

**İNTEGRATÖRLÜ VE KARARSIZ SÜREÇLER İÇİN  
MAKSİMUM HASSASİYET KULLANARAK I-PD  
DENETLEYİCİ TASARIMI**

**RİDVAN KENANOĞLU**

**TEMMUZ 2023  
DİYARBAKIR**

DİCLE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İNTEGRATÖRLÜ VE KARARSIZ SÜREÇLER İÇİN  
MAKSİMUM HASSASİYET KULLANARAK I-PD  
DENETLEYİCİ TASARIMI**

RİDVAN KENANOĞLU

DİCLE ÜNİVERSİTESİ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM-ÖĞRETİM VE SINAV  
YÖNETMELİĞİNİN BİR PARÇASI OLARAK  
ELEKTRİK ELEKTRONİK ANA BİLİM DALINDA  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
OLARAK HAZIRLANMIŞTIR

TEMMUZ 2023  
DİYARBAKIR

# İNTEGRATÖRLÜ VE KARARSIZ SÜREÇLER İÇİN MAKSİMUM HASSASİYET KULLANARAK I-PD DENETLEYİCİ TASARIMI

**Rıdvan KENANOĞLU** tarafından Dicle Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin bir parçası olarak hazırlanan bu çalışma, aşağıda bilgileri yazılı jüri üyeleri tarafından değerlendirilerek **Elektrik Elektronik Ana Bilim Dalı**'nda **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Neslihan DALKILIÇ  
Müdür, **Fen Bilimleri Enstitüsü**

\_\_\_\_\_

Prof. Dr. İbrahim KAYA  
Danışman, **Elektrik Elektronik Mühendisliği,**  
**Dicle Üniversitesi**

\_\_\_\_\_

## Sınav Jürisi:

Prof. Dr. Fevzi HANSU (\*)  
Elektrik Elektronik Mühendisliği, Siirt Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Prof. Dr. İbrahim KAYA (\*\*)  
Elektrik Elektronik Mühendisliği, Dicle Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Dr. Öğr. Üyesi Abdulnasır YILDIZ  
Elektrik Elektronik Mühendisliği, Dicle Üniversitesi

\_\_\_\_\_

ONAY

**Savunma Tarihi: 12/07/2023**

(\*) Sınav Jürisi kısmının birinci satırına Jüri Başkanının bilgilerini yazınız.

(\*\*) Sınav Jürisi kısmının ikinci satırına Tez Danışmanının bilgilerini yazınız.

**Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırlanan bu tez çalışmasında yer alan tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu beyan ederim. Ayrıca, bahse konu bu kural ve ilkelerin gerektirdiği üzere, bu çalışmada özgün olmayan tüm bilimsel içerikleri kurallara uygun biçimde alıntılıyıp kaynak gösterdiğimi beyan ederim. Beyanımınla çelişen herhangi bir delil bulunduğu takdirde tüm sorumluluğu üstleneceğimi kabul ederim.**

**Ad, Soyad: Rıdvan KENANOĞLU**

**İmza: .....**

## TEŞEKKÜR

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

Tez çalışmasının her aşamasında karşılaştığım teknik sorunlara her zaman desteğini esirgemeyen Araştırma Görevlisi Fuat PEKER'e ve Araştırma Görevlisi Erdal ÇÖKMEZ'e sonsuz teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

|                                                                  |      |
|------------------------------------------------------------------|------|
| TEŞEKKÜR.....                                                    | v    |
| İÇİNDEKİLER .....                                                | vi   |
| ŞEKİLLER LİSTESİ .....                                           | viii |
| TABLolar LİSTESİ.....                                            | x    |
| SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ .....                            | xii  |
| ÖZET.....                                                        | xiii |
| ABSTRACT.....                                                    | xiv  |
| 1. GİRİŞ .....                                                   | 1    |
| 1.1 Genel Bilgiler .....                                         | 1    |
| 1.2 Tezin amacı .....                                            | 3    |
| 1.3 Tezin yapısı .....                                           | 3    |
| 2. KAYNAK ÖZETLERİ .....                                         | 5    |
| 3. MATERYAL VE METOT .....                                       | 10   |
| 3.1 İntegratörlü Süreçler.....                                   | 10   |
| 3.2 Kararsız Süreçler .....                                      | 14   |
| 3.3 Maksimum Hassasiyet.....                                     | 19   |
| 3.4 Denetleyici Tasarımı .....                                   | 22   |
| 3.4.1 Oransal denetleyiciler.....                                | 23   |
| 3.4.2 İntegral denetleyici.....                                  | 24   |
| 3.4.3 Türevsel denetleyici .....                                 | 24   |
| 3.4.4 Oransal integral denetleyici.....                          | 25   |
| 3.4.5 Oransal türevsel denetleyici .....                         | 25   |
| 3.4.6 Oransal integral türevsel denetleyici.....                 | 25   |
| 3.4.7 I-PD denetleyici tasarımı.....                             | 29   |
| 3.5 Performans İndeksleri.....                                   | 34   |
| 4. BULGULAR ve TARTIŞMA.....                                     | 37   |
| 4.1 İntegratörlü Sistemler ile İlgili Bulgular ve Tartışma ..... | 37   |
| 4.2 Kararsız Sistemler ile İlgili Bulgular ve Tartışma.....      | 50   |
| 5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....                                     | 63   |
| 5.1 Sonuçlar.....                                                | 63   |
| 5.2 Öneriler.....                                                | 64   |

|                 |    |
|-----------------|----|
| KAYNAKLAR ..... | 65 |
| ÖZGEÇMİŞ .....  | 72 |



## ŞEKİLLER LİSTESİ

|                                                                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 3.1 Pompa ayarlı tank sistemi .....                                                                             | 10 |
| Şekil 3.2 Pompa sinyalinin değişimine karşın tanktaki seviyenin cevabı.....                                           | 13 |
| Şekil 3.3 Tank sisteminin blok şeması.....                                                                            | 13 |
| Şekil 3.4 Bioreaktör sıcaklık kontrol döngüsü (Kumar vd, 2019) .....                                                  | 15 |
| Şekil 3.5 Ms değerinin grafiksel olarak gösterilmesi (Najdek ve Nalepa, 2021) .....                                   | 21 |
| Şekil 3.6 Denetleyicili kapalı çevrim kontrol sistemi .....                                                           | 22 |
| Şekil 3.7 PID denetleyici ile yapılan kapalı çevrim kontrol sistemi.....                                              | 26 |
| Şekil 3.8 PID denetleyicini yapısı.....                                                                               | 26 |
| Şekil 3.9 Kapalı çevrim sistemin birim basamak yanıtı .....                                                           | 27 |
| Şekil 3.10 Önerilen I-PD denetleyici yapısı.....                                                                      | 29 |
| Şekil 3.11 I tipi denetleyici yapısı.....                                                                             | 32 |
| Şekil 3.12 Farklı Ms değerlerine göre $\theta$ ve $K$ sonuçları.....                                                  | 33 |
| Şekil 3.13 Kapalı çevrim sisteminin ITAE kriteri (Büchi,2021) .....                                                   | 35 |
| Şekil 3.14 Maksimum taşma (OS) .....                                                                                  | 36 |
| Şekil 4.1 Örnek 1 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları.....                                          | 38 |
| Şekil 4.2 Örnek 1 için sistemin kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları .....       | 39 |
| Şekil 4.3 Örnek 1 için sistemin kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları .....       | 40 |
| Şekil 4.4 Örnek 2 referans ve bozucu giriş kapalı çevrim benzetim cevapları .....                                     | 42 |
| Şekil 4.5 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde kapalı çevrim benzetim sonuçları..... | 44 |
| Şekil 4.6 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim benzetim sonuçları..... | 45 |
| Şekil 4.7 Örnek 3 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları.....                                          | 47 |
| Şekil 4.8 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları .....         | 48 |
| Şekil 4.9 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları .....         | 49 |
| Şekil 4.10 Örnek 1 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları.....                                         | 51 |
| Şekil 4.11 Örnek 1 için süreç kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları .....         | 52 |

|                                                                                                                  |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 4.12 Örnek 1 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin $-%25$ değişiminde kapalı çevrim cevapları ..... | 53 |
| Şekil 4.13 Örnek 2 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları.....                                    | 55 |
| Şekil 4.14 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin $+%25$ değişiminde kapalı çevrim cevapları ..... | 56 |
| Şekil 4.15 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin $-%25$ değişiminde kapalı çevrim cevapları ..... | 57 |
| Şekil 4.16 Örnek 3 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları.....                                    | 58 |
| Şekil 4.17 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin $+%25$ değişiminde kapalı çevrim cevapları ..... | 60 |
| Şekil 4.18 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin $-%25$ değişiminde kapalı çevrim cevapları ..... | 61 |

## TABLÖLAR LİSTESİ

|                                                                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tablo 3.1 Bioreaktör parametre değerleri (Kumar vd., 2019) .....                                                      | 17 |
| Tablo 3.2 Denklem (3.11)-(3.29)'da kullanılan parametreler ve açıklamaları .....                                      | 18 |
| Tablo 3.3 PID katsayılarının kontrol sistemi üzerindeki etkisi.....                                                   | 28 |
| Tablo 4.1 Örnek 1 için denetleyici parametreleri.....                                                                 | 38 |
| Tablo 4.2 Örnek 1 için performans ölçüm parametreleri.....                                                            | 38 |
| Tablo 4.3 Örnek 1 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri .....  | 40 |
| Tablo 4.4 Örnek 1 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri .....  | 41 |
| Tablo 4.5 Örnek 2 için denetleyici parametreleri.....                                                                 | 42 |
| Tablo 4.6 Örnek 2 için performans ölçüm parametreleri .....                                                           | 43 |
| Tablo 4.7 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri .....  | 44 |
| Tablo 4.8 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri .....  | 45 |
| Tablo 4.9 Örnek 3 için denetleyici parametreleri.....                                                                 | 47 |
| Tablo 4.10 Örnek 3 için performans ölçüm parametreleri .....                                                          | 47 |
| Tablo 4.11 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri ..... | 49 |
| Tablo 4.12 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri ..... | 50 |
| Tablo 4.13 Örnek 1 için denetleyici parametreleri.....                                                                | 51 |
| Tablo 4.14 Örnek 1 için performans ölçüm parametreleri.....                                                           | 51 |
| Tablo 4.15 Örnek 1 için süreç kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri .....  | 53 |
| Tablo 4.16 Örnek 1 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri ..... | 54 |
| Tablo 4.17 Örnek 2 için denetleyici parametreleri.....                                                                | 55 |
| Tablo 4.18 Örnek 2 için performans ölçüm parametreleri .....                                                          | 55 |
| Tablo 4.19 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri ..... | 57 |

|                                                                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tablo 4.20 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri ..... | 57 |
| Tablo 4.21 Örnek 3 için denetleyici parametreleri.....                                                                | 59 |
| Tablo 4.22 Örnek 3 için performans analizi bulguları .....                                                            | 59 |
| Tablo 4.23 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri ..... | 60 |
| Tablo 4.24 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri ..... | 61 |



## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

| Kısaltma | Açıklama                                 |
|----------|------------------------------------------|
| PID      | Oransal, İntegral ve Türevsel            |
| PD       | Oransal ve Türevsel                      |
| PI       | Oransal ve İntegral                      |
| I-PD     | İntegral-Oransal ve Türevsel             |
| ITAE     | Zamansal Mutlak Hata Değerinin İntegrali |
| OS       | Maksimum Taşma                           |
| TV       | Toplam Değişim                           |
| Ms       | Maksimum Hassasiyet                      |
| Gm       | Kazanç Payı                              |
| Pm       | Faz Payı                                 |
| CSTR     | Sürekli Karıştırılmalı Tank Reaktörü     |
| $K_c$    | Oransal Kazanç                           |
| $T_d$    | Türev Sabiti                             |
| $\tau_D$ | Türev Sabiti                             |
| $T_i$ ,  | İntegral Sabiti                          |
| $\tau_i$ | İntegral Sabiti                          |
| $K_f$    | Oransal Kazanç                           |
| $K$      | Oransal Kazanç                           |
| $\theta$ | Zaman Gecikmesi                          |

## ÖZET

### İNTEGRATÖRLÜ VE KARARSIZ SÜREÇLER İÇİN MAKSİMUM HASSASİYET KULLANARAK I-PD DENETLEYİCİ TASARIMI

Kenanoğlu, Rıdvan

Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Danışman: Prof. Dr. İbrahim Kaya

Temmuz 2023, 86 Sayfa

Kontrol mühendisliğinde, sistemlerin istenilen şekilde çalışması için çoğu zaman bir denetleyici ile kontrol edilmesine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu denetleyicilerden en yaygın olanı PID tip denetleyicilerdir. PID tip denetleyicilerin ayar parametrelerinin kontrol edilecek sistem için uygun seçilmesi gerekmektedir. Günlük yaşamda çok farklı türden sistemler olduğundan her birinin denetiminde kullanılacak olan PID denetleyici ayar parametrelerinin hesaplanmasında farklı stratejiler ve algoritmalar gerekmektedir. İntegratörlü ve kararsız sistemlerin kontrolü diğer sistemlere göre nispeten daha zordur. Bu zorluğu aşabilmek için PID tip denetleyicinin bazen yapısının değiştirilmesi gerekmektedir. Bu tez çalışmasında kararsız ve saf integratörlü sistemlerin I-PD tip denetleyici ile kontrol edilmesi gerçekleştirilmiştir. I-PD denetleyici, kararsız ya da saf integratörlü sistemlerin kontrolünde PID tipi denetleyicilere göre daha iyi bir başarımlı gösteren bir denetleyici türüdür. Yapılan bu yüksek lisans tez çalışmasında, kararsız ve integratörlü sistemler tanıtılmış ve sistemlere ait düşük dereceli transfer fonksiyonları kullanılarak I-PD denetleyicinin ayar parametreleri uygun  $M_s$  değerlerini verecek şekilde türetilen denklemlerden elde edilmiştir. İntegratörlü ve kararsız sistemlerin sırası ile saf integratörlü artı zaman gecikmeli ve birinci derecede kararsız artı zaman gecikmeli transfer fonksiyonu modelleri kullanılarak I-PD denetleyici ayar parametreleri hesaplanmıştır. Elde edilen denklemlerin, integratörlü ve kararsız süreçlerin denetimindeki performansını inceleyebilmek için Matlab Simulink programında kapalı döngü benzetim sonuçları verilmiştir. Literatürde var olan çalışmaların sonuçları ile önerilen yöntemin sonuçları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalarda kullanılan denetleyici tasarımları ile önerilen I-PD denetleyici tasarımının performanslarını karşılaştırabilmek için bazı performans indeksleri (TV, ITAE, OS, Gm, Pm ve  $M_s$ ) hesaplanmıştır. İntegratörlü ve kararsız süreçler için uygun modellerin elde edilebilmesi sonucunda, bu çalışmada önerilen I-PD denetleyici tasarımının literatürde bulunan mevcut PID, I-PD ve PI-PD denetleyici tasarımlarına göre daha tatmin edici bir performans sağladığı tespit edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: İntegratörlü sistemler, Kararsız sistemler, I-PD denetleyici, PID denetleyici, PI-PD denetleyici

## **ABSTRACT**

### **I-PD CONTROLLER DESIGN FOR INTEGRATING AND UNSTABLE PROCESSES BASED ON MAXIMUM SENSITIVITY**

Kenanoğlu, Rıdvan

Master of Science in Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. İbrahim Kaya

July 2023, 86 pages

In control engineering, systems often need to be controlled by a controller in order to operate as desired. The most common of these controllers are PID type controllers. The tuning parameters of PID type controllers must be selected appropriately for the system to be controlled. Integrating and unstable systems are relatively more difficult to control than others. In order to overcome this difficulty, the structure of the PID type controller sometimes needs to be changed. In this thesis, unstable and pure integrator systems are controlled with an I-PD type controller. I-PD controllers perform better than PID controllers in the control of unstable or integrating systems. In this master's thesis, unstable and integrating systems are introduced, and the setting parameters of the I-PD controller are obtained from equations derived to give the appropriate  $M_s$  values by using low order transfer functions of the systems. The tuning parameters of the I-PD controller are calculated by using the pure integrator plus time delay and first order unstable plus time delay transfer function models of integrating and unstable systems, respectively. In order to examine the performance of obtained equations in the control of integrating and unstable process, closed loop simulation results are given in the Matlab Simulink Program. The results of the existing studies in the literature and the results of the proposed method were compared. In order to compare the performance of the existing controller designs and the proposed I-PD controller design, some performance indexes (TV, ITAE, OS, Gm, Pm and  $M_s$ ) were calculated. As a result of obtaining suitable models for integrating and unstable processes, it has been determined that the proposed I-PD controller design in this thesis provides a more satisfactory performance than the existing PID, I-PD and PI-PD controller designs in the literature.

**Keywords:** Integrated systems, Unstable systems, I-PD controller, PID controller, PI-PD controller

## 1. GİRİŞ

### 1.1 Genel Bilgiler

Tipik bir kontrol sisteminde, kontrol edilmesi gereken sürecin parametreleri (örneğin; Sıcaklık, Basınç, Akış hızı vb.) sistemin değişkenleridirler. Bu parametreler ne olursa olsun istenilen şekilde çalışması istenir. Her zaman bir sistem istenildiği gibi çalışmayabilir. Genelde bir sistemin istenilen şekilde çalışması için ek bir cihaza yani denetleyiciye ihtiyaç duyulur. Kontrol teorisinde farklı özellik ve yapılarda birçok denetleyici geliştirilmiştir. Bu denetleyicilerden sanayide en sık kullanılanı PID (Proportional-Integral-Derivative, Oransal-İntegral-Türevsel) denetleyicidir (Vankayalapati vd., 2022; Shuprajhaa vd., 2022; Aridome vd., 2018). PID denetleyiciler yapılarının basit olması, tatmin edici performans sağlamaları, sağlam yapıda olmaları nedeniyle uzun bir süredir sanayide geniş bir kullanım alanına sahiptirler (Sain vd., 2018; Kaya, 2018a). Sanayide ilk olarak 1939 yılında uygulamalarda kullanılmaya başlanmışlardır (Bennett, 1984, aktaran Mohamed ve Hassaan, 2020).

PID denetleyicilerin ayar parametreleri, daha çok kararlı süreçler için geliştirildiğinden yapısal olarak açık çevirim kararlı süreçlerde kabul edilebilir tatmin edici bir performans garanti eder (Lim vd., 2023). Ancak pratikte bulunan pek çok süreç kararlı yapıda değildir ve daha çok kararsız, integratörlü ya da ters cevaplı süreçler şeklinde karşımıza çıkar.

İntegratörlü süreçler, en az bir kutbunun karmaşık düzlemin orjiniinde yer alan sistemlerdir ve bu sistemler zaman gecikmeli saf integratörlü (PIPTD), zaman gecikmeli çift integratörlü (DIPTD), kararlı/kararsız birinci derece integratörlü artı zaman gecikmeli integratörlü (FOPITD) ve kararlı/kararsız birinci derece artı pozitif veya negatif sıfırlı integratörlü artı zaman gecikmeli sistemler şeklinde olabilirler (Anil ve Sree, 2015; Kaya, 2018b). Bu sistemlere, kapalı sürekli karıştırılmalı tank reaktörleri (jacketed CSTR), damıtma kolu seviye ve bileşim döngüsü kontrolü, buhar kazan tamburu, kurutma kutusu tamburu, sıcaklık kontrolü, sıvı depolama tankı ve bio-reaktörler örnek olarak gösterilebilir (Anil ve Sree, 2015; Lim vd., 2023).

İntegratörlü sistemler paydasında bir “s” terimi içeren bir transfer fonksiyonu tarafından tanımlanırlar. Bu sistemin girdisi olan bir değişime tepkisi, yeni bir sabit durum ya da çalışma koşuluna ulaşamayacak şekilde bir cevap olacaktır. Yani kendilerini yeni bir sabit duruma göre düzenleyemedikleri için bu süreçlere aynı zamanda kendini düzenlemeyen süreçler de denir (Smith ve Corripio, 1997).

Kararsız sistemler, sistemin en az bir kutbunun sağ yarı düzlemde olan sistemlerdir ve bu sistemler birinci dereceden zaman gecikmeli ya da yüksek dereceden zaman gecikmeli olabilirler (Babu vd., 2017). İntegratörlü sistemlere benzer şekilde bioreaktörler, dimerizasyon reaktörler, kapalı sürekli karıştırmalı tank reaktörleri (jacketed CSTR), damıtma sütunu, gaz fazı polimerizasyon reaktörü ve izotermal otokatalitik CSTR örnek olarak gösterilebilir (Babu vd, 2017; Panda, 2009;). Bir sürecin kararsız olması sınırlı bir girdiye sınırsız bir yanıt vermesi anlamına gelmektedir. Yani süreç belirli bir girdiye karşı sürekli artan bir yanıt yaratacaktır. Bu yanıt sürecin kendisine ve çıkışında bulunan elektronik ya da mekanik aksama zarar verecektir.

Kararsız ve integratörlü süreçlerin, kararsız kutuplarının olması ile istikrarlı hale getirilmesinin zor olması, olağan dışı aşmaları, ters tepkileri, süreçte yer alan ölü zamanları süreçleri belirsiz hale getirir ve kararlı güvenilir bir kapalı döngü elde etmek için denetleyici tasarımını zorlu ve ilginç hale getirir (Chakraborty vd. 2017; Rajinikanth ve Latha, 2012; Kaya ve Peker, 2020; Kaya, 2018b; Panda, 2009; Peker ve Kaya, 2019). Bu tür süreçlerin kontrolü kutupların karmaşık düzlemin sağ tarafında ya da orjin üzerinde olması nedeniyle nispeten daha zordur (Raja ve Ali, 2021).

Kontrol mühendisliğinde özellikle integratörlü ve kararsız süreçlerin istenilen şekilde çalışması için bir denetleyicinin tasarlanması gerektiğinde daha iyi bir başarımla elde edebilmek için geleneksel PID denetleyici yapısı değiştirilerek PI-PD ya da I-PD yapıları kullanılmaktadır (Erkan vd. 2017; Kaya, 2018a). Bu türden yapısal değişiklikler literatürde oldukça sık kullanılmaktadır. Denetleyicinin yapısındaki bu türden değişiklikler kararsız ya da integratörlü süreçlerin öncelikle bir iç döngü ile kararlı hale getirilmesini ve ardından kararlı hale getirilen bu sürecin kontrolünü ileri yol üzerinde yer alan denetleyici ile sağlamaktadır. Burada hangi denetleyici seçilirse

seçilsin ayar parametrelerinin süreçlere göre hesaplanması gerekmektedir. PID türündeki bir denetleyicinin 3, PI-PD türündeki bir denetleyicinin 4 ve I-PD türündeki bir denetleyicinin de 3 parametresi bulunmaktadır. Denetleyici ayar parametre sayısı arttıkça hesaplanmaları ve hesaplama yöntemlerinin anlaşılması da bir o kadar zorlaşmaktadır (Güleryüz ve Kaya, 2023; Peker ve Kaya, 2019).

Bu tez çalışmasında, yukarıda belirtilen nedenlerden ötürü geleneksel PID denetleyicinin yapısı değiştirilerek I-PD denetleyici önerilmektedir ve denetleyici ayar parametrelerinin hesaplanması için uygun Ms değeri hesaplama yöntemi önerilmiştir.

## **1.2 Tezin amacı**

Bu tez çalışmasının amacı aşağıda maddeler halinde sıralanmıştır:

- i. İntegratörlü ve kararsız sistemler hakkında gerekli bilgilere sahip olmak,
- ii. İntegratörlü ve kararsız sistemlerin transfer fonksiyonlarını tanımak,
- iii. Elde edilen transfer fonksiyonlarından denetleyici tasarımına en uygun olanı tespit etmek,
- iv. İntegratörlü ve kararsız sistemleri İntegral-Oransal Türev (Integral-Proportional Derivative, I-PD) denetleyiciler kullanarak kontrol etmek,
- v. İntegratörlü ve kararsız süreçlerin denetiminde önerilen I-PD denetleyicinin diğer Oransal İntegral türev (Proportional Integral Derivative, PID) ve Oransal İntegral-Oransal Türev (Proportional Integral-Proportional Derivative, PI-PD) denetleyici türlerinden daha etkili bir yöntem olduğunu simülasyon sonuçları ile ortaya koymaktır.

## **1.3 Tezin yapısı**

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

Giriş olarak verilen birinci bölümde saf integratörlü ve kararsız sistemler hakkında bilgiler verilmiştir.

Kaynakça özetleri olarak verilen ikinci kısımda saf integratörlü ve kararsız sistemler üzerinde yapılan literatür araştırması yer almaktadır.

Materyal ve metot olarak verilen üçüncü bölümde, bu tez çalışmasında integratörlü ve kararsız süreçlerin denetiminde kullanılabilecek Ms tabanlı I-PD denetleyici ayar parametrelerinin hesaplanmasına olanak veren denklemlerin türetilmesine yer verilmiştir.

Bulgular ve Tartışma olarak adlandırılan dördüncü bölümde, integratörlü, ve kararsız süreçlerin kontrolü için literatürde önerilen tasarım yöntemlerinden elde edilen sonuçlar ile bu tez çalışmasında önerilen Ms tabanlı I-PD denetleyici tasarım yönteminden elde edilen sonuçlar karşılaştırılmış ve benzetim sonuçları sunulmuştur.

Sonuç ve Öneriler olarak adlandırılan beşinci bölümde yapılan çalışmaya ait sonuçlara yer verilmiştir.

Kaynakçalar olarak adlandırılan altıncı bölümde ise tez içinde referans olarak verilen kaynaklar sıralanmıştır.

## 2. KAYNAK ÖZETLERİ

Bu bölümde integratörlü ve kararsız süreçler üzerinde yapılan çalışmalara yer verilmiştir. Literatürde yer alan çalışmalar tarihlerine göre önce en eski olandan başlanacak şekilde sıralanmıştır.

Kaya ve Aterton (2006) tarafından yapılan çalışmada integratörlü ve kararsız sistemlerde integral performans kriterinin minimizasyonu ile PI-PD yapısı kullanarak, ISE ve ISTE minimizasyon kriterleri kullanılarak parametreler hesaplamaya çalışılmıştır. Önerilen yöntemde, iç döngüdeki PD denetleyici ile integratörlü veya açık-çevrim kararsız bir sistem kararlı bir sisteme dönüştürülmüş ve ISE ve ISTE kriterleri ile hesaplanan PI denetleyici parametreleri ile de sistemin daha iyi bir kapalı-çevrim cevap verdiği gösterilmiştir.

Chakraborty vd. (2017) integratörlü artı zaman gecikmeli sistemler için I-PD denetleyici stratejisi geliştirmişlerdir. Önerdikleri yöntemde, I-PD denetleyici ayar parametrelerinin hesaplanmasında kazanç payı, faz payı ve kritik kazanç değerlerini kullanılmışlardır. Ayrıca kutup yerleştirme ve frekans döngüsü yöntemleri de I-PD denetleyici tasarımı için kullanılmıştır. Simülasyon sonuçları ile, önerilen I-PD yapısının PI-PD ve PID denetleyicilerden daha üstün olduğunu göstermişlerdir.

Kaya (2018c) tarafından yapılan çalışmada, kararsız süreçlerin denetiminde PID denetleyici yerine I-PD denetleyicinin kullanılması önerilmiştir. Denetleyici parametrelerinin hesaplanmasında integral performans kriterinin minimizasyonu (ISTE ve IST2E) kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarına göre önerilen I-PD yapısının mevcut PID yapılarına göre daha üstün kapalı çevrim performansı sağladığı gösterilmiştir.

Paul vd. (2018) tarafından yapılan çalışmada, mekanik protez kolun kontrolü için model referanslı uyarlanabilir bir I-PD denetleyici tasarlanmıştır. Önerdikleri I-PD denetleyici ayar parametrelerini, Lyapunov kararlılık kriterini kullanan gradyan metot ile hesaplamışlardır. Önerilen I-PD denetleyici ile yapılan benzetim sonuçlarına göre sistemin taşmasının ve oturma zamanının düştüğü görülmüştür.

Onat (2018) yaptığı çalışmada, kararsız süreçlerin denetlenmesi için dışbükey kararlılık bölge merkezi adlı yeni bir kavram ile PI-PD denetleyici tasarlamıştır. Önerilen yöntemde, denetleyici ayar parametreleri parametre düzleminde denetleyici ve frekans parametrelerini kullanan kararlılık sınır eğrisinin çizilmesine dayalı bir yöntem ile elde edilmiştir. Örnekler üzerinde karşılaştırmalı benzetim sonuçları ile, önerilen yöntemin geleneksel PID denetleyicilere göre kararsız süreçlerin denetlenmesinde daha iyi bir kapalı çevrim performansı sağladığı gösterilmiştir.

Diep vd. (2019) yaptıkları çalışmada integratörlü sistemlerin kontrolü için konvansiyonel PID yapısı yerine I-PD yapısı önermiştir. I-PD parametrelerinin hesabı için güçlü bakış açısı temelli bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntemde, maksimum hassasiyet (Ms) 0.461 olduğunda sistemin giriş ve çıkışı arasındaki hatanın integralinin karesinin en az olduğu nokta olduğu belirtilmiş ve I-PD denetleyici parametrelerini bu notaya göre hesaplamışlardır. Simülasyon sonuçlarına göre önerilen yöntemin eski ve yeni tasarımlar arasında üstün bir yanıt gösterdiği yazalar tarafından belirtilmiştir.

