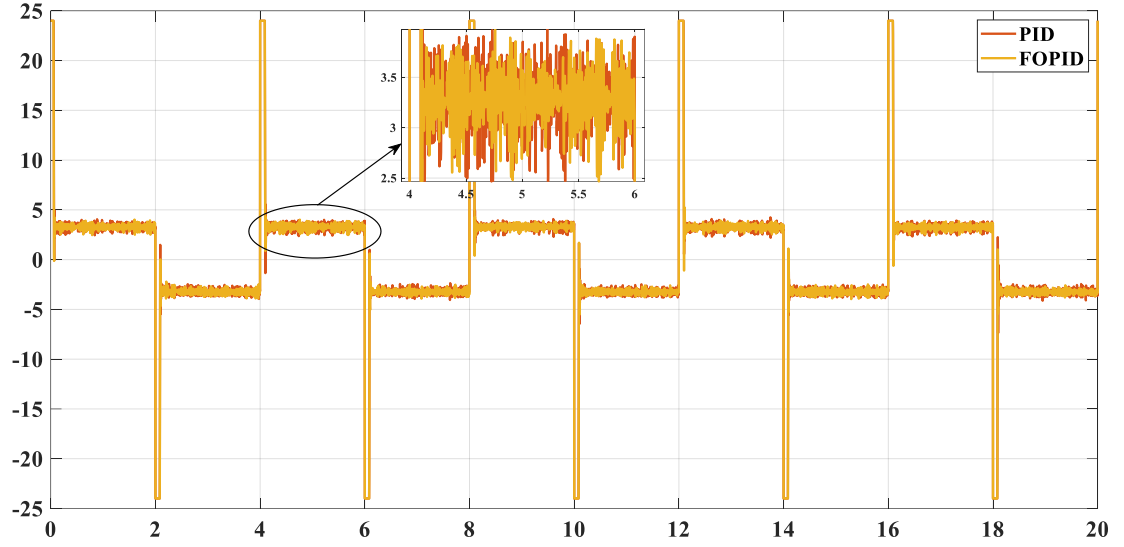
	PID Kontrolcü Kare Dalga	FOPID Kontrolcü Kare Dalga	PID Kontrolör Sinüzoidal Dalga	FOPID Kontrolcü Sinüzoidal Dalga
K_p	45	38	45	45
K_i	17	12	17	15
K_d	0,01	0,01	0,01	0,01
λ	-	0,9	-	0,9
μ	-	0,8	-	0,8

DC motorun PID ve FOPID denetleyici ile gerçek zamanlı hız kontrolünün kare dalga girişine karşı hız değişim eğrileri Şekil 4.33’de verilmiştir.



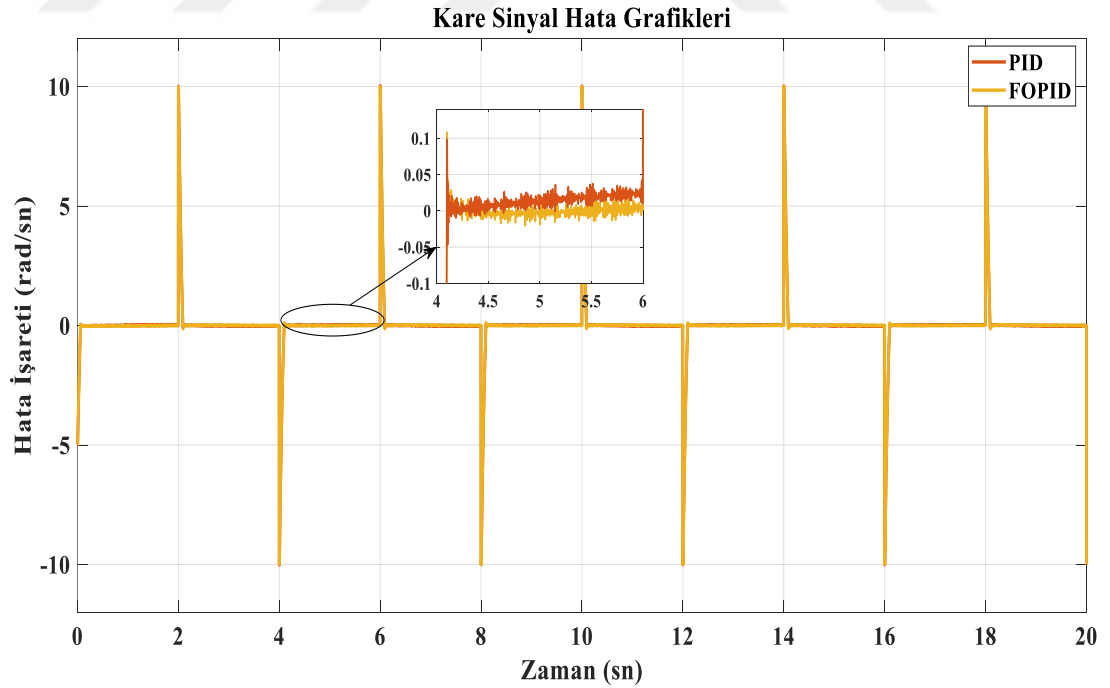
Şekil 4.33. DC motorun kare dalga girişine karşı gerçek zamanlı çıkış işaretleri

Şekil 4.34’te gerçek zamanlı uygulamada PID ve FOPID denetleyici ile kontrol edilen DC motorun denetleyici işaretleri verilmiştir.



