

**T.C.**  
**İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**FARKLI ANALİTİK DENETLEYİCİ TASARIM YÖNTEMLERİNİN**  
**İNCELENMESİ VE UYGULAMALARI**

**UĞUR DEMİROĞLU**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**HAZİRAN 2019**

Tezin Başlığı: Farklı Analitik Denetleyici Tasarım Yöntemlerinin İncelenmesi ve Uygulamaları

Tezi Hazırlayan: Uğur DEMİROğLU

Sınav Tarihi: 19 Haziran 2019

Yukarıda adı geçen tez jürimizce değerlendirilerek Bilgisayar Mühendisliği, Yazılım Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

**Sınav Jüri Üyeleri:**

**Tez Danışmanı:** **Dr. Öğr. Üyesi Bilal ŞENOL** .....

İnönü Üniversitesi

**Dr. Öğr. Üyesi Barış Baykant ALAGÖZ** .....

İnönü Üniversitesi

**Dr. Öğr. Üyesi Asif YOKUŞ** .....

Fırat Üniversitesi

**Prof. Dr. Halil İbrahim ADIGÜZEL**  
Enstitü Müdürü

## ONUR SÖZÜ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Farklı Analitik Denetleyici Tasarım Yöntemlerinin İncelenmesi ve Uygulamaları” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığını ve yararlandığım bütün kaynakların, hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Uğur DEMİROĞLU

## ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

### FARKLI ANALİTİK DENETLEYİCİ TASARIM YÖNTEMLERİNİN İNCELENMESİ VE UYGULAMALARI

Uğur DEMİROĞLU

İnönü Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Bilgisayar Mühendisliği

63 + viii sayfa

2019

Danışman: Dr. Öğretim Üyesi Bilal ŞENOL

Bu tez çalışmasında, birinci ve ikinci dereceden zaman gecikmeli modellerin kararlılık, dayanıklılık ve performansı için oransal integral, oransal türev ve kesir dereceli oransal integral denetleyicilerin analitik tasarım şemaları sunulmuştur. Sunulan yöntem söz konusu sistemler için geliştirilmiş denklemleri vermektedir. Denetleyici parametrelerinin ayarlanması, ideal bir sistemin karakteristiklerinden esinlenilerek gerçekleştirilmiştir. Tez çalışması boyunca verilen teoremlerle önce birinci ve ikinci dereceden zaman gecikmeli modeller için istenen kazanç kesim frekansı ve faz payını sağlamada kullanılacak denetleyici parametreleri elde edilmiştir. Daha sonra ise önerilen “*frekans çerçevesi*” yöntemi ile söz konusu sistemlerin aynı anda kazanç kesim frekansı, faz kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağlaması için gereken kesir dereceli oransal integral denetleyici parametreleri elde edilmiştir. Önerilen bu yöntem Bode grafiğindeki faz eğrisini şekillendirmede kullanılabileceği için sistemin hem kararlılığını sağladığı hem de dayanıklılığını artırdığı gözlemlenmiştir. Sunulan tüm teoremler literatürden alınmış modeller üzerinde test edilmiş ve tez çalışmasından elde edilen sonuçların etkinliği gösterilmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Analitik, Denetleyici, Tasarım Yöntemleri, Kararlılık, Uygulamalar

## ABSTRACT

Master Thesis

### INVESTIGATION AND APPLICATIONS OF VARIOUS ANALYTICAL CONTROLLER DESIGN METHODS

Uğur DEMİROĞLU

İnönü University

Institute of Natural and Applied Sciences

Department of Computer Engineering

63 + viii pages

2019

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Bilal ŞENOL

Analytical design schemes of proportional integral, proportional derivative and fractional order proportional integral controllers for the stability, robustness and performance of first and second order plus time delay models are presented in this thesis. Presented method gives the generalized equations for mentioned systems. Tuning of the controller parameters are inspired from the characteristics of an ideal system. Throughout the theorems given in the thesis, first, controller parameters are obtained to satisfy desired gain crossover frequency and phase margin for first and second order models. Then, with the proposed method “*frequency frame*”, parameters of the fractional order proportional integral controller are obtained to satisfy gain crossover frequency, phase crossover frequency and phase margin properties simultaneously. Since the proposed method can be used to shape the phase curve of the Bode plot, it is observed that the method improved both the stability and the robustness of the system. All proposed theorems are tested on existing models from the literature and effectiveness of the results obtained from the thesis are shown.

**KEYWORDS:** Analytical, Controller, Design Methods, Stability, Applications

## TEŞEKKÜR

Bu tez çalıőmasının her aőamasında yardım, öneri ve desteklerini esirgemededen beni her konuda yönlendiren danışman hocam sayın Dr. Öğr. Üyesi Bilal ŞENOL'a;

Kontrol sistemlerinin analizi konusunda her türlü yardımlarını gördüğüm Dr. Öğr. Üyesi Barış Baykant ALAGÖZ'e;

Bu tezi yazdığım süre boyunca her aőamayı takip eden ve beni motive eden sevgili arkadaşım Arő. Gör. Mehmet Murat TURHAN'a;

Ayrıca tüm hayatım boyunca olduğu gibi bu çalıőmalarım süresince de benden her türlü desteklerini esirgemeyen değerli AİLEM'e ve eőim Kübra DEMİROĞLU'na

teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER

	<b>ÖZET</b> .....	i
	<b>ABSTRACT</b> .....	ii
	<b>TEŞEKKÜR</b> .....	iii
	<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	iv
	<b>SİMGELER ve KISALTMALAR</b> .....	v
	<b>ŞEKİLLER DİZİNİ</b> .....	vi
	<b>ÇİZELGELER DİZİNİ</b> .....	viii
1.	<b>GİRİŞ</b> .....	1
2.	<b>KURAMSAL TEMELLER</b> .....	5
2.1.	Gamma Fonksiyonu.....	5
2.2.	Kesir Dereceli İntegral.....	6
2.3.	Kesir Dereceli Türev.....	6
2.4.	Riemann-Liouville Kesir Dereceli Türevi.....	7
2.5.	Caputo Kesir Dereceli Türevi.....	8
2.6.	Bode Diyagramının Özellikleri.....	8
2.7.	Birinci ve İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli Modeller.....	9
2.8.	PI ve PD Denetleyiciler.....	10
2.9.	FOPI Denetleyici.....	11
3.	<b>MATERYAL ve YÖNTEM</b> .....	13
3.1.	Materyal.....	13
3.2.	Yöntem.....	14
4.	<b>FARKLI ANALİTİK DENETLEYİCİ TASARIM YÖNTEMLERİNİN İNCELENMESİ VE UYGULAMALARI</b> .....	16
4.1.	Birinci Dereceden Zaman Gecikmeli Sistemler için PI Denetleyicilerin Analitik Tasarımı.....	16
4.2.	Birinci Dereceden Zaman Gecikmeli Sistemler için PD Denetleyicilerin Analitik Tasarımı.....	17
4.3.	İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli Sistemler İçin PI Denetleyicilerin Analitik Tasarımı.....	18
4.4.	İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli Sistemler İçin PD Denetleyicilerin Analitik Tasarımı.....	19
4.5.	Frekans Çerçevesi Yöntemi ve İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli Modeller için Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarımı.....	20
5.	<b>UYGULAMA ÖRNEKLERİ</b> .....	25
6.	<b>SONUÇLAR</b> .....	55
7.	<b>KAYNAKLAR</b> .....	56
	<b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....	62

## SİMGELER ve KISALTMALAR

PID	Oransal-İntegral-Türev
PI	Oransal-İntegral
PD	Oransal-Türev
FOPI	Kesir Dereceli PI Denetleyici
$k_p$	Oransal sabit
$k_i$	İntegral sabiti
$k_d$	Türevsel sabiti
$\lambda$	İntegral sabitinin derecesi
FOPTD	Birinci dereceden zaman gecikmeli
SOPTD	İkinci dereceden zaman gecikmeli

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.	Bode diyagramının genel bileşenleri.....	9
Şekil 4.1.	Frekans çerçevesinin kullanımı.....	21
Şekil 5.1.	$G_1(s) = C_1(s)P_1(s)$ Sistemin Bode diyagramı.....	26
Şekil 5.2.	Örnek 1'deki kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı.....	26
Şekil 5.3,	Çizelge 5.1'deki denetleyicilerle oluşturulmuş 7 adet sistemin Bode grafikleri.....	27
Şekil 5.4,	Farklı denetleyici parametreleriyle elde edilmiş 7 sistemin birim basamak cevapları.....	28
Şekil 5.5,	Çizelge 5.2'den elde edilen 7 sistemin sistemin Bode diyagramları.....	29
Şekil 5.6.	Çizelge 5.2'den elde edilen 7 sistemin sistemin birim basamak cevapları.....	30
Şekil 5.7.	$G_3(s) = C_3(s)P_3(s)$ sisteminin Bode diyagramı.....	31
Şekil 5.8.	Örnek 1'deki kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı.....	31
Şekil 5.9.	$P_3(s)$ ve Çizelge 5.3'de listelenen 7 denetleyiciden oluşturulan sistemlerin Bode diyagramları.....	32
Şekil 5.10.	$P_3(s)$ ve Çizelge 5.3'de listelenen 5 farklı denetleyiciden oluşan sistemlerin birim basamak cevapları.....	33
Şekil 5.11.	$G_4(s) = C_4(s)P_4(s)$ sisteminin Bode diyagramı.....	34
Şekil 5.12.	$G_4(s) = C_4(s)P_4(s)$ sisteminin birim basamak cevabı....	34
Şekil 5.13.	$G_5(s) = C_5(s)P_5(s)$ sisteminin Bode diyagramı.....	35
Şekil 5.14.	Örnek 5'deki kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı.....	36
Şekil 5.15.	$P_5(s)$ ve Çizelge 5.4'de listelenen 5 farklı denetleyiciden oluşan sistemlerin Bode diyagramları....	37
Şekil 5.16.	$P_5(s)$ ve Çizelge 5.4'de listelenen 5 farklı denetleyiciden oluşan sistemlerin birim basamak cevapları.....	37
Şekil 5.17.	Çizelge 5.5'deki 7 denetleyici ile oluşturulan sistemlerin Bode diyagramları.....	38
Şekil 5.18.	Çizelge 5.5'deki 7 denetleyici ile oluşturulan sistemlerin birim basamak cevapları.....	39
Şekil 5.19.	$G_7(s) = C_7(s)P_7(s)$ sisteminin Bode diyagramı.....	40
Şekil 5.20.	$G_7(s) = C_7(s)P_7(s)$ sisteminin birim basamak cevabı....	40
Şekil 5.21.	Çizelge 5.6'deki sistemlerin Bode diyagramları.....	41
Şekil 5.22.	Çizelge 5.6'deki sistemlerin birim basamak cevapları....	42

Şekil 5.23.	Çizelge 5.7'deki 7 denetleyici ve $P_g(s)$ 'den oluşan sistemlerin Bode diyagramları.....	43
Şekil 5.24.	Çizelge 5.7'deki 7 denetleyici ve $P_g(s)$ 'den oluşan sistemlerin birim basamak cevapları.....	43
Şekil 5.25.	$\lambda \in (0, 2)$ iken $10^{GM/20}$ 'in çizimleri.....	44
Şekil 5.26.	$C_1(s)$ ile kontrol edilen sistemin Bode grafiği.....	45
Şekil 5.27.	Nominal sistemin birim basamak cevapları ve $k_p$ 'nin $\pm 50\%$ varyasyonları.....	45
Şekil 5.28.	Sistemin %10'luk yük bozucusu altında birim basamak tepkisi.....	46
Şekil 5.29.	Çizelge 5.8'de verilen sistemlerin Bode grafikleri.....	47
Şekil 5.30.	Değişken faz marjlı sistemlerin birim basamak cevapları.....	48
Şekil 5.31.	$PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$ için $10^{GM/20}$ eğrilerinin $\lambda \in (0, 2)$ aralığında çizimleri. (a) $PM = 10^\circ$ değeri için, (b) $PM = 50^\circ$ değeri için, (c) $PM = 90^\circ$ değeri için.....	49
Şekil 5.32.	$PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$ değerleri için elde edilen sistemlerin Bode grafikleri.....	51
Şekil 5.33.	Sistemin $PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$ değerleri için %10'luk bozucusu etki altındaki birim basamak cevapları. (a) $PM = 10^\circ$ değeri için, (b) $PM = 50^\circ$ değeri için, (c) $PM = 90^\circ$ değeri için.....	522
Şekil 5.34.	Sistemin $PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$ için $\pm 50\%$ 'lik kazanç değişimine karşı birim basamak cevapları. (a) $PM = 10^\circ$ değeri için, (b) $PM = 50^\circ$ değeri için, (c) $PM = 90^\circ$ değeri için.....	53
Şekil 5.35.	Çizelge 5.9'da verilen 9 sistemin Bode grafikleri.....	54
Şekil 5.36.	Çizelge 5.9'de verilen 9 sistemin birim basamak cevapları.....	54

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 5.1.	$\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$ için hesaplanan PI denetleyici parametreleri.....	27
Çizelge 5.2.	$\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$ için bulunan PI denetleyicilerin parametreleri.....	29
Çizelge 5.3.	$\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$ için bulunan PD denetleyicilerin parametreleri.....	32
Çizelge 5.4.	$\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$ için bulunan PI denetleyicilerin parametreleri.....	36
Çizelge 5.5.	$\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$ için bulunan PI denetleyicilerin parametreleri.....	38
Çizelge 5.6.	$\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$ için bulunan PD denetleyici parametreleri.....	41
Çizelge 5.7.	$\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$ için bulunan PD denetleyicilerin parametreleri.....	42
Çizelge 5.8.	$PM$ 'nin değişen değerleri için bulunan $k_p, k_i, \lambda$ ve $GM$ değerleri.....	47
Çizelge 5.9.	$PM \in (10^\circ \rightarrow 90^\circ)$ aralığında bulunan $k_p, k_i, \lambda$ ve $GM$ değerleri.....	50

## 1. GİRİŞ

Kontrol sistem tasarımı endüstride oldukça önemli bir yere sahiptir. Sistemlerin kontrol edilebilmesi için tasarlanan denetleyicilerin, tüm kısıtları sağlaması, basit yapılı ve en az maliyetli olması istenmektedir. Kararlı bir sistem için, bu gereksinimleri karşılayabilen denetleyici parametrelerinin geniş değer aralığında çalışabilecek şekilde optimal olarak hesaplanması oldukça önem arz etmektedir. Manuel teknikler ile denetleyici parametrelerini belirlemek zor ve insan hataları içermeye açıktır. Bu nedenle, denetleyici parametrelerinin belirlenmesinde kullanılacak bilgisayar tabanlı tasarım ve uygulama yöntemlerin geliştirilmesi büyük bir ihtiyaç haline dönüşmüştür.

Birinci dereceden zaman gecikmeli (FOPTD) modeller, gerçek sistemlerin yaklaşık olarak ifade edilmesinde yaygın olarak kullanılır. Bu tür modeller elektronik [1], otomasyon [2], termal [3], kimyasal [4], ve kontrol teorisi [5] ile ilgili çalışmalarda kullanım alanı bulmaktadır. Bu nedenle, araştırmacıların daha iyi tasarım yöntemleri veya alternatif denetleyici fikirleri konusunda motive olmaları ile söz konusu modellerin denetlenmesi ile ilgilenen çalışmaların sayısı son yıllarda keskin bir artış göstermiştir [6-8]. FOPTD modellerin yanısıra literatürde pek çok gerçek sürecin modellenmesinde ikinci dereceden zaman gecikmeli (SOPTD) gösterimler kullanılmaktadır. SOPTD modeller ile ilgilenen çalışmaları kimya [9], elektronik [10], kontrol süreçlerinde [11] ve farklı alanlarda [4, 6-8] yaygın olarak bulmak mümkündür.

Endüstriyel kontrol uygulamalarında, performansları ve gerçekleştirme kolaylıklarından dolayı yaygın olarak Oransal-İntegral-Türev (PID) denetleyiciler kullanılmaktadır. PID denetleyici parametrelerinin hesaplanması sistem tasarımında istenen performans kriterlerini sağlayabilmesi için oldukça önemlidir [12-15]. Bu nedenle, bu parametreleri hesaplayabilmek için birçok yöntem geliştirilmiştir [16-19]. Literatürde FOPTD ve SOPTD sistemler için PID denetleyicilerin tasarımı ile ilgilenen çok sayıda çalışma bulunabilir [9, 20, 21].

Klasik PID denetleyici yapısındaki integral ve türev operatörlerinin eksiklikleri düşünülerek iki farklı denetleyici yapısı olan oransal-integral (PI) ve oransal-türev (PD) denetleyiciler ortaya çıkmıştır. Bu iki denetleyici yapısı da literatürde oldukça fazla çalışmada kendilerine yer bulmuştur. Örneğin, Onat vd. zaman gecikmeli

sistemler için bir PI denetleyici tasarım yöntemi sunmuştur [22]. Birleşmiş bir tank sistemine uygulanan kademeli PI-PD kontrol cihazlarının karşılaştırmalı bir çalışması [23] 'de bulunabilir. Miao vd. PI denetleyici parametrelerini farklı performans kriterleri için optimize etmiştir [24]. PI denetleyicilerin kazanç ve faz payı özelliklerine göre elde edilmesiyle ilgilenen bir çalışma [25] 'de sunulmuştur. Bulanık mantık ve PI ile hız denetlenmesinin karşılaştırmalı bir analizi [26] 'de verilmiştir. Kendinden ayarlamalı bulanık mantık PI denetçi ile ilgili bir çalışma da [27] 'te bulunabilir. Benzer olarak literatürde PD denetleyici tasarımı ile ilgilenen birçok çalışma bulunmaktadır [28, 29]. Bu liste diğer çalışmalarla oldukça genişletilebilir.

Son yıllarda, kesir dereceli matematik akımından etkilenen PID denetleyicilerin kesir dereceli türev ve integral fikriyle performanslarının daha da iyileştirilebileceği gösterilmiştir [30-33]. Bu akımın sonucu, kesir dereceli PID (FOPID) denetleyiciler ortaya çıkmıştır. Bu yeni denetleyici fikrinden yola çıkılarak yapılmış pek çok çalışma bulmak mümkündür. FOPID denetleyici ile ilgili ilk çalışma [30] 'de verilmiştir. Daha sonra, konuyla ilgili yapılan çalışmaların sayısında önemli bir artış olmuştur. Örneğin, FOPTD sistemleri için FOPID denetleyici parametrelerini ayarlamak için çok amaçlı bir optimizasyon yöntemi [34] 'de sunulmuştur. FOPID parametreleri, [35] 'te optimum ağırlık seçimi ile çok amaçlı LQR tarafından tasarlanmıştır. Zhao vd. [19] 'te bir kesir dereceli sistem sınıfı için bir FOPID tasarım algoritması sunmuştur. [36] 'te doğrusal matris eşitsizlikleri (LMI) yaklaşımı ile çok değişkenli bir FOPID denetleyici tasarımı sunulmuştur. SOPTD sistemler için FOPID denetleyici tasarımında kullanılacak çeşitli optimizasyon algoritmaları [37] 'da önerilmiştir. Kendinden ayarlamalı bir FOPID denetçi tasarımı için önerilmiş bir optimizasyon yöntemi [38] ve hem klasik PID hem de FOPID denetleyiciler için tasarım kuralları [15] değerli çalışmalardan bazılarıdır. Bu çalışmalarla kesir dereceli bakış açısının performans özelliklerini ve dayanıklılığı artırdığı gözlemlenmiştir.

Kesir dereceli matematiğin etkileri sonucu önceki paragraflarda sözü edilen PI ve PD denetleyiciler de kesir dereceli PI (FOPI) ve kesir dereceli PD (FOPD) olarak güncellenmiştir. Bu yeni denetleyici şekilleri de oldukça fazla çalışmada kullanılmıştır. Örnek olarak bir UR10 robot için bir FOPI denetleyici tasarımı gösterilebilir [39]. Zaman gecikmeli sistemleri için bir FOPI tasarım yöntemi [40] 'de, büyük zaman

gecikmeli sistemleri için FOPI ve FO [PI] denetleyicilerin tasarımı [41] 'te bulunabilir. FOPTD sistemlerde kararlılık ve dayanıklılığı sağlamak için bir FOPI denetleyici sentezi [42] 'da verilmiştir. FOPD denetleyici tasarım kuralları da değerli bir referans olarak gösterilebilir [43].