Zheng vd. (2019) tarafından yapılan çalışmada, kararsız süreçlerin denetlenmesinde üçgenin iç merkezi ve dış bükey çokgenin Fermat noktası yaklaşımı kullanılarak PI-PD denetleyici tasarımı önermişlerdir. Önerilen yöntem ile PI-PD denetleyicinin ayar parametrelerinin grafiksel bir yöntem ile basit bir şekilde hesaplanmasını hedeflemişlerdir. Literatürdeki kararsız süreç çalışmaları üzerinde yaptıkları benzetim sonuçlarına göre önerilen PI-PD denetleyicinin performansı incelenmiştir. Sonuç olarak yöntemin, mühendislik uygulamaları için basit ve daha uygun bir hesaplama avantajına sahip olduğu belirtilmiştir.

Kaya ve Peker (2020) yaptıkları çalışmada, integratörlü sistemlerin kontrolü için I-PD yapısını önermişlerdir. I-PD denetleyici ayar parametrelerinin hesaplanmasında integral performans kriterinin minimizasyonu (ISTE, IST2E ve IST3E) yöntemini kullanmışlardır. Simülasyon sonuçlarına göre önerilen I-PD tasarımının mevcut PID ve I-PD tasarımlarına göre daha üstün kapalı-çevrim performans sağladığı gösterilmiştir.

Irshad ve Ali (2020) integratörlü ve kararsız sistemlerin kontrolü için PI-PD tip denetleyicinin kullanılmasını önermişlerdir ve denetleyici ayar parametrelerinin hesaplaması için  $M_s$  değerini 2'nin altında tutacak ISE kriteri uyarlamalı yeni bir fonksiyon önermişlerdir. Önerdikleri yöntemin etkililiğini literatürde bulunan çalışmalar ile ve manyetik kaydırma deney setinde gerçek zamanlı uygulama ile göstermeye çalışmışlardır. Önerilen yöntem, literatürde daha önce yapılmış yöntemlere göre daha etkili kapalı çevirim performansı sağlamıştır.

Mohamed ve Hassaan (2020) tarafından yapılan çalışmada, üçüncü dereceden salınımlı integratörlü süreçlerin denetlenmesi için klasik PID denetleyiciler yerine I-PD denetleyici tasarımı önerilmiştir. I-PD denetleyici parametreleri beş adet performans kriterinin (ITAE, ISE, IAE, ITSE ve ISTSE) optimizasyonları tekniği ile hesaplanmıştır. Literatürde bulunan örnekler üzerinde yapılan benzetim sonuçlarına göre PID ve PI-PD denetleyicilere göre önerilen I-PD denetleyicinin daha düşük aşma ve daha düzgün bir referans girişi cevabı oluşturduğu sonuncuna ulaşılmıştır.

Kaya (2021) yaptığı çalışmada, ölü zamanlı saf enegratörlü sistemlerin kontrolünde optimal PI-PD denetleyici yapısını önermiştir. PI-PD parametrelerinin hesaplanmasında parçacık sürü optimizasyonu ile integral performans kriterinin minimizasyonu (ISTE, IST2E ve IST3E) kullanılmıştır. Yazar, simülasyon sonuçlarına göre, önerilen yöntemin literatürdeki çalışmalara göre daha üstün olduğunu, ancak bozucuya karşı nispeten daha yavaş bir tepki sağladığını belirtmiştir.

Raja ve Ali (2021) tarafından yapılan çalışmada, ölü zamanlı integratörlü ve kararsız sistemlerin kontrolünde PI-PD ayar parametrelerinin belirlenmesinde yeni bir yöntem önermişlerdir. PD denetleyicinin tasarımında Routh-Hurwitz kriterini kullanmışlardır. PI denetleyici tasarımında ise, denetleyicinin ayar parametreleri istenilen  $M_s$  değerine ulaşılmasını sağlayacak şekilde ayarlanmıştır. Yazarlar önerilen tasarımın, bazı çağdaş çalışmalardan daha gelişmiş ve sağlam kapalı döngü tepkisi sağladığını göstermişlerdir.

Tsai, vd. (2022) tarafından yapılan çalışmada, kararsız sistemlerin denetiminde PID, PI-PD ve I-PD denetleyicilerin parametrelerinin hesaplanması için N-M (Nelder-

Mead) simpleks yöntemini önermişlerdir. Farklı sistemler üzerinde algoritmanın uygulanması sonucunda önerilen yöntemin, açık döngü sisteminin kararlılığından bağımsız olarak kullanılabileceği, sürecin matematiksel modeli ve parametrelerinin önceden bilinmesine gerek olmadığı, ölçüm gürültüsünü içeren süreçler için kullanılabileceği, iyi bir geçici tepki performansına sahip olduğu, harici bozuculara karşı dayanıklı olduğu, daha verimli denetleyici tasarımı sağladığı ve maliyetleri düşürdüğü belirtilmiştir.

Peker ve Kaya (2022) tarafından yapılan çalışmada, integratörlü süreçlerin kontrolünde Ms tabanlı gecikme filtreli bir I-PD denetleyici önerilmiştir. I-PD denetleyici parametrelerinin hesaplanmasında direkt sentez yöntemi kullanılmış ve istenilen Ms değeri ile ayar parametreleri hesaplanmıştır. Araştırmada, literatürdeki integratörlü süreç örnekleri ile karşılaştırmalar yapılmış ve araba sarkaç sistemi ile gerçek zamanlı uygulama yapılmıştır. Araştırma sonucunda önerilen yöntemin farklı integratörlü süreçlerin kontrolünde tatmin edici sonuçlar verdiği rapor edilmiştir.

Lim vd. (2023) tarafından yapılan çalışmada, integratörlü süreçlerin denetlenmesi için klasik PID denetleyiciler yerine hem iç hem de dış döngüde PID denetleyicinin kullanılması önerilmiştir. Önerilen denetleyici tasarımında, integratörlü süreci açık-çevrim kararlı sürece dönüştüren bir iç döngü PID denetleyici ve bu açık-çevrim kararlı hale dönüştürülen süreci denetleyen ayrı bir dış döngü PID denetleyici tasarlamışlardır ve hem iç hem de dış döngü PID denetleyici parametrelerinin hesaplanmasında çeşitli analitik denklemlerle elde etmişlerdir. Sonuç olarak benzetim sonuçlarına göre önerilen kontrol yapısı literatürde bulunan önceki yöntemlere göre daha iyi kontrol performansı sağladığı sonucuna varılmıştır.

Peker ve Kaya (2023) yaptıkları çalışmada, integratörlü süreçlerin denetlenmesi için Ms tabanlı bir I-PD denetleyici tasarlamışlardır. Denetleyici parametrelerinin hesaplanmasında istenilen Ms değerini verecek analitik denklemler kullanılmıştır. Önerilen yöntemin etkililiği literatürde çalışılan örnekler üzerindeki benzetim sonuçları ve gerçek zamanlı bir uygulama ile gösterilmeye çalışılmıştır. Önerilen yöntemin diğer tasarım sonuçlarına göre daha tatmin edici bir kapalı-çevrim performansı sağladığı gösterilmiştir.

Alyoussef ve Kaya (2023) tarafından yapılan çalışmada, kararsız ve integratörlü süreçlerin denetlenmesinde dış bükey kararlılık sınır bölgesi yaklaşımı kullanılarak, PI-PD denetleyicinin ayar parametrelerini hesaplamışlardır. PI-PD türündeki denetleyici parametrelerinin hesaplanmasının zor olduğunu ve bu yaklaşım ile bu zorluğun üstesinden gelmeyi başardıklarını ifade etmişlerdir. Önerilen yöntemin etkililiğini literatürde çalışılmış olan süreç örnekleri ve gerçek zamanlı bir uygulama üzerinde göstermeye çalışmışlardır. Önerilen yöntemin tatmin edici bir kapalı çevrim performansı sağladığı sonucuna ulaşmışlardır.

Raja (2023) tarafından yapılan çalışmada, kararsız ters cevaplı ve integratörlü ters cevaplı süreçlerin kontrolünde Routh-Hurwitz kriteri ve Ms tabanlı bir I-PD denetleyici tasarımı önerilmiştir. I-PD denetleyicinin parametreleri hesaplanırken iç döngüdeki PD denetleyicinin parametreleri için Routh-Hurwitz kriterinden ve I tipi denetleyicinin parametrelerini için ise Ms kriterinden faydalanılmıştır. Yapılan benzetim sonuçlarına ile Ms tabanlı PI-PD denetleyicilere göre önerilen yöntemin daha iyi bir kapalı çevrim performans verdiği gösterilmiştir. Yine verilen performans indekslerine göre önerilen yöntemin etkililiği ortaya konmuştur.

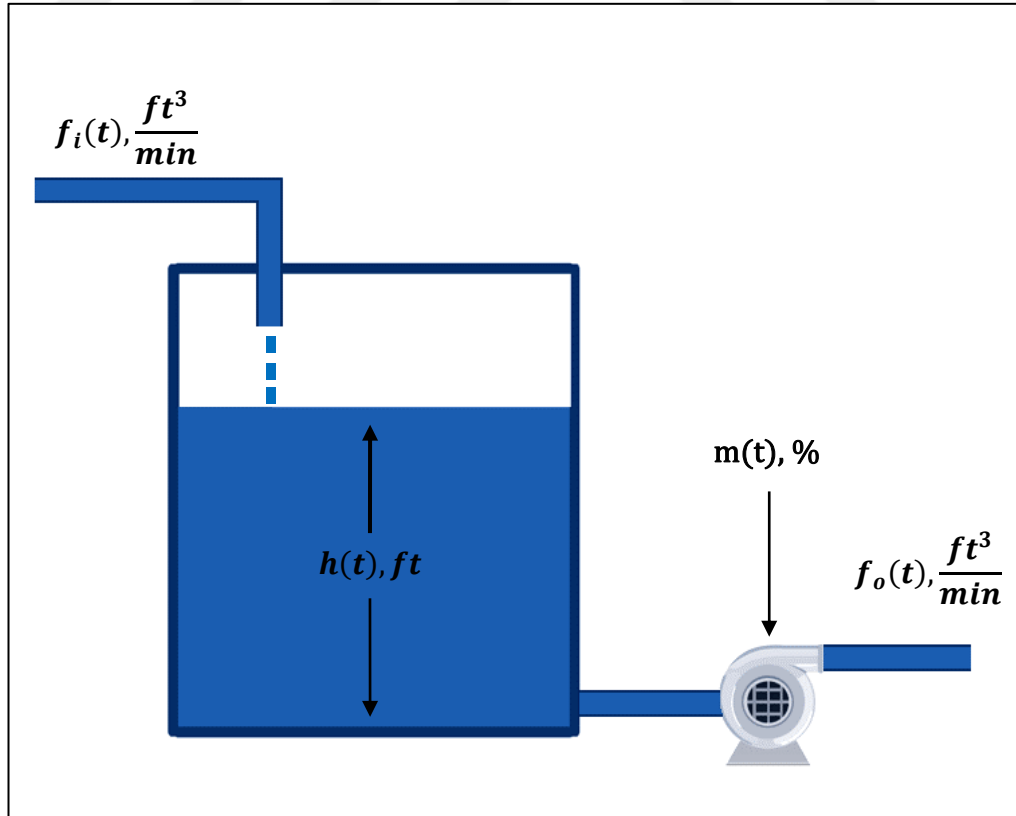
Literatürde, integratörlü ve kararsız süreçlerin denetlenmesinde bazı performans kriterlerine (ISE, ISTE, ITAE, Ms vb.) dayalı analitik denklemlerin türetilmesi ve yapay zeka algoritmaları ile süreçlerin denetlendiği görülmektedir. Yapılan çalışmalar incelendiğinde özellikle integratörlü ve kararsız süreçlerin denetlenmesinde geleneksel PID denetleyiciler yerine I-PD ya da PI-PD denetleyicilerin daha iyi bir performans sağladığı gerek benzetim sonuçlarında ve gerekse de gerçek zamanlı uygulama sonuçlarında gösterilmiştir. Bu tez çalışmasında integratörlü ve kararsız süreçlerin denetlenmesinde klasik PID denetleyiciler yerine I-PD denetleyicinin kullanılması önerilmektedir. Önerilen I-PD denetleyici ayar parametrelerinin hesaplanmasında, bu tez çalışmasında türetilen ve istenilen Ms değerini sağlayacak analitik denklemler kullanılmıştır.

### 3. MATERYAL VE METOT

Bu bölümde, bu tez çalışmasında denetimleri çalışılacak olan kararsız ve integratörlü süreçler tanıtılmıştır. Süreçlere ait transfer fonksiyonlarının elde edilmesi ve denetleyici tasarımı anlatılmıştır.

#### 3.1 İntegratörlü Süreçler

En az bir kutbu karmaşık düzlemde orijinde bulunan süreçlere integratörlü sistemler denir. Saf integratörlü, çift integratörlü, integratörlü kararlı, integratörlü kararsız, integratörlü ters cevaplı sistemler günlük hayatta karşımıza çıkabilmektedir. Bu sistemlere sıvı seviye kontrollü bir tank örnek olarak verilebilir. Bu başlık altında pompa ayarlı bir tank sürecinin (Şekil 3.1) matematiksel modeli, transfer fonksiyonu ve blok şeması elde edilerek tanıtılmıştır. Şekil 3.1’de görülen değişkenlerden  $h(t)$  tanktaki fit cinsinden sıvı seviyesini,  $f_i(t)$  girişteki dakikada akan  $\text{fit}^3$  cinsinden sıvı akışını,  $f_o(t)$  çıkış dakikada akan  $\text{fit}^3$  cinsinden sıvı akışını ve  $m(t)$  ise pompa kontrol sinyalinin yüzdelik cinsinden genliğini göstermektedir.



Şekil 3.1 Pompa ayarlı tank sistemi

Şekil 3.1’de pompa ayarlı bir tank sisteminde tanka gelen sıvı akışı serbest iken, çıkış sıvı akımı ise bu sıvı akımı sağlayan pompanın hızına bağlıdır. Pompa hızı  $m(t)$ , % sinyali ile düzenlenir. Tank sıvı seviyesinin  $h(t)$ , giriş akışının  $f_i(t)$ , çıkış akışının  $f_o(t)$  ve pompa kontrol sinyalinin  $m(t)$  ile verildiğini kabul ederek matematiksel modelini geliştirilmiş, transfer fonksiyonunu elde edilmiş ve blok şeması çizilmiştir. Çıkıştaki akım ile pompa hızı arasındaki ilişki denklem (3.1), tanktaki sıvı seviyesinin zamanla değişimi denklem (3.2) deki gibi verilmiştir (Smith ve Corripio, 1997);

$$T_p \frac{df_o(t)}{dt} + f_o = K_p m(t) \quad (3.1)$$

$$\rho f_i(t) - \rho f_o(t) = \rho A \frac{dh(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Burada;

$\rho$ =sıvı yoğunluğu, sabit olarak değerlendirilmiş, birimi  $lb/ft^3$ ,

$A$ =tankın enine kesit alanı,  $ft^2$  olarak alınmıştır.

Denklem (3.2)’de  $f_o(t)$  ve  $h(t)$  iki bilinmeyeni oluşturur. Laplace dönüşümü adımları denklem (3.2)’ye uygulanırsa aşağıdaki bağıntı elde edilir:

$$H(s) = \frac{1}{As} [F_i(s) - F_o(s)] \quad (3.3)$$

Burada sapma değişkenleri aşağıdaki gibi alınmıştır:

$$H(t) = h(t) - \bar{h}, \quad F_i(t) = f_i(t) - \bar{f}_i, \quad F_o(t) = f_o(t) - \bar{f}_o$$

Denklem (3.1)’in Laplace dönüşümü alınır

$$F_o(s) = \frac{K_p}{T_p s + 1} M(s) \quad (3.4)$$

elde edilir. Burada  $M(t) = m(t) - \bar{m}$  sapma değişkeni kullanılmıştır. Denklem (3.4), denklem (3.3)’te yerine yazılırsa aşağıdaki bağıntı elde edilir:

$$H(s) = \frac{1}{As} F_i(s) - \frac{K_p}{As(T_p s + 1)} M(s) \quad (3.5)$$

Son bağıntıdan, aşağıdaki transfer fonksiyonları yazılabilir:

$$\frac{H(s)}{F_i(s)} = \frac{1}{As} \quad (3.6)$$

ve

$$\frac{H(s)}{M(s)} = -\frac{K_p}{As(T_p s + 1)} \quad (3.7)$$

Denklem (3.7)'de verilen transfer fonksiyonun paydasında bulunan s terimi sistemin integratörlü doğasını göstermektedir. Pompa kontrol sinyali olan m(t)'nin -B% kadar değişmesi durumunda;

$$\begin{aligned} M(t) &= -Bu(t) \\ M(s) &= -\frac{B}{s} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Denklem (3.8), denklem (3.7)'de yerine yazılırsa, aşağıdaki bağıntıya ulaşılır:

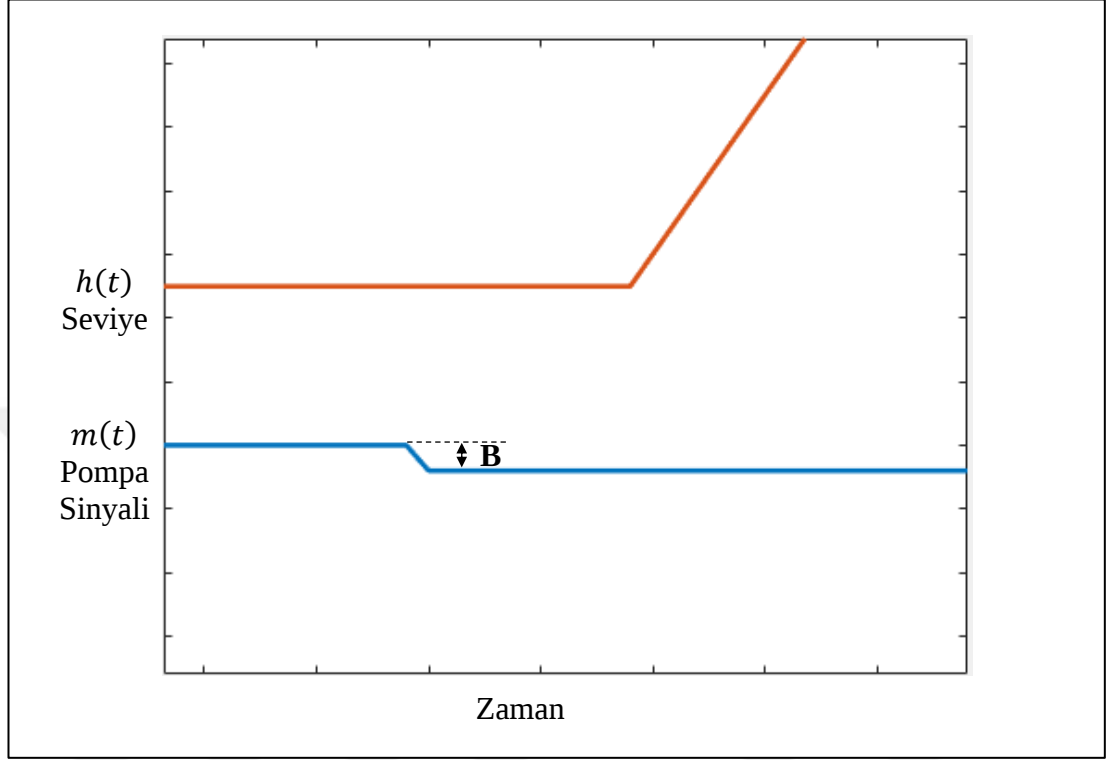
$$H(s) = \frac{BK_p}{As^2(T_p s + 1)} \quad (3.9)$$

Denklem 3.9 zaman domenine tekrar dönüştürülürse aşağıdaki bağıntı elde edilir:

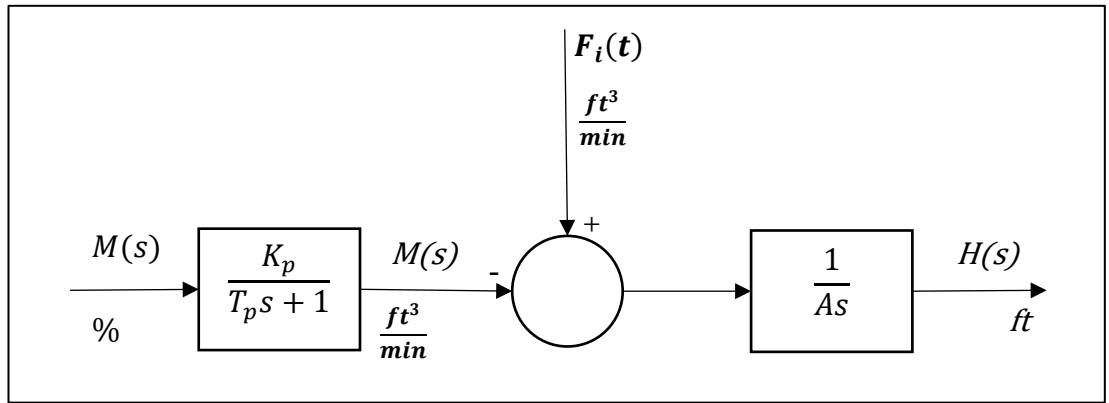
$$H(t) = \frac{BK_p}{A} \left( t - T_p + T_p e^{-\frac{t}{T_p}} \right) \quad (3.10)$$

Denklem (3.10), zaman arttıkça üstel terimin sifıra yaklaşacağını ancak birinci terimin sürekli artacağını, böylece sonucun rampa tipi bir cevap olacağını göstermektedir. Teorik olarak, seviye artışı herhangi bir sınırlama olmadan artmaya devam edecektir. Gerçekte ise, seviye artışı bir aşırı çalışma durumu olan taşma olduğunda duracaktır. Eğer kontrol sinyali arttırılmış olsaydı, pompa hızı artacaktı ve analiz zıt yönde benzer bir çalışma sonucunu verecektir. Yani, sıvı seviyesi teorik olarak sınırsız bir şekilde düşecektir. Gerçekte ise seviye düşüşü tanktaki sıvı en düşük seviyeye geldiğinde duracak ve pompa kavitasyon yapmaya başlayacaktır. Pratikte, bu şekilde aşırı olayların oluşmaması için, tanklarda en düşük ve en yüksek seviye alarmları ve anahtarları bulunmaktadır. Bu tür güvenlik kontrol elemanları iyi bir tank süreç

tasarımı için gereklidir. Şekil 3.2’de tank sürecinin yanıtı ve sürecin blok diyagramı ise Şekil 3.3’de verilmiştir.



Şekil 3.2 Pompa sinyalinin değişimine karşın tanktaki seviyenin cevabı



Şekil 3.3 Tank sisteminin blok şeması

Yukarıda belirtilen tank sistemi çift ya da dörtlü olarak birbirine bağlanıp ilaç, su arıtma, nükleer güç üretim istasyonlarında, kimya, gıda işleme, petrol arıtma ve doğal sıvı gaz ayırma gibi amaçlar için endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır (Pandian ve Noel, 2020; Gurjar vd., 2021; Arivalahan vd., 2023). Bu süreçler incelendiğinde

genel olarak matematiksel modeller elde edildikten sonra transfer fonksiyonları integratörlü kararlı olacak şekilde yüksek dereceden süreçler olarak ele alınıp denetleyici parametreleri hesaplanmaktadır. Bu tez çalışmasında, sadece saf integratörlü artı zaman gecikmeli süreçler üzerinde çalışılmıştır. Yüksek dereceden integratörlü transfer fonksiyonuna sahip süreçler uygun modelleme teknikleri ile saf integratörlü artı zaman gecikmeli transfer fonksiyonları ile modellenebileceği varsayılarak I-PD denetleyici ayar parametreleri hesaplanmıştır.

### 3.2 Kararsız Süreçler

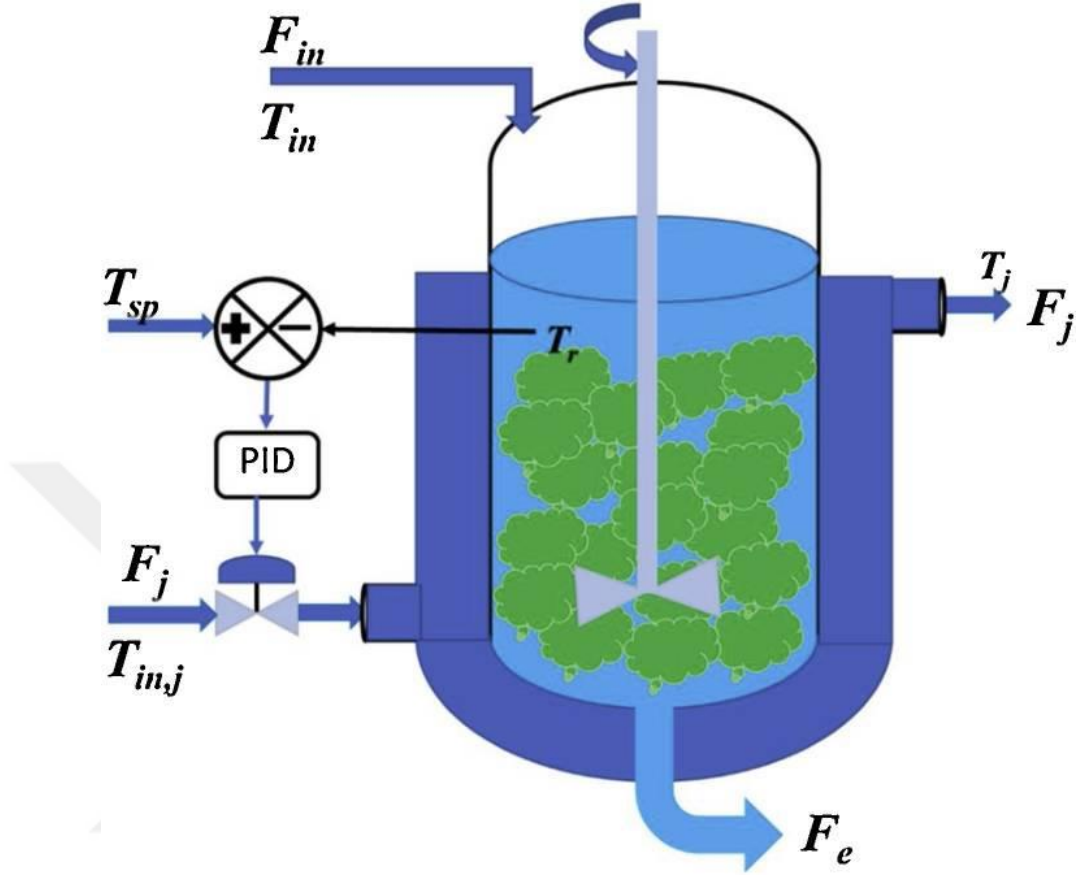
En az bir kutbu karmaşık düzlemin sağ tarafında bulunan süreçlere kararsız süreçler denir. Birinci dereceden kararsız, yüksek dereceden kararsız süreçler pratikte karşımıza çıkabilirler. Bu sistemlere bioreaktörler örnek olarak verilebilir. Bu bölümde fermantasyon sürecinde sürekli beslenen ve ürün üreten bir bioreaktörün sıcaklık kontrolü ele alınmıştır. Bioreaktör, farklı biyolojik reaksiyonların meydana geldiği bir sürekli karıştırılmalı tank reaktörü (CSTR) olarak kabul edilir ve kimya sanayiinde önemli bir kullanım alanına sahiptir (Chang, 2013). Bir bioreaktörde fermantasyon sonucu çeşitli ürünler elde edilebilir. Bu ürünlerden etanol, yakıt olarak kullanılabilen önemli bir üründür.

CSTR kapsamındaki bir bioreaktörün aşağıdaki varsayımları vardır;

- 1- Karıştırma işlemi mükemmeldir.
- 2- Karıştırma hızı sabittir.
- 3- Bioreaktörün pH'ı sabittir.
- 4- Substrat besleme akışı ve üründen oluşan reaktörden çıkış akışı sabittir.
- 5- Biokütle ve substratın giriş konsantrasyonu sabittir.

Şekil 3.4, sıcaklık kontrolünün besleme kabı akış hızı ile oynayarak yapıldığı bioreaktörün kontrol döngüsünü göstermektedir. Burada görülen değişkenler  $F_{in}$  bioreaktöre giren maddenin litre/saat cinsinden akış hızı,  $T_{in}$  bioreaktöre giren maddenin santigrat cinsinden sıcaklığı,  $T_{sp}$  santigrat cinsinden istenilen sıcaklık,  $T_r$  santigrat cinsinden bioreaktörün iç sıcaklığı,  $F_j$  soğutma maddesinin litre/saat cinsinden akış hızı,  $T_{in,j}$  soğutma maddesinin santigrat cinsinden giriş sıcaklığı,  $T_j$  soğutma maddesinin santigrat cinsinden çıkış sıcaklığı,  $F_j$  soğutma maddesinin

litre/saat cinsinden çıkış hızı ve  $F_e$  bioreaktörden çıkan maddenin litre/saat cinsinden akış hızıdır.