Şekil 4.34. DC motorun kare dalga girişine karşı gerçek zamanlı denetleyici işaretleri

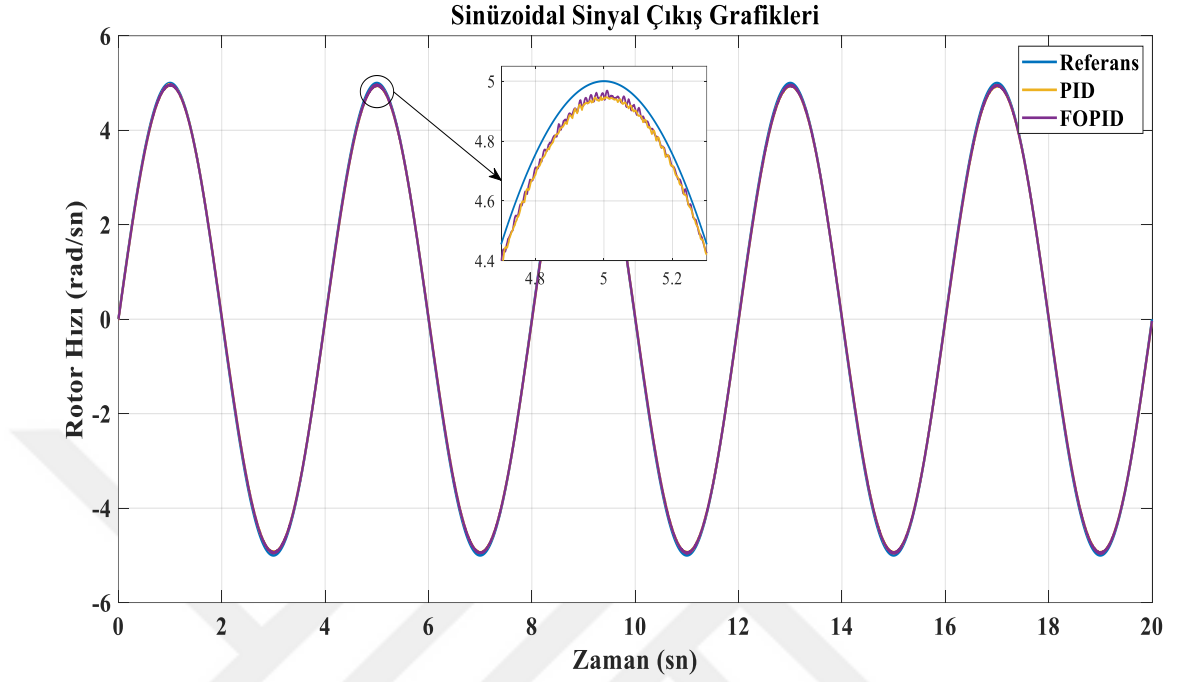
Kare dalga girişine karşı PID ve FOPID kontrolörün gerçek zamanlı uygulamadaki hata eğrileri Şekil 4.35’te verilmiştir.



Şekil 4.35. DC motorun kare dalga girişine karşı gerçek zamanlı hata işaretleri

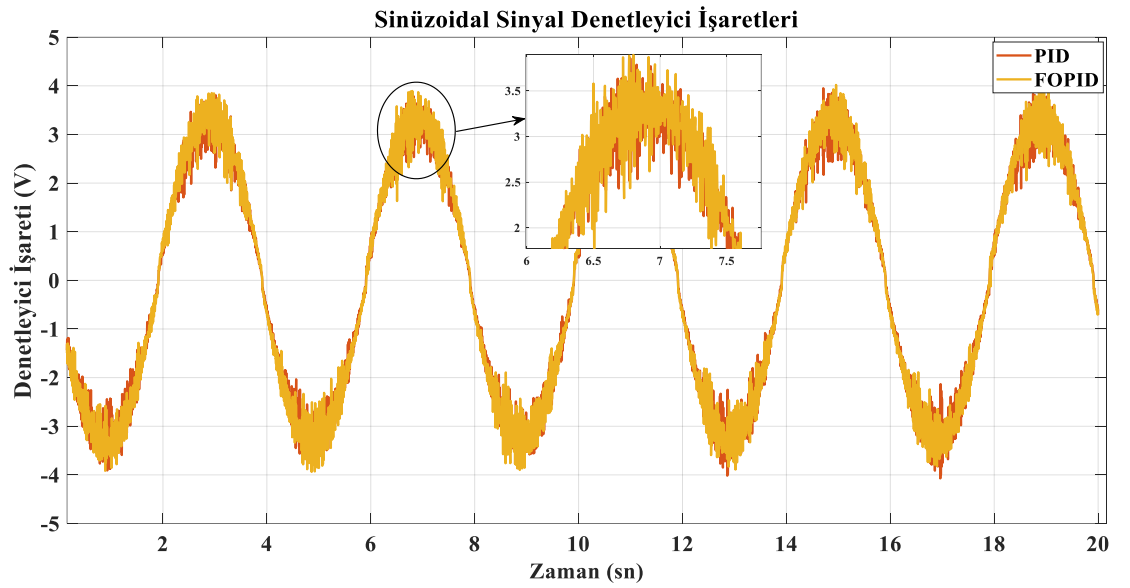
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

Gerçek zamanlı olarak, PID ve FOPID kontrolcü ile denetlenen DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı hız değişim eğrileri Şekil 4.36’da sunulmuştur.



Şekil 4.36. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı gerçek zamanlı çıkış işaretleri

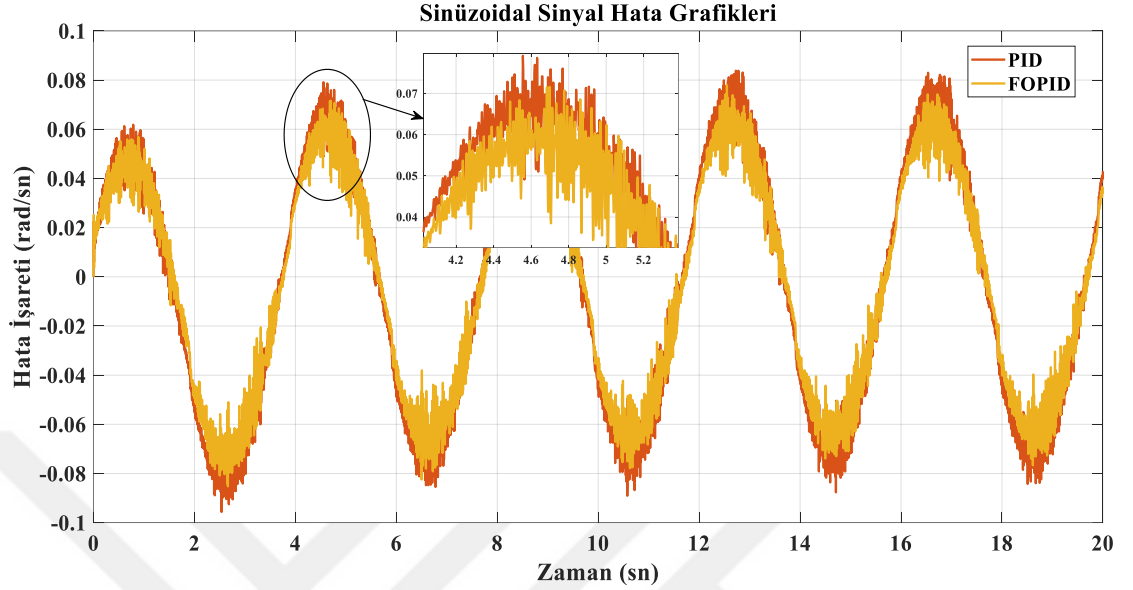
Şekil 4.37’de PID ve FOPID kontrolör ile denetlenen DC motorun gerçek zamanlı denetleyici işaretleri verilmiştir.