Denetleyici tasarımında en önemli hususlardan biri kontrol edilecek sisteminin kararlılığının sağlanabilmesidir. Kararlılık analizi için kök-yer eğrileri yöntemi, Routh-Hurwitz kararlılık ölçütü, Nyquist yöntemi, Bode yöntemi, sıfırı dışlama ilkesi, kararlılık sınır eğrileri (SBL), Diophantine denklemleri, Bode'nin ideal transfer fonksiyonu, Bode'nin integrali gibi çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. SBL kararlılık analiz yöntemi denetleyici parametrelerinin kararlı olduğu bölgeyi grafiksel olarak gösterebilmektedir [44-47]. Bu avantajı ile denetleyici tasarımında kullanım bulmaktadır. Kontrol sistemlerinin kararlılık analizleri için SBL oldukça etkin bir kararlılık analizi yöntemi haline dönüşmüştür. SBL kararlılık analizi denetleyici katsayılarının kararlı olduğu bölgeyi verdiği için bir denetleyicinin optimal katsayılarını önermemektedir. Ancak, katsayı optimizasyon yöntemleri için kararlılık bölgesinin belirlenmesi önemlidir. Özellikle araştırma bölgesi sınırlarının belirlenmesinden dolayı meta-sezgisel optimizasyon yöntemlerinin (genetik algoritma, parçacık sürü optimizasyonu, yapay bağışık sistemler, diferansiyel gelişim algoritması, karınca koloni algoritması, yapay arı koloni algoritması, ısıl işlem algoritması, tabu arama algoritması vb.) uygulanmasında önemli avantaj sunmaktadır. Diophantine denklemleri, kontrol sistemlerin kararlılık analizlerinde polinomsal yaklaşım sunmaktadır [48-50]. Bundan dolayı doğrusal olmayan sistemlerin doğrusal yaklaşımlarının geri beslemeli sistemler şeklide tasarımıyla hesaplamalarından daha çok kullanıldığı görülmüştür. Bode'nin ideal transfer fonksiyonu yöntemiyle sistemlerin istenilen faz kesim frekansındaki kararlılığı için hesaplamalar yapılabilmektedir [51]. Kararlılığın istenilen faz kesim frekansına göre ayarlanabilmesi bu yöntemin diğer yöntemlere göre avantajını ortaya koymaktadır. Bode'nin integrali yöntemiyle yapısı belirsiz sistemlerin kararlılığının sağlanabilmesi için faz ve genliğin türevleri denklemleriyle yaklaşım değerleri hesaplanabilmektedir [52-54].

Son yıllarda, araştırmacıların yoğun olarak çalıştığı bir başka konu da sistemlerin dayanıklılığının sağlanması olmuştur. Frekans bölgesindeki çalışmalarda

dayanıklılık genel olarak “faz düzleştirme” fikrinden yola çıkılarak sağlanmaktadır [53, 55-57]. Bu yöntem, Bode grafiğindeki faz eğrisinin istenilen bir kazanç kesim frekansında türevinin sıfıra eşitlenmesi ile uygulanmaktadır. Bu noktada faz eğrisinin düzleştirilmesi kapalı çevrim sistemin kazanç değişimlerine karşı dayanıklılığını artırmak anlamına gelmektedir. Bu tezde önerilen “frekans çerçevesi” yönteminin de amacı faz eğrisini düzleştirmektir fakat literatürde kullanılan yöntemlerden farklı bir yaklaşım önerilmiştir. Faz eğrisinin düzleştirilmesi için türevin sıfıra eşitlenmesi işleminin yerine eğrinin bir dikdörtgenin içine hapsedilip, dikdörtgen kenarlarının boyutlandırılması fikri ortaya çıkmıştır. Önerilen yöntem, [53, 58, 59]’deki çalışmaların sonuçlarından esinlenilerek geliştirilmiştir. Sistem dayanıklılığını artırmak için kullanılan faz eğrisinin türevini sıfıra eşitleme fikri bazı matematiksel zorlukları da beraberinde getirmektedir. Önerilen “frekans çerçevesi” yönteminin bu zorlukları azaltacağı ve sistem kararlılığı ve dayanıklılığı üzerinde olumlu etkileri olacağı düşünülmektedir.

Bu tez çalışmasında FOPTD ve SOPTD sistemlerin kararlılığını ve dayanıklılığını sağlamak için analitik yöntemlerle FOPI ve FOPD denetleyici tasarımı üzerine çalışılmıştır. Tezin sunduğu yöntemler iki bölüm haline incelenebilir. Önce söz konusu sistemler için istenilen kazanç kesim frekansı ve faz payı değerlerini elde etmek için önerilen denetleyici eşitlikleri verilmiştir. Daha sonra ise FOPTD modeller için kazanç kesim frekansı, faz kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağlamak amacıyla tasarlanan FOPI denetleyici parametreleri elde edilmiştir. Böylece araştırmacılar denetleyici tasarımını istenen frekans özelliklerini sağlayacak şekilde gerçekleştirebileceklerdir.

Tezin düzeni şu şekildedir. Bölüm 2’de kesir dereceli matematik, FOPTD ve SOPTD modeller, FOPI denetleyici ve Bode diyagramı hakkında genel bilgiler yer almaktadır. Bölüm 3’te tez boyunca kullanılan materyal ve yöntemler yer verilmiştir. Bölüm 4’te sırasıyla FOPTD modeller için PI ve PD denetleyicilerin elde edilme teoremleri, SOPTD modeller için PI ve PD denetleyicilerin elde edilme teoremleri ve “frekans çerçevesi” yöntemiyle FOPTD modeller için FOPI denetleyici tasarım yaklaşımı verilmiştir. Bölüm 5’te elde edilen sonuçların literatürden alınan örnekler üzerinde uygulamaları yer almaktadır. Bölüm 6’da ise sonuçlardan bahsedilmiştir.

## 2. KURAMSAL TEMELLER

Son yıllarda gerçek süreçlerin modellenmesinde kesir dereceli matematik (FOC) kullanımı giderek artmaktadır. 17. yüzyılın sonlarında L'Hopital ve Leibniz arasındaki yazışmalardan bu yana, bu yeni konsept ilgi çeken bir araştırma alanı haline gelmiştir. Kesir dereceli sistem (FOS), bir diferansiyel denklemin üslerinin rastgele seçilmiş keyfi sayılar olabildiği sistemdir [60]. Son yıllarda ,konuyla ilgili yapılan çalışmaların sayısında önemli bir artış olmuştur ve kesir dereceli matematiğin gerçek süreçlerin modellenmesinde klasik tekniklere kıyasla avantajını sergilediği görülmüştür [61, 62]. Kesir dereceli matematik, fizik [63], devre teorisi [64], mekatronik [65], sinyal işleme [66], kimyasal karışım [67], kaos teorisi [68] vb. konularında geniş çapta çalışılmaktadır. Bu yeni bakış açısı son zamanlarda kontrol sistemi çalışmaları için de yaygın olarak uygulanmaktadır [69, 70].

Keyfi mertebeli diferansiyel ve integrasyon kavramları, tamsayı mertebeli türev ve n-katlı integralleri birleştiren ve genelleştiren kavramlardır. Bu kavramlar 17. yüzyıldan itibaren Leibniz, Euler, Lagrange, Abel, Liouville ve diğer birçok matematikçinin, kesirli mertebeye için diferansiyel ve integrasyonun genelleştirilmesine dayanan çalışmalarıyla gelişmeye başlamıştır. Kesirli diferansiyel teorisi, çeşitli madde ve işlemlerin kalıtsal özelliklerinin tanımlanmasında kullanılabilecek çok iyi bir araçtır. Bu özellik tamsayı mertebeli türevlerle karşılaştırıldığı zaman, kesirli türevler için önemli bir avantajdır. Kesirli türevlerin bu avantajı nesnelere mekanik ve elektriksel özelliklerinin matematiksel modellemeleri, akışkanlık teorisi, elektrik devreleri, elektro-analitik kimya ve diğer birçok alanda kullanılmaktadır. 1695'te  $\alpha = 1/2$ 'nci mertebeden türev fikri ortaya çıktığından bu yana Riemann, Liouville, Hadamard, Grünwald, Letnikov, Riesz, Caputo, Kilbas, Srivastava, Trujillo, Samko, Kilbas ve Marichev tarafından kesirli matematikle ilgili yeni teoriler geliştirilmiştir. Kesirli türev ve integrallerin bilinen birçok formu vardır. Bu bölümde kesir dereceli matematiğin altyapısı hakkında kısaca bilgi verilmiştir.

### 2.1. Gamma Fonksiyonu

$\Gamma(\cdot)$  sembolü ile gösterilen ve kompleks düzlemin sağ yarısında yakınsak olan ve aşağıdaki gibi tanımlanan fonksiyona *Gamma fonksiyonu* denir.

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt \quad (2.1)$$

Dikkat edilirse Gamma fonksiyonu, faktöriyel fonksiyonunun reel ve kompleks sayılara genişlemesi olan bir fonksiyondur ve aşağıdaki özelliklere sahiptir.

- $\Gamma(x+1) = x!$  ,  $(x \in \mathbb{N})$
- Gamma fonksiyonu  $x = -n$  ,  $(n = 0, 1, \dots)$  noktalarında basit kutba sahiptir;
- $\Gamma\left(\frac{1}{2}\right) = \sqrt{\pi}$
- $\Gamma(x)\Gamma(1-x) = \frac{\pi}{\sin \pi x}$

## 2.2. Kesir Dereceli İntegral

n-katlı integraller için aşağıdaki eşitlik tümevarım metodu kullanılarak kolayca gösterilebilir.

$$\int_a^x dx \int_a^x dx \dots \int_a^x \varphi(x) dx = \frac{1}{(n-1)!} \int_a^b (x-t)^{n-1} \varphi(t) dt \quad (2.2)$$

Burada  $(n-1)! = \Gamma(n)$  olduğu için, n' nin tamsayı olmayan değerleri için, yukarıdaki eşitliğin sağ tarafı daha anlamlı bir şekilde ifade edilebilir. Buna göre,  $\varphi(x) \in L_1(a, b)$  ve  $\alpha > 0$  için;

$$(I_a + \varphi)(x) := \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^x \frac{\varphi(t)}{(x-t)^{1-\alpha}} dt, \quad x > a, \quad (2.3)$$

$$(I_b - \varphi)(x) := \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_x^b \frac{\varphi(t)}{(t-x)^{1-\alpha}} dt, \quad x < b, \quad (2.4)$$

ifadelerine  $\alpha$ . mertebeden kesirli integraller denir. Bu integraller bazen sırasıyla sağ ve sol taraflı kesirli integraller olarak da adlandırılırlar. Bu integraller için bir adlandırma da Riemann-Liouville kesirli integraller şeklindedir.

## 2.3. Kesir Dereceli Türev

[a,b] aralığı üzerinde tanımlı f(x) fonksiyonu için,

$$(D_a^\alpha + f)(x) = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)} \frac{d}{dx} \int_a^x \frac{f(t) dt}{(x-t)^\alpha}, \quad (2.5)$$

$$(D_b^\alpha - f)(x) = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)} \frac{d}{dx} \int_x^b \frac{f(t) dt}{(t-x)^\alpha}, \quad (2.6)$$

ifadelerine  $f$  fonksiyonunun  $\alpha$ . mertebeden  $m \in \mathbb{N}, m-1 \leq \alpha < m$  sırasıyla sağ ve sol kesirli türevleri denir.

#### 2.4. Riemann-Liouville Kesir Dereceli Türevi

Keyfi bir  $y = f(x)$  fonksiyonunun ardışık türevleri,

$$f(x), \frac{df(x)}{dx}, \frac{d^2 f(x)}{dx^2}, \frac{d^3 f(x)}{dx^3}, \dots, \frac{d^n f(x)}{dx^n}, \dots, \quad (2.7)$$

olsun. Bu ardışık türevler keyfi bir fonksiyonun türevlenebilmesi şartı ile adı altındadır. Bir fonksiyonun 1-inci mertebeden türevi yoktur, ama 2-nci mertebeden türevi olabilir.

Buradaki temel amaç  $n$  bir pozitif tamsayı olmak üzere,  $\frac{d^n f(x)}{dx^n}$  türevinin mertebesi olan tamsayı yerine kesirli bir sayı getirilerek yeni bir türevin nasıl tanımlanacağı şeklindedir.

Bunun için  $f(x) = x^k$  şeklinde tanımlanan fonksiyonun  $k$  pozitif bir tamsayı olmak üzere  $\alpha$ -inci mertebeden türevine bakılırsa;

$$\begin{aligned} f(x) &= x^k \\ \Rightarrow f'(x) &= k \cdot x^{k-1} \\ \Rightarrow f''(x) &= k \cdot (k-1) \cdot x^{k-2} \\ \Rightarrow f'''(x) &= k \cdot (k-1) \cdot (k-2) \cdot x^{k-3} \\ \Rightarrow \dots \\ \Rightarrow f^{(\alpha)}(x) &= k \cdot (k-1) \dots (k-(\alpha-1)) \cdot x^{k-\alpha} \end{aligned} \quad (2.8)$$

bulunur. Elde edilen bu son eşitlik, faktöriyel yardımıyla,

$$f^{(\alpha)}(x) = \frac{k!}{(k-\alpha)!} \cdot x^{k-\alpha} \quad (2.9)$$

şeklinde yazılabilir. Buradan,

$$\Gamma(\alpha) = (k - \alpha)! \quad (2.10)$$

ifadesi kullanılırsa;

$$f^{(\alpha)}(x) = \frac{\Gamma(k+1)}{\Gamma(k-\alpha+1)} \cdot x^{k-\alpha} \quad (2.11)$$

eşitliği yazılır. Artık elde edilen bu formal yapıda  $\alpha$  sayısının pozitif bir tamsayı olması gerekmez.

$f$  fonksiyonu her sonlu  $(\alpha, x)$  aralığında sürekli ve integrallenebilir olsun.  $m \in \mathbb{N}$ ,  $m-1 \leq \alpha < m$  olmak üzere  $x > \alpha$  için reel bir  $f$  fonksiyonun  $\alpha$ -inci mertebeden Riemann-Liouville kesirli türevi aşağıdaki şekildedir.

$$D_{RL}^{\alpha} f(x) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_{\alpha}^x (x-t)^{m-\alpha-1} \left( \frac{d}{dx} \right)^m f(t) dt \quad (2.12)$$

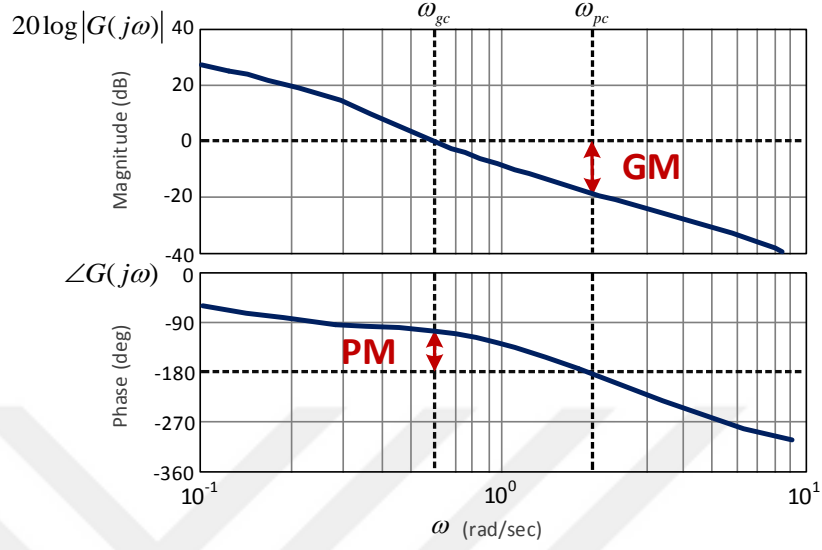
## 2.5. Caputo Kesir Dereceli Türevi

$m-1 \leq \alpha < m$  olacak şekilde pozitif bir tamsayı,  $\alpha$  herhangi bir pozitif tamsayı ve  $f$  fonksiyonu da  $m$  defa sürekli diferansiyellenebilir olsun. Bu takdirde  $f$  fonksiyonunun  $\alpha$ . mertebeden Caputo kesirli türevi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$D_C^{\alpha} f(x) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_{\alpha}^x (x-t)^{m-\alpha-1} f^{(m)}(t) dt \quad (2.13)$$

## 2.6. Bode Diyagramının Özellikleri

Şekil 2.1'de bir açık döngü sistemine ait örnek bir Bode diyagramı verilmiştir. Sistemin faz ve kazanç payları şekilde  $PM$  ve  $GM$  olarak belirtilmiştir. Kazanç eğrisinin  $0dB$  çizgisini kestiği frekans değeri kazanç kesim frekansdır ve  $\omega_{gc}$  ile gösterilmiştir.  $PM$  kazanç kesim frekansında  $-180^{\circ}$  ile faz değeri arasındaki farktır. Benzer şekilde faz eğrisinin  $-180^{\circ}$  çizgisini kestiği frekans değeri faz kesim frekansdır ve  $\omega_{pc}$  ile gösterilmiştir.  $GM$ , faz kesim frekansında  $0dB$  çizgisi ile kazanç değerinin arasındaki farktır.



Şekil 2.1: Bode diyagramının genel bileşenleri.

## 2.7. Birinci ve İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli Modeller

Aşağıda, bir FOPTD modelin genel gösterimi verilmiştir.

$$P(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (2.14)$$

burada K kazanç, T zaman sabiti ve L zaman gecikmesidir.

FOPTD sistemin frekans bölgesi analizini yapabilmek için denklem 2.14'de  $s = j\omega$  değişikliği yapılabilir.

$$P(j\omega) = \frac{K}{T(j\omega) + 1} e^{-L(j\omega)} = |P(j\omega)| e^{j\angle P(j\omega)} = \frac{\sqrt{K^2}}{\sqrt{1 + T^2\omega^2}} e^{-j(\arctan(T\omega) + L\omega)} \quad (2.15)$$

Buradan, FOPTD sistemin genlik ve faz değerleri aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$|P(j\omega)| = \sqrt{\frac{K^2}{1 + T^2\omega^2}}, \quad (2.16)$$

$$\angle P(j\omega) = -\arctan(T\omega) - L\omega. \quad (2.17)$$

Benzer olarak bir SOPTD sisteminin genel gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$P(s) = \frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)} e^{-Ls} \quad (2.18)$$

burada K kazanç,  $T_1, T_2$  zaman sabitleri ve L zaman gecikmesidir.

Yukarıda verilen ikinci derece modelin frekans tepkisi ise aşağıda gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} P(j\omega) &= \frac{K}{(T_1(j\omega)+1)(T_2(j\omega)+1)} e^{-L(j\omega)} = \frac{K}{(1+jT_1\omega)(1+jT_2\omega)} e^{-jL\omega} \\ &= \left( \frac{K - KT_1T_2\omega^2}{(1+T_1^2\omega^2)(1+T_2^2\omega^2)} + j \left( -\frac{K(T_1+T_2)\omega}{(1+T_1^2\omega^2)(1+T_2^2\omega^2)} \right) \right) e^{-jL\omega} \\ &= |P(j\omega)| e^{j\angle P(j\omega)} = \sqrt{\frac{K^2}{(1+T_1^2\omega^2)(1+T_2^2\omega^2)}} e^{-j(\arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega}{K-KT_1T_2\omega^2}\right) + L\omega)} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Böylece, SOPTD sistemin genlik ve fazı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$|P(j\omega)| = \sqrt{\frac{K^2}{(1+T_1^2\omega^2)(1+T_2^2\omega^2)}}, \quad (2.20)$$

$$\angle P(j\omega) = -\arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega}{K-KT_1T_2\omega^2}\right) - L\omega. \quad (2.21)$$

## 2.8. PI ve PD Denetleyiciler

PI denetleyicinin genel gösterimi ve frekans tepkisi aşağıda verilmiştir.