Şekil 3.4 Bioreaktör sıcaklık kontrol döngüsü (Kumar vd, 2019)

Şekil 3.4'teki Etanol üreten bir bioreaktörün sıcaklık kontrolünün matematiksel modeli literatürde çeşitli çalışmalarda elde edilmiştir (Kumar vd., 2019; Hernandez vd.,2018; Pachauri vd., 2017). Şekil 3.4'teki bioreaktörün sıcaklık kontrol sürecinin transfer fonksiyonunun elde edilebilmesi için bioreaktör ile ilgili bir dizi bağıntının bilinmesi gerekmektedir. Bu bağıntılar sırasıyla hücre kinetiği bağıntısı denklemi (3.11), toplam kütle dengesi denklemi (3.12), maya konsantrasyonundaki değişim oranı denklemi (3.13), ethanol konsantrasyonu değişim oranı denklemi (3.14), glikoz değişim hızı denklemi (3.15), bioreaktörün iç ısısındaki değişim denklemi (3.16), kabukta biriken ısıнын değişimi denklemi (3.17), reaksiyon sürecinde çözünen oksijenin konsantrasyon oranı denklemi (3.18), oksijen konsantrasyonunun likit faz bağıntısı denklemi (3.19), iyonik kuvvetlerin küresel etkileri denklemi (3.20)-(3.23) ile verilmiştir (Kumar vd., 2019; Hernandez vd.,2018; Pachauri vd., 2017).

$$\mu = \mu_o \frac{C_s}{K_s + C_s} e^{-K_1 C_p} \quad (3.11)$$

$$\frac{dv}{dt} = F_i - F_e \quad (3.12)$$

$$\frac{dC_x}{dt} = \mu_x C_x \frac{C_s}{K_s + C_s} e^{-K_p C_p} - \frac{F_e}{V} C_x \quad (3.13)$$

$$\frac{dC_p}{dt} = \mu_p C_x \frac{C_s}{K_s + C_s} e^{-K_{p1} C_p} - \frac{F_e}{V} C_x \quad (3.14)$$

$$\frac{dC_s}{dt} = -\frac{1}{R_{sx}} \mu_x C_x \frac{C_s}{K_s + C_s} e^{-K_p C_p} - \frac{1}{R_{sp}} \mu_p C_x \frac{C_s}{K_{s1} + C_s} e^{-K_p C_p} + \frac{F_{in}}{V} C_{s,in} - \frac{F_e}{V} C_s \quad (3.15)$$

$$\frac{dT_r}{dt} = \frac{F_{in}}{V} (T_{in} + 273) - \frac{F_e}{V} (T_r + 273) + \frac{r_{O_2} \Delta H_r}{32 \rho_r C_{heat,r}} - \frac{K_T A_T (T_r - T_{in,j})}{V \rho_r C_{heat,r}} \quad (3.16)$$

$$\frac{dT_j}{dt} = \frac{F_j}{V_j} (T_{in,j} - T_j) + \frac{K_T A_T (T_r - T_j)}{V \rho_r C_{heat,j}} \quad (3.17)$$

$$\frac{dC_{O_2}}{dt} = K_L a (C_{O_2}^* - C_{O_2}) - r_{O_2} - \frac{F_e}{V} C_{O_2} \quad (3.18)$$

$$C_{O_2}^* = (14.16 - 0.3943 T_r + 0.007714 T_r^2 - 0.0000646 T_r^3) 10^{-\sum H_i L_i} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} \sum H_i L_i = & 0.5 H_{Na} \frac{m_{NaCl}}{M_{NaCl}} \frac{M_{Na}}{V} + 2 H_{Ca} \frac{m_{CaCO_3}}{M_{CaCO_3}} \frac{M_{Ca}}{V} + 2 H_{Mg} \frac{m_{MgCl_2}}{M_{MgCl_2}} \frac{M_{Mg}}{V} + \\ & 0.5 H_{Cl} \left( \frac{m_{NaCl}}{M_{NaCl}} + 2 \frac{m_{MgCl_2}}{M_{MgCl_2}} \right) \frac{M_{Cl}}{V} + 2 H_{CO_3} \frac{m_{CaCO_3}}{M_{CaCO_3}} \frac{M_{CO_3}}{V} + 0.5 H_H 10^{-pH} + \\ & 0.5 H_{OH} 10^{-(14-pH)} \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$K_L a = K_L a_0 \cdot 1.024^{(T_r - 20)} \quad (3.21)$$

$$r_{O_2} = \mu_{O_2} \frac{1}{Y_{O_2}} C_x \frac{C_{O_2}}{K_{O_2} + C_{O_2}} \cdot 1000 \quad (3.22)$$

$$\mu_x = A_1 e^{\left[ \frac{E_{a1}}{R(T_r + 273)} \right]} - A_2 e^{\left[ \frac{E_{a2}}{R(T_r + 273)} \right]} \quad (3.23)$$

Bu bağıntılarda bulunan parametre değerleri Tablo 3.1’deki gibi alınır ve bir dizi işlem uygulanırsa bioreaktörün sıcaklık kontrol sürecinin transfer fonksiyonu denklem (3.24)’teki gibi elde edilir (Kumar, 2019).

Tablo 3.1 Bioreaktör parametre değerleri (Kumar vd., 2019)

| Bioreaktör Parametreleri                             |                                                    |                                              |
|------------------------------------------------------|----------------------------------------------------|----------------------------------------------|
| $A_1 = 9.5 \times 10^8$                              | $H_{Na} = -0.55$                                   | $\rho_r = 1080 \text{ g L}^{-1}$             |
| $A_2 = 2.55 \times 10^{33}$                          | $K_L a_o = 38 \text{ h}^{-1}$                      | $m_{NaCl} = 500 \text{ g}$                   |
| $A_2 = 2.55 \times 10^{33}$                          | $K_{O_2} = 8.886 \text{ mg L}^{-1}$                | $m_{CaCO_3} = 100 \text{ g}$                 |
| $C_{heat,ag} = 4.18 \text{ J g}^{-1} \text{ K}^{-1}$ | $K_p = 0.139 \text{ g L}^{-1}$                     | $m_{MgCl_2} = 100 \text{ g}$                 |
| $C_{heat,r} = 4.18 \text{ J g}^{-1} \text{ K}^{-1}$  | $K_{p1} = 0.07 \text{ g L}^{-1}$                   | $R = 8.31 \text{ J mol}^{-1} \text{ K}^{-1}$ |
| $E_{a1} = 55 \text{ J mol}^{-1}$                     | $K_S = 1.03 \text{ g L}^{-1}$                      | $M_{Na} = 23 \text{ g mol}^{-1}$             |
| $E_{a2} = 22 \text{ J mol}^{-1}$                     | $K_{S1} = 1.68 \text{ g L}^{-1}$                   | $M_{Ca} = 40 \text{ g mol}^{-1}$             |
| $H_{OH} = 0.941$                                     | $K_T = 3.6 \times 10^5 \text{ J}$                  | $M_{Mg} = 24 \text{ g mol}^{-1}$             |
| $H_H = -0.774$                                       | $R_{SP} = 0.435$                                   | $M_{Cl} = 35.5 \text{ g mol}^{-1}$           |
| $H_{CO_3} = 0.485$                                   | $R_{Sx} = 0.607$                                   | $M_{CO_3} = 60 \text{ g mol}^{-1}$           |
| $H_{Cl} = 8.844$                                     | $Y_{O_2} = 0.970 \text{ mg mg}^{-1}$               | $\mu_p = 1.79 \text{ h}^{-1}$                |
| $H_{Mg} = -0.314$                                    | $\Delta H_r = 518 \text{ kJ mol}^{-1} \text{ O}_2$ | $\rho_u = 1000 \text{ g L}^{-1}$             |
| $H_{Ca} = -0.303$                                    | $\mu_{O_2} = 0.5 \text{ h}^{-1}$                   |                                              |

$$G_p = \frac{-0.0032s^3 + 0.0048s^2 + 0.00363s + 4.018 \times 10^{-6}}{s^4 + 0.0032s^3 + 2.68s^2 + 0.00857s + 9.75 \times 10^{-10}} \quad (3.24)$$

Bu süreç transfer fonksiyonunun pay ve paydadaki sabit terimler sadeleştirildiğinde denklem (3.24)’ten

$$G_p = \frac{0.555(s-2.064)(1.8021s+1)}{0.00867(0.0641s+1)(5.9347s+1)(303.03s+1)} \quad (3.25)$$

elde edilir. Denklem (3.25)’de bulunan transfer fonksiyonunun köklerinden biri orijine çok yakın olduğundan, sürecin davranışı neredeyse integratörlü bir süreç gibidir. Bu nedenle denklem (3.25)

$$G_p = \frac{-2.064 \times 0.211(-0.485s+1)(1.8021s+1)}{s(0.0641s+1)(5.9347s+1)} \quad (3.26)$$

olarak modellenebilir. Skogestad (2003) tarafından önerilen yaklaşımlar

$$(-0.485s + 1) \approx e^{-0.485s} \quad (3.27)$$

$$\frac{(1.8021s+1)}{(5.9347s+1)} \approx 0.303 \quad (3.28)$$

kullanıldığında, denklem (3.26) yeniden aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$G_p = \frac{13.245}{(-100s+1)(0.0641s+1)} e^{-0.485s} \quad (3.29)$$

Sonuç olarak; denklem (3.29)'da gösterilen transfer fonksiyonunun kutuplarından biri karmaşık düzleminin sağ yarısından bulunduğu için süreç kararsız bir süreçtir. Denklemler (3.11)-(3.29)'da kullanılan parametreler ve açıklamaları Tablo 3.2'de verilmiştir.

Tablo 3.2 Denklem (3.11)-(3.29)'da kullanılan parametreler ve açıklamaları

| Parametre        | Açıklama                                                            |
|------------------|---------------------------------------------------------------------|
| $A_1, A_2$       | Arrhenius denkleminin eksponansiyel faktörü                         |
| $A_T$            | Isı transfer alanı ( $m^2$ )                                        |
| $C_{heat,j}$     | Soğutucu maddenin ısı kapasitesi                                    |
| $C_{heat,r}$     | Fermantasyon ortamının ısı kapasitesi                               |
| $E_{a1}, E_{a2}$ | Aktivasyon enerjisi                                                 |
| $CE_i$           | i kapağını kontrol çabası                                           |
| $C_{O_2}$        | Sıvı fazdaki oksijen konsantrasyonu                                 |
| $C_{O_2}^*$      | Sıvı fazdaki oksijenin konsantrasyon dengesi                        |
| $C_{O_2,0}^*$    | Arttırılmış sudaki oksijenin konsantrasyon dengesi                  |
| $C_P$            | Etanol konsantrasyonu                                               |
| $C_S$            | Glikoz konsantrasyonu                                               |
| $C_{S,in}$       | Besleme aktarımındaki glikoz konsantrasyonu                         |
| $C_x$            | Biyokütle konsantrasyonu                                            |
| $e$              | Kontrol edilen değişken hatası                                      |
| $F_e$            | Biyoreaktörün akıntı yönündeki akışı                                |
| $F_h$            | Faydalı sıcaklık akışı                                              |
| $F_i$            | Giriş akışı                                                         |
| $F_{in}$         | Biyoreaktör besleme akışı                                           |
| $F_j$            | Soğutucu maddenin akış oranı                                        |
| $H$              | Spesifik iyonik sabiti                                              |
| $I$              | İyonik güç                                                          |
| $K_L a$          | Oksijen ve gaz-fazına özgü alan için kütle transfer katsayısı ürünü |
| $K_{O_2}$        | Oksijen tüketim sabiti                                              |
| $K_P$            | Etanol ile büyüme tutma sabiti                                      |
| $K_{P1}$         | Etanol ile fermantasyon tutma sabiti                                |
| $K_S$            | Büyüme için substrat terimindeki sabit                              |
| $K_{S1}$         | Etanol üretimi için substrat terimindeki sabit                      |
| $K_T$            | Sıcaklık transfer katsayısı                                         |
| $m$              | İnorganik tuz miktarı                                               |

|              |                                                                 |
|--------------|-----------------------------------------------------------------|
| $M$          | Moleküler/Atomik kütle                                          |
| $pH$         | Hidrojenin potansiyeli                                          |
| $r_{O_2}$    | Oksijen alım oranı                                              |
| $R$          | Evrensel gaz sabiti                                             |
| $R_{SP}$     | Fermantasyon için tüketilen glikoz başına üretilen etanol oranı |
| $R_{SX}$     | Büyüme için tüketilen glikoz başına üretilen hücre oranı        |
| $T$          | Zaman                                                           |
| $T_e$        | Çıkış akış sıcaklığı                                            |
| $T_{in}$     | Bioreaktöre giren substratın akışının ısısı                     |
| $T_{in,j}$   | Soğutucu malzemenin giriş sıcaklığı                             |
| $T_j$        | Kabuğun sıcaklığı                                               |
| $T_r$        | Bioreaktörün sıcaklığı                                          |
| $U_{k,i}$    | k anında i kapağının kontrol sinyali                            |
| $V$          | Biyoreaktörün yoğunluğu                                         |
| $V_j$        | Kabuk yoğunluğu                                                 |
| $Y_{O_2}$    | Biyokütle üreten birim başına düşen oksijen tüketim miktarı     |
| $\Delta H_r$ | Fermantasyon reaksiyonunun ısısı                                |
| $\Delta U_i$ | Normalize edilmiş kontrol sinyal değişimi                       |
| $\mu_{O_2}$  | Maksimum spesifik oksijen tüketim oranı                         |
| $\mu_P$      | Maksimum spesifik fermantasyon oranı                            |
| $\mu_x$      | Maksimum spesifik büyüme oranı                                  |
| $\rho_i$     | Kabuk sıvısının yoğunluğu                                       |
| $\rho_r$     | Fermantasyon ortamının yoğunluğu                                |

Yukarıda matematiksel modeli ve transfer fonksiyonu bulunan CSTR biyogaz üretiminde, biyolojik süreçlerde, ilaç endüstrisinde, polimerizasyon süreçlerinde oldukça yaygın olarak kullanılır (Brison vd., 2023; Wei vd., 2022; Lee vd., 2022). Bu tez çalışmasında sadece birinci dereceden pozitif zaman gecikmeli kararsız sistemler üzerinde çalışılmıştır. Yüksek dereceden pozitif zaman gecikmeli kararsız sistemler uygun dönüşümler ile birinci dereceden pozitif zaman gecikmeli kararsız sistemler haline dönüştürülerek I-PD ayar parametreleri hesaplanmıştır.

### 3.3 Maksimum Hassasiyet

Denetleyici tasarımları söz konusu olduğunda, performans ve sağlamlık ele alınması gereken iki temel sorun olarak kaşımaza çıkmakta ve aralarında istenilen kontrol sisteminin doğası gereği değiş tokuş yapılmaktadır (Irshad ve Ali, 2022). Denetleyici tasarımları için kullanılan modeller genellikle kesin değildirler ve tüm fiziksel sistemlerin parametreleri zaman için değişkenlik gösterebilirler. Bu durum kontrol sistemi tasarımını zorlaştırır ve çoğu zaman parametre değişimleri ihmal edilerek tasarımlar yapılır. Zaman içinde tasarlanan kontrol ve sistem parametreleri

değişebileceği için yapılan tasarımlar sadece belirli şartlarda doğru sonuçlar verir. Bir sistemin parametrelerinin değişmesine karşı sağlamlığı (robustness), kontrol mühendisliği için birincil endişe kaynağıdır (Zhao vd., 2011).

Sağlamlık özellikle önemlidir, çünkü gerçek dünyadaki sistemler genellikle parametre değişimleri, dış parazitler, gürültü ve modelleme hataları gibi çeşitli belirsizliklere ve bozulmalara maruz kalmaktadır. Bu faktörler bir kontrol sisteminin performansını düşürebilir veya zayıf bir kontrole neden olabilir. Sağlam bir kontrol sistemi, esnek olmalıdır ve olumsuz koşullarda bile tatmin edici sonuçlar ortaya çıkarmalıdır. Literatürde bir sistemin sağlamlığını ölçmek için çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Bunlara  $H_\infty$ ,  $\mu$ -sentez, hassasiyet analizi ve robust kontrol örnek olarak verilebilir (Zhou ve Doyle, 1999). Hassasiyet analizinde elde edilen hassasiyet fonksiyonunun en büyük değeri olarak kabul edilen maksimum hassasiyet ( $M_s$ ) değeri de bir sistemin sağlamlığı hakkında karar vermeye yardımcı olan bir değerdir.

Frekans bölgesinde tanımlanan hassasiyet fonksiyonunun en yüksek değeri olarak tanımlanan  $M_s$ , bir kontrol sisteminde bozulmaların en kötü durumlarının düzeltilmesi olarak görülebilir ve kontrol sistemi tasarımları için makul bir aralık olan 1.2 – 2.0 aralığında olması önerilir (He vd., 2019; Åström vd. 1998). Hassasiyet fonksiyonu ( $S$ ):

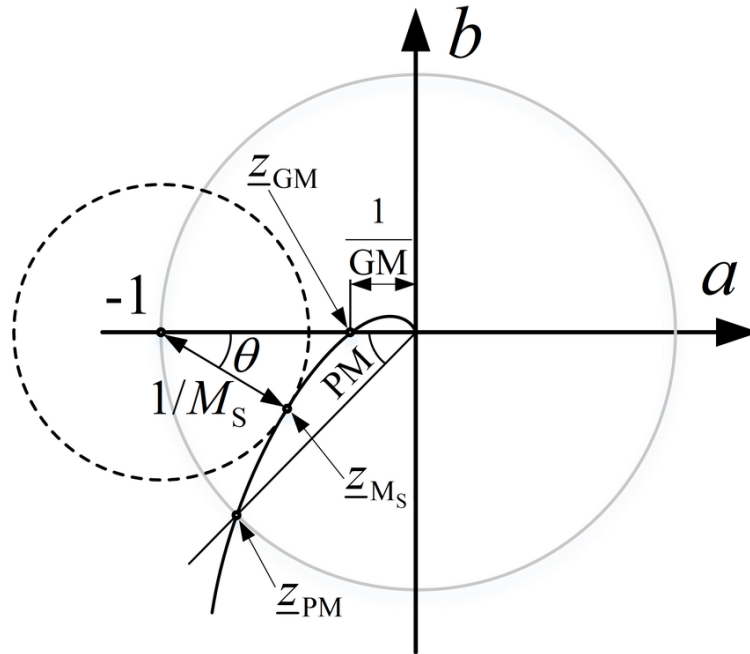
$$S(s) = \frac{1}{1+G_c(s)G(s)} \quad (3.30)$$

ile verilmektedir (Kravaris ve Kookos, 2020). Denklem (3.30)'da görülen  $G_c(s)$  denetleyici ve  $G(s)$  ise kontrol edilmesi düşünülen sistemin transfer fonksiyonlarıdır. Görüldüğü üzere  $G_c(s)G(s)$  ileri yol transfer fonksiyonunu oluşturur.  $M_s$  değeri hassasiyet fonksiyonunun  $[0, +\infty)$  aralığındaki değerinin maksimumu olarak hesaplanır (Raja, 2023).

$$M_s = \max_{w \in [0, +\infty)} \left| \frac{1}{1+G_c(jw)G(jw)} \right| \quad (3.31)$$

Başka bir ifadeyle  $M_s$ , açık çevirim transfer fonksiyonunun Nyquist eğrisinin kritik noktası olan -1 değerine olan en kısa mesafenin tersidir (Åström vd. 1998; Mercader vd., 2016). Şekil 3.5'de  $M_s$  tanımı Nyquist eğrisinde gösterilmektedir. Şekil 3.5'te

Nyquist eğrisinde  $a$  reel eksen,  $b$  sanal eksen,  $GM$  kazanç payı değerini,  $PM$  faz payı değerini,  $Ms$  maksimum hassasiyet değerini,  $Z$  ise indisinde verilen parametrenin belirli bir noktadaki değerini göstermektedir. Bu değerler arasındaki ilişki Şekil 3.5'ten rahatlıkla görülmektedir. Şekil 3.5'te görüldüğü gibi  $Ms$  değeri ne kadar artarsa Nyquist eğrisinin kararsızlık sınırı olan  $-1$  noktasına olan uzaklığı o kadar düşecektir, yani yaklaşacaktır. Bu da sistemin bozuculara karşı daha hassas olacağı anlamına gelmektedir. Literatürde bu değerin kaç olabileceği ile çeşitli görüşler bulunmaktadır. Ancak genel olarak  $Ms$  değerinin 1.2 ile 2.0 arasında olması sistemin daha sağlam olarak değerlendirilmesini ifade etmektedir.  $Ms$  değerinin düşmesi ile sistemin bozuculara ya da süreç parametrelerinin değişimlerine karşı daha iyi bir performans verdiğini söyleyebiliriz. Ancak burada unutulmaması gereken durum sistem ne kadar sağlam ise, yani  $Ms$  değeri ne kadar düşük ise sistemin giriş vereceği cevap o kadar yavaş olacaktır. Süreçler denetlenirken bu durum dikkate alınmalıdır. Eğer hassas cihazların kullanıldığı bir süreç kontrol edilecekse hızdan çok sağlamlık öncelik olarak alınmalıdır. Eğer süreçlerin hızlı cevap vermesi isteniyorsa o zaman performans öncelik olarak alınmalıdır. Elbette tatmin edici bir  $Ms$  değeri seçilerek hem hız hem de sağlamlık gerçekleştirilebilir.



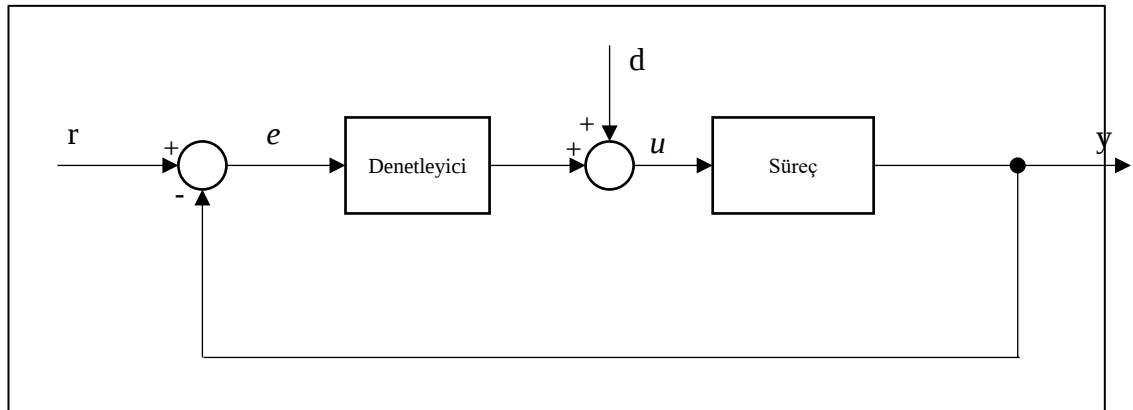
Şekil 3.5  $Ms$  değerinin grafiksel olarak gösterilmesi (Najdek ve Nalepa, 2021)

Tüm bu bilgiler ışığında bir sistemin sağlamlığından bahsetmek için  $M_s$  değeri uygun bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu tez çalışmasında da I-PD denetleyici tasarlanırken uygun  $M_s$  değerini verecek analitik denklemler sayesinde denetleyici parametreleri hesaplanacaktır.

### 3.4 Denetleyici Tasarımı

Bu kısımda denetleyici kavramı ele alınıp denetleyici türleri tanıtılmış. Denetleyici türleri tanıtıldıktan sonra daha önce tanımlanan integratörlü ve kararsız süreçlerin transfer fonksiyonları kullanılarak süreçlerin denetiminde kullanılacak I-PD denetleyicin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Bir sistemin arzu edilen özelliklerde çalışması istenir. Ancak sistemler her zaman istenilen özelliklerde çalışmazlar. Bunu gerçekleştirebilmek için bir denetleyiciye ihtiyaç duyulur. Denetleyici (Şekil 3.6), bir kontrol sisteminde sistemin ölçülen değeri ( $y$ ) ile sistemin referans ( $r$ ) değeri arasındaki farkı ( $e(t)$ ) en aza indirmeye çalışan bir mekanizmadır. Denetleyiciler, kalıcı durum hatasını azaltmaya çalışırlar, sistem tarafından üretilen istenmeyen ofsetlerin azaltılmasına yardımcı olurlar, sistem tarafından üretilen gürültü sinyallerini azaltmaya yardımcı olurlar ve aşırı sönümlü sistemlerin yavaş tepkilerini hızlandırmaya çalışırlar.



Şekil 3.6 Denetleyicili kapalı çevrim kontrol sistemi

Kontrol sinyali  $u(t)$ ,  $e(t)$  hatasının değeri verildiğinde, önceden tanımlanmış bir işlevsel ilişki aracılığıyla hesaplanır:

$$u(t) = C[e(t)] \quad (3.32)$$

Buradaki  $C[-]$  fonksiyonu kontrol kuralını oluşturur. Burada  $C[-]$ 'yi belirleyerek aslında hata bilgilerinin denetleyici tarafından nasıl işleneceğine karar verilmiş olunur. Literatürde en yaygın kullanılan denetleyici tipi Proportional-Integral-Derivative (PID) denetleyicilerdir. Bu denetleyici, temelde, aşağıda verilen üç işlevi yerine getirir:

- 1- Oransal (P)
- 2- İntegral (I)
- 3- Türevsel (D)

Genel olarak, yukarıda verilen işlevler tek başlarına kullanılmazlar. Farklı avantaj ve dezavantajlara sahip olduklarından dolayı birbirlerinin kombinasyonları şeklinde ya da yeni denetleyicilerle birleştirilerek kullanılır. Bunlar;

- 1- Oransal İntegral (PI) Denetleyiciler
- 2- Oransal Türevsel (PD) Denetleyiciler
- 3- Oransal İntegral Türevsel (PID) Denetleyiciler

#### 3.4.1 Oransal denetleyiciler

Bu denetleyici, hata ile orantılı bir kontrol sinyali üretir:

$$u(t) = K_c e(t) \quad (3.33)$$

$K_c$ , denetleyicinin oransal kazancını temsil eder ve denetleyicinin sistemde mevcut hatalara karşı ne kadar duyarlı olduğunu tanımlar. Oransal kontrol kararlı bir çalışma oluşturmaya yardımcı olur. Ancak oran ne olursa olsun bir kalıcı durum hatası oluşur. Bu durumu gidermek için kalıcı durumda, hatanın sıfır olduğu noktada kontrol sinyali bir değere ihtiyaç duyar (denklem 3.34). Burada  $c_b$ , hata sıfır olduğunda kontrol sinyalinin değerine karşılık gelen bir sinyaldir. Yani, bu sinyal kontrol sinyalinin kalıcı durum değeridir.

$$u(t) = K_c e(t) + c_b \quad (3.34)$$

Denklem (3.33)'ün Laplace dönüşümü alınırsa, oransal denetleyici transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \quad (3.35)$$

### 3.4.2 İntegral denetleyici

Bu denetleyici, hatanın integrali ile orantılı bir kontrol sinyali üretir:

$$u(t) = \frac{K_c}{\tau_i} \int e(t) dt \quad (3.36)$$

Burada,  $\tau_i$  yeni parametresi integral zaman sabiti ya da reset zamanlı olarak ifade edilir. Bu denetleyici, zaman içinde oluşan hatalara daha etkili bir şekilde yanıt verir. Hata küçük dahi olsa bu denetleyici çalıştığı müddetçe kontrol sinyalinin büyümesini sağlar ve böylece hatanın daha hızlı bir şekilde ortadan kaldırılmasına olanak sağlar. Dolayısıyla önemli bir özelliğdir. Bu etki sistemdeki kalıcı hatayı sıfırlar. İntegral denetleyicinin en önemli avantajı, bir bozulmanın ardından kontrol edilen süreci mutlak ayar noktasına geri getirmesidir. Ancak üretilen hataya nispeten yavaş tepki verdikleri için sistemi kararsız hale getirme eğiliminde olması bu denetleyicinin en önemli dezavantajıdır. Bu denetleyicinin transfer fonksiyonu denklem (3.36)'nın Laplace dönüşümünün alınmasıyla aşağıdaki gibi olur:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left( \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (3.37)$$

### 3.4.3 Türevsel denetleyici

Bu denetleyici, hatanın değişim hızına oranla bir kontrol sinyali üretir:

$$u(t) = K_c \tau_D \frac{de(t)}{dt} \quad (3.38)$$

Denklem (3.38)'de,  $\tau_D$  parametresi, türevsel zaman sabiti olarak tanımlanır. Bu denetleyici hatadaki değişimi değerlendirir. Örneğin, hata sürekli mevcut ve aynı hızda artmıyorsa, denetleyici bu bilgiyi kontrol sinyalini azaltmak için kullanır. Böylece muhtemel aşırı agresif kontrol eylemlerinden kaçınılmış olur. Başka bir değişle hatanın gelecekteki durumu tahmin edilerek tatmin edici bir kontrol eylemi sunar. Bu denetleyicinin en önemli avantajı sistemin geçici yanıtını iyileştirmesidir. Denetleyicinin transfer fonksiyonu, denkleme (3.38)'in Laplace dönüşümü alınarak aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c(\tau_D s) \quad (3.39)$$