Şekil 4.37. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı gerçek zamanlı denetleyici işaretleri

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

DC motorun PID ve FOPID denetleyici ile gerçek zamanlı hız kontrolü sonucunda oluşan hata işaretleri Şekil 4.38’de sunulmuştur.



Şekil 4.38. DC motorun sinüzoidal dalga girişine karşı gerçek zamanlı hata işaretleri

Yukarıdaki grafikler göz önünde bulundurulduğunda, DC motorun gerçek zamanlı hız kontrolünde FOPID denetleyici kullanıldığında, hem kare dalga girişine karşı hem de sinüzoidal dalga girişine karşı elde edilen çıkış işaretinin PID denetleyici kullanıldığı duruma kıyasla referansa daha yakın sonuç verdiği görülmüştür. Ayrıca, FOPID kontrolörün hata değerinin PID kontrolöre göre daha düşük olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.12’de PID ve FOPID denetleyici ile denetlenen DC motorun gerçek zamanlı uygulamadaki kontrolör performans analiz sonuçları sunulmuştur.

Çizelge 4.12. DC motor PID ve FOPID denetleyici ile gerçek zamanlı hız kontrolü performans analiz sonuçları

	Yerleşme zamanı (t_s)	Yükselme zamanı (t_r)	Tepe zamanı (t_p)	Yüzde Aşım (M_p)	Ortalama Kararlı hal hatası(E_{kh})
PID	0,092	0,042	0,092	2,24	0,0077
FOPID	0,094	0,042	0,092	2,86	0,0052

Çizelge 4.12’den de anlaşılacağı üzere FOPID denetleyicinin PID denetleyiciyle hemen hemen aynı yerleşme zamanı, yükselme zamanı, tepe zamanı ve aşım değerine sahip olduğu görülmektedir. Ancak, FOPID denetleyici ile denetlenen sistemde oluşan ortalama kararlı hal hatası değeri, PID denetleyiciye kıyasla daha düşüktür. Hem bu değerler hem de grafik sonuçları incelendiğinde, FOPID denetleyicinin, simülasyon ortamında elde edilen sonuçlara paralel olarak, PID denetleyiciden daha üstün performans sergilediği sonucuna varılmıştır. Dolayısıyla, DC motorun simülasyon ortamında elde edilen FOPID denetleyicisinin PID denetleyiciden performans açısından üstün olduğu sonucu, gerçek zamanlı hız kontrolünden elde edilen sonuçlarla doğrulanmıştır.

4.2.2. İkili tank sıvı seviye sistemi sıvı seviye kontrolü deneysel sonuçlar

İkili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı olarak PID ve FOPID denetleyici ile sıvı seviye kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sıvı seviye kontrolü sadece tank-1 için yapılmıştır. Deney düzeneği Şekil 4.39’da verilmiştir.



Şekil 4.39. İkili tank sıvı seviye sistemi deney düzeneği

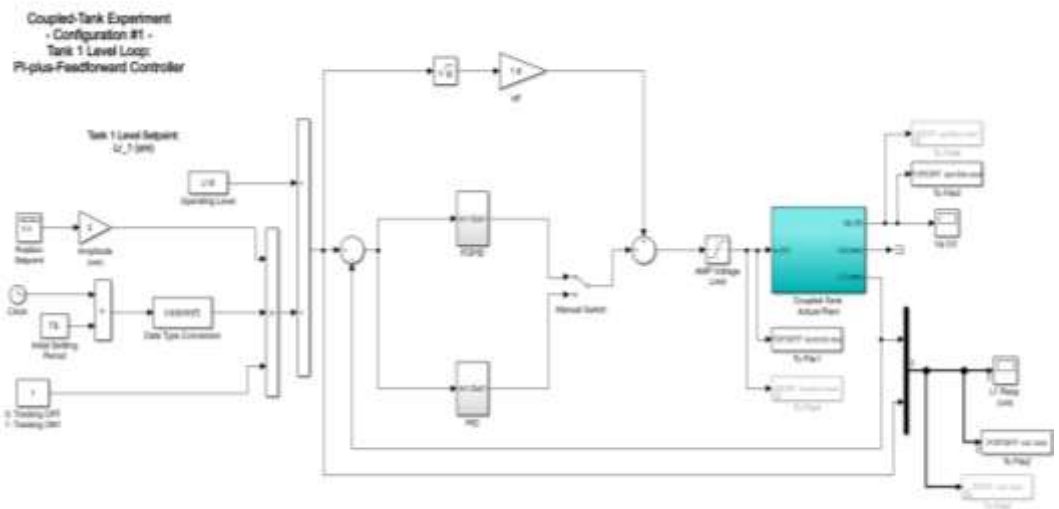
Sıvı seviye kontrolü yapılan ikili tank sıvı seviye sistemi Şekil 4.40'ta gösterilmiştir.



Şekil 4.40. İkili tank sıvı seviye sistemi

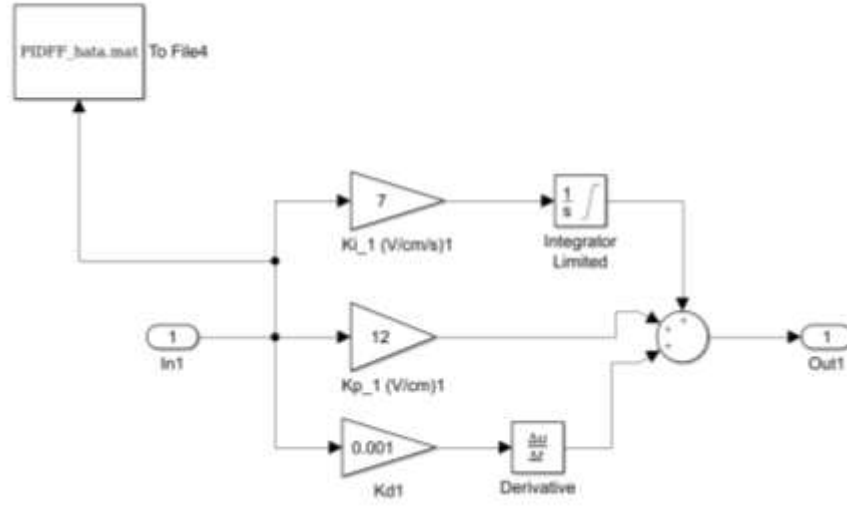
Deneyde kullanılan güç kaynağı ve veri toplama kartı DC motorun gerçek zamanlı hız kontrolündeki güç kaynağı ve veri toplama kartı ile aynıdır.