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (2.22)$$

$$C_{PI}(j\omega) = k_p + \frac{k_i}{j\omega} = k_p - \frac{jk_i}{\omega} \quad (2.23)$$

Buradan, PI denetleyicinin genlik ve faz değerleri elde edilebilir.

$$|C_{PI}(j\omega)| = \sqrt{k_p^2 + \left(-\frac{k_i}{\omega}\right)^2} = \sqrt{\frac{k_i^2 + k_p^2 \omega^2}{\omega^2}}, \quad (2.24)$$

$$\angle C_{PI}(j\omega) = \arctan\left(\frac{-\frac{k_i}{\omega}}{k_p}\right) = -\arctan\left(\frac{k_i}{k_p\omega}\right). \quad (2.25)$$

Bir PD denetleyici ise aşağıdaki şekilde gösterilebilir.

$$C_{PD}(s) = k_p + k_d s \quad (2.26)$$

PD denetleyicinin frekans tepkisi, genlik ve fazı sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$C_{PD}(j\omega) = k_p + k_d(j\omega) = k_p + jk_d\omega. \quad (2.27)$$

$$|C_{PD}(j\omega)| = \sqrt{k_p^2 + (k_d\omega)^2} = \sqrt{k_p^2 + k_d^2\omega^2}, \quad (2.28)$$

$$\angle C_{PD}(j\omega) = \arctan\left(\frac{k_d\omega}{k_p}\right). \quad (2.29)$$

## 2.9. FOPI Denetleyici

Kesir dereceli oransal integral denetleyici klasik PI denetleyicinin geliştirilmiş ifadesi şeklinde gösterilebilir. Aşağıda söz konusu denetleyicinin transfer fonksiyonu verilmiştir.

$$C_{PI^\lambda}(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} = k_p + k_i s^{-\lambda}, \quad \lambda \in (0, 2) \quad (2.30)$$

Burada  $\lambda$ , integratör parametresinin kesir dereceli üssüdür.  $\lambda = 1$  durumunda klasik PI denetleyici yapısı elde edilmektedir. Yukarıda verilen FOPI denetleyicinin frekans cevabını elde etmek için yine denklem 2.30'de  $s = j\omega$  değişikliğini yapmamız gerekmektedir. Kompleks operatör  $j$ 'nin tam sayılı olmayan üssünü bulmak için aşağıda verilen eşitlikten yararlanılabilir.

$$(j)^\lambda = \left( \cos \frac{\pi\lambda}{2} + j \sin \frac{\pi\lambda}{2} \right) \quad (2.31)$$

Bu şekilde verilen FOPI denetleyicinin frekans bölgesi cevabı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$C_{PI^\lambda}(j\omega) = k_p + \frac{k_i}{(j\omega)^\lambda} = k_p + k_i\omega^{-\lambda} \cos(\pi\lambda/2) - jk_i\omega^{-\lambda} \sin(\pi\lambda/2) \quad (2.32)$$

Buradan söz konusu denetleyicinin genlik ve faz değerleri aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$|C_{PI^\lambda}(j\omega)| = \sqrt{\left(k_p + k_i\omega^{-\lambda} \cos(\pi\lambda/2)\right)^2 + \left(-k_i\omega^{-\lambda} \sin(\pi\lambda/2)\right)^2}, \quad (2.33)$$

$$\angle C_{PI^\lambda}(j\omega) = \arctan\left(\frac{-k_i\omega^{-\lambda} \sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega^{-\lambda} \cos(\pi\lambda/2)}\right) = -\arctan\left(\frac{k_i\omega^{-\lambda} \sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega^{-\lambda} \cos(\pi\lambda/2)}\right) \quad (2.34)$$

Denetlenecek modeller ve denetleyiciler tanıtıldıktan sonra kontrol sisteminin gösterimi faydalı olacaktır. Tez boyunca kullanılan açık çevrim kontrol sistemi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$G(s) = C(s)P(s) \quad (2.35)$$

Yukarıdaki sistemin frekans cevabı aşağıdaki denklem yardımıyla elde edilebilir.

$$G(j\omega) = C(j\omega)P(j\omega) \quad (2.36)$$

Denetlenecek model ve denetleyicinin daha önce verilen frekans tepkilerinden yararlanarak sistemin frekans cevabı aşağıdaki denklemler kullanılarak bulunabilir.

$$|G(j\omega)| = |C(j\omega)P(j\omega)| = |C(j\omega)||P(j\omega)| \quad (2.37)$$

$$\angle G(j\omega) = \angle C(j\omega)P(j\omega) = \angle C(j\omega) + \angle P(j\omega) \quad (2.38)$$

### 3. MATERYAL ve YÖNTEM

Bu bölümde, tez kapsamında kullanılan materyaller, özellikleri, üstünlükleri vurgulanmış bu araçlar ile gerçekleştirilen amaçlar sıralanmıştır.

#### 3.1. Materyal

Bu tezde, çok paradigmatlı sayısal hesaplama yazılımı MATLAB r2016a sürümü ve sembolik matematiksel hesaplama programı Mathematica 11 sürümü kullanılmıştır. Bu araçlar; kullanımı çok daha kolay, daha az kod yazarak yönergeler, hazır şablonlar ve sihirbazlar sayesinde belirli ihtiyaçlarda uzmanlaşmış pratik çözümler geliştirmeye yönelik dillerdir.

MATLAB yazılımının temel özellikleri şöyledir.

- MathWorks şirketi tarafından geliştirilmektedir.
- Sembolik ve nümerik hesaplamalar yapabilen bir yazılım programıdır.
- Kullanıcıya, matris işlemleri, fonksiyon ve veri çizme, algoritma geliştirme, kullanıcı ara yüzü oluşturmanın yanında C, C++ ve Java gibi diğer dillerde yazılmış programlarla birlikte çalışma imkanı sağlar.
- Günümüzde de eğitim alanında kullanılmaktadır, özellikle doğrusal cebir, sayısal analiz öğretiminde ve görüntü işleme bilim adamları arasında popüler bir dildir.
- C programlama dili ya da Fortran'daki fonksiyonlar çağırılabilir ve alt programlar yazılabilirsiniz.
- Lineer cebir, istatistik, optimizasyon, nümerik analiz, optimizasyon, fourier analizi gibi pek çok matematiksel hesaplamaları etkili ve hızlı şekilde yapar.
- Programlama dili aynı zamanda 2D ve 3D grafik çizimi için de kullanılır.
- Çok karmaşık matematik hesaplamaları bile kısa bir sürede tamamlanır.
- Temel matematik fonksiyonlarının iki ve üç boyutlu grafikleri çizilebilir. Polinomlar, paraboller, sinüs, cosinüs dalgaları başta olmak üzere her türlü iki ve üç boyutlu matematiksel grafik MATLAB ile rahatlıkla çizilebilirsiniz.

Mathematica yazılımının temel özellikleri şöyledir.

- Wolfram Research şirketi tarafından geliştirilmektedir.
- Sinirsel ağlar, makine öğrenmesi, görüntü işleme, geometri, veri bilimi, görselleştirme ve diğerleri dahil olmak üzere çoğu teknik hesaplama alanını kapsayan modern bir teknik hesaplama sistemidir.
- Sistem birçok teknik, bilimsel, mühendislik, matematik ve bilgi işlem alanlarında kullanılmaktadır.
- Wolfram Dili, Mathematica'da kullanılan programlama dilidir.
- Karmaşık sayı, rasgele kesinlik aritmetiği, aralık aritmetiği, belirsizliği sansürlenmiş verilere sahip sayılar, zamansal veriler, zaman serileri ve birim temelli veriler ve sembolik hesaplama desteği mevcuttur.
- Diziler ve ilişkisel diziler için destek içeren matris ve veri manipülasyon araçlarına sahiptir.
- 2B ve 3B veri, fonksiyon ve coğrafi görselleştirme ve animasyon çizimleri yapabilir.
- Doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol sistemi kütüphaneleri barındırmaktadır.

### 3.2. Yöntem

Bu tez çalışmasında, literatürde var olan analitik yöntemlerin incelenmesi ve uygulamaları yapılarak analitik yöntemlerin en genel formülasyonlarının sunulması amaçlanmıştır. Tez çalışma süresinde sunulan formülasyonların temel amacı istenilen denetleyicilerin sistem kararlılığını sağlamasında hızlı ve kolayca sonuçlar üretebilmesidir. Bu çerçevede tezin genel amaçları aşağıdaki şekilde yapılmıştır.

- Denetleyici kararlılığını sağlayacak analitik yöntemlerin araştırılması,
- Sistem dayanıklılığının arttırabilmesi için bulunan yöntemlerin iyileştirilmesi sağlayacak analitik yöntemlerin araştırılması,
- Bu yöntemlerin uygulandığı sistemlerin en genel modellerine göre çözümlerinin yapılması,

- Karmaşıklığı yüksek olan formülasyonları içeren alanlarda ise en çok kullanılan sistem modellerinin en genel modeline göre çözümlenmelerinin yapılması,
- Elde edilen formülasyonların literatür ve bilgisayar tabanlı uygulamalar ile test edilmesi,
- Formülasyonların Matlab kodlarının paylaşılmasıyla yeni araştırmaların hızlandırabilmesi.



## 4. FARKLI ANALİTİK DENETLEYİCİ TASARIM YÖNTEMLERİNİN İNCELENMESİ VE UYGULAMALARI

Tezin ana katkısını içeren bu bölümde sırasıyla FOPTD modeller için PI ve PD denetleyicilerin elde edilme teoremleri, SOPTD modeller için PI ve PD denetleyicilerin elde edilme teoremleri ve “frekans çerçevesi” yöntemiyle FOPTD modeller için FOPI denetleyici tasarım yaklaşımı verilmiştir. Denetleyicilerin analitik tasarımı yapılmadan önce sistemlerin sağlanması istenen frekans özelliklerini incelemekte yarar vardır.

Faz kesim frekansının  $\omega_c$  ve faz payının  $\phi_m$  olduğu varsayılarak, aşağıdaki kazanç ve faz özelliklerinin sağlanması amaçlanmaktadır.

$$|G(j\omega_c)|=1 \quad (4.1)$$

$$\angle G(j\omega_c) = \phi_m - \pi \quad (4.2)$$

### 4.1. Birinci Dereceden Zaman Gecikmeli Sistemler için PI Denetleyicilerin Analitik Tasarımı

Bu bölümde, bir FOPTD modelin istenen kazanç payı değerini sağlanması için bir PI denetleyici tasarım yöntemi sunulmuştur.

**Teorem 1:** Bir FOPTD modelin istenen kazanç kesim frekansı ve faz payı değerlerini sağlanması için gereken PI denetleyici parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$k_p = \pm \frac{\sqrt{1+T^2\omega_c^2}}{K\sqrt{1+\tan(\phi_m + L\omega_c + \arctan(T\omega_c))^2}} \quad (4.3)$$

$$k_i = \mp \frac{\omega_c\sqrt{1+T^2\omega_c^2}\tan(\phi_m + L\omega_c + \arctan(T\omega_c))}{K\sqrt{1+\tan(\phi_m + L\omega_c + \arctan(T\omega_c))^2}} \quad (4.4)$$

**İspat:** FOPTD model ve PI denetleyicinin frekans cevabı gösterimleri 2. bölümde verilmişti. Bu model ve denetleyiciden oluşan sistemin denklem 4.1 ve 4.2’de verilen kazanç ve faz özelliklerini yerine getirmesi için aşağıda verilen eşitlikleri sağlanması gerekmektedir.

$$|G(j\omega_c)| = |C(j\omega_c)||P(j\omega_c)| = \sqrt{\frac{k_i^2 + k_p^2 \omega_c^2}{\omega_c^2}} \sqrt{\frac{K^2}{1 + T^2 \omega_c^2}} = 1. \quad (4.5)$$

$$\angle G(j\omega_c) = \angle C(j\omega_c) + \angle P(j\omega_c) = -\arctan\left(\frac{k_i}{k_p \omega_c}\right) - \arctan(T\omega_c) - L\omega_c = \phi_m - \pi. \quad (4.6)$$

Yukarıdaki denklemlerin ortak çözümünüyle  $k_p$  ve  $k_i$  değerleri yalnız bırakıldığında teorem 1’de verilen denetleyici parametreleri elde edilmektedir.  $\square$

#### 4.2. Birinci Dereceden Zaman Gecikmeli Sistemler için PD Denetleyicilerin Analitik Tasarımı

Bir FOPTD modelin istenen kazanç payı değerini sağlaması için gereken PD denetleyici tasarım yöntemi bu bölümde verilmiştir.

**Teorem 2:** Bir FOPTD modelin istenen kazanç kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağlaması için gereken PD denetleyici parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$k_p = \pm \frac{\sqrt{1 + T^2 \omega_c^2}}{K \sqrt{1 + \tan(\phi_m + L\omega_c + \arctan(T\omega_c))^2}}, \quad (4.7)$$

$$k_d = \pm \frac{\sqrt{1 + T^2 \omega_c^2} \tan(\phi_m + L\omega_c + \arctan(T\omega_c))}{K \omega_c \sqrt{1 + \tan(\phi_m + L\omega_c + \arctan(T\omega_c))^2}}. \quad (4.8)$$

**İspat:** Bu teoremin ispatı teorem 1’in ispatı gibi yapılabilir. FOPTD model ve PD denetleyicinin frekans cevabı gösterimleri 2. bölümde verilmişti. Bu sistemin istenen kazanç ve faz özelliklerini yerine getirmesi için sırasıyla aşağıda verilen eşitlikleri sağlaması gerekmektedir.

$$|G(j\omega_c)| = |C(j\omega_c)||P(j\omega_c)| = \sqrt{k_p^2 + k_d^2 \omega_c^2} \sqrt{\frac{K^2}{1 + T^2 \omega_c^2}} = 1. \quad (4.9)$$

$$\angle G(j\omega_c) = \angle C(j\omega_c) + \angle P(j\omega_c) = \arctan\left(\frac{k_d \omega_c}{k_p}\right) - \arctan(T\omega_c) - L\omega_c = \phi_m - \pi. \quad (4.10)$$

Sistemin yukarıdaki şartları aynı anda sağlaması için denklem 4.9 ve 4.10'nun ortak çözümleriyle denetleyici parametrelerini elde etmek gerekmektedir. Bu şekilde,  $k_p$  ve  $k_d$  parametreleri teorem 2'de verildiği gibi elde edilmektedir.  $\square$

### 4.3. İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli Sistemler İçin PI Denetleyicilerin Analitik Tasarımı

İkinci dereceden zaman gecikmeli bir modelin denklem 4.1 ve 4.2'da verilen frekans özelliklerini sağlaması için kullanılabilir PI denetleyici parametreleri bu bölümde elde edilmiştir.

**Teorem 3:** Bir SOPTD modelin arzu edilen kazanç kesim frekansı ve faz payı değerlerini sağlaması için gereken PI denetleyici parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$k_p = \pm \frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_c^2} \sqrt{1+T_2^2\omega_c^2}}{K \sqrt{1 + \tan \left( \phi_m + L\omega_c + \arctan \left( \frac{K(T_1+T_2)\omega_c}{K - KT_1T_2\omega_c^2} \right) \right)^2}}, \quad (4.11)$$

$$k_i = \mp \frac{\omega_c \sqrt{1+T_1^2\omega_c^2} \sqrt{1+T_2^2\omega_c^2} \tan \left( \phi_m + L\omega_c + \arctan \left( \frac{K(T_1+T_2)\omega_c}{K - KT_1T_2\omega_c^2} \right) \right)}{K \sqrt{1 + \tan \left( \phi_m + L\omega_c + \arctan \left( \frac{K(T_1+T_2)\omega_c}{K - KT_1T_2\omega_c^2} \right) \right)^2}}. \quad (4.12)$$

**İspat:** İkinci dereceden zaman gecikmeli bir model ve PI denetleyicinin zaman ve frekans cevabı gösterimleri bölüm 2'de verilmişti. Denklem 2.37 ve 2.38'ten yararlanarak, denklem 4.1 ve 4.2'da verilen frekans özelliklerinin sağlanması amacıyla aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$|G(j\omega_c)| = |C(j\omega_c)| |P(j\omega_c)| = \sqrt{\frac{k_i^2 + k_p^2 \omega_c^2}{\omega_c^2}} \sqrt{\frac{K^2}{(1+T_1^2\omega_c^2)(1+T_2^2\omega_c^2)}} = 1. \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \angle G(j\omega_c) &= \angle C(j\omega_c) + \angle P(j\omega_c) \\ &= -\arctan \left( \frac{k_i}{k_p \omega_c} \right) - \arctan \left( \frac{K(T_1+T_2)\omega_c}{K - KT_1T_2\omega_c^2} \right) - L\omega_c = \phi_m - \pi. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Yukarıdaki denklemlerin ortak çözümüyle teorem 3'te verilen denetleyici parametreleri elde edilir. □

#### 4.4. İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli Sistemler İçin PD Denetleyicilerin Analitik Tasarımı

Denetlenecek bir SOPTD modelin istenen kazanç kesim frekansı ve faz payı değerlerini sağlaması için aşağıdaki teoremden verilen PD denetleyici kullanılabilir.

**Teorem 4:** Bir SOPTD model aşağıda verilen PD denetleyici ile kontrol edildiğinde istenen kazanç kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağlamaktadır.

$$k_p = \pm \frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_c^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_c^2}}{K\sqrt{1+\tan\left(\phi_m+L\omega_c+\arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega_c}{K-KT_1T_2\omega_c^2}\right)\right)^2}}, \quad (4.15)$$

$$k_d = \pm \frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_c^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_c^2}\tan\left(\phi_m+L\omega_c+\arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega_c}{K-KT_1T_2\omega_c^2}\right)\right)}{K\omega_c\sqrt{1+\tan\left(\phi_m+L\omega_c+\arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega_c}{K-KT_1T_2\omega_c^2}\right)\right)^2}}. \quad (4.16)$$

**İspat:** Denklem 4.1 ve 4.2'da verilen kazanç kesim frekansı ve faz payı özelliklerinin yerine getirilmesi için sistemin aşağıda verilen eşitlikleri sağlaması istenmektedir.

$$|G(j\omega_c)| = |C(j\omega_c)||P(j\omega_c)| = \sqrt{k_p^2+k_d^2\omega_c^2}\sqrt{\frac{K^2}{(1+T_1^2\omega_c^2)(1+T_2^2\omega_c^2)}} = 1. \quad (4.17)$$

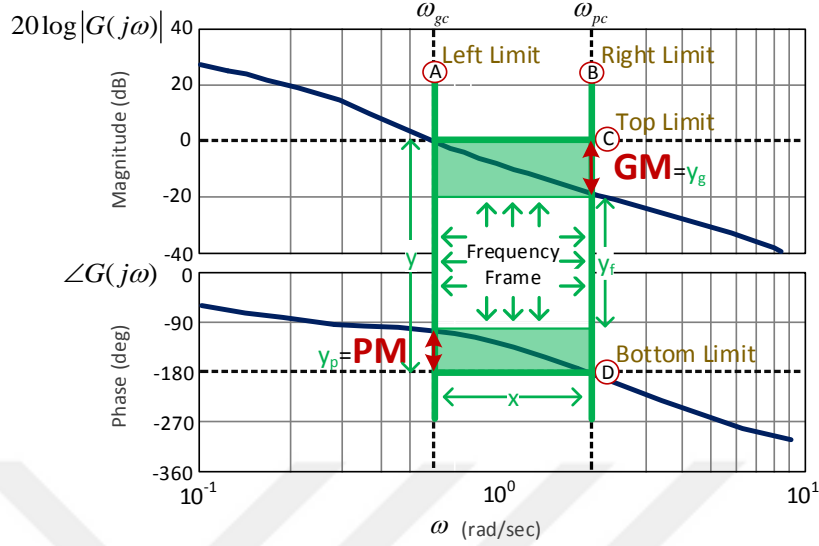
$$\begin{aligned} \angle G(j\omega_c) &= \angle C(j\omega_c) + \angle P(j\omega_c) \\ &= \arctan\left(\frac{k_d\omega_c}{k_p}\right) - \arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega_c}{K-KT_1T_2\omega_c^2}\right) - L\omega_c = \phi_m - \pi. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Bu iki eşitliğin birlikte çözümü ile teorem 4'te verilen denetleyici parametreleri elde edilebilir. □

#### 4.5. Frekans Çerçevesi Yöntemi ve İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli Modeller için Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarımı

Bu bölümde ikinci dereceden zaman gecikmeli modellerin kararlılığı, dayanıklılığı ve performansı için yeni bir yöntem olan “frekans çerçevesi” yaklaşımı sunulmuştur. Söz konusu sistemlerin istenen kazanç kesim frekansı, faz kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağlaması için kesir dereceli PI denetleyici tasarımı yapılmıştır. Giriş bölümünde bahsedildiği gibi sistem dayanıklılığının sağlanması oldukça önemli bir konudur. Literatürdeki benzer çalışmalarda sistem dayanıklılığı Bode grafiğindeki faz eğrisinin istenen frekans değerinde düzleştirilmesiyle sağlanmaktadır. Bu işlemde, “*tanjant frekansı*” adı verilen frekans değerinde faz eğrisinin türevinin sıfıra eşitlenmesi yöntemi kullanılmaktadır. Dolayısıyla bu yaklaşım bazı matematik zorlukları beraberinde getirmektedir. Bu tez çalışmasındaki amaç da diğer çalışmalara benzer olarak Bode grafiğindeki faz eğrisinin düzleştirilmesine dayanmaktadır. Fakat bu çalışmada faz eğrisinin türevinin sıfıra eşitlenmesi yerine yeni bir yöntem olan “*frekans çerçevesi*” yaklaşımı önerilmiştir. Bu yöntemde kazanç kesim frekansı ve faz kesim frekansı arasında kalan Bode eğrileri kapalı bir dikdörtgen içine hapsedilmiştir. Daha sonra dikdörtgenin kenarları boyutlandırılarak faz eğrisinin şekillendirilmesi sağlanmıştır. Bu süreç bölümün ilerleyen sayfalarında açıkça anlatılmıştır.

Örnek bir Bode grafiğinin özellikleri bölüm 2.6’da verilmişti. “Frekans çerçevesi” yönteminin anlatılması Şekil 4.3 yardımıyla yapılabilir.



Şekil 4.1: Frekans çerçevesinin kullanımı

Kazanç kesim frekansı, faz kesim frekansı, kazanç payı ve faz payı özellikleri daha önceki bölümlerde tanıtılmıştı. Yukarıdaki şekilden görüldüğü gibi “frekans çerçevesi” Bode grafiğinde soldan ve sağdan sırasıyla kazanç kesim frekansı ve faz kesim frekansı ile sınırlanmış dikdörtgen bir çerçevedir. Çerçevenin sol kenar sınırı A, sağ kenar sınırı B ile işaretlenmiştir. Benzer şekilde çerçevenin üst kenar sınırı C ile ve alt kenar sınırı D ile gösterilmiştir. Alt ve üst kenar uzunlukları  $x = \omega_{gc} - \omega_{pc}$  şeklinde verilmiştir. Çerçevenin sol ve sağ kenar uzunlukları ise  $y = y_p + y_f + y_g$  eşitliği ile gösterilmiştir. Burada  $y_p$  faz payı,  $y_g$  kazanç payı ve  $y_f$  ise kazanç eğrisinin alt sınırı ile faz eğrisinin üst sınırı arasında kalan uzunluktur. “Frekans çerçevesi” yönteminde amaç daha önce de belirtildiği gibi çerçevenin içinde kalan faz eğrisinin düzleştirilmesidir. Çerçeve kenarlarının uzunlukları ayarlanarak faz eğrisinin de şekli değiştirilebilmektedir. Örnek olarak A ve B kenarlarının sabitlenip y kenarının kısaltılması, yani kazanç ve faz paylarının düşürülmesi faz eğrisinde nispeten bir düzleşmeye yol açacaktır. Benzer şekilde C ve D kenarlarının sabitlenmesi ve x kenarının uzatılması, yani kazanç kesim frekansının düşürülüp faz kesim frekansının yükseltilmesi de faz eğrisinde bir düzleşmeye sebep olabilir. Bu şekilde bir ayarlamayla sistemin kazanç değişimlerine karşı dayanıklılığı oldukça iyi bir şekilde artırılabilir.