#### 3.4.4 Oransal integral denetleyici

Bu denetleyici, Oransal ve İntegral denetleyicilerin bir kombinasyonudur. Kontrol sinyali, hata sinyalinin oransal ve integrali orantılı çıkışının toplamıdır:

$$u(t) = K_c e(t) + \frac{K_c}{\tau_i} \int e(t) dt \quad (3.40)$$

Bu denetleyici kalıcı durum hatasını büyük ölçüde azaltır. En sık kullanılan denetleyici türlerinden biridir. İntegral ve oransal denetleyicinin avantaj ve dezavantajlarına sahiptir. Bu denetleyicinin transfer fonksiyonu, denklem (3.40)'ın Laplace dönüşümünün alınmasıyla elde edilir:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (3.41)$$

#### 3.4.5 Oransal türevsel denetleyici

Oransal ve Türevsel denetleyicinin bir kombinasyonu olan bu denetleyicinin kontrol sinyali hata sinyalinin oransal ve türevsel orantılı çıkışının toplamıdır:

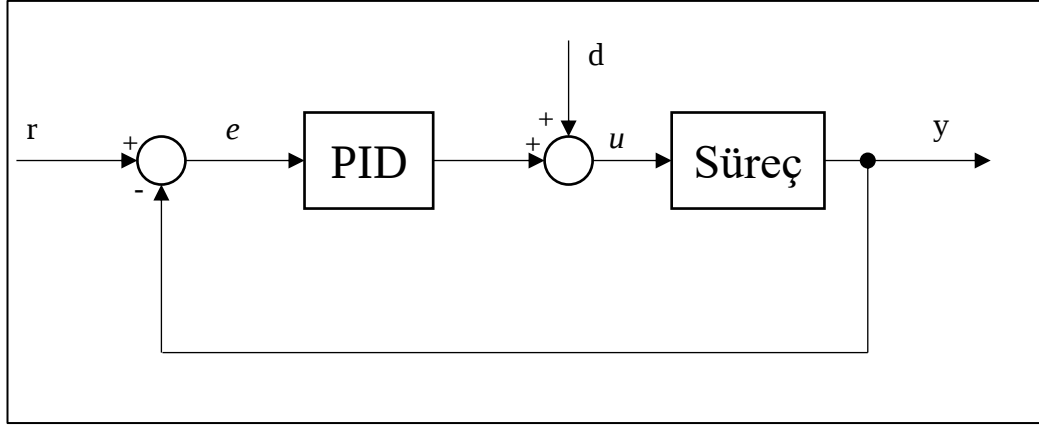
$$u(t) = K_c e(t) + K_c \tau_D \frac{de(t)}{dt} \quad (3.42)$$

Bu denetleyici özellikle geçici yanıtın iyileşmesi için önemli ölçüde iş görür. Oransal ve Türevsel denetleyicinin avantaj ve dezavantajların sahiptir. Denetleyicinin transfer fonksiyonu, denklem (3.42)'nin Laplace dönüşümünün alınmasıyla elde edilir:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c (1 + \tau_D s) \quad (3.43)$$

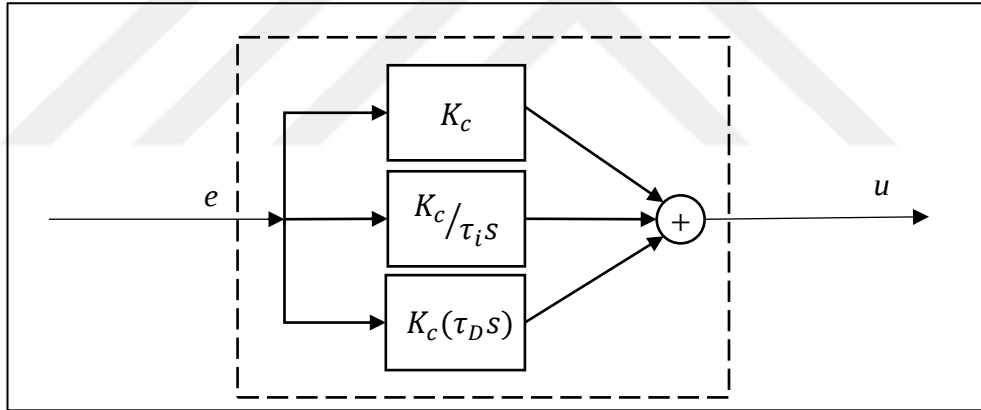
#### 3.4.6 Oransal integral türevsel denetleyici

Oransal, integral ve türevsel denetleyicilerin bir kombinasyonu olan PID denetleyici ile yapılacak bir kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 3.7'deki gibi gösterilebilir.



Şekil 3.7 PID denetleyici ile yapılan kapalı çevrim kontrol sistemi

Şekil 3.7’de görülen kapalı çevrim sistemde sırasıyla  $r$  referans giriş,  $e$  takip hatası,  $d$  bozucu,  $u$  kontrol sinyali ve  $y$  sistemin çıkışı olarak ifade edilir. Bir PID denetleyicinin oransal-integral-türev bileşenleri vardır ve Şekil 3.8’de blok halde verilmiştir.



Şekil 3.8 PID denetleyicini yapısı

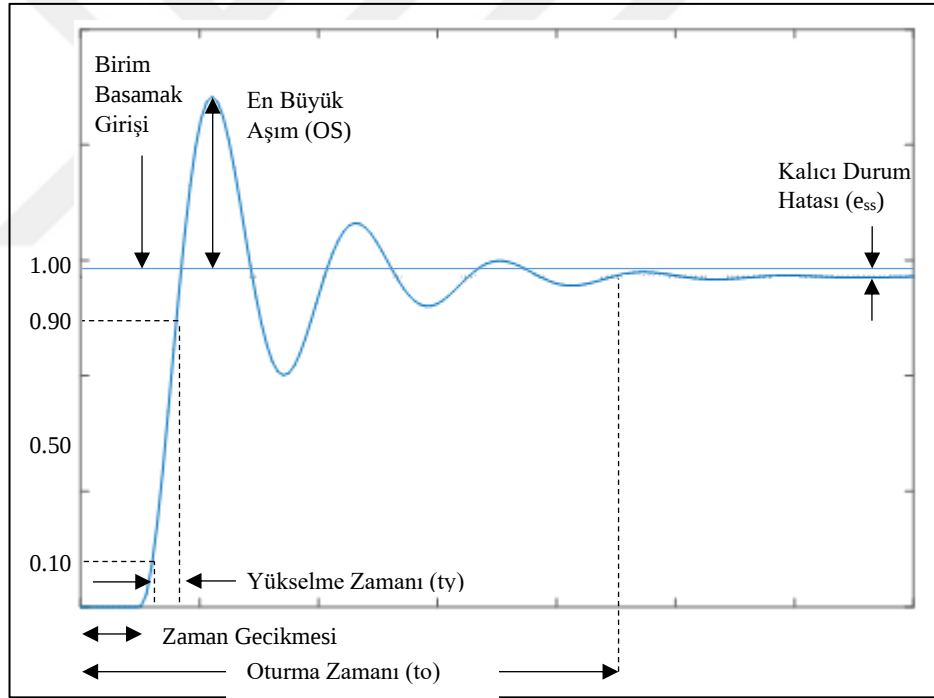
PID denetleyiciler bir sistemde sıfır kalıcı durum hatası olan hızlı bir cevap sağlamaya çalışırlar. Oransal, integratör ve türev etkisinin bir arada olması sistemin kalıcı rejiminin düzenli olmasını ve geçici rejimin davranışının iyileşmesini sağlamaktadır. PID denetleyicinin (Şekil 3.8) giriş ( $e$ ) çıkış ( $u$ ) ilişkisi aşağıdaki bağıntı ile verilir.

$$u(t) = K_c e(t) + \frac{k_c}{\tau_i} \int e(t) dt + K_c \tau_D e(t) \quad (3.44)$$

Denklem (3.44)'un Laplace dönüşümü alınarak, PID denetleyicinin transfer fonksiyonu elde edilir:

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_c \left( 1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_D s \right) \quad (3.45)$$

PID türündeki denetleyici kombinasyonunun önemli avantajları ve dezavantajları bulunur. PID denetleyicinin parametrelerinin değişimi geri beslemeli kapalı çevirim kontrol sisteminde (Şekil 3.9), sistemin oturma zamanı ( $t_o$ ), aşma (OS), yükselme zamanı ( $t_y$ ) ve kararlı durum hatası ( $e_{ss}$ ) (Şekil 3.9) üzerinde bazı etkileri olur. PID parametrelerinin oransal bileşeni bir kazanç olmakla beraber sistemin hızını ayarlama kullanılır. İntegral bileşeni sistemin hatasını azaltmak için kullanılır. Son olarak türevsel bileşeni sönüm etkisini artırmak için kullanılır. Bu etkilerin özeti Tablo 3.3'te gösterilmiştir (Rajesh vd., 2013).



Şekil 3.9 Kapalı çevirim sistemin birim basamak yanıtı

Tablo 3.3 PID katsayılarının kontrol sistemi üzerindeki etkisi

| Artan<br>Parametre | Yükselme<br>Zamanı | Aşma   | Oturma<br>Zamanı | Kararlı durum<br>hatası |
|--------------------|--------------------|--------|------------------|-------------------------|
| $K_c$              | Azalır             | Artar  | Etkilenmez       | Azalır                  |
| $\tau_i$           | Azalır             | Artar  | Artar            | Yok Edilir              |
| $\tau_D$           | Etkilenmez         | Azalır | Azalır           | Etkilenmez              |

PID denetleyiciler kapalı çevirim kontrol sistemlerinde ileri yol üzerinde bulunur ve oransal, integral ve türevsel bileşenleri nedeniyle, bazı süreçler (özellikle kararsız ve integratörlü sistemler) için istenilen sonucun elde edilmesini zorlaştırabilir (Kaya, 2020; Lim vd., 2023), bazı sistemlerde aşırı aşım ve kararsızlığa neden olabilir (Atlihan vd., 2015), ayar noktasında impuls vuruşu, geniş zaman gecikmeli sistemleri kontrolde zorlanma ve bozucu etkisini önlemede eksiklik gibi dezavantajları bulunmaktadır (Peram vd., 2018). Geleneksel PID denetleyicilerde, ayar noktasındaki ani değişiklikler denetleyicinin çıkışında bir impuls vuruşına neden olabilir ve bu vuruş elektronik elemanlara ciddi zararlar verebilir (Meena vd., 2016; Diep vd., 2019). Özellikle integral, oransal ya da türevsel vuruşları yok edebilmek için PID yapısı seri ya da paralel şekillerde değişikliğe uğratılmış halleri literatürde yaygın olarak kabul edilirler (Rajinikanth ve Latha, 2012). Bu farklı denetleyici yapıları PI-PD, I-PD ve ID-P şekillerinde olabilmekte ve her bir denetleyici tasarımı için farklı bağlantı şekilleri denenmektedir. Farklı algoritmalar ile bu yapılan değişiklik sonucunda denetleyici parametrelerinin yeniden hesaplanması gerekir.

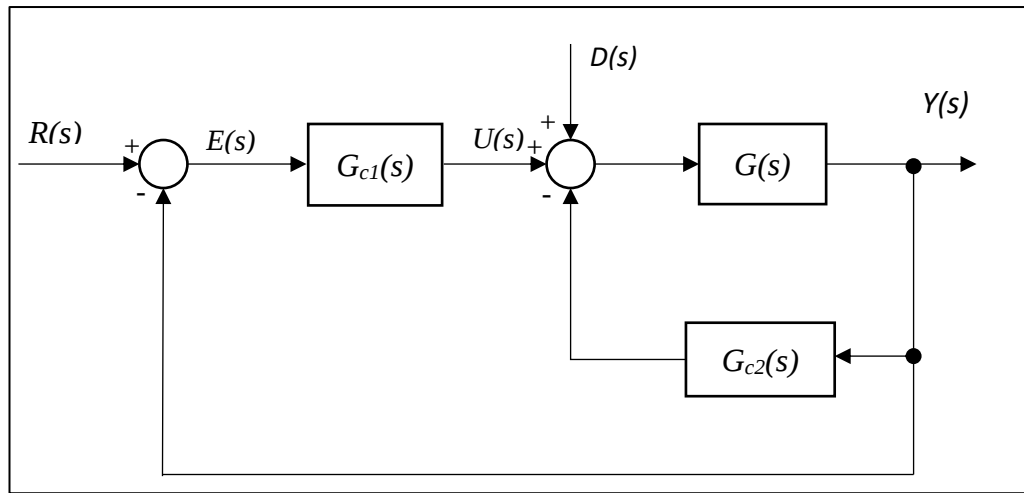
Son zamanlarda I-PD yapıdaki denetleyiciler iyi bir kapalı çevirim elde edebilmek için araştırmacıların ilgisini çekmiştir. I-PD denetleyici PID denetleyicinin bir türevidir. PID yapısının integral bileşeni ileri yolda, oransal ve türevsel bileşenlerinin iç geri-besleme yoluna eklenmesi ile elde edilen yapı geleneksel PID yapısına kıyasla çok daha az aşım, yerleşme süresi, IAE ve ISE performans endekslerinin daha iyi olmasına olanak sağlamaktadır (Saha ve Chakraborty, 2016; Vinodhini vd., 2017; Shekhar vd., 2019).

PID denetleyicilerin parametrelerinin hesaplanmasında geçmişten günümüze çok farklı yöntemler kullanılmıştır. Bu yöntemler arasında Deneme-Yanılma Yöntemi (Sung vd., 2009), Basit süreç tanımlama yöntemleri (Airikka, 2012), Ziegler-Nichols Yöntemi (Fişer ve Zítek, 2019; Yucelen vd., 2006; Bobál vd., 1997), Dahili model kontrol yöntemi (Begum vd., 2016; Li ve Zhu, 2019; Ranjan vd., 2023), Optimizasyon yöntemleri (Kaya ve Cengiz, 2017; Hemeida vd., 2023; Liu vd., 2021), Model İndirgeme Yöntemi (Jin vd. 2014), Direkt sentez yöntemi (Chien vd. 2003; Jeng ve Lee, 2023; Valinova vd., 2018) gibi literatürde yer alan yaklaşımlar sayılabilir. Son zamanlarda Ms'e dayalı yöntemler oldukça sık karşımıza çıkmaktadır (Veinović vd., 2022; Peker ve Kaya, 2023). Bu tez çalışmasında da denetleyicini parametreleri hesaplanırken Ms tabanlı hesaplama yöntemi kullanılacaktır.

### 3.4.7 I-PD denetleyici tasarımı

Bu bölümde, integratörlü ve kararsız sistemlerin kontrolü için önerilen I-PD denetleyici parametrelerinin hesaplanması için yeni bir yöntem önerilmiştir.

Şekil 3.10'da I-PD denetleyici yapısı verilmiştir. Burada,  $G(s)$  integratörlü ya da kararsız süreç transfer fonksiyonunu,  $G_{c1}(s)$  ve  $G_{c2}(s)$  ise, sırasıyla, I ve PD denetleyicilerin transfer fonksiyonlarını ifade etmektedir. Yine Şekil 3.10'da referans giriş, hata sinyali, kontrol sinyali, bozucu giriş ve çıkış sinyali sırası ile  $R(s)$ ,  $E(s)$ ,  $U(s)$ ,  $D(s)$  ve  $Y(s)$  olarak verilmiştir.



Şekil 3.10 Önerilen I-PD denetleyici yapısı

Denetleyiciler ise sırasıyla  $G_{c1}(s)$  ve  $G_{c2}(s)$ 'in de ideal transfer fonksiyonları, sırasıyla, aşağıdaki bağıntılar ile verilmektedir:

$$G_{c1}(s) = \frac{K_c}{T_i s} \quad (3.46)$$

$$G_{c2}(s) = K_c(1 + T_d s) \quad (3.47)$$

İntegratörlü veya kararsız süreçlerin denetiminde arzu edilen kapalı çevrim cevapları elde etmek için,  $K_c$ ,  $T_i$  ve  $T_d$  parametrelerinin uygun bir şekilde hesaplanması gerekir. İntegratörlü süreçlerin denetimi için, aşağıda verilen saf integratörlü artı zaman gecikmeli transfer fonksiyonu ele alınacaktır:

$$G(s) = \frac{K}{s} e^{-\theta s} \quad (3.48)$$

Bu tez çalışmasında, iç döngüde yer alan PD denetleyici ( $G_{c2}(s)$ ) kullanılarak iç döngüde yer alan integratörlü süreç transfer fonksiyonunu kararlı hale dönüştürmektedir. Buna göre, iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$G_{il}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)G_{c2}(s)} \quad (3.49)$$

Denklem (3.)'te,  $G(s)$  ve  $G_{c2}(s)$ 'in karşılıkları denklemler (3.47) ve (3.48)'de yerlerine yazılır, zaman gecikmesi ( $e^{-\theta s}$ ) için 1/1 Pade yaklaşımı kullanılır ve son olarak  $T_d = \theta/2$  seçilirse, denklem (3.49) aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$G_{il}(s) = \frac{K e^{-\theta s}}{\left(1 - \frac{KK_c\theta}{2}\right)s + KK_c} \quad (3.50)$$

Denklem (3.50) ile verilen iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kararlı olabilmesi için Routh-Hurwitz kararlılık kriterinden,  $K_c$ 'nin  $0 < K_c < \frac{2}{K\theta}$  aralığında olması gerekmektedir. Denklem (3.50) yeniden düzenlenirse

$$G_{il}(s) = \frac{K' e^{-\theta s}}{T' s + 1} \quad (3.51)$$

elde edilir. Denklem (3.51)'da  $K'$  ve  $T'$  sırasıyla aşağıdaki bağıntılar ile verilir:

$$K' = \frac{1}{K_c} \quad (3.52)$$

$$T' = \frac{1 - \frac{KK_c\theta}{2}}{KK_c} \quad (3.53)$$

Şimdi de, transfer fonksiyonu aşağıda verilen açık çevrim kararsız süreç denetimi ele alınacaktır:

$$G(s) = \frac{K}{Ts-1} e^{-\theta s} \quad (3.54)$$

Denklem (3.49)'da  $G(s)$  için denklem (3.54),  $G_{c2}(s)$  için denklem (3.47) yerlerine yazılır, zaman gecikmesi için  $(e^{-\theta s})$  1/1 Pade yaklaşımı kullanılır ve  $T_d = \theta/2$  seçilirse iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G_{il}(s) = \frac{K e^{-\theta s}}{\left(T - \frac{KK_c\theta}{2}\right)s + KK_c - 1} \quad (3.55)$$

Denklem (3.55) ile verilen iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kararlı olabilmesi için, Routh-Hurwitz kararlılık şartından,  $K_c$ 'nin  $\frac{1}{K} < K_c < \frac{2T}{K\theta}$  aralığında olması gerekmektedir. Bu aralıkta seçilen bir  $K_c$  değeri ile, denklem (3.55) ile verilen transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi birinci derece kararlı artı zaman gecikmeli transfer fonksiyonu olarak düzenlenebilir:

$$G_{il}(s) = \frac{K' e^{-\theta s}}{T's + 1} \quad (3.56)$$

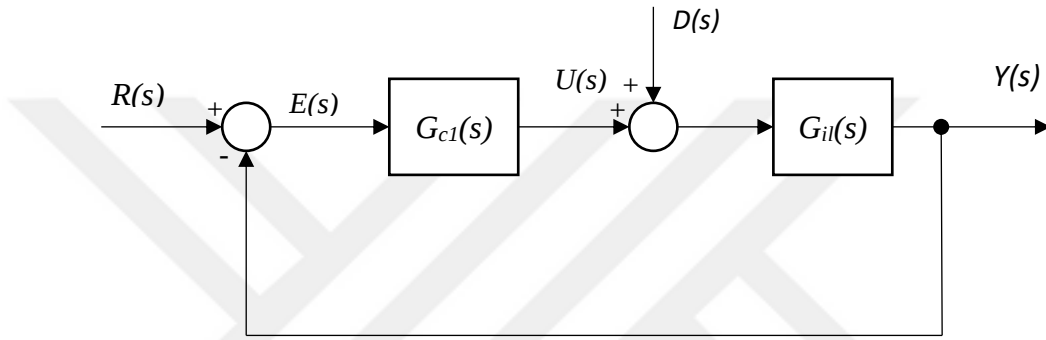
Burada,  $K'$  ve  $T'$  sırasıyla aşağıdaki eşitlikler ile verilmiştir:

$$K' = \frac{K}{KK_c - 1} \quad (3.57)$$

$$T' = \frac{T - \frac{KK_c\theta}{2}}{KK_c - 1} \quad (3.58)$$

Kontrol edilecek süreç, ister denklem (3.48) ile verilen saf integratörlü artı zaman gecikmeli bir transfer fonksiyonu olarak modellenenilsin, ister denklem (3.54) ile

verilen kararsız artı zaman gecikmeli bir transfer fonksiyonu ile modellenilebilir, uygun  $T_d$  ve  $K_c$  değerleri seçildiğinde,  $G(s)$  ve  $G_{c2}(s)$ 'in oluşturduğu iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonu kararlı birinci derece artı zaman gecikmeli bir süreç halini almaktadır. Bu durum, denklem (3.51) ve denklem (3.56)'den açıkça gözlenebilmektedir. Burada  $K_c$  Routh-Hurwitz kararlılık şartından  $T_d$  ise  $\theta/2$  olarak seçilmektedir. Sonuç olarak Şekil 3.10'da verilen kontrol yapısı Şekil 3.11'deki gibi bir kontrol yapısına dönüşmüş olur. Bu kontrol yapısında, hesaplanması gereken sadece  $I$  tipi bir denetleyicinin ayar parametresi  $T_i$  kalmaktadır.



Şekil 3.11 I tipi denetleyici yapısı

Şekil 3.11 ile verilen kontrol yapısının açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir:

$$G_{OLTF}(s) = G_{c1}(s)G_{il}(s) \quad (3.59)$$

$G_{c1}(s)$  ve  $G_{il}(s)$ 'in değerleri sırasıyla denklem (3.46) ve denklem (3.51) ya da denklem (3.55)'de yerlerine yerleştirilir ve yeniden düzenlenirse aşağıdaki bağıntı elde edilir.

$$G_{OLTF}(s) = \frac{K_c K' e^{-\theta s}}{T_i s T' s + 1} \quad (3.60)$$

Denklem (3.60)'ta  $\bar{s} = T' s$  normalizasyonu yapılırsa tüm sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

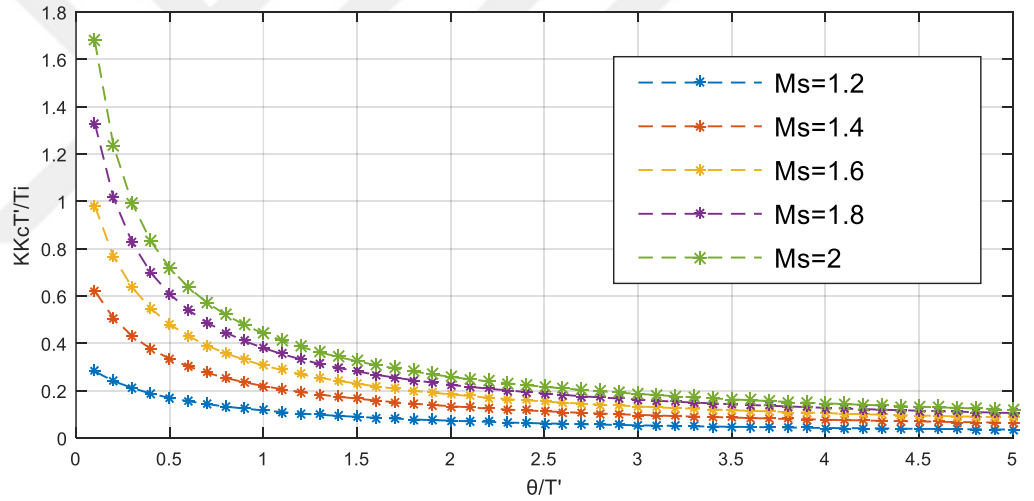
$$G_{OLTF}(s) = \frac{\bar{K} e^{-\bar{\theta} \bar{s}}}{\bar{s}(\bar{s}+1)} \quad (3.61)$$

Burada

$$\bar{K} = \frac{KK_c T'}{T_i} \quad (3.62)$$

$$\bar{\theta} = \theta/T' \quad (3.63)$$

Tüm bu işlemler sonucunda bilinmeyen tek bir parametrenin,  $T_i$ , olduğu görülmektedir.  $T_i$  değerini hesaplayabilmek için  $\bar{\theta} = \theta/T'$ 'ye 0.1'den 5'e kadar değerler verilerek  $Ms$  değerini 1.2, 1.4, 1.6, 1.8 ve 2.0 yapan  $\bar{K} = KK_c T'/T_i$  değerleri araştırılmıştır.  $Ms$  değerleri Matlab programı yardımıyla hesaplanmıştır. Farklı  $Ms$  değerleri için  $\bar{\theta}$  değerlerine karşılık gelen  $\bar{K}$  sonuçları Şekil 3.12'de verilmiştir.



Şekil 3.12 Farklı  $Ms$  değerlerine göre  $\bar{\theta}$  ve  $\bar{K}$  sonuçları

Şekil 3.12'teki sonuçlara eğri uydurma tekniği uygulanarak her bir  $Ms$  değeri için  $\bar{K}$  ve  $\bar{\theta}$  arasındaki ilişkiyi veren analitik bağıntılar aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\bar{K} = \frac{(-0.001334\bar{\theta}^2 + 0.01308\bar{\theta} + 0.158)}{(\bar{\theta} - 0.4679)}, \quad Ms = 1.2 \quad (3.64)$$

$$\bar{K} = \frac{(-0.003419\bar{\theta}^2 + 0.03158\bar{\theta} + 0.262)}{(\bar{\theta} + 0.3281)}, \quad Ms = 1.4 \quad (3.65)$$

$$\bar{K} = \frac{(-0.005849\bar{\theta}^2 + 0.05092\bar{\theta} + 0.3351)}{(\bar{\theta} + 0.2479)}, \quad Ms = 1.6 \quad (3.66)$$

$$\bar{K} = \frac{(-0.006777\bar{\theta}^2 + 0.06071\bar{\theta} + 0.4017)}{(\bar{\theta} + 0.207)}, \quad Ms = 1.8 \quad (3.67)$$

$$\bar{K} = \frac{(-0.00876\bar{\theta}^2 + 0.07571\bar{\theta} + 0.4464)}{(\bar{\theta} + 0.1712)}, \quad Ms = 2.0 \quad (3.68)$$

$K_c$  değerinin seçiminde, iç döngüde yer alan integratörlü veya kararsız sistemleri kararlı yapacak aralıklar daha önce belirlenmişti. Belirlenen bu aralık değerlerinde, hangi  $K_c$  değerinin kullanılacağına karar vermek için, kararlılık aralıklarının 3 eşit parçaya bölünmesi ile alt, orta ve üst değerler seçilmiştir. Yapılan çok sayıda benzetim sonuçlarında, en iyi kapalı çevrim cevaplarının iç döngü kapalı çevrim sistemi kararlı yapan  $K_c$  aralığının tam orta noktanın alınması ile elde edilebileceği gözlenmiştir. Ayrıca, yine çok sayıdaki benzetim denemelerinde,  $Ms=1.4$  değerinde en tatmin edici kapalı çevrim cevaplar elde edilmiştir.

### 3.5 Performans İndeksleri

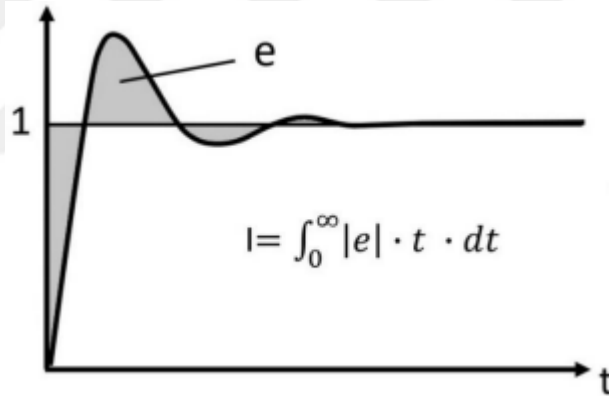
Bu tez çalışmasında, sistemlerin performansları karşılaştırılırken Toplam Değişim (TV) değeri, Zamansal Mutlak Hata Değerinin İntegrali (ITAE), Taşma Değeri (OS), kazanç payı ( $Gm$ ), Faz Payı ( $Pm$ ) ve Maksimum Hassasiyet ( $Ms$ ) performans indeksleri hesaplanarak karşılaştırmalar yapılmıştır.