Şekil 4.41'de ikili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı sıvı seviye kontrol devre tasarımı gösterilmiştir.



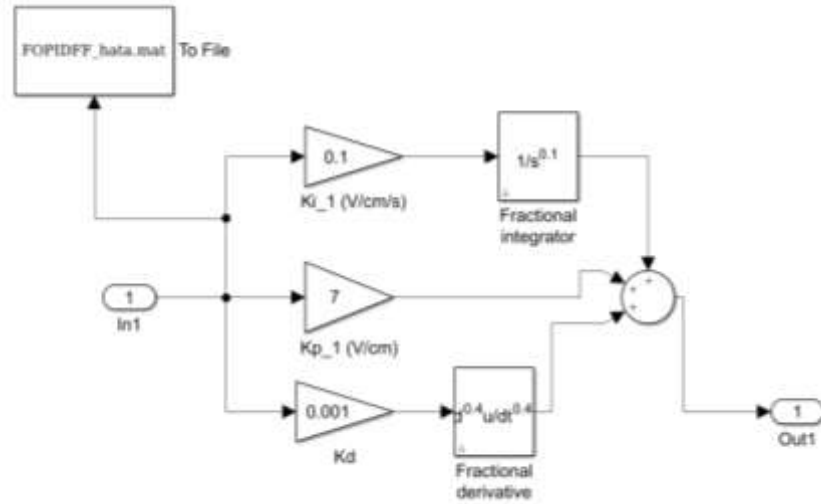
Şekil 4.41. İkili tank sıvı seviye sistemi gerçek zamanlı sıvı seviye kontrol devre şeması

İkili tank sıvı seviye sisteminin PID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün devre şeması Şekil 4.42’de gösterilmiştir.



Şekil 4.42. İkili tank sıvı seviye sistemi gerçek zamanlı PID kontrolör devre şeması

İkili tank sıvı seviye sisteminin FOPID kontrolcü ile sıvı seviye kontrolünün devre şeması Şekil 4.43’te gösterilmiştir.



Şekil 4.43. İkili tank sıvı seviye sistemi gerçek zamanlı FOPID kontrolör devre şeması

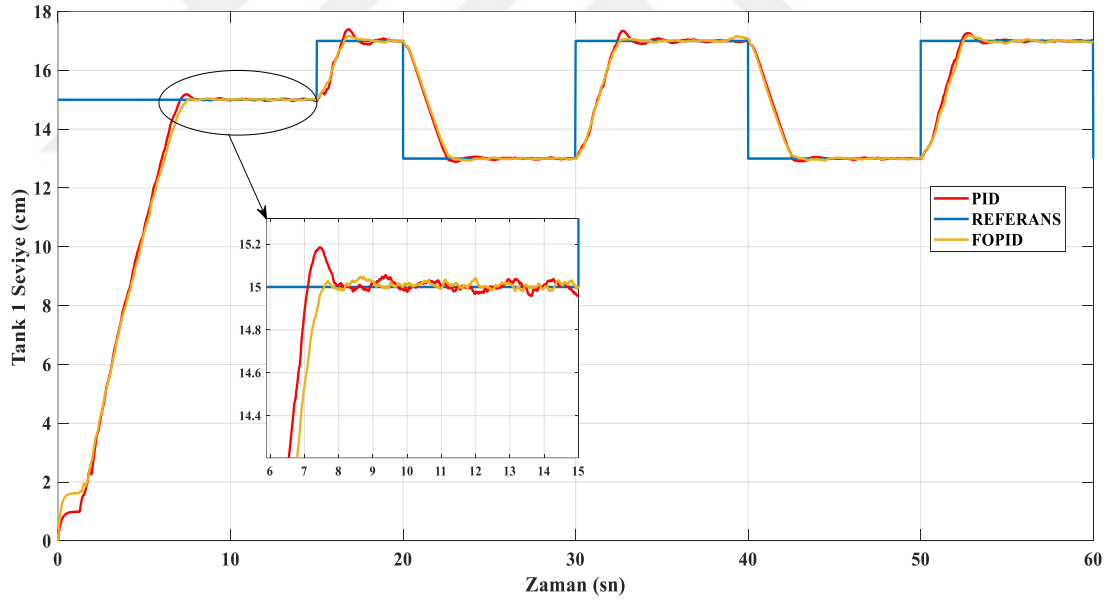
İkili tank sıvı seviye sisteminin simülasyon ortamındaki sıvı seviye kontrolünde PID ve FOPID denetleyici parametrelerine verilen değerler Çizelge 4.13’te gösterilmiştir.

Çizelge 4.13. İkili tank sıvı seviye sistemi simülasyon PID ve FOPID parametre değerleri