Tezin önceki bölümlerinde sunulan yöntemler, birinci ve ikinci dereceden modellerin kazanç kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağlaması için denetleyici tasarlama üzerineydi. Literatürde bu amaç ile ilgilenen benzer çalışmalar bulmak mümkündür [52, 53]. Bu tezde önerilen “*frekans çerçevesi*” yaklaşımı ise konuya yeni bir bakış açısı getirerek sistemlerin aynı anda kazanç kesim frekansı, faz kesim frekansı ve faz payı özelliklerini araştırmacının istediği şekilde elde edebilmesini sağlamaktadır. Yaklaşımın çalışma prensipleri aşağıda ayrıntılı şekilde verilmiştir.

Kazanç kesim frekansının  $\omega_{gc}$  ve faz payının  $PM$  olduğunu varsayalım.

Sistemin kararlılık ve dayanıklılık gereksinimlerini karşılamak için, açık çevrim sistemin aşağıdaki özellikleri sağlaması beklenmektedir.

i. Kazanç kesim frekansında sistemin faz payı,

$$\angle G(j\omega_{gc}) = PM - \pi . \quad (4.19)$$

ii. Kazanç kesim frekansında sistemin kazancı,

$$|G(j\omega_{gc})| = 1 . \quad (4.20)$$

Benzer şekilde faz kesim frekansının  $\omega_{pc}$  ve kazanç payının  $GM$  olduğunu varsayalım. Faz kesim frekansında sistemin aşağıdaki şartları sağlaması istenmektedir.

iii. Faz kesim frekansında sistemin fazı,

$$\angle G(j\omega_{pc}) = -\pi . \quad (4.21)$$

iv. Faz kesim frekansında sistemin kazancı,

$$|G(j\omega_{pc})| = 10^{GM/20} \quad (4.22)$$

Yukarıda verilen şartları sağlamak için tasarlanan FOPI denetleyici parametreleri aşağıdaki teoremlerle verilmiştir.

**Teorem 5:** Birinci dereceden zaman gecikmeli bir model için, istenen kazanç kesim frekansında istenen faz payını sağlamak için aşağıda parametreleri verilen kesir dereceli PI denetleyici kullanılabilir.

$$k_p = \pm \frac{\sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \pm \frac{\sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2} \cot(\pi\lambda/2) \tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \quad (4.23)$$

$$k_i = \mp \frac{\omega_{gc}^\lambda \sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2} \csc(\pi\lambda/2) \tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \quad (4.24)$$

burada,

$$\varphi_1 = PM - \pi + \arctan(T\omega_{gc}) + L\omega_{gc} \quad (4.25)$$

**İspat:** FOPI denetleyicinin ve FOPTD modelin genlik ve faz değerleri 2. Bölümde verilmişti. Model ve denetleyiciden oluşan sistemin denklem 4.19 ve 4.20’da verilen şartları sağlaması için aşağıdaki eşitliklerin sağlanması gerekmektedir.

$$\begin{aligned} |G(j\omega_{gc})| &= |C(j\omega_{gc})||P(j\omega_{gc})| \\ &= \sqrt{(k_p + k_i\omega_{gc}^{-\lambda} \cos(\pi\lambda/2))^2 + (-k_i\omega_{gc}^{-\lambda} \sin(\pi\lambda/2))^2} \sqrt{\frac{K^2}{1+T^2\omega_{gc}^2}} = 1 \end{aligned} \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned} \angle G(j\omega_{gc}) &= \angle C(j\omega_{gc}) + \angle P(j\omega_{gc}) \\ &= -\arctan\left(\frac{k_i\omega_{gc}^{-\lambda} \sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega_{gc}^{-\lambda} \cos(\pi\lambda/2)}\right) - \arctan(T\omega_{gc}) - L\omega_{gc} = PM - \pi \end{aligned} \quad (4.27)$$

Yukarıdaki iki eşitliğin beraber çözümü ile yalnız bırakılan  $k_p$  ve  $k_i$  parametreleri teorem 5’te verildiği gibi elde edilecektir. □

**Teorem 6:** Birinci dereceden zaman gecikmeli bir sistem için, istenen faz kesim frekansında istenen kazanç payını sağlayan FOPI denetleyicinin parametreleri aşağıdaki denklemleri kullanarak bulunabilir.

$$k_p = \pm \frac{10^{GM/20} \sqrt{1+T^2\omega_{pc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \pm \frac{10^{GM/20} \sqrt{1+T^2\omega_{pc}^2} \cot(\pi\lambda/2) \tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \quad (4.28)$$

$$k_i = \mp \frac{10^{GM/20} \omega_{pc}^\lambda \sqrt{1+T^2 \omega_{pc}^2} \csc(\pi\lambda/2) \tan(\varphi_2)}{K \sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \quad (4.29)$$

burada,

$$\varphi_2 = -\pi + \arctan(T \omega_{pc}) + L \omega_{pc} \quad (4.30)$$

**İspat:** Bu teoremin kanıtı Teorem 5'in kanıtına benzer şekilde yapılabilir. Bu sistemin bölümün başında verilen iii ve iv nolu şartları yerine getirmesi için aşağıdaki eşitliklerin sağlanması gerekmektedir.

$$\begin{aligned} |G(j\omega_{pc})| &= |C(j\omega_{pc})| |P(j\omega_{pc})| \\ &= \sqrt{(k_p + k_i \omega_{pc}^{-\lambda} \cos(\pi\lambda/2))^2 + (-k_i \omega_{pc}^{-\lambda} \sin(\pi\lambda/2))^2} \sqrt{\frac{K^2}{1+T^2 \omega_{pc}^2}} = 10^{GM/20} \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} \angle G(j\omega_{pc}) &= \angle C(j\omega_{pc}) + \angle P(j\omega_{pc}) \\ &= -\arctan\left(\frac{k_i \omega_{pc}^{-\lambda} \sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i \omega_{pc}^{-\lambda} \cos(\pi\lambda/2)}\right) - \arctan(T \omega_{pc}) - L \omega_{pc} = -\pi \end{aligned} \quad (4.32)$$

Bu eşitliklerin beraber çözümü ile FOPI denetleyici parametreleri elde edilecektir. □

Yukarıda verilen teoremlerle FOPI denetleyicinin  $k_p$  ve  $k_i$  parametreleri elde edilmiştir. Sonraki adım olarak her iki teoremi de sağlayan ortak kesir derece  $\lambda$ 'nın hesaplanması gerekmektedir. Bunun için  $k_p$  değerini veren denklem 4.23 ve 4.28'un sayısal çözümlerinin  $\lambda \in (0, 2)$  aralığında hesaplanması gerekmektedir. Bu işlem denklem 4.24'deki  $10^{GM/20}$ 'nin  $\lambda$ 'nın göre çizimi yapılarak ve benzer şekilde denklem 4.29'daki  $10^{GM/20}$ 'nin  $\lambda$ 'nın göre çizimi yapılarak gerçekleştirilir. İki eğrinin kesişim noktası ortak kesir derece değerini verecektir. Daha sonra da bu değer  $k_p$  ve  $k_i$  denklemlerinde yerine koyularak FOPI denetleyici parametreleri elde edilir.

Sonraki bölümde tezde önerilen yöntemler literatürden alınan bazı modeller üzerinde uygulanıp sonuçlar grafiksel olarak gösterilmiştir.

## 5. UYGULAMA ÖRNEKLERİ

Bu bölümde, tez çalışmasında sunulan yöntemler literatürde var olan bazı modeller üzerine uygulanmış ve sonuçlar grafiksel olarak gösterilmiştir. Sunulan toplam on örneğin ilk ikisinde FOPTD modeller için PI denetleyici tasarımı, sonraki iki örnekte ise yine FOPTD modeller için PD denetleyici tasarımı yapılmıştır. Sonra gelen 4 örnekte sırasıyla PI ve PD denetleyici tasarımları SOPTD modeller için gerçekleştirilmiştir. Son ili örnekte ise FOPTD modeller için “frekans çerçevesi” yöntemiyle FOPI denetleyici tasarımı yapılmıştır.

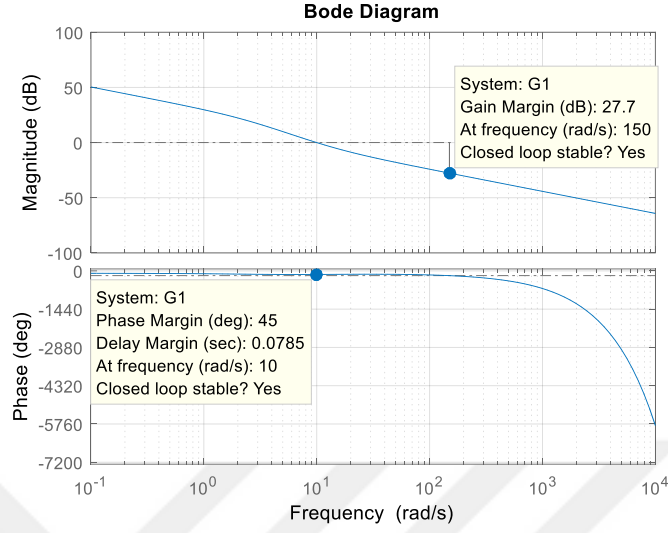
**Örnek 1:** Aşağıdaki FOPTD modeli ele alalım [52].

$$P_1(s) = \frac{1}{0.4s + 1} e^{-0.01s} \quad (5.1)$$

Bu örnek için istenen faz kesim frekansı  $\omega_c = 10 \text{ rad/sec}$  ve faz payı  $\phi_m = 45^\circ$ 'dir. Bilinmeyen değişkenler denklem 4.3 ve denklem 4.4'te yerine koyularak aşağıdaki PI denetleyici elde edilir.

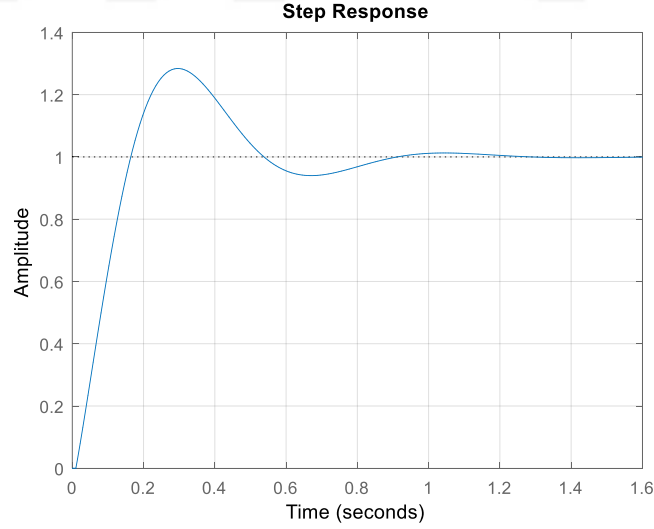
$$C_1(s) = 2.46369 + \frac{33.06090}{s} \quad (5.2)$$

$G_1(s) = C_1(s)P_1(s)$  sisteminin Bode diyagramı Şekil 5.1'te gösterilmektedir. Faz kesim frekansının  $\omega_c = 10 \text{ rad/sec}$  olarak ayarlandığı ve faz payının  $\phi_m = 45^\circ$  olduğu açıkça görülmektedir. Böylece, önerilen yöntem başarıyla uygulanmıştır.



Şekil 5.1:  $G_1(s) = C_1(s)P_1(s)$  Sistemin Bode diyagramı.

Ayrıca, sistemin kararlılığını, Şekil 5.2'te verilen kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı ile de kontrol edebiliriz.



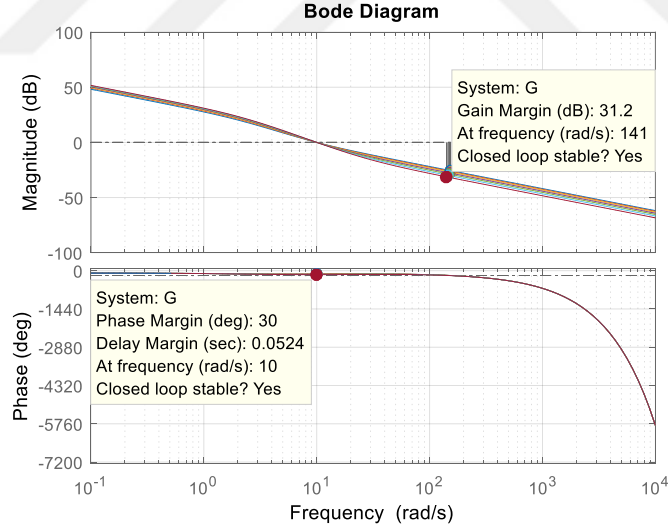
Şekil 5.2: Örnek 1'deki kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı.

Yöntem, değişen faz payı değerleri ile de test edilebilir. Çizelge 5.1'de  $\omega_c = 10 \text{ rad/sec}$  kazanç kesim frekansı ve faz payının  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  aralığında  $5^\circ$  lik artışlarla elde edilmiş PI denetleyici parametreleri verilmiştir.

Çizelge 5.1:  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için hesaplanan PI denetleyici parametreleri.

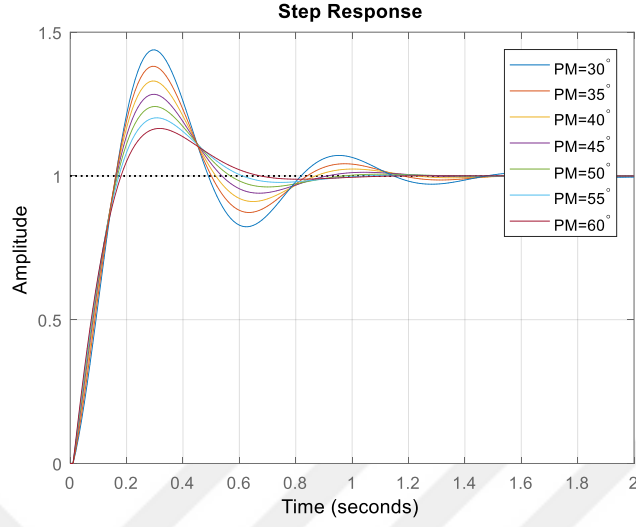
$\phi_m$	$k_p$	$k_i$
$30^\circ$	1.524059254728363	38.310890603165092
$35^\circ$	1.852161161722366	36.836800934673008
$40^\circ$	2.166167003910174	35.082360968399527
$45^\circ$	2.463687007230828	33.060923051847794
$50^\circ$	2.742456864811567	30.787871548140370
$55^\circ$	3.000354969710362	28.280505751726466
$60^\circ$	3.235418561625795	25.557908230305681

Çizelge 5.1'de listelenen denetleyicilerle oluşturulmuş 7 adet sistemin Bode grafikleri Şekil 5.3'de verilmiştir.



Şekil 5.3: Çizelge 5.1'deki denetleyicilerle oluşturulmuş 7 adet sistemin Bode grafikleri.

Benzer şekilde bu 7 sistemin birim basamak cevapları Şekil 5.4'te verilmiştir.



Şekil 5.4: Farklı denetleyici parametreleriyle elde edilmiş 7 sistemin birim basamak cevapları.

Bu örnekte, önerilen yöntemin etkinliği açıkça gösterilmiştir.

**Örnek 2:** Aşağıdaki FOPTD modeli ele alalım [22].

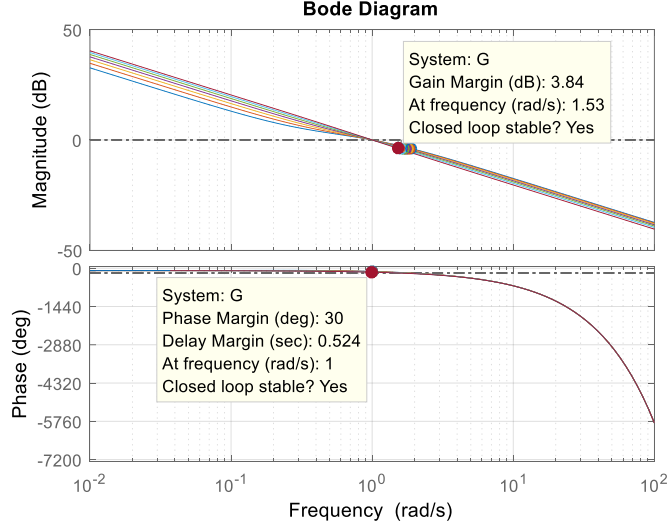
$$P_2(s) = \frac{1}{s+1} e^{-s} \quad (5.3)$$

Bu örnek için faz kesim frekansının  $\omega_c = 1 \text{ rad} / \text{sec}$  olması istenmektedir. Faz payının da  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  aralığında  $5^\circ$ 'lik artış adımlarıyla değiştiği varsayılmaktadır. Çizelge 5.2, bu durumda elde edilen PI denetleyicilerin parametrelerini göstermektedir.

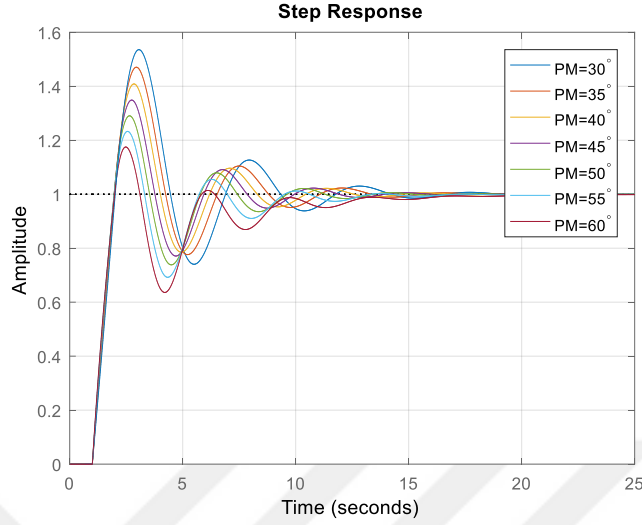
Çizelge 5.2:  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için bulunan PI denetleyicilerin parametreleri.

$\phi_m$	$k_p$	$k_i$
$30^\circ$	0.951706372124047	1.046066432526389
$35^\circ$	1.039255538940336	0.959139158194384
$40^\circ$	1.118895343585638	0.864912255724463
$45^\circ$	1.190019679058772	0.764102848740180
$50^\circ$	1.252087246220741	0.657478157699069
$55^\circ$	1.304625673408020	0.545849660881703
$60^\circ$	1.347235111466145	0.430066918551990

$P_2(s)$  ve Çizelge 5.2'deki 7 denetleyiciden ayrı ayrı oluşan sistemlerin Bode diyagramlarını Şekil 5.5'de gösterilmiştir ve birim basamak cevapları Şekil 5.6'de verilmiştir.



Şekil 5.5: Çizelge 5.2'den elde edilen 7 sistemin sistemin Bode diyagramları.



Şekil 5.6: Çizelge 5.2'den elde edilen 7 sistemin sistemin birim basamak cevapları.

Bode grafiğinden tüm sistemlerin kazanç kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağladığı görülmektedir. Ayrıca sistem kararlılığı birim basamak cevapları ile gösterilmiştir. Böylece, yöntemin etkinliği açıkça ortaya çıkmaktadır.

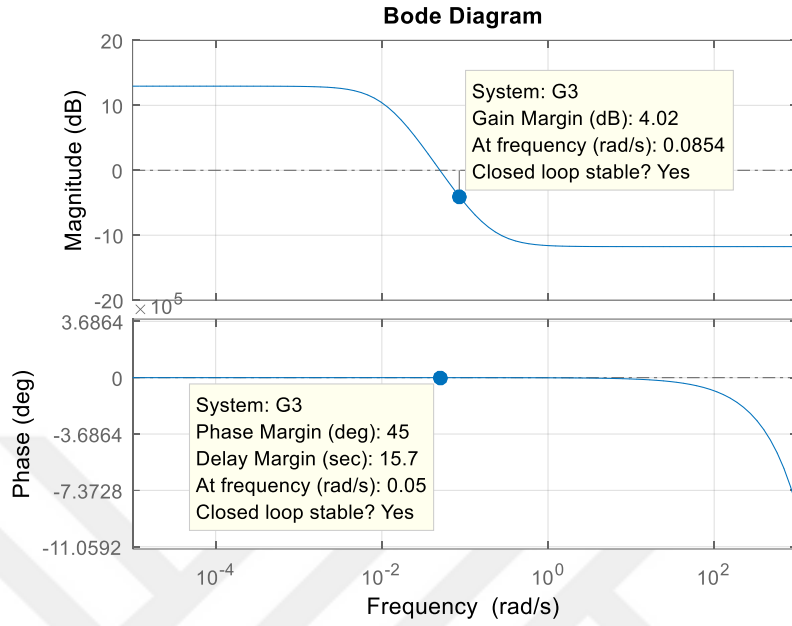
**Örnek 3:** Aşağıdaki FOPTD model için bir PD denetleyici tasarımı yapılması istenmektedir [71].

$$P_3(s) = \frac{0.93}{89.59s + 1} e^{-15s} \quad (5.4)$$

İstenen faz kesim frekansı  $\omega_c = 0.05 \text{ rad/sec}$  ve faz payı  $\phi_m = 45^\circ$ 'dir. PD denetleyicinin elde edilmesi için bilinmeyen değerlerin denklem 4.7 ve 4.8'de yerine konması yeterlidir. Bu şekilde aşağıdaki PD denetleyici hesaplanmıştır.