Bir fonksiyonun toplam değişimi olarak ele alınan TV değeri, genel olarak fonksiyonun grafiği tarafından kat edilen toplam dikey mesafe olarak tanımlanabilir. Başka bir ifade ile, bir fonksiyonun ardışık noktaları arasındaki farkları toplamak suretiyle hesaplanır. Kontrol sisteminin tasarlanmasını ve uygulanmasını kolaylaştırması açısından TV değerinin küçük olması tercih edilir (Kaya, 2020). Daha düşük TV değeri, kontrol sinyalinin daha pürüzsüz ve sabit olduğunu gösterir. Bu nedenle TV değerinin daha düşük olması tasarımın daha uygun olduğu anlamına gelmektedir. Bu tez çalışmasındaki performans indeksleri açısından TV değerinin

daha düşük olduğu tasarım daha kabul edilir bir tasarım olarak karşımıza çıkmıştır. TV fonksiyonu denklem (3.69) şeklindedir (Kaya, 2020).

$$TV(u) := \sup \sum_{i=1}^N |u(t_i) - u(t_{i-1})| \quad (3.69)$$

ITAE bir optimizasyon yöntemidir ve kapalı çevrim bir kontrol sisteminin her adım yanıtında ayar noktası ile gerçek değer arasındaki farkın zaman ağırlıklı mutlak değerinin integrali ile verilir. Başka bir ifade ile hata fonksiyonunun ( $e(t)$ ) her adımındaki cevabın sapma miktarının integralidir. Eğer hata devam ederse doğal olarak integral zamanla daha hızlı büyüyecektir (Büchi, 2021). Grafikselsel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir (Şekil 3.13) ve denklem (3.70)'teki gibi hesaplanır. ITAE değerinin artması ayar noktası ile fonksiyonun cevabı arasındaki farkın büyük olması anlamına geleceğinden ne kadar düşük ise fonksiyonun ayar noktasını o kadar iyi takip ettiğİ anlamına gelmektedir.

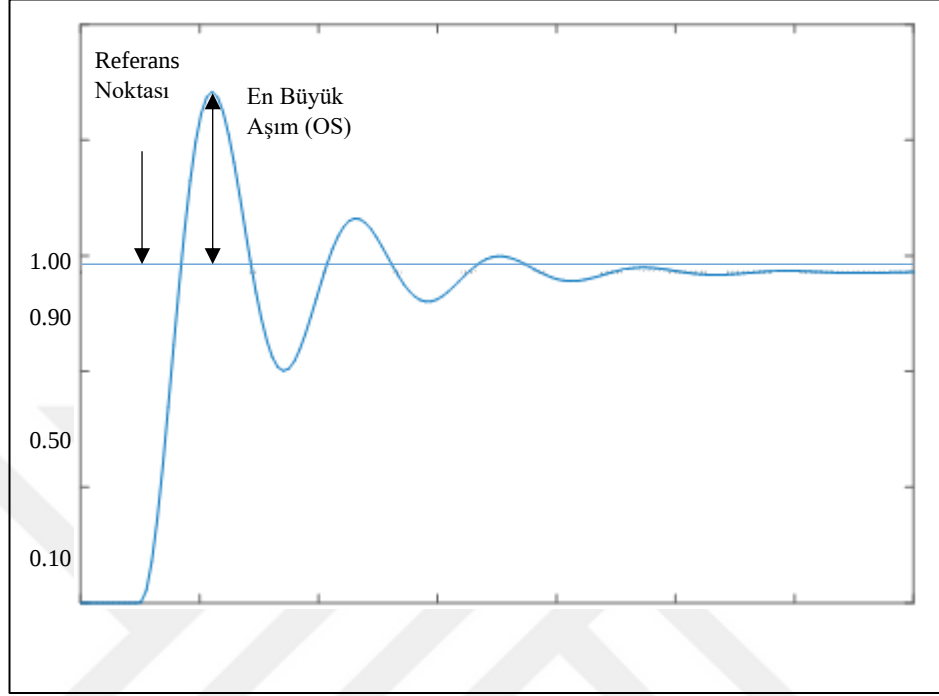


Şekil 3.13 Kapalı çevrim sisteminin ITAE kriteri (Büchi,2021)

$$ITAE = \int_0^{\infty} |e| \cdot t \cdot dt \quad (3.70)$$

Kontrol teorisinde OS, kapalı çevrim cevabının ayar noktasını aşan bir değere çıkmasıdır. Daha basit bir ifadeyle kapalı çevrim cevabın maksimum değeri ile kalıcı durum değeri arasındaki farktır. Genellikle literatürde yüzde olarak verilmektedir. Tasarlanan bir sistemin çabuk cevap vermesi istenildiğinde genellikle kapalı çevrim cevabın taşma değeri yüksek olacaktır. Tasarlanan sistemin daha yavaş bir cevap vermesi istenildiğinde ise kapalı çevrim cevabın taşma değeri daha düşük olacaktır. Bu tez çalışmasında performans indeksleri açısından OS değeri düşük olan tasarım

daha kabul edilebilir bir tasarım olarak değerlendirilmiştir. OS'nin grafiksel olarak gösterimi Şekil 3.14'teki gibidir.



Şekil 3.14 Maksimum taşma (OS)

Kazanç payı ( $G_m$ ) ve Faz Payı ( $P_m$ ) kontrol teorisinde tasarlanan sistemin sağlamlığının önemli bir ölçütü olarak sunulmaktadır (Ho vd., 1995). Bu ölçütler sırasıyla, açık çevrim sistemde kapalı çevrim kararlılığını kaybetmeden meydana gelebilecek maksimum kazanç ve faz belirsizliği olarak karşımıza çıkarlar (Horowitz, 1963, aktaran Sayyaf ve Tavazoei, 2017). Doğal olarak kazanç ve faz payı ne kadar yüksek ise kapalı çevrim kontrol sisteminin sağlamlığı o kadar yüksek olur. Bu tez çalışmasında performans indeksleri açısından  $G_m$  ve  $P_m$  değeri yüksek olan tasarım daha kabul edilebilir bir tasarım olarak değerlendirilmiştir.

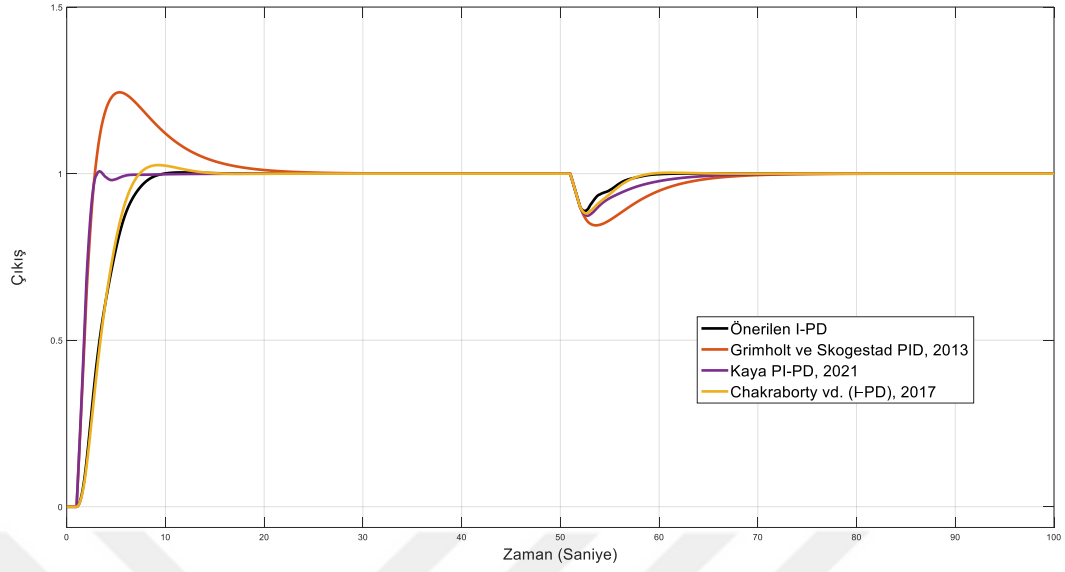
TV ve ITAE değerleri hesaplanırken Matlab Simulink programında “Solver Selection” bölümünde “Type=Fixed-Step”, “Solver=auto (Automatic solver selection)” ve “Fixed-step size (fundamental sample time) =1e-3” seçilerek hesaplanmıştır.

#### 4. BULGULAR ve TARTIŞMA

Bu bölümde, daha önce integratörlü ve açık çevirim kararsız süreçlerin denetimine yönelik tasarlanan I-PD denetleyicilerin benzetim sonuçlarına ait bulgular verilmiştir.

##### 4.1 İntegratörlü Sistemler ile İlgili Bulgular ve Tartışma

**Örnek 1:** Bu örnekte transfer fonksiyonu  $G(s) = \frac{1}{s}e^{-s}$  ile verilen integratörlü sürecin denetimi ele alınmıştır. Bu süreç daha önce Grimholt ve Skogestad (2013), Kaya (2021) ve Chakraborty vd. (2017) gibi farklı araştırmacılar tarafından çalışılmış bir süreç transfer fonksiyonudur. Önerilen I-PD denetleyicinin parametreleri bir önceki bölümde elde edilen denklem (3.65) ve (3.62) kullanılarak hesaplanmıştır. Önerilen I-PD denetleyici ile Grimholt ve Skogestad (2013), Kaya (2021) ve Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen denetleyiciler için elde edilen denetleyici ayar parametreleri Tablo 4.1’de verilmiştir. Basamak şeklindeki bozucunun genliği  $-0.1$  olup,  $t=50$  saniyede sisteme giriş yapmıştır. Şekil 4.1 incelendiğinde hem basamak değişimin takibi hem de bozucunun bastırılması açısından önerilen I-PD tasarımın en arzu edilen cevabı verdiği söylenebilir. Önerilen I-PD tasarımı ile Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen I-PD tasarımın performanslarının birbirine oldukça yakın oldukları gözlenmiştir. Ancak bu tez çalışmasında verilen I-PD tasarımının çok az da olsa basamak giriş için daha düşük aşmayı üretmiştir. Ayrıca, Grimholt ve Skogestad (2013) tarafından sağlanan denetleyici ve tasarım metodunun hem basamak giriş hem de bozucu girişlere karşı en yüksek taşmaya ve en uzun oturma zamanına sebebiyet verdiği görülmüştür. Bu örnekte karşılaştırmada kullanılan tüm tasarım metotlarına ait bazı performans ölçüm parametreleri,  $ITAE$ ,  $TV$ ,  $OS$ ,  $Gm$ ,  $Pm$  ve  $Ms$  Tablo 4.2’de sunulmuştur.



Şekil 4.1 Örnek 1 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.1 Örnek 1 için denetleyici parametreleri

| Tasarım Metodu                    | $K_c$ | $T_i$ | $K_f$ | $T_d$ |
|-----------------------------------|-------|-------|-------|-------|
| Önerilen I-PD*                    | 1.000 | 3.737 | -     | 0.500 |
| Grimholt ve Skogestad PID, 2013** | 0.590 | 6.810 | -     | 0.330 |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017***   | 0.844 | 3.550 | -     | 0.482 |
| Kaya PI-PD, 2021                  | 0.604 | 4.071 | 0.273 | 1.123 |

\* $M_s=1.4$  \*\* $M_s=1.59$ , \*\*\* $M_s=1.455$

Tablo 4.2 Örnek 1 için performans ölçüm parametreleri

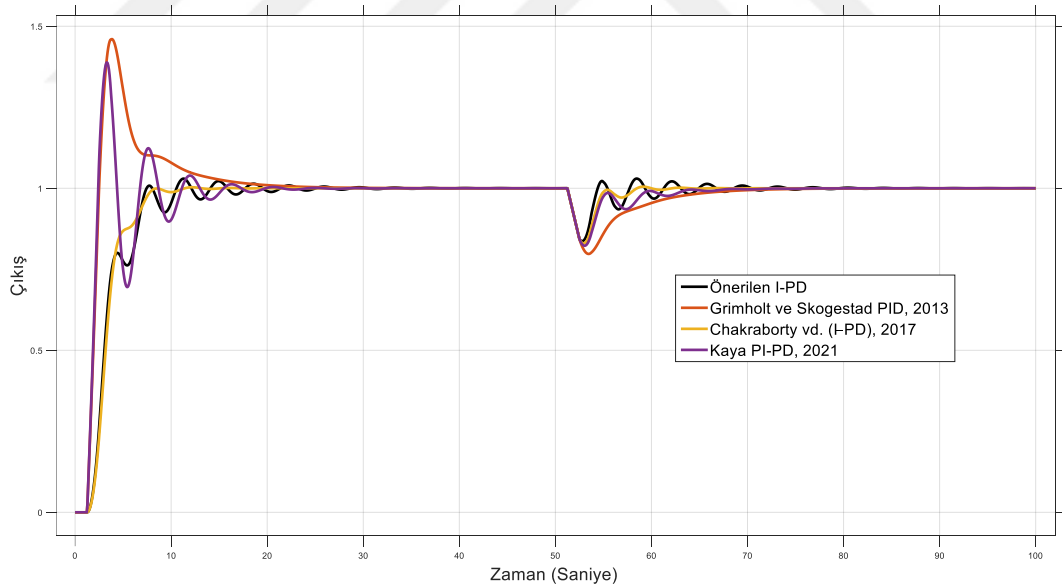
| Tasarım Metodu                  | $ITAE$ | $TV$   | $OS$  | $G_m$ | $P_m$  | $M_s$ |
|---------------------------------|--------|--------|-------|-------|--------|-------|
| Önerilen I-PD                   | 8.730  | 0.6013 | 0.003 | 4.363 | 67.317 | 1.398 |
| Grimholt ve Skogestad PID, 2013 | 17.390 | 0.8735 | 0.244 | 3.056 | 53.081 | 1.551 |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017    | 8.863  | 0.5820 | 0.026 | 3.989 | 63.646 | 1.471 |
| Kaya PI-PD, 2021                | 2.087  | 1.1567 | 0.007 | 2.408 | 63.561 | 1.742 |

Tablo 4.2 incelendiğinde önerilen I-PD denetleyici tasarımının Kaya (2021) tarafından önerilen PI-PD denetleyici tasarımından sonraki en düşük  $ITAE$  değerine ulaştığı görülmüştür.  $TV$  değerleri açısından bakıldığında, önerilen I-PD denetleyici tasarımının Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen denetleyici tasarımı ile karşılaştırılabilir bir  $TV$  değerine ulaştığı görülmüştür. Önerilen I-PD denetleyici

tasarımının daha yüksek  $G_m$  ve  $P_m$  değerlerine ve en düşük  $M_s$  değerine sahip olduğu görülmüştür. Dolayısıyla, önerilen yaklaşımın en ideal performansı verdiği söylenebilir.

Önerilen I-PD tasarım yöntemi ve diğer tasarım yöntemlerinin parametre değişimine karşı hassasiyetlerini belirleyebilmek için transfer fonksiyonu model parametrelerinde ( $K$  ve  $\theta$ )  $\pm\%25$  değişim kabul edilmiştir. Transfer fonksiyonu parametrelerindeki  $+\%25$  ve  $-\%25$  değişim için kapalı çevrim benzetim cevapları, sırasıyla, Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te verilmiştir. Performans ölçüm parametreleri ise, sırasıyla, Tablo 4.3 ve Tablo 4.4'de sunulmuştur.

Şekil 4.2 incelendiğinde transfer fonksiyonu parametrelerinin  $+\%25$  oranında artması tüm denetleyici tasarımlarının basamak girişe verdikleri kapalı çevrim cevaplarındaki aşımaların ve salınımların artmasına neden olmuştur. Buradaki en fazla aşım ve salınımin Kaya (2021) tarafından önerilen tasarımda olduğu görülmüştür.



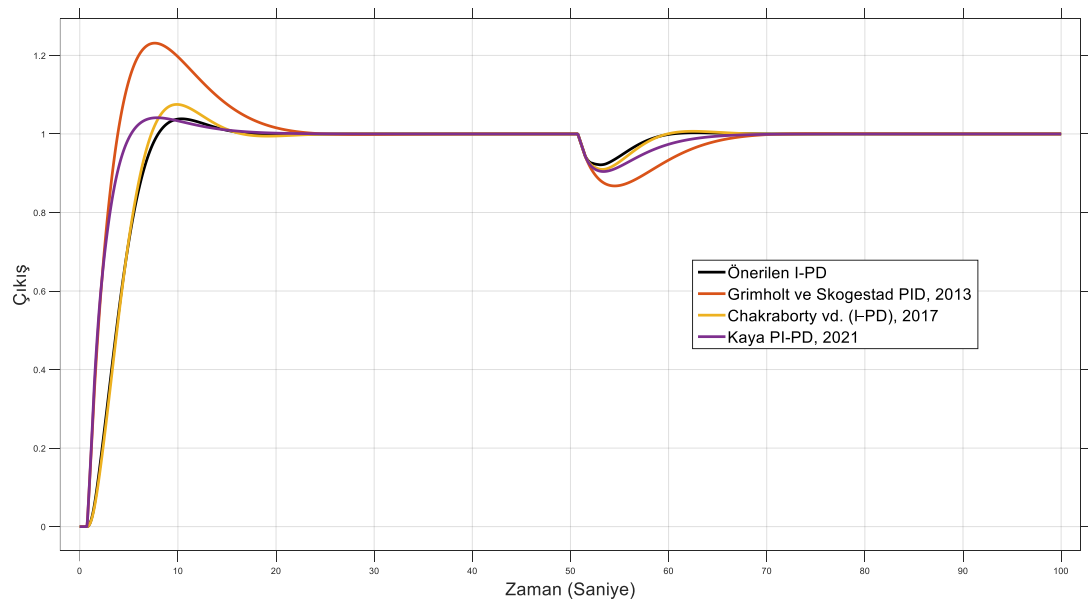
Şekil 4.2 Örnek 1 için sistemin kazancının ve zaman gecikmesinin  $+\%25$  değişiminde kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.3 Örnek 1 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu                  | $ITAE$ | $TV$  | $OS$  | $G_m$ | $P_m$  | $M_s$ |
|---------------------------------|--------|-------|-------|-------|--------|-------|
| Önerilen I-PD                   | 12.430 | 1.741 | 0.030 | 2.956 | 67.167 | 1.643 |
| Grimholt ve Skogestad PID, 2013 | 15.180 | 1.218 | 0.440 | 1.969 | 39.687 | 2.229 |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017    | 7.660  | 0.786 | 0.000 | 2.846 | 66.602 | 1.546 |
| Kaya PI-PD, 2021                | 10.890 | 3.163 | 0.390 | 1.422 | 50.458 | 3.381 |

Tablo 4.3'ten performans ölçüm kriterleri incelendiğinde, en yüksek kazanç ve faz paylarının önerilen I-PD tasarım yöntemine, en düşük  $ITAE$ ,  $TV$ ,  $OS$ , ve  $M_s$  değerlerinin ise Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen tasarımına ait olduğu görülmüştür.

Transfer fonksiyonu parametrelerinin -%25 oranındaki değişimlerde önerilen I-PD denetleyicinin referans giriş için en düşük taşmayı verdiği Şekil 4.3'te görülmüştür. Bozucu girişler için ise, önerilen tasarım metodu ile Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen tasarım metodunun oldukça benzer davrandıkları ve bozucu girişi en hızlı şekilde bastırdıkları görülmüştür.



Şekil 4.3 Örnek 1 için sistemin kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları

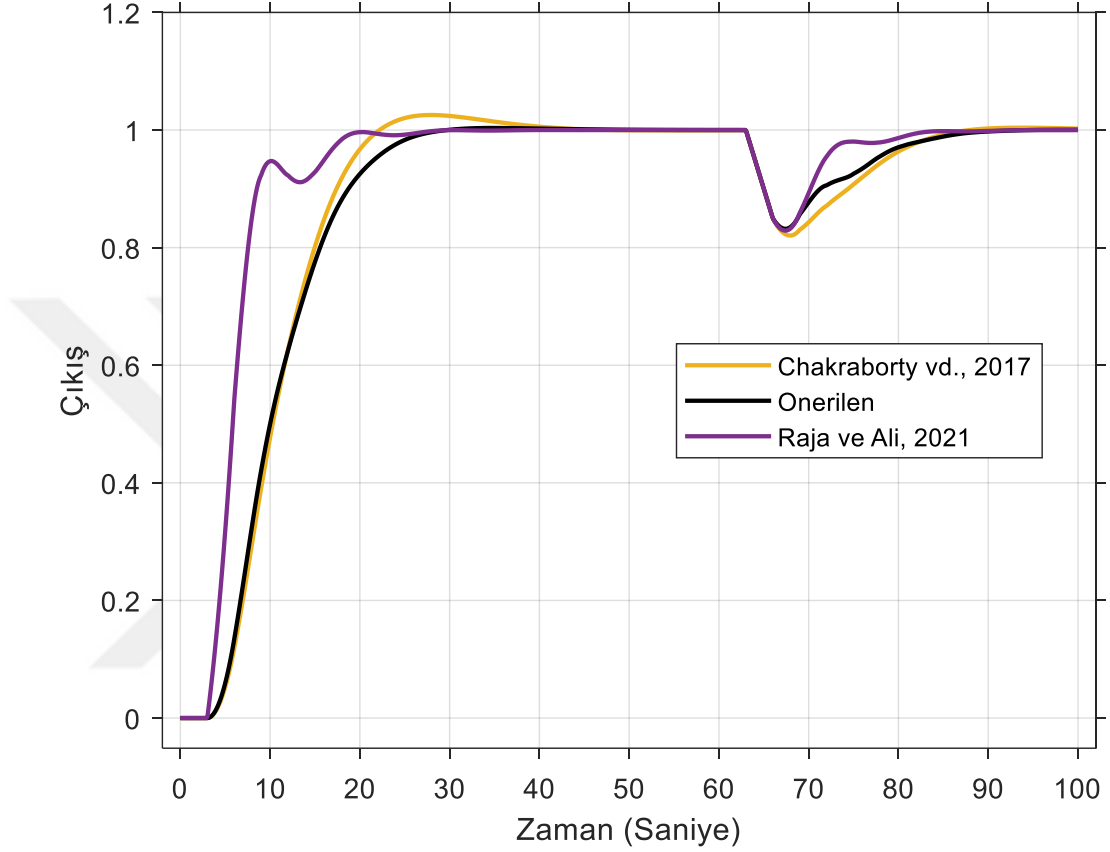
Tablo 4.4 Örnek 1 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu                     | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|------------------------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD                      | 11.510      | 0.583     | 0.040     | 5.974     | 63.583    | 1.400     |
| Grimholt ve Skogestad<br>PID, 2013 | 23.280      | 0.815     | 0.200     | 5.039     | 60.571    | 1.259     |
| Chakraborty vd. (I-PD),<br>2017    | 13.640      | 0.618     | 0.070     | 5.462     | 59.588    | 1.469     |
| Kaya PI-PD, 2021                   | 5.900       | 0.907     | 0.040     | 4.517     | 67.722    | 1.319     |

Transfer fonksiyonu parametrelerinin -%25 değişimine ait performans ölçüm kriterleri Tablo 4.4’de verilmiştir. Önerilen I-PD denetleyici tasarımının en uygun *TV*, *OS* ve *Gm* değerlerini verdiği görülmektedir. En düşük *ITAE* değerinin Kaya (2021), en düşük *Ms* değerinin ise Grimholt ve Skogestad (2013) tarafından önerilen tasarımlarla sağlanmaktadır. Tüm bu bulgular göz önüne alındığında önerilen I-PD denetleyici tasarımının Örnek 1 için tatmin edici kapalı çevrim performansı sağladığı söylenebilir.

**Örnek 2:** Bu örnekte, Raja ve Ali (2021) ve Chakraborty (2017) tarafından çalışılmış olan  $G(s) = \frac{0.002}{s} e^{-3s}$  ele alınmıştır. Önerilen yöntemin denetleyici parametreleri bir önceki bölümde bulunan denklem (3.65) ve (3.62) kullanılarak hesaplanmış ve Tablo 4.5’de verilmiştir. Karşılaştırmalarda kullanılacak olan diğer tasarımların denetleyici parametreleri de Tablo 4.5’de sağlanmıştır. Tasarlanan denetleyiciler ile elde edilen kapalı çevrim benzetim sonuçları Şekil 4.4’de verilmiştir. Kapalı çevrim sisteminin girişine birim genlikli basamak girişi uygulanmıştır. -25 genliğindeki basamak bozucu  $t=60$  saniyede giriş yapmıştır. Şekil 4.4 incelendiğinde, hem basamak değişiminin takibi hem de bozucunun bastırılması açısından önerilen I-PD tasarımın en arzu edilen cevabı verdiği söylenebilir. Önerilen I-PD tasarımı ile Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen I-PD tasarımın performanslarının birbirine yakın oldukları görülmüştür. Bu çalışmada önerilen I-PD tasarımının az da olsa basamak giriş için daha düşük aşmayı üretmiştir. Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen PI-PD tasarımı basamak değişimine taşma olmaksızın bir cevap verdiği görülmüştür. Ancak basamak giriş cevabında bir miktar salınım olduğu görülmüştür. Benzeri bir durumun bozucu girişi bastırmada da olduğu görülmüştür. Karşılaştırmalarda kullanılan tüm

tasarımların oturma süreleri birbirine yakın olduğu Şekil 4.4’de görülmüştür. Bu örnekte karşılaştırmalarda kullanılan tüm tasarım metotlarına ait bazı performans ölçüm parametreleri, *ITAE*, *TV*, *OS*, *Gm*, *Pm* ve *Ms* değerleri Tablo 4.6’da verilmiştir.



Şekil 4.4 Örnek 2 referans ve bozucu giriş kapalı çevrim benzetim cevapları

Tablo 4.5 Örnek 2 için denetleyici parametreleri

| Tasarım Metodu              | $K_c$   | $T_i$  | $K_f$   | $T_d$ |
|-----------------------------|---------|--------|---------|-------|
| Önerilen I-PD*              | 166.667 | 11.211 | -       | 1.50  |
| Chakraborty (I-PD), 2017**  | 140.000 | 10.660 | -       | 1.45  |
| Raja ve Ali (PI-PD), 2021** | 58.770  | 2.8310 | 137.000 | 1.50  |

\* $M_s=1.4$  \*\* $M_s=1.455$

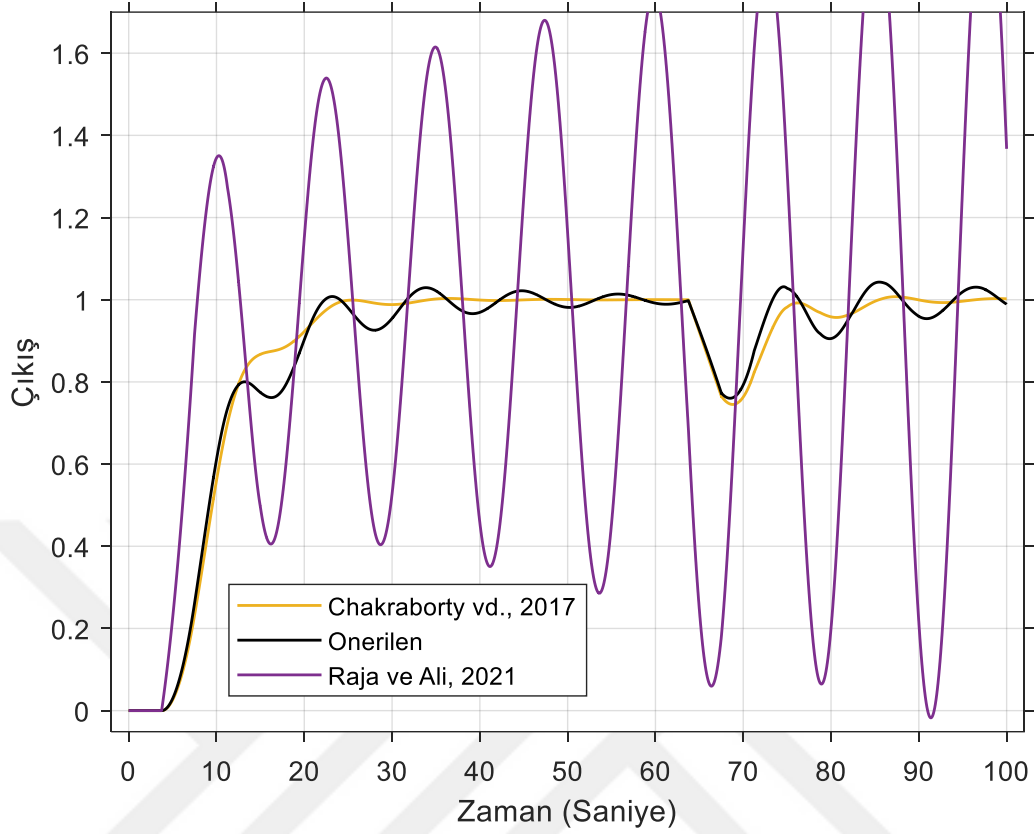
Tablo 4.6 Örnek 2 için performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu               | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|------------------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD                | 78.620      | 100.100   | 0.003     | 4.357     | 67.310    | 1.398     |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017 | 79.810      | 96.810    | 0.026     | 3.996     | 63.575    | 1.472     |
| Raja ve Ali(PI-PD), 2021     | 28.250      | 257.520   | 0.000     | 2.360     | 68.589    | 1.740     |

Tablo 4.6’da, Örnek 2 için yapılan performans ölçüm sonuçları incelendiğinde, Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen PI-PD denetleyici tasarımı en düşük *ITAE* değerine ulaşmıştır. *TV* değeri açısından bakıldığında, önerilen I-PD denetleyici tasarımı ile Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen denetleyici ile karşılaştırılabilir bir *TV* değerine sahip olduğu görülmüştür. Önerilen I-PD denetleyici tasarımı en yüksek *Gm* ve *Pm* değerlerine ve en düşük *Ms* değerine sahip olduğu görülmüştür. Dolayısı ile, önerilen yaklaşımın en ideal performansı verdiği söylenebilir.