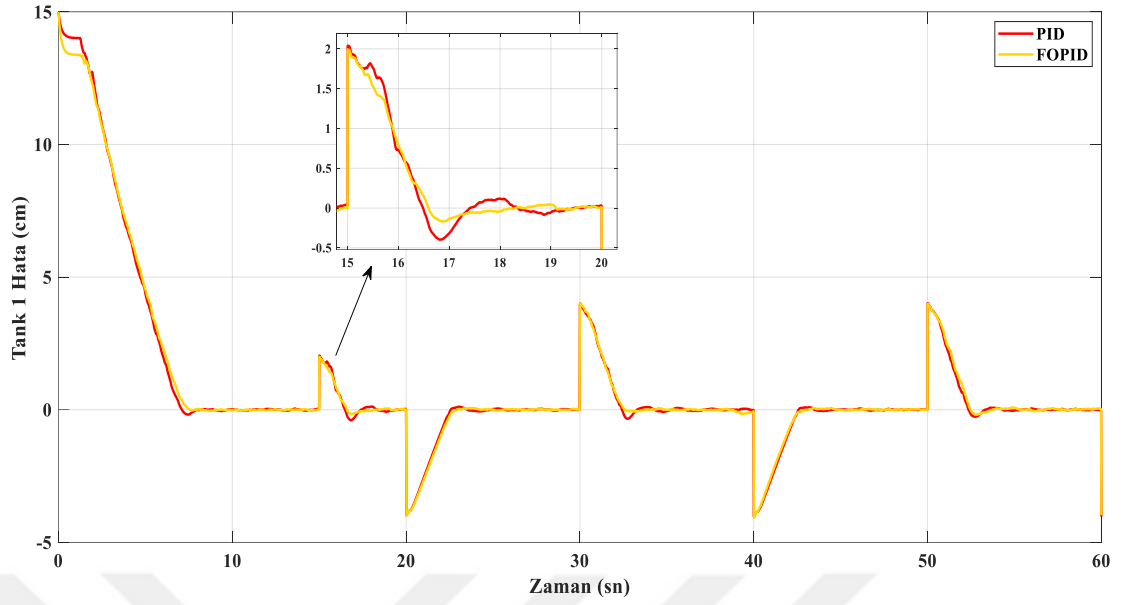
	PID Kontrolcü	FOPID Kontrolcü
K_p	12	7
K_i	7	0,1
K_d	0,001	0,001
λ	-	0,1
μ	-	0,4

İleri besleme kazancı $k_{ff}=1,6$ olarak alınmıştır.

İkili tank sıvı seviye sisteminin PID ve FOPID denetleyici ile gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 için çıkış işaretleri Şekil 4.44'te verilmiştir.

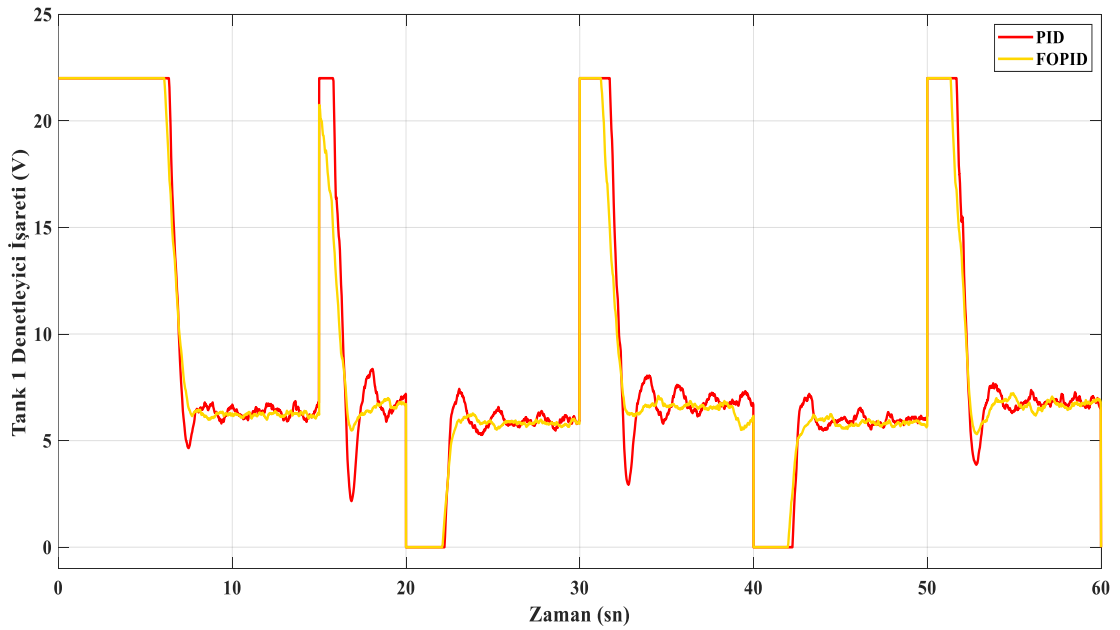
**Şekil 4.44.** İkili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 çıkış işaretleri

İkili tank sıvı seviye sisteminin PID ve FOPID denetleyici ile gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 için hata işaretleri Şekil 4.45'te verilmiştir.



Şekil 4.45. İkili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 hata işaretleri

İkili tank sıvı seviye sisteminin PID ve FOPID denetleyici ile gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 için denetleyici işaretleri Şekil 4.46'da verilmiştir.



Şekil 4.46. İkili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünün tank 1 denetleyici işaretleri

Çizelge 4.14. Sıvı seviye kontrolü PID ve FOPID denetleyici gerçek zamanlı performans analiz sonuçları

	Yerleşme zamanı (t_s)	Yükselme zamanı (t_r)	Tepe zamanı (t_p)	Yüzde Aşım (M_p)	Ortalama Kararlı hal hatası(E_{kh})
PID	6,894	4,834	7,458	1,2274	0,0141
FOPID	7,142	5,984	8,63	0,31953	0,0137

Yukarıdaki grafikler ve sayısal veriler göz önünde bulundurulduğunda, ikili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı sıvı seviye kontrolünde FOPID denetleyici kullanıldığında, referans girişe karşı elde edilen çıkış işaretinin PID denetleyici kullanıldığı duruma kıyasla referansa daha yakın sonuç verdiği görülmüştür. Ayrıca, FOPID kontrolörün ortalama kararlı hal hatası değerinin ve aşım değerinin PID kontrolöre göre daha düşük olduğu görülmektedir.

5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu çalışmada PID ve FOPID kontrolör ile kalıcı mıknatıslı doğru akım motorunun (KMDAM) hem gerçek zamanlı olarak hem de MATLAB/Simulink ortamında hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörünün MATLAB/Simulink ortamında konum kontrolü yapılmıştır. Bunlara ek olarak ikili tank sıvı seviye sisteminin hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanlı olarak PID ve FOPID kontrolörler ile sıvı seviye kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu kontroller sırasında, PID ve FOPID kontrolörlerin optimum parametre değerleri deneme yanılma yoluyla belirlenmiştir.