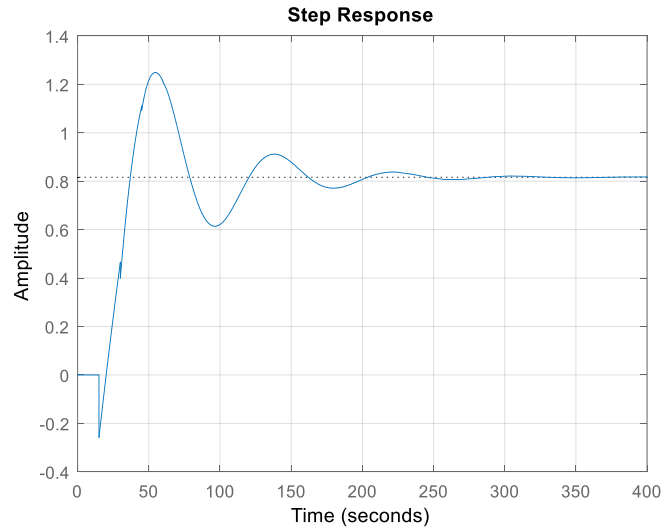
$$C_3(s) = 4.77559 - 24.90121s \quad (5.5)$$

$G_3(s) = C_3(s)P_3(s)$  sistemine ait Bode diyagramı Şekil 5.7'te gösterilmektedir. Faz kesim frekansının  $\omega_c = 0.05 \text{ rad/sec}$  ve faz payının  $\phi_m = 45^\circ$  olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 5.7:  $G_3(s) = C_3(s)P_3(s)$  sisteminin Bode diyagramı.

Ayrıca, sistemin kararlılığını, Şekil 5.8'te verilen kapalı döngü sistemin birim basamak cevabı ile de kontrol edebiliriz.



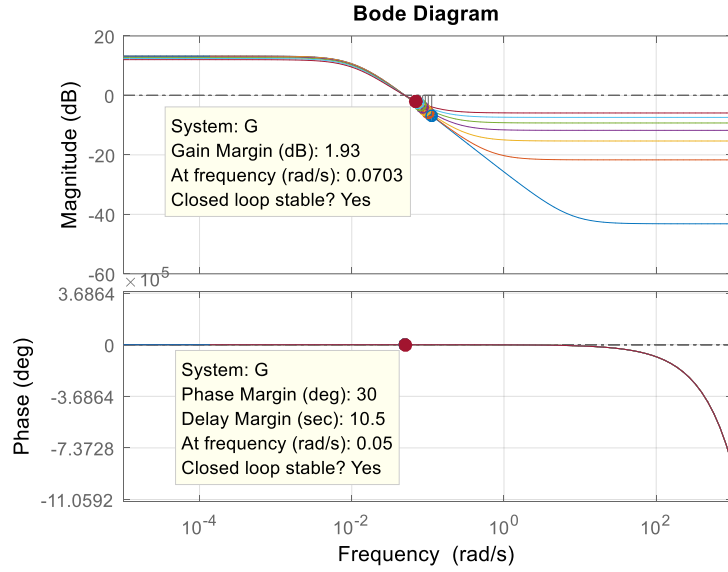
Şekil 5.8: Örnek 1'deki kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı.

Yöntem, değişen faz marj değerleri ile de test edilebilir. Çizelge 5.3,  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için bulunan PD denetleyicilerin parametrelerini,  $\omega_c = 10 \text{ rad/sec}$ 'de  $5^\circ$ 'lik artış adımlarıyla listelemektedir.

Çizelge 5.3:  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için bulunan PD denetleyicilerin parametreleri.

$\phi_m$	$k_p$	$k_d$
$30^\circ$	4.290624794410099	-48.773024021985805
$35^\circ$	4.486840128426605	-41.108376124436958
$40^\circ$	4.648907899837640	-33.130868662664987
$45^\circ$	4.775594675043574	-24.901215285404728
$50^\circ$	4.865936291189519	-16.482048624057651
$55^\circ$	4.919245194026849	-7.937443620548443
$60^\circ$	4.935115670616176	0.667570121672640

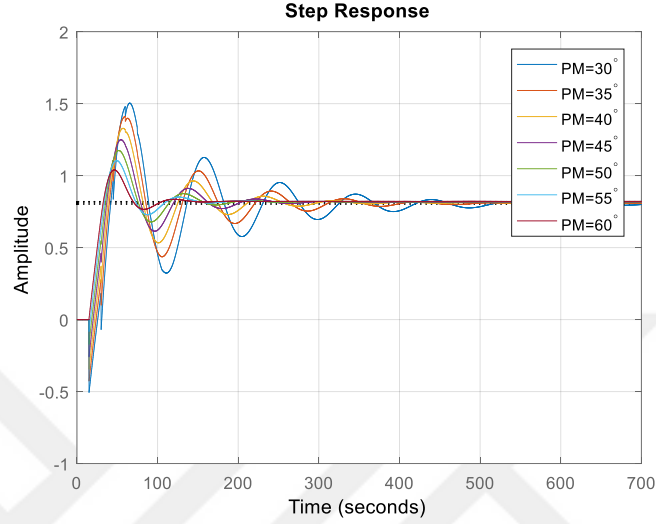
$P_3(s)$  ve Çizelge 5.3'de listelenen 7 denetleyiciden ayrı ayrı oluşan sistemlerin bode diyagramları Şekil 5.9'da verilmiştir.



Şekil 5.9:  $P_3(s)$  ve Çizelge 5.3'de listelenen 7 denetleyiciden oluşturulan sistemlerin

Bode diyagramları.

Benzer şekilde bu 7 sistemin kararlılığı Şekil 5.10'daki birim basamak cevaplarıyla kontrol edilebilir.



Şekil 5.10:  $P_1(s)$  ve Çizelge 5.3'de listelenen 5 farklı denetleyiciden oluşan sistemlerin birim basamak cevapları.

Görüldüğü gibi istenen frekans özellikleri ve kararlılık başarıyla sağlanmıştır.

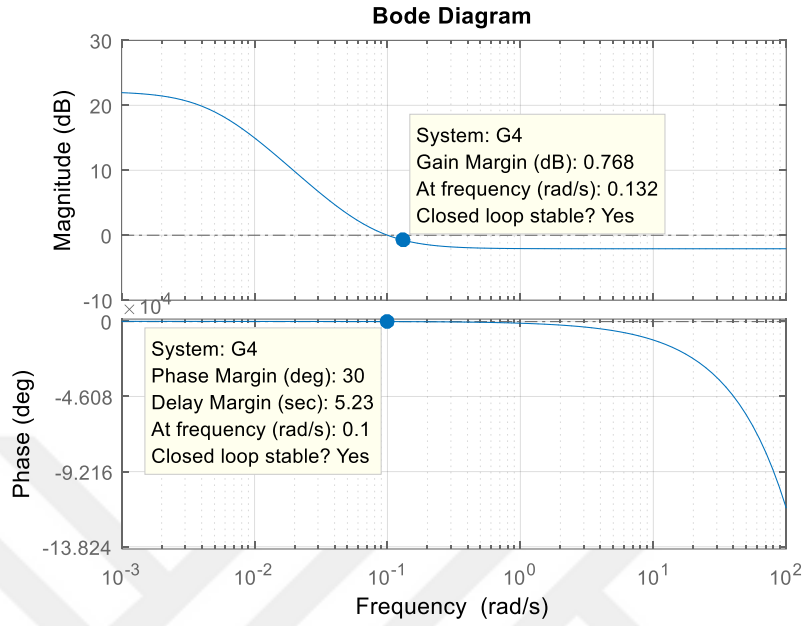
**Örnek 4:** Aşağıdaki FOPTD model için bir PD denetleyici tasarlayalım [71].

$$P_4(s) = \frac{0.36}{206.54s + 1} e^{-20s} \quad (5.6)$$

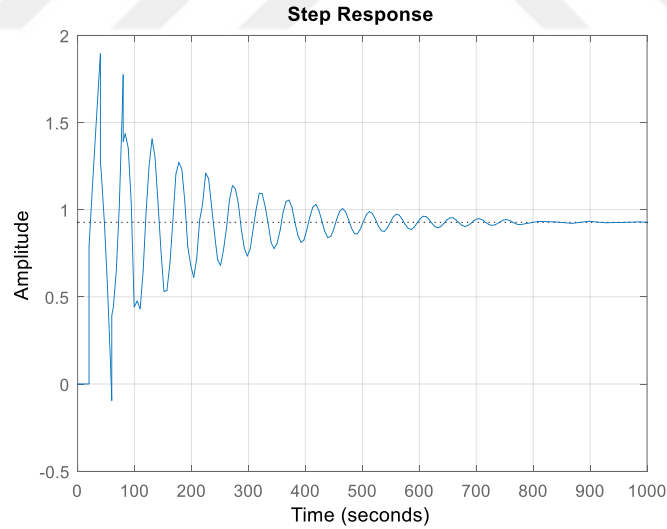
Bu örnek için faz kesim frekansının  $\omega_c = 0.1 \text{ rad/sec}$ , faz payının ise  $\phi_m = 30^\circ$  olması istenmektedir. Böylece, bu model için aşağıdaki PD denetleyici elde edilmiştir,

$$C_4(s) = 35.50554 + 451.513s \quad (5.7)$$

Şekil 5.11'de  $G_4(s) = C_4(s)P_4(s)$  sisteminin Bode diyagramı görülmektedir. Şekil 5.12'de ise aynı sistemin birim basamak cevabını verilmiştir.



Şekil 5.11:  $G_4(s) = C_4(s)P_4(s)$  sisteminin Bode diyagramı.



Şekil 5.12:  $G_4(s) = C_4(s)P_4(s)$  sisteminin birim basamak cevabı.

Yöntemin etkinliğini ikinci derece zaman gecikmeli modeller üzerinde test edelim.

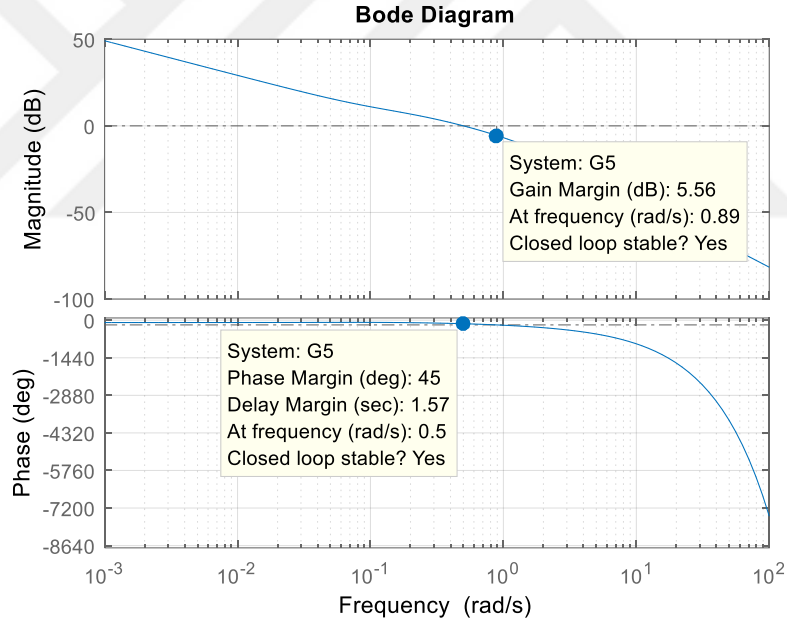
**Örnek 5:** Aşağıdaki SOPTD modeli inceleyelim [11].

$$P_5(s) = \frac{0.35}{(0.67s+1)(5s+1)} e^{-1.28s} \quad (5.8)$$

İstenen faz kesim frekansı  $\omega_c = 0.05 \text{ rad/sec}$  ve faz payı  $\phi_m = 45^\circ$ 'dir. Bilinmeyen değişkenlerin denklem 4.11 ve denklem 4.12'de yerine koyulmasıyla aşağıdaki PI denetleyiciyi vermektedir.

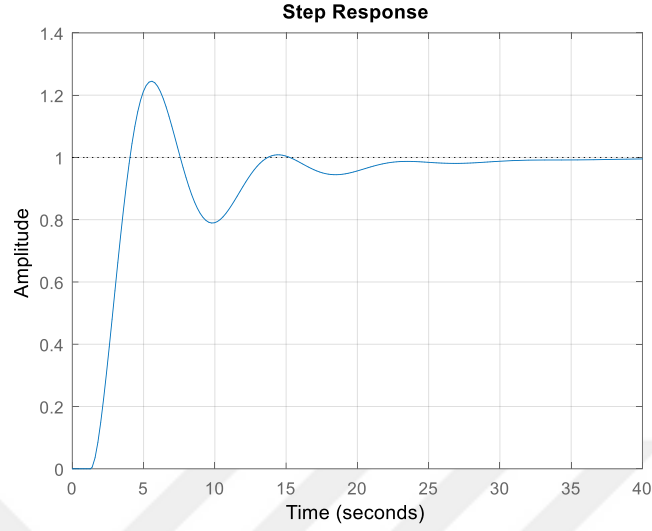
$$C_5(s) = 7.94726 + \frac{0.81648}{s} \quad (5.9)$$

Şekil 5.13,  $G_5(s) = C_5(s)P_5(s)$  sisteminin Bode diyagramını göstermektedir. Bode diyagramında faz kesim frekansının  $\omega_c = 0.5 \text{ rad/sec}$  olarak ayarlandığı ve faz payının  $\phi_m = 45^\circ$  olduğu açıkça görülmektedir. Böylece, önerilen yöntem başarıyla uygulanmıştır.



Şekil 5.13:  $G_5(s) = C_5(s)P_5(s)$  sisteminin Bode diyagramı.

Ayrıca, sistemin kararlılığını, Şekil 5.14'te verilen kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı ile de kontrol edebiliriz.



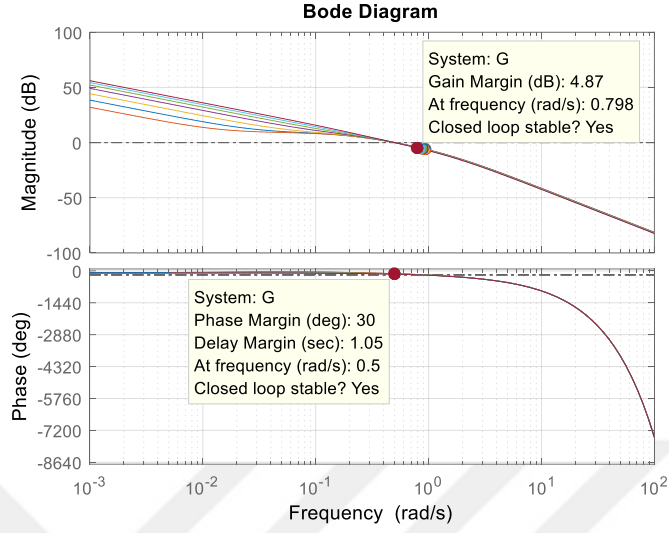
Şekil 5.14: Örnek 5'deki kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı.

Yöntem, değişen faz payı değerleri ile de test edilebilir. Çizelge 5.4,  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için bulunan PI denetleyicilerin parametrelerini  $\omega_c = 10 \text{ rad/sec}$ 'de  $5^\circ$ 'lik artış adımlarıyla göstermektedir.

Çizelge 5.4:  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için bulunan PI denetleyicilerin parametreleri.

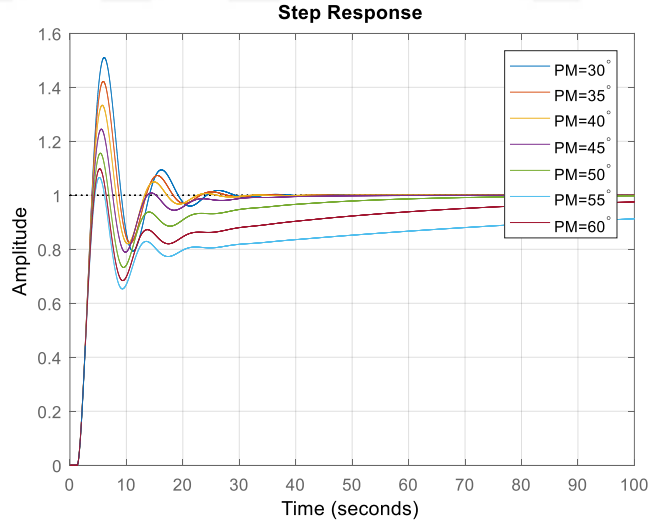
$\phi_m$	$k_p$	$k_i$
$30^\circ$	7.253823256105445	1.817113741189143
$35^\circ$	7.542964064167476	1.494092897979227
$40^\circ$	7.774698361134965	1.159701105657732
$45^\circ$	7.947262509082995	0.816483287675509
$50^\circ$	8.059343190648601	0.467051538867987
$55^\circ$	8.110087404168900	0.114065245836250
$60^\circ$	8.099108955538812	0.239789152590779

$P_5(s)$  ve Çizelge 5.4'de listelenen 5 farklı denetleyiciden oluşan sistemlerin Bode diyagramları Şekil 5.15'de verilmiştir.



Şekil 5.15:  $P_5(s)$  ve Çizelge 5.4'de listelenen 5 farklı denetleyiciden oluşan sistemlerin Bode diyagramları.

Benzer şekilde, sistemlerin birim basamak cevabı Şekil 5.16'dan kontrol edilebilir.



Şekil 5.16:  $P_5(s)$  ve Çizelge 5.4'de listelenen 5 farklı denetleyiciden oluşan sistemlerin birim basamak cevapları.

**Örnek 6:** Aşağıdaki SOPTD modeli ele alalım [11].

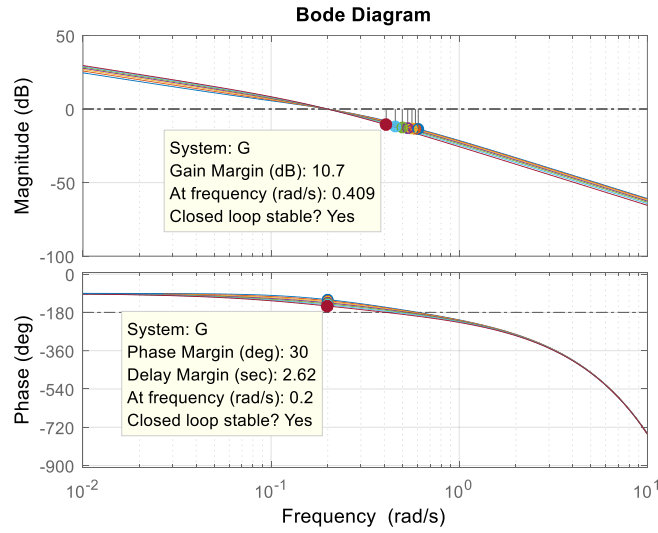
$$P_6(s) = \frac{-0.45}{(2.9889s + 1)(5.7011s + 1)} e^{-s} \quad (5.10)$$

Bu örnek için faz kesim frekansının  $\omega_c = 0.2 \text{ rad/sec}$  olması arzu edilmektedir. Faz payının ise  $5^\circ$  artışlarla  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  aralığında değiştiği varsayılmaktadır. Çizelge 5.5, bu durumda elde edilen PI denetleyicilerin parametrelerini göstermektedir.

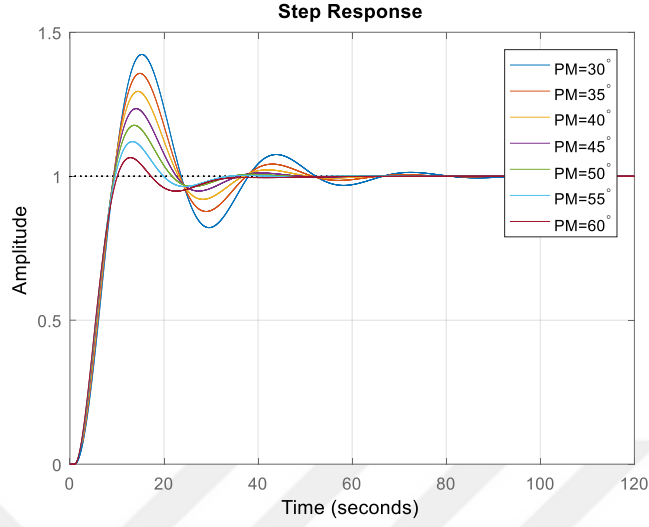
Çizelge 5.5:  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için bulunan PI denetleyicilerin parametreleri.