Önerilen I-PD tasarım yöntemi ve diğer tasarım yöntemlerinin parametre değişimine karşı hassasiyetlerini belirleyebilmek için transfer fonksiyonu model parametrelerinde ( $K$  ve  $\theta$ )  $\pm\%25$  değişim kabul edilmiştir. Transfer fonksiyonu parametrelerindeki  $+\%25$  ve  $-\%25$  değişim için kapalı çevrim benzetim cevapları sırasıyla, Şekil 4.5 ve Şekil 4.6’da verilmiştir. Performans ölçüm parametreleri ise sırasıyla Tablo 4.7 ve Tablo 4.8’de sunulmuştur.

Şekil 4.5 incelendiğinde transfer fonksiyonu parametrelerinin  $+\%25$  oranında artması tüm denetleyici tasarımlarının basamak girişe verdikleri kapalı çevrim cevaplarındaki salınımların artmasına neden olmuştur, hatta Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen tasarımın kararsız hale geldiği gözlemlenmiştir.



Şekil 4.5 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde kapalı çevrim benzetim sonuçları

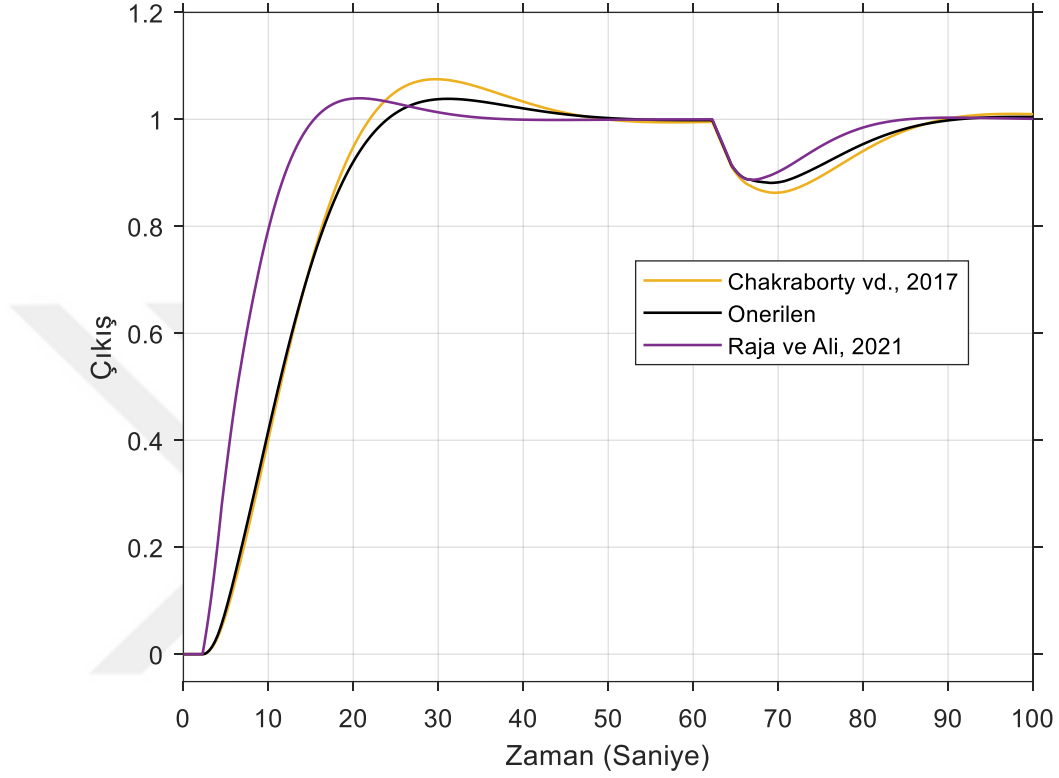
Tablo 4.7 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu               | <i>ITAE</i>    | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|------------------------------|----------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD                | 98.940         | 272.620   | 0.028     | 2.956     | 67.220    | 1.643     |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017 | 69.010         | 130.650   | 0.003     | 2.858     | 66.530    | 1.545     |
| Raja ve Ali (PI-PD), 2021    | <i>Karasız</i> |           |           |           |           |           |

Tablo 4.7’den performans ölçüm kriterleri incelendiğinde, en yüksek *Gm* ve *Pm*’nin önerilen I-PD tasarım yöntemine ait olduğu görülmüştür. *ITAE*, *TV*, *OS* ve *Ms* değerleri açısından bakıldığında, Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen tasarım yönteminin en düşük değerlere sahip olduğu görülmüştür.

Süreç transfer fonksiyonu parametrelerinin -%25 oranındaki değişimlerde önerilen I-PD denetleyicinin referans giriş için en düşük aşmayı verdiği Şekil 4.6’da görülmüştür.

Bozucu giriş için ise Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen tasarım metodu ile karşılaştırılabilir bir yanıt verdiği söylenebilir. Karşılaştırılmaya alınan her tasarım metodu bozucu girişi bastırmada birbirine yakın cevaplar ürettiği görülmüştür. Bu duruma ait performans ölçüm kriterleri Tablo 4.8’de verilmiştir.



Şekil 4.6 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim benzetim sonuçları

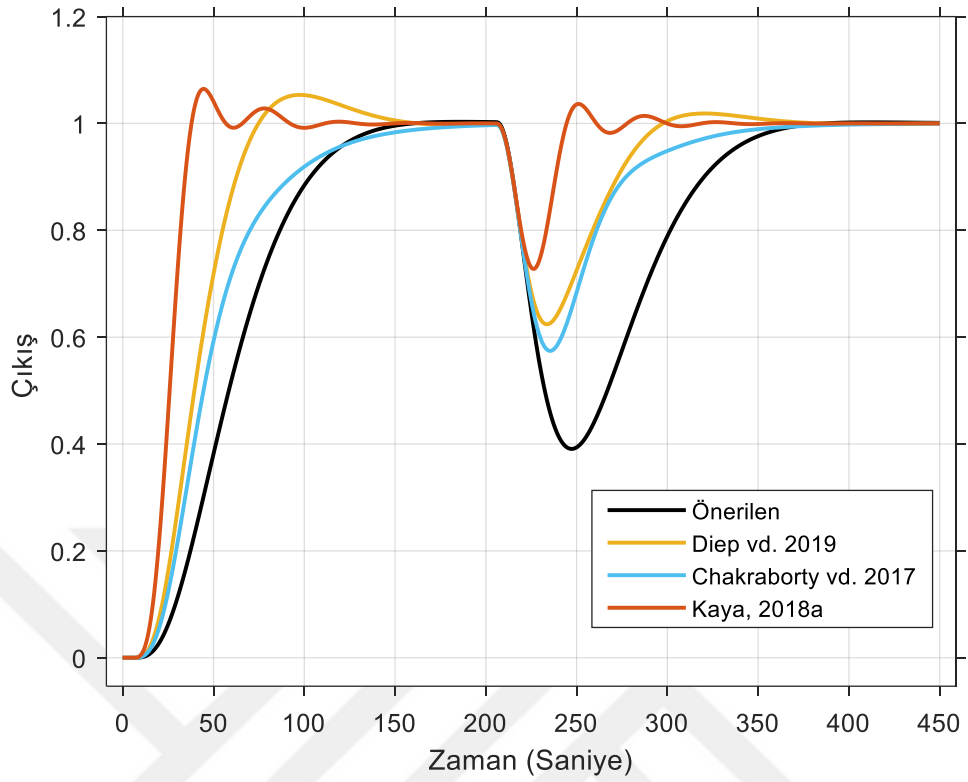
Tablo 4.8 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu               | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|------------------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD                | 102.600     | 97.130    | 0.038     | 5.974     | 63.580    | 1.400     |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017 | 119.600     | 102.650   | 0.075     | 5.468     | 59.5100   | 1.4700    |
| Raja ve Ali (PI-PD), 2021    | 41.220      | 169.250   | 0.039     | 5.295     | 64.23     | 1.320     |

Tablo 4.8 incelendiğinde önerilen I-PD denetleyici tasarımının en uygun *TV*, *OS* ve *Gm* değeri verdiği görülmüştür. En düşük *ITAE* ve *Ms* değerini ve en yüksek *Pm* değerinin Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen tasarıma ait olduğu görülmüştür. Tüm

bu bulgular göz önüne alındığında önerilen I-PD denetleyici tasarımının Örnek 2 için tatmin edici bir kapalı çevrim performansı sağladığı söylenebilir.

**Örnek 3:** Bu örnekte transfer fonksiyonu  $G(s) = \frac{1}{s(10s+1)(s+1)(0.5s+1)(0.25s+1)} e^{-5s}$  ile verilen integratörlü sürecin denetimi ele alınmıştır. Bu süreç daha önce Chakraborty (2017), Kaya (2018a) ve Diep vd. (2019) gibi farklı araştırmacılar tarafından çalışılmış yüksek dereceli bir transfer fonksiyonudur. Verilen süreç, yüksek dereceli bir transfer fonksiyonuna sahip olduğundan, önerilen tasarım kurallarının kullanılabilmesi için, Pade 0/1 dönüşümü kullanılarak süreç saf integratörlü artı zaman gecikmeli bir transfer fonksiyonu  $G(s) \cong \frac{1}{s} e^{-16.75s}$  olarak modellenmiştir. Önerilen I-PD denetleyicinin parametreleri bir önceki bölümde elde edilen denklem (3.64) ve (3.62) kullanılarak hesaplanmıştır. Önerilen I-PD denetleyici ile Chakraborty vd. (2017), Kaya (2018a) ve Diep vd. (2019) tarafından önerilen denetleyiciler için elde edilen denetleyici ayar parametreleri Tablo 4.9’da verilmiştir. Tasarlanan bu denetleyiciler ile kapalı çevrim sisteminin birim basamak girişi takip ve bozucu girişin bastırılmasına ait benzetim sonuçları Şekil 4.7’de verilmiştir. Birim basamak şeklindeki bozucunun genliği -0.04 olup, t=200 saniyede sisteme giriş yapmıştır. Şekil 4.7 incelendiğinde basamak değişimi takip ve bozucunun bastırılması açısından Kaya (2018a) tarafından tasarlanan denetleyicinin en hızlı cevabı verdiği söylenebilir. Önerilen I-PD tasarımı ve diğer tasarımların ise benzer oturma zamanlarına sahip olduğu görülebilir. Önerilen I-PD tasarımının bozucu girişine en hassas tasarım olduğu görülmüştür. Bu örnekte karşılaştırmada kullanılan tüm tasarım metotlarına ait bazı performans ölçüm parametreleri, *ITAE*, *TV*, *OS*, *Gm*, *Pm*, ve *Ms* Tablo 4.10’da sunulmuştur.



Şekil 4.7 Örnek 3 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.9 Örnek 3 için denetleyici parametreleri

| Tasarım Metodu               | $K_c$  | $T_i$   | $T_d$   |
|------------------------------|--------|---------|---------|
| Önerilen I-PD*               | 0.0597 | 62.5966 | 8.3750  |
| Diep vd. (I-PD), 2019        | 0.1000 | 38.4600 | 10.1410 |
| Kaya (I-PD), 2018a           | 0.1910 | 24.5410 | 7.4330  |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017 | 0.1020 | 52.6080 | 7.1470  |

\* $M_s:1.4$

Tablo 4.10 Örnek 3 için performans ölçüm parametreleri

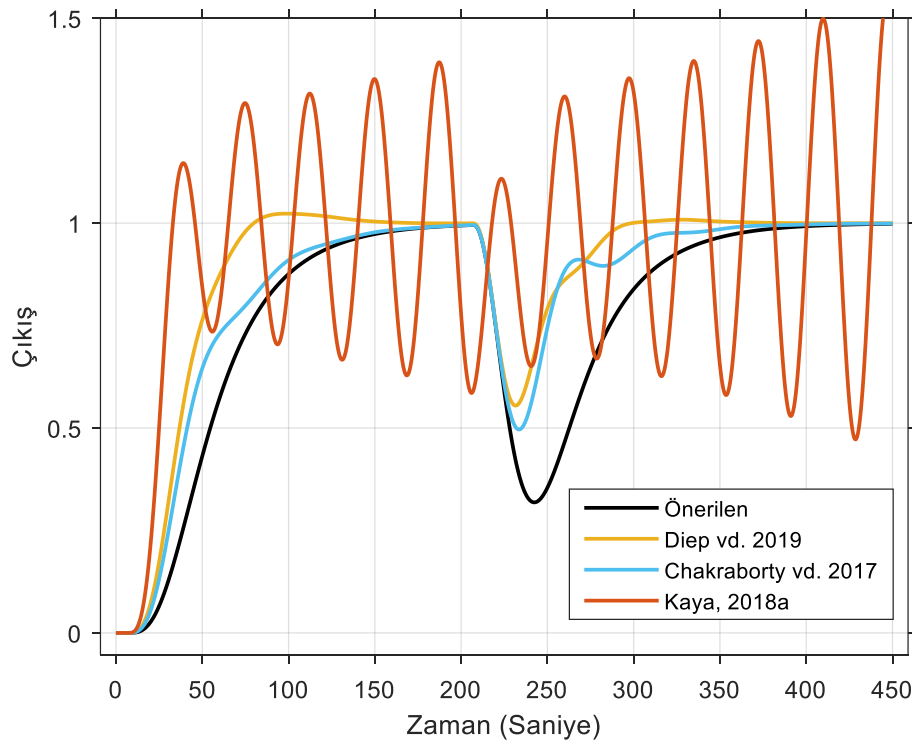
| Tasarım Metodu               | $ITAE$ | $TV$  | $OS$  | $G_m$ | $P_m$  | $M_s$ |
|------------------------------|--------|-------|-------|-------|--------|-------|
| Önerilen I-PD                | 2421   | 0.032 | 0.003 | 4.641 | 67.100 | 1.400 |
| Diep vd. (I-PD), 2019        | 1237   | 0.064 | 0.053 | 3.683 | 60.830 | 1.534 |
| Kaya (I-PD), 2018a           | 438    | 0.236 | 0.065 | 2.289 | 60.050 | 1.779 |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017 | 1874   | 0.050 | 0.000 | 4.012 | 71.262 | 1.389 |

Tablo 4.10 incelendiğinde en düşük TV ve en yüksek  $G_m$  önerilen I-PD denetleyici tasarım ile elde edilmektedir. Chakraborty vd (2017) tarafından tasarlanan tasarımdan

sonra en düşük  $OS$  ve  $Ms$  ve en yüksek  $Pm$  değerleri önerilen I-PD tasarımına aittir.  $ITAE$  değerleri açısından, önerilen I-PD tasarımının en yüksek  $ITAE$  değerine ulaştığı görülmüştür. En düşük  $ITAE$  değerinin Kaya (2018a) tarafından önerilen tasarımda olduğu görülmüştür.

Önerilen I-PD tasarım yöntemi ve diğer tasarım yöntemlerinin parametre değişimine karşı hassasiyetlerini belirleyebilmek için transfer fonksiyonu model parametrelerinde ( $K$  ve  $\theta$ )  $\pm\%25$  değişim kabul edilmiştir. Transfer fonksiyonu parametrelerinde  $+\%25$  ve  $-\%25$  değişim için kapalı çevrim benzetim cevapları sırasıyla Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da verilmiştir. Performans ölçüm parametreleri ise, sırasıyla, Tablo 4.11 ve Tablo 4.12'de sunulmuştur.

Transfer fonksiyonu parametrelerinin  $+\%25$  oranındaki değişimlerde önerilen I-PD denetleyicinin basamak giriş değişimine aşma olmadan, bozucu girişine ise en yavaş cevabı verdiği Şekil 4.8'de görülmüştür. Kaya (2018a) tarafından önerilen tasarım metodunun parametre değişimine karşı hassasiyeti artmış ve kararsız bir cevap üretmiştir.



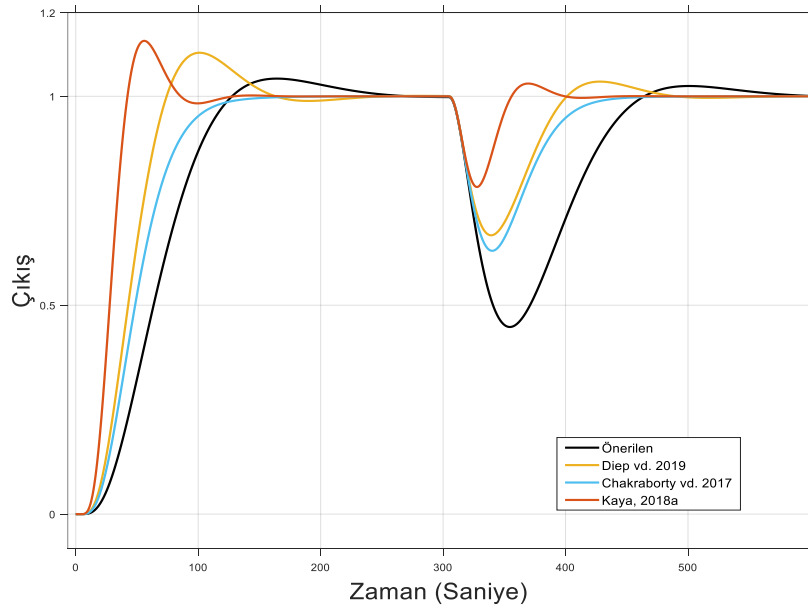
Şekil 4.8 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin  $+\%25$  değişiminde kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.11 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu               | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|------------------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD                | 2552        | 0.029     | 0.000     | 4.364     | 69.970    | 1.381     |
| Diep vd. (I-PD), 2019        | 1028        | 0.063     | 0.020     | 3.612     | 63.510    | 1.486     |
| Kaya (I-PD), 2018a           | Kararsız    |           |           |           |           |           |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017 | 1975        | 0.056     | 0.000     | 3.617     | 73.400    | 1.388     |

Tablo 4.11 incelendiğinde önerilen I-PD denetleyicinin en düşük *TV*, *OS* ve *Ms* değerlerine bunun yanı sıra en yüksek *Gm* değerine ve Chakraborty vd. (2017) tarafından tasarlanan denetleyiciden sonra en yüksek *Pm* değerlerine sahip olduğu görülmüştür. *ITAE* değerleri açısından bakacak olursak en düşük *ITAE* değerine Diep vd. (2019) tarafından tasarlanan denetleyicinin sahip olduğu, en yüksek *ITAE* değerinin ise önerilen I-PD denetleyicinin sahip olduğu görülmüştür.

Şekil 4.12 incelendiğinde transfer fonksiyonu parametrelerinin -%25 oranında artması Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen tasarım hariç tüm denetleyici tasarımlarının basamak girişe verdikleri kapalı çevrim cevaplarındaki aşımaların artmasına neden olmuştur. Yine bozucu girişe karşı en yavaş cevabın önerilen I-PD denetleyici tasarımı ile elde edildiği görülmüştür.



Şekil 4.9 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları

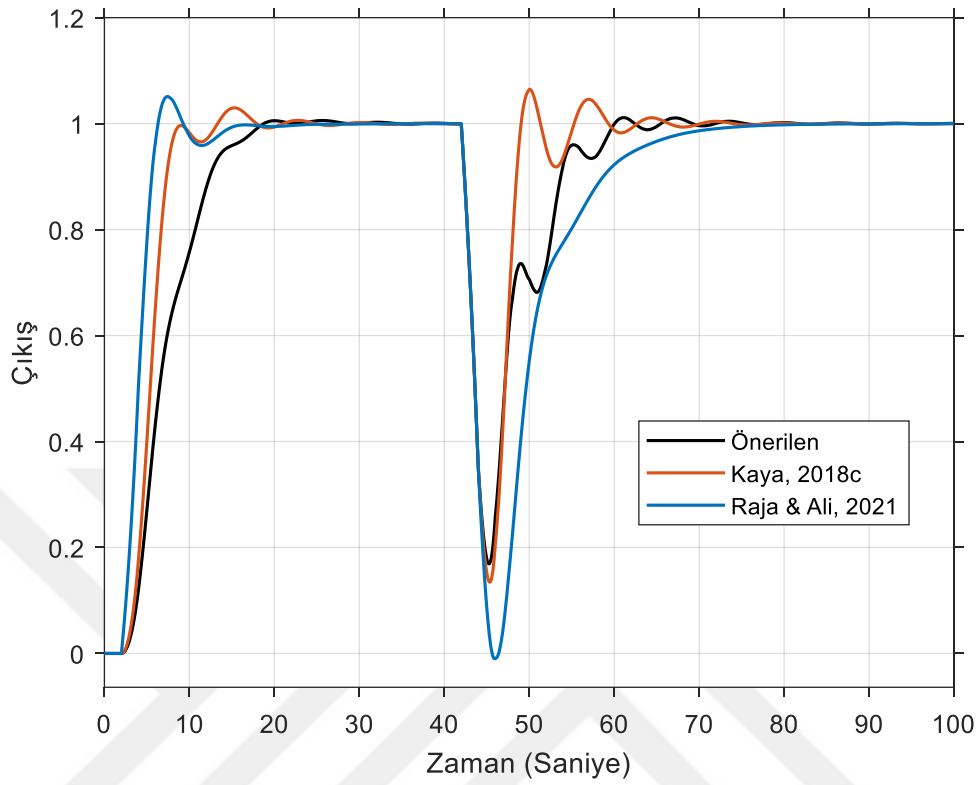
Tablo 4.12 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu               | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|------------------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD                | 3111        | 0.038     | 0.042     | 4.883     | 62.790    | 1.454     |
| Diep vd. (I-PD), 2019        | 1754        | 0.073     | 0.104     | 3.705     | 56.720    | 1.602     |
| Kaya (I-PD), 2018a           | 664         | 0.182     | 0.133     | 2.437     | 55.700    | 1.819     |
| Chakraborty vd. (I-PD), 2017 | 1074        | 0.054     | 0.000     | 4.283     | 67.810    | 1.422     |

Tablo 4.12 incelendiğinde en düşük *TV* ve en yüksek *Gm* değerlerinin önerilen I-PD denetleyici tasarımına ait olduğu görülmüştür. Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen tasarımdan sonra en yüksek *Pm* ve en düşük *OS* değerleri önerilen I-PD tasarımına aittir. *Ms* değer açısından da Chakraborty vd. (2017) tarafından önerilen denetleyici tasarımı ile karşılaştırılabilir bir *Ms* değerine sahip olduğu görülmüştür. Tüm bu bulgular düşünüldüğünde önerilen I-PD denetleyici tasarımı Örnek 3 için tatmin edici bir kapalı çevrim performansı sağladığı söylenebilir.

#### 4.2 Kararsız Sistemler ile İlgili Bulgular ve Tartışma

**Örnek 1:** Bu örnekte transfer fonksiyonu  $G(s) = \frac{4}{4s-1} e^{-2s}$  olan sürecin denetimi ele alınmıştır. Bu süreç fonksiyonu daha önce Raja ve Ali (2021) ve Kaya (2018c) gibi farklı araştırmacılar tarafından çalışılmıştır. Önerilen I-PD denetleyicinin parametreleri bir önceki bölümde elde edilen denklemler (3.64) ve (3.62) kullanılarak hesaplanmıştır. Önerilen I-PD denetleyici ile Raja ve Ali (2021) ve Kaya (2018c) tarafından önerilen denetleyiciler için elde edilen denetleyici ayar parametreleri Tablo 4.13’de özetlenmiştir. Tasarlanan bu denetleyiciler ile kapalı çevrim sistemin birim basamak girişi takip ve bozucu girişin bastırılmasına ait benzetim sonuçları Şekil 4.10’da verilmiştir. Basamak şeklindeki bozucunun genliği -0.25 olup  $t=40$  saniyede sisteme giriş yapmıştır. Şekil 4.10 incelendiğinde, hem basamak girişi takip hem de bozucunun bastırılması açısından önerilen I-PD tasarımın en arzu edilen cevabı verdiği söylenebilir. Önerilen I-PD tasarım düşük bir taşma ile diğer tasarımlarla benzer oturma zamanına sahip olduğu görülmüştür. Bozucu girişine en hassas tasarımın Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen tasarım olduğu görülmüştür. Bu örnekte karşılaştırmada kullanılan tüm tasarım metotlarına ait bazı performans ölçüm parametreleri, *ITAE*, *TV*, *OS*, *Gm*, *Pm* ve *Ms* değerleri Tablo 4.14’de sunulmuştur



Şekil 4.10 Örnek 1 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.13 Örnek 1 için denetleyici parametreleri

| Tasarım Metodu          | $K_c$ | $T_i$  | $K_f$ | $T_d$ |
|-------------------------|-------|--------|-------|-------|
| Önerilen I-PD*          | 0.625 | 12.457 | -     | 1.000 |
| Raja & Ali (PI-PD) 2021 | 0.165 | 5.251  | 0.380 | 1.000 |
| Kaya, (I-PD), 2018c     | 0.650 | 8.812  | -     | 0.812 |

\* $M_s=1.4$

Tablo 4.14 Örnek 1 için performans ölçüm parametreleri

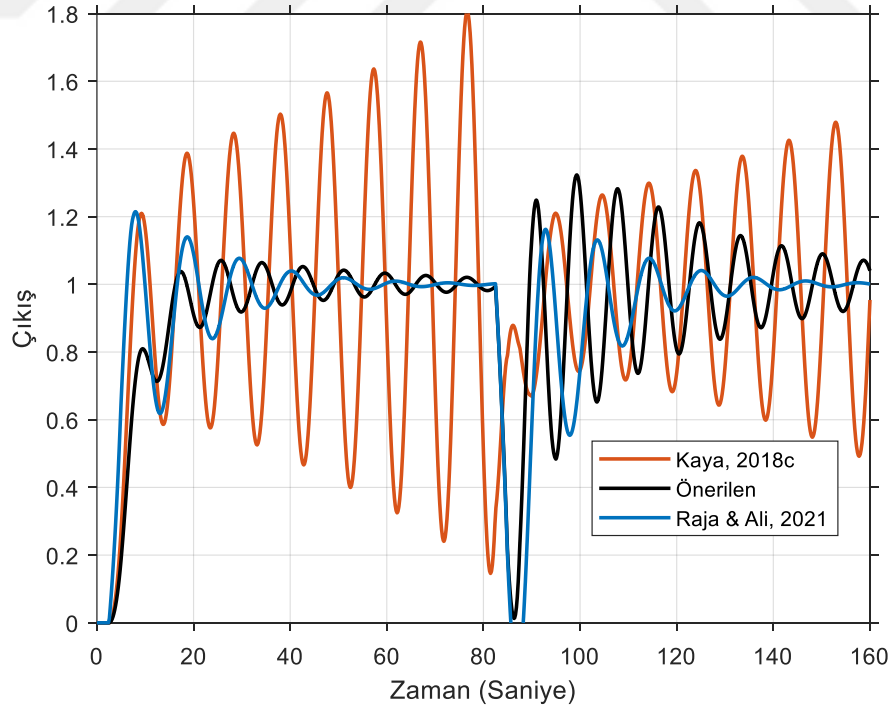
| Tasarım Metodu          | $ITAE$ | $TV$  | $OS$  | $G_m$ | $P_m$  | $M_s$ |
|-------------------------|--------|-------|-------|-------|--------|-------|
| Önerilen I-PD           | 35.130 | 0.472 | 0.004 | 4.175 | 67.360 | 1.396 |
| Raja & Ali (PI-PD) 2021 | 12.370 | 0.719 | 0.052 | 2.305 | 63.120 | 1.822 |
| Kaya (I-PD), 2018c      | 18.250 | 0.691 | 0.027 | 2.447 | 62.430 | 1.698 |

Tablo 4.14 incelendiğinde önerilen I-PD denetleyici tasarımının en düşük  $TV$ ,  $OS$  ve  $M_s$  değerine ve bunun yanında en yüksek  $G_m$  ve  $P_m$  'e sahip olduğu görülmüştür.  $ITAE$  değerleri açısından bakılacak olursa en yüksek  $ITAE$  değerine sahip görülmüştür. En

düşük *ITAE* değerine sahip olan tasarım Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen tasarım olduğu görülmüştür.

Önerilen I-PD tasarım yöntemi ve diğer tasarım yöntemlerinin parametre değişimlerine karşı hassasiyetlerini belirleyebilmek için transfer fonksiyonu model parametrelerinde ( $K$  ve  $\theta$ )  $\pm\%25$  değişim kabul edilmiştir. Transfer fonksiyonu parametrelerindeki  $+\%25$  ve  $-\%25$  değişim için kapalı çevrim benzetim cevapları, sırasıyla, Şekil 4.11 ve Şekil 4.12 verilmiştir. Performans ölçüm parametreleri ise, sırasıyla, Tablo 4.15 ve Tablo 4.16 de sunulmuştur.