Kontroller gerçekleştirilmeden önce, KMDA motorunun ve ikili tank sıvı seviye sisteminin matematiksel modellemesi yapılarak transfer fonksiyonları bulunmuş ve sistemlerin devre tasarımları MATLAB/Simulink ortamında yapılmıştır. Ayrıca, düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörünün kinematik analizi yapılmış ve MATLAB/Simulink ortamında devre tasarımı yapılmıştır.

PID ve FOPID kontrolörler ile gerçekleştirilen KMDAM'ın gerçek zamanlı ve simülasyon ortamındaki hız kontrol sonuçları, ikili tank sıvı seviye sisteminin gerçek zamanlı ve simülasyon ortamındaki sıvı seviye kontrolü sonuçları ve düzlemsel 3-DOF 3-RRR paralel robot manipülatörünün simülasyon ortamındaki sonuçları, ortalama kararlı hal hatası, yerleşme zamanı, yükselme zamanı, yüzde aşım ve tepe süresi bakımından değerlendirilmiştir. Bu değerlendirme sonucunda, PID ve FOPID kontrolör performansları karşılaştırılmıştır.

Elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanlı uygulamada üç sistemde de FOPID kontrolörün PID kontrolöre göre performansının daha üstün olduğu doğrulanmıştır.

FOPID kontrolcünün ayarlanacak parametre sayısının PID kontrolcüye göre fazla olması, parametre ayar sürecini zorlaştırmaktadır. Ancak, eklenen bu parametreler sayesinde sistemler daha hassas bir şekilde kontrol edilebilmektedir. Yapılan deneyler sonucunda, FOPID kontrolörün, sistemin istenen duruma daha hızlı, daha az aşım ve

daha az hatayla ulaşmasını sağladığı görülmüştür. Ayrıca FOPID kontrolör PID kontrolöre göre gürültü ve parametre değişimlerine karşı daha dayanıklıdır. Bu sayede, gerçek dünya uygulamalarında daha güvenilir bir performans sergilemektedir.

FOPID parametrelerini ayarlamak için herhangi bir optimizasyon yöntemi kullanılmamış, deneme yanılma yöntemi ile parametre değerleri belirlenmiştir. Buna rağmen, FOPID kontrolörünün PID kontrolöre kıyasla referans sinyale daha yakın sonuçlar verdiği ve hatanın daha az olduğu hem gerçek zamanlı uygulamada hem de simülasyon ortamında yapılan deneyler sonucu ortaya konmuştur. FOPID kontrolör parametre değerlerinin, optimizasyon yöntemleri veya geliştirilecek algoritmalar ile belirlenmesi durumunda, sistem kontrolünde daha başarılı sonuçlar elde edileceği ve uygun parametrelerin daha kolay bulunacağı açıktır.

Bu tez çalışması sonucunda ileride yapılacak çalışmalarda FOPID kontrolcünün optimum parametre ayarı için literatürde olmayan yeni bir algoritma geliştirilmesi hedeflenmektedir. Geliştirilecek bu algoritma ile FOPID kontrolcünün üstünlüklerinin daha açık bir biçimde ortaya konması planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- Acosta, D., Fariña, B., Toledo, J., & Acosta, L. 2023. Improving mobile robot maneuver performance using fractional-order controller. *Sensors*, 23(6), 3191.
- Agrawal, U., Etingov, P., & Huang, R. 2023. Advanced performance metrics and sensitivity analysis for model validation and calibration. *Authorea Preprints*.
- Ahmed, B. S., Sahib, M. A., Gambardella, L. M., Afzal, W., & Zamli, K. Z. 2016. Optimum design of PI λ D μ controller for an automatic voltage regulator system using combinatorial test design. *Plos One*, 11(11), e0166150.
- Ahmed, H., & Rajoriya, A. 2017. A hybrid of sliding mode control and fuzzy logic control using a fuzzy supervisory switched system for DC motor speed control. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 25(3), 1993-2004.
- Angel, L., & Viola, J. 2018. Fractional order PID for tracking control of a parallel robotic manipulator type delta. *ISA transactions*, 79, 172-188.
- Anonim, 2015. Web Sitesi: <https://elektrotesisat.blogspot.com/2015/03/elektrik-motorunun-yaps.html>, Eriřim Tarihi: 28.07.2024.
- Anonim, 2015. Web Sitesi: <https://www.elektrikport.com/universite/elektrik-motorlari-ikinci-bolum/8337#ad-image-0>, Eriřim Tarihi: 29.07.2024.
- Anonim, 2022. Web Sitesi: <http://tr.borunte.net/info/main-characteristics-and-applications-of-paral-74896490.html>, Eriřim Tarihi: 10.08.2024.
- Anonim, 2024. Web Sitesi: <https://rmc.com.tr/pid-kontrol-nedir/>, Eriřim Tarihi: 08.07.2024
- Anonymous, 2014. Web Sitesi: <https://www.letemsvetemapple.eu/zh-CN/2014/07/09/foxboti-neprevezmou-vyrobu-delniky-budou-jim-pomahat/>, Eriřim Tarihi: 09.08.2024.
- Arpacı, H., Özgüven, Ö. F., & Can, M. S. 2018. Otomatik Ayarlamalı Sinir Hücresi ile Adaptif Kesir Dereceli PID Kontrolör Tasarımı. *Journal of New Results in Engineering and Natural Sciences*, (8), 100-118.
- Ateş, A., Alagöz, B. B., şenol, B., & Yeroęlu, C. 2013. Kesir dereceli PID kontrolörler için referans model tabanlı optimizasyon yöntemi.
- Bal, G. 2016. Elektrik Makinaları-1 Doğru Akım Makinaları ve Sürücöleri Transformatorlar. Seçkin yayıncılık, 400, Ankara.
- Bayram, İ. 2015. İleri kontrol yöntemleriyle kablosuz sıvı seviye kontrolü. Doktora Tezi, Ankara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kimya Mühendisliği Ana Bilim Dalı, 174, Ankara.

- Bhuvaneswari, N. S., Uma, G., & Rangaswamy, T. R. 2009. Adaptive and optimal control of a non-linear process using intelligent controllers. *Applied soft computing*, 9(1), 182-190.
- Bingi, K., Ibrahim, R., Karsiti, M. N., Hassan, S. M., & Harindran, V. R. 2018. A comparative study of 2DOF PID and 2DOF fractional order PID controllers on a class of unstable systems. *Archives of Control Sciences*, 635-682.
- Bingöl, Z., & Küçük, S. 2009. Robot Kinematiği. Birsen Yayınevi, 348, İstanbul.
- Briceño Pérez, J. L. 2016. Estudio de robot 3RRR a partir del índice de potencia reactiva.
- Bulut, M. 2022. Manyetik levitasyon sistemleri için doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinin geliştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Erzurum Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, 67, Erzurum.
- Çelik, V., Demir, Y., 2007. Kesirli Dereceli PI λ Kontrolörün Doğrusal Olmayan Sistem Dinamiği Üzerine Etkisi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'07), 5-7 Eylül, Sabancı Üniversitesi, TOK'07 Bildiriler Kitabı, İstanbul.
- Dumlu, A. 2013. RSS kinematik zincir mimarisine sahip altı serbestlik dereceli stewart platformunun tasarımı ve kontrolü. Doktora Tezi, Atatürk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, 92, Erzurum.
- Dumlu, A., Akgül, T., & Ayten, K. K. 2024. Kalıcı mıknatıslı doğru akım (PMDK) motorları için modellemeye dayalı hız kontrolünün deneysel uygulamaları. Bingöl Üniversitesi Teknik Bilimler Dergisi, 5(1), 45-61.
- Faieghi, M. R., & Nemati, A. 2011. On fractional-order PID design. In *Applications of MATLAB in Science and Engineering*. IntechOpen.
- Franco-López, A., Maya, M., González, A., Cardenas, A., & Piovesan, D. 2023. Depth-dependent control in vision-sensor space for reconfigurable parallel manipulators. *Sensors*, 23(16), 7039.
- George, M. A., Kamath, D. V., & Thirunavukkarasu, I. 2020, October. An Optimized Fractional-Order PID (FOPID) Controller for a Non-Linear Conical Tank Level Process. In *2020 IEEE Applied Signal Processing Conference (ASPCON)* (pp. 134-138). IEEE.
- Hamdoun, O. 2015, August. Inverse kinematic modeling of 3RRR parallel robot. In *CFM 2015-22ème Congrès Français de Mécanique*. AFM, Maison de la Mécanique, 39/41 rue Louis Blanc-92400 Courbevoie.
- Hekimoğlu, B., Ekinçi, S., Demiray, V., Doguruci, R., & Yıldırım, A. 2018. Speed control of DC motor using PID controller tuned by salp swarm algorithm. *Proc. IENSC*, 1878-1889.

- Hekimoğlu, B. 2019. Optimal tuning of fractional order PID controller for DC motor speed control via chaotic atom search optimization algorithm. IEEE access, 7, 38100-38114.
- Hu, Y., Liu, J., Wang, Z., Zhang, J., & Liu, J. 2024. Research on electric oil–pneumatic active suspension based on Fractional-Order PID position control. Sensors, 24(5), 1644.
- İlgen, S. 2019. Robot manipulatorların performanslarına yönelik kontrol uygulamaları. Yüksek Lisans Tezi, Konya Teknik Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, 63, Konya.
- İmren, B. 2022. Fırçasız doğru akım motoru sürücüsünün simülasyonu, tasarımı ve gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, 61, İstanbul.
- Kalaycı, M., & Yiğit, İ. 2015. Pratikte kullanılan bazı kayan kipli kontrol tekniklerinin teorik ve deneysel incelenmesi. Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 30(1), 131-142.
- Kaplan, K., Kuncan, M., Polat, H., Tepe, B., & Ertunç, H. M. 2020. PID ve bulanık mantık tabanlı DC motorun gerçek zamanlı konum kontrolü. Journal of the Institute of Science and Technology, 10(2), 900-916.
- Kapusız, B., & Uzun, Y. 2021. Mobil kontrol-görüntü aktarımı ve lazer savunma gücüne sahip tank robot tasarımı. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, (28), 1246-1253.
- Karadeniz, E., Yılmaz, E., & Altan, Ö. 2013. Kızılötesi mesafe ölçümü ile motorda hız kontrolü. Lisans Bitirme Projesi.
- Kaya, İ., & Çökmez, E. 2018. Kesir dereceli PI denetleyici ile kesir dereceli kararsız zaman gecikmeli sistemler için kararlılık bölgelerinin elde edilmesi. Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Dergisi, 9(2), 625-636.
- Keleşoğlu, A., Kocaoglu, S., Yöntem, M., Çağlar, S., Aydın, İ. N., Bayır, E., ... & Ünver, Ü. 2023. Elektrik motorlarında enerji sınıfları arası tüketim farklılıkları ve verimlilik artırıcı metotlar. Soma Meslek Yüksekokulu Teknik Bilimler Dergisi, 1(35), 1-15.
- Koç, H., Berzener, B. S., Yaren, T., & Kizir, S. 2021. Gerçek zamanlı dc motor konum-hız ve konum-hız-tork kaskad PID denetleyici performanslarının karşılaştırılması. Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Ve Mühendislik Bilimleri Dergisi, 21(4), 985-995.
- Korkmaz, M., & Aydoğdu, Ö. 2012. Kesir dereceli bir pid denetleyicinin genetik algoritma optimizasyonlu anfis modeli. Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2012 Ulusal Toplantısı, 11-13.
- Korkmaz, M. 2013. Kesirli dereceden PID denetleyicilerin, tasarımı, uygulaması ve karşılaştırılması. Selçuk Üniversitesi, Yayınlanmış yüksek lisans tezi, Konya.