$\phi_m$	$k_p$	$k_i$
$30^\circ$	-2.026862490010131	-0.672583721683918
$35^\circ$	-2.312247335425856	-0.634693796411493
$40^\circ$	-2.580034582445876	-0.591973468109785
$45^\circ$	-2.828186208426009	-0.544747864272408
$50^\circ$	-3.054813629654498	-0.493376400260164
$55^\circ$	-3.258192074614415	-0.438250043933125
$60^\circ$	-3.436773710536352	-0.379788340149143

Çizelge 5.5'deki 7 denetleyici ile oluşturulan sistemlerin Bode diyagramları Şekil 5.17'de ve birim basamak cevapları Şekil 5.18'de verilmiştir.



Şekil 5.17: Çizelge 5.5'deki 7 denetleyici ile oluşturulan sistemlerin Bode diyagramları.



Şekil 5.18: Çizelge 5.5'deki 7 denetleyici ile oluşturulan sistemlerin birim basamak cevapları.

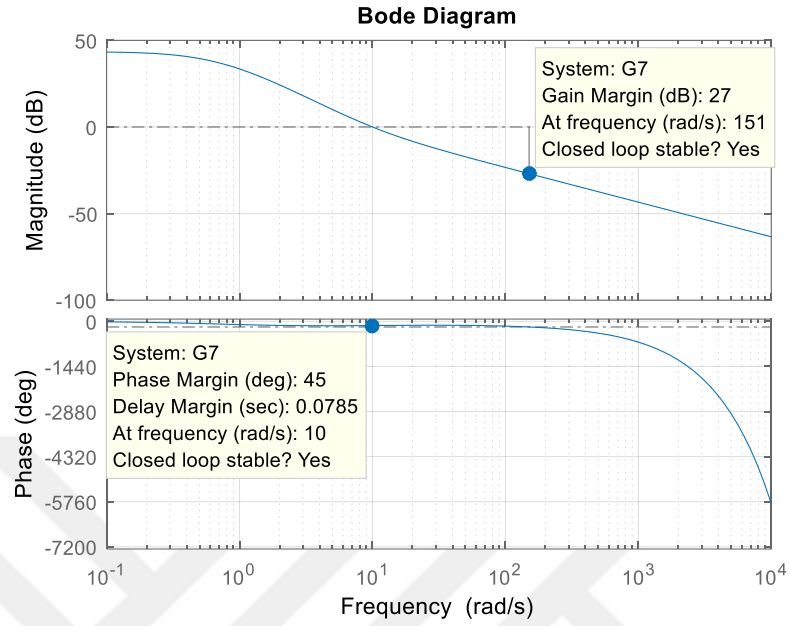
**Örnek 7:** Aşağıdaki ikinci dereceden zaman gecikmeli model için PD denetleyici tasarımı yapılacaktır [11].

$$P_7(s) = \frac{0.3}{(s+1)(2s+1)} e^{-0.01s} \quad (5.11)$$

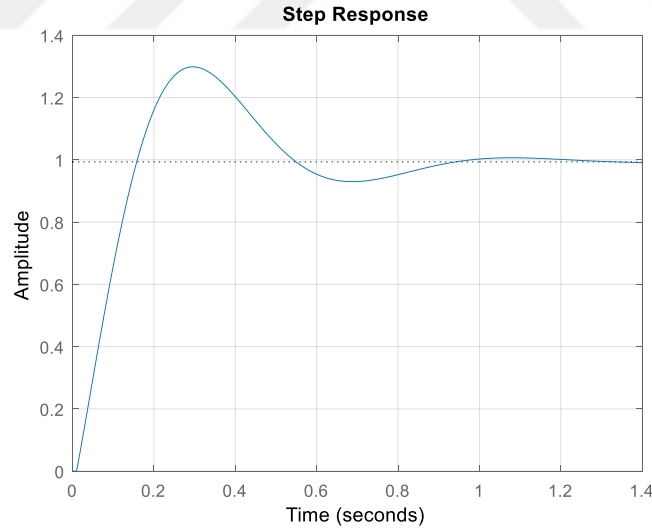
İstenen faz kesim frekansı  $\omega_c = 10 \text{ rad/sec}$  ve faz payı,  $\phi_m = 45^\circ$ 'dir. Bu değerlerin ilgili denklemlerde yerine koyulmasıyla aşağıdaki PD denetleyici elde edilir.

$$C_7(s) = 4.972943 \times 10^2 + 45.023269s \quad (5.12)$$

$G_7(s) = C_7(s)P_7(s)$  sisteminin Bode diyagramı Şekil 5.19'te verilmiştir. Faz kesim frekansının  $\omega_c = 10 \text{ rad/sec}$  ve faz payının  $\phi_m = 45^\circ$  olduğu açıkça görülmektedir. Ayrıca, sistemin kararlılığını, Şekil 5.20'te verilen kapalı döngü sisteminin birim basamak cevabı ile de kontrol edebiliriz.



Şekil 5.19:  $G_7(s) = C_7(s)P_7(s)$  sisteminin Bode diyagramı.



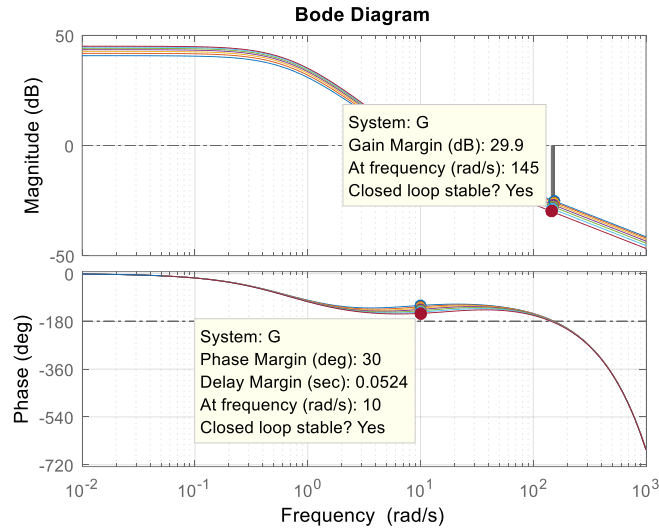
Şekil 5.20:  $G_7(s) = C_7(s)P_7(s)$  sisteminin birim basamak cevabı.

Çizelge 5.6, faz payının  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  aralığında  $5^\circ$ 'lik artışlarla değiştiği durum için elde edilen PD denetleyicilerin parametrelerini  $\omega_c = 10 \text{ rad/sec}$  için vermektedir.

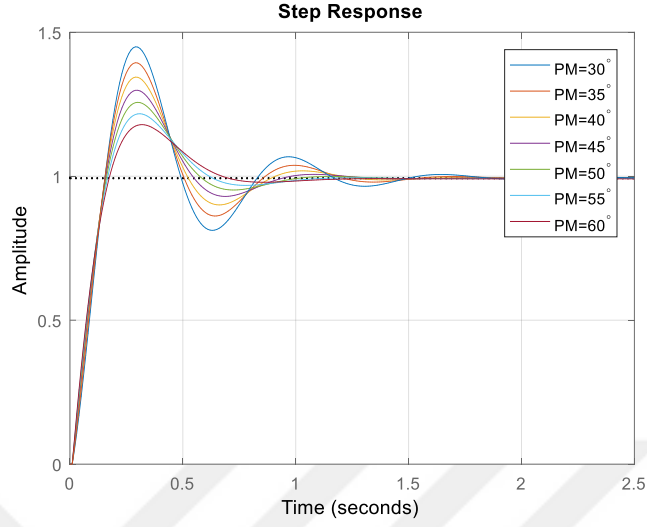
Çizelge 5.6:  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için bulunan PD denetleyici parametreleri.

$\phi_m$	$k_p$	$k_d$
$30^\circ$	$5.968782122937050 \times 10^2$	30.618215297463372
$35^\circ$	$5.679213775348870 \times 10^2$	35.703840136599815
$40^\circ$	$5.346423181727249 \times 10^2$	40.517737193728628
$45^\circ$	$4.972943079434104 \times 10^2$	45.023269805534540
$50^\circ$	$4.561615877561335 \times 10^2$	49.186148148326730
$55^\circ$	$4.115572024481349 \times 10^2$	52.974690204301915
$60^\circ$	$3.638206183244730 \times 10^2$	56.360062880829844

Çizelge 5.6'de listelenen 7 sistemin Bode grafikleri Şekil 5.21'de ve birim basamak cevapları Şekil 5.22'da verilmiştir.



Şekil 5.21: Çizelge 5.6'deki sistemlerin Bode diyagramları.



Şekil 5.22: Çizelge 5.6'deki sistemlerin birim basamak cevapları.

Bu örnekten de, önerilen yöntemin etkinliği açıkça gösterilmiştir.

**Örnek 8:** Aşağıdaki SOPTD sistemi ele alalım [72].

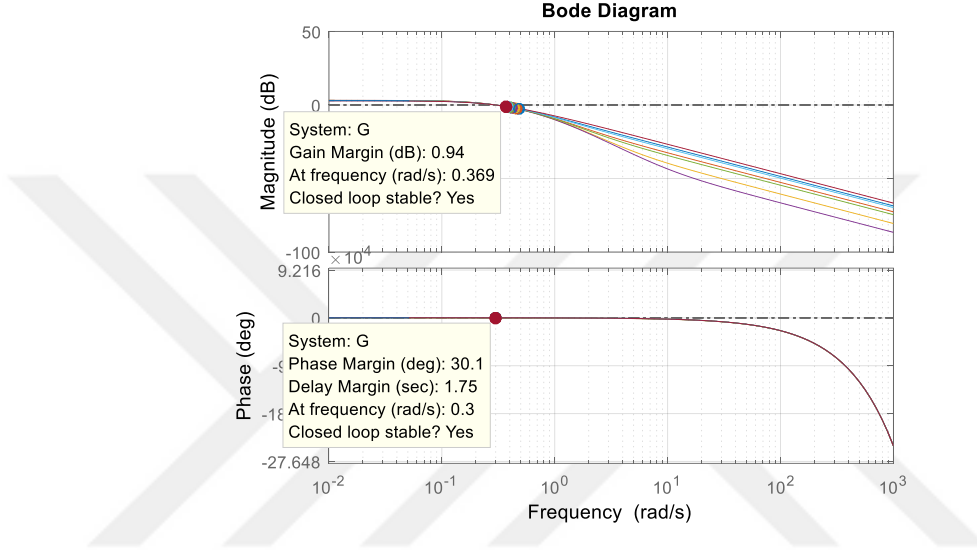
$$P_8(s) = \frac{1}{(0.9299s + 1)(3.2004s + 1)} e^{-4.3s} \quad (5.13)$$

Bu örnek için faz kesim frekansının  $\omega_c = 0.3 \text{ rad/sec}$  olduğu ve faz payının  $5^\circ$  artış adımlarıyla  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  aralığında değiştiği varsayılmaktadır. Çizelge 5.7, bu durumda elde edilen PD denetleyicilerin parametrelerini göstermektedir.

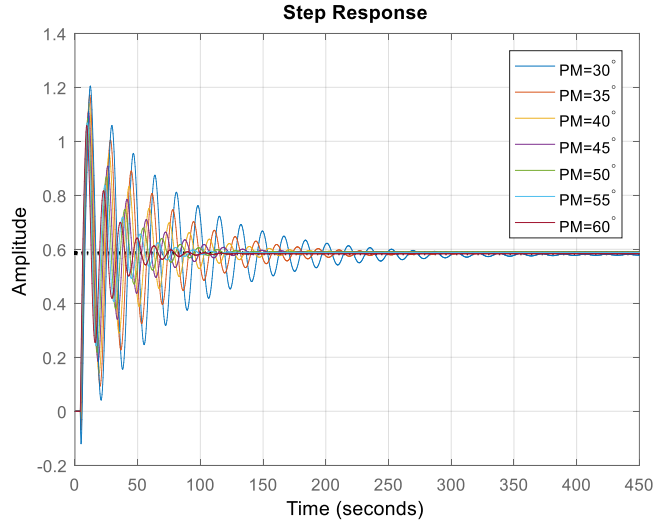
Çizelge 5.7:  $\phi_m \in [30^\circ, 60^\circ]$  için bulunan PD denetleyicilerin parametreleri.

$\phi_m$	$k_p$	$k_d$
$30^\circ$	1.378772602583570	-1.375910027504024
$35^\circ$	1.409501494688229	-0.970114440256468
$40^\circ$	1.429503229338038	-0.556935696347445
$45^\circ$	1.438625581254936	-0.139518335502251
$50^\circ$	1.436799123832608	0.278960844119590
$55^\circ$	1.424037757514882	0.695316963276517
$60^\circ$	1.400438604004961	1.106381300499049

Çizelge 5.7'deki 7 denetleyici ve  $P_g(s)$  'den oluşan sistemlerin Bode diyagramlarını Şekil 5.23'de gösterilmiştir. Ayrıca sistemlerin birim basamak cevapları Şekil 5.24'de verilmiştir.



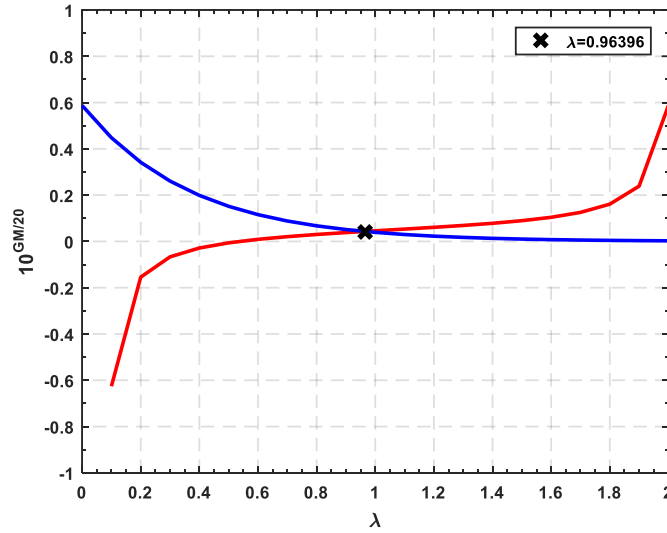
Şekil 5.23: Çizelge 5.7'deki 7 denetleyici ve  $P_g(s)$  'den oluşan sistemlerin Bode diyagramları.



Şekil 5.24: Çizelge 5.7'deki 7 denetleyici ve  $P_g(s)$  'den oluşan sistemlerin birim basamak cevapları.

Böylece, birinci ve ikinci dereceden zaman gecikmeli sistemlerin istenen kazanç kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağlamları için PI ve PD denetleyici tasarım yöntemlerinin etkinliği gösterilmiş oldu. Sonraki iki örnek “frekans çerçevesi” yönteminin birinci derece zaman gecikmeli modellere uygulanması üzerine olacaktır.

**Örnek 9:** Denklem 5.1’deki FOPTD sistemini ele alalım. Bu örnek için kazanç kesim frekansının  $\omega_{gc} = 10 \text{ rad/sec}$  ve faz kesim frekansının  $\omega_{pc} = 150 \text{ rad/sec}$  olması istenmektedir. Ayrıca faz payı  $PM = 50^\circ$  olarak seçilmiştir. Verilen değişkenlerin teorem 5 ve teorem 6’da yerine yazılarak  $10^{GM/20}$ ’nin  $k_p$  ve  $k_i$  için  $\lambda \in (0, 2)$  aralığında ayrı ayrı çizilmesiyle Şekil 5.25’deki grafik elde edilmiştir. Bu grafikteki kesişim noktası istenen şartları sağlayan kesir dereceli denetleyicinin üssü  $\lambda$ ’yı vermektedir.



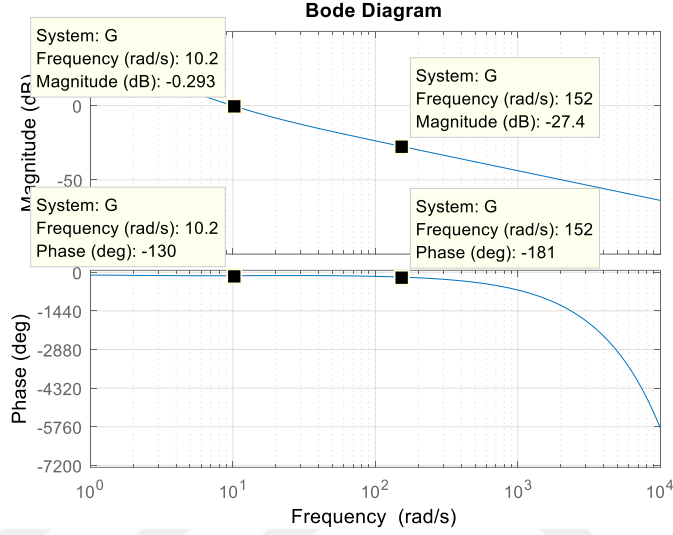
Şekil 5.25:  $\lambda \in (0, 2)$  için  $10^{GM/20}$ ’nin çizimleri.

Şekilden görüldüğü gibi  $\lambda = 0.963957$  değeri elde edilmiştir. Bu  $\lambda$  değeri ile birlikte aşağıda verilen FOPI denetleyici elde edilmiştir.

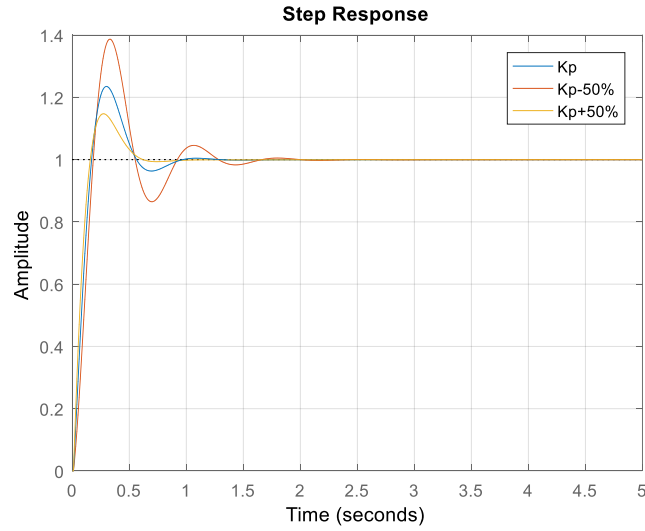
$$C_9(s) = 2.56796 + \frac{28.3814}{s^{0.963957}} \quad (5.14)$$

$G_9(s) = C_9(s)P_9(s)$  sistemine ait Bode grafiği Şekil 5.26’de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi istenen frekans özellikleri başarıyla sağlanmıştır. Ayrıca faz eğrisinin

düzleştirildiği açıkça görülmektedir. Sistem dayanıklılığını test etmek için  $k_p$  değeri  $\pm 50\%$  değiştirilerek iki yeni sistem elde edilmiştir. Nominal sistem ve  $k_p$ 'nin  $\pm 50\%$  değiştirilmiş haliyle oluşan sistemlerin birim basamak cevapları Şekil 5.27'de verilmiştir.



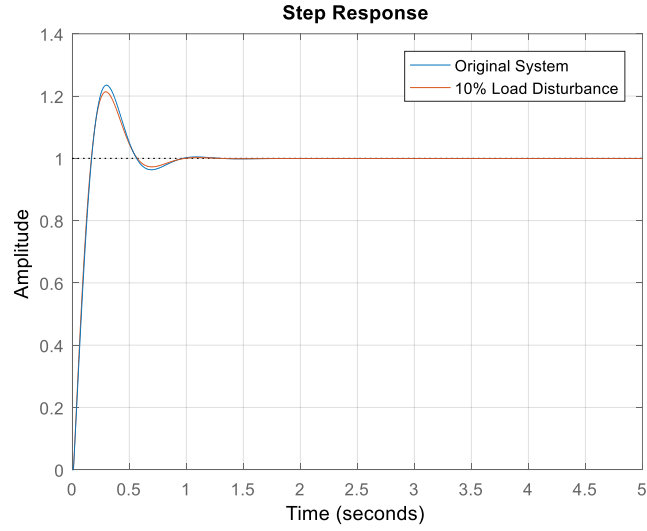
Şekil 5.26:  $C_1(s)$  ile kontrol edilen sistemin Bode grafiği



Şekil 5.27: Nominal sistemin birim basamak cevapları ve  $k_p$ 'nin  $\pm 50\%$  varyasyonları

Yukarıdaki şekilde sistem kazancının  $\pm 50\%$  şeklinde değişmesine rağmen sistemin dayanıklılığını koruduğu görölmektedir.

Sistemler bazen beklenmeyen yük dalgalanmaları veya ölçüm gürültülerine maruz kalabilmektedir. Önerilen denetleyiciyi beklenmeyen etkiler altında test etmek faydalı olacaktır. Şekil 5.28’de sisteme %10'luk yük bozucusu uygulanması halinde elde edilen birim basamak cevabı gösterilmiştir.