Şekil 4.11 incelendiğinde süreç transfer fonksiyonu parametrelerinin  $+\%25$  oranında artması tüm denetleyici tasarımlarının basamak girişe verdikleri kapalı çevrim cevaplarındaki aşımaların ve salınımların artmasına neden olmuştur. Buradaki en fazla salınım Kaya (2018c) tarafından önerilen tasarımda olduğu gözlenmektedir. Kaya (2018c) tarafından önerilen tasarım salınımları bastıramamış ve kararsız bir yanıt oluşmuştur.



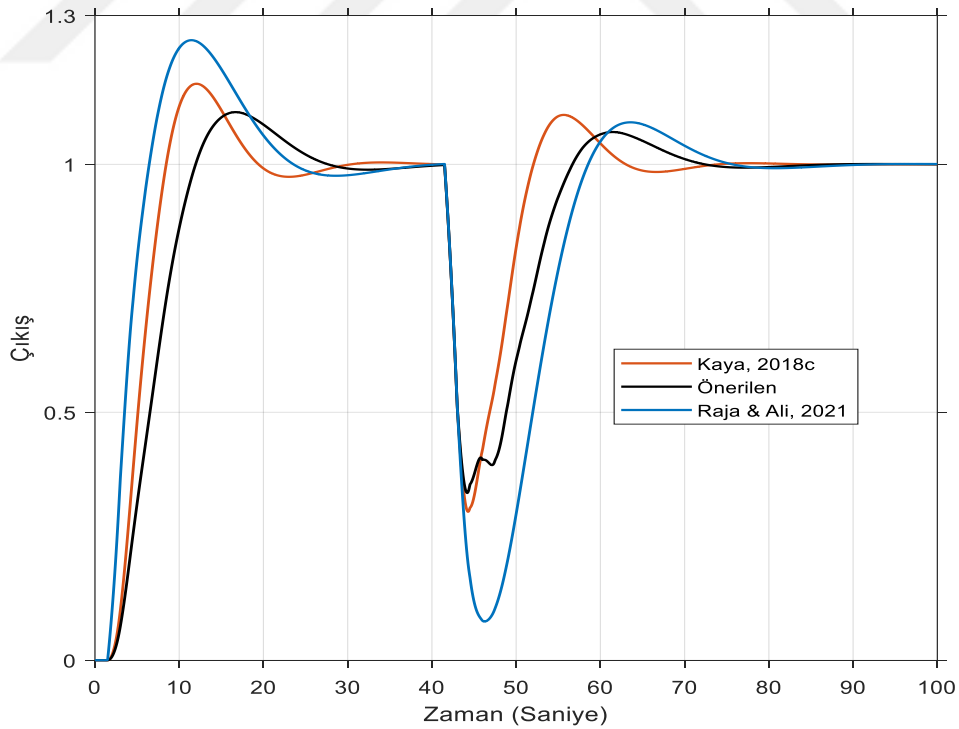
Şekil 4.11 Örnek 1 için süreç kazancının ve zaman gecikmesinin  $+\%25$  değişiminde kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.15 Örnek 1 için süreç kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu          | ITAE     | TV    | OS    | Gm    | Pm    | Ms    |
|-------------------------|----------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Önerilen I-PD           | 139.9    | 2.009 | 0.074 | 2.459 | 28.30 | 2.59  |
| Raja & Ali (PI-PD) 2021 | 97.78    | 1.986 | 0.215 | 1.401 | 68.07 | 3.583 |
| Kaya (I-PD), 2018c      | Kararsız |       |       |       |       |       |

Tablo 4.15’den performans ölçüm kriterleri incelendiğinde en düşük *OS* ve *Ms* ile bunun yanı sıra en yüksek *Gm* değerlerinin önerilen I-PD denetleyici tasarımına ait olduğu görülmüştür. *TV* değerleri açısından önerilen I-PD denetleyici tasarımı Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen tasarımla karşılaştırılabilir bir değere sahip olduğu görülmüştür.

Şekil 4.12 incelediğinde süreç transfer fonksiyonu parametrelerinin -%25 oranında değişmesi ile önerilen I-PD tasarımının basamak girişi takip ve bozucunun bastırılmasında en uygun cevabı verdiği görülmüştür.



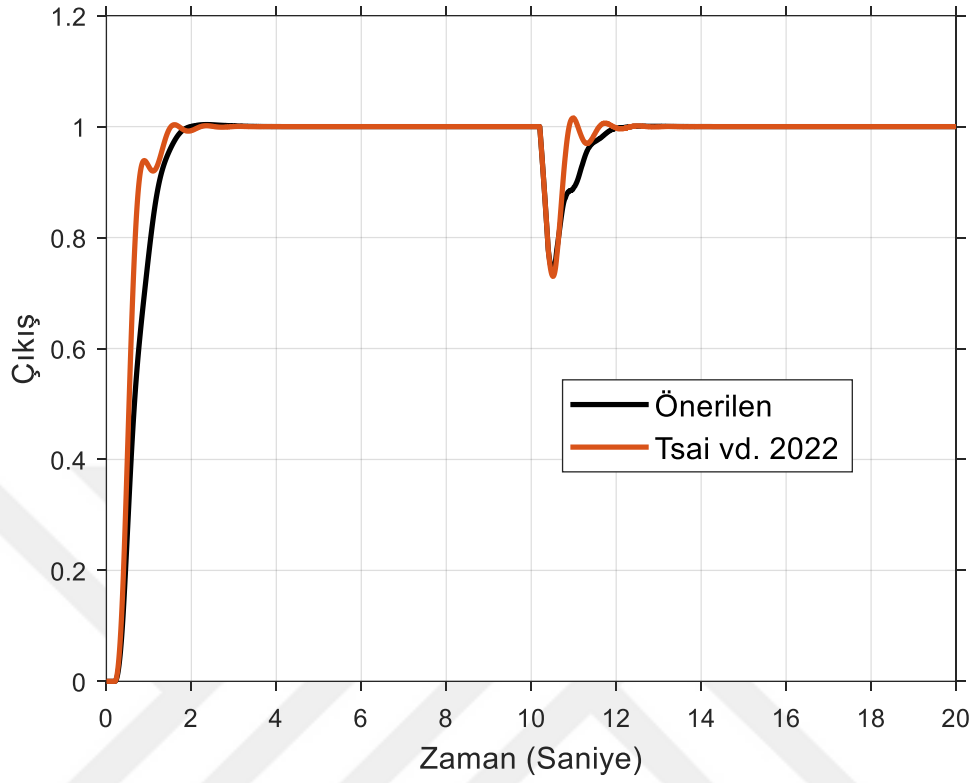
Şekil 4.12 Örnek 1 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.16 Örnek 1 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu          | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|-------------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD           | 46.25       | 0.583     | 0.104     | 5.095     | 56.46     | 1.521     |
| Raja & Ali (PI-PD) 2021 | 46.72       | 0.858     | 0.249     | 3.870     | 46.62     | 1.446     |
| Kaya (I-PD), 2018c      | 33.4        | 0.737     | 0.161     | 3.279     | 51.11     | 1.721     |

Tablo 4.16 incelendiğinde en düşük *TV*, *OS* ve en yüksek *Gm*, *Pm*’in önerilen I-PD tasarım ile elde edilmiştir. En düşük *ITAE* değerinin Kaya (2018c) ve en düşük *Ms* değerinin ise Raja ve Ali (2021) tarafından önerilen tasarımlara ait olduğu görülebilir. Tüm bu bulgular göz önüne alındığında önerilen I-PD denetleyici tasarımının Örnek 1 için tatmin edici kapalı çevirim performansı sağladığı söylenebilir.

**Örnek 2:** Bu örnekte transfer fonksiyonu  $G(s) = \frac{1}{s-1} e^{-0.2s}$  ile verilen kararsız sürecin denetimi ele alınmıştır. Bu süreç daha önce Tsai vd. (2022) tarafından çalışılmış bir süreç fonksiyonudur. Önerilen I-PD denetleyicinin parametreleri denklemler (3.64) ve (3.62) kullanılarak hesaplanmıştır. Önerilen I-PD denetleyici ile Tsai vd. (2022) tarafından önerilen denetleyici için elde edilen denetleyici ayar parametreleri Tablo 4.17’de özetlenmiştir. Tasarlanan bu denetleyiciler ile kapalı çevrim sisteminin birim basamak girişi takip ve bozucu girişin bastırılmasına ait benzetim sonuçları Şekil 4.13’de verilmiştir. Basamak şeklindeki bozucunun genliği  $-1$  olup,  $t=15$  saniyede sisteme uygulanmıştır. Şekil 4.13 incelendiğinde hem basamak girişi takip hem de bozucunun bastırılması açısından önerilen I-PD tasarımının en arzu edilen cevabı verdiği söylenebilir. Bu örnekte karşılaştırmada kullanılan tüm tasarım metotlarına ait bazı performans ölçüm parametreleri, *ITAE*, *TV*, *OS*, *Gm*, *Pm* ve *Ms* Tablo 4.18’de sunulmuştur.



Şekil 4.13 Örnek 2 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.17 Örnek 2 için denetleyici parametreleri

| Tasarım Metodu        | $K_c$  | $T_i$  | $T_d$  |
|-----------------------|--------|--------|--------|
| Önerilen I-PD         | 5.5000 | 0.9135 | 0.1    |
| Tsai vd. (I-PD), 2022 | 6.2491 | 0.6912 | 0.0663 |

Tablo 4.18 Örnek 2 için performans ölçüm parametreleri

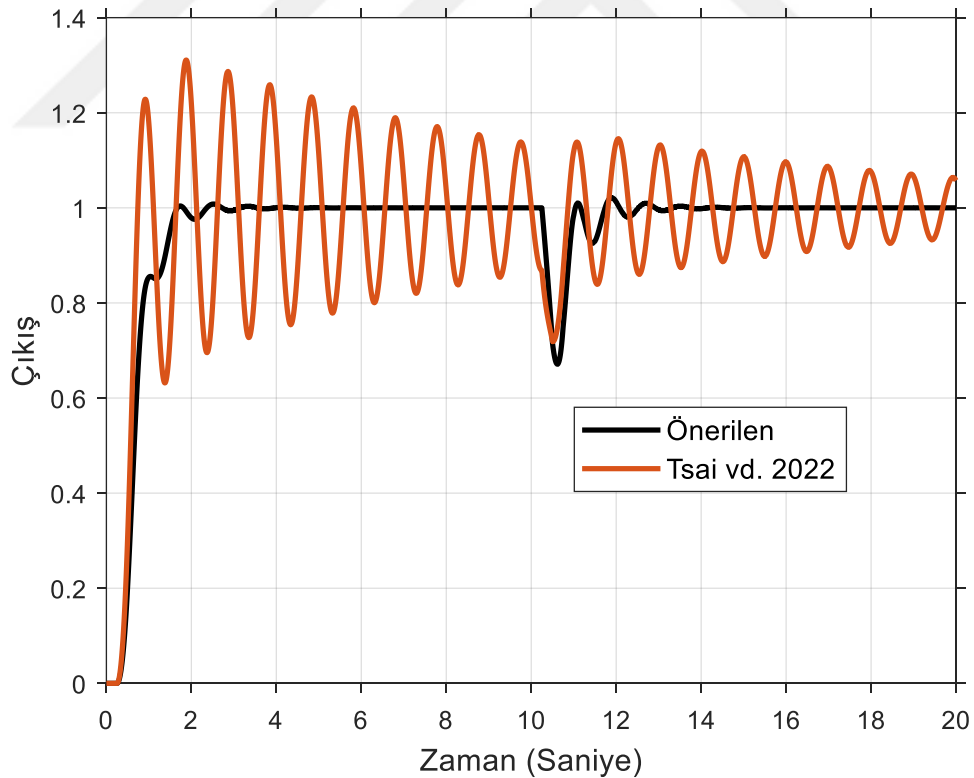
| Tasarım Metodu       | $ITAE$ | $TV$  | $OS$  | $G_m$ | $P_m$ | $M_s$ |
|----------------------|--------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Önerilen I-PD        | 0.3498 | 3.620 | 0.003 | 4.300 | 67.33 | 1.398 |
| Tsai vd. (I-PD) 2022 | 0.2062 | 6.075 | 0.004 | 2.495 | 66.49 | 1.669 |

Tablo 4.18 incelendiğinde önerilen I-PD denetleyici tasarımının en düşük  $TV$ ,  $OS$ ,  $M_s$  ve en yüksek  $G_m$  ve  $P_m$  değerlerine sahip olduğu görülmüştür. Tsai vd. (2022) tarafından önerilen denetleyici tasarımının en düşük  $ITAE$  değerine sahip olduğu

görülmüştür. Sonuç olarak, önerilen I-PD denetleyici tasarımının ideal bir performans sağladığı ifade edilebilir.

Önerilen I-PD tasarım yöntemi ve diğer tasarım yöntemlerinin parametre değişimine karşı hassasiyetlerini belirleyebilmek için transfer fonksiyonu model parametrelerinde ( $K$  ve  $\theta$ )  $\pm\%25$  değişim kabul edilmiştir. Transfer fonksiyonu parametrelerindeki  $+\%25$  ve  $-\%25$  değişim için kapalı çevrim benzetim cevapları, sırasıyla, Şekil 4.14 ve Şekil 4.15 verilmiştir. Performans ölçüm parametreleri ise, sırasıyla, Tablo 4.19 ve Tablo 4.20’de sunulmuştur.

Şekil 4.14 incelendiğinde transfer fonksiyonu parametrelerinin  $+\%25$  oranında artması Tsai vd. (2022) tarafından önerilen tasarımın basamak girişe verdiği kapalı çevrim cevabında aşırı salınım ve aşmalara neden olmuştur. Önerilen I-PD denetleyici tasarımı ise oldukça kabul edilebilir bir performans sergilemektedir.



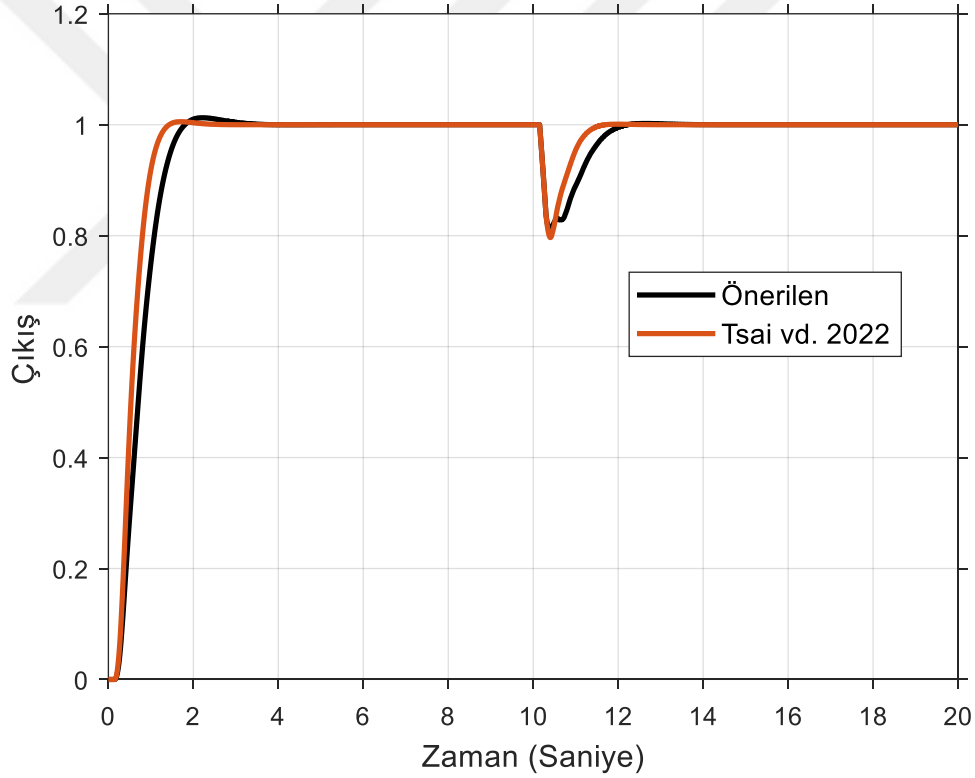
Şekil 4.14 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin  $+\%25$  değişiminde kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.19 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu       | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|----------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD        | 0.396       | 5.529     | 0.005     | 3.023     | 68.710    | 1.493     |
| Tsai vd. (I-PD) 2022 | 5.257       | 46.339    | 0.225     | 1.277     | 13.500    | 6.224     |

Tablo 4.19 incelendiğinde önerilen I-PD denetleyici tasarımının tüm performans ölçüm indekslerinde en iyi değerleri verdiği aşikardır.

Transfer fonksiyonu parametrelerinde -%25 oranındaki değişimlerde önerilen I-PD denetleyicinin Tsai vd. (2022) tarafından önerilen denetleyici ile benzer bir kapalı çevrim yanıtı ürettiği Şekil 4.15’den görülmüştür.



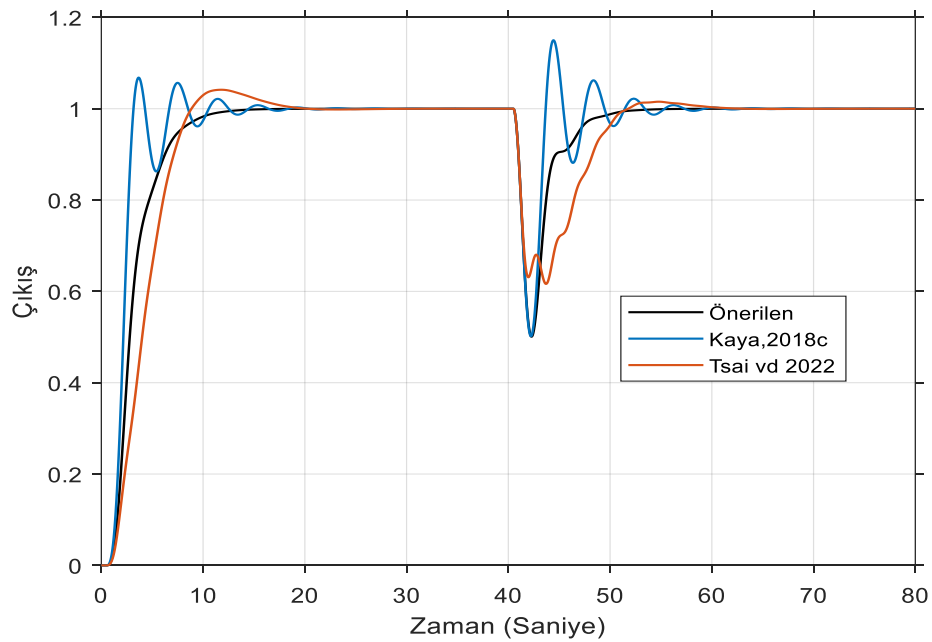
Şekil 4.15 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.20 Örnek 2 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu       | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|----------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD        | 0.369       | 3.457     | 0.029     | 5.927     | 64.630    | 1.386     |
| Tsai vd. (I-PD) 2022 | 0.196       | 4.571     | 0.017     | 3.822     | 64.300    | 1.473     |

Tablo 4.20 incelendiğinde önerilen I-PD denetleyici tasarımının ITAE değeri hariç diğer tüm performans ölçüm kriterlerinde hep en iyi değerleri sergilediği görülmüştür.

**Örnek 3:** Bu örnekte, Tsai vd. (2022) ve Kaya (2018c) tarafından çalışılmış olan yüksek dereceli açık çevrim kararsız transfer fonksiyonu  $G(s) = \frac{1}{(2s-1)(0.5s+1)} e^{-0.5s}$  ele alınmıştır. Verilen bu yüksek dereceli transfer fonksiyonu, birinci derece kararsız artı zaman gecikmeli bir süreç transfer fonksiyonu,  $G(s) \cong \frac{1}{(2.696s-1)} e^{-0.918s}$ , olarak modellenmiştir (Kaya, 2018c). Önerilen I-PD denetleyici parametreleri denklemler (3.64) ve (3.62) kullanılarak hesaplanmış ve Tablo 4.21’de verilmiştir. Karşılaştırmalarda kullanılacak olan diğer tasarımların denetleyici parametreleri de Tablo 4.21’de sağlanmıştır. Tasarlanan denetleyiciler ile elde edilen kapalı çevrim benzetim sonuçları Şekil 4.16’da verilmiştir. Kapalı çevrim sistemin girişine birim genlikli basamak girişi uygulanmıştır. -1 genliğindeki basamak bozucu  $t=40$  saniyede sisteme giriş yapmıştır. Şekil 4.16 incelendiğinde önerilen I-PD tasarımı hem basamak girişi takipte hem de bozucu girişin yok edilmesinde en tatmin edici cevabı verdiği söylenebilir. Kaya (2018c) tarafından önerilen tasarımın basamak girişi takipte ve bozucu etkisini yok etmede aşırı salınımlı bir cevap verdiği görülmüştür. Bu örnekte karşılaştırmada kullanılan tüm tasarım metodlarına ait bazı performans ölçüm parametreleri, *ITAE*, *TV*, *OS*, *Gm*, *Pm* ve *Ms* değerleri Tablo 4.22’de sunulmuştur.



Şekil 4.16 Örnek 3 için referans ve bozucu giriş kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.21 Örnek 3 için denetleyici parametreleri

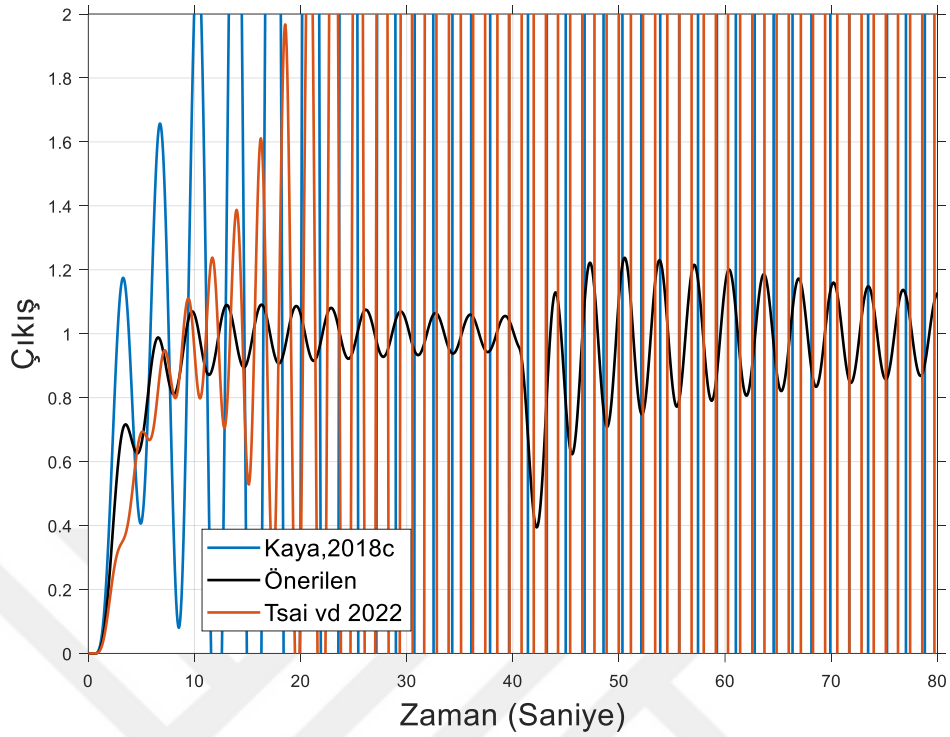
| Tasarım Metodu       | $K_c$  | $T_i$  | $T_d$ |
|----------------------|--------|--------|-------|
| Önerilen I-PD*       | 3.4368 | 4.8385 | 0.459 |
| Tsai vd. (I-PD) 2022 | 3      | 6      | 1     |
| Kaya (I-PD) 2018c    | 3.781  | 3.065  | 0.367 |

Tablo 4.22 Örnek 3 için performans analizi bulguları

| Tasarım Metodu       | $ITAE$ | $TV$  | $OS$  | $Gm$  | $Pm$   | $Ms$  |
|----------------------|--------|-------|-------|-------|--------|-------|
| Önerilen I-PD        | 8.141  | 2.108 | 0.000 | 3.682 | 72.050 | 1.395 |
| Tsai vd. (I-PD) 2022 | 14.270 | 1.792 | 0.041 | 8.781 | 63.990 | 1.353 |
| Kaya (I-PD) 2018c    | 5.601  | 6.071 | 0.068 | 1.858 | 66.760 | 2.168 |

Tablo 4.22 incelendiğinde önerilen I-PD denetleyici tasarımının Kaya (2018c) tarafından önerilen I-PD denetleyici tasarımından sonraki en düşük  $ITAE$  değerini verdiği görülmüştür. Ayrıca, önerilen I-PD denetleyici tasarımının Tsai vd. (2022) tarafından önerilen I-PD denetleyici tasarımından sonraki en düşük  $TV$  değerini vermektedir. En düşük  $OS$  ve en yüksek  $Pm$  değerlerini önerilen I-PD tasarımı sağlamaktadır. En düşük  $Ms$  değeri Tsai vd. (2022) tarafından önerilen I-PD tasarımı tarafından sağlanmaktadır.

Önerilen I-PD tasarım yöntemi ve diğer tasarım yöntemlerinin parametre değişimine karşı hassasiyetlerini belirleyebilmek için transfer fonksiyonu model parametrelerinde ( $K$  ve  $\theta$ )  $\pm\%25$  değişim kabul edilmiştir. Transfer fonksiyonu parametrelerindeki  $+\%25$  ve  $-\%25$  değişim için kapalı çevrim benzetim cevapları, sırasıyla, Şekil 4.17 ve Şekil 4.18 verilmiştir. Performans ölçüm parametreleri ise, sırasıyla, Tablo 4.23 ve Tablo 4.24 de sunulmuştur.

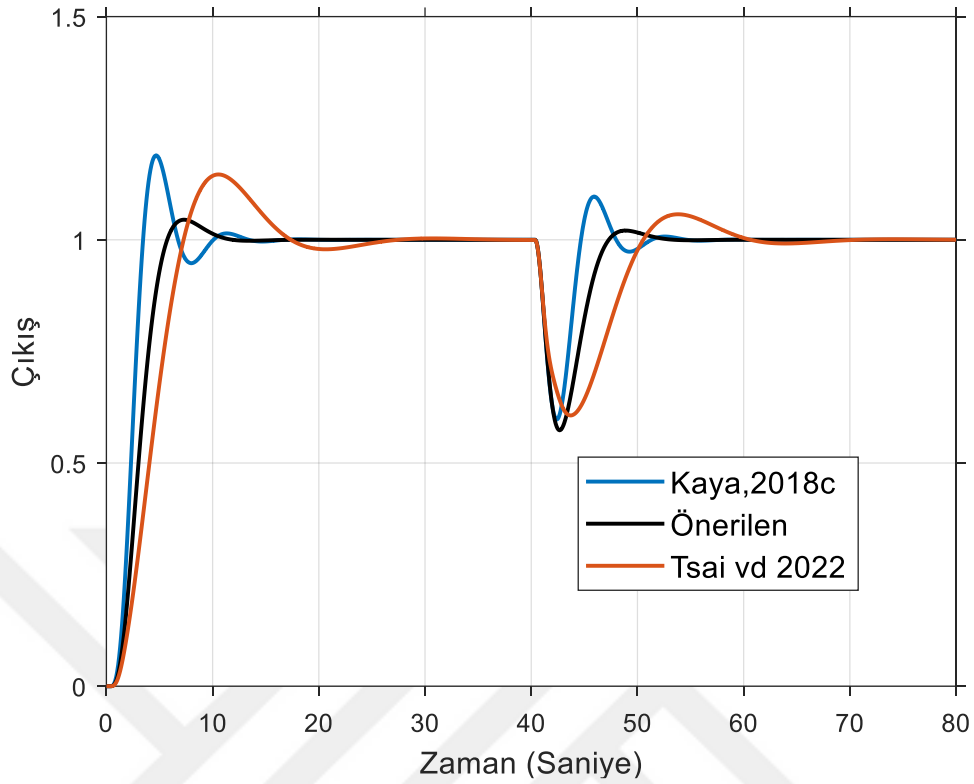


Şekil 4.17 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.23 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin +%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu       | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|----------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD        | 45.04       | 18.994    | 0.096     | 1.642     | 11.80     | 5.843     |
| Tsai vd. (I-PD) 2022 |             |           | Kararsız  |           |           |           |
| Kaya (I-PD) 2018c    |             |           | Kararsız  |           |           |           |

Tablo 4.23 incelendiğinde transfer fonksiyonu parametrelerinin +%25 oranında artması hem Tsai vd. (2022) hem de Kaya (2018c) tarafından önerilen tasarımların kararlılıklarını kaybetmelerine yol açmıştır. Oysa, önerilen I-PD tasarımının kapalı çevrim cevabında salınımlar artmış olmasına rağmen, kontrol sistemi kararlılığını koruyabilmiştir.