- Leu, J. F., Tsay, S. Y., & Hwang, C. 2002. Design of optimal fractional-order PID controllers. *Journal of the Chinese Institute of Chemical Engineers*, 33(2), 193-202.
- Liu, Y., Zhao, J., Yao, Y., Cao, Q., & Cui, J. 2020. High-speed parallel robot dynamic modelling based on PLC. *The Journal of Supercomputing*, 76(5), 3158-3172.
- Liang, L. 2011, September. The application of fuzzy PID controller in coupled-tank liquid-level control system. In *2011 International conference on electronics, communications and control (ICECC)* (pp. 2894-2897). IEEE.
- Loredo, A., Maya, M., González, A., Cardenas, A., Gonzalez-Galvan, E., & Piovesan, D. 2022. A novel velocity-based control in a sensor space for parallel manipulators. *Sensors*, 22(19), 7323.
- Merlet, J. P., Gosselin, C. M., & Mouly, N. 1998. Workspaces of planar parallel manipulators. *Mechanism and Machine Theory*, 33(1-2), 7-20.
- Niembro-Ceceña, J. A., Gómez-Loenzo, R. A., Rodríguez-Reséndiz, J., Rodríguez-Abreo, O., & Odry, Á. 2022. Auto-regression model-based off-line PID controller tuning: An adaptive strategy for DC motor control. *Micromachines*, 13(8), 1264.
- Özkan, E. 2006. Kontrol sistemlerinin modellenmesi ve PID kontrolörü. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, 92, İstanbul.
- Özkan, B. 2009. Mekatronik sistemlerde uygulanan belli başlı kontrol yöntemleri. *TÜBAV Bilim Dergisi*, 2(3), 302-316.
- Padron, J. P., Perez, J. P., Diaz, J. J. P., & Astengo-Noguez, C. 2022. Time-Delay Fractional Variable Order Adaptive Synchronization and Anti-Synchronization between Chen and Lorenz Chaotic Systems Using Fractional Order PID Control. *Fractal and Fractional*, 7(1), 4.
- Pan, H., Wong, H., Kapila, V., & de Queiroz, M. S. 2005. Experimental validation of a nonlinear backstepping liquid level controller for a state coupled two tank system. *Control Engineering Practice*, 13(1), 27-40.
- Pawlowski, A., Ciekowski, M., Romaniuk, S., & Kulesza, Z. 2023. GWO-based multi-stage algorithm for PMDC motor parameter estimation. *Sensors*, 23(11), 5047.
- Ramli, M. S., Ahmad, M. A., & Ismail, R. M. T. R. 2009, November. Comparison of swarm adaptive neural network control of a coupled tank liquid level system. In *2009 International Conference on Computer Technology and Development* (Vol. 1, pp. 130-135). IEEE.
- Sekban, H., Can, K., & Başçi, A. 2016. İkili tank sıvı-seviye sisteminin pı ve geri adımlamalı kontrol yöntemleri ile kontrolü ve performans analizi. In *ELECO International Conference on Electrical and Electronic Engineers* (pp. 01-03).

- Sevim, E., & Çetin, E. 2022. Fırçasız DC Motor Sürücülerinde Kullanılan Si ve SiC Mosfet Kıyaslanması. 3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences.
- Sezer, K. S., & Bayhan, N. 2021. Doğadan Esinlenen Optimizasyon Algoritmaları Tabanlı Kesir Dereceli PID Denetleyicilerle Kontrol Edilen Bir Santral Modelinin Performansının İncelemesi. Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, 8(1), 383-397.
- Sharma, R., Gaur, P., & Mittal, A. P. 2015. Performance analysis of two-degree of freedom fractional order PID controllers for robotic manipulator with payload. ISA transactions, 58, 279-291.
- Sönmez, M., Nil, M., Yüzgeç, U., & Kandilli, İ., 2005. Üç serbest dereceli endüstriyel bir robotun yapay sinir ağları ile denetimi. Machinery MakineTek Aylık İmalat ve Teknoloji Kültürü Dergisi , 92-95.
- Şefkat, G., & Yüksel, İ. 2003. Bir Elektromekanik Sistemin Statik Davranışının İncelenmesi. Uludağ Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, 8(1), 147-155.
- Şenol, B., Demiroğlu, U., & Matuşu, R. 2021. İkinci derece zaman gecikmeli modeller için kesir dereceli oransal-integral denetleyici tasarımında analitik yaklaşım. Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 37(1), 121-136.
- Tan, N., Yüce, A., Özel, A., & Deniz, F. N. 2014. Kesirli dereceli kontrol sistemlerinde tamsayı dereceli yaklaşım metotlarının incelenmesi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 11-13 Eylül, Bingöl Üniversitesi, 2014 TOK 2014 Bildiri Kitabı, 556-561, Kocaeli.
- Temiz, İ., Taşkın, S., & Kanat, Y. 2011. çok eksenli hareket kontrolünün bir manipülör kolu üzerinde tasarımı ve uygulaması” e-Journal of New World Sciences Academy.
- Toz, M. 2018. Asimetrik üç serbestlik dereceli bir düzlemsel paralel robot mekanizmasının kinematik analizi. Sakarya University Journal of Science (SAUJS)/Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 22(1).
- Tsai, L. W. 1999. Robot analysis: the mechanics of serial and parallel manipulators. John Wiley & Sons.
- Uçar, D., & Korkmaz, F. 2019. Farklı türden fonksiyonlar için uyumlu kesirli integral eşitsizlikleri. Uşak Üniversitesi Fen ve Doğa Bilimleri Dergisi, 3(2), 51-64.
- Wang, N., Wang, J., Li, Z., Tang, X., & Hou, D. (2018). Fractional-order PID control strategy on hydraulic-loading system of typical electromechanical platform. Sensors, 18(9), 3024.

- Yavuz, E. 2015. 3 Serbestlik dereceli (3r) bir robot manipulatörünün kontrolü ve görüntü işlemeye dayalı nesne taşınması. Yüksek Lisans Tezi, Ege Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Mekatronik Ana Bilim Dalı, 200, İzmir.
- Yüksel, T. 2016. Robot manipulatörler için akıllı GTGS sistemi. Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 22(8), 677-684.
- Zamani, M., Karimi-Ghartemani, M., Sadati, N., & Parniani, M. 2009. Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization. Control Engineering Practice, 17(12), 1380-1387.
- Zhang, X., Zhang, S., Xiong, F., Liu, L., Zhang, L., Han, X., ... & Ren, R. 2024. System identification and fractional-order proportional–integral–derivative control of a distributed piping system. Fractal and Fractional, 8(2), 122.
- Zhenbin, W., Zhenlei, W., Guangyi, C., & Xinjian, Z. 2005. Digital implementation of fractional order PID controller and its application. Journal of Systems Engineering and Electronics, 16(1), 116-122.
- Zheng, W., Luo, Y., Chen, Y., & Wang, X. 2021. A simplified fractional order PID controller's optimal tuning: A case study on a PMSM speed servo. Entropy, 23(2), 130.
- Zhu, M., Xu, Z., Zang, Z., & Dong, X. 2022. Design of FOPID controller for pneumatic control valve based on improved BBO algorithm. Sensors, 22(17), 6706.
- Ziegler, J. G., Nichols, N. B. 1942. Optimum settings for automatic controllers. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 64(8), 759-765.