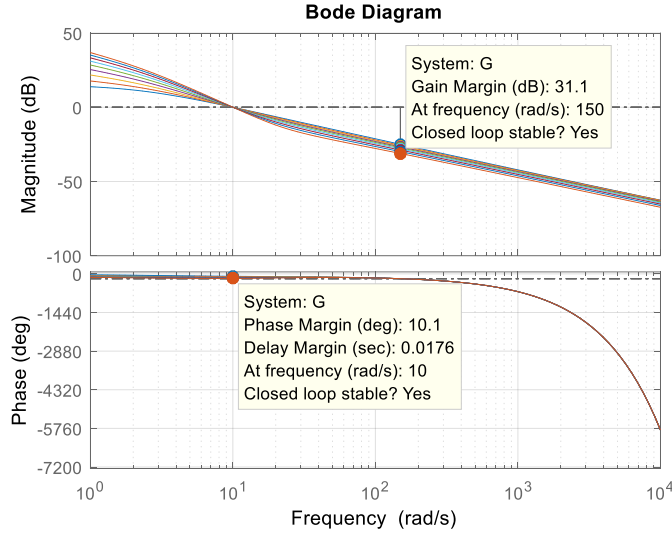
Şekil 5.28: Sistemin %10'luk yük bozucusu altında birim basamak tepkisi.

Şekil 5.28'de sistemin beklenmedik yük bozucuları altında kararlılığını koruduğu açıkça görölmektedir. Şimdi diğer  $PM$  değerleri için sistem cevaplarını kontrol edelim. Çizelge 5.8, faz payının  $PM \in (10^\circ \rightarrow 90^\circ)$  aralığında  $10^\circ$  'lik artışlarla elde edilen farklı FOPI denetleyici parametrelerini göstermektedir.

Çizelge 5.8:  $PM$  'nin değişen değerleri için bulunan  $k_p$ ,  $k_i$ ,  $\lambda$  ve  $GM$  değerleri

$PM$	$k_p$	$k_i$	$\lambda$	$GM$
$10^\circ$	1.71512	75.8802	1.234850	-31.1347
$20^\circ$	1.96513	62.5361	1.173650	-29.8736
$30^\circ$	2.19416	50.1305	1.110240	-28.8378
$40^\circ$	2.39624	38.7000	1.041690	-27.9902
$50^\circ$	2.56796	28.3814	0.963957	-27.2959
$60^\circ$	2.70870	19.3718	0.870612	-26.7174
$70^\circ$	2.81986	11.8984	0.749898	-26.2049
$80^\circ$	2.89471	6.20048	0.575376	-25.6775
$90^\circ$	2.68912	2.73806	0.257624	-24.9492

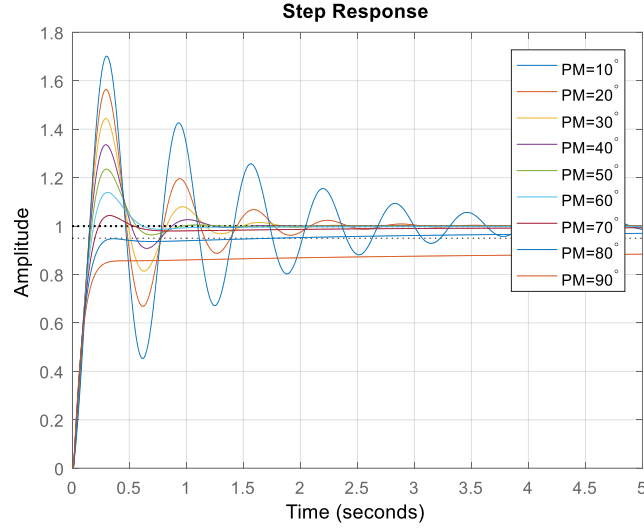
Çizelge 5.8'de görüldüğü gibi değişen faz payı değerlerine karşı 9 farklı FOPI denetleyici elde edilmiştir. Elde edilen bu 9 denetleyici ile FOPTD modelden oluşan sistemlerin Bode grafikleri Şekil 5.29'de verilmiştir.



Şekil 5.29: Çizelge 5.8'de verilen sistemlerin Bode grafikleri.

Yukarıdaki şekilden görüldüğü üzere her bir sistem için istenen kazanç kesim frekansı, faz kesim frekansı ve faz payı özellikleri ayrı ayrı sağlanmıştır. Ayrıca, elde edilen 9

sistemin kararlılığı Şekil 5.30'da verilen birim basamak tepkileri grafiğinden incelenebilir.



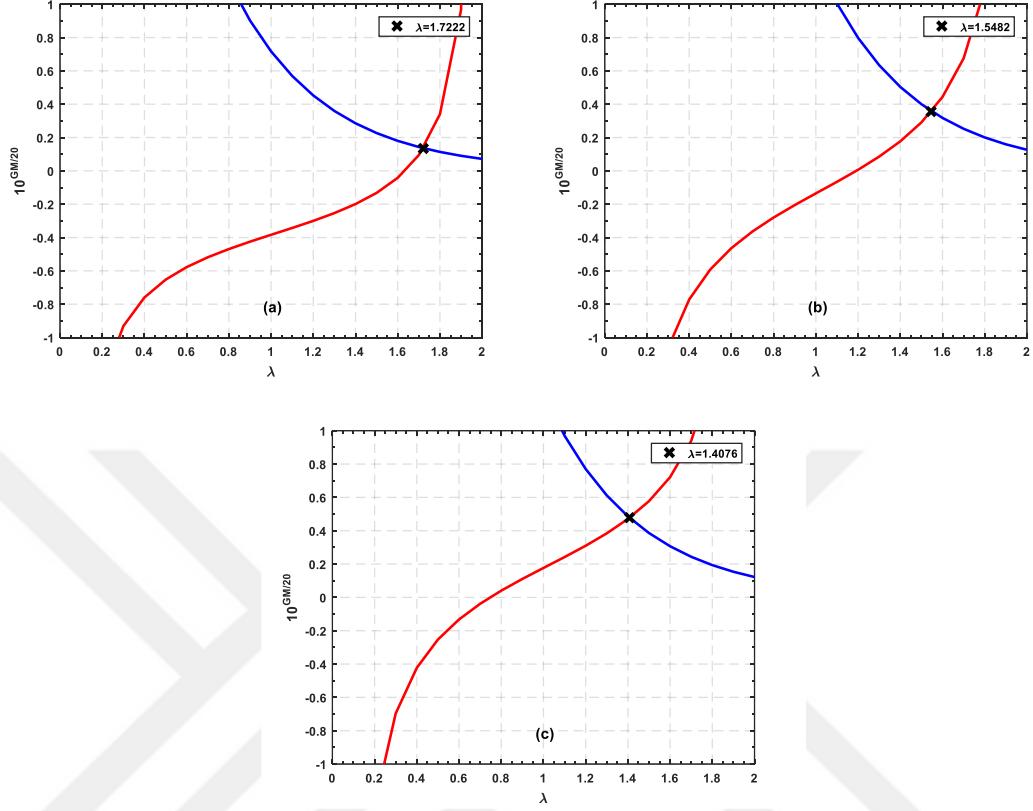
Şekil 5.30: Değişken faz marjlı sistemlerin birim basamak cevapları

Şekilden görüldüğü gibi her bir faz payı değeri için birim basamak tepkisi davranışı değişse de sistem kararlı durumunu korumaktadır. Bu örnek ile görülmüştür ki “frekans çerçevesi” yöntemi ile elde edilen FOPI denetleyici ile sistem kararlılığı ve dayanıklılığı başarılı bir şekilde sağlanmıştır.

Bir sonraki örnekte başka bir FOPTD model ele alınmıştır.

**Örnek 10:** Bu örnek için denklem 5.3'deki FOPTD model kullanılmıştır. Kazanç kesim frekansının  $\omega_{gc} = 0.2 \text{ rad / sec}$  ve faz kesim frekansının  $\omega_{pc} = 2 \text{ rad / sec}$  olması istenmektedir. Faz payının ise  $PM \in (10^\circ \rightarrow 90^\circ)$  aralığında değiştiği varsayılmaktadır.

Örnek olarak seçilen  $PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$  değerleri için  $10^{GM/20}$  çizgilerinin  $\lambda \in (0, 2)$  aralığında çizimleri Şekil 5.31'de verilmiştir. Şekil 5.31(a)  $PM = 10^\circ$  değerindeki, Şekil 5.31(b)  $PM = 50^\circ$  değerindeki ve Şekil 5.31(c)  $PM = 90^\circ$  değerindeki ortak kesir dereceyi elde etmek için kullanılabilir.



Şekil 5.31:  $PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$  için  $10^{GM/20}$  eğrilerinin  $\lambda \in (0, 2)$  aralığında çizimleri.

(a)  $PM = 10^\circ$  değeri için, (b)  $PM = 50^\circ$  değeri için, (c)  $PM = 90^\circ$  değeri için.

Şekilden görüldüğü gibi farklı faz payı değerleri için farklı  $\lambda$  değerleri bulunmuştur.

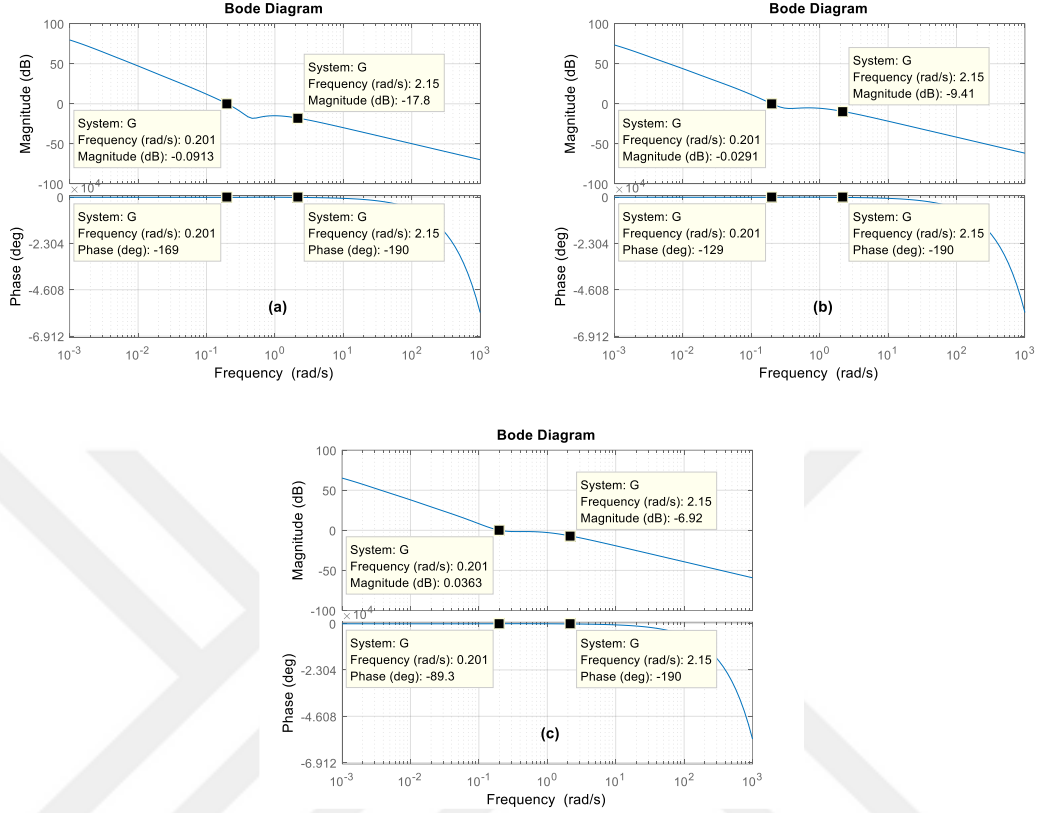
Faz payının  $PM \in (10^\circ \rightarrow 90^\circ)$  aralığında değişen değerleri için elde edilen FOPI denetleyici parametreleri Çizelge 5.9'da vermiştir.

Çizelge 5.9:  $PM \in (10^\circ \rightarrow 90^\circ)$  aralığında bulunan  $k_p$ ,  $k_i$ ,  $\lambda$  ve  $GM$  değerleri

$PM$	$k_p$	$k_i$	$\lambda$	$GM$
10°	0.326127	0.081692	1.72221	-17.3360
20°	0.457372	0.094891	1.66817	-14.2854
30°	0.590093	0.106745	1.62303	-12.0001
40°	0.716973	0.116532	1.58382	-10.2566
50°	0.832010	0.123724	1.54824	-8.92365
60°	0.930413	0.127966	1.51447	-7.91874
70°	1.008530	0.129054	1.48090	-7.18812
80°	1.063860	0.126935	1.44591	-6.69559
90°	1.095080	0.121696	1.40756	-6.41575

Yine örnek olarak seçilen faz payları ele alınarak elde edilen sistemlere ait Bode grafikleri Şekil 5.32'de verilmiştir.

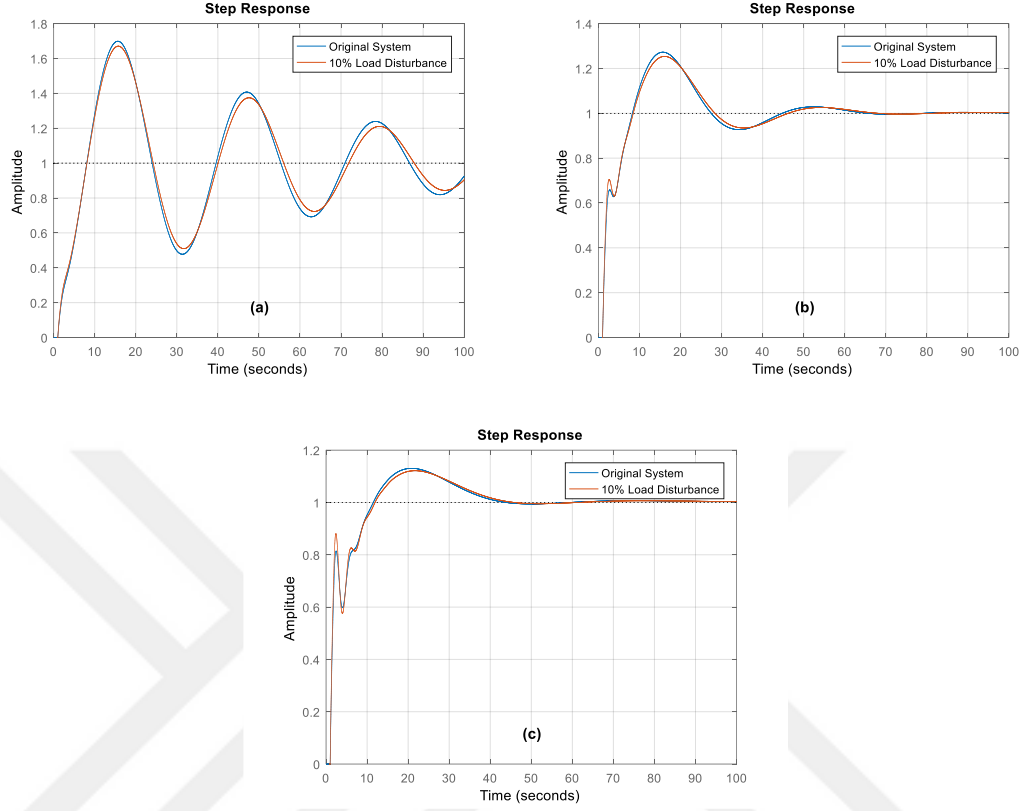
İstenen faz kesim frekanslarını karşılamak için hesaplanan FOPI denetleyicinin parametreleri Çizelge 5.9'de listelenmiştir.



Şekil 5.32:  $PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$  değerleri için elde edilen sistemlerin Bode grafikleri.

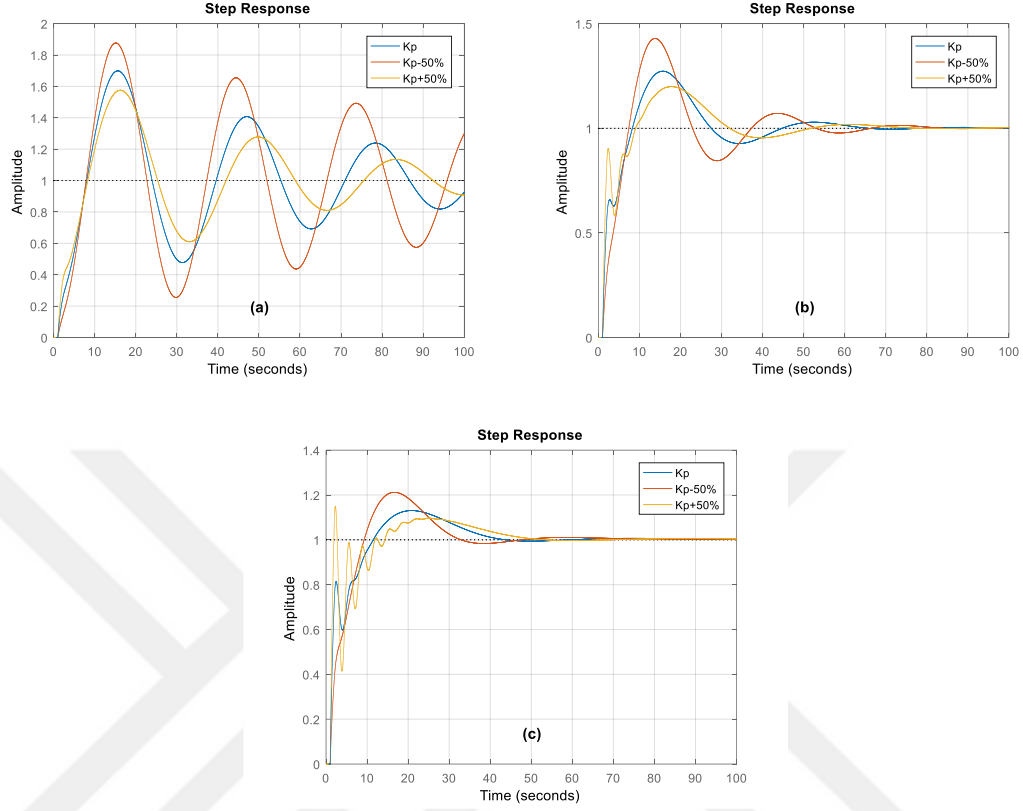
(a)  $PM = 10^\circ$  değeri için, (b)  $PM = 50^\circ$  değeri için, (c)  $PM = 90^\circ$  değeri için.

Şekilden görüldüğü üzere istenen frekans özellikleri farklı faz payı değerleri için başarıyla sağlanmıştır. Sisteme denetleyici kazancının %10'u kadar bir bozucu etki eklendiğinde elde edilen birim basamak cevapları da Şekil 5.33'de gösterilmiştir.



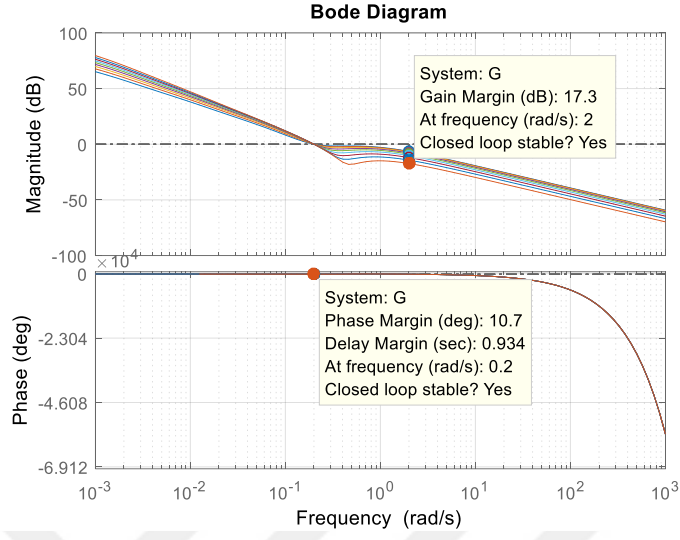
Şekil 5.33: Sistemin  $PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$  değerleri için %10'luk bozucusu etki altındaki birim basamak cevapları. (a)  $PM = 10^\circ$  değeri için, (b)  $PM = 50^\circ$  değeri için, (c)  $PM = 90^\circ$  değeri için.

Sistem kazancının  $\pm 50\%$  değiştirilmesi ile elde edilen birim basamak cevapları da Şekil 5.34'te verilmiştir. Bu şekillerden görüldüğü üzere sistem cevabı %10'luk bozucu etki karşısında hemen hemen hiç değişim göstermemiştir.  $\pm 50\%$  'lık kazanç değişimine karşı da dayanıklılığını korumuştur.

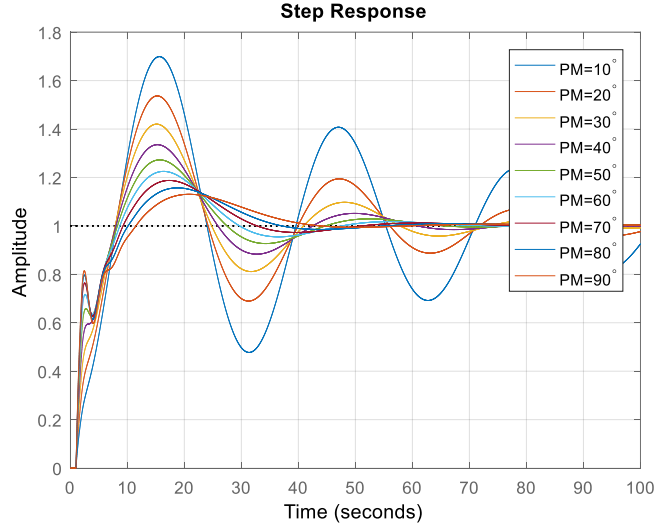


Şekil 5.34: Sistemin  $PM = 10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$  için  $\pm 50\%$  'lik kazanç değişimine karşı birim basamak cevapları. (a)  $PM = 10^\circ$  değeri için, (b)  $PM = 50^\circ$  değeri için, (c)  $PM = 90^\circ$  değeri için.

Son adım olarak, Çizelge 5.9'de gösterilen tüm denetleyiciler ile elde edilen sistemlerin Bode grafikleri Şekil 5.35'te ve birim basamak tepkileri Şekil 5.36'da gösterilmiştir.



Şekil 5.35: Çizelge 5.9'da verilen 9 sistemin Bode grafikleri.



Şekil 5.36: Çizelge 5.9'de verilen 9 sistemin birim basamak cevapları.

Elde edilen tüm şekillerden görüldüğü üzere istenen frekans özellikleri “*frekans çerçevesi*” yaklaşımı ile başarıyla elde edilmiştir.

## 6. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında birinci ve ikinci dereceden zaman gecikmeli modeller için analitik yöntemlerle denetleyici tasarım süreçleri önerilmiştir. Denetleyici tasarımındaki amaç, söz konusu modellerin istenen bazı frekans özelliklerini sağlamasıdır. Sağlanması istenen bu frekans özellikleri literatürde de kullanılan, ideal sistemlerin davranışlarından esinlenilerek ele alınmıştır. Tez iki bölümde incelenebilir. İlk olarak birinci ve ikinci dereceden zaman gecikmeli modellerin istenen kazanç kesim frekansı ve faz payı özelliklerini sağlaması için oransal integral ve oransal türev denetleyicilerin analitik tasarım süreçleri verilmiştir. Daha sonra ise yeni bir yöntem olan “*frekans çerçevesi*” yaklaşımı önerilmiştir. Bu yeni yaklaşımdaki amaç sistemin faz eğrisini şekillendirerek kararlılık ve dayanıklılığı sağlamaktır. Önerilen yöntem birinci dereceden zaman gecikmeli modeller için kesir dereceli oransal integral denetleyici tasarım denklemlerini vermektedir.

Literatürde sistem dayanıklılığını artırmayı amaçlayan benzer çalışmalar mümkündür fakat “*frekans çerçevesi*” yaklaşımı yeni bir bakış açısı getirmektedir. Mevcut çalışmaların çoğunda sistem dayanıklılığı Bode grafiğindeki faz eğrisinin belli bir frekans değerinde düzleştirilmesi ile sağlanmaktadır. Bu işlem genel olarak söz konusu frekans değerinde faz türevinin sıfıra eşitlenmesi ile yerine getirilmektedir. Bu da denetleyici tasarımında matematiksel zorlukları beraberinde getirmektedir. “*frekans çerçevesi*” yönteminde ise düzleştirilmek istenen eğri kapalı bir dikdörtgen içine alınmaktadır. Daha sonra dikdörtgen kenarları boyutlandırılarak içindeki eğrinin şekillendirilmesi gerçekleştirilmektedir.

Önerilen tüm teoremler literatürden alınan mevcut modeller üzerinde test edilmiş ve başarılı sonuçlar gözlemlenmiştir. Elde edilen denetleyicilerin sadece sistem kararlılığını değil, aynı zamanda dayanıklılığı da sağladığı görülmüştür. Tezin sonucu olarak literatüre “*frekans çerçevesi*” adlı yeni bir bakış açısı kazandırılmıştır.

Gelecek çalışmalarda “*frekans çerçevesi*” yöntemi, bilinen farklı veya bilinmeyen modeller için genişletilebilir.

## 7. KAYNAKLAR

- [1] S. Pandey and S. Majhi, *Identification and control of unstable FOPTD processes with improved transients*, **Electronics Letters**, 53:5 (2017) 312-314.
- [2] A. Ferheen and M. Chidambaram, *Design of robust PID controller for an interval plant*, **Trends in Industrial Measurement and Automation, Chennai**, (2017) 1-7.
- [3] A. Vasičkaninová and M. Bakošová, *Robust controller design for a heat exchanger using  $\mathcal{H}_2$ ,  $\mathcal{H}_\infty$ ,  $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ , and  $\mu$ -synthesis approaches*, **Acta Chimica Slovaca**, 9:2 (2016) 184-193.
- [4] J. Lee, Y. Lee, D. R. Yang, R. and Edgar, T. F. *Simple Proportional Integral Controller Tuning Rules for FOPTD and HOPTD Models Based on Matching Two Asymptotes*, **Industrial and Engineering Chemistry Research**, 57:8 (2018) 2905-2916.
- [5] R. P. Sree, M. N. Srinivas and M. Chidambaram, *A simple method of tuning PID controllers for stable and unstable FOPTD systems*, **Computers & chemical engineering**, 28:11 (2004) 2201-2218.
- [6] H. Liu, D. Li, J. Xi and Y. Zhong, *Robust attitude controller design for miniature quadrotors*, **International Journal of Robust and Nonlinear Control**, 26:4 (2016) 681-696.
- [7] F. Tajaddodianfar, S. R. Moheimani, J. Owen and J. N. Randall, *A self-tuning controller for high-performance scanning tunneling microscopy*, **In 2017 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA) IEEE**, (2017, August) 106-110.
- [8] J. Wang, Q. Zong, R. Su and B. Tian, *Continuous high order sliding mode controller design for a flexible air-breathing hypersonic vehicle*, **ISA transactions**, 53:3 (2014) 690-698.
- [9] C. R. Madhuranthakam, A. Elkamel and H. Budman, *Optimal tuning of PID controllers for FOPTD, SOPTD and SOPTD with lead processes*, **Chemical Engineering and Processing: Process Intensification**, 47:2 (2008) 251-264.
- [10] V. Ramakrishnan and M. Chidambaram, *Estimation of a SOPTD transfer function model using a single asymmetrical relay feedback test*, **Computers & chemical engineering**, 27:12 (2003) 1779-1784.
- [11] C. Rajapandiyam and M. Chidambaram, *Closed-loop identification of second-order plus time delay (SOPTD) model of multivariable systems by optimization method*, **Industrial & Engineering Chemistry Research**, 51:28 (2012) 9620-9633.
- [12] D. Valério and J. S. Da Costa, *Tuning-rules for fractional PID controllers*, **IFAC Proceedings Volumes**, 39:11 (2006) 28-33.

- [13] M. Zhuang and D. P. Atherton, *Tuning PID controllers with integral performance criteria*, **In International Conference on Control 1991, Control'91 IET**, (1991, March) 481-486.
- [14] M. Zhuang and D.P. Atherton, *Automatic tuning of optimum PID controllers*, **In IEE Proceedings D (Control Theory and Applications)** IET Digital Library, 140:3, (1993, May) 216-224.
- [15] F. Padula and A. Visioli, *Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controllers*, **Journal of process control**, 21:1 (2011) 69-81.
- [16] C.C. Hang, K. J. Åström and W. K. Ho, *Refinements of the Ziegler–Nichols tuning formula*, **In IEE Proceedings D (Control Theory and Applications)**, IET Digital Library. 138:2 (1991, March) 111-118.
- [17] M. Zamani, M. Karimi-Ghartemani, N. Sadati and M. Parniani, *Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization*, **Control Engineering Practice**, 17:12 (2009) 1380-1387.
- [18] C. H. Lee and F. K. Chang, *Fractional-order PID controller optimization via improved electromagnetism-like algorithm*, **Expert Systems with Applications**, 37:12 (2010) 8871-8878.
- [19] C. Zhao, D. Xue and Y. Chen, *A fractional order PID tuning algorithm for a class of fractional order plants*, **In IEEE International Conference Mechatronics and Automation**, IEEE, 1 (2005, July) 216-221.
- [20] A. R. M. Rashid, P. M. Siddikhan, C. Selvakumar and M. Suresh, *The performance analysis of PID controller with setpoint filter and anti integral Windup for a FOPDT thermal process*, **In 2017 Third International Conference on Sensing, Signal Processing and Security (ICSSS)**, IEEE, (2017, May) 440-443.
- [21] J. Cvejn, *PID control of FOPDT plants with dominant dead time based on the modulus optimum criterion*, **Archives of Control Sciences**, 26:1 (2016) 5-17.
- [22] C. Onat, S. E. Hamamci and S. Obuz, *A practical PI tuning approach for time delay systems*, **IFAC Proceedings Volumes**, 45:14 (2012) 102-107.
- [23] B. Kar and P. A. Roy, *A comparative study between cascaded FOPI–FOPD and IOPI–IOPD controllers applied to a level control problem in a coupled tank system*, **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, 29:3 (2018) 340-349.
- [24] Z. Miao, T. Han, J. Dang and M. Ju, *FOPI/PI controller parameters optimization using PSO with different performance criteria*, **In 2017 IEEE 2nd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)**, IEEE, (2017, December) 250-255.
- [25] W. K. Ho, C. C. Hang and L.S. Cao, *Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications*, **IFAC Proceedings Volumes**, 26:2 (1993) 199-202.

- [26] Z. Ibrahim and E. Levi, *A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high-performance AC drives using experimental approach*, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 38:5 (2002) 1210-1218.
- [27] M. Cheng, Q. Sun and E. Zhou, *New self-tuning fuzzy PI control of a novel doubly salient permanent-magnet motor drive*, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 53:3 (2006) 814-821.
- [28] S. Padhy and S. Panda, *A hybrid stochastic fractal search and pattern search technique based cascade PI-PD controller for automatic generation control of multi-source power systems in presence of plug in electric vehicles*, **CAAI Transactions on Intelligence Technology**, 2:1 (2017) 12-25.
- [29] S. Padhy, S. Panda and S. Mahapatra, *A modified GWO technique based cascade PI-PD controller for AGC of power systems in presence of Plug in Electric Vehicles*, **Engineering Science and Technology, an International Journal**, 20:2 (2017) 427-442.
- [30] I. Podlubny, *Fractional-order systems and PI/sup/spl lambda//D/sup/spl mu//-controllers*, **IEEE Transactions on automatic control**, 44:1 (1999) 208-214.
- [31] P. Shah and S. Agashe, *Review of fractional PID controller*, **Mechatronics**, 38 (2016) 29-41.
- [32] D. Xue, C. Zhao and Y. Chen, *Fractional order PID control of a DC-motor with elastic shaft: a case study*, **In 2006 American control conference**. IEEE. (2006, June) 6.
- [33] S. E. Hamamci, *An algorithm for stabilization of fractional-order time delay systems using fractional-order PID controllers*, **IEEE Transactions on Automatic Control**, 52:10 (2007) 1964-1969.
- [34] H.S. Sánchez, F. Padula, A. Visioli and R. Vilanova, *Tuning rules for robust FOPID controllers based on multi-objective optimization with FOPDT models*, **ISA transactions**, 66 (2017) 344-361.
- [35] S. Das, I. Pan and S. Das, *Multi-objective LQR with optimum weight selection to design FOPID controllers for delayed fractional order processes*, **ISA transactions**, 58 (2015) 35-49.
- [36] X. Song, Y. Chen, I. Tejado and B. M. Vinagre, *Multivariable fractional order PID controller design via LMI approach*, **IFAC Proceedings Volumes**, 44:1 (2011) 13960-13965.
- [37] S. Kapoor, M. Chaturvedi and P. K. Juneja, *Design of FOPID controller with various optimization algorithms for a SOPDT model*, **In 2017 International Conference on Emerging Trends in Computing and Communication Technologies (ICETCCT)** , IEEE. (2017, November) 1-4.
- [38] A. Neçaibia and S. Ladaci, *Self-tuning fractional order PI  $\lambda$  D  $\mu$  controller based on extremum seeking approach*, **International Journal of Automation and Control** 3, 8:2 (2014) 99-121.

- [39] C. Muresan, C. Copot, I. Birs, R. De Keyser, S. Vanlanduit and C. Ionescu, *Experimental validation of a novel auto-tuning method for a fractional order PI controller on an UR10 robot*, **Algorithms**, 11:7 (2018) 95.
- [40] A. Yüce, N. Tan and D. P. Atherton, *Fractional order pi controller design for time delay systems*, **IFAC-PapersOnLine**, 49:10 (2016) 94-99.
- [41] R. Xin, C. Wang, M. Li, H. Shi and Z. Liu, *The design of FOPI and FO [PI] controllers for large time-delay system based on Smith predictor*, **In 2016 IEEE Chinese Guidance, Navigation and Control Conference (CGNCC)**, IEEE, (2016, August) (1249-1252).
- [42] Y. Luo and Y. Chen, *Stabilizing and robust fractional order PI controller synthesis for first order plus time delay systems*, **Automatica**, 48:9 (2012) 2159-2167.
- [43] H. Li, Y. Luo and Y. Chen, *A fractional order proportional and derivative (FOPD) motion controller: tuning rule and experiments*, **IEEE Transactions on control systems technology**, 18:2 (2009) 516-520.
- [44] Y. J. Wang, *Graphical computation of gain and phase margin specifications-oriented robust PID controllers for uncertain systems with time-varying delay*, **Journal of Process Control**, 21:4 (2011) 475-488.
- [45] M. BakoŠová, K. Vaneková and J. Závacká, *PI Controller design for time delay systems*, **IFAC Proceedings Volumes**, 43:2 (2010) 349-354.
- [46] J. Závacká, M. Bakosová and K. Matejícková, *Robust PID controller design for unstable processes with parametric uncertainty*, **Procedia Engineering**, 42 (2012) 1572-1578.
- [47] S. D. Hanwate and Y. V. Hote, *Design of PID controller for inverted pendulum using stability boundary locus*. **In 2014 Annual IEEE India Conference (INDICON)**, IEEE, (2014, December) 1-6.
- [48] V. Kučera, *Diophantine equations in control—a survey*, **Automatica**, 29:6 (1993) 1361-1375.
- [49] R. Matušů, *Robust stabilization of interval plants by means of two feedback controllers*, **International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing**, (2015)
- [50] P. Dostál, F. Gazdoš, V. Bobál and J. Vojtêšek, *Adaptive control of a continuous stirred tank reactor by two feedback controllers*, **IFAC Proceedings Volumes**, 40:13 (2007) 121-126.
- [51] T. Doğruer, A. Yüce and N. Tan, *PID Controller Design for a Fractional Order System using Bode's Ideal Transfer Function*, **Uluslararası Mühendislik Araştırma ve Geliştirme Dergisi**, 9:3 (2017) 126-135.
- [52] C. Wang, Y. Luo and Y. Chen, *Fractional order proportional integral (FOPI) and [proportional integral](FO [PI]) controller designs for first order plus time*

- delay (FOPTD) systems*, In **2009 Chinese Control and Decision Conference**, IEEE. (2009, June) 329-334.
- [53] C. Wang, Y. Jin and Y. Chen, *Auto-tuning of FOPI and FO [PI] controllers with iso-damping property*, In **Proceedings of the 48h IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference**, IEEE, (2009, December) 7309-7314.
- [54] A. Karimi, D. Garcia and R. Longchamp, *PID controller design using Bode's integrals*. In **Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No. CH37301)**, IEEE, 6 (2002, May) 5007-5012.
- [55] C. A. Monje, B. M. Vinagre, Y. Q. Chen, V. Feliu, P. Lanusse and J. Sabatier, *Proposals for fractional  $PI\lambda D\mu$  tuning*, In **The First IFAC Symposium on Fractional Differentiation and its Applications**, 38 (2004, July) 369-381.
- [56] Y. Chen, K. L. Moore, B. M. Vinagre and I. Podlubny, *Robust PID controller autotuning with a phase shaper*, In **First IFAC workshop on fractional differentiation and its applications**, (2004, July) 162-167.
- [57] S. Saha, S. Das, R. Ghosh, B. Goswami, R. Balasubramanian, A. K. Chandra, and A. Gupta, *Fractional order phase shaper design with Bode's integral for iso-damped control system*, **ISA transactions**, 49:2 (2010) 196-206.
- [58] V. Pommier-Budinger, Y. Janat, D. Nelson-Gruel, P. Lanusse and A. Oustaloup, *Fractional robust control with iso-damping property*, In **2008 American Control Conference**, IEEE, (2008, June) 4954-4959.
- [59] Y. Chen, K. L. Moore, B. M. Vinagre and I. Podlubny, *Robust PID Controller Autotuning with an Iso-Damping Property Through a Phase Shaper*, **Fractional Differentiation and its Applications**, 687-706.
- [60] B. Senol, A. Ates, B. B. Alagoz and C. Yeroglu, *A numerical investigation for robust stability of fractional-order uncertain systems*, **ISA transactions**, 53:2 (2014) 189-198.
- [61] I. Podlubny, *Fractional-order systems and  $PI^{sup/spl \lambda}/D^{sup/spl \mu}$  controllers*, **IEEE Transactions on automatic control**, 44:1 (1999) 208-214.
- [62] I. Petras, *Stability of fractional-order systems with rational orders*, **arXiv preprint arXiv:0811.4102**, (2008).
- [63] F. J. Valdes-Parada, J. A. Ochoa-Tapia and J. Alvarez-Ramirez, *Effective medium equations for fractional Fick's law in porous media*, **Physica A: Statistical Mechanics and its Applications**, 373 (2007) 339-353.
- [64] P. Arena, R. Caponetto, L. Fortuna and D. Porto, *Nonlinear non-integer order circuits and systems – an introduction*, Singapore, World Scientific, (2000).
- [65] M. F. Silva, J. T. Machado and A. M. Lopes, *Fractional order control of a hexapod robot*, **Nonlinear Dynamics**, 38:1-4 (2004) 417-433.

- [66] B. M. Vinagre, Y. Q. Chen and I. Petráš, *Two direct Tustin discretization methods for fractional-order differentiator/integrator*, **Journal of the Franklin Institute**, 340:5 (2003) 349-362.
- [67] K. B. Oldham, Spanier, *The Fractional Calculus: Integrations and Differentiations of Arbitrary Order*, New York: Academic, (1974).
- [68] Tavazoei, M. S., and Haeri, M. *A necessary condition for double scroll attractor existence in fractional-order systems*, **Physics Letters A**, 367:1-2 (2007) 102-113.
- [69] B. Senol and C. Yeroglu, *Frequency boundary of fractional order systems with nonlinear uncertainties*, **Journal of the Franklin Institute**, 350:7 (2013) 1908-1925.
- [70] R. Matušů and R. Prokop, *Graphical analysis of robust stability for systems with parametric uncertainty: an overview*, **Transactions of the Institute of Measurement and Control**, 33:2 (2011) 274-290.
- [71] R. Gopinath, *Design of fractional order controllers for first order plus time delay systems*, **International Journal of Computer Applications**, 975 (2013) 8887.
- [72] S. Srivastava, A. Misra, S. K. Thakur and V. S. Pandit, *An optimal PID controller via LQR for standard second order plus time delay systems*, **ISA transactions**, 60 (2016) 244-253.

## ÖZGEÇMİŞ

**Ad Soyad:** Uğur DEMİROĞLU

**Doğum Yeri ve Tarihi:** Elazığ, 20.02.1987

**E-Posta:** ugurdemiroglu@firat.edu.tr

**Lisans:** Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği

### Mesleki Deneyim ve Ödüller:

Ünvan	Birim	Bölüm	Dönem
Mühendis	Dicle Üniversitesi	Bilgi İşlem Daire Başkanlığı	2010-2014
Mühendis	Fırat Üniversitesi	Bilgi İşlem Daire Başkanlığı	2014-...

### BU TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN YAYINLAR

#### A. SCI ve SCI-E Kapsamındaki Dergilerde Yayınlanan Makaleler:

1. Şenol, B. and Demiroğlu, U. (2019). Frequency frame approach on loop shaping of first order plus time delay systems using fractional order PI controller. *ISA Transactions*, 86, 192-200.

#### B. Uluslararası Bilimsel Toplantılarda Sunulan ve Bildiriler Kitabında Basılan Bildiriler

1. Demiroğlu, U , Şenol, B . (2018). Analytical Design of PD Controllers for First Order plus Time Delay Systems. *International Conference on Scientific and Vocational Studies (BİLMES)*, Nevşehir, TURKEY.
2. Demiroğlu, U., Şenol, B. (2018). Analytical Design of PI Controllers for Second Order plus Time Delay Systems. *International Conference on Scientific and Vocational Studies (BİLMES)*, Nevşehir, TURKEY.

### C. Dergipark Bünyesindeki Dergilerde Yayınlanan Makaleler

1. Şenol, B , Demiroğlu, U . (2018). Analytical Design of PI Controllers for First Order plus Time Delay Systems. *International Scientific and Vocational Studies Journal*, 2 (2), 40-47.
2. Demiroğlu, U , Şenol, B . (2019). Analytical Design of PD Controllers for Time Delay Systems in the Second Order. *Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi Uygulamalı Bilimler Dergisi (MAKUUBD)*, 3 (1), 65-74.