Şekil 4.18 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde kapalı çevrim cevapları

Tablo 4.24 Örnek 3 için sistem kazancının ve zaman gecikmesinin -%25 değişiminde performans ölçüm parametreleri

| Tasarım Metodu       | <i>ITAE</i> | <i>TV</i> | <i>OS</i> | <i>Gm</i> | <i>Pm</i> | <i>Ms</i> |
|----------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Önerilen I-PD        | 6.752       | 2.583     | 0.044     | 3.782     | 62.00     | 1.527     |
| Tsai vd. (I-PD) 2022 | 22.81       | 2.485     | 0.145     | 6.956     | 52.87     | 1.539     |
| Kaya (I-PD) 2018c    | 6.074       | 4.697     | 0.188     | 2.232     | 53.70     | 1.984     |

Transfer fonksiyonu parametrelerinin -%25 oranındaki değişimlerde önerilen I-PD denetleyicinin referans girişi için en düşük aşmayı verdiği Şekil 4.18’de görülmüştür. Bozucu girişinin bastırılması açısından bakıldığında en uygun yanıtın yine önerilen I-PD denetleyici tasarımına ait olduğu görülmüştür. Tablo 4.24 incelendiğinde, önerilen I-PD denetleyici tasarımının *ITAE* değerleri açısından Kaya (2018c) ve *TV* değerleri açısından ise Tsai vd. (2022) tarafından önerilen I-PD denetleyici tasarımları ile karşılaştırılabilir bir değerlerde olduğu söylenebilir. Bununla birlikte en düşük *OS* ve *Ms* değerlerinin ve en yüksek *Pm* değerinin önerilen I-PD denetleyici tasarımına ait olduğu görülmektedir. Tüm bu bulgular göz önüne alındığında önerilen I-PD

denetleyici tasarımının Örnek 3 için oldukça tatmin edici kapalı çevirim performansı sağladığı söylenebilir.



## 5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında endüstriyel uygulamalarda karşılaşılabilecek integratörlü ve kararsız süreçlerin denetimi ele alınmıştır. İntegratörlü ve kararsız süreçlerin kontrolünde literatürde geleneksel PID'ler yerine I-PD ya da PI-PD çalışmalar önerilmekte ve bu tip denetleyici tasarımlarına olan ilgili oldukça fazladır.

### 5.1 Sonuçlar

Bu çalışmada integratörlü ve kararsız artı zaman gecikmeli süreçlerin denetimi için  $M_s$  tabanlı I-PD denetleyici tasarımı yapılmış, denetleyici parametreleri hesaplanırken en uygun  $M_s$  değerini verecek şekilde çeşitli analitik denklemler elde edilmiş ve literatürdeki mevcut örnekler üzerinde karşılaştırmalar yapılmıştır. Yukarıda ifade edilen süreçlerin kontrol kurallarının elde edilmesinde, ilgili süreçlerin düşük dereceli transfer fonksiyon modelleri kullanılmıştır. İntegratörlü süreçlerin saf integratörlü artı zaman gecikmeli transfer fonksiyonu modeli, kararsız süreçlerin ise kararsız birinci derece artı zaman gecikmeli transfer fonksiyon modeli ile modellenbildiği varsayılmıştır. Varsayılan transfer fonksiyon modelleri kullanılarak I-PD denetleyici parametrelerini hesaplamaya olanak veren analitik denklemler türetilmiş ve benzetimler gerçek süreç modeli üzerinden yapılmıştır.

Bu çalışmanın en önemli sonucu tek bir parametre ile integratörlü ya da kararsız süreçlerin kontrolünün mümkün kılınmasıdır. PID ve I-PD denetleyicinin 3, PI-PD denetleyicinin 4 ayar parametresinin bulunması, bu ayar parametrelerinin hesaplanmasını sağlayacak analitik denklemlerin elde edilmesini karmaşık ve güç hale getirebilmektedir. Önerilen I-PD denetleyicinin tasarımında bulunan 3 ayar parametresi ( $K_c$ ,  $T_i$  ve  $T_d$ ) elde edilirken, öncelikle iç döngü ve kararlılık şartları kullanılarak integratörlü ya da açık çevrim kararsız sistem transfer fonksiyonlarını kararlı birinci derece artı zaman gecikmeli transfer fonksiyonuna dönüştürecek  $K_c$  ve  $T_d$  parametreleri hesaplanmıştır. Geriye kalan  $T_i$  parametresi ise, bu tez çalışması kapsamında türetilen ve uygun  $M_s$  değerinin elde edilmesine imkan veren formüller kullanılarak elde edilmiştir.  $T_i$  parametresi hesaplanırken,  $M_s$  değeri 1.2 ile 2.0 arasında tutacak şekilde analitik denklemler geliştirilmiştir. Yapılan benzetim çalışmalarında, önerilen yöntem ile en uygun performansın  $M_s$  değerinin 1.4

seçilmesiyle sağlanabileceği görülmüş ve tüm karşılaştırma örneklerinde  $M_s$  değeri 1.4 seçilerek  $T_i$  değeri hesaplanmış ve benzetimler gerçekleştirilmiştir.

Türetilen denklemlerin sağlamlığını (gürbüzlüğünü) test edebilmek için, süreç parametrelerinde ( $K$  ve  $\theta$ )  $\pm\%25$  değişimler varsayılmış ve önerilen I-PD ve karşılaştırmalarda kullanılan diğer denetleyicilerin kontrolü altında kapalı çevrim cevapları elde edilmiştir. Bu benzetim sonuçları, önerilen I-PD denetleyicinin karşılaştırmalarda kullanılan tasarım yaklaşımlarından genellikle daha iyi ya da benzer performans sergilediğini göstermiştir. Önerilen I-PD denetleyici tasarımının yüksek dereceye sahip integratörlü süreçlerde diğer tasarım yaklaşımlarına göre daha yavaş bir kapalı çevrim cevap ürettiği görülmüştür. Sonuç olarak, önerilen I-PD denetleyici tasarımı, integratörlü ve kararsız süreçlerin denetlenmesinde literatürdeki diğer tasarımlarla karşılaştırıldığında önerilen tasarımın genellikle tatmin edici bir kapalı çevrim performansı sağladığı sonucuna ulaşılmıştır.

## 5.2 Öneriler

Önerilen I-PD denetleyici tasarımında  $M_s$  1.4 olarak kabul edilmiştir. İstenirse farklı  $M_s$  değerlerine göre tasarımlar denklemler (3.64)-(3.68) kullanılarak elde edilebilir.

Önerilen tasarım yaklaşımı ters cevaplı integratörlü ve/veya kararsız ters cevaplı süreçlerin denetimine uygulanabilir.

Kararsız ve integratörlü süreçler ile uygun  $M_s$  değerini verecek denetleyici parametreleri daha önceki bölümlerde elde edilen denklemler aracılığıyla hesaplanarak gerçek zamanlı uygulamalar yapılabilir.

## KAYNAKLAR

- Airikka, P. (2012). Simple Continuous-Time Identification Method for PID Controlled Crushing Plant Processes. IFAC Proceedings Volumes, 45 (23), 60-65. DOI:<https://doi.org/10.3182/20120910-3-JP-4023.00019>.
- Alyoussef, F. & Kaya, İ. (2023). Simple PI-PD Tuning Rules Based on the Centroid of the Stability Region for Controlling Unstable and Integrating Processes. ISA Transactions, 134, 238-255. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2022.08.007>.
- Anil, C. & Sree, R.P. (2015). Tuning of PID Controllers for Integrating Systems Using Direct Synthesis Method. ISA Transactions, 57, 211-219. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2015.03.002>.
- Aridome, H., Nakamoto, M., Wakitani, S. & Yumamoto, T. (2018). Design of an I-PD Control System with Low-Pass Filter and Its Application. IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems, 138 (4), 24-30. DOI: 10.1541/ieejieiss.138.313.
- Arivalahan, R., Tamilarasan, P. & Kamalakannan, M. (2023). Liquid Level Control in Two Tanks Spherical Interacting System with Fractional Order Proportional Integral Derivative Controller Using Hybrid Technique: A Hybrid Technique. Advances in Engineering Software, 175, 1-14. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2022.103316>.
- Åström, K.J., Panagopoulos, H. & Hägglund, T. (1998). Design of PI Controllers Based on Non-Convex Optimization. Automatica, 34 (5), 585-601. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(98\)00011-9](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(98)00011-9).
- Atlihan, M., Bucak, M. & Erkan, K. (2015). "Horizontal I-PD Position Control of a Levitated Hybrid Electromagnet Driven by 3 Phase AC Long Stator L-PMSM," 2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION), 545-551. doi: 10.1109/OPTIM.2015.7427055.
- Babu, D.C., Kumar, D.B.S & Sree, R.P. (2017). Tuning of PID Controllers for Unstable Systems Using Direct Synthesis Method. Indian Chemical Engineer, 59 (3), 215-241. DOI: 10.1080/00194506.2016.1255570.
- Begum, K.G., Radhakrishnan, T.K., Rao, A.S. & Chidambaram, M. (2016). IMC Based PID Controller Tuning of Series Cascade Unstable Systems. IFAC-PapersOnLine, 49 (1), 795-800. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2016.03.154>.
- Bobál, V., Macháček, J. & Prokop, R. (1997). Tuning of Digital PID Controllers Based on Ziegler - Nichols Method. IFAC Proceedings Volumes, 30 (21), 145-150. DOI: [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)41430-3](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)41430-3).
- Brison, A., Rossi, P. & Derlon, N. (2023). Single CSTR can be as Effective as an SBR in Selecting PHA-Storing Biomass From Municipal Wastewater-Derived Feedstock. Water Research X, 18, 1-13. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.wroa.2023.100165>.
- Büchi, R. (2021). Optimal ITAE Criterion PID Parameters for PTn Plants Found with a Machine Learning Approach. The 9th International Conference on Control,

- Mechatronics and Automation, Belval, Luxembourg, 50-54. DOI: 10.1109/ICCMA54375.2021.9646211.
- Chang, W.D. (2013). Nonlinear CSTR Control System Design Using an Artificial Bee Colony Algorithm. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 31, 1-9. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.simpat.2012.11.002>.
- Chakraborty, S., Ghosh, S. & Naskar, A.K. (2017). I-PD Controller for Integrating Plus Time-Delay Processes. *IET Control Theory & Applications*, 11 (17), 3137-3145. DOI: 10.1049/iet-cta.2017.0112.
- Chien, I.L., Chung, Y.C., Chen, B.S. & Chuang, C.Y. (2003). Simple PID Controller Tuning Method for Processes with Inverse Response Plus Dead Time or Large Overshoot Response Plus Dead Time. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 42 (20), 4461–4477. DOI: <https://doi.org/10.1021/ie020726z>.
- Diep, V.T., Hung, P.D & Su, N.T. (2019). I-PD Controller Design based on Robust Viewpoint. 2nd International Conference of Intelligent Robotic and Control Engineering (IRCE), IEEE. 27-31. DOI: 10.1109/IRCE.2019.00013.
- Fišer, J. & Zítek, P. (2019). PID Controller Tuning via Dominant Pole Placement in Comparison with Ziegler-Nichols Tuning. *IFAC-PapersOnLine*, 52 (18), 43-48. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2019.12.204>.
- Grimholt, C. & Skogestad, S. (2013). Optimal PID-Control on First Order Plus Time Delay Systems & Verification of the SIMC Rules. 10th IFAC International Symposium on Dynamics and Control of Process Systems The International Federation of Automatic Control December 18-20, 2013. Mumbai, India. DOI: 10.3182/20131218-3-IN-2045.00122.
- Gurjar, B., Chaudhari, V. & Kurode, S. (2021). Parameter Estimation Based Robust Liquid Level Control of Quadraple Tank System – Second Order Sliding Mode Approach. *Journal of Process Control*, 104, 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2021.05.009>.
- Güteryüz, Y. & Kaya, İ. (2023). Load Frequency Control of Single-Area Power System with PI-PD Controller Design for Performance Improvement. *Journal of Electrical Engineering & Technology*. DOI: <https://doi.org/10.1007/s42835-022-01371-1>.
- He, T., Wu, Z., Shi, R., Li, D., Li, S., Wang, L. & Zheng, S. (2019). Maximum Sensitivity-Constrained Data-Driven Active Disturbance Rejection Control with Application to Airflow Control in Power Plant. *Energies*, 12 (231), 1-23. DOI: [doi:10.3390/en12020231](https://doi.org/10.3390/en12020231).
- Hemeida, M., Osheba, D., Alkhalaf, S., Fawzy, A. Ahmed, M. & Roshdy, M. (2023). Optimized PID Controller Using Archimedes Optimization Algorithm for Transient Stability Enhancement. *Ain Shams Engineering Journal*, 14, 1-13. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2023.102174>.
- Hernández, F.A., Reyes, R.J., Zaragoza, A.C., Gordillo, O.G. & Beltrán, G.C. (2018). Temperature Control of an Alcoholic Fermentation Process Through the Takagi-Sugeno Modeling. *Chemical Engineering Research and Design*, 140, 320–330. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cherd.2018.10.021>.

- Ho, W.K., Hang, C.C. & Zhou, J.H. (1995). Performance and Gain and Phase Margins of Well-Known PI Tuning Formulas. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 3 (2), 245-248. DOI: 10.1109/87.388135.
- Irshad, M. & Ali, A. (2020). Robust PI-PD Controller Design For Integrating and Unstable Processes. *IFAC PapersOnLine*, 53 (1), 135-140. DOI: 10.1016/j.ifacol.2020.06.023.
- Irshad, M. & Ali, A. (2022). IMC Based Robust PI/PID Controllers for Time-Delayed Inverse Response Processes. *ISA Transactions*, 134, 278-289. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2022.09.001>.
- Jeng, J.C. & Lee, M.W. (2023). Multi-Loop PID Controllers Design with Reduced Loop Interactions Based on a Frequency-Domain Direct Synthesis Method. *Journal of the Franklin Institute*, 360 (4), 247-2506. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2023.01.002>.
- Kaya, C.Y. (2020). Optimal Control of the Double Integrator with Minimum Total Variation. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 185, 966–981. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10957-020-01671-4>.
- Kaya, İ & Atherton, D.P. (2006). Simple Analytical Rules For PI-PD Controllers To Tune Integrating And Unstable Processes. *International Control Conference*, Glasgow, Scotland.
- Kaya, İ & Peker, F. (2020). Optimal I-PD Controller Design for Setpointtracking of Integrating Processes with Timedelay. *The Institution of Engineering and Technology Control Theory & Applications*, 14 (18), 2814-2824. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-cta.2019.1378>.
- Kaya, İ. & Cengiz, H. (2017). Optimal Tuning of PI/PID Controllers for Integrating Processes with Inverse Response. *21st International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp:717-722. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSTCC.2017.8107121>.
- Kaya, İ. (2018a). I-PD Controller Design for Integrating Time Delay Processes Based on Optimum Analytical Formulas. *IFAC PapersOnLine*, 51 (4), 575-580. DOI:10.1016/j.ifacol.2018.06.157.
- Kaya, İ. (2018b). Controller Design for Integrating Processes with Inverse Response and Dead Time Based on Standard Forms. *Elektrical Engineering*, 100, 2011-2022. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00202-018-0679-7>.
- Kaya, İ. (2018c). Optimum Analytical Tuning of I-PD Controllers for Unstable Time Delay Systems. *6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*, 25-27 October 2018, Istanbul, Turkey.
- Kaya, İ. (2020). I-PD Controller Design Based on Analytical Rules for Stable Processes with Inverse Response. *Balkan Journal Of Electrical & Computer Engineering*, 8 (3), 260-265.
- Kaya, İ. (2021). Optimal PI-PD Controller Design for Pure Integrating Processes with Time Delay. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 32, 563–572. DOI: <https://doi.org/10.1007/s40313-021-00692-2>.
- Kravaris, C. & Kookos, I.K. (2020). *Understanding Process Dynamics and Control*. Newyork: Cambridge University Press. DOI: 10.1017/9781139565080.

- Kumar, M., Prasad, D., Giri, B.S. & Shing, R.S. (2019). Temperature Control of Fermentation Bioreactor for Ethanol Production Using IMC-PID Controller. *Biotechnology Reports*, 22, 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.btre.2019.e00319>.
- Lee, K., Choi, S.H. & Lee, J.M. (2022). Hybrid Modeling Approach for Terpolymerization Reactions in CSTR. *IFAC PapersOnline*, 55 (7), 266-271. DOI: [10.1016/j.ifacol.2022.07.455](https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2022.07.455).
- Li, P. & Zhu, G. (2019). IMC-Based PID Control of Servo Motors with Extended State Observer. *Mechatronics*, 62, 1-9 DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2019.102252>.
- Lim, S, Yook, Y., Heo, J.P., Im, C.G., Ryu, K.H. & Sung, S.W. (2023). A New PID Controller Design Using Differential Operator for the Integrating Process. *Computers and Chemical Engineering*, 170, 1-12. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.compchemeng.2022.108105>.
- Liu, L., Yan, J., Wang, J. & Zhang, D. (2021). Multi-Objective Optimization of PID Controller of Outlet Temperature of DSG Trough Solar Collector. *Energy Reports*, 7 (7), 479-493. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2021.10.014>.
- Meena, S., Chitra, K. & Anand, R.V. (2016). Development of I-PD Controller on Embedded Platform. *International conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPEs)-2016*, 1512-1517. DOI: [10.1109/SCOPEs.2016.7955692](https://doi.org/10.1109/SCOPEs.2016.7955692).
- Mohamed, M.R. & Hassaan, G.A. (2020). Tuning of An I-PD Controller for Use With A Third-Order Oscillating Process. *International Journal of Computer Techniques*, 7 (4), 1-6.
- Najdek, Karol & Nalepa, Radoslaw. (2021). The Frequency- and the Time-Domain Design of a Dual Active Bridge Converter Output Voltage Regulator Based on the D -Decomposition Technique. *IEEE Access*. 4, 1-18. DOI: [10.1109/ACCESS.2021.3078410](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3078410).
- Onat, C. (2018). A New Design Method for PI-PD Control of Unstable Processes with Dead Time. *ISA Transactions*, 84, 69-81. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.08.029>.
- Pachauri, N., Rani, A. & Singh, V. (2018). Bioreactor Temperature Control Using Modified Fractional Order IMC-PID for Ethanol Production. *Chemical Engineering Research and Design*, 122, 97-112. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cherd.2017.03.031>.
- Panda, R.C. (2009). Synthesis of PID Controller for Unstable and Integrating Processes. *Chemical Engineering Science*, 64, 2807-2816. DOI: [doi:10.1016/j.ces.2009.02.051](https://doi.org/10.1016/j.ces.2009.02.051).
- Pandian, B.J. & Noel, M.M. (2020). Control of Constrained High Dimensional Nonlinear Liquid Level Processes Using a Novel Neural Network Based Rapidly Exploring Random Tree algorithm, *Applied Soft Computing Journal*, 96, pp:1-13. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2020.106709>.
- Paul, S., Barui, S. Chakraborty, P., Jana, D.R., Neogi, B. & Nazarov, A. (2018). Mechanical Prosthetic Arm Adaptive I-PD Control Model Using MIT Rule

- Towards Global Stability. *Journal Of Mechanics Of Continua And Mathematical Sciences*. 13 (2), 43-55. DOI: <https://doi.org/10.26782/jmcms.2018.06.00003>.
- Peker, F & Kaya, İ. (2023). Maximum Sensitivity (Ms)-Based I-PD Controller Design for the Control of Integrating Processes with Time Delay. *International Journal of Systems Science*, 54 (2), 313-332. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207721.2022.2122759>.
- Peker, F. & Kaya, İ. (2019). Integral-Proportional Derivative (I-PD) Controller Tuning for Pure Integrating Processes with Time Delay. *The 3rd International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics (ICAAID)*, 25-27 September, Elazig, Turkey).
- Peram, M., Mishra, S., Vemulapaty, M., Verma, B. & Padhy, P. K. (2018). Optimal PI-PD and I-PD Controller Design Using Cuckoo Search Algorithm, 2018 5th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2018, 643-646, DOI: 10.1109/SPIN.2018.8474214.
- Raja, G.L. & Ali, A. (2021). New PI-PD Controller Design Strategy for Industrial Unstable and Integrating Processes with Dead Time and Inverse Response. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 32, 266–280. DOI:<https://doi.org/10.1007/s40313-020-00679-5>.
- Raja, G.L. (2023). Robust I-PD Controller Design with Case Studies on Boiler Steam Drum and Bioreactor. *The 15th International Conference on Computer and Automation Engineering*, Sydney, Australia, 486-491 DOI: 10.1109/ICCAE56788.2023.10111205.
- Rajesh, T., Thirumurugan, P. & Balaji, M.S. (2013). Hardware Implementation of Model Predictive Control Based Fuzzy Logic Controller for Temperature Process Station. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2 (5), 1909-1916.
- Rajinikanth, V. & Latha, K. (2012). I-PD Controller Tuning for Unstable System Using Bacterial Foraging Algorithm: A Study Based on Various Error Criterion. *Applied Computational Intelligence and Soft Computing*, 2012, 1-10. DOI:10.1155/2012/329389.
- Ramagnoli, J.A. & Palazoglu, A. (2020). *Introduction to Process Control (3rd Editon)*. Newyork: CRC Press, Tylor & Francis Group.
- Ranjan, A., Metha, U. & Saxena, S. (2023). A Comprehensive Review of Modified Internal Model Control (IMC) Structures and Their Filters for Unstable Processes. *Annual Reviews in Control*, In Press. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2023.04.006>.
- Saha, A. & Chakraborty, S. (2016). Genetic Algorithm Based I-Pd Controller Design For Twin Rotor MIMO System. *2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy & Communication (CIEC)*, 15-19. DOI: 10.1109/CIEC.2016.7513826.
- Sain, D., Swain, S.K. & Mishra, S.K. (2018). Real Time Implementation of Optimized I-PD Controller for the Magnetic Levitation System using Jaya Algorithm. *IFAC Papersonline*, 51 (1), 106-111. DOI:10.1016/j.ifacol.2018.05.018.

- Sayyaf, N & Tavazoei, M.S. (2017). Desirably Adjusting Gain Margin, Phase Margin, and Corresponding Crossover Frequencies Based on Frequency Data. *IEEE Transactions On Industrial Informatics*, 13 (5), 2311-2321. DOI: 10.1109/TII.2017.2681842.
- Shuprajhaa, T., Sujit, S.K. & Srinivasan, K. (2022). Reinforcement Learning Based Adaptive PID Controller Design for Control of Linear/Nonlinear Unstable Processes. *Applied Soft Computing*, 128, 1-16. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2022.109450>.
- Skogestad, S. (2003). Simple Analytic Rules for Model Reduction and PID Controller Tuning. *Journal of Process Control*, 13, 291-309. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0959-1524\(02\)00062-8](https://doi.org/10.1016/S0959-1524(02)00062-8).
- Smith, C.A. & Corripio, A.B. (1997). *Principles and Practice of Automatic Process Control*. Newyork: John Willey & sons Inc.
- Sung, S.W., Lee, J. & Lee, I.B. (2009). *Process Identification And PID Control*. Korea: IEEE Press.
- Tsai, H.H., Fuh, C.C.; Ho, J.R., Lin, C.K. & Tung, P.C. (2022) Controller Design for Unstable Time-Delay Systems with Unknown Transfer Functions. *Mathematics*, 10 (3), 431-454. DOI:<https://doi.org/10.3390/math10030431>
- Valinova, R., Arrieta, O. & Ponsa, P. (2018). Robust PI/PID Controllers for Load Disturbance Based on Direct Synthesis. *ISA Transactions*, 81, 177-196. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.07.040>.
- Vankayalapati, V., Babu, G.D., Dhanush, J.S. & Besta, C.S. (2022). PID Controller Tuning for Time Delayed Second Order Unstable Process with 2 RHPs. *IEEE 6th Conference on Information and Communication Technology (CICT-2022)*. DOI: 10.1109/CICT56698.2022.9997880.
- Veinović, S., Stojić, D. & Joksimović, D. (2022). Optimized Four-Parameter PID Controller for AVR Systems with Respect to Robustness. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 135, 1-12. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107529>.
- Viodhini, S., Parsad, S.J.S., Meenakshipriya, B. & Venkatesan, B. (2017). Design of Fuzzy I-PD Controller for Level Control of Spherical Tank System, 2017 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS), 2017, 1-5, DOI: 10.1109/ICIIECS.2017.8276046.
- Wei, Y., Gao, Y., Yuan, H., Chang, Y. & Li, X. (2022). Effects of Organic Loading Rate and Pretreatments on Digestion Performance of Corn Stover and Chicken Manure in Completely Stirred Tank Reactor (CSTR). *Science of the Total Environment*, 815, 1-12. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.scitotenv.2021.152499>.
- Yucelen, T., Kaymakci, O. & Kutulan, S. (2006). Self-Tuning PID Controller Using Ziegler-Nichols Method for Programmable Logic Controllers. *IFAC Proceedings Volumes*, 39 (14), 11-16. DOI: <https://doi.org/10.3182/20060830-2-SF-4903.00003>.
- Zhang, W., Cui, Y., Ding, X., Yin, Z., & Wang, Y. (2021). A Novel Tuning Method of Differential Forward Robust PID Controller for Integrating Systems Plus Time

- Delay Based on Direct Synthesis Method. *International Journal of Systems Science*, 52 (2), 238–262. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207721.2020.1825871>.
- Zhao, Zc., Liu, Zy. & Zhang, Jg. (2011). IMC-PID Tuning Method Based on Sensitivity Specification for Process with Time-Delay. *J. Cent. South Univ. Technol.* 18, 1153–1160. DOI:<https://doi.org/10.1007/s11771-011-0817-0>.
- Zheng, M., Huang, T. & Zhang, G. (2019). A New Design Method for PI-PD Control of Unstable Fractional-Order System with Time Delay. *Copmlexity*, 2019, 1-12. DOI: <https://doi.org/10.1155/2019/3253497>.
- Zhou, K. & Doyle, J. C. (1999). *Essentials of Robust Control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice hall.



## ÖZGEÇMİŞ

### Kişisel Bilgiler

Soyad, Ad Kenanoğlu, Rıdvan

### Eğitim Bilgileri

| Derece        | Kurum                                      | Mezuniyet Yılı |
|---------------|--------------------------------------------|----------------|
| Yüksek Lisans | Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü | ---            |
| Lisans        | Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi   | 2019           |
| Lise          | Burhanettin Yıldız E.M.L.                  | 1999           |

### İş Deneyimi

| Dönem (Yıl) | Şirket, Kurum          | Görev          |
|-------------|------------------------|----------------|
| 2003-2009   | Milli Eğitim Bakanlığı | Öğretmen       |
| 2009-2010   | Siirt Üniversitesi     | Öğr. Gör.      |
| 2010-2022   | Dicle Üniversitesi     | Öğr. Gör.      |
| 2022-.....  | Dicle Üniversitesi     | Dr. Öğr. Üyesi |

### Yabancı Dil

İngilizce

### Yayınlar

- 1.
- 2.
- 3.
- 4.

### Özel İlgiler

**DİCLE ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**  
**TEZ BENZERLİK BİLDİRİMİ FORMU**

|                                                    |                                                                                                                   |
|----------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Öğrencinin Adı, Soyadı                             | Rıdvan Kenanoğlu                                                                                                  |
| Öğrenci No                                         | 19805002                                                                                                          |
| Ana Bilim Dalı                                     | Elektrik Elektronik Ana Bilim Dalı                                                                                |
| Program Türü                                       | Proje <input type="checkbox"/> Yüksek Lisans <input checked="" type="checkbox"/> Doktora <input type="checkbox"/> |
| Tez Danışmanı<br>(Ünvanı, Adı, Soyadı)             | Prof. Dr. İbrahim Kaya                                                                                            |
| (Varsa) II. Tez Danışmanı<br>(Ünvanı, Adı, Soyadı) |                                                                                                                   |
| Tez Başlığı                                        | İntegratörlü ve Kararsız Süreçler İçin Maksimum Hassasiyet Kullanarak I-Pd Denetleyici Tasarımı                   |
| <b>RAPOR BİLGİLERİ</b>                             |                                                                                                                   |
| Raporlama Aşaması                                  | Tez Savunma Sınavı Sonrası                                                                                        |
| Sayfa Sayısı                                       | 86                                                                                                                |
| Raporlama Tarihi                                   | 19/07/2023                                                                                                        |
| Benzerlik Oranı (%)                                | %7                                                                                                                |

Yukarıda bilgileri verilen tez çalışmamın toplam 86 sayfalık kısmına ilişkin, 19/07/2023 tarihinde şahsım tarafından Turnitin isimli intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan intihal raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 7 olarak tespit edilmiştir.

Uygulanan filtrelemeler:

- ☐Başlangıç Bölümleri (Kabul ve Onay sayfası, Teşekkür sayfası, Özet/Abstract) hariç  
☒Kaynaklar hariç  
☐Alıntılar hariç/dâhil  
☐Diğer (Açıklayınız)

Tezimin benzerlik oranı, Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü İntihal Raporu Uygulama Esaslarında belirtilen üst sınır benzerlik oranını aşmamaktadır. Benzerlik oranım üst sınır benzerlik oranının altında olsa dahi aksinin tespit edilmesi durumunda her türlü yasal sorumluluğu kabul ettiğimi ve hukuki sonuçlarına razı olduğumu bildirir, gereğini arz ederim.

**Öğrencinin** Adı, Soyadı: Rıdvan Kenanoğlu

Tarih: 19/07/2023

İmza:

**Danışman** Adı, Soyadı: Prof. Dr. İbrahim Kaya  
Tarih: 19/07/2023

İmza:

**Ana Bilim Dalı Başkanı** Adı, Soyadı: Doç. Dr. Bilal Gümüş  
Tarih:

İmza: