T.C.

İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KESİR DERECELİ DENETLEYİCİLERİN FREKANS BÖLGESİNDE ANALİTİK VE DAYANIKLI TASARIMI VE ARAYÜZ YAZILIMI GELİŞTİRİLMESİ

DOKTORA TEZİ

UĞUR DEMİROĞLU

BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Bilal ŞENOL

KASIM 2023

T.C.

İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KESİR DERECELİ DENETLEYİCİLERİN FREKANS BÖLGESİNDE ANALİTİK VE DAYANIKLI TASARIMI VE ARAYÜZ YAZILIMI GELİŞTİRİLMESİ

DOKTORA TEZİ

UĞUR DEMİROĞLU

36193619001

BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Bilal ŞENOL

KASIM 2023

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ

Öğrencisi olmaktan onur duyduğum, bu tez çalışmasının her aşamasında yardım, öneri, bilgi, tecrübe ve desteklerini esirgemeden beni her konuda yönlendirdiği için kıymetli danışman hocam Sayın Doç. Dr. Bilal ŞENOL'a, şükranlarımı arz ederim.

Tez çalışması süresince gösterdikleri ilgi ve anlayış için değerli Tez İzleme Komisyonu üyesi hocalarım Sayın Doç. Dr. Barış Baykant ALAGÖZ'e ve Sayın Doç. Dr. Abdullah ATEŞ'e teşekkür ederim.

Sevgili arkadaşım Sayın Arş. Gör. Mehmet Murat TURHAN'a bu tezi yazdığım süre boyunca beni her aşamada desteklediği ve beni motive ettiği için müteşekkirim.

Ayrıca, değerli AİLEM'e ve eşim Kübra DEMİROĞLU'na tüm hayatım boyunca olduğu gibi bu çalışmam süresince de bana her türlü destekleri için minnettarım.

Teşekkür Ederim.

ONUR SÖZÜ

Doktora tezi olarak sunduğum *"Kesir Dereceli Denetleyicilerin Frekans Bölgesinde Analitik ve Dayanıklı Tasarımı ve Arayüz Yazılımı Geliştirilmesi"* başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığına ve yararlandığım bütün kaynakların hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Uğur DEMİROĞLU

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ ..... **i**
ONUR SÖZÜ ..... **ii**
İÇİNDEKİLER ..... **iii**
ÇİZELGELER DİZİNİ ..... **vi**
ŞEKİLLER DİZİNİ ..... **vii**
SEMBOLLER VE KISALTMALAR ..... **ix**
ÖZET ..... **x**
ABSTRACT ..... **xi**
1. GİRİŞ **1**
2. KURAMSAL TEMELLER **11**
2.1 Kontrol Mühendisliğinin Tarihsel Gelişimi 11
2.2 Kontrol Sistemlerinin Temelleri 13
2.2.1 Açık çevrim sistemler 14
2.2.2 Kapalı çevrim sistemler 15
2.2.3 Dayanıklı kontrol sistemleri 15
2.2.4 Geri beslemeli kontrol sistemleri 16
2.3 Klasik Kontrol Teorisinin Temelleri 17
2.4 Modern Kontrol Teorisinin Temelleri 19
2.5 Otomatik Kontrol Teorisinin Temelleri 21
2.6 Kesir Dereceli Sistemlerin Tarihsel Gelişimi 22
2.7 Kesir Dereceli Matematiğin Tarihsel Gelişimi 24
2.7.1 Kesir dereceli integraller 25
2.7.2 Kesir dereceli türevler 26
2.7.3 Grunwald-Letnikov kesirli integraller ve türevler 27
2.7.4 Riemann-Liouville kesirli integraller ve türevler 29
2.8 Bode Diyagramının Özellikleri 30
2.9 Zaman Gecikmeli Birinci Dereceden Modeller 31
2.10 Zaman Gecikmeli İkinci Dereceden Modeller 31
2.11 Zaman Gecikmeli Üçüncü Dereceden Modeller 32
2.12 FOPI Denetleyici 33
2.13 FOPD Denetleyici 34
2.14 Model ve Denetleyiciden Oluşan Sistem 35
2.15 Kararlılık Sınır Eğrileri 35
2.16 FOPI Denetleyici için SBL Denklemleri 36
2.17 FOPD Denetleyici için SBL Denklemleri 37
3. MATERYAL VE YÖNTEM **39**

4. KESİR DERECELİ DENETLEYİCİLERİN FREKANS BÖLGESİNDE ANALİTİK VE DAYANIKLI TASARIMI 41
4.1 Frekans Çerçevesi Yöntemi 41
4.2 Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli Birinci Dereceden Modeller 44
4.3 Kesir Dereceli PD Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli Birinci Dereceden Modeller 46
4.4 Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli İkinci Dereceden Modeller 48
4.5 Kesir Dereceli PD Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli İkinci Dereceden Modeller 50
4.6 Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli Üçüncü Dereceden Modeller 52
4.7 Kesir Dereceli PD Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli Üçüncü Dereceden Modeller 54
4.7.1 UYGULAMA ÖRNEKLERİ 57
4.8 Örnek 1 57
4.9 Örnek 2 60
4.10 Örnek 3 62
4.11 Örnek 4 65
4.12 Örnek 5 68
4.13 Örnek 6 70
4.14 Örnek 7 73
4.15 Örnek 8 75
4.16 Örnek 9 77
4.17 Örnek 10 80
4.18 Örnek 11 83
4.19 Örnek 12 85
4.20 Örnek 13 88
4.21 Örnek 14 90
4.22 Örnek 15 92
4.23 Örnek 16 95
4.24 Örnek 17 98
5. ARAYÜZ YAZILIMI GELİŞTİRİLMESİ 103
5.1 Frekans Çerçevesi Yöntemi Grafik Arayüz Uygulaması 103
5.2 MATLAB Uygulaması ve FOMCON Kütüphanesi 103
5.3 Uygulama Detaylı Yardım Dökümanı 105
5.4 Uygulama Örneği 105
5.5 Uygulama SBL Çıktıları 106

5.6 Uygulama STEP Çıktıları 108
5.7 Uygulama BODE Çıktıları 109
6. SONUÇ VE ÖNERİLER 112
KAYNAKLAR 116
EKLER 132
ÖZGEÇMİŞ 133

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1: Örnek-1'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 57
Çizelge 4.2: Örnek-2'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 60
Çizelge 4.3: Örnek-3'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 63
Çizelge 4.4: Örnek-4'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 66
Çizelge 4.5: Örnek-5'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 68
Çizelge 4.6: Örnek-6'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 71
Çizelge 4.7: Örnek-7'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 73
Çizelge 4.8: Örnek-8'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 75
Çizelge 4.9: Örnek-9'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 78
Çizelge 4.10: Örnek-10'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 80
Çizelge 4.11: Örnek-11'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 83
Çizelge 4.12: Örnek-12'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 86
Çizelge 4.13: Örnek-13'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 88
Çizelge 4.14: Örnek-14'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 90
Çizelge 4.15: Örnek-15'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 93
Çizelge 4.16: Örnek-16'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 96
Çizelge 4.17: Örnek-17'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları 99

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1: Bode diyagramın genel yapısı..... 30
Şekil 4.1: Önerilen yöntemin blok diyagramı..... 41
Şekil 4.2: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 58
Şekil 4.3: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 59
Şekil 4.4: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 59
Şekil 4.5: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 61
Şekil 4.6: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 61
Şekil 4.7: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 62
Şekil 4.8: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 63
Şekil 4.9: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 64
Şekil 4.10: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 65
Şekil 4.11: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 66
Şekil 4.12: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 67
Şekil 4.13: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 67
Şekil 4.14: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 69
Şekil 4.15: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 69
Şekil 4.16: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 70
Şekil 4.17: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 71
Şekil 4.18: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 72
Şekil 4.19: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 72
Şekil 4.20: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 74
Şekil 4.21: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 74
Şekil 4.22: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 75
Şekil 4.23: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 76
Şekil 4.24: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 77
Şekil 4.25: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 77
Şekil 4.26: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 78
Şekil 4.27: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 79
Şekil 4.28: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 79
Şekil 4.29: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 81
Şekil 4.30: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 82
Şekil 4.31: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 82
Şekil 4.32: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 84
Şekil 4.33: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 84
Şekil 4.34: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 85
Şekil 4.35: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 86
Şekil 4.36: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 87
Şekil 4.37: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 87
Şekil 4.38: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 89
Şekil 4.39: Sistemin Bode ve Step cevapları..... 89
Şekil 4.40: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları..... 90
Şekil 4.41: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları..... 91

Şekil 4.42: Sistemin Bode ve Step cevapları 92
Şekil 4.43: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları 92
Şekil 4.44: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları 93
Şekil 4.45: Sistemin Bode ve Step cevapları 95
Şekil 4.46: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları 95
Şekil 4.47: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları 96
Şekil 4.48: Sistemin Bode ve Step cevapları 98
Şekil 4.49: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları 98
Şekil 4.50: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları 99
Şekil 4.51: Sistemin Bode ve Step cevapları 101
Şekil 4.52: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları 101
Şekil 5.1: Geliştirilen arayüz uygulamasının ekran görüntüleri 103
Şekil 5.2: Geliştirilen arayüz uygulamasının ağaç yapısı 104
Şekil 5.3: Geliştirilen arayüz uygulamasının detaylı yardım ekranı 105
Şekil 5.4: Geliştirilen arayüz uygulaması örnek tanıtım girdi ve çıktı ekranları 106
Şekil 5.5: Geliştirilen arayüz uygulaması SBL grafikleri 107
Şekil 5.6: Geliştirilen arayüz uygulaması SBL sonuçları 108
Şekil 5.7: Geliştirilen arayüz uygulaması STEP sonuçları 109
Şekil 5.8: Geliştirilen arayüz uygulaması BODE sonuçları 110

SEMBOLLER VE KISALTMALAR

PI **:** Oransal-İntegral

PD **:** Oransal-Türev

PID **:** Oransal-İntegral-Türev

FOPI **:** Kesir Dereceli PI Denetleyici

FOPD **:** Kesir Dereceli PD Denetleyici

FOPID **:** Kesir Dereceli PID Denetleyici

k_p **:** Oransal sabit

k_i **:** İntegral sabiti

k_d **:** Türevsel sabiti

λ **:** İntegral sabitinin derecesi

μ **:** Türev sabitinin derecesi

FOPTD **:** Birinci dereceden zaman gecikmeli model

SOPTD **:** İkinci dereceden zaman gecikmeli model

TOPTD **:** Üçüncü dereceden zaman gecikmeli model

SBL **:** Kararlılık sınır eğrisi

STEP **:** Birim basamak cevabı

BODE **:** Transfer fonksiyonu ve faz açısının logaritmik grafikleri

ÖZET

Doktora Tezi

KESİR DERECELİ DENETLEYİCİLERİN FREKANS BÖLGESİNDE ANALİTİK VE DAYANIKLI TASARIMI VE ARAYÜZ YAZILIMI GELİŞTİRİLMESİ

Uğur DEMİROĞLU

İnönü Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Bilgisayar Mühendisliği

134 + xi sayfa

2023

Danışman: Doç. Dr. Bilal ŞENOL

Birinci, ikinci ve üçüncü mertebeden zaman gecikmeli transfer fonksiyonları kullanılarak ifade edilen modellerin kararlılığını, dayanıklılığını ve performansını artırmak için bu tezde kesirli oransal integral ve kesirli oransal türev denetleyicilerin analitik tasarım teknikleri anlatılmaktadır. Yüksek lisans tezimizde zaman gecikmeli birinci dereceden modellere yönelik tam sayı dereceli olmayan oransal integral denetleyici tasarım yöntemi verilmişti. Bu tez çalışmasında ise, söz konusu yöntem daha da geliştirilerek kapsamı yukarıda verilen şekilde genişletilmiştir. Çalışmanın ana katkısı, üç dereceden zaman gecikmeli modeller özelinde araştırmacının arzu ettiği kazanç ve faz kesim frekansları ile birlikte ve faz payının değerlerini sağlayacak bir denetleyicinin analitik yöntemlerle tasarlanması olarak özetlenebilir. Tez boyunca ayrıntıları verilen *"frekans çerçevesi"* yöntemi birçok yönüyle literatürdeki benzer yöntemlerden ayrışmaktadır. Bu konudaki benzer çalışmalarda, zaman gecikmeli modeller için kazanç kesim frekansının analitik yöntemlerle elde edilebildiği görülmektedir. Benzer çalışmaların, analitik hesaplama yapılırken, faz eğrisinin türevini tanjant frekansında sıfıra eşitlemesi etkili bir yöntem olarak gösterilebilir, fakat bu işlem hesaplamayı zorlaştırmakta ve matematiksel karmaşıklık getirmektedir. Bu tez çalışması, sunulan modelin, belirtilen zorlukları ve sınırlılıkları aşmak amacıyla faz kesim frekansları ile birlikte faz payının başarıyla elde edilebilmesine olanak sağlamaktadır. Bu değerlerin istenilen şekilde ayarlanabilmesi, sistem faz eğrisinin düzleştirilmesine olanak sağlamakta ve bu da sistemin kararlılığı ve dayanıklılığı üzerinde olumlu etkiler göstermektedir. Sunulan yöntem, literatürden alınmış örnek modeller üzerinde test edilmiş ve yöntemin etkinliği grafiksel olarak gösterilmiştir. Ayrıca yöntemin uygulandığı birkaç çalışma, uluslararası hakemli dergilerde yayınlanmıştır. Yöntemin araştırmacılar tarafından rahatça kullanılabilmesi amacıyla da MATLAB tabanlı bir arayüz programı hazırlanmıştır. Bu bilgiler doğrultusunda bu tez çalışmasının literatüre olumlu bir katkı sağlayacağı düşünülmektedir.

Anahtar Kelimeler: Kesir Dereceli, Analitik, Denetleyici Tasarımı, Kararlılık, Arayüz

ABSTRACT

Master Thesis

ANALYTICAL AND ROBUST DESIGN OF FRACTIONAL ORDER CONTROLLERS IN THE FREQUENCY DOMAIN AND DEVELOPMENT OF AN INTERFACE SOFTWARE

Uğur DEMİROĞLU

Inonu University

Graduate School of Nature and Applied Sciences

Department of Computer Engineering

134 + xi pages

2023

Supervisor: Assoc. Dr. Bilal ŞENOL

The performance of models described by first, second, and third order time delay transfer functions is improved in this thesis by employing analytical design approaches for fractional proportional integral and fractional proportional derivative controllers. Non-integer order proportional integral controller design methodology for first order models with time delay was provided in our master's thesis. The approach in issue has been improved upon and, its scope has been widened in this thesis. The main contribution of the work may be summarized as the analytical methods for developing a controller that will provide the values of the phase margin and the gain and phase crossover frequencies required by the researcher for three-order time delay models. The *"frequency frame"* method used in this thesis differs greatly from similar methods in the literature. Similar investigations on the issue have shown that analytical techniques may be used to determine the gain crossover frequency for time-delay models. For analogous studies, it can be shown that analytical calculations that bring the derivative of the phase curve to zero at the tangent frequency are effective; however, this method makes the computation more challenging and adds additional mathematical complexity. This thesis study enables the presented model to successfully obtain phase margin along with phase crossover frequencies in order to overcome the mentioned difficulties and limitations. The system phase curve may be flattened by modifying these values as needed, which enhances the system's resilience and stability. The effectiveness of the suggested method is visibly demonstrated. Models used from the literature as examples helped to test the technique. The strategy has also been applied in a number of studies that have been written up in international journals with peer review. To make the approach simple for researchers to utilize, a MATLAB-based interface tool has been created. In light of this knowledge, it is anticipated that this thesis study will significantly advance the field of literature.

Keywords: Fractional Order, Analytical, Controller Design, Stability, Interface

1. GİRİŞ

Endüstride kontrol sistemi tasarımı çok önemli bir rol oynamaktadır. Gerçek süreçler için modellenen denetleyicinin basit, en uygun maliyetli olması ve tüm kısıtlamaları karşılaması istenmektedir. Denetleyici parametreleri bu gereksinimleri karşılayabilecek ve çeşitli değerlerde çalışabilecek şekilde tasarlanmalıdır. Tasarım sürecinde, sistemin kararlılığı ve dayanıklılığı [1, 2], sağlanması gereken en önemli hedeflerden biri olmuştur. Kararlılık ve dayanıklılığın yanı sıra, denetleyici tasarımı yapılırken sistemin çalışabileceği en geniş frekans aralığının da göz önünde bulundurulması faydalı olacaktır. Bu hesaplamalar yapılırken kullanılan manuel yöntemler karmaşık olabilmektedir ve dolayısıyla sonuçlarda insanlardan kaynaklı sistematik veya tesadüfi hatalar ortaya çıkabilmektedir. Bu nedenle tasarım sürecinde bilgisayar destekli araçlar ve arayüz uygulamalarının kullanılması hem hesaplamaları kolaylaştırmada hem de insan hatalarını minimize etmede önemli rol oynamaktadır.

Kesir dereceli matematiğin yaygınlaşması, kontrol teorisi çalışmalarında da kendine yer bulmasına yol açmıştır. Kesir dereceli türev ve integral fikri ile klasik kontrol sistemleri de kesir dereceli olacak şekilde genelleşmiştir. Bu genelleme sonucu ortaya çıkan kesir dereceli oransal integral (FOPI) ve kesir dereceli oransal türev (FOPD) denetleyiciler, bu tez çalışmasında tasarlanacak denetleyiciler olarak seçilmiştir. Denetlenecek modeller ise endüstride oldukça fazla kullanım alanı bulan birinci (FOPTD), ikinci (SOPTD) ve üçüncü (TOPTD) dereceden zaman gecikmeli modellerdir.

Denetleyici tasarımının en önemli unsurlarından biri, sistem kararlılığının sağlanmasıdır. Sıfırı Dışarıda Bırakma Prensibi (Zero Exclusion Principle) [3], Köklerin Yeri Yaklaşımı (Root-Locus Approach) [4], Routh-Hurwitz Kararlılık Kriterleri [5], Nyquist [6] ve Bode [7] Yöntemleri ve Kararlılık Sınır Eğrileri (Stability Boundary Locus, SBL) [8] kararlılık analizi için kullanılan yöntemlerden bazıları olarak gösterilebilir. Sayılan yöntemlerin içinde SBL yaklaşımı bazı özellikleri ile ayrışmaktadır. SBL yöntemi denetleyici parametrelerini grafiksel olarak ifade edebilmektedir. Bu avantajı denetleyici tasarımı için kullanılabilir. SBL, sistemlerde kararlılığı belirlemek için etkili bir yaklaşım olarak gösterilebilir. Çünkü bu yöntem, en iyi denetleyici katsayılarının kararlı olduğu bölgeyi işaret etmektedir. Bu bölgenin bulunması önemlidir. Örneğin meta sezgisel optimizasyon teknikleri (Parçacık Sürü Optimizasyonu [9], Genetik Algoritmalar [10], Yapay Bağışıklık Sistemleri [11, 12], Karınca Kolonisi Algoritmaları [13], Diferansiyel

Geliştirme Algoritmaları [14], Yapay Arı Kolonisi Algoritmaları [15], Tabu Arama Algoritması [16] vb.) ile parametre tasarım yöntemleri için kararlılık bölgesinin bilinmesi optimizasyon süresini düşürmekte ve optimizasyon başarısını artırmaktadır. Literatürdeki çalışmalarda denetleyici tasarımı çoğunlukla analitik veya optimizasyon yöntemler ile gerçekleştirilmektedir. Optimizasyon yöntemleri daha çok deneme yanılma yoluyla hedefe ulaşmayı tercih eder. Sonuç olarak istenilen denetleyici başarılı bir şekilde elde edilebilir ancak her optimizasyon süreci farklı bir şekilde sonuçlanabilir. Bu nedenle analitik yöntemlerin daha güvenilir olduğu düşünülmektedir.

Bu çalışmanın ana katkısı özet olarak şu şekilde ifade edilebilir. Literatürdeki benzer çalışmaların çoğu, denetleyici tasarımında yalnızca bir kesim frekansını dikkate alır [17-23]. Bu da genellikle kazanç kesim frekansıdır. Bu tezde verilen yöntemin bir avantajı, yaklaşımın hem kazanç hem de faz kesim frekanslarıyla ilgilenmesidir. Böylece daha doğru bir tasarım yapılabilecektir. İlgili yöntemin diğer bir farkı da Bode grafiğindeki faz eğrisinin düzleştirilmesi işlemidir. Bilindiği gibi düz bir faz eğrisi, sisteme arttırılmış bir dayanıklılık sağlar. Bu amaçla literatürdeki çalışmaların çoğunda, faz eğrisini veren denklemin türevinin kazanç kesim frekansında sıfıra eşitlenmesi yöntemi kullanılmaktadır [18, 19, 24]. Bu yararlı bir yöntemdir. Ancak matematiksel karmaşıklığı önemli ölçüde artırır. Benzer çalışmaların aksine, bu tez çalışmasında sunulan yöntemde, faz eğrisinin düzleştirilmesi grafiksel bir yaklaşım ile sağlanmaktadır. Uygulanan yöntem yardımıyla sağ ve sol sınırları kazanç ve faz kesim frekansları, alt ve üst sınırları ise faz payı ve kazanç payı olacak şekilde dikdörtgen bir çerçeve çizilir. Kesim frekansları ve fazları ayarlamak için bu çerçevenin kenarları uzatılıp ve daraltılabilir. Böylece çerçeve içerisindeki faz eğrisi şekillendirilebilir.

Analitik tasarım yöntemini özet olarak açıklamak faydalı olacaktır. Hedefe ulaşmak için iki denetleyici tasarımı yapılacaktır. Birinci denetleyici çerçevenin solunda, istenen kazanç kesim frekansında istenen faz payını elde edecek şekilde tasarlanacaktır, İkinci denetleyici ise çerçevenin sağında, istenen faz kesim frekansında istenen kazanç payını elde edecek şekilde tasarlanacaktır. Son olarak, bu iki denetleyici, ortak kesir derece bulunarak birleştirilir. Bu ortak kesir derece, FOPI denetleyici için λ, FOPD denetleyici için ise μ olarak verilebilir. Sonuç olarak, tüm frekans özelliklerini sağlayan tek bir denetleyici elde edilir. Yüksek lisans tezimizde FOPTD modeller için FOPI denetleyici tasarımı amacıyla geliştirilen yöntem, doktora tez çalışmamızda her üç model için hem FOPI hem de FOPD denetleyici tasarımı için genişletilmiştir [25].

Tez kapsamında sunulan yöntem matematiksel formüller üzerinden ilerleyen analitik bir yaklaşım olduğu için FOPTD, SOPTD ve TOPTD modeller için FOPI ve FOPD denetleyici tasarımında istenilen frekans özelliklerinin elde edilmesini doğru bir şekilde sağlayabilmektedir [26-31]. Bu frekans özelliklerinin doğru şekilde seçilmesi ile de sistem kararlılığı ve dayanıklılığını güvenilir olarak yerine getirmektedir. Kazanç ve faz kesim frekanslarının doğru şekilde seçilebilmesi için de SBL yaklaşımının avantajlarından yararlanılmıştır. Sistem kararlılığı, birim basamak cevabının elde edilmesi ile test edilmiştir. Dayanıklılık ise denetleyici kazancının %10'u kadar bir bozucu yük altında test edilmiştir. Analitik olarak elde edilen formüller her iki hedef için de başarılı olmaktadır.

Tez çalışmasının kapsamı hakkında kısaca bilgi verdikten sonra, tezde kullanılan modeller ve denetleyiciler ile ilgili literatür bilgisinin aktarmak faydalı olacaktır. Son zamanlarda, gerçek süreçlerin modellenmesi ve analizi için kesirli hesaplamaların kullanımı giderek daha popüler hale gelmiştir. 17. yüzyılda L'Hopital ile Leibniz arasındaki mektuplaşmalarla başlayan bu fikir, günümüz dünyasında yoğun ilgi gören bir konu haline geldi [32-34]. Kesirli işlem hesaplamaların geleneksel işlem hesaplamalara göre belirli faydalarını açıklayan makalelerin yayınlanması da bu ilgiyi artırmıştır [35, 36]. Bilindiği üzere kesir dereceli denetleyiciler, klasik denetleyicilerin genelleştirilmiş biçimleri olarak ortaya çıkmıştır [37-39]. Kesir dereceli bir sistemi modellemek için gerçek tamsayılara sahip bir diferansiyel denklem kullanılabilir [40]. Kesirli hesap yöntemini fizik [41], devre teorisi [42], mekatronik [43], sinyal işleme [44], kaos teorisi [45] diğer alanlarda kullanır. Bu yeni strateji kontrol teorisinde de incelenmiştir [46-50].

Birçok kontrol alanına benzer şekilde, PID denetleyiciler de bu yeni konseptten etkilenmiş ve 19. yüzyılın sonlarında kesirli dereceli PID (FOPID) denetleyiciler olarak modifiye edilmiştir [35, 50]. Daha sonra, FOPID ile ilgili çalışmaların sayısında önemli bir artış olmuştur [51-54]. Klasik Oransal İntegral (PI) denetleyicisi ayrıca, integral operatörünün sırası olarak keyfi bir gerçek sayıya sahip olarak kesirli dereceli PI (FOPI) olarak yeniden biçimlendirilmiştir. FOPI denetleyicisi son zamanlarda pek çok alanda pek çok araştırmada kullanılmaktadır. Örneğin, kesirli dereceli sistemler (FOS) için FOPI denetleyicilerinin ayarlanması [55]'da incelenmiş ve kesir dereceli zaman gecikmeli sistemler için FOPI denetleyicilerinin tanımlanması ve ayarlanması [56]'de sunulmuştur. FOPI ve onun revize edilmiş versiyonu, zaman gecikmeli birinci dereceden (FOPTD) modeller için FO[PI] denetleyici tasarımı [19]'de tanıtılmıştır. Zaman gecikmeli süreçler

için FOPI denetleyicilerinin analitik tasarımı [57]'de bulunabilir. Kaotik FOS'un senkronizasyonu için güçlü bir FOPI gözlemcisi tasarlamaya yönelik bir çalışma [58]'de verilmiş ve FOS için FO[PI] denetleyicilerinin ayarlanmasına ilişkin analitik sonuçlar [59]'de incelenmiştir. Mousavi ve Alfi, [60]'da Memetik Algoritma ile yörünge kontrolünde FOPI denetleyicilerini uygulamışlardır. FOPI denetleyicisi kullanan temperlenmiş bir anormal difüzyon sistemi için difüzyon kontrolü üzerine bir çalışma [61]'de sunulmuştur ve Bode'nin ideal transfer fonksiyonu zaman gecikmesine dayanan analitik FOPID denetleyici tasarımı [62]'de incelenmiştir. FOPI denetleyicisinin Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (PSO) yöntemi kullanılarak tasarlanması [63]'de, FOPI ve PI denetleyicileri arasındaki karşılaştırmalı araştırma [64]'de ve tamsayı dereceli olmayan PI denetleyicilerin zaman gecikmeli modeller için tasarımı [65, 66]'da bulunabilir.

Son on yıl, FOPD denetleyicileri ile ilgili çok sayıda çalışma getirdi. Örneğin, Li ve diğerleri [21]'de bir FOPD denetleyici ayarlama algoritması ve [22]'de bir FOPD hareket denetleyicisinin ayarlama kuralları önerdi. Traktörlerin yol takibi için FOPD denetleyicilerinin ayarlama yöntemi [67]'de sunulmuştur. FOPD denetleyicilerinin genel dayanıklılık analizi ve FO[PD] denetleyicilerinin zaman-sabit dayanıklılık analizi [68, 69]'de incelenmiştir. FOPD denetleyicilerinin gerçek dünyadaki süreçler üzerinde de uygulamaları vardır. FOPD ve FO[PD] denetleyicileri [70]'da hidrolik servo sistemde araştırılmış ve [71]'da bir FOPD denetleyici tarafından DC motor kontrolü kullanılmıştır. Bir FOPD hareket denetleyici için ulaşılabilir performans bölgesi hesaplaması [72]'de incelenmiştir. FOPD ile ilgili çalışmaların listesi genişletilebilir.

Zaman gecikmeli modeller ile ifade edilen sistemler literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır. Birinci, ikinci veya üçüncü dereceden zaman gecikmeli modellerin gerçek süreçleri başarılı bir şekilde temsil eder [27, 73-76]. Farklı modeller için farklı denetleyici tasarım stratejileri, faydalarını gösteren kesirli dereceli denetleyiciler ile çalışılmıştır [77-80]. Zaman gecikmeli birinci dereceden (FOPTD) transfer fonksiyonu, son yıllarda çok sayıda endüstriyel sürecin yaklaşık modellemesinde kullanılmaktadır [81-84]. Ayrıca FOPTD modelleri için PID denetleyiciler kullanılmakta ve bu alanda yapılan araştırmalar literatüre katkı sağlamaktadır [85-87]. Araştırmacılar, alternatif denetleyici fikirleri veya daha iyi tasarım stratejileri bulmaya teşvik edilmiştir [88-90]. PID denetleyiciler, kesir dereceli entegrasyon ve türev ile modifiye edilmiş ve kesir dereceli PID (FOPID) denetleyiciler yeni bir araştırma alanı olarak ortaya çıkmıştır. FOPID denetleyicilerinin

parametre ayarıyla ilgili çok sayıda çalışma son yıllarda önerilmiştir. FOPID denetleyicisinin genelleştirilmiş temsili ilk olarak [35]'de önerildi. Konuyla ilgili çalışmaların sayısında daha sonra çarpıcı bir şekilde artış sağladı. FOPID denetleyicisinin parametrelerini hesaplayabilmek için FOPTD sistemlerini ele alırsak [73]'de optimizasyon tabanlı çok amaçlı bir yöntem verilmiştir. Bir diğeri, tamsayı dereceli olmayan PID denetleyici parametreleri, [91]'de LQR tarafından en uygun ağırlık seçimi ile çok amaçlı olarak tasarlanmıştır. [92]'de kesirli dereceli modeller için Zhao ve diğerleri bir FOPID hesaplama algoritması sunmuştur. LMI [93]'de sunduğu yaklaşımı ile FOPID denetleyici tasarımında çok değişkenli bir yöntem sunmuştur. [94]'da SOPTD zaman gecikmeli ikinci dereceden sistemler için FOPID denetleyicilerinin tasarımında optimizasyon tabanlı algoritmaları önerilmiştir. Bozulma reddi FOPID kontrolü ile ilgili bir çalışma [95]'de bulunabilir. Sürekli durum kesim algoritması kullanan FOPID denetleyici ayarı [51]'de sunulmuştur. Birinci dereceden artı ölü zaman (FOPDT) süreçleri için FOPID denetleyicilerinin kırılganlığı [96]'da incelenmiştir. Pandey ve diğerleri [97]'de kararsız süreçler için sarma önleyici bir FOPID denetleyici tasarımı sunmuş ve [98]'de döner ters sarkacın kararsız denge noktasının kararlılığı çalışılmıştır. [99]'de kendi kendini ayarlayan bir FOPID denetleyicisi için bir ekstremum arama yaklaşımı kullanılmış ve doğrusal olmayan kaotik sistemler için çatallanma tabanlı bir FOPID tasarım yaklaşımı [100]'da sunulmuştur. Klasik tamsayı dereceli PID ile birlikte tamsayı dereceli olmayan FOPID denetleyicileri için hesaplama prensipleri [52]'de önerilmiştir. Bu çalışmalar, kesirli düzen bakış açısının daha iyi performans spesifikasyonları getirdiğini ve dayanıklılığı iyileştirdiğini göstermektedir. Zaman gecikmeli bir diğer model olan ikinci derece modeller (SOPTD), gerçek süreçleri ortaya koyabilmek için literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır. Termal [101], kimyasal [86, 102], elektronik [103] vb. süreçlerin bir sonucu olarak, bu modeller birçok çalışmanın ana konusu olmuştur [27, 94, 104, 105]. SOPTD modelleri için denetleyici ayarıyla ilgili önemli miktarda çalışma önerilmiştir [27]. Örneğin, kritik sönümlü SOPTD sistemleri için PID denetleyicilerinin ayarlanması [106]'da incelenmiştir. Kararlı ve kararsız SOPTD sistemlerinin modellenmesi üzerine değerli bir çalışma [107]'da bulunabilir. [108]'de SOPTD ters yanıt süreçleri için PID ayarlama kuralları hakkında bir inceleme sunulmuştur ve bu tezdeki çalışmaya benzer şekilde, zaman gecikmeli ikinci derece sistemler için FOPD denetleyici tasarımı [109]'de verilmiştir. Üçüncü dereceden zaman gecikmesi (TOPTD) modeli, bazı endüstriyel veya gerçek dünya süreçlerinin yaklaşık olarak tanımlanmasında yaygın olarak kullanılmaktadır. Literatürde ayrıca TOPTD modellerine dayalı çok sayıda çalışma bulunmaktadır. Örneğin, [110]'de

salınımlı sistemler için yüksek dereceli daha verimli PID denetleyici mimarisi sunmaktadır. Metalürji [111], kimya [112] ve ilaç [113] endüstrileri, üretimin birçok aşamasında sıcaklık kontrolüne ihtiyaç duymaktadır. İki farklı darbe girişi birinci dereceden zaman gecikmeli (FOPTD) sisteminin tanımı [114]'de bulunabilir. Bu çalışma aynı zamanda TOPTD modelleri için de uygulanmaktadır. Hammerstein-Wiener süreçleri için geliştirilen bir tanımlama yöntemi [115]'de TOPTD modellerine uygulanmıştır. Kritik sönümlemeli ikinci dereceden zaman gecikmeli (SOPTD) sistemler [116] için geliştirilmiş bir PID denetleyici tasarımı, adım ve dürtü yanıt yöntemiyle Wiener işlemlerinin tanımlanması [117], yeni bir elektrikli hava ısıtıcısı için PI ve PID denetleyici tasarımı ve tanımlama [118], küspe yakan bir kazanın buhar tamburundaki buhar basıncı için PI denetleyici tasarımı [119], frekans tepkilerinin tahmini için geliştirilmiş Fourier Dönüşüm Yöntemi [120] ve doğrudan yöntemle zaman geciktirme modelleri için PID denetleyici tasarımı [121] TOPTD süreçleri ile ilgili çalışmalar için verilebilir.

Literatürde kesir dereceli zaman gecikmeli SBL kararlılık analizi ile ilgili birçok çalışma mevcuttur. Wang [122] zaman gecikmeli belirsiz parametreli sistemler için PID denetleyicilerin kazanç ve faz payını hesaplayabilecek grafiksel bir hesaplama yöntemi sunmuştur. BakoŜová ve diğerleri [123] zaman gecikmeli belirsiz parametreli sistemler için PI denetleyici tasarımında SBL kararlılık analizi yöntemini uygulamışlardır. Bu çalışmalarında uyguladıkları grafiksel yöntemin başarısını göstermek için tasarladıkları PI denetleyici endüstriyel kontrol sistemi PLC SIMATIC S7-300 üzerinde test ederek laboratuvar sonuçlarını paylaşmışlardır. Zavacka ve diğerleri [124] SBL kararlılık analizi kullanarak belirsiz parametreli sistemler için dayanıklı bir PI denetleyici tasarımı geliştirmişlerdir. Sıklıkla karşılaşılan üç belirsiz parametreli tank reaktörünün (CSTR) üzerinde yöntemin doğruluğunu test etmişlerdir. Hanwate ve diğerleri [125] SBL kararlılık analizini kullanarak ters sarkaç probleminin çözümü için bir PID denetleyici tasarımı geliştirmişlerdir. Uygulamış oldukları bu yaklaşımla salınım hareketlerini küçülterek sarkaç açısını dengelemeyi sağlamışlardır. Saxena ve diğerleri [126] kesir dereceli PI denetleyici kullanarak SBL yaklaşımı ile DC servo sistemlerin kararlılığı için bir yöntem önermişlerdir. Önerilen bu yöntem ile hassas modüler servo sisteminin donanım konfigürasyonu oluşturularak DC servo motorun hız kontrolü problemi için simülasyonunu yapmışlardır. Deniz ve diğerleri [127] PID denetleyici analitik tasarımını kolaylaştırmak için yüksek dereceli doğrusal zamanla değişmeyen sistem modellerini ikinci derece yaklaşık modellere indirgemek için SBL kararlılık analizi yöntemini kullanılarak bir model küçültme metodu

sunmuşlardır. Deniz ve diğerleri [128] kesir dereceli türev ya da integral operatörlerine SBL kararlık analizi yöntemini uygulayarak tam sayı dereceli karşılıklarını bulmak için bir çalışma önermişlerdir. Bu çalışmalarında Matsuda, Oustaloup[1], Oustaloup[2] gibi yaklaşımlar da gerçekleştirerek önerilen yöntemin başarısını vurgulamışlardır.

Hamamci ve diğerleri [129] PI denetleyicilerin istenen frekans ve zaman bölge özelliklerini sağlayan grafiksel bir tasarım yöntemi sunmuşlardır. Sunulan yöntemin faydalarını göstermek için açıklayıcı örnekler vermişlerdir. Hamamci ve diğerleri [130] zaman gecikmeli sistemler için kesir dereceli PD denetleyicilerinin kararlığını hesaplayan bir grafiksel yöntem önermişlerdir. Tan ve diğerleri [131] zaman gecikmeli PI ve PID denetleyicilerin kararlığını hesaplamak için bir yöntem geliştirmişlerdir. Bu yöntemde Pade yaklaşımını kullanmaya ihtiyaç duymaması ve doğrusal programlama kullanmaması gibi avantajlardan bahsedilerek SBL kararlılık analizinin üstünlüklerini vurgulamışlardır. Tan ve diğerleri [8] PI ve PID denetleyicilerin kararlığını hesaplamak için SBL kararlılık analizi önermişlerdir. Tan ve diğerleri [132] tüm PI denetleyicilerin kararlılık hesaplanması için SBL kararlılık analizini kullanmışlardır. Özyetkin ve diğerleri [133] kesir dereceli türev veya integrallerin rasyonel yaklaşımlarının hesaplanmasını ortaya konuşmuşlardır. 0.1, 0.2, ..., 0.9 kesir dereceli rasyonel 1., 2., 3., ve 4. tam sayılı yaklaşımları kullanılarak hesaplanmıştır. SBL kararlılık analizi yöntemi kullanılarak PI ve PID denetleyicilerin tasarımını sunulmuşlardır. Özyetkin ve diğerleri [134] ağırlıklı geometrik merkez (WGC) yöntemini kullanarak zaman gecikmeli sistemler için kesir dereceli PD denetleyicisini ayarlayabilen algoritma sunulmuşlardır. Bu yöntem SBL kararlılık analizine ve kararlılık bölgesinin ağırlıklı geometrik merkezinin hesaplanmasına dayanmaktadır. Kaya ve diğerleri [135] genelleştirilmiş PI denetleyicileri için SBL kararlılık analizini kullanılarak bir denetleyici tasarımı sunmuşlardır. Yeroglu ve diğerleri [136] araç süspansiyon sistemleri için SBL kararlılık analizini kullanılarak PI denetleyicilerin kararlılık hesaplamasını gerçekleştirmişlerdir. Onat ve diğerleri [137] zaman gecikmeli sistemlerde SBL kararlılık analizi ve WGC kullanarak PI denetleyici katsayı ayarlamasını gerçekleştirmişlerdir. Literatürde SBL kararlılık analizi ile ilgili birçok çalışma bulunmasına rağmen iki katsayıdan daha fazla parametre içeren denetleyici yapıları için genelleştirilmiş matematiksel bir çözüm formülasyonu bulunmamaktadır. Bu hesaplamalarda işleme katılmayan denetleyici parametrenin keyfi bir sabit olarak seçildiği görülmüştür. Ayrıca bu çalışmalarda belirli bir sistem denklemi hesaplanarak diğer yöntemlere göre SBL kararlılık analizinin üstünlüklerinden bahsedilmiştir.

Son yıllarda araştırmacılar, denetleyici tasarımında vazgeçilmez bir konu olan dayanıklılık üzerinde çalışmaktadır. Bazı çalışmalarda dayanıklılık sağlamak için *"düz faz"* fikri kullanılmıştır [19, 53, 138, 139]. Bu *"teğet frekansı"* olarak adlandırılan istenen bir frekans değerinde frekansa göre faz türevinin sıfıra ayarlanmasıyla gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle, Bode faz eğrisi düzleştirildiğinde bu durum kapalı döngü sisteminin varyasyonlarını elde etmek için dayanıklı olduğu anlamına gelmiştir [19, 140, 141]. 2019 yılında hazırladığımız yüksek lisans tezimizde [25] denetleyici tasarım için analitik ve grafiksel bir yaklaşım sunan *"frekans çerçevesi"* yöntemine dayanmaktadır. Bu tezin amacı ise, dayanıklılığı artırmak için yeni bir yaklaşım olan *"frekans çerçevesi"* yöntemini kullanarak değişiklikleri elde etmektir. Tezin önemli katkılarından biri, faz ve kazanç kesim frekansları arasındaki faz eğrisinin şekillendirilmesi olarak ifade edilen *"frekans çerçevesi"* yöntemine yoğunlaşmaktadır. Düzleştirilecek olan faz eğrisi dikdörtgen bir çerçeve içine alınır. Ardından, faz eğrisinin düzleştirilmesini sağlamak için çerçevenin sınırları genişletilir ve daraltılır. Fazın bu sınırlar arasında düzleştirilmesi, sisteme geliştirilmiş dayanıklılık sağlar. Bu tez kapsamının ana ilhamı, [19, 140, 141]'da sunulan sistemlerin izo-sönümleme özelliğinden gelmektedir. Bu tezi önceki çalışmalarla karşılaştırdığımızda, istenen faz özelliklerini elde etmek için denetleyici parametrelerinin ayarlanması benzerdir. Ancak bu çalışmalar, faz türevini sıfıra ayarlayarak faz düzlüğünü sağlarken matematiksel komplikasyonları da beraberinde getirmiştir. Bu tezdeki yaklaşımın önceki çalışmalardan farkı, bu tezin faz türevini sıfıra eşitlemeden faz eğrisinin düzlüğünü sağlamasıdır. Böylece *"frekans çerçevesi"* yaklaşımı ile matematiksel karmaşıklık önemli ölçüde azaltılmıştır. Bu yaklaşım, literatürdeki FOPI denetleyicilerinin ayarlanmasıyla ilgili bazı değerli çalışmalardan yararlanılarak geliştirilmiştir. Örneğin, bir UR10 Robotu üzerindeki bir FOPI denetleyicisi için yeni bir otomatik ayarlama yönteminin deneysel doğrulaması gösterilebilir [142]. Zaman geciktirme sistemleri için bir FOPI ayarlama yöntemi Yüce ve diğerleri tarafından sunulmuştur [143]. Ayrıca, Smith Predictor'a FOPI ve FO[PI] denetleyicilerinin tasarımı için zaman gecikmeli sistemler [144]'de incelenmiştir. Miao ve diğerleri [63]'de farklı performans kriterleri için optimizasyona dayalı bir FOPI/PI ayarlama yöntemi sunmuştur. Birleşik tank sistemindeki bir seviye kontrol problemine uygulanan kademeli FOPI–FOPD ve IOPI–IOPD denetleyicilerini karşılaştıran bir çalışma [64]'de verilmiştir. FOPTD sistemleri için dengeleyici ve dayanıklı FOPI denetleyici sentezi [145]'da ele alınmıştır. Bir FOPD hareket kontrol cihazının ayarlama kuralı ve deneyleri de değerli bir referans olarak gösterilebilir [22]. Ayrıca, Wang ve diğerlerinin çalışması, kazanç kesim frekansı ve faz payı olan iki spesifikasyonu dikkate alarak denetleyicinin ayarlanmasına

dayanmaktadır [18]. Benzer şekilde, Luo ve Chen dayanıklılık için FO[PD] denetleyicisini önerdiler [24].

İlk olarak *"frekans çerçevesi"* FOPTD modelleri için FOPI denetleyicilerini ayarlamak için önerildi [66]. İlk çalışmadan farklı olarak, bu tez çalışmasında, FOPI ve FOPD denetleyicilerin tasarlanması hedeflenmek için zaman gecikmeli birinci, ikinci ve üçüncü dereceden modeller ele alınmıştır. Bu yöntem, önceki paragraflarda bahsedildiği gibi hem kazanç hem de faz kesim frekanslarını istenilen şekilde karşılamak için denetleyici parametrelerini ayarlamayı amaçlar. Ayrıca, frekans çerçevesi yaklaşımı, farklı bakış açısıyla matematiksel karmaşıklığı önemli ölçüde azaltır. Hem kazanç hem de faz kesim frekansı değerlerinin sağlanması iki farklı denetleyici gerektirdiğinden, bu çalışmada kesirli dereceli bir denetleyici tercih edilmiştir. Birinci denetleyici, istenen kazanç kesim frekansında istenen faz payını karşılayacak şekilde ayarlanmıştır. Ardından, ikincisi, istenen faz kesim frekansında istenen kazanç payını sağlayacak şekilde ayarlanır. Bu iki denetleyiciyi birleştirmek için, denetleyicinin kesirli mertebesi olan ortak bir değişkenin gerekliliği vardır. Böylece aynı zamanda araştırmacının isteğine uygun frekans özelliklerini sağlayan bir denetleyici elde edilmiş olacaktır.

Bu tez çalışmasında, literatüre kazandırılacak analitik yöntemin, bilgisayar tabanlı bir arayüz ile araştırmacıların kolayca kullanabileceği bir araca dönüştürülmesi amaçlanmaktadır. Tez çalışması boyunca elde edilecek formülasyonların sistem kararlılığı ve dayanıklılığını güvenilir şekilde sağlaması ana hedef olarak belirlenmiştir. Daha sonra ise çeşitli kıyaslamalar ile elde edilen verilerin güvenilirliği gösterilecektir. Belirtilen sınırlar dahilinde bu tez çalışmasının amaçları şu şekilde sıralanabilir:

- Denetleyicinin kararlılığını sağlamak için analitik yaklaşımları incelemek ve önerilen yöntemin geliştirilmesi,
- Sistem dayanıklılığını artırmak için mevcut yöntemlerin veya tekniklerin iyileştirilmesi için analitik yaklaşımların araştırılması,
- Karmaşık formülasyonları içeren alanlarda ise en yaygın sistem modellerinin çözümlenmesi,
- Son olarak tüm denetleyici tasarım ve çözüm adımlarını otomatik olarak gerçekleştiren bilgisayar tabanlı araç ve uygulamanın geliştirilmesi.

Tezin yapısı şu şekilde oluşturulmuştur. İkinci bölümde, klasik ve kesir dereceli kontrol sistemlerinin teorik temelleri, FOPTD, SOPTD ve TOPTD modeller, FOPI ve FOPD denetleyiciler, SBL ve Bode diyagramları kapsamlı bir şekilde verilmiştir. Üçüncü bölüm, tezi yürütmek için kullanılan materyalleri ve teknikleri içerir. Dördüncü bölümde, FOPI ve FOPD denetleyicileri üretmek için teoremler, birinci, ikinci ve üçüncü dereceden modeller ve *"frekans çerçevesi"* yöntemini kullanan denetleyici tasarım metodolojisini sunar. Literatürden seçilen durumlar üzerindeki bulguların uygulanması beşinci bölümde ele alınmıştır. Altıncı bölüm, arayüz yazılımını nasıl kullanılacağını açıklar. Son olarak yedinci bölüm sonuçları ve önerileri içerir.

2. KURAMSAL TEMELLER

2.1 Kontrol Mühendisliğinin Tarihsel Gelişimi

İnsanlık tarihi boyunca insanoğlu bulunduğu dünyayı kontrol etmeye amaçlamıştır. Bunun için insanlar, kendilerini diğer canlılardan ayırt eden en büyük özelliği, üstün zekalarını kullanmıştır. İlk insanlar taş ve kemikten aletler tasarlamış, hayvanlardan faydalanabilmek için de onları eğitmenin mümkün olduğunu fark etmişlerdir. Bunun neticesinde en eski kontrol sistemi ortaya çıkmıştır. İlerleyen zamanlarda çeşitli hayvanlar taşımacılık işlerine dahil olmak üzere çeşitli görevleri üstlenmek üzere görevlendirilmişlerdir. İnsanların hayvanları makinelerle değiştirmeyi öğrenmesi ise uzun bir zaman almıştır [146].

Herhangi bir kontrol sisteminin temeli, sistemin çıktısını ölçme ve bu çıktı istenen bazı değerlerden saparsa düzeltici önlem almaya dayanmaktadır. Bu da bir algılama cihazı gerektirir. İnsan, zamanın başlangıcından beri kendi eylemlerini, başkalarının eylemlerini ve son zamanlarda makinelerin eylemlerini kontrol etmek için kullandığı bir dizi yerleşik duyuya sahiptir. Örneğin araç kullanırken en önemli duyu görmedir. Ancak işitme ve koku alma da sürücünün eylemlerine katkıda bulunabilir.

Sanayi devriminin habercisi olan makine tasarımındaki ilk büyük adım, buhar makinesinin geliştirilmesiydi. O zamanlar mühendislerin karşılaştığı bir sorun, insan müdahalesi olmadan motorun dönüş hızının nasıl kontrol edileceğiydi. Denenen çeşitli yöntemlerden en başarılı olanı, eğim açısı şaftın açısal hızının bir fonksiyonu olan ancak doğrusal bir fonksiyon olmayan konik bir sarkacın kullanılmasıydı. Bu ilke, 1769'da James Watt tarafından bir merkezkaç hız regülatörü tasarımında kullanıldı. Böylece muhtemelen bir makinenin otomatik kontrolü için ilk sistem doğdu.

1868'da Maxwell, "*On Governors"* adlı makalesinde bir yönetici için bir denge noktası etrafında doğrusallaştırılmış diferansiyel denklemler geliştirdi ve sistemin kararlılığının, negatif gerçek kısımlara sahip karakteristik bir denklemin köklerine bağlı olduğunu gösterdi [147]. Doğrusal sistemler için kararlılık kriterlerini belirleme sorunu, 1875'de Hurwitz ve 1905'de Routh tarafından incelenmiştir [148]. Bu inceleme, bir Rus matematikçi olan Lyapunov tarafından 1893'de doğrusal olmayan sistemlerin kararlılığını dikkate alacak şekilde genişletildi [149]. Teorik analiz için temel matematiksel çerçeve

1749-1827 yılları arasında Laplace ve 1758-1830 yılları arasında Fourier tarafından geliştirilmiştir.

1930'larda Bell Telephone Laboratories'de geri besleme amplifikatörü tasarımı üzerindeki çalışma, frekans tepkisi kavramına dayanıyordu ve karmaşık değişkenlerin matematiğiyle destekleniyordu. Bu 1932'de Nyquist tarafından, frekans alanı yöntemleri kullanılarak sistem kararlılığının nasıl belirleneceğini açıklayan *"Rejenerasyon Teorisi"* adlı makalede tartışılmıştır [150]. Bu teori, 1945'de Bode ve Nichols tarafından önlerindeki 15 yıl boyunca, hala en yaygın kullanılan kontrol sistemi tasarım metodolojilerinden birini temellerini attılar [151].

Kontrol sistemi tasarımına yönelik bir diğer önemli yaklaşım 1948'de Evans tarafından geliştirilmiştir [152]. Evans, Maxwell ve Routh'un çalışmasına dayanarak, Köklerin Yer Eğrisi Yönteminde, karakteristik denklemin köklerinin grafiksel bir şekilde gösterilmesine izin veren kurallar ve teknikler tasarladı.

1950'lerde dijital bilgisayarların ortaya çıkışı, vektör matris gösterimini kullanarak makine hesaplamasına kolayca uygun olan diferansiyel denklemlerin durum-uzay formülasyonuna yol açtı. Optimum tasarım fikri ilk olarak 1949'da Wiener tarafından tartışıldı [153]. Dinamik Programlama Yönteminin 1957'de Bellman tarafından [154] ve maksimumluk ilkesinin 1962'de Pontryagin tarafından tartışılmasıyla yaklaşık olarak aynı zamanda geliştirildi [155]. Uluslararası Otomatik Kontrol Federasyonu'nun (IFAC) ilk konferansında 1960'da Kalman, kontrol edilebilirlik ve gözlemlene bilirlik ikili kavramını tanıttı. Aynı zamanda Kalman, sistem dinamik denklemleri lineer ve performans kriteri ikinci dereceden (LQ kontrolü) olduğunda, matematiksel problemin optimal bir kontrol yasası sağlayan açık bir çözümü olduğunu gösterdi. Ayrıca 1961'de Kalman ve Bucy, optimal bir denetleyici ile birleştirildiğinde doğrusal-ikinci dereceden-Gaussian (LQG) kontrolü üreten bir optimal filtre (Kalman filtresi) fikrini geliştirdi [156].

1980'ler, dinamik özelliklerinde belirsizlikler olan sistemlerin dayanıklı tasarımı için kontrol teorisinde büyük ilerlemeler gördü. 1971'de Athans, 1980'de Safanov, 1988'de Chiang, 1988'de Grimble ve diğerlerinin çalışmaları, belirsizliğin nasıl modellenebileceğini ve H normu ve μ-sentez teorisi kavramını gösterdi [157-160].

1990'lar, kontrol topluluğuna akıllı kontrol sistemleri kavramını tanıttı. 1995'de Rzevski'ye göre akıllı bir makine, belirsizlik koşulları altında bir amaca veya sürekli

davranışa ulaşabilen makine olarak tanımladı [161]. Akıllı kontrol teorisi, köklerinin çoğunu Yapay Zeka (AI) alanında ortaya konan fikirlere borçludur. Yapay Sinir Ağları (YSA), biyolojik benzerlerini taklit etme girişiminde paralel olarak çalışan birçok basit bilgi işlem öğesinden oluşur. Teori, 1949'da Hebb, 1961'da Rosenblatt, 1987'da Kohonen, 1960'da Widrow-Hoff ve diğerleri tarafından üstlenilen çalışmalara dayanmaktadır [162-165]. Bulanık mantık kavramı 1965'de Zadeh tarafından tanıtıldı [166]. Bu yeni mantık, bilgisayarların insan belirsizliğini modellemesine izin vermek için geliştirildi. Bulanık mantık denetleyicileri, diğer tekniklerin resmi ve titiz tasarım metodolojisinden yoksun olmakla birlikte, sistemin dinamik davranışını modellemeye ihtiyaç duymadan sağlam kontrol sunmaktadır. Sahadaki çalışanlar arasında 1976'da Mamdani, 1985'de Sugeno, 1991'de Sutton ve 1978'de Tong bulunmaktadır [167-169].

2.2 Kontrol Sistemlerinin Temelleri

Bir kontrol sisteminin yapısını tanımlamadan önce, bir sistem ile ne kastedildiğini tanımlamak gerekir. Sistemler, farklı insanlar için farklı anlamlar ifade eder ve Bilgisayar Sayısal Kontrollü (CNC) bir takım tezgahının makine tablosu gibi tamamen fiziksel sistemleri veya alternatif olarak bir Malzeme İhtiyaç Planlamasında (MRP) sistemi envanter kontrolü ile birlikte hammaddelerin satın alınması için gerekli prosedürleri içerebilir [146].

Ancak, tüm sistemlerin bazı ortak noktaları vardır. Örneğin hepsi, girdilerin ve çıktıların belirtilmesini gerektirir. CNC takım tezgahında girdi, tahrik motoruna giden güç olabilir ve çıkışlar tablanın konumu, hızı ve ivmesi olabilir. MRP sistemi için girdiler arasında satış siparişleri ve satış tahminleri (bir ana üretim programında yer alır), bileşen parçaları ve alt montajlar için bir malzeme listesi, envanter kayıtları ve kapasite gereksinimleri planlamasına ilişkin bilgiler bulunur. Malzeme ihtiyaç planlama sistemleri, fabrika operasyonlarının planlanmasında ve yönetiminde kullanılan çeşitli çıktı raporları üretir. Bunlar, sipariş yayınlarını, envanter durumunu, süresi geçmiş siparişleri ve envanter tahminlerini içerir. Bir sistemin sınırını, bu sınırı aşan girdi ve çıktılarla birlikte net bir şekilde tanımlamak gerekir. Genel olarak, bir sistem, belirli bir sınır içinde yer alan bir madde, parça, bileşen veya prosedür koleksiyonu olarak tanımlanabilir. Bir sistem herhangi bir sayıda girdi ve çıktıya sahip olabilir.

Kontrol mühendisliğinde, sistem çıktılarının sistem girdilerindeki değişikliklere yanıt verme şekli (yani sistem tepkisi) çok önemlidir. Kontrol sistemi tasarım mühendisi,

sistem için matematiksel bir model belirleyerek sistem yanıtını değerlendirmeye çalışacaktır. Matematiksel model ile birlikte sistem girdilerinin bilinmesi, sistem çıktılarının hesaplanmasına olanak sağlayacaktır.

Kontrol edilen sisteme model olarak atıfta bulunmak gelenekseldir ve bu diğer elemanlarda olduğu gibi bir blok diyagram ile temsil edilir. Mühendisin üzerinde doğrudan kontrole sahip olacağı bazı girdiler ve modelin çıktılarını kontrol etmek için kullanılabilecek girdilerdir. Bunlar kontrol girişleri olarak bilinir. Mühendisin üzerinde kontrol sahibi olmadığı başka girdiler de vardır ve bunlar model çıktılarını istenen değerlerden saptırma eğiliminde olacaktır. Bunlara bozucu girdiler denir.

Bir gemi örneği ele alırsak bu durumunda, dümen ve motorlar, değerleri örneğin yön ve ileri hız gibi belirli çıktıları kontrol etmek için ayarlanabilen kontrol girdileridir. Rüzgar, dalgalar ve akıntı bozucu girdilerdir ve konum, yön ve ileri hızın çıktılarında (kontrollü değişkenler olarak adlandırılır) hatalara neden olur. Ek olarak, bozulmalar, yine arzu edilmeyen, gemi hareketinde artışa (yalpalama, yükselme) neden olacaktır. Genel olarak, kontrol girişi, bozulma girişi, model ve kontrol edilen değişken arasındaki ilişki bulunmaktadır.

2.2.1 Açık çevrim sistemler

Çıkışın kontrol eylemini etkilemesine izin vermeyen sistemler, açık döngü kontrol sistemleri olarak bilinir. Açık döngü kontrol sisteminde ne giriş ne de çıkış karşılaştırılmaz veya izlenmez. Bir çamaşır makinesi gerçek dünyadan bir örnektir. Çamaşır makinesinin ıslatma, yıkama ve durulama işlemleri zamana göre çalışmaktadır. Çıkış sinyali veya giysilerin ne kadar temiz olduğu makine tarafından ölçülmez.

Herhangi bir açık çevrim kontrol sisteminde çıkış, referans girişi ile karşılaştırılmaz. Böylece, her referans girişine sabit bir çalışma koşulu karşılık gelir. Sonuç olarak, sistemin doğruluğu kalibrasyona bağlıdır. Kesintilerin varlığında, açık döngü kontrol sistemi istenen görevi yerine getirmeyecektir. Uygulamada açık döngü kontrolü, yalnızca giriş ve çıkış arasındaki ilişki biliniyorsa ve ne iç ne de dış bozucular yoksa kullanılabilir. Bu sistemler teknik olarak geri beslemeli kontrol sistemleri olarak nitelendirilmemektedir. Açık döngü kontrolleri, bir zaman çizelgesine göre çalışan herhangi bir kontrol sistemidir. Örneğin, zamana bağlı olarak çalıştırılan sinyaller aracılığıyla trafik kontrolü, açık çevrim kontrolün başka bir örneğidir.

2.2.2 Kapalı çevrim sistemler

Bir oda sıcaklığı kontrol sistemi için ilk gereksinim, oda sıcaklığındaki değişiklikleri algılamak veya algılamamaktır. İkinci gereklilik, algılanan oda sıcaklığı istenen oda sıcaklığından farklıysa, gaz yangınından enerji çıkışını kontrol etmek veya değiştirmektir. Genel olarak, bir modelin çıkışını kontrol etmek için tasarlanmış bir sistem, en az bir sensör ve denetleyici içermelidir [146].

Genellikle geri beslemeli kontrol sistemleri olarak bilinen kapalı çevrim kontrol sistemleri sıklıkla kullanılan terimlerdir. Giriş sinyali ile geri besleme sinyali (çıkış sinyalinin kendisi veya çıkış sinyalinin ve türevlerinin ve/veya integrallerinin bir fonksiyonu olabilir) arasındaki fark olan çalıştırma hatası arkı, kapalı döngü kontrol devresine gönderilir. Denetleyicinin çıkışının doğru değere ayarlandığından emin olmak için döngü ve hata kontrolünün kullanılması sistem arızalarını önlemek için, kapalı kontrol, sürekli olarak geri bildirim kontrol eylemleri iletme uygulamasını ifade eder.

Kapalı döngü veya geri besleme kontrol sistemi için genelleştirilmiş şematik blok diyagramında, denetleyici ve model ileri yol boyunca ve sensör geri besleme yolunda bulunur. Model çıkışının ölçülen değeri, toplama noktasında istenen değerle karşılaştırılır. Fark veya hata, çıkışı istenen değere eşit olana kadar modeli çalıştırmak için bir kontrol sinyali üreten denetleyici beslenir.

2.2.3 Dayanıklı kontrol sistemleri

Bir kontrol sisteminin tasarımındaki ilk adım, sistemin veya kontrol nesnesinin matematiksel bir modelini elde etmektir. Gerçekte, kontrol etmek istediğimiz herhangi bir modeli, modelleme sürecinde bir hata içerecektir. Yani gerçek model, kontrol sisteminin tasarımında kullanılacak modelden farklıdır [170].

Bir modele dayalı olarak tasarlanan denetleyicinin, bu denetleyici gerçek sistemle birlikte kullanıldığında tatmin edici bir şekilde çalışmasını sağlamak için, makul bir yaklaşım, asıl model ile matematiksel modeli arasında bir belirsizlik veya hata olduğunu baştan varsaymak veya kontrol sisteminin tasarım sürecinde bu hatayı belirsizliği dahil etmektir. Bu yaklaşıma göre tasarlanan kontrol sistemine dayanıklı kontrol sistemi denir.

Yük bozucu etkilere rağmen, sistemin verimli çalışabilmesi için tutarsızlıklardan gelen etkileri minimize etmek adına uğraşarak kararlı sistem elde etmeyi amaçlamaktadır.

2.2.4 Geri beslemeli kontrol sistemleri

Bir geri besleme kontrol sistemi, çıktıyı ve referans girişi karşılaştıran ve aralarındaki belirli bir bağlantıyı sürdürmek için farkı bir kontrol aracı olarak kullanan sistemdir. Bir örnek, oda sıcaklığını düzenlemek için bir sistem olabilir. Termostat, odanın gerçek sıcaklığını izleyerek ve bunu referans sıcaklıkla (istenen sıcaklık) karşılaştırarak, dışarıdaki hava nasıl olursa olsun uygun bir iç ortam sıcaklığını korumak için ısıtma veya soğutma sisteminin açık veya kapalı olup olmadığını kontrol edecektir [170].

Mühendislik dışında geri bildirim kontrol sistemlerini kullanan birçok disiplin vardır. Örneğin insan vücudu, gelişmiş bir geri bildirim düzenleme sistemine sahiptir. Fizyolojik geribildirim, kan basıncını ve vücut ısısını düzenler. Geribildirim, insan vücudunun dış uyaranlara karşı duyarlılığını azaltarak ve değişen çevre koşullarına uyum sağlamasını sağlayarak gerçekten önemli bir amaca hizmet etmektedir.

Kapalı döngü kontrol sistemleri açık döngü kontrol sistemleriyle karşılaştırıldığında, sistem yanıtını sistem parametrelerindeki hem dahili hem de harici değişikliklere karşı daha dayanıklı hale getirmek için geri bildirim kullanma avantajına sahiptir. Bu nedenle, açık döngü kontrol sistemlerde bunu yapmak imkansızdır. Başka bileşenler kullanarak belirli bir modelin doğru kontrolünü sağlamak mümkündür. Kararlılık açısından, açık döngü kontrol sisteminin kurulması daha kolaydır çünkü sistem kararlılığı önemli bir sorun değildir. Öte yandan, kararlılık, hataları aşırı düzeltme eğiliminde olabilen kapalı döngü kontrol sisteminde önemli bir sorundur ve dolayısıyla sabit veya değişen kazançta salınımlara neden olabilir.

Girdilerin önceden bilindiği ve bozulmaların olmadığı sistemler için açık döngü kontrolünün kullanılmasının tavsiye edilmektedir. Kapalı devre kontrol sistemlerinin faydaları yalnızca sistem elemanlarında öngörülemeyen kesintiler veya değişiklikler olması durumunda ortaya çıkar. Karşılaştırmalı olarak incelenirse kapalı çevrimli bir kontrol sistemi eşdeğer bir açık çevrimli kontrol sistemine göre daha fazla bileşen kullanır. Sonuç olarak kapalı çevrim kontrol sistemlerinin maliyeti ve gücü genellikle daha yüksektir. Açık döngü kontrolü, pratik olduğunda bir sistemin gerekli gücünü azaltmak için kullanılabilir. Açık çevrim ve kapalı çevrim kontrollerinin uygun bir kombinasyonu genellikle daha ucuzdur ve tatmin edici bir genel sistem performansı sağlar.

Geri beslemeli olmayan kontrol sistemlerinin başlıca avantajları şunlardır:

- Basit yapı ve bakım kolaylığı.
- İlgili bir kapalı devre sistemden daha ucuz.
- Kararlılık problemi ile uğraşmaz.
- Çıkış değerinin ölçmenin zor olduğu veya bu değeri tam olarak ölçmenin mümkün olmadığı durumlar için daha uygundur. (Örneğin, çamaşır sisteminde, çamaşır makinesinin çıktısının kalitesini, giysilerin temizliğini ölçen bir cihaz sağlamak oldukça pahalı olacaktır.)

Geri beslemeli olmayan kontrol sistemlerinin başlıca dezavantajları şunlardır:

- Kalibrasyondaki bozulmalar ve değişiklikler hatalara neden olur ve çıktı istenenden farklı olabilir.
- Çıktıda gerekli kaliteyi korumak için zaman zaman yeniden kalibrasyon gereklidir.

2.3 Klasik Kontrol Teorisinin Temelleri

Kontrol teorisi ve kontrol mühendisliği, uçak, uzay aracı, gemi, tren ve otomobil gibi dinamik sistemler, kimyasal ve endüstriyel süreçler, motorlar, jeneratörler, güç sistemleri gibi elektrik sistemleri ve makinelerle ilgilenir. Sayısal olarak kontrol problemi aşağıdaki unsurlar ile temsil edilir [171]:

- Kontrol edilmesi gereken ve önceden belirlenmiş bir şekilde davranması gereken, çıktılar olarak adlandırılan belirli bağımlı değişkenler vardır. Örneğin, bir süreçteki çeşitli noktalardaki sıcaklık ve basıncı veya bir aracın konumunu ve hızını veya voltajı atamak gerekli olabilir. Bir güç sistemindeki frekans, sistemin diğer noktalarındaki kontrolsüz ve bilinmeyen değişimlere rağmen verilen istenen sabit değerlere kadar olabilir.
- Motor terminallerine uygulanan voltaj veya valf konumu gibi giriş adı verilen belirli bağımsız değişkenler, regüle edilebilir ve sistemin davranışını kontrol eder. Konum, hız veya sıcaklık gibi diğer bağımlı değişkenlere sistem üzerinde dinamik ölçümler olarak erişilebilir.
- Sistemi etkileyen bilinmeyen ve öngörülemeyen bozukluklar var. Bunlar, örneğin, bir güçteki yük dalgalanmaları olabilir. Bir araca etki eden sert rüzgarlar, bir klima modeline etki eden dış hava koşulları veya yolcular girip çıkarken bir asansör motorunda dalgalanan yük torku gibi rahatsızlıklar sayılabilir.

- Model dinamiklerini tanımlayan denklemler ve bu denklemlerin içerdiği parametreler tam olarak bilinmiyor ise ya da en iyi durumu temsil eden parametreler yalnız bilinmesidir. Bu belirsizlik, bir süreci yöneten fiziksel yasalar ve denklemler iyi bilindiğinde bile ortaya çıkabilir. Örneğin bu denklemler doğrusal olmayan bir sistemin bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmasıyla elde edilmiştir. Çalışma noktası değiştikçe sistem parametreleri de değişir.

İntegral işlevi, kontrol etmek ve dayanıklı servo mekanizmalar tasarlamak için kontrol endüstrisinde yaygın olarak kullanılır. İntegral işlevi en kolay şekilde bilgisayar kontrolü ile uygulanır. Burada dayanıklı bir kararlılık ve bozulma reddi elde etmek için entegre kontrolün genel olarak nasıl çalıştığı açıklanmıştır. Denklemdeki integratörlü girdi-çıktı ilişkisini ele alalım.

$$y(t) = K\int_0^t u(\tau)d\tau + y(0),\ \text{y(0)=0} \tag{2.1}$$

veya diferansiyel formda

$$\frac{dy(t)}{dt} = Ku(t) \tag{2.2}$$

burada K integratör kazancıdır. Denklem, bir integratörün çalışması hakkında aşağıdaki önemli gerçekleri kanıtlar.

- Bir integratörün çıktısı bir zaman diliminde sabitse, o zaman girdi aynı dilim üzerinde aynı şekilde sıfır olmalıdır.
- Bir integratörün çıktısı, girdi sıfır olmadığı sürece değişir.

Yukarıda belirtilen basit gerçekler, bir integratörün servo mekanizma problemini çözmek için nasıl kullanılabileceğini göstermektedir. Bir model çıktısının $y(t)$ bilinmeyen sabit bozulmaların varlığına rağmen sabit bir r referans değerini takip etmesi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$e(t) = r - y(t) \tag{2.3}$$

Kapalı döngü sisteminin asimptotik olarak kararlı olduğundan emin olunması sabit referans ve bozulma girişleri altında integratör çıkışı dahil tüm sinyaller sabit kararlı durum değerlerine ulaşması anlamına gelmektedir.

Endüstride en çok karşılaşılan denetleyicilerden biri oransal-integral-türev yani asıl adıyla PID denetleyicidir. Bu denetleyicinin farklı türleri vardır. Örnek olarak türev etkisi sıfırlanmış olan sadece oransal ve integral bileşenlerinden oluşan (PI) denetleyici ve integral etkisi sıfırlanmış olan sadece oransal ve türev bileşenlerinden oluşan (PD) denetleyici verilebilir. Bunların kesir dereceli genelleştirilmiş halleri olan FOPID, FOPI ve FOPD denetleyiciler de son zamanlarda kendilerine kullanım alanı bulmaktadır. Bu tez çalışmasının da hedefi FOPI ve FOPD denetleyicilerin istenilen şekilde tasarlanmasıdır.

2.4 Modern Kontrol Teorisinin Temelleri

Modern kontrol teorisi ve kontrol teorisinde kararsız duruma karşı dayanıklılık günümüzde kullanılan iki yaygın kontrol teorisidir. Bu teoriler bazen klasik kontrol teorisi veya geleneksel kontrol teorisi olarak bilinir [170]. Mühendislik ve araştırmanın tüm yönleri otomatik kontrol gerektirir. Robotik sistemler, çağdaş üretim ve sıcaklık, basınç, nem, akış vb. yönetimi otomatik kontrole bağlıdır.

James Watt'ın buhar motoru hız kontrolü 18. yüzyılda otomatik kontrol alanına ilk önemli katkıydı. Diğerlerinin yanı sıra Minorsky, Hazen ve Nyquist, kontrol teorisine yönelik ek önemli erken çalışmalara katkıda bulundular [150, 172]. Minorsky, 1922'de otomatik dümen gemi denetleyicileri geliştirdi ve sistemi tanımlayan diferansiyel denklemlerden kararlılığın nasıl hesaplanabileceğini gösterdi. 1932'de Nyquist, kararlı durum sinüzoidal girişlerine açık döngü yanıtı temelinde kapalı döngü sistemlerinin kararlılığını belirlemek için nispeten basit bir yapı geliştirdi. 1934 yılında, konum kontrol sistemleri için servo mekanizmalar terimini tanıtan Hazen, değişen bir girdiyi yakından takip edebilen röle servo mekanizmalarının tasarımını tartıştı.

1940'larda mühendisler, frekans cevabı yöntemleri, özellikle Bode'den türeyen Bode diyagramı yöntemleri sayesinde performans kriterlerini karşılayan doğrusal kapalı döngü kontrol sistemleri oluşturabildiler. 1940'lar ve 1950'lerdeki birçok endüstriyel kontrol sistemi, basıncı, sıcaklığı vb. kontrol etmek için PID denetleyicileri kullandı. 1940'ların başında Ziegler ve Nichols, PID denetleyicilerini ayarlamak için Ziegler–Nichols ayarlama

kuralları adı verilen kurallar önerdiler [173]. 1940'lardan 1950'lere kadar Evans'a bağlı olarak Kök-Yer Eğrisi Yöntemi tamamen geliştirildi [174].

Frekans tepkisi, klasik kontrol teorisinin çekirdeğini oluşturmaktadır. Bunun neticesinde Kök-Yer Eğrisi Yöntemleri, kararlı olan ve bir dizi az ya da çok keyfi performans gereksinimini karşılayan sistemlere yol açmıştır. 1950'lerin sonlarından bu yana, kontrol tasarım problemlerindeki vurgu, çalışan birçok sistemden birinin tasarımından, bir anlamda tek bir optimal sistemin tasarımına kaydırıldı.

Çok sayıda giriş ve çıkışa sahip modern modeller giderek daha çok karmaşık hale geldiğinden, çağdaş bir kontrol sistemini tanımlamak için birçok denklem gereklidir. Yalnızca tek girişli, tek çıkışlı sistemleri ele alan klasik kontrol teorisi çok girişli ve çıkışlı sistemlere uygulandığında işe yaramaz hale gelir.

Modern kontrol teorisi, çağdaş modellerin artan karmaşıklığı, doğruluk, askeri, havacılık ve endüstriyel uygulamalardaki ağırlık ve katı maliyet gereklilikleri ile başa çıkmak için geliştirilmiştir.

Dijital bilgisayarların yaygın olarak kullanılabilir hale geldiği yaklaşık 1960'dan beri durum değişkenlerini kullanarak zaman alanı analizine ve sentezine dayanmaktadır. 1960 ile 1980 yılları arasında, karmaşık sistemlerin uyarlanabilir ve öğrenen kontrolü ile stokastik ve deterministik sistemlerin optimum kontrolü üzerine derinlemesine araştırmalar yapıldı. 1980'lerden 1990'lara kadar olan modern kontrol teorisi gelişmeleri, ses kontrolü ve ilgili konulara odaklandı.

Diferansiyel denklem sistemlerinin zaman alanı analizi, çağdaş kontrol teorisinin temelini oluşturur. Kontrol sisteminin gerçek bir modeline dayanması nedeniyle modern kontrol teorisi tasarımını daha basit hale getirmiştir. Bununla birlikte sistemin kararlılığı model ile gerçek dünya problemi olarak ele alınan sistem arasındaki tutarsızlığa karşı hassastır. Bu modele göre oluşturulan denetleyici, fiziksel bu sisteme uygulandığında sistemin kararlı olamayacağını gösterir. Bunu önlemek için denetleyici, sistem hatası varsayılan aralıkta kalırsa, kararlılığı için oluşturulan kontrol sistemi aynı kalacak şekilde yapılandırılmaktadır. Bu önce kontrol sistemi için olası hata aralığının belirlenmesiyle yapılır. Ses kontrol teorisi bu fikre dayalı tasarım yaklaşımını ifade eder. Frekans yanıtı yaklaşımının yanı sıra zaman alanı tekniği de bu teoriye dahildir. Bu teori matematiksel olarak oldukça karmaşıktır.

2.5 Otomatik Kontrol Teorisinin Temelleri

Otomatik kontrol cihazlarının erken gelişimi İskenderiye, Mısır'daki eski su saatine veya Çin'deki Han Hanedanlığı döneminde yaklaşık 2000 yıl önce geliştirilen eski pusula aracına kadar izlenebilir [175].

1788'de James Watt tarafından icat edilen bilye düzenleyici, yaygın olarak kullanılan ilk otomatik geri besleme kontrol sistemi olarak kabul edilmektedir. Kontrol sistemleri üzerine teorik araştırma, 1868'de Maxwell'in, 1874'de Routh'un ve 1895'de Hurwitz'in çalışmalarının öncülüğünü yaptığı diferansiyel denklemleri içeren kararlılık problemlerinin incelenmesiyle başlamıştır.

Kontrol stratejisi tasarım problemleri ilk olarak 1922'de Minorsky tarafından önerilmiştir. Üç terimli denetleyicinin veya PID (Oransal İntegral Türev) denetleyicinin ilk kez formüle eden Ziegler ve Nichols tarafından 1942'de sunulan PID denetleyici ayarlama algoritmaları, bugün hala kontrol mühendisliğinde önemli bir etkiye sahiptir [173, 176, 177].

Dayanıklı kontrol kontrol sistemleri tasarımında çok fazla ilgi duyulan yeni bir alandır. Modern dayanıklı kontrol araştırmaları Zames tarafından 1981'de başlatıldı. Burada optimal kontrol problemleri, Hardy uzaylarında normların minimizasyonu olarak formüle edildi. Durum uzayı çözümü 1989'da Doyle ve diğerleri tarafından bu tür problemlere önemli bir hesaplama katkısı sağladı [178, 179].

Bilgisayar destekli analiz ve tasarım yazılımlarının ilk nesli Melsa ve Jones tarafından 1970 yılında geliştirilen ve önemli miktarda Fortran altprogramının sağlandığı programları içerir. Ancak bu herhangi bir özel sorun için ana programın kullanıcı tarafından hazırlanmasını gerektirdi. Bu da çözüm prosedürünü sıkıcı ve karmaşık hale getirdi [180].

CACSD (Bilgisayar Destekli Kontrol Sistemi Tasarımı) yazılımının ikinci neslinin ana özelliği, insan-makine etkileşimli ortamın sağlanmasıydı. Bu yazılım platformlarının iyi örnekleri Moler tarafından 1980'de geliştirilen MATLAB ve 1985'de Åström tarafından geliştirilen INTRAC'dır.

Şu anda çeşitli CACSD yazılım paketleri arasında nesiller boyu süren evrimden sonra MATLAB mühendislik ve mühendislik dışı uygulamalarda en baskın ve yaygın olarak kullanılan ortamdır. MATLAB özellikle sistem kontrolü için araştırma, geliştirme ve eğitimde en popüler araçtır [181, 182].

2.6 Kesir Dereceli Sistemlerin Tarihsel Gelişimi

Kesirli sistemler veya derecesi tamsayı olmayan sistemler, 2006'da Oldham, 1975'de Ross, 2007'de Sabatier, 2006'de Kilbas ve 2007'de Das tarafından tamsayı dereceli sistemlerin genelleştirilmesi olarak düşünülebilir [32, 34, 183-186]. Kesirli hesap, a ve t'nin işlem limitleri olduğu ve $r \in \mathbb{R}$ 'nin tamsayı olmayan mertebeli temel operatör ${}_aD_t^r$ 'ye entegrasyon ve türevin genelleştirilmesidir. Sürekli tamsayı-diferansiyel operatörü şu şekilde tanımlanır.

$$ {}_aD_t^r = \begin{cases} \dfrac{d^r}{dt^r} & : r > 0, \\ 1 & : r = 0, \\ \displaystyle\int_a^t (dt)^{-r} & : r < 0. \end{cases} \tag{2.4} $$

2006'da Oldham [183], 1999'de Podlubny [187] göre Grunwald-Letnikov, Riemann-Liouville ve Caputo tanımı genel kesirli diferansiyel integral için en sık kullanılan birbirine eş, üç eşdeğer tanımdır. Grunwald-Letnikov tanımı aşağıda verilmiştir.

$$ {}_aD_t^r f(t) = \lim_{h \to 0} h^{-r} \sum_{j=0}^{\frac{t-a}{h}} (-1)^j \binom{r}{j} f(t - jh) \tag{2.5} $$

burada $\binom{r}{j} = \dfrac{\Gamma(r+1)}{j!\,\Gamma(r-j+1)}$ olup $\Gamma(.)$ gamma fonksiyonunu temsil etmektedir. Riemann-Liouville tanımı da aşağıdaki şekildedir.

$$ {}_aD_t^r f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-r)} \frac{dn}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{r-n+1}} d\tau, \; n-1 < r < n \tag{2.6} $$

Denklem (2.6) ile r. mertebeden Riemann-Liouville zaman kesirli türev olarak bilinmektedir. Caputo zaman kesirli türev operatörü tanımı şu şekilde yazılabilir.

$$ {}_aD_t^r f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-r)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{r-n+1}} d\tau, \; n-1 < r < n \tag{2.7} $$

Denklem (2.7) Riemann-Liouville kesirli türev ile Caputo kesirli türevi bazı şartlar altında çakışacağı Caputo kesirli türevin tanımına göre gösterilmiştir [188].

Yukarıdaki belirtilen $\Gamma(m)$ gamma fonksiyonu ise, pozitif gerçek m için faktöriyel fonksiyon aşağıdaki ifade ile gösterilir.

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} e^{-u} u^{m-1} du \tag{2.8}$$

burada, m bir tamsayı olduğunda, gamma fonksiyonu aşağıdaki form elde edilir.

$$\Gamma(m+1) = m! \tag{2.9}$$

Kesirli türevin tanımından yola çıkılarak, $n-m=q$ mertebeli bir türev elde etmek için m mertebeli integralin (m uygun tamsayı olmayan) n mertebeli türevi (n uygun tamsayı) alınabilir.

$$\frac{d^q f(t)}{dt^q} = \frac{d^{n-m} f(t)}{dt^{n-m}} = \frac{1}{\Gamma(m)} \frac{d^n}{dt^n} \int_0^t (t-y)^{m-1} f(y) dy \tag{2.10}$$

Ayrıca, tamsayı mertebeli türevler için geçerli olan türetme kurallarının çoğu, tamsayı mertebeli olmayan durumlara genişletilebilir. Leibniz ve Zincir kuralı şu şekildedir.

Leibniz Kuralı:

$$\frac{d^m (f(t)g(t))}{dt^m} \neq \frac{d^m f(t)}{dt^m} g(t) + \frac{d^m g(t)}{dt^m} f(t) \tag{2.11}$$

Zincir Kuralı:

$$\frac{d^m (f(t)g(t))}{dt^m} = \frac{d^m f(t)}{dg^m} \frac{d^m g(t)}{dt^m} \tag{2.12}$$

Matematik, fen bilimleri ve mühendislik alanında d/dx, d^2/dx^2 vb. neden rasyonel, kesirli, irrasyonel ve hatta karmaşık bir sayı olmasın fikriyle ortaya çıkmıştır. İntegral ve diferansiyel hesabın en başında, 1695'de L'Hopital'e yazdığı bir mektupta Leibniz'in kendisi şu soruyu sormuştu. Tamsayı mertebeli türevlerin anlamı tamsayı mertebeli olmayan türevlere genelleştirilebilir mi? L'Hopital farklı bir bakış açısıyla Leibniz'e farklı bir cevap sundu. Ya derece 1/2 olursa nasıl olur? 1695 tarihli bu mektupta Leibniz şu yanıtı verdi. Bu yararlı sonuçların çıkarılacağı bir paradoksa yol açacak. Leibniz tarafından tamsayı dereceli olmayan bir türev için ortaya atılan soru, 300 yılı aşkın süredir

devam eden bir konuydu ve şimdi bu soru, sıradan türevin genelleştirilmesi ve keyfi (tamsayı olmayan) düzene entegrasyon olan kesirli hesap olarak biliniyor [189].

Kesirli hesabı ve kontrol uygulamalarından önce, *"kesirli"* veya *"kesirli sıra"* kelimelerinin yanlış kullanılan kelimeler olduğunu ifade edilmektedir. Sıranın kendisi de irrasyonel olabileceğinden, daha doğru bir terim *"tamsayı olmayan sıra"* olmalıdır. Bununla birlikte, literatürdeki çok fazla miktarda çalışma, aynı kavramı ifade etmek için daha genel olarak *"kesirli"* kullanır. Bu nedenle bu tez kapsamında *"kesirli"* veya *"kesir dereceli"* terimini kullanılmaktadır.

2.7 Kesir Dereceli Matematiğin Tarihsel Gelişimi

Euler ve Lagrange 18. yüzyılda bu konuya ilk teorik katkıları sağladı. Liouville, Riemann ve Holmgren 19. yüzyılın başlarında ve ortalarında ilk sistematik araştırmaları yaptılar. Fonksiyonları üstel dizilerde genişleten ve böyle bir dizinin n. mertebeden türevini, sanki n pozitif bir tamsayıymış gibi terim terim çalıştırarak Liouville tarafından tanımlandı. Tamsayı olmayan üslü kuvvet serilerine uygulanabilen ve belirli bir integral içeren farklı bir tanım Riemann önerdi. Liouville ve Riemann'ın sonuçlarını ilk birleştirenler Grunwald ve Krug oldu. Grunwald orijinal kaynaklara dönerek ve bir türev tanımını bir fark bölümünün limiti olarak başlangıç noktası olarak benimseyerek ve n. mertebeden türev için belirli integral formüllere ulaştı. Cauchy'nin adi türevler için integral formülü üzerinde çalışan Krug, Riemann'ın belirli integralinin sonlu bir alt limite sahip olarak yorumlanması gerektiğini, Liouville'in tanımının ise bir alt limite karşılık geldiğini gösterdi.

Kesirli analizin ilk uygulaması 1823'de Abel tarafından yapıldı. Tautokron problemi için integral denkleminin çözümünün, yarım mertebeden türev şeklindeki bir integral aracılığıyla elde edilebileceğini keşfetti.

On dokuzuncu yüzyılın sonlarında, George Boole'un tarafından sabit katsayılı lineer diferansiyel denklemler çözmek amacıyla sembolik yöntemlerin geliştirilmesi ve özellikle elektromanyetik teori alanında iletim problemlerini ele almak amacıyla Charles Heveside'ın katıkılar ile kesirli hesap kullanımına büyük sayılacak ilerleme sağlamıştır. Yirminci yüzyılda Weyl ve Hardy, Erd´ely (integral denklemler), Riesz (birden fazla değişkenin fonksiyonları), Scott Blair gibi çok iyi bilinen bilim adamları tarafından kesirli analizin hem teorisine hem de uygulamalarına önemli katkılar yapılmıştır [183, 190, 191].

2.7.1 Kesir dereceli integraller

Riemann-Liouville'in anlayışına uygun olarak, $R(\alpha)>0$ dereceli kesir mertebeli integral kavramı, Cauchy'nin bir $f(t)$ fonksiyonunun n-katlı integraline karşılık gelen ilkelin hesaplanmasını azaltan tekrarlanan integraller formülünün doğal bir sonucudur. Bu formül şu şekilde ifade edilebilir [189].

$$I_c^n f(t) \triangleq D_c^{-n} f(t) = \frac{1}{(n-1)!}\int_c^t (t-\tau)^{n-1} f(\tau) d\tau,\ t>c,\ \mathrm{n} \in \mathbb{Z}^+ \tag{2.13}$$

Denklemde, $t=c$ için $I_c^n f(t)$ ve onun $1,2,3,...,n-1$ mertebelerinden türevlerinin sıfır olduğunu görebiliriz. Doğal bir şekilde, denklemini geçerliliğini $n \in \mathbb{R}^+$'ya genişletebiliriz. Bunu dikkate alarak $(n-1)! = \Gamma(n)$ ve pozitif gerçek sayı α'yı tanıtan Riemann-Liouville kesir dereceli integral şu şekilde tanımlanır.

$$I_c^n f(t) \triangleq \frac{1}{\Gamma(\alpha)}\int_c^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau,\ t>c,\ \alpha \in \mathbb{R}^+ \tag{2.14}$$

Dinamik sistemlerle uğraştığımızda, $f(t)$ fonksiyonu t zaman bağımsız değişkenine bağlı bir fonksiyondur. Dolayısı ile zaman kesir mertebeli integralin tanımı şu şekildedir.

$$I_c^n f(t) \triangleq \frac{1}{\Gamma(\alpha)}\int_0^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau,\ t>0,\ \alpha \in \mathbb{R}^+ \tag{2.15}$$

Denklemde, kesir dereceli integral formun nedensel konvolüsyonu olarak ifade edilebileceğini görebiliriz.

$$I^\alpha f(t) = \Phi_\alpha(t) * f(t),\ \alpha \in \mathbb{R}^+ \tag{2.16}$$

ile

$$\Phi_\alpha(t) = \frac{t_+^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)},\ \alpha \in \mathbb{R}^+ \tag{2.17}$$

konvolüsyonu temsil eden Denklem (2.17) ile sunulan fonksiyon $t_+^{\alpha-1}=0$ için $t<0$, $t_+^{\alpha-1}=t^{\alpha-1}$ için $t \geq 0$ tanımlıdır.

2.7.2 Kesir dereceli türevler

$n \in \mathbb{R}$ mertebesinden türev operatörünü D^n ile özdeşlik operatörünü II ile göstererek, aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$D^n I^n = II,\ I^n D^n \neq II,\ n \in \mathbb{R} \tag{2.18}$$

başka bir deyişle, D^n operatörü, I^n operatörünün yalnızca soldan tersidir.

$$I^n D^n f(t) = f(t) - \sum_{k=0}^{n-1} f^{(k)}(0^+) \frac{t^k}{k!},\ \text{t>0} \tag{2.19}$$

burada $f^{(k)}(.)$, $f(.)$ fonksiyonunun k. mertebeden türevidir.

Sonuç olarak D^α ve I^α'nın sol tersi olup olmadığı doğrulanmalıdır. Bu amaçla, $m-1<\alpha<m$ olacak şekilde m pozitif tamsayısını tanıtarak, $a \in \mathbb{R}^+$ mertebesinden kesirli mertebeli türev için Riemann-Liouville tanımı şu şekildedir.

$$\begin{aligned} {}_R D^\alpha f(t) &\triangleq D^m I^{m-a} f(t) \\ &= \frac{d^m}{dt^m}\left[\frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \right],\ m-1<\alpha<m,\ m \in \mathbb{N} \end{aligned} \tag{2.20}$$

Kesir dereceli türev için alternatif bir tanım, Caputo tarafından şu şekilde tanıtıldı.

$$\begin{aligned} {}_C D^\alpha f(t) &\triangleq I^{m-a} D^m f(t) \\ &= \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau,\ m-1<\alpha<m,\ m \in \mathbb{N} \end{aligned} \tag{2.21}$$

Bu tanım Riemann-Liouville tanımından daha kısıtlayıcıdır. Çünkü $f(t)$ fonksiyonunun m. mertebeden türevinin mutlak integrallenebilirliliği gerektirir.

Genel olarak göstermek gerekirse, aşağıdaki eşitlik geçerli olacaktır.

$${}_R D^\alpha f(t) \triangleq D^m I^{m-a} f(t) \neq I^{m-a} D^m f(t) \triangleq {}_C D^\alpha f(t) \tag{2.22}$$

$f(t)$ fonksiyonu $t = 0^+$'da sıfır olma durumu hariç ve onun birinci (m-1). mertebeden türevleri aşağıda verilmiştir.

$$ {}_R D^{\alpha} f(t) = {}_C D^{\alpha} f(t) + \sum_{k=0}^{m-1} \frac{t^{k-\alpha}}{\Gamma(k-\alpha+1)} f^{(k)}(0^+) \tag{2.23} $$

$$ {}_R D^{\alpha} \left(f(t) - \sum_{k=0}^{m-1} f^{(k)}(0^+) \frac{t^k}{k!} \right) = {}_C D^{\alpha} f(t) \tag{2.24} $$

Uygulamalardaki önemi nedeniyle, burada geriye dönük farkın genelleştirilmesine dayanan Grunwald-Letnikov tanımını ele alacağız. Bu tanım şu şekildedir.

$$ D^{\alpha} f(t)\Big|_{t=kh} = \lim_{h \to 0} \frac{1}{h^{\alpha}} \sum_{j=0}^{k} (-1)^j \binom{a}{j} f(kh - jh) \tag{2.25} $$

İntegral formda ise Grunwald-Letnikov türevinin alternatif tanımı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$ {}_L D^{\alpha} f(t) = \sum_{k=0}^{m} \frac{f^{(k)}(0^+) t^{k-\alpha}}{\Gamma(m+1-\alpha)} + \frac{1}{\Gamma(m+1-\alpha)} \int_0^t (t-\tau)^{m-\alpha} f^{(m+1)}(\tau) d\tau, \; m > \alpha - 1 \tag{2.26} $$

2.7.3 Grunwald-Letnikov kesirli integraller ve türevler

Sürekli $f(t)$ fonksiyonunu ele alalım. Birinci türevi şu şekilde ifade edilebilir [192].

$$ \frac{d}{dt} f(t) \equiv f'(t) = \lim_{h \to 0} \frac{f(t) - f(t-h)}{h} \tag{2.27} $$

Denklemi iki kez kullanmanın bir sonucu olarak $f(t)$ fonksiyonunun ikinci bir türevini elde edilebilir.

$$ \begin{aligned} \frac{d^2}{dt^2} f(t) \equiv f''(t) &= \lim_{h \to 0} \frac{f'(t) - f'(t-h)}{h} \\ &= \lim_{h \to 0} \frac{1}{h} \left\{ \frac{f(t) - f(t-h)}{h} - \frac{f(t-h) - f(t-2h)}{h} \right\} \\ &= \lim_{h \to 0} \frac{f(t) - 2f(t-h) + 2f(t-2h)}{h^2} \end{aligned} \tag{2.28} $$

burada $f(t)$ fonksiyonunun üçüncü türevini şu şekilde alabiliriz.

$$ \frac{d^3}{dt^3} f(t) \equiv f'''(t) = \lim_{h \to 0} \frac{f(t) - 3f(t-h) + 3f(t-2h) - f(t-3h)}{h^3} \tag{2.29} $$

Bu kurala göre, $n \in \mathbb{N}$, $j > n$ için $f(t)$ fonksiyonunun n-türevi için aşağıdaki formda genel bir formül yazabiliriz.

$$\frac{d^n}{dt^n} f(t) \equiv f^{(n)}(t) = \lim_{h \to 0} \frac{1}{h^n} \sum_{j=0}^{n} (-1)^j f(t - jh) \tag{2.30}$$

$f(t)$ fonksiyonu için değişkenin t değerlerinin doğrusal bir bileşimi bu ilişkiyle ifade edilir. n'nin değişken işaretli binom katsayılarının pozitif değeri için aşağıdaki tanımlar verilmiştir.

$$\binom{n}{j} = \frac{n(n-1)(n-2)...(n-j+1)}{j!} = \frac{n!}{j!(n-j)!} \tag{2.31}$$

n'nin negatif değeri durumunda,

$$\binom{-n}{j} = \frac{-n(-n-1)(-n-2)...(-n-j+1)}{j!} = (-1)^j \begin{bmatrix} n \\ j \end{bmatrix} \tag{2.32}$$

burada $\begin{bmatrix} n \\ j \end{bmatrix}$ olarak tanımlanır.

$$\begin{bmatrix} n \\ j \end{bmatrix} = \frac{n(n+1)(n+2)...(n+j-1)}{j!} \tag{2.33}$$

Denklemde -n'yi n yerine koyarsak, şunu yazabiliriz.

$$\frac{d^{-n}}{dt^{-n}} f(t) \equiv f^{(-n)}(t) = \lim_{h \to 0} \frac{1}{h^n} \sum_{j=0}^{n} \begin{bmatrix} n \\ j \end{bmatrix} f(t - jh) \tag{2.34}$$

burada n pozitif bir tam sayıdır. Denklemlere göre α mertebesinin $\alpha \in \mathbb{R}$ kesirli mertebeden türev tanımını t ile yazabiliriz ki bu şu biçime sahiptir.

$$D_t^a f(t) = \lim_{h \to 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t - jh) \tag{2.35}$$

Binom katsayılarının hesaplanması için Euler'in katsayıları arasındaki ilişkiyi kullanabiliriz. Gama işlevi ve faktöriyel, şu şekilde tanımlanır.

$$\binom{\alpha}{j}=\frac{\alpha!}{j!(\alpha-j)!}=\frac{\Gamma(\alpha)}{\Gamma(j+1)\Gamma(\alpha-j+1)},\ \binom{\alpha}{0}=1 \tag{2.36}$$

α 'nın gerçek bir sabit olduğu ve bir sınır değeri ifade ettiği $n=(t-\alpha)/h$ 'yı dikkate alırsak, şunu yazabiliriz.

$$ {}_{\alpha}D_t^a f(t)=\lim_{h\to 0}\frac{1}{h^{\alpha}}\sum_{j=0}^{\left[\frac{t-\alpha}{h}\right]}(-1)^j\binom{\alpha}{j}f(t-jh) \tag{2.37}$$

burada ${}_{\alpha}D_t^a f(t)$ operasyonunda α ve t'nin sınırlarıdır.

2.7.4 Riemann-Liouville kesirli integraller ve türevler

Riemann-Liouville tanımının ifadesi için, şu şekilde tanımlanan Riemann - Liouville n katlı integrali ele alacağız [192].

$$\int_a^t\int_a^{t_n}\int_a^{t_{n-1}}\cdots\int_a^{t_3}\int_a^{t_2} f(t_1)dt_1dt_2dt_3\ldots dt_{n-1}dt_n=\frac{1}{\Gamma(n)}\int_a^t\frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-n}}d\tau \tag{2.38}$$

için $n\in\mathbb{N},\ n>0$. $f(t)$ fonksiyonu için α mertebesindeki kesirli integral, denklemi ifade edilebilir.

$$ {}_{\alpha}I_t^{\alpha} f(t)={}_{\alpha}D_t^{-\alpha} f(t)=\frac{1}{\Gamma(-\alpha)}\int_a^t\frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}}d\tau,\ \alpha\in\mathbb{R},\ \alpha<0 \tag{2.39}$$

α dereceli kesirli türevin Riemann-Liouville tanım aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$ {}_{\alpha}D_t^{\alpha} f(t)=\frac{1}{\Gamma(n-\alpha)}\frac{d^n}{dt^n}\int_a^t\frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}}d\tau \tag{2.40}$$

$n-1<\alpha<n$ için, burada α ve t, ${}_{\alpha}D_t^{\alpha} f(t)$ operasyonunun sınırlarıdır. $0<\alpha<1$, $f(t)$ 'nin $t<0$ için $f(t)=0$ olması durumunda, kesirli integral şu şekilde oluşur.

$$ {}_0D_t^{\alpha} f(t)=\frac{1}{\Gamma(\alpha)}\int_0^t\frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}}d\tau,\ 0<\alpha<1,\ t>0 \tag{2.41}$$

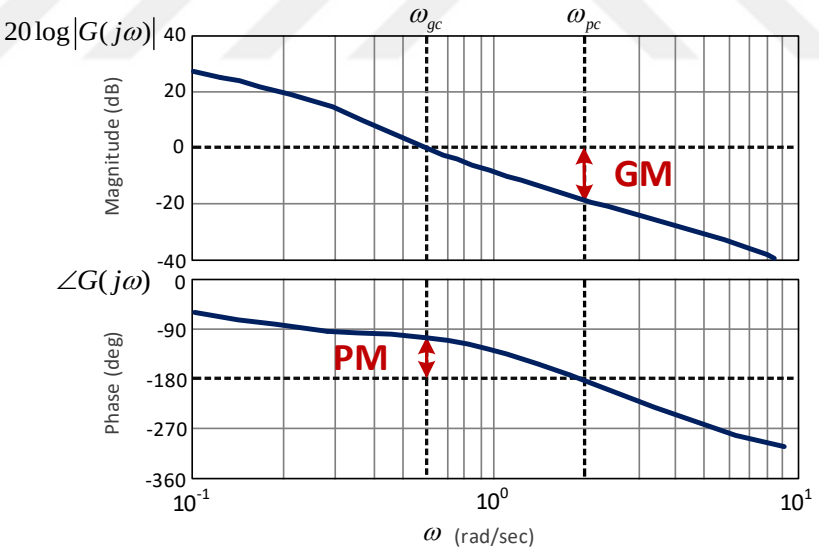
ve kesirli mertebeden türev için ifade şu şekildedir.

$$ {}_0D_t^{\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \tag{2.42} $$

2.8 Bode Diyagramının Özellikleri

Bode diyagramı iki eğriden oluşur. Birincisi, transfer fonksiyonunun genliğinin logaritmasının grafiğidir. Diğeri faz açısının bir grafiğidir. Her ikisi de logaritmik bir ölçekte frekansa karşı çizilir. $G(j\omega)$'nin logaritmik büyüklüğü $20\log|G(j\omega)|$ standart gösterimidir. Burada logaritmanın tabanı 10'dur. Bode diyagramını kullanmanın ana avantajı, büyüklüklerin çarpımının toplamaya dönüştürülebilmesidir. Ayrıca, yaklaşık bir logaritmik büyüklük eğrisi çizmek için basit bir yöntem mevcuttur. Bu çizim, asimptotik yaklaşımlara dayanır.

Sistemin kazanç ve faz payı grafikleri, Bode diyagramında birleştirilmiş olarak sağlanır. Kazanç payı, kapalı sistemi sabit tutmak için bir açık döngü sistem kazancının ne kadar artırılabileceğini gösterir. Faz payı, kapalı sistemi sabit tutmak için açık döngü sisteminin mevcut fazına ne kadar ek faz eklenebileceğini gösterir.



Şekil 2.1: Bode diyagramın genel yapısı

Açık çevrim bir kontrol sisteminin genel bir Bode diyagramı Şekil 2.1'de verilmiştir. Bu diyagramında ω_{gc} kazanç kesim frekansı, kazanç grafiği üzerindeki eğrinin 0 dB'i kestiği noktadaki frekans değeridir. PM faz payı, faz grafiğine giderek ω_{gc} frekansındaki faz değerinin -180°'ye olan uzaklığıdır. ω_{pc} faz kesim frekansı, faz grafiği üzerindeki eğrinin -

180°'yi kestiği noktadaki frekans değeridir. GM kazanç payı, kazanç grafiğine giderek ω_{pc} frekansındaki kazanç değerinin 0 db'e olan uzaklığıdır.

2.9 Zaman Gecikmeli Birinci Dereceden Modeller

Bir Birinci Dereceden Zaman Gecikmeli (FOPTD) modelin genel bir gösterimi aşağıda verilmiştir.

$$P(s) = \frac{K}{Ts+1} \mathrm{e}^{-Ls} \tag{2.43}$$

Burada T zaman sabitidir, L zaman gecikmesidir ve K kazançtır. Denklem (2.43)'de $s = j\omega$ değişikliği ile FOPTD sistemin frekans bölgesi analizi yapılabilir. Transfer fonksiyonu verilen FOPTD sistemin $P(j\omega)$ frekans cevabı şöyledir.

$$P(j\omega) = \frac{K}{T(j\omega)+1} \mathrm{e}^{-L(j\omega)} = \left|P(j\omega)\right| e^{j\angle P(j\omega)} = \sqrt{\frac{K^2}{1+T^2\omega^2}} e^{-j(\arctan(T\omega)+L\omega)} \tag{2.44}$$

FOPTD sisteminin faz ve kazanç değerleri daha sonra aşağıda gösterildiği gibi hesaplanır.

$$\left|P(j\omega)\right| = \sqrt{\frac{K^2}{1+T^2\omega^2}} \tag{2.45}$$

$$\angle P(j\omega) = -\arctan(T\omega) - L\omega \tag{2.46}$$

2.10 Zaman Gecikmeli İkinci Dereceden Modeller

Benzer olarak bir İkinci Dereceden Zaman Gecikmeli (SOPTD) modelin genel bir gösterimi aşağıda verilmiştir.

$$P(s) = \frac{K}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)} \mathrm{e}^{-Ls} \tag{2.47}$$

Burada T_1 ve T_2 zaman sabitidir, L zaman gecikmesidir ve K kazançtır. Denklem (2.47)'de $s = j\omega$ değişikliği ile SOPTD sistemin frekans bölgesi analizi yapılabilir. Transfer fonksiyonu verilen SOPTD sistemin $P(j\omega)$ frekans cevabı şöyledir.

$$
\begin{aligned}
P(j\omega) &= \frac{K}{\left(T_1(j\omega)+1\right)\left(T_2(j\omega)+1\right)} \mathrm{e}^{-L(j\omega)} \\
&= \left(\frac{K - KT_1T_2\omega^2}{\left(1+T_1^2\omega^2\right)\left(1+T_2^2\omega^2\right)} + j\left(-\frac{K\left(T_1+T_2\right)\omega}{\left(1+T_1^2\omega^2\right)\left(1+T_2^2\omega^2\right)} \right) \right) \mathrm{e}^{-jL\omega} \\
&= \left|P(j\omega)\right| e^{j\angle P(j\omega)} = \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega^2\right)\left(1+T_2^2\omega^2\right)}}\, e^{-j\left(\arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega}{K-KT_1T_2\omega^2}\right)+L\omega\right)}
\end{aligned}
\tag{2.48}
$$

SOPTD sisteminin faz ve kazanç değerleri aşağıda gösterildiği gibi hesaplanır.

$$
\left|P(j\omega)\right| = \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega^2\right)\left(1+T_2^2\omega^2\right)}} \tag{2.49}
$$

$$
\angle P(j\omega) = -\arctan\left(\frac{K\left(T_1+T_2\right)\omega}{K-KT_1T_2\omega^2}\right) - L\omega \tag{2.50}
$$

2.11 Zaman Gecikmeli Üçüncü Dereceden Modeller

Benzer olarak bir Üçüncü Dereceden Zaman Gecikmeli (TOPTD) modelin genel gösterimi aşağıda verilmiştir.

$$
P(s) = \frac{K}{\left(T_1s+1\right)\left(T_2s+1\right)\left(T_3s+1\right)} \mathrm{e}^{-Ls} \tag{2.51}
$$

Burada T_1, T_2 ve T_3 zaman sabitidir, L zaman gecikmesidir ve K kazançtır.

$$
\begin{aligned}
P(j\omega) &= \frac{K}{\left(T_1(j\omega)+1\right)\left(T_2(j\omega)+1\right)\left(T_3(j\omega)+1\right)} \mathrm{e}^{-L(j\omega)} \\
&= \left(\begin{array}{l} -\dfrac{K\left(-1+T_2T_3\omega^2+T_1\left(T_2+T_3\right)\omega^2\right)}{\left(1+T_1^2\omega^2\right)\left(1+T_2^2\omega^2\right)\left(1+T_3^2\omega^2\right)} \\ +j\left(\dfrac{K\omega\left(-T_2-T_3+T_1\left(-1+T_2T_3\omega^2\right)\right)}{\left(1+T_1^2\omega^2\right)\left(1+T_2^2\omega^2\right)\left(1+T_3^2\omega^2\right)} \right) \end{array} \right) \mathrm{e}^{-jL\omega} \\
&= \left|P(j\omega)\right| e^{j\angle P(j\omega)} \\
&= \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega^2\right)\left(1+T_2^2\omega^2\right)\left(1+T_3^2\omega^2\right)}}\, e^{-j\left(\arctan\left(\frac{\omega\left(-T_2-T_3+T_1\left(-1+T_2T_3\omega^2\right)\right)}{-1+T_2T_3\omega^2+T_1\left(T_2+T_3\right)\omega^2}\right)+L\omega\right)}
\end{aligned}
\tag{2.52}
$$

TOPTD sistemin frekans bölgesi analizi için Denklem (2.51)'de $s = j\omega$ değişikliği ile yapılabilir. Transfer fonksiyonu verilen TOPTD sistemin $P(j\omega)$ frekans cevabı bu şekilde elde edilir. TOPTD sisteminin faz ve kazanç değerleri aşağıda gösterildiği gibi hesaplanır.

$$\left|P(j\omega)\right| = \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega^2\right)\left(1+T_2^2\omega^2\right)\left(1+T_3^2\omega^2\right)}} \tag{2.53}$$

$$\angle P(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega\left(-T_2 - T_3 + T_1\left(-1+T_2T_3\omega^2\right)\right)}{-1+T_2T_3\omega^2 + T_1\left(T_2+T_3\right)\omega^2}\right) - L\omega \tag{2.54}$$

2.12 FOPI Denetleyici

PI denetleyicisinin genelleştirilmiş bir biçimi olan kesir dereceli oransal integral denetleyiciye (FOPI) ait transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$C_{PI^\lambda}(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} = k_p + k_i s^{-\lambda},\ \lambda \in (0,2) \tag{2.55}$$

Burada λ integratör parametresinin tamsayı olmayan kesir dereceli üssüdür. Klasik PI denetleyici yapısı elde etmek için $\lambda = 1$ olması gerekmektedir. Denklem (2.55)'de $s = j\omega$ değişikliği ile yukarıda verilen FOPI denetleyicinin frekans bölgesi analizi yapılabilir. Aşağıda verilen eşitlikten kompleks operatör j 'nin tam sayılı olmayan üssünü bulmak için faydalanılabiliniz.

$$\left(j\right)^\lambda = \left(\cos\frac{\pi\lambda}{2} + j\sin\frac{\pi\lambda}{2}\right) \tag{2.56}$$

Bu yöntem, FOPI denetleyicisinin frekans bölgesi cevabını elde etmek için kullanılabilir. FOPI denetleyicisinin frekans cevabı aşağıdaki gibidir.

$$C_{PI^\lambda}(j\omega) = k_p + \frac{k_i}{\left(j\omega\right)^\lambda} = k_p + k_i\omega^{-\lambda}\cos\left(\pi\lambda/2\right) - jk_i\omega^{-\lambda}\sin\left(\pi\lambda/2\right) \tag{2.57}$$

FOPI denetleyicinin faz ve kazanç değerleri şu şekilde elde edilir.

$$\left|C_{PI^\lambda}(j\omega)\right| = \sqrt{\left(k_p + k_i\omega^{-\lambda}\cos\left(\pi\lambda/2\right)\right)^2 + \left(-k_i\omega^{-\lambda}\sin\left(\pi\lambda/2\right)\right)^2} \tag{2.58}$$

$$\angle C_{PI^{\lambda}}(j\omega) = \arctan\left(\frac{-k_i\omega^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)}\right) = -\arctan\left(\frac{k_i\omega^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)}\right) \tag{2.59}$$

2.13 FOPD Denetleyici

PD denetleyicisinin genelleştirilmiş bir biçimi olan kesirli orantılı türev (FOPD) denetleyiciye ait denetleyicinin transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$C_{PD^{\mu}}(s) = k_p + k_d s^{\mu},\ \mu \in (0,2) \tag{2.60}$$

Burada μ türev parametresinin tamsayı olmayan kesir dereceli üssüdür. Klasik PD denetleyici yapısı elde etmek için $\mu = 1$ olması gerekmektedir. Denklem (2.60)'de $s = j\omega$ değişikliği ile yukarıda verilen FOPD denetleyicinin frekans bölgesi analizi yapılabilir. Aşağıda verilen eşitlikten kompleks operatör j 'nin tam sayılı olmayan üssünü bulmak için faydalanılabiliniz.

$$(j)^{\mu} = \left(\cos\frac{\pi\mu}{2} + j\sin\frac{\pi\mu}{2}\right) \tag{2.61}$$

Bu yöntem, FOPD denetleyicisinin frekans etki alanı yanıtını elde etmek için kullanılabilir. Bir aktarım işlevi kullanılırken FOPD denetleyicisinin frekans yanıtı aşağıdaki gibidir.

$$C_{PD^{\mu}}(j\omega) = k_p + k_d(j\omega)^{\mu} = k_p + k_d\omega^{\mu}\cos(\pi\mu/2) + jk_d\omega^{\mu}\sin(\pi\mu/2) \tag{2.62}$$

FOPD denetleyicinin faz ve kazanç değerleri şu şekilde elde edilir.

$$\left|C_{PD^{\mu}}(j\omega)\right| = \sqrt{\left(k_p + k_d\omega^{\mu}\cos(\pi\mu/2)\right)^2 + \left(k_d\omega^{\mu}\sin(\pi\mu/2)\right)^2} \tag{2.63}$$

$$\angle C_{PD^{\mu}}(j\omega) = \arctan\left(\frac{k_d\omega^{\mu}\sin(\pi\mu/2)}{k_p + k_d\omega^{\mu}\cos(\pi\mu/2)}\right) \tag{2.64}$$

2.14 Model ve Denetleyiciden Oluşan Sistem

Bu çalışmada kullanılan modelleri ve denetleyicileri tanımladıktan sonra, kontrol edilmek istenile sisteminin matematiksel olarak gösterimi faydalı olacaktır. Aşağıdaki formülasyon, tezde kullanılan açık çevrim kontrol sistemini göstermektedir. Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$G(s) = C(s)P(s) \tag{2.65}$$

Aşağıdaki denklem, yukarıda belirtilen sistemin frekans tepkisini belirlemek için kullanılabilir. $G(s)$ sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki frekans yanıtına sahiptir.

$$G(j\omega) = C(j\omega)P(j\omega) \tag{2.66}$$

Denetleyicinin ve kontrol edilecek modelin önceden sağlanan frekans yanıtlarını kullanarak, sistemin frekans yanıtını belirlemek için aşağıdaki denklemler kullanılabilir. Açık döngü sisteminin faz ve kazanç değerleri, aşağıda açıklanan şekilde elde edilir.

$$|G(j\omega)| = |C(j\omega)P(j\omega)| = |C(j\omega)||P(j\omega)| \tag{2.67}$$

$$\angle G(j\omega) = \angle C(j\omega)P(j\omega) = \angle C(j\omega) + \angle P(j\omega) \tag{2.68}$$

2.15 Kararlılık Sınır Eğrileri

Bir sistemin kararlılığı, denetleyici tasarlanırken dikkate alınması gereken en önemli faktördür. Kararlılık analizi çeşitli teknikler kullanılarak yapılmaktadır. Kararlılık Sınır Eğrileri (SBL) yöntemi de bu tekniklerden biridir. Denetleyici parametrelerinin kararlı olduğu bölge, SBL kararlılık analizi yaklaşımı kullanılarak görsel olarak görüntülenebilir. Bu bilgi, denetleyici tasarımında kullanılabilmektedir. Yalnızca denetleyici katsayılarının kararlı olduğu bölgeyi sağladığı için SBL kararlılık analiz yöntemi, ideal ve istenilen bir denetleyici katsayısı önermez. Katsayı optimizasyon teknikleri için kararlılık bölgesini belirlemek çok önemlidir. Meta-sezgisel optimizasyon kullanan uygulamalar, özellikle çalışma bölgesinin sınırları belirlendiğinden, bundan büyük ölçüde yararlanır. Ek olarak, SBL etkileşimleri, sol-sağ frekans sınırlarını belirlerken korelasyon bağlantılarını göstermek için çok önemlidir.

Bu bölümde, SBL yöntemi kullanılarak FOPI denetleyici ile FOPTD sistemlerinin kararlılık hesaplama formülasyonları önerilmiştir. Önerilen formülasyonlar ile SBL yönteminin uğraştırıcı ve zor olan kararlılık alanının tespitinde ilave katkıları gösterilmiştir. Araştırmacılar tarafından SBL yöntemiyle kararlılık bölgeleri tespit edilirken, bu çalışmada bunlara ek olarak kararlı bölge içerisindeki kararsız frekans aralıkları ve bölgelerinin hesaplama denklemleri verilmiştir.

Sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası sistemin karakteristik polinomu olarak adlandırılır. Karakteristik polinomun transfer fonksiyonu şöyledir.

$$T(s)=\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{G(s)}{1+G(s)} \tag{2.69}$$

Transfer fonksiyonu verilen sistemin karakteristik polinomu sıfıra eşitlenerek elde edilen denklemin kökleri sistemin kararlılığı hakkında önemli bilgiler içermektedir. Sistemin kararlılığını incelememizi sağlayacak karakteristik denklemin pay ve paydasının transfer fonksiyonu ve aşağıda verilmiştir.

$$\Delta(s)=1+G(s)=1+C(s)P(s)=0 \tag{2.70}$$

Sistemin karakteristik polinomunun pay kısmının frekans cevabındaki denklemin üstel ve karmaşık ifadelerin trigonometrik formda ifade edildikten sonra frekans cevabının reel ve karmaşık olarak iki kısımdan oluştuğu görülecektir. Frekans cevabının bu iki bileşeni gruplanarak ortak bir parantezde toplanıldığında sistemin $E(\omega)$ çift ve $O(\omega)$ tek frekans cevapları elde edilir.

$$N_{\Delta}(j\omega)=E(\omega)+jO(\omega)=0 \tag{2.71}$$

Karakteristik polinomun çift ve tek frekans cevap denklemlerinin ortak çözümleri ile denetleyicinin performans katsayıları elde edilir.

2.16 FOPI Denetleyici için SBL Denklemleri

Birinci dereceden zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı için SBL yöntemine göre elde edilmiş denetleyici katsayıları şöyledir.

$$
\begin{aligned}
k_p &= -\frac{1}{K}\left(\csc(\pi\lambda/2)\begin{pmatrix} T\omega\cos(\pi\lambda/2+L\omega) \\ +\sin(\pi\lambda/2+L\omega)\end{pmatrix}\right) \\
k_i &= \frac{1}{K}\left(\omega^{\lambda}\csc(\pi\lambda/2)\begin{pmatrix} T\omega\cos(L\omega) \\ +\sin(L\omega)\end{pmatrix}\right)
\end{aligned}
\tag{2.72}
$$

İkinci dereceden zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı için ise yine SBL yöntemine göre elde edilmiş denetleyici katsayıları şöyledir.

$$
\begin{aligned}
k_p &= \frac{1}{K}\left(\csc(\pi\lambda/2)\begin{pmatrix} -\left((T_1+T_2)\omega\cos(\pi\lambda/2+L\omega)\right) \\ +\left(-1+T_1T_2\omega^2\right)\sin(\pi\lambda/2+L\omega)\end{pmatrix}\right) \\
k_i &= \frac{1}{K}\left(\omega^{\lambda}\csc(\pi\lambda/2)\begin{pmatrix} \left((T_1+T_2)\omega\cos(L\omega)\right) \\ -\left(-1+T_1T_2\omega^2\right)\sin(L\omega)\end{pmatrix}\right)
\end{aligned}
\tag{2.73}
$$

Üçüncü dereceden zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı için ise yine SBL yöntemine göre elde edilmiş denetleyici katsayıları şöyledir.

$$
\begin{aligned}
k_p &= \frac{1}{K}\left(\csc(\pi\lambda/2)\begin{pmatrix} \left(-T_2-T_3+T_1\left(-1+T_2T_3\omega^2\right)\right)\omega\cos(\pi\lambda/2+L\omega) \\ +\left(-1+T_2T_3\omega^2+T_1\left(T_2+T_3\right)\omega^2\right)\sin(\pi\lambda/2+L\omega)\end{pmatrix}\right) \\
k_i &= -\frac{1}{K}\left(\omega^{\lambda}\csc(\pi\lambda/2)\begin{pmatrix} \left(-T_2-T_3+T_1\left(-1+T_2T_3\omega^2\right)\right)\omega\cos(L\omega) \\ +\left(-1+T_2T_3\omega^2+T_1\left(T_2+T_3\right)\omega^2\right)\sin(L\omega)\end{pmatrix}\right)
\end{aligned}
\tag{2.74}
$$

2.17 FOPD Denetleyici için SBL Denklemleri

Birinci dereceden zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı için SBL yöntemi ile elde edilmiş FOPI denetleyici katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$
\begin{aligned}
k_p &= \frac{1}{K}\left(\csc(\pi\mu/2)\begin{pmatrix} T\omega\cos(\pi\mu/2-L\omega) \\ -\sin(\pi\mu/2-L\omega)\end{pmatrix}\right) \\
k_d &= -\frac{1}{K}\left(\omega^{-\mu}\csc(\pi\mu/2)\begin{pmatrix} T\omega\cos(L\omega) \\ +\sin(L\omega)\end{pmatrix}\right)
\end{aligned}
\tag{2.75}
$$

İkinci dereceden zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı için de SBL yöntemi ile elde edilmiş FOPD denetleyici katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$
\begin{aligned}
k_p &= \frac{1}{K}\left(\csc(\pi\mu/2)\begin{pmatrix}(T_1+T_2)\,\omega\cos(\pi\mu/2-L\omega)\\ +\left(-1+T_1T_2\omega^2\right)\sin(\pi\mu/2-L\omega)\end{pmatrix}\right)\\
k_d &= \frac{1}{K}\left(\omega^{-\mu}\csc(\pi\mu/2)\begin{pmatrix}-\left((T_1+T_2)\,\omega\cos(L\omega)\right)\\ +\left(-1+T_1T_2\omega^2\right)\sin(L\omega)\end{pmatrix}\right)
\end{aligned}
\tag{2.76}
$$

Üçüncü dereceden zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı için de SBL yöntemi ile elde edilmiş FOPD denetleyici katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$
\begin{aligned}
k_p &= -\frac{1}{K}\left(\csc(\pi\mu/2)\begin{pmatrix}\left(-T_2-T_3+T_1\left(-1+T_2T_3\omega^2\right)\right)\omega\cos(\pi\mu/2-L\omega)\\ -\left(-1+T_2T_3\omega^2+T_1\left(T_2+T_3\right)\omega^2\right)\sin(\pi\mu/2-L\omega)\end{pmatrix}\right)\\
k_d &= \frac{1}{K}\left(\omega^{-\mu}\csc(\pi\mu/2)\begin{pmatrix}\left(-T_2-T_3+T_1\left(-1+T_2T_3\omega^2\right)\right)\omega\cos(L\omega)\\ +\left(-1+T_2T_3\omega^2+T_1\left(T_2+T_3\right)\omega^2\right)\sin(L\omega)\end{pmatrix}\right)
\end{aligned}
\tag{2.77}
$$

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Tez konusuyla ilgili özellikleri ve avantajları ve bu araçlarla amaçlara ulaşmak için kullanılan araçlar bu bölümde detaylandırılmıştır.

Materyal

Bu tezde hem Mathematica 13.1 sembolik matematiksel hesaplama aracı hem de MATLAB R2022a çoklu paradigma sayısal hesaplama paketi kullanılmıştır. Bu ekipman, pratik ve belirli gereksinimlere yönelik çözümler üreten dillerdir. Kullanımı daha basit ve daha az kodlama gerektirir.

MATLAB yazılımının temel özellikleri şöyledir:

- MathWorks tarafından geliştirildi.
- Bu yazılım parçası, kullanıcıların C, C++ ve Java dışındaki dillerde yazılmış diğer programlarla etkileşime girmesini, sembolik ve sayısal hesaplamalar yapmasını, fonksiyon ve veri çizmesini, algoritmalar geliştirmesini ve kullanıcı arayüzü tasarlamasını sağlar.
- Görüntü işleme uzmanları tarafından en çok tercih edilen dildir ve günümüzde eğitim ortamlarında, özellikle lineer cebir ve sayısal analiz öğretimi için hala kullanılmaktadır.
- Alt programlar ve işlevleri çağırmak için Fortran veya C programlama dili kullanılabilir.
- Doğrusal cebir, istatistik, optimizasyon, sayısal analiz ve Fourier analizi kullananlar da dahil olmak üzere çeşitli görevleri hızlı ve verimli bir şekilde tamamlar.
- Programlama dili, iki boyutlu ve üç boyutlu grafikler oluşturmak için de kullanılabilir.
- Çok zor matematiksel hesaplamalar bile hızlı bir şekilde tamamlanabilir ve temel matematiksel grafikler iki ve üç boyutlu olarak yapılabilir. MATLAB, paraboller, sinüs dalgaları, kosinüs dalgaları ve polinomlar dahil olmak üzere iki ve üç boyutlu grafiklerin doğru bir şekilde çizilmesini sağlar.

Mathematica programının temel özellikleri şunlardır:

- Wolfram Research şirketi, görselleştirme, veri bilimi, görüntü işleme, sinir ağları ve makine öğrenimi dahil olmak üzere çok çeşitli teknik bilgi işlem konularını kapsayan modern teknik bilgi işlem için bir sistem yarattı.
- Mathematica sistemi matematik, mühendislik, teknik hesaplama gibi birçok bilimsel alanda kullanılmaktadır. Mathematica tarafından kullanılan programlama dili Wolfram olarak adlandırılmaktadır.
- Karmaşık sayıları, dizileri ve ilişkisel dizileri, rasgele hassas aritmetiği, aralık aritmetiğini, sansürlü belirsizlik verileri içeren sayıları, zamansal verileri, zaman serilerini, birim tabanlı verileri ve sembolik hesaplamayı destekler. Ayrıca matris ve veri işleme özellikleri sağlar. Doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol sistemleri için kitaplıklara ve 2B, 3B verileri, işlevi ve coğrafi gösterimi çizme yeteneğine sahiptir.

Yöntem

Bu tez, literatürde yer alan analitik teknikleri analiz ederek ve kullanarak analitik tekniklerin en yaygın formülasyonlarını sunmayı amaçlamaktadır. Tez araştırma süresi boyunca elde edilerek paylaşılan formülasyonların temel amacı, istenilen denetleyicilerin sistemin kararlılığını garanti etmek için olabildiğince hızlı ve karmaşığı en az sonuçlar üretmektir. Bu durumda, tezin genel hedefleri aşağıdaki şekilde sıralanabilir:

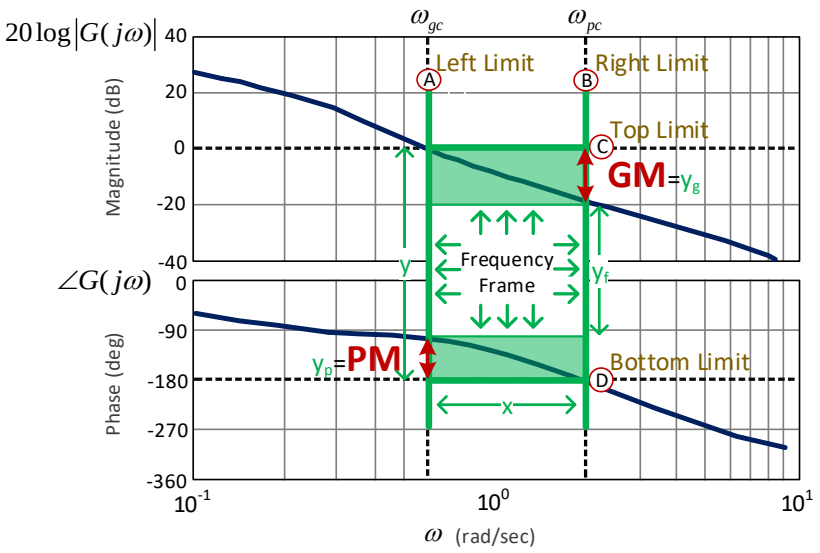
- Denetleyicinin kararlı durumda çalışması için analitik yaklaşımların incelenmesi,
- Sistem dayanıklılığını artırmak için mevcut yaklaşımları geliştirmek için analitik yöntem araştırması,
- Bu yöntemlerle incelenen sistemlerin temel modellerinin incelenmesi,
- Karmaşık formüllere sahip alanlar için en yaygın sistem modellerinin incelenmesi,
- Formüllerin bilgisayar tabanlı programlar ve yazılı kaynaklarla doğrulanması,
- MATLAB'ın formül kodlarının değiştirilmesi, yeni araştırmaların hızını artırmak için kullanılır.

4. KESİR DERECELİ DENETLEYİCİLERİN FREKANS BÖLGESİNDE ANALİTİK VE DAYANIKLI TASARIMI

Tezin birincil katkısını da içeren bu bölümde, FOPTD, SOPTD ve TOPTD modelleri için FOPI ve FOPD denetleyicilerinin *"frekans çerçevesi"* yöntemi kullanılarak denetleyici tasarım teknikleri verilmiştir. Analitik tasarım yapılmadan önce denetleyicilerin vermesi gereken frekans özelliklerine bakılmalıdır.

4.1 Frekans Çerçevesi Yöntemi

Bu bölüm, birinci, ikinci ve üçüncü dereceden zaman gecikmesi modellerinin kararlılığını, sağlamlığını ve performansını ölçmek için yeni bir yaklaşım sunmaktadır. Bu yaklaşım *"frekans çerçevesi"* olarak adlandırılmıştır. Ele alınan sistemlerin kazanç kesim frekansı, faz kesim frekansı ve faz payı özelliklerini karşılamak için FOPI ve FOPD denetleyici tasarım yöntemi geliştirilmiştir. Giriş bölümünde belirtildiği gibi, sistemin dayanıklılığı son derece önemlidir. Benzer çalışmalar, sistemin dayanıklılığını sağlamak için Bode grafiğindeki faz eğrisini kazanç kesim frekansı değerinde düzleştirmeye çalışmaktadır. Bu işlem, *"teğet frekans"* olarak adlandırılan kazanç kesim frekansı değerinde faz eğrisinin türevini sıfıra eşitleme yöntemini kullanır. Bu nedenle, bu strateji belirli matematiksel sorunlara yol açabilmektedir. Bu tez çalışması, önceki çalışmalara benzer şekilde Bode grafiğinin faz eğrisi düzleşmesine odaklanmıştır. Sonuç olarak, faz eğrisinin türevini sıfıra eşitlemek yerine *"frekans çerçevesi"* olarak adlandırılan yeni bir yaklaşım önermektedir.



Şekil 4.1: Önerilen yöntemin blok diyagramı

Bu yöntem, faz kesim frekansı ve kazanç kesim frekansı arasında kalan Bode eğrilerini kapalı döngüde hapsetmektedir. Daha sonra fazla alan genişletilir ve boyutlandırılır. İlerleyen aşamalarda bu durum açıklanmıştır.

Bölüm 2.8'de, örnek bir Bode grafiğinin özellikleri verilmiştir. Şekil 4.1'in yardımıyla *"frekans çerçevesi"* yaklaşımı açıklanabilir. Şekil 4.1 frekans çerçevesi A sol sınır frekans değerini, B frekans çerçevesi sağ sınır frekans değerini, C frekans çerçevesi üst sınır frekans değerini, D frekans çerçevesi alt sınır frekans değerini, x, sağ sınır frekansı ile sol sınır frekansı arasındaki farkı $x = \omega_{gc} - \omega_{pc}$ ve y, üst sınır frekansı ile alt sınır frekansı arasındaki farkı $y = y_p + y_f + y_g$ temsil etmektedir. Burada, y_p faz payı değeri PM 'ye, y_f frekans çerçevesinin iç kısmında kalan iç çerçeve yükseklik değerine, y_g kazanç payı değeri GM 'ye eşittir. Önerilen yöntem, sistemin açık çevrim kazanç ve frekans cevaplarını bir çerçeve içeresine alarak istenilen kararlılık ve dayanıklılık kıstaslarının hesaplamasını sağlamaktadır. Bu kıstasların kararsızlık bölgesine ne kadar uzak olacağı ve dayanıklılık aralığının hangi oranda olması gerektiğini kolaylıkla elde etmemizi sağlamaktadır. Örneklemek gerekirse, frekans çerçevesinin sırasıyla sol A frekans ile sağ B frekans değer çiftini sabitlersek, sistemin açık çevrim kazanç ve faz cevabı üstten C frekansı alttan D frekansı ile sınırlı olduğundan PM faz payı değerini ve GM kazanç payı değerlerini değiştirebiliriz. Bu işlemlerin neticesinde, sistemin hem kazanç hem frekans cevabını doğrusal oranda düzleştirme işlemi yapabiliriz. Sistem cevabındaki bu doğrusallaştırma işlemi sistemin kararsız bölgeye kesiminin olasılığını azaltmaktadır. Bundan dolayı, sistemin kararlılığı ve dayanıklılığı önemli ölçüde artmaktadır. Benzer şekilde, frekans çerçevesinin sırasıyla üst C frekans ile alt D frekans değer çiftini sabitlersek, sistemin açık çevrim kazanç ve faz cevabı soldan A frekansı sağdan B frekansı ile çerçeve sınırlarını genişletip daraltabiliriz. Bu işlemlerin neticesinde, sistemi kararlı yapan uygun PM faz payı değerini ve GM kazanç payı değerlerini hesaplayarak sistemin hem kazanç hem frekans cevabını doğrusallaştırma oranını belirleyebiliriz. Sisteme ait kazanç ve faz iki bileşeninin, önerilen yöntemin frekans çerçevesi boyutlarına göre analitik tanımlamaları farklılık göstermektedir. Bunlar, x-ekseni boyutu ortak bir değer iken y-ekseni boyutu sistemin bileşen türüne göre ortak olmayan değerler kazanç için y_g ve faz için y_p çiftiyle temsil edilmektedir. Sistemin istenilen iso-damping (kararsızlığı sönümleme) özelliğini sağlayacak doğrusallaştırma oranının elde edilebilmesi için sabit tutulacak frekans çerçevesi kenarlarına göre sabit olmayan diğer frekans çerçevesi kenarları arasındaki değer çiftinin yakınlık ya da

uzaklık değerine göre y_p ve y_g değerleri denklem sisteminin ortak çözümüyle hesaplanmaktadır. Sonuç olarak, frekans çerçevesinin sol A frekans ve sağ B frekans değerlerini veya üst C frekans ve alt D frekans değerlerini sabit tutarak faz ve kazanç paylarını değiştirerek en geniş aralıktaki kararlılık ve dayanıklılık denetleyici katsayı değer aralığını elde ederiz. Önerilen yöntem sistem kararlılığında Bode'nin analitik çözümlemesi yaklaşımına ilaveler katarak kararlılık için tek frekans koşuluyla elde edilen denklem çözümüyle yetinmeyerek çift frekans koşuluyla elde edilen denklem sisteminin çözülmesi ve denetleyici parametrelerinin bulunması üzerine odaklanmıştır. Bu noktadan devam edilerek literatürde sistemlerin iso-damping özelliğinin sağlanması için noktasal boyutta türev operatörüyle istenilen noktanın etrafında doğrusallaştırmalar elde edildiği görülmüştür. Noktasal doğrusallaştırmalar doğru boyutuna göre her zaman daha küçük kalacağı açıkça bilinmektedir. Bundan dolayı istenilen frekanslar arasında sistemin cevaplarını birer çerçeve içinde sınırlayarak sistemin cevabı üzerinde doğrusal boyutta doğrusallaştırma işlemleri için hesaplamalar sunulmuştur. Bu farklı bakışın getirmiş olduğu üstünlükten dolayı önerilen yöntemin özgünlüğünü ortaya çıkmaktadır.

Önerilen yöntemin kararlılık ve dayanıklılık için faz ve kazanç ilgili spesifikasyonlar şöyledir. Şekil 2.1'de gösterilen genel Bode diyagramında ω_{gc} ve ω_{pc} frekans bölgesini sabit tutarak kazanç ve faz paylarını değiştirerek kazanç ve faz kesim frekansları noktaları arasında sistemin cevabını bir çerçeveye yerleştirilerek sistem cevabının çerçeve dışına çıkmaması önerilmiştir. Böylelikle sistem kararsız davranış sergilemesini engellemek ve dayanıklılığını istediğimiz gibi ayarlamamıza olanak sağlayacaktır. İstenilen ω_{gc} ve ω_{pc} frekans değerlerinin ayarlanabilmesi ile kazanç ve faz payı değerlerinin otomatik ayarlanarak belirlenen çerçeve sınırları içerisinde sistemin cevabının düzleştirmek veya kararsız bölgeye kesim frekans süreleri ayarlanabilmektedir. Tam tersi olarak ω_{gc} ve ω_{pc} frekans değerlerinin sabit tutularak kazanç ve faz payı değerlerinin ayarlanabilmesi ile belirlenen çerçeve sınırları içerisinde sistemin cevabının kararsız bölgesine olan uzaklığı arttırılıp azaltılarak sistem dayanıklılığı ayarlanabilmektedir. Bunun için sistemin kazanç kesim noktasındaki denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$\angle G(s)\big|_{s=j\omega_{gc}} = PM - \pi \tag{4.1}$$

$$\left|G(j\omega_{gc})\right| = 1 \tag{4.2}$$

Benzer şekilde sistemin faz kesim noktasındaki denklemleri şöyledir.

$$\angle G(s)\big|_{s=j\omega_{pc}} = -\pi \tag{4.3}$$

$$\left|G(j\omega_{pc})\right| = 10^{GM/20} \tag{4.4}$$

Tasarım sürecinde, sistemin kazanç ve faz hesaplamaları Bode'nin sistem kararlılığındaki ilişkileri kullanılarak faz kesim frekansı ve kazanç kesim frekansı noktalarındaki faz payı ve kazanç payı hesaplamaları yapılmıştır.

4.2 Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli Birinci Dereceden Modeller

Teorem 1: Parametreleri aşağıda gösterilen kesirli dereceli PI denetleyicisi, birinci derece zaman gecikme modeli için belirtilen kazanç kesim frekansında gerekli faz payı üretmek için kullanılabilir.

$$\begin{aligned}
k_p &= \pm\frac{\sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2}}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_1\right)^2}} \pm \frac{\sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2}\cot\left(\pi\lambda/2\right)\tan\left(\varphi_1\right)}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_1\right)^2}} \\
k_i &= \mp\frac{\omega_{gc}^{\lambda}\sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2}\csc\left(\pi\lambda/2\right)\tan\left(\varphi_1\right)}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_1\right)^2}} \\
\varphi_1 &= PM - \pi + \arctan\left(T\omega_{gc}\right) + L\omega_{gc}
\end{aligned} \tag{4.5}$$

İspat 1: Bölüm 2'de FOPTD modeli ve FOPI denetleyicileri için kazanç ve faz formülasyonları paylaşılmıştı. Bu model ve denetleyiciden meydana gelen sistemlerin aşağıdaki koşulları sağlaması gerekir.

Şekil 4.1'de gösterilen kazanç kesim frekansı ω_{gc} değeri açık çevrim sistemin frekans değeri yerine konularak aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}
\left|G(j\omega_{gc})\right| &= \left|C(j\omega_{gc})\right|\left|P(j\omega_{gc})\right| \\
&= \sqrt{\begin{matrix}\left(k_p + k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\cos\left(\pi\lambda/2\right)\right)^2 \\ +\left(-k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\sin\left(\pi\lambda/2\right)\right)^2\end{matrix}}\sqrt{\frac{K^2}{1+T^2\omega_{gc}^2}} = 1
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Kazanç kesim frekansı ω_{gc} değeri de açık çevrim sistem faz denkleminde frekans değeri yerine konularak aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{gc}) &= \angle C(j\omega_{gc}) + \angle P(j\omega_{gc}) \\ &= -\arctan\left(\frac{k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)}\right) - \arctan\left(T\omega_{gc}\right) - L\omega_{gc} = PM - \pi\end{aligned} \tag{4.7}$$

Teorem 1'de belirtilen denetleyici parametreleri, k_p ve k_i değerleri yukarıda belirtilen denklemlerin birleşik çözümü ile yalnız bırakıldığında üretilir.

Teorem 2: Belirtilen faz kesim frekansında uygun kazanç payını sağlayan birinci dereceden bir zaman gecikmeli sistem için FOPI denetleyicisinin parametreleri aşağıda şekilde hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T^2\omega_{pc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \pm \frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T^2\omega_{pc}^2}\cot(\pi\lambda/2)\tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ k_i &= \mp\frac{10^{GM/20}\omega_{pc}^{\lambda}\sqrt{1+T^2\omega_{pc}^2}\csc(\pi\lambda/2)\tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ \varphi_2 &= -\pi + \arctan\left(T\omega_{pc}\right) + L\omega_{pc}\end{aligned} \tag{4.8}$$

İspat 2: Teorem 1'in ispatına benzer şekilde bu teoremin ispatı da yapılabilir. Bölümün başında sunulan bu sistemin kazanç kesim noktasındaki denklemlerin koşullarını sağlaması için aşağıdaki denklemlerin sağlanması gerekir.

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{pc})\right| &= \left|C(j\omega_{pc})\right|\left|P(j\omega_{pc})\right| \\ &= \sqrt{\begin{matrix}\left(k_p + k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)\right)^2 \\ +\left(-k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)\right)^2\end{matrix}}\sqrt{\frac{K^2}{1+T^2\omega_{pc}^2}} = 10^{GM/20}\end{aligned} \tag{4.9}$$

Faz kesim frekansı ω_{pc} noktasındaki açık çevrim sistemin faz değeri yerine konularak aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{pc}) &= \angle C(j\omega_{pc}) + \angle P(j\omega_{pc}) \\ &= -\arctan\left(\frac{k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)}\right) - \arctan\left(T\omega_{pc}\right) - L\omega_{pc} = -\pi\end{aligned} \tag{4.10}$$

Teorem 2'de belirtilen denetleyici parametreleri, k_p ve k_i değerleri yukarıda belirtilen denklemlerin birleşik çözümü ile yalnız bırakıldığında üretilir.

İstenilen kazanç kesim frekansı değerindeki PM faz payı ve faz kesim frekansındaki GM kazanç payı değerleri için yukarıdaki denklemlerin ortak çözümünden k_p ve k_i değeleri elde edilmektedir. Daha sonra hem k_p hem de k_i denklemlerinden elde edilen GM denklemlerinin $\lambda \in (0,2)$ aralığından numerik çözümü yapılmaktadır. Böylelikle her iki GM kazanç payı denklemini sağlayan FOPI kontrolörün ortak λ değeri elde edilmiş olur. İstenilen PM faz payı değerinde oluşacak her iki GM denklemlerinin grafiksel olarak kesişim noktaları uygulama örneklerinde verilmiştir. λ değerine elde edilmesi sonucua bağlı olarak k_p, k_i kontrolör katsayıları elde edilir.

4.3 Kesir Dereceli PD Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli Birinci Dereceden Modeller

Teorem 3: Parametreleri aşağıda gösterilen kesirli dereceli PD denetleyicisi, birinci derece zaman gecikme modeli için belirtilen kazanç kesim frekansında gerekli faz payı üretmek için kullanılabilir.

$$
\begin{aligned}
k_p &= \pm \frac{\sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \mp \frac{\sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2}\cot(\pi\mu/2)\tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\
k_d &= \pm \frac{\omega_{gc}^{-\mu}\sqrt{1+T^2\omega_{gc}^2}\csc(\pi\mu/2)\tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\
\varphi_1 &= PM - \pi + \arctan(T\omega_{gc}) + L\omega_{gc}
\end{aligned}
\tag{4.11}
$$

İspat 3: Bölüm 2'de FOPTD modeli ve FOPD denetleyicileri için kazanç ve faz formülasyonları paylaşılmıştı. Bu model ve denetleyiciden meydana gelen sistemlerin aşağıdaki koşulları sağlaması gerekir.

$$
\begin{aligned}
\left|G(j\omega_{gc})\right| &= \left|C(j\omega_{gc})\right|\left|P(j\omega_{gc})\right| \\
&= \sqrt{\begin{matrix}\left(k_p + k_d\omega_{gc}^{\mu}\cos(\pi\mu/2)\right)^2 \\ +\left(k_d\omega_{gc}^{\mu}\sin(\pi\mu/2)\right)^2\end{matrix}}\sqrt{\frac{K^2}{1+T^2\omega_{gc}^2}} = 1
\end{aligned}
\tag{4.12}
$$

Şekil 4.1'de gösterilen kazanç kesim frekansı ω_{gc} değeri açık çevrim sistemin frekans değeri yerine konularak yukarıdaki şekilde elde edilir.

Kazanç kesim frekansı ω_{gc} değeri de açık çevrim sistem faz denkleminde frekans değeri yerine konularak aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{gc}) &= \angle C(j\omega_{gc}) + \angle P(j\omega_{gc}) \\ &= \arctan\left(\frac{k_d\omega_{gc}^{\mu}\sin(\pi\mu/2)}{k_p + k_d\omega_{gc}^{\mu}\cos(\pi\mu/2)}\right) - \arctan\left(T\omega_{gc}\right) - L\omega_{gc} = PM - \pi\end{aligned} \tag{4.13}$$

Teorem 3'de belirtilen denetleyici parametreleri, k_p ve k_d değerleri yukarıda belirtilen denklemlerin birleşik çözümü ile yalnız bırakıldığında üretilir.

Teorem 4: Belirtilen faz kesim frekansında uygun kazanç payını sağlayan birinci dereceden bir zaman gecikmeli sistem için FOPD denetleyicisinin parametreleri aşağıda şekilde hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T^2\omega_{pc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \mp \frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T^2\omega_{pc}^2}\cot(\pi\mu/2)\tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ k_d &= \pm\frac{10^{GM/20}\omega_{pc}^{-\mu}\sqrt{1+T^2\omega_{pc}^2}\csc(\pi\mu/2)\tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ \varphi_2 &= -\pi + \arctan\left(T\omega_{pc}\right) + L\omega_{pc}\end{aligned} \tag{4.14}$$

İspat 4: Teorem 3'in ispatına benzer şekilde bu teoremin ispatı da yapılabilir. Bölümün başında sunulan bu sistemin kazanç kesim noktasındaki denklemlerin koşullarını sağlaması için aşağıdaki denklemlerin sağlanması gerekir.

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{pc})\right| &= \left|C(j\omega_{pc})\right|\left|P(j\omega_{pc})\right| \\ &= \sqrt{\begin{matrix}\left(k_p + k_d\omega_{pc}^{\mu}\cos(\pi\mu/2)\right)^2 \\ +\left(k_d\omega_{pc}^{\mu}\sin(\pi\mu/2)\right)^2\end{matrix}}\sqrt{\frac{K^2}{1+T^2\omega_{pc}^2}} = 10^{GM/20}\end{aligned} \tag{4.15}$$

Faz kesim frekansı ω_{pc} noktasındaki açık çevrim sistemin faz değeri yerine konularak aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{pc}) &= \angle C(j\omega_{pc}) + \angle P(j\omega_{pc}) \\ &= \arctan\left(\frac{k_d\omega_{pc}^{\mu}\sin(\pi\mu/2)}{k_p + k_d\omega_{pc}^{\mu}\cos(\pi\mu/2)}\right) - \arctan\left(T\omega_{pc}\right) - L\omega_{pc} = -\pi\end{aligned} \tag{4.16}$$

Teorem 4'de belirtilen denetleyici parametreleri, k_p ve k_d değerleri yukarıda belirtilen denklemlerin birleşik çözümü ile yalnız bırakıldığında üretilir.

İstenilen kazanç kesim frekansı değerindeki PM faz payı ve faz kesim frekansındaki GM kazanç payı değerleri için yukarıdaki denklemlerin ortak çözümünden k_p ve k_d değeleri elde edilmektedir. Daha sonra hem k_p hem de k_d denklemlerinden elde edilen GM denklemlerinin $\mu \in (0,2)$ aralığından numerik çözümü yapılmaktadır. Böylelikle her iki GM kazanç payı denklemini sağlayan FOPD kontrolörün ortak μ değeri elde edilmiş olur. İstenilen PM faz payı değerinde oluşacak her iki GM denklemlerinin grafiksel olarak kesişim noktaları uygulama örneklerinde verilmiştir. Elde edilen μ değerine bağlı olarak k_p, k_d kontrolör katsayıları elde edilir.

4.4 Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli İkinci Dereceden Modeller

Teorem 5: İkinci derece zaman gecikme modeller için kazanç kesim frekansında gerekli faz payını üretmede aşağıda parametreleri verilen FOPI denetleyici kullanılabilir.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\ &\quad \pm\frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}\cot(\pi\lambda/2)\tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\ k_i &= \mp\frac{\omega_{gc}^{\lambda}\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}\csc(\pi\lambda/2)\tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\ \varphi_1 &= PM - \pi + \arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega_{gc}}{K - KT_1T_2\omega_{gc}^2}\right) + L\omega_{gc}\end{aligned} \tag{4.17}$$

İspat 5: Bölüm 2'de SOPTD modeli ve FOPI denetleyicileri için genlik ve faz formülasyonları paylaşılmıştı. Kazanç kesim frekansı ω_{gc} değeri, açık çevrim sistemin genlik değerinde yerine konularak aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{gc})\right| &= \left|C(j\omega_{gc})\right|\left|P(j\omega_{gc})\right| = 1 \\ &= \sqrt{\begin{matrix}\left(k_p + k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\cos\left(\pi\lambda/2\right)\right)^2 \\ +\left(-k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\sin\left(\pi\lambda/2\right)\right)^2\end{matrix}}\ \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^{\,2}\omega_{gc}^2\right)\left(1+T_2^{\,2}\omega_{gc}^2\right)}}\end{aligned} \tag{4.18}$$

Yine kazanç kesim frekansı ω_{gc} değeri açık çevrim sistemin faz denkleminde yerine konularak aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{gc}) &= \angle C(j\omega_{gc}) + \angle P(j\omega_{gc}) = PM - \pi \\ &= -\arctan\left(\frac{k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\sin\left(\pi\lambda/2\right)}{k_p + k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\cos\left(\pi\lambda/2\right)}\right) - \arctan\left(\frac{K\left(T_1+T_2\right)\omega_{gc}}{K - KT_1T_2\omega_{gc}^2}\right) - L\omega_{gc}\end{aligned} \tag{4.19}$$

Teorem 5'de belirtilen denetleyici parametreleri, k_p ve k_i değerleri yukarıda belirtilen denklemlerin birleşik çözümü ile yalnız bırakıldığında üretilir.

Teorem 6: İstenilen faz kesim frekansında uygun kazanç payını sağlayan ikinci dereceden bir zaman gecikmeli sistem için FOPI denetleyicisinin parametrelerini aşağıda verildiği gibi kullanılabilir.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T_1^{\,2}\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^{\,2}\omega_{pc}^2}}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_2\right)^2}} \\ &\quad \pm\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T_1^{\,2}\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^{\,2}\omega_{pc}^2}\cot\left(\pi\lambda/2\right)\tan\left(\varphi_2\right)}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_2\right)^2}} \\ k_i &= \mp\frac{10^{GM/20}\omega_{pc}^{\lambda}\sqrt{1+T_1^{\,2}\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^{\,2}\omega_{pc}^2}\csc\left(\pi\lambda/2\right)\tan\left(\varphi_2\right)}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_2\right)^2}} \\ \varphi_2 &= -\pi + \arctan\left(\frac{K\left(T_1+T_2\right)\omega_{pc}}{K - KT_1T_2\omega_{pc}^2}\right) + L\omega_{pc}\end{aligned} \tag{4.20}$$

İspat 6: Sistem kazanç kesim frekansı ω_{pc}, açık çevrim sistemin genlik değeri yerine konularak aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{pc})\right| &= \left|C(j\omega_{pc})\right|\left|P(j\omega_{pc})\right| = 10^{GM/20} \\ &= \sqrt{\left(k_p + k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\cos\left(\pi\lambda/2\right)\right)^2 + \left(-k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\sin\left(\pi\lambda/2\right)\right)^2}\ \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega_{pc}^2\right)\left(1+T_2{}^2\omega_{pc}^2\right)}}\end{aligned} \tag{4.21}$$

Açık çevrim sistemin genlik değeri yerine faz kesim frekansı ω_{pc} koyularak da aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{pc}) &= \angle C(j\omega_{pc}) + \angle P(j\omega_{pc}) = -\pi \\ &= -\arctan\left(\frac{k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\sin\left(\pi\lambda/2\right)}{k_p + k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\cos\left(\pi\lambda/2\right)}\right) - \arctan\left(\frac{K\left(T_1+T_2\right)\omega_{pc}}{K - KT_1T_2\omega_{pc}^2}\right) - L\omega_{pc}\end{aligned} \tag{4.22}$$

Önceki bölümün sonunda kullanılan yöntem burada da kullanılacaktır. Hem k_p hem de k_i denklemlerinden elde edilen GM denklemlerinin $\lambda \in (0,2)$ aralığında numerik çözümü yapılmaktadır. Böylelikle her iki GM kazanç payı denklemini sağlayan FOPI kontrolörün integral katsayısının kesir derecesi olan ortak λ değeri elde edilmiş olur. verilmiştir. Elde edilen λ değerine bağlı olarak k_p, k_i kontrolör katsayıları elde edilir.

4.5 Kesir Dereceli PD Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli İkinci Dereceden Modeller

Teorem 7: Aşağıda gösterilen kesir dereceli PD denetleyicisi, ikinci derece zaman gecikme model için belirtilen kazanç kesim frekansında gerekli faz payını üretmek için kullanılabilir.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2{}^2\omega_{gc}^2}}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_1\right)^2}} \mp \frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2{}^2\omega_{gc}^2}\cot\left(\pi\mu/2\right)\tan\left(\varphi_1\right)}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_1\right)^2}} \\ k_d &= \pm\frac{\omega_{gc}^{-\mu}\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2{}^2\omega_{gc}^2}\csc\left(\pi\mu/2\right)\tan\left(\varphi_1\right)}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_1\right)^2}} \\ \varphi_1 &= PM - \pi + \arctan\left(\frac{K\left(T_1+T_2\right)\omega_{gc}}{K - KT_1T_2\omega_{gc}^2}\right) + L\omega_{gc}\end{aligned} \tag{4.23}$$

İspat 7: Kazanç kesim frekansında açık çevrim sistemin genlik değeri ve benzer şekilde kazanç kesim frekansında açık çevrim sistemin faz değeri aşağıdaki şekilde elde edilir. Bu denklemlerin ortak çözümü ile Teorem 7'de verilen denklemler elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{gc})\right| &= \left|C(j\omega_{gc})\right|\left|P(j\omega_{gc})\right| \\ &= \sqrt{\begin{matrix}\left(k_p + k_d\omega_{gc}^{\mu}\cos\left(\pi\mu/2\right)\right)^2 \\ +\left(k_d\omega_{gc}^{\mu}\sin\left(\pi\mu/2\right)\right)^2\end{matrix}}\ \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega_{gc}^2\right)\left(1+T_2{}^2\omega_{gc}^2\right)}} = 1\end{aligned} \tag{4.24}$$

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{gc}) &= \angle C(j\omega_{gc}) + \angle P(j\omega_{gc}) \\ &= \arctan\left(\frac{k_d\omega_{gc}^{\mu}\sin\left(\pi\mu/2\right)}{k_p + k_d\omega_{gc}^{\mu}\cos\left(\pi\mu/2\right)}\right) - \arctan\left(\frac{K\left(T_1+T_2\right)\omega_{gc}}{K - KT_1T_2\omega_{gc}^2}\right) - L\omega_{gc} \\ &= PM - \pi\end{aligned} \tag{4.25}$$

Teorem 8: Faz kesim frekansında istenilen kazanç payını sağlayan ikinci dereceden bir zaman gecikmeli sistem için aşağıdaki FOPD denetleyici parametreleri kullanılabilir.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2{}^2\omega_{pc}^2}}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_2\right)^2}} \\ &\quad \mp\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2{}^2\omega_{pc}^2}\cot\left(\pi\mu/2\right)\tan\left(\varphi_2\right)}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_2\right)^2}} \\ k_d &= \pm\frac{10^{GM/20}\omega_{pc}^{-\mu}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2{}^2\omega_{pc}^2}\csc\left(\pi\mu/2\right)\tan\left(\varphi_2\right)}{K\sqrt{1+\tan\left(\varphi_2\right)^2}} \\ \varphi_2 &= -\pi + \arctan\left(\frac{K\left(T_1+T_2\right)\omega_{pc}}{K - KT_1T_2\omega_{pc}^2}\right) + L\omega_{pc}\end{aligned} \tag{4.26}$$

İspat 8: Faz kesim frekansı ω_{pc} açık çevrim sistemin genlik değeri aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{pc})\right| &= \left|C(j\omega_{pc})\right|\left|P(j\omega_{pc})\right| \\ &= \sqrt{\begin{matrix}\left(k_p + k_d\omega_{pc}^{\mu}\cos\left(\pi\mu/2\right)\right)^2 \\ +\left(k_d\omega_{pc}^{\mu}\sin\left(\pi\mu/2\right)\right)^2\end{matrix}}\ \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega_{pc}^2\right)\left(1+T_2{}^2\omega_{pc}^2\right)}} \\ &= 10^{GM/20}\end{aligned} \tag{4.27}$$

Benzer şekilde faz kesim frekansı ω_{pc} açık çevrim sistemin faz denkleminde yerine konularak aşağıdaki eşitlik elde edilir. Denetleyici parametrelerini veren denklemler bu iki denklemin ortak çözümü ile elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{pc}) &= \angle C(j\omega_{pc}) + \angle P(j\omega_{pc}) \\ &= \arctan\left(\frac{k_d\omega_{pc}^{\mu}\sin(\pi\mu/2)}{k_p + k_d\omega_{pc}^{\mu}\cos(\pi\mu/2)}\right) - \arctan\left(\frac{K(T_1+T_2)\omega_{pc}}{K - KT_1T_2\omega_{pc}^2}\right) - L\omega_{pc} \\ &= -\pi\end{aligned} \tag{4.28}$$

Önceki teoremlere benzer şekilde GM denklemlerinin $\mu \in (0,2)$ aralığında nümerik çözümü ile denetleyicideki ortak üs değeri bulunabilir. İlerleyen kısımlarda bu süreç örneklerle açıklanmıştır.

4.6 Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli Üçüncü Dereceden Modeller

Teorem 9: Parametreleri aşağıda gösterilen kesir dereceli PI denetleyicisi, üçüncü derece zaman gecikme model için belirtilen kazanç kesim frekansında gerekli faz payını üretmek için kullanılabilir.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{gc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\ &\quad \pm\frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{gc}^2}\cot(\pi\lambda/2)\tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\ k_i &= \mp\frac{\omega_{gc}^{\lambda}\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{gc}^2}\csc(\pi\lambda/2)\tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\ \varphi_1 &= PM - \pi + \arctan\left(\frac{\omega_{gc}\left(-T_2 - T_3 + T_1\left(-1+T_2T_3\omega_{gc}^2\right)\right)}{-1+T_2T_3\omega_{gc}^2 + T_1(T_2+T_3)\omega_{gc}^2}\right) + L\omega_{gc}\end{aligned} \tag{4.29}$$

İspat 9: Bu teoremin ispatı da önceki ispatlara benzer şekilde yapılabilir. Kazanç kesim frekansında açık çevrim sistemin genlik değeri ve aynı şekilde kazanç kesim frekansında açık çevrim sistemin faz değeri aşağıdaki şekilde elde edilir. Aşağıdaki iki denklemin ortak çözümü ile FOPI denetleyici parametreleri elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{gc})\right| &= \left|C(j\omega_{gc})\right|\left|P(j\omega_{gc})\right| = 1 \\ &= \sqrt{\left(k_p + k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)\right)^2 + \left(-k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)\right)^2} \\ &\quad \times\sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega_{gc}^2\right)\left(1+T_2^2\omega_{gc}^2\right)\left(1+T_3^2\omega_{gc}^2\right)}}\end{aligned} \tag{4.30}$$

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{gc}) &= \angle C(j\omega_{gc}) + \angle P(j\omega_{gc}) = PM - \pi \\ &= -\arctan\left(\frac{k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega_{gc}^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)}\right) \\ &\quad -\arctan\left(\frac{\omega_{gc}\left(-T_2 - T_3 + T_1\left(-1 + T_2T_3\omega_{gc}^2\right)\right)}{-1 + T_2T_3\omega_{gc}^2 + T_1\left(T_2 + T_3\right)\omega_{gc}^2}\right) - L\omega_{gc}\end{aligned} \tag{4.31}$$

Teorem 10: İstenen faz kesim frekansında istenen kazanç payını sağlayan üçüncü dereceden bir zaman gecikmeli sistem, aşağıdaki FOPI denetleyicisinin parametrelerini kullanarak elde edilebilir.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{pc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ &\quad \pm\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{pc}^2}\cot(\pi\lambda/2)\tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ k_i &= \mp\frac{10^{GM/20}\omega_{pc}^{\lambda}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{pc}^2}\csc(\pi\lambda/2)\tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ \varphi_2 &= -\pi + \arctan\left(\frac{\omega_{pc}\left(-T_2 - T_3 + T_1\left(-1 + T_2T_3\omega_{pc}^2\right)\right)}{-1 + T_2T_3\omega_{pc}^2 + T_1\left(T_2 + T_3\right)\omega_{pc}^2}\right) + L\omega_{pc}\end{aligned} \tag{4.32}$$

İspat 10: Faz frekansındaki açık çevrim sistemin genlik değeri aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{pc})\right| &= \left|C(j\omega_{pc})\right|\left|P(j\omega_{pc})\right| = 10^{GM/20} \\ &= \sqrt{\left(k_p + k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)\right)^2 + \left(-k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)\right)^2} \\ &\quad \times\sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega_{pc}^2\right)\left(1+T_2^2\omega_{pc}^2\right)\left(1+T_3^2\omega_{pc}^2\right)}}\end{aligned} \tag{4.33}$$

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{pc}) &= \angle C(j\omega_{pc}) + \angle P(j\omega_{pc}) = -\pi \\ &= -\arctan\left(\frac{k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\sin(\pi\lambda/2)}{k_p + k_i\omega_{pc}^{-\lambda}\cos(\pi\lambda/2)}\right) \\ &\quad -\arctan\left(\frac{\omega_{pc}\left(-T_2 - T_3 + T_1\left(-1 + T_2T_3\omega_{pc}^2\right)\right)}{-1 + T_2T_3\omega_{pc}^2 + T_1\left(T_2 + T_3\right)\omega_{pc}^2}\right) - L\omega_{pc}\end{aligned} \tag{4.34}$$

Yine faz kesim frekansında açık çevrim sistemin faz değeri yukarıdaki şekilde elde edilir.

İki denklemin ortak çözümü ile teoremde verilen denetleyici parametreleri elde edilebilir. Daha sonra da iki teoremdeki eşitlikleri de sağlayan ortak üs, GM değerinin nümerik çözümü ile bulunur.

4.7 Kesir Dereceli PD Denetleyici Tasarımı için Frekans Çerçevesi Yöntemi ve Zaman Gecikmeli Üçüncü Dereceden Modeller

Teorem 11: Aşağıda gösterilen kesirli dereceli PD denetleyici, üçüncü derece zaman gecikme modeli için belirtilen kazanç kesim frekansında gerekli faz payını üretmek için kullanılabilir.

$$
\begin{aligned}
k_p &= \pm \frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{gc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\
&\quad \mp \frac{\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{gc}^2}\cot(\pi\mu/2)\tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\
k_d &= \pm \frac{\omega_{gc}^{-\mu}\sqrt{1+T_1^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{gc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{gc}^2}\csc(\pi\mu/2)\tan(\varphi_1)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_1)^2}} \\
\varphi_1 &= PM - \pi + \arctan\left(\frac{\omega_{gc}\left(-T_2-T_3+T_1\left(-1+T_2T_3\omega_{gc}^2\right)\right)}{-1+T_2T_3\omega_{gc}^2+T_1\left(T_2+T_3\right)\omega_{gc}^2}\right) + L\omega_{gc}
\end{aligned}
\tag{4.35}
$$

İspat 11: Önceki teoremlerdeki ispatlar gibi, bu teorem de benzer şekilde ispatlanabilir. Kazanç kesim frekansı ω_{gc} noktasında açık çevrim sistemin genlik değeri aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$
\begin{aligned}
\left|G(j\omega_{gc})\right| &= \left|C(j\omega_{gc})\right|\left|P(j\omega_{gc})\right| = 1 \\
&= \sqrt{\left(k_p + k_d\omega_{gc}^{\mu}\cos(\pi\mu/2)\right)^2 + \left(k_d\omega_{gc}^{\mu}\sin(\pi\mu/2)\right)^2} \\
&\quad \times \sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega_{gc}^2\right)\left(1+T_2^2\omega_{gc}^2\right)\left(1+T_3^2\omega_{gc}^2\right)}}
\end{aligned}
\tag{4.36}
$$

Benzer şekilde kazanç kesim frekansı ω_{gc} değerinde açık çevrim sistemin fazı aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}\angle G(j\omega_{gc}) &= \angle C(j\omega_{gc}) + \angle P(j\omega_{gc}) = PM - \pi \\ &= \arctan\left(\frac{k_d\omega_{gc}^{\mu}\sin(\pi\mu/2)}{k_p + k_d\omega_{gc}^{\mu}\cos(\pi\mu/2)}\right) \\ &\quad - \arctan\left(\frac{\omega_{gc}\left(-T_2 - T_3 + T_1\left(-1 + T_2T_3\omega_{gc}^2\right)\right)}{-1 + T_2T_3\omega_{gc}^2 + T_1\left(T_2 + T_3\right)\omega_{gc}^2}\right) - L\omega_{gc}\end{aligned} \tag{4.37}$$

İki denklemin beraber çözümü ile Teorem 11'da verilen denetleyici parametreleri, k_p ve k_d üretilir.

Teorem 12: Faz kesim frekansında istenen kazanç payını sağlayan üçüncü dereceden bir zaman geciktirme sistemi için FOPD denetleyicisinin parametreleri aşağıdaki şekilde kullanılabilir.

$$\begin{aligned}k_p &= \pm\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{pc}^2}}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ &\quad \mp\frac{10^{GM/20}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{pc}^2}\cot(\pi\mu/2)\tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ k_d &= \pm\frac{10^{GM/20}\omega_{pc}^{-\mu}\sqrt{1+T_1^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_2^2\omega_{pc}^2}\sqrt{1+T_3^2\omega_{pc}^2}\csc(\pi\mu/2)\tan(\varphi_2)}{K\sqrt{1+\tan(\varphi_2)^2}} \\ \varphi_2 &= -\pi + \arctan\left(\frac{\omega_{pc}\left(-T_2 - T_3 + T_1\left(-1 + T_2T_3\omega_{pc}^2\right)\right)}{-1 + T_2T_3\omega_{pc}^2 + T_1\left(T_2 + T_3\right)\omega_{pc}^2}\right) + L\omega_{pc}\end{aligned} \tag{4.38}$$

İspat 12: Faz kesim frekansındaki açık çevrim sistemin genlik değeri aşağıdaki şekilde elde edilir

$$\begin{aligned}\left|G(j\omega_{pc})\right| &= \left|C(j\omega_{pc})\right|\left|P(j\omega_{pc})\right| = 10^{GM/20} \\ &= \sqrt{\left(k_p + k_d\omega_{pc}^{\mu}\cos(\pi\mu/2)\right)^2 + \left(k_d\omega_{pc}^{\mu}\sin(\pi\mu/2)\right)^2} \\ &\quad \times\sqrt{\frac{K^2}{\left(1+T_1^2\omega_{pc}^2\right)\left(1+T_2^2\omega_{pc}^2\right)\left(1+T_3^2\omega_{pc}^2\right)}}\end{aligned} \tag{4.39}$$

Yine faz kesim frekansındaki açık çevrim sistemin faz denklemi aşağıdaki şekilde elde edilir. FOPD denetleyici parametreleri k_p ve k_d, bu iki denklemin ortak çözümü ile elde edilebilir.

Son adım olarak da iki denklemdeki kazanç payı değerlerinin frekansa karşı $\mu \in (0,2)$ aralığında nümerik olarak çizilmesi ile elde edilen grafiklerin kesişme noktasında denetleyicinin ortak kesir dereceli üssü elde edilir. Uygulama örnekleri ile bu süreç daha iyi anlaşılacaktır.

$$\begin{aligned} \angle G(j\omega_{pc}) &= \angle C(j\omega_{pc}) + \angle P(j\omega_{pc}) = -\pi \\ &= \arctan\left(\frac{k_d \omega_{pc}^{\mu} \sin(\pi\mu/2)}{k_p + k_d \omega_{pc}^{\mu} \cos(\pi\mu/2)}\right) \\ &\quad - \arctan\left(\frac{\omega_{pc}\left(-T_2 - T_3 + T_1\left(-1 + T_2 T_3 \omega_{pc}^2\right)\right)}{-1 + T_2 T_3 \omega_{pc}^2 + T_1\left(T_2 + T_3\right)\omega_{pc}^2}\right) - L\omega_{pc} \end{aligned} \tag{4.40}$$

4.7.1 UYGULAMA ÖRNEKLERİ

Bu bölümde, literatürde bulunan bazı modellere tez çalışmasının metodolojisi uygulanmış ve bulgular görsel olarak sunulmuştur. Örneklerde, her üç zaman gecikmeli model için FOPI ve FOPD denetleyici tasarımları ele alınmıştır.

4.8 Örnek 1

Wang ve diğerlerinin [19] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları FOPTD sistemini ele alalım.

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

Bu örnek için kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 10\ rad/\mathrm{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 150\ rad/\mathrm{s}$ olması istenmektedir. Faz payının da $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o'lik adım miktarı ile arttığı kabul edilmektedir. Çizelge 4.1, bu durumda elde edilen FOPI denetleyicilerin önerilen yönteme göre k_p, k_i, λ ve PM, GM parametrelerini göstermektedir.

Çizelge 4.1: Örnek-1'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

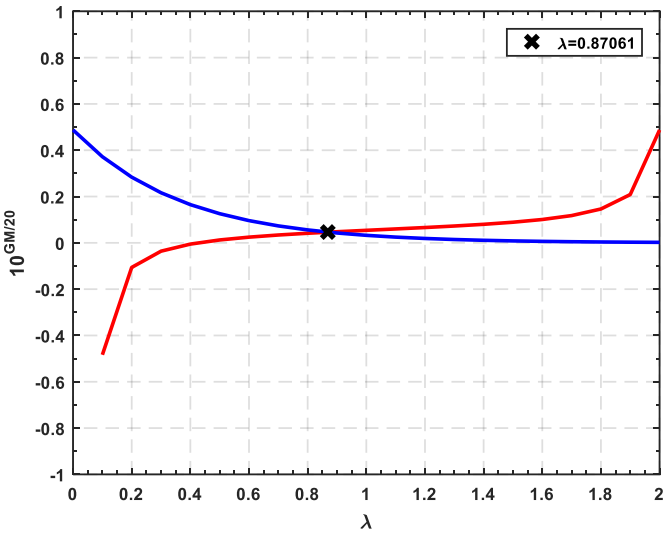
PM	k_p	k_i	λ	GM
10°	1.71512	75.8802	1.234850	-31.1347
20°	1.96513	62.5361	1.173650	-29.8736
30°	2.19416	50.1305	1.110240	-28.8378
40°	2.39624	38.7000	1.041690	-27.9902
50°	2.56796	28.3814	0.963957	-27.2959
60°	2.70870	19.3718	0.870612	-26.7174
70°	2.81986	11.8984	0.749898	-26.2049
80°	2.89471	6.20048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

Çizelge 4.1 incelendiğinde kazanç kesim frekansındaki PM faz payı arttıkça faz kesim frekansındaki GM faz payının azaldığı görülmektedir. Aralarındaki bu ters orantı sayesinde

kazanç ve faz kesim frekansları arasındaki sistem cevabının düzleşmesini nokta boyutunda değil çerçeve boyutunda yapmaktadır. Böylelikle sistemin kararlılığına ek olarak dayanıklılığında önemli bir artış sağlamaktadır.

Bu örnek için istenen faz kesim frekansında faz payı $PM = 60^o$ alındığında bilinmeyen değişkenler yukarıdaki denklemlerde yerine koyularak aşağıdaki FOPI denetleyici elde edilir.

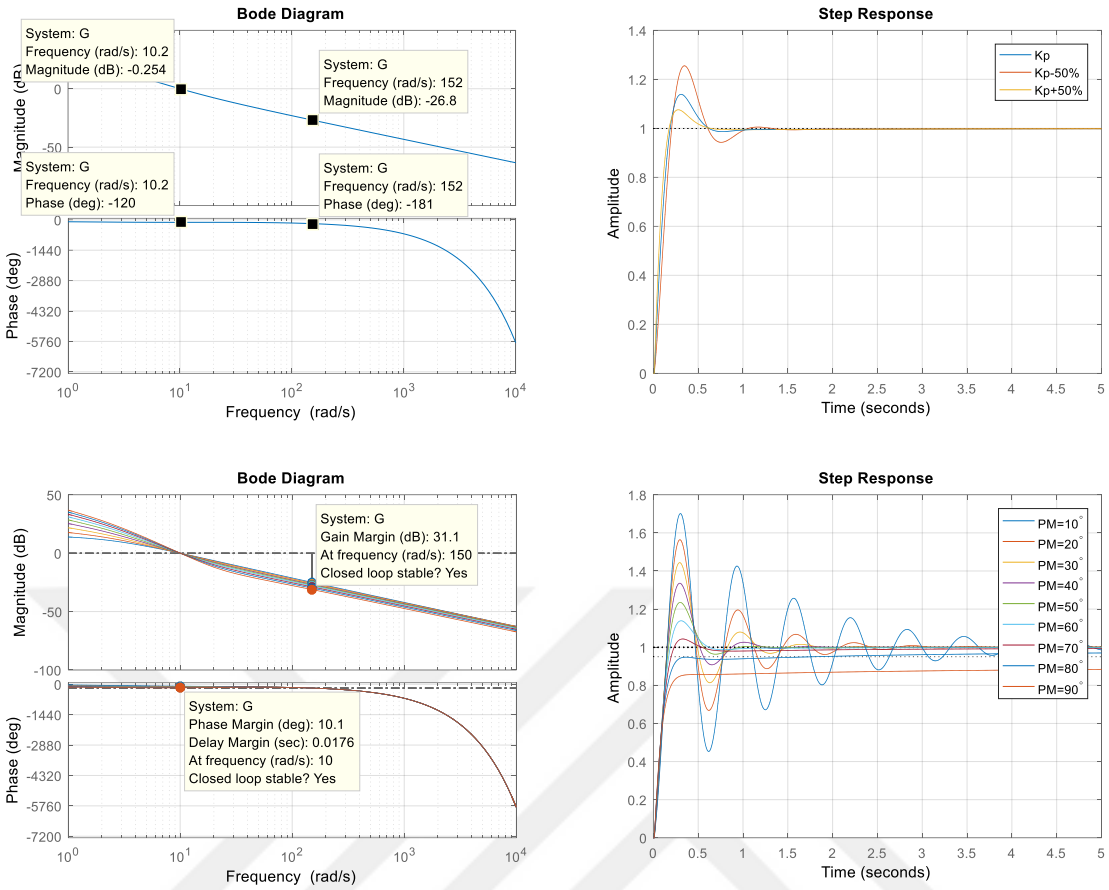
$$C_1(s) = 2.70870 + \frac{19.3718}{s^{0.870612}} \tag{5.2}$$



Şekil 4.2: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

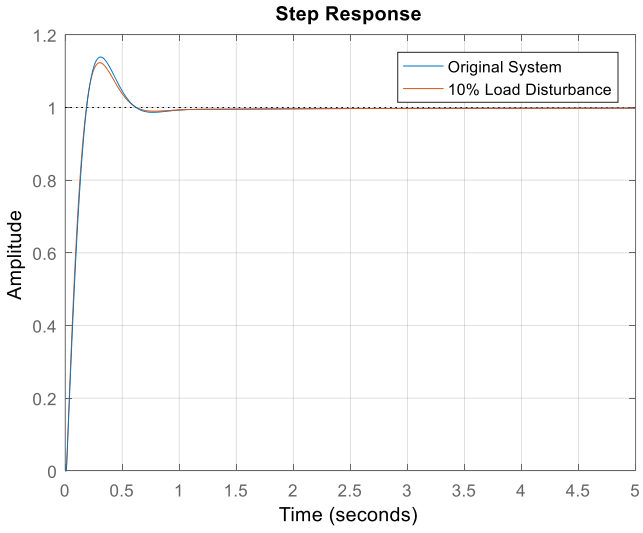
Kazanç kesim frekansı ve faz kesim frekansındaki k_p ve k_i değelerinin ortak çözümünden elde edilen istenilen PM faz payı değerindeki GM kazanç payı denklemleri ve bu denklemlerin ortak kesişiminden elde edilen λ değeri Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Burada kırmızı çizgi k_p değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir. Benzer şekilde mavi çizgi k_i değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir.

Önerilen yönteme göre $PM \in [10^o, 90^o]$ elde edilen kontrolör parametrelerinin istenilen PM faz payındaki Bode diyagramı ve Step cevapları Şekil 4.3'de gösterilmiştir. Şekil 4.3, PM değeri arttığında, sistemin aşma, yükselme, oturma ve zirve süresi dahil olmak üzere geçici yanıt ölçümlerinin iyileştiğini ortaya koymaktadır.



Şekil 4.3: Sistemin Bode ve Step cevapları

Sistemler, bazı beklenmedik yük engelleme veya ölçüm gürültülerine bağlı olabilir. Önerilen denetleyicinin beklenmedik etki altında test edilmesi yararlı olacaktır. Şekil 4.4'da %10'luk yük bozukluğu altında sistemin step yanıtını göstermektedir.



Şekil 4.4: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.9 Örnek 2

Onat ve diğerlerinin [137] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları FOPTD sistemini ele alalım.

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

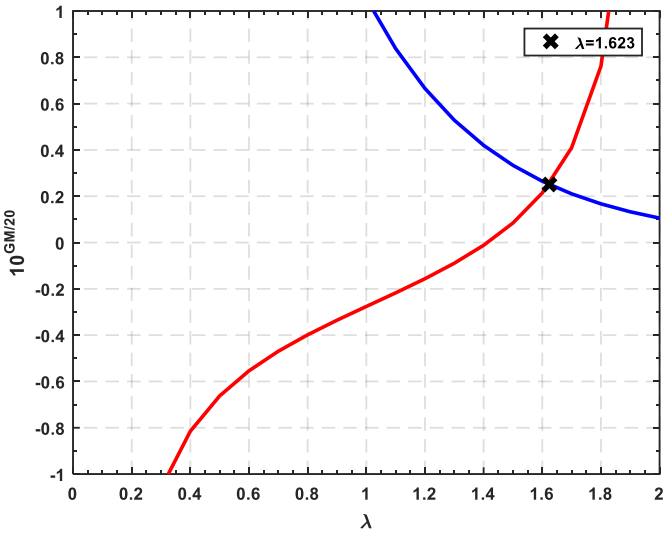
Bu örnek için kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 0.2\ rad/\mathrm{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 2.0\ rad/\mathrm{s}$ olması istenmektedir. Faz payının da $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o'lik adım miktarı ile arttığı kabul edilmektedir. Çizelge 4.2, bu durumda elde edilen FOPI denetleyicilerin önerilen yönteme göre k_p, k_i, λ ve PM, GM parametrelerini göstermektedir.

Çizelge 4.2: Örnek-2'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_i	λ	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

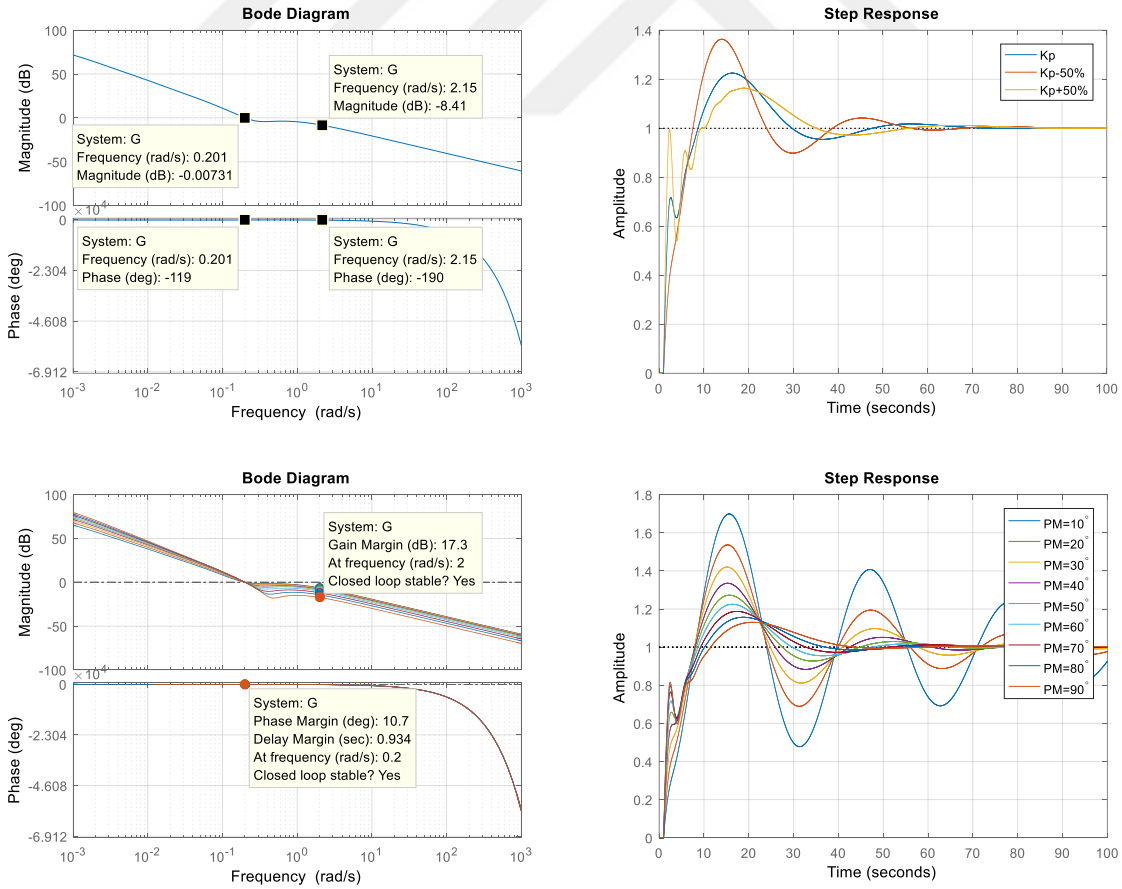
Çizelge 4.2 incelendiğinde görülecektir ki kazanç kesim frekansındaki PM faz payı arttıkça faz kesim frekansındaki GM kazanç payı azalmaktadır. Bu örnek için istenen faz kesim frekansında faz payı $PM = 60^o$ alındığında bilinmeyen değişkenler yukarıdaki denklemlerde yerine koyularak aşağıdaki FOPI denetleyici elde edilir.

$$C_2(s) = 0.930413 + \frac{0.127966}{s^{1.51447}} \tag{5.4}$$



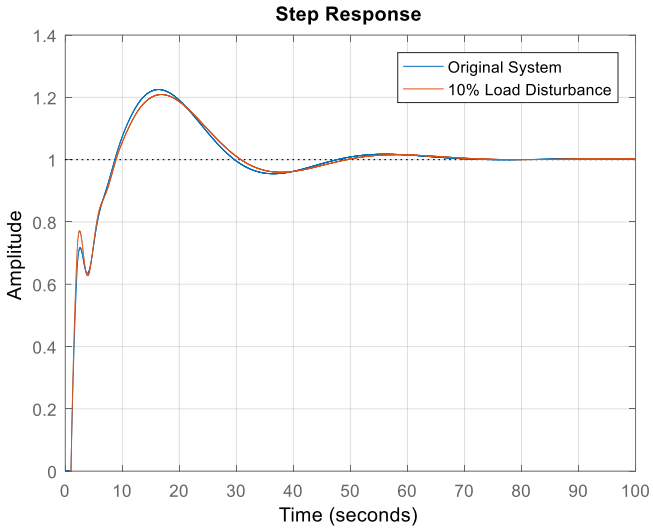
Şekil 4.5: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

k_p ve k_i denklemlerindeki GM kazanç payı değerleri çizilerek bu denklemlerin kesişim noktasında elde edilen λ değeri Şekil 4.5'de gösterilmiştir.



Şekil 4.6: Sistemin Bode ve Step cevapları

Faz payı $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında elde edilen kontrolör parametreleri ile oluşturulan sistemlere ait Bode diyagramı ve Step cevapları Şekil 4.6'de gösterilmiştir. Şekilden istenen frekans özelliklerinin sağlandığı görülmektedir. Şekil 4.7 %10'luk yük bozucusu altında sistemin step yanıtını göstermektedir.



Şekil 4.7: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.10 Örnek 3

Lee ve diğerlerinin [193] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları FOPTD sistemini ele alalım.

$$P_3(s) = \frac{1.1}{s+1} e^{-0.29s} \tag{5.5}$$

Bu örnek için kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 5.9\ rad/\mathrm{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 15.1\ rad/\mathrm{s}$ olması istenmektedir. Faz payının da $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o'lik adım miktarı ile arttığı kabul edilmektedir. Çizelge 4.3, bu durumda elde edilen FOPD denetleyicilerin önerilen yönteme göre k_p, k_d, μ ve PM, GM parametrelerini göstermektedir.

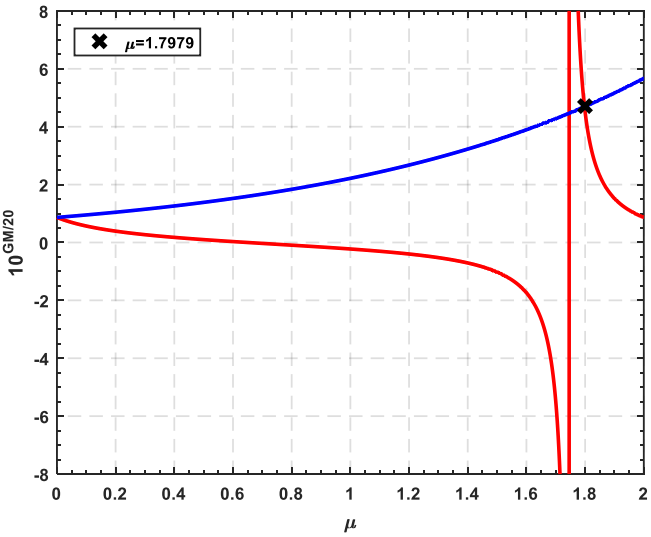
Çizelge 4.3 incelendiğinde kazanç kesim frekansındaki PM faz payı arttıkça faz kesim frekansındaki GM faz payı artmaktadır. Bu örnek için istenen faz kesim frekansında faz payı diğer örneklerde olduğu gibi yine $PM = 60^o$ olarak alınmıştır.

Çizelge 4.3: Örnek-3'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_d	μ	GM
10°	8.80825	0.130793	1.85470	-1.41224
20°	11.2571	0.248173	1.82507	5.03040
30°	13.3441	0.357982	1.81304	8.49102
40°	15.0192	0.456912	1.80617	10.7524
50°	16.2347	0.541959	1.80150	12.3253
60°	16.9549	0.610541	1.79792	13.4258
70°	17.1585	0.660573	1.79493	14.1626
80°	16.8397	0.690534	1.79225	14.5935
90°	16.0082	0.699516	1.78968	14.7480

Bu örnek için istenen faz kesim frekansında faz payı $PM = 60^o$ alındığında bilinmeyen değişkenler yukarıdaki denklemlerde yerine koyularak aşağıdaki FOPD denetleyici elde edilir.

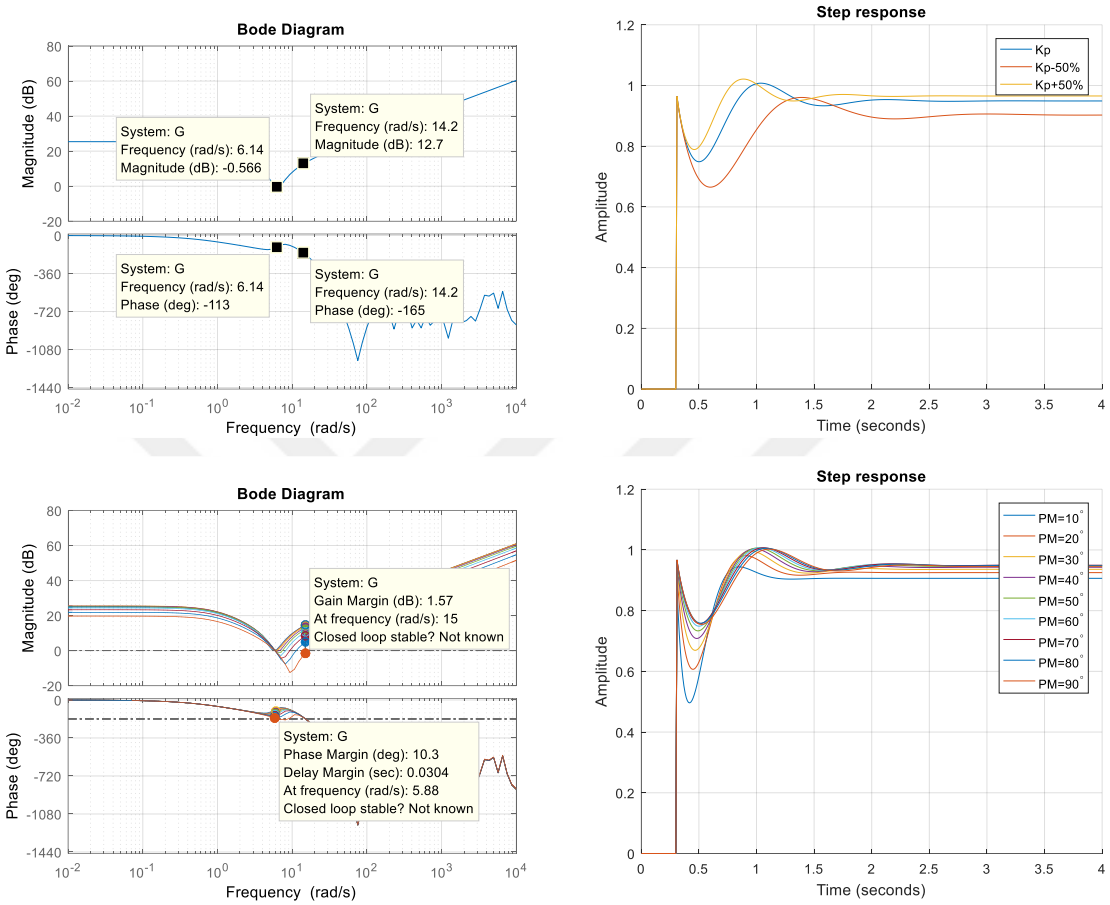
$$C_3(s) = 16.9549 + 0.610541 s^{1.79792} \tag{5.6}$$



Şekil 4.8: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Kazanç kesim frekansı ve faz kesim frekansındaki k_p ve k_d değelerinin ortak çözümünden elde edilen istenilen PM faz payı değerindeki GM kazanç payı denklemleri ve bu

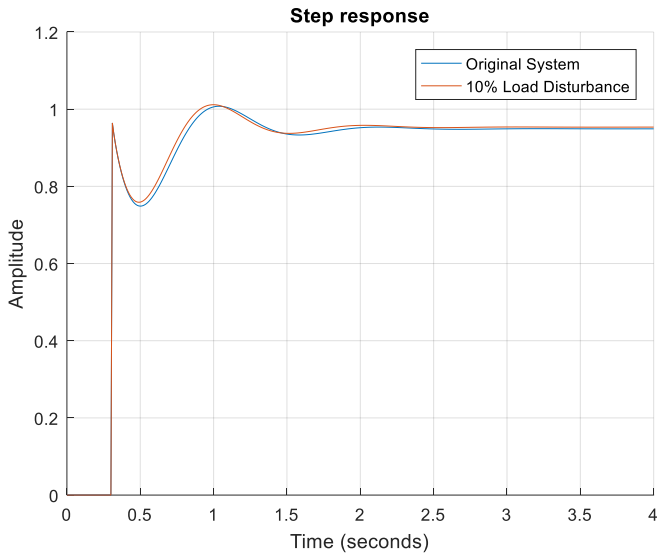
denklemlerin ortak kesişiminden elde edilen μ değeri Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Burada kırmızı çizgi k_p değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir. Benzer şekilde mavi çizgi k_d değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir.



Şekil 4.9: Sistemin Bode ve Step cevapları

Önerilen yönteme göre $PM \in [10^o, 90^o]$ elde edilen kontrolör parametrelerinin istenilen PM faz payındaki Bode diyagramı ve Step cevapları Şekil 4.9'de gösterilmiştir. Şekil 4.9, PM değeri arttığında, sistemin aşma, yükselme, oturma ve zirve süresi dahil olmak üzere geçici yanıt ölçümlerinin iyileştiğini ortaya koymaktadır. Sistemler, bazı beklenmedik yük engelleme veya ölçüm gürültülerine bağlı olabilir.

Önerilen denetleyicinin beklenmedik etki altında test edilmesi yararlı olacaktır. Şekil 4.10'da %10'luk yük bozukluğu altında sistemin step yanıtını göstermektedir. Şekil 4.10 incelendiğinde orijinal sistem ile %10'luk yük bozukluğu altındaki sistemin birim basamak cevapları birbirine çok yakın olması önerilen yöntemin dayanıklılığını göstermektedir.



Şekil 4.10: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.11 Örnek 4

Tavakoli ve diğerlerinin [194] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları FOPTD sistemini ele alalım.

$$P_4(s) = \frac{6.37}{5.411s + 1} e^{-1.065s} \tag{5.7}$$

Bu örnek için kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 1.7\ rad/\mathrm{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 4.3\ rad/\mathrm{s}$ olması istenmektedir. Faz payının da $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o'lik adım miktarı ile arttığı kabul edilmektedir. Çizelge 4.4, bu durumda elde edilen FOPD denetleyicilerin önerilen yönteme göre k_p, k_d, μ ve PM, GM parametrelerini göstermektedir.

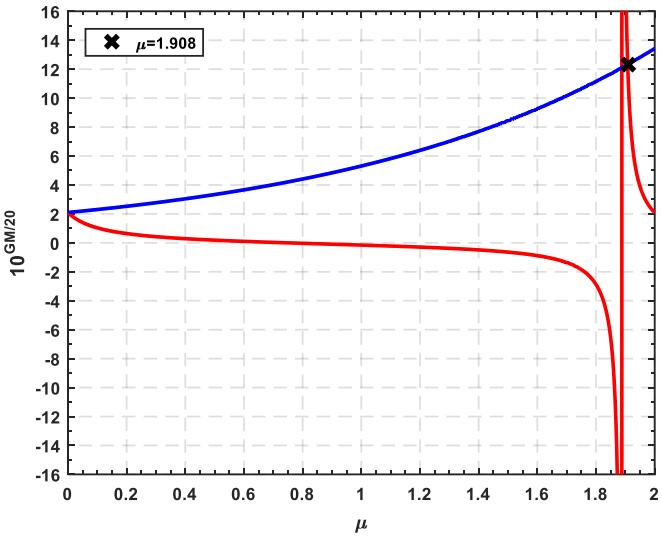
Çizelge 4.4 incelendiğinde görülecektir ki kazanç kesim frekansındaki PM faz payı arttıkça faz kesim frekansındaki GM kazanç payı artmaktadır.

Bu örnek için istenen faz kesim frekansında faz payı $PM = 60^o$ alındığında bilinmeyen değişkenler yukarıdaki denklemlerde yerine koyularak aşağıdaki FOPD denetleyici elde edilir.

$$C_4(s) = 9.77375 + 3.38481s^{1.90795} \tag{5.8}$$

Çizelge 4.4: Örnek-4'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

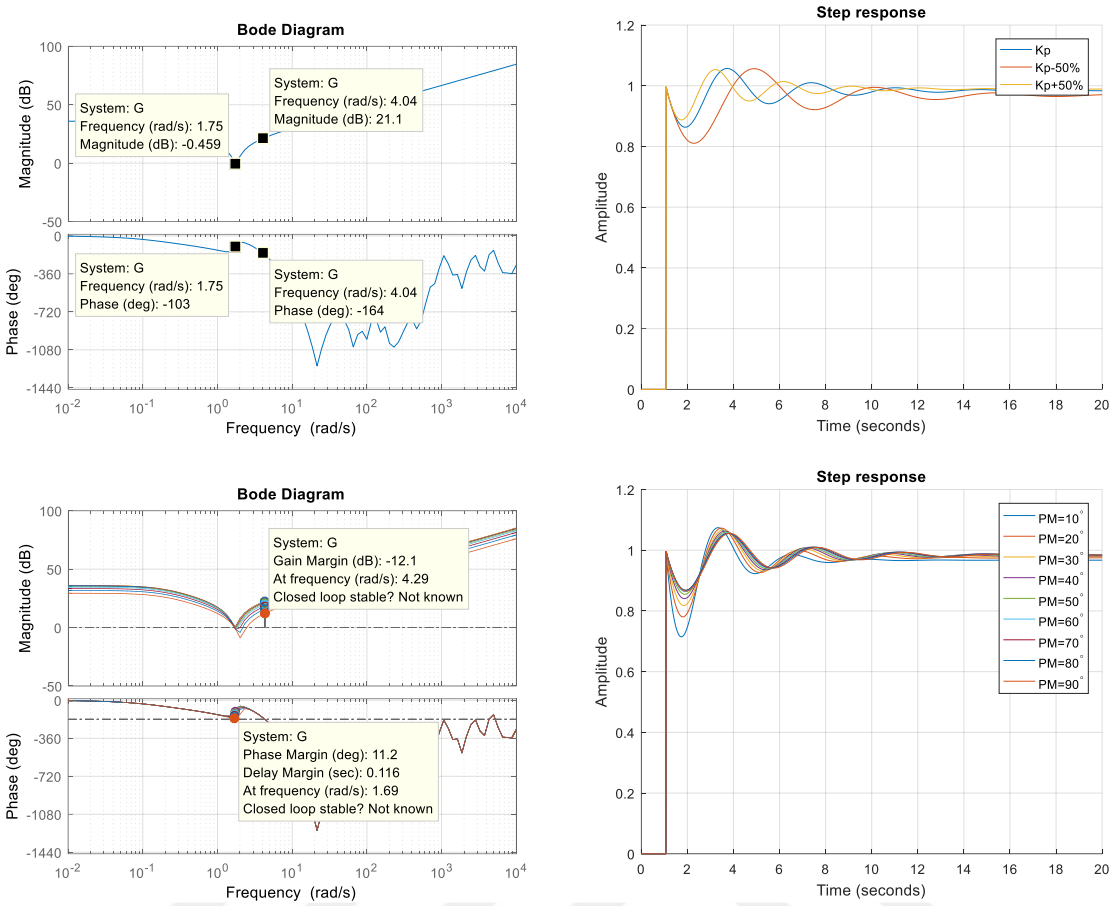
PM	k_p	k_d	μ	GM
10°	4.63100	1.18577	1.91470	12.1354
20°	6.10194	1.76241	1.91178	15.8314
30°	7.38705	2.28538	1.91025	18.2172
40°	8.44752	2.73885	1.90927	19.8712
50°	9.25122	3.10907	1.90854	21.0320
60°	9.77375	3.38481	1.90795	21.8180
70°	9.99925	3.55768	1.90743	22.2923
80°	9.92089	3.62244	1.90695	22.4877
90°	9.54104	3.57712	1.90647	22.4167



Şekil 4.11: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

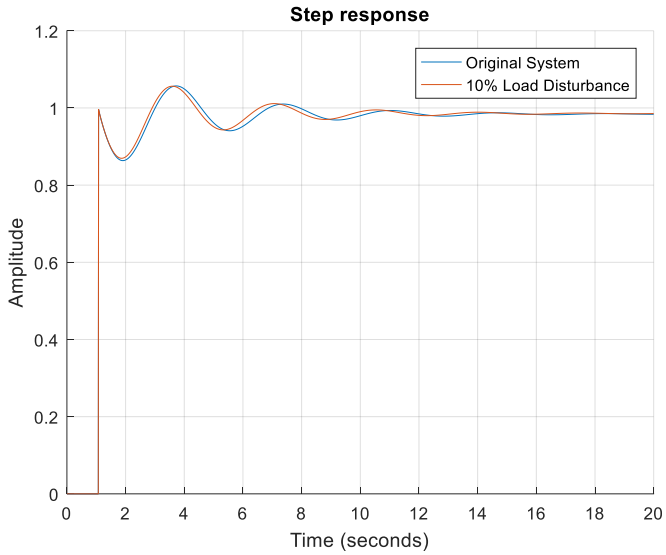
k_p ve k_d denklemlerindeki GM kazanç payı değerleri çizilerek bu denklemlerin kesişim noktasında elde edilen μ değeri Şekil 4.11'de gösterilmiştir.

Burada kırmızı çizgi k_p değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir. Benzer şekilde mavi çizgi k_d değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir. Her ikisinin kesişimi olan nokta önerilen yöntemin sol ve sağ frekans değerleri üzerindeki denklem sistemlerinin ortak çözümü olmaktadır.



Şekil 4.12: Sistemin Bode ve Step cevapları

Faz payı $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında elde edilen kontrolör parametreleri ile oluşturulan sistemlere ait Bode diyagramı ve Step cevapları Şekil 4.12'de gösterilmiştir.



Şekil 4.13: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

Şekil 4.12'den incelendiğinde önerilen yöntem istenen frekans özelliklerinin sağlandığı görülmektedir. Ayrıca Şekil 4.13'de %10'luk yük bozucusu altında sistemin step yanıtını göstermektedir.

4.12 Örnek 5

Rajapandiyan ve diğerlerinin [195] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları SOPTD sistemini ele alalım.

$$P_5(s) = \frac{0.35}{(0.67s+1)(5s+1)} e^{-1.28s} \tag{5.9}$$

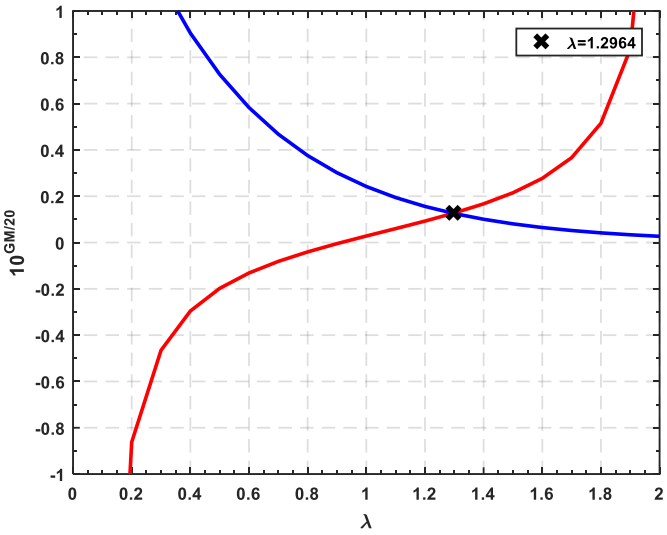
Kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 0.1\ rad/\text{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 0.9\ rad/\text{s}$ olması istenmektedir. Faz payının $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o'lik adım miktarı ile elde edilmiş denetleyici parametreleri Çizelge 4.5'de verilmiştir.

Çizelge 4.5: Örnek-5'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_i	λ	GM
10°	0.873142	0.101754	1.57718	-25.8745
20°	1.122860	0.119861	1.51436	-23.5175
30°	1.373390	0.137346	1.45691	-21.6371
40°	1.613370	0.153458	1.40275	-20.1309
50°	1.833030	0.167613	1.34991	-18.9286
60°	2.024450	0.179428	1.29637	-17.9793
70°	2.181780	0.188768	1.23988	-17.2447
80°	2.301530	0.195835	1.17760	-16.6932
90°	2.382800	0.201348	1.10552	-16.2954

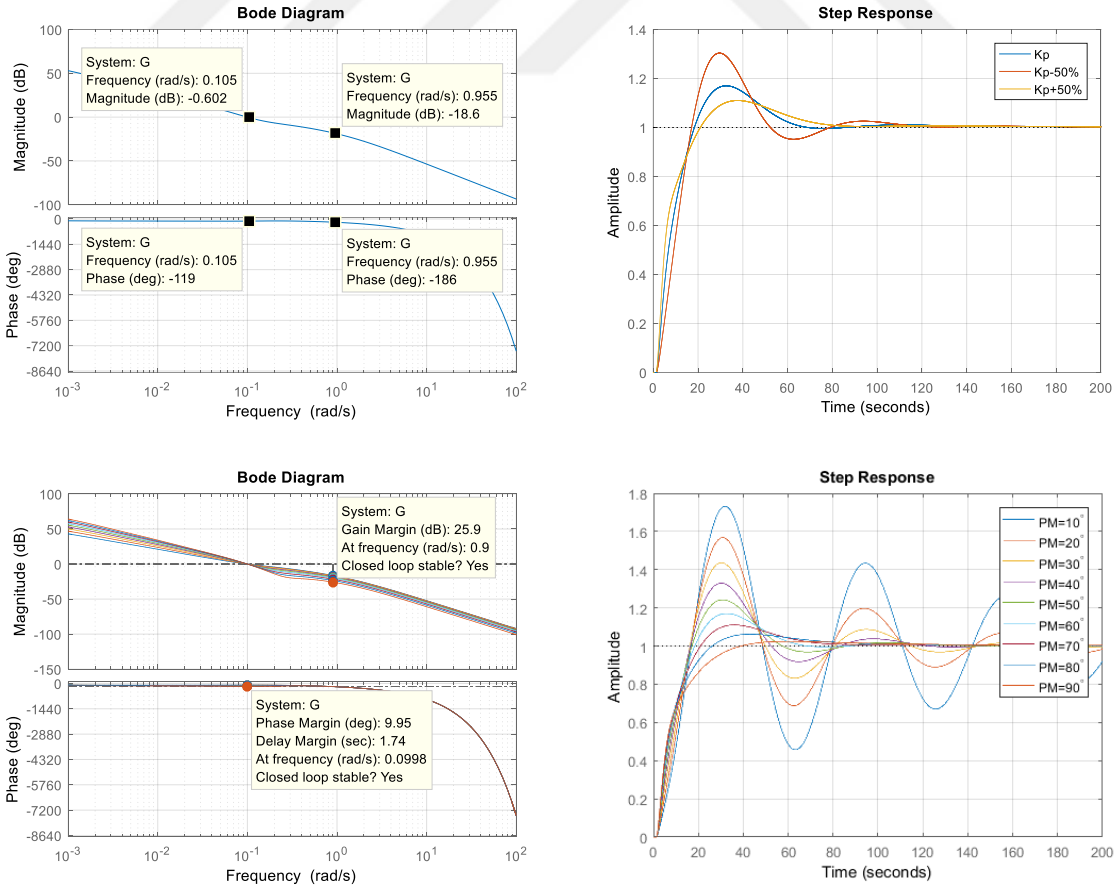
Önceki örnekler gibi PM faz payı arttıkça GM kazanç payı azalmaktadır. $PM = 60^o$ değerinde bu örnek için elde edilen FOPI denetleyici aşağıda verilmiştir.

$$C_5(s) = 2.024450 + \frac{0.179428}{s^{1.29637}} \tag{5.10}$$



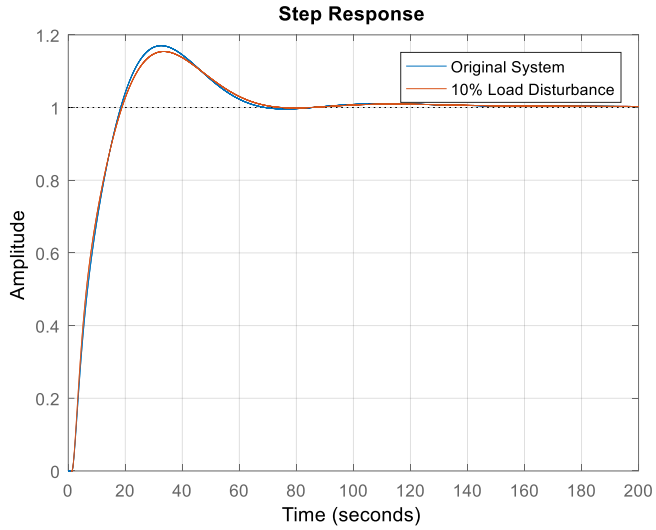
Şekil 4.14: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Şekil 4.14'de kesir dereceli denetleyicinin ortak üssünün bulunması için gereken nümerik çözüm grafiği verilmiştir. Bu grafikte görülen ortak üssün denetleyicidekiyle aynı olduğu görülmektedir.



Şekil 4.15: Sistemin Bode ve Step cevapları

Çizelge 4.5‘de verilen sistemlere ait Bode diyagramları ve birim basamak cevapları Şekil 4.15’de görülmektedir. Görüldüğü üzere örnekte istenen frekans değerleri sağlanmıştır. Önerilen denetleyicinin beklenmedik bozucu etki altında test edilmesi yararlı olacaktır. Şekil 4.16’da %10’luk yük bozucusu altında sistemin step yanıtını göstermektedir.



Şekil 4.16: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.13 Örnek 6

Rajapandiyan ve diğerlerinin [195] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları SOPTD sistemini ele alalım.

$$P_6(s) = -\frac{0.45}{(2.9889s+1)(5.7011s+1)}e^{-s} \tag{5.11}$$

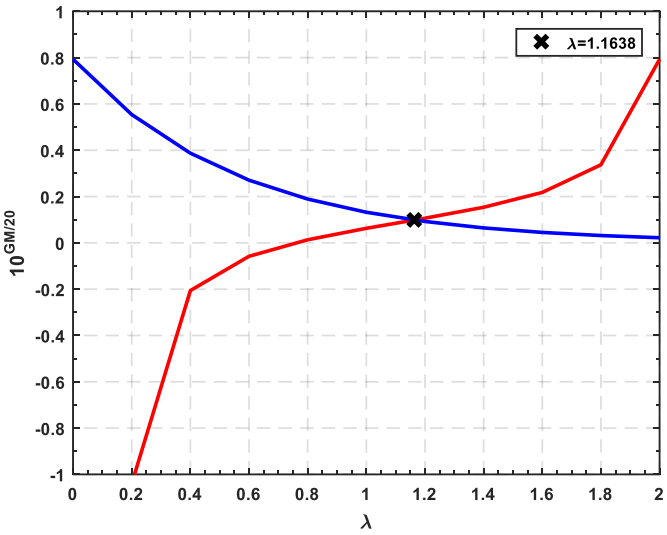
Bu örnek için kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 0.1\ rad/\mathrm{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 0.6\ rad/\mathrm{s}$ olması istenmektedir. Faz payının $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o’lik adım miktarı ile elde edilen sistem parametreleri Çizelge 4.6’da verilmiştir. Çizelge incelendiğinde faz payı PM ile genlik payı GM arasında ters orantı olduğu bu durum sistemin dayanıklılığına olumlu etkisi olduğunu göstermektedir.

Bu örnek için $PM = 60^o$ değerinde elde edilen FOPI denetleyici aşağıda elde edilmiştir.

$$C_6(s) = \text{-}1.65367\text{-}\frac{0.17548}{s^{1.163790}} \tag{5.12}$$

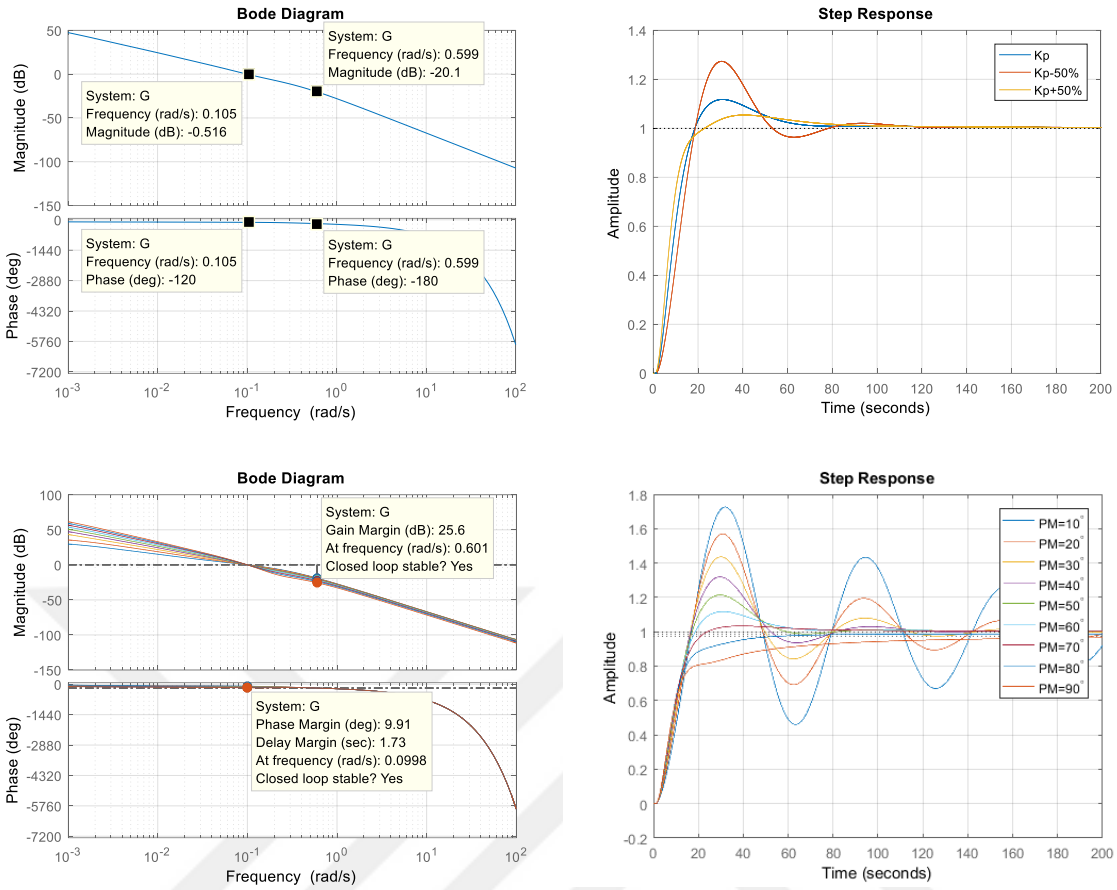
Çizelge 4.6: Örnek-6'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_i	λ	GM
10°	-1.00017	-0.10669	1.485170	-25.5450
20°	-1.16944	-0.12177	1.423380	-23.9397
30°	-1.32439	-0.13624	1.362600	-22.6446
40°	-1.45938	-0.14991	1.300760	-21.6041
50°	-1.57011	-0.16283	1.235480	-20.7764
60°	-1.65367	-0.17548	1.163790	-20.1270
70°	-1.70851	-0.18908	1.081540	-19.6239
80°	-1.73405	-0.20644	0.982525	-19.2323
90°	-1.72873	-0.23444	0.856367	-18.9069

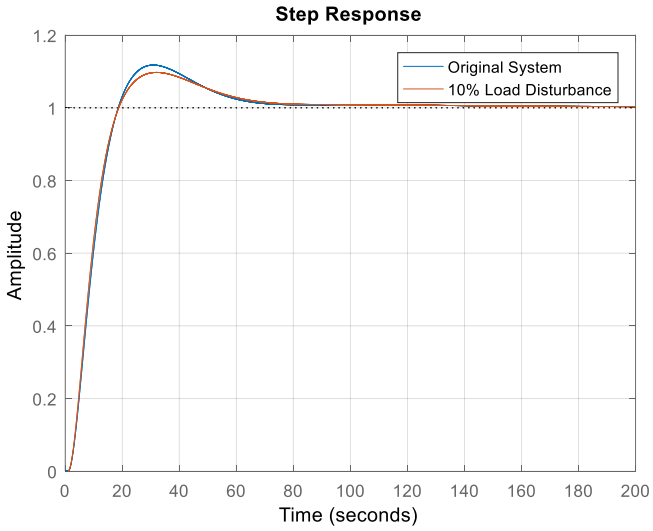


Şekil 4.17: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Denetleyicinin kesir derecesi Şekil 4.17'da verilen eğriler ile elde edilmiştir. Yukarıdaki çizelgede gösterilen sistemlere ait Bode diyagramları ve birim basamak cevapları Şekil 4.18'de gösterilmiştir. Ayrıca, sistemin bozucu etki altındaki birim basamak cevabı Şekil 4.19'de verilmiştir. Şekillerden görülmektedirki istenen frekans özellikleri başarıyla sağlanmıştır. Önerilen yöntemin mevcut literatürdeki farklı farklı fiziksel problemleri ele alan uygulama örneklerinde ki diğer uygulama örneklerindede görüldüğü gibi bu başarısı yöntemin güvenirliliğini bir kez daha ortaya çıkarmaktadır.



Şekil 4.18: Sistemin Bode ve Step cevapları



Şekil 4.19: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

Şekil 4.18'de sistemin step cevabındaki k_p 'nin %50 oranında artı eksi değiştirilmesi ile elde edilen step cevapları birlikte aynı grafikte verilmiştir.

Aynı şekildeki bu üç step cevabının çok yakın olması ayrıca Şekil 4.19'i doğrulamaktadır.

4.14 Örnek 7

Das ve diğerlerinin [196] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları SOPTD sistemini ele alalım.

$$P_7(s) = \frac{5.3871}{(1.80645s+1)(2.98215s+1)} e^{-0.2650s} \tag{5.13}$$

Kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 0.1\ rad/\mathrm{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 1.8\ rad/\mathrm{s}$ olması istenmektedir. Çizelge 4.7, değişen PM değerleri için elde edilen sistem parametrelerini göstermektedir.

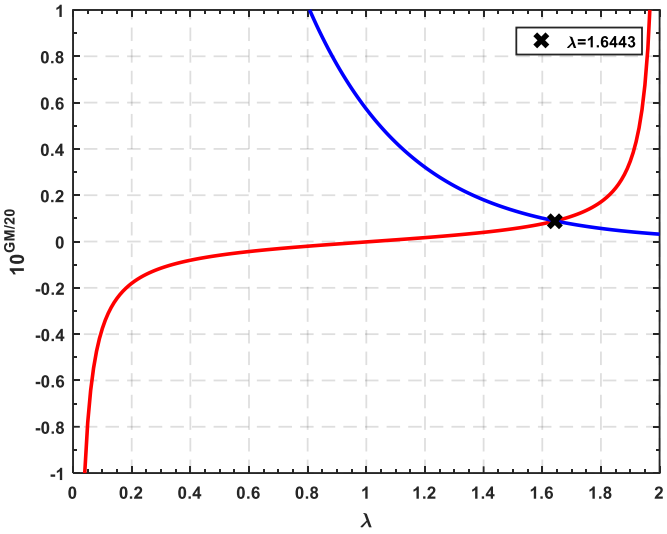
Çizelge 4.7: Örnek-7'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_i	λ	GM
10°	0.141684	0.005684	1.75082	-27.8409
20°	0.184940	0.006600	1.72240	-25.5135
30°	0.224921	0.007362	1.69942	-23.8046
40°	0.259807	0.007934	1.67964	-22.5454
50°	0.288207	0.008291	1.66163	-21.6388
60°	0.309084	0.008419	1.64428	-21.0265
70°	0.321743	0.008313	1.62666	-20.6734
80°	0.325828	0.007977	1.60773	-20.5594
90°	0.321346	0.007422	1.58618	-20.6751

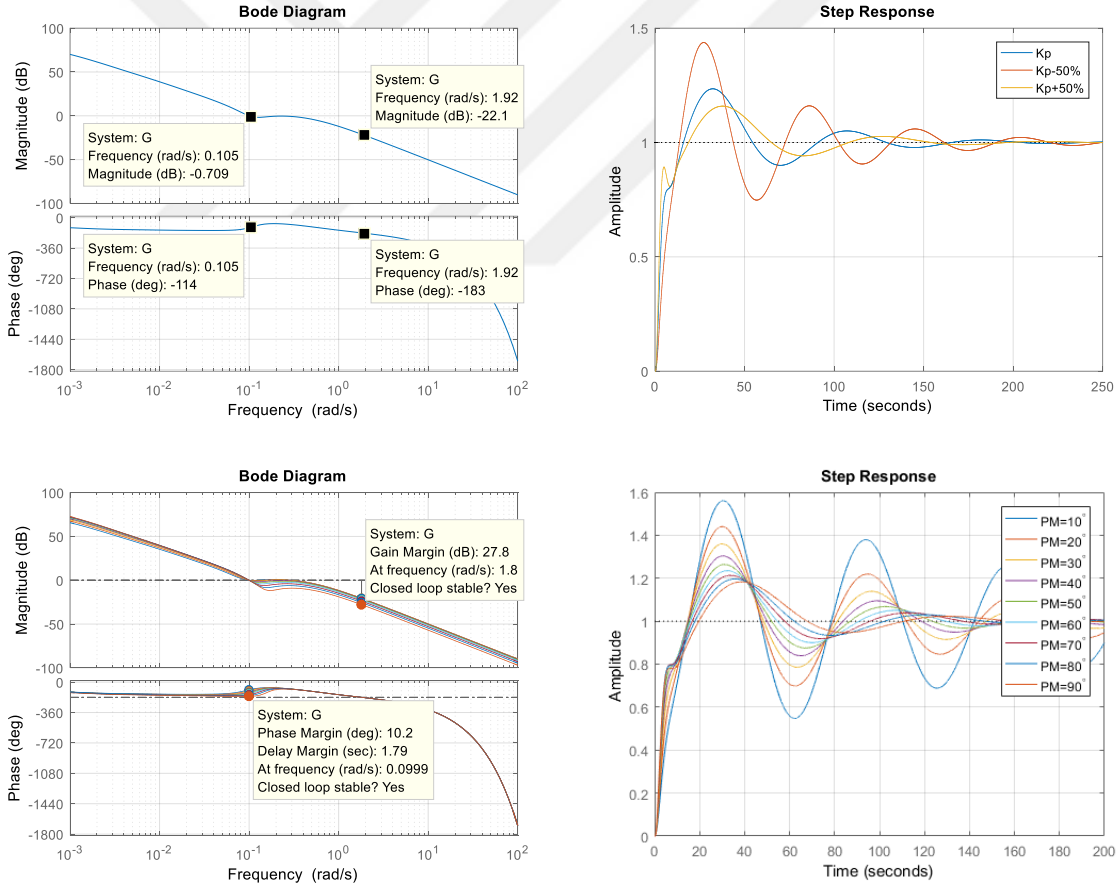
$PM = 60^o$ değeri için elde edilen FOPI denetleyici aşağıda verilmiştir.

$$C_7(s) = 0.309084 + \frac{0.008419}{s^{1.64428}} \tag{5.14}$$

Kesir dereceli denetleyicinin üssü Şekil 4.20'da verilen eğriler ile sağlanmıştır. Bu örnekteki çizelgede elde edilen sistemlere ait Bode ve birim basamak cevapları da Şekil 4.21'de gösterilmiştir.

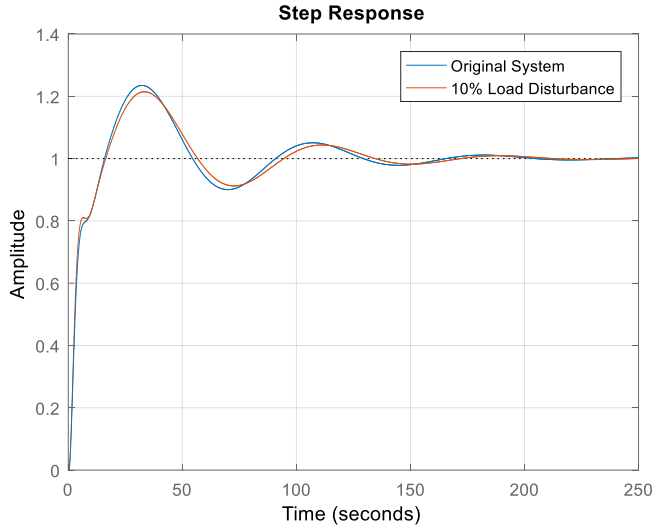


Şekil 4.20: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları



Şekil 4.21: Sistemin Bode ve Step cevapları

Şekil 4.22'de %10'luk yük bozucusu altında sistemin step yanıtını göstermektedir. Şekil incelendiğinde elde edilen step cevapları yine diğer örneklerde olduğu gibi çok yakındır.



Şekil 4.22: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.15 Örnek 8

Rajapandiyan ve diğerlerinin [195] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları SOPTD sistemini ele alalım. Bu örnek için $\omega_{gc} = 10\ rad/s$ ve $\omega_{pc} = 180\ rad/s$ olması istenmektedir. Faz payının farklı değerleri ve sistem parametreleri Çizelge 4.8'da verilmiştir.

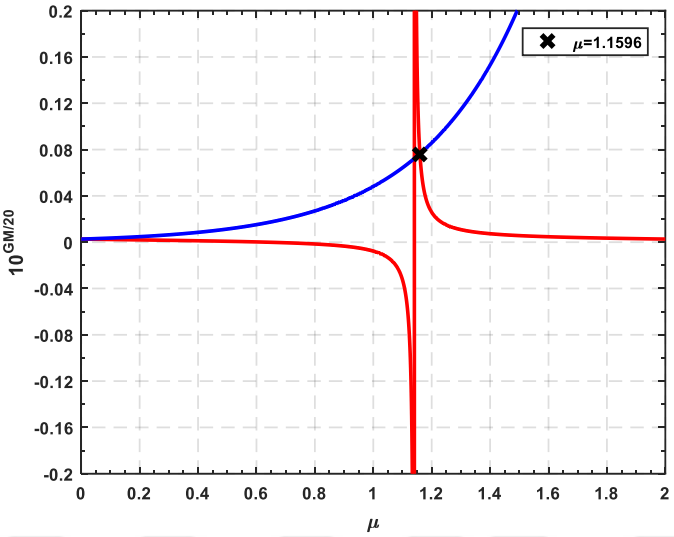
$$P_8(s) = \frac{0.3}{(s+1)(2s+1)} e^{-0.01s} \tag{5.15}$$

Çizelge 4.8: Örnek-8'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_d	μ	GM
10°	702.521	4.96543	1.26482	-36.2805
20°	707.110	13.0039	1.20533	-30.2871
30°	688.067	20.9005	1.18428	-27.0242
40°	647.443	28.2487	1.17286	-24.8776
50°	586.819	34.7821	1.16529	-23.3836
60°	508.166	40.2858	1.15962	-22.3435
70°	413.930	44.5851	1.15494	-21.6575
80°	307.002	47.5459	1.15079	-21.2723
90°	190.643	49.0765	1.14686	-21.1616

$PM = 60^o$ için sistem frekans özelliklerini sağlamak için elde edilen FOPD denetleyici aşağıda verilmiştir. Burada, denetleyici kesir derecesi Şekil 4.23'de verilen eğrilerin kesişim noktasından elde edilmiştir.

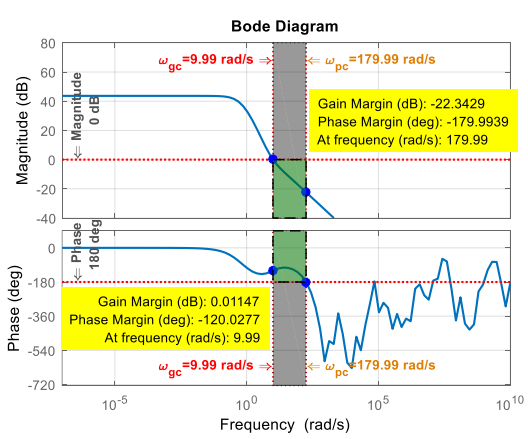
$$C_8(s) = 508.166 + 40.2858s^{1.15962} \tag{5.16}$$

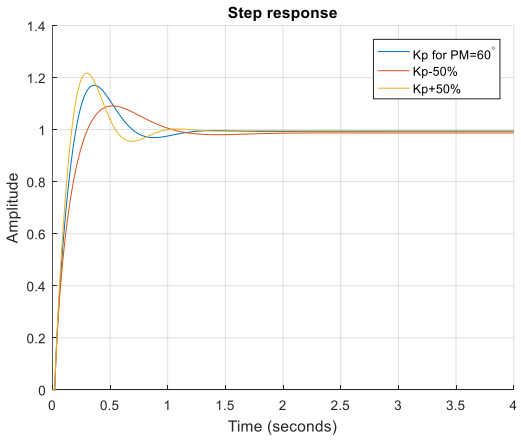


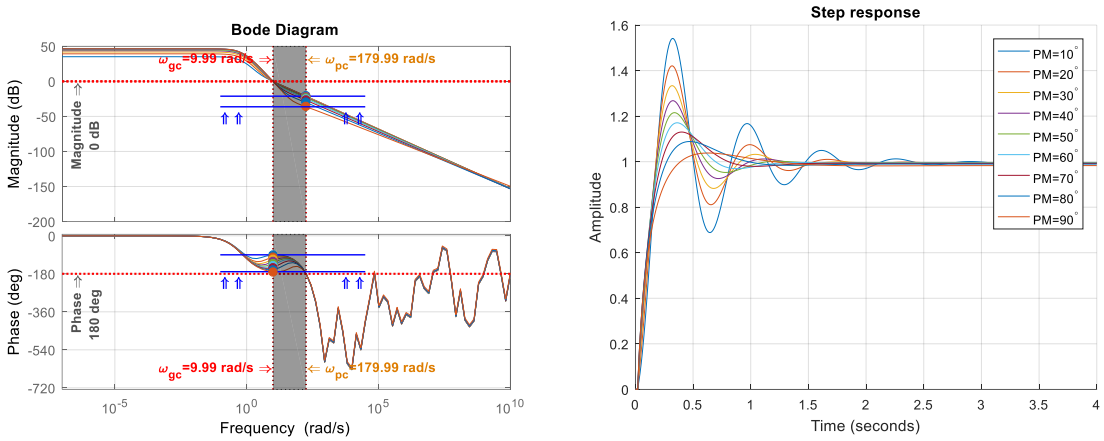
Şekil 4.23: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Bu örnek için verilen çizelgede yer alan sistemlerin Bode grafikleri ve birim basamak cevapları Şekil 4.24'de gösterilmiştir. Ayrıca sistem üzerine bir bozucu etki uygulandığında elde edilen birim basamak cevabı Şekil 4.25'de verilmiştir.

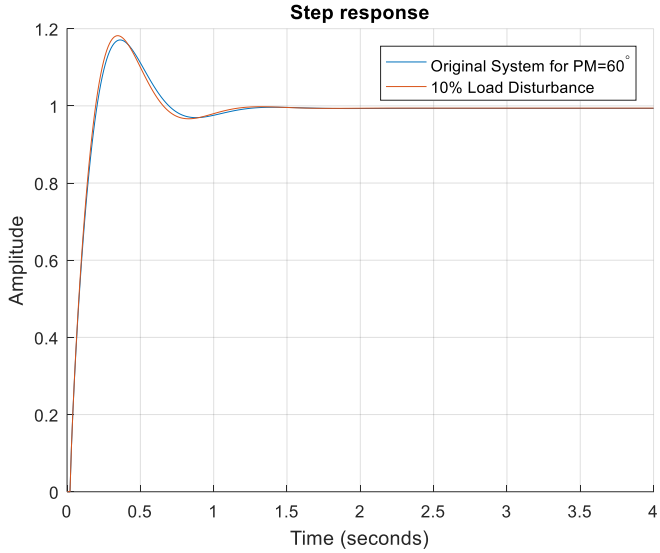
Diğer uygulama örneklerinde olduğu gibi benzer şekilde sistem dayanıklığı olumlu sonuçları görülmetkedir. Önerilen yöntemin Bode grafiklerindeki faz eğrisini yukarı taşınmasını zorlanması sistemi dayanıklığını arttırarak dayanıksızlığa karşı ciddi korumaktadır.







Şekil 4.24: Sistemin Bode ve Step cevapları



Şekil 4.25: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.16 Örnek 9

Zhao ve diğerlerinin [197] çalışmalarında kullanmış oldukları SOPTD sistemini ele alalım.

$$P_9(s) = \frac{100}{(s+1)(100s+1)} e^{-0.2s} \tag{5.17}$$

Bu örnek için $\omega_{gc} = 2.4\ rad/\text{s}$ ve $\omega_{pc} = 9.6\ rad/\text{s}$ değerlerinin sağlanması istenmektedir. Çizelge 4.9, bu modele ait değişen faz payı değerlerinde elde edilen sistem parametrelerini göstermektedir.

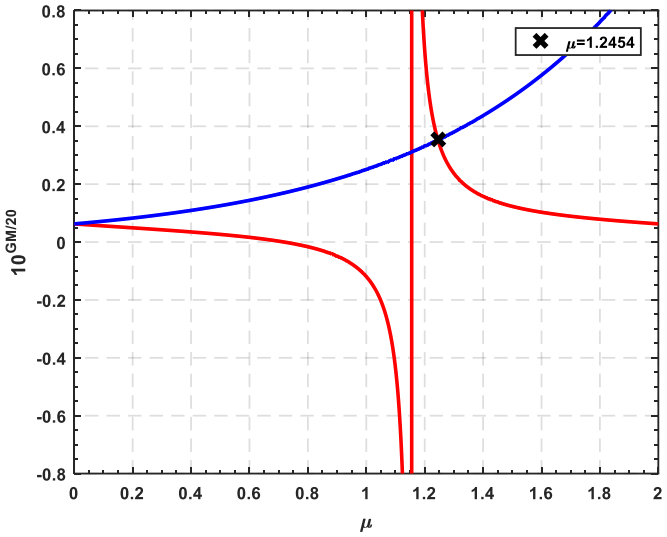
Görüldüğü gibi kazanç kesim frekansındaki PM faz payı arttıkça faz kesim frekansındaki GM kazanç payı azalmaktadır.

Çizelge 4.9: Örnek-9'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_d	μ	GM
10°	7.41459	0.584873	1.45691	-17.5734
20°	7.42089	0.939277	1.37680	-14.1916
30°	7.15097	1.274590	1.32918	-12.0730
40°	6.63437	1.577470	1.29542	-10.6383
50°	5.89552	1.837250	1.26862	-9.66704
60°	4.96091	2.045370	1.24545	-9.05521
70°	3.86056	2.195290	1.22390	-8.75061
80°	2.62791	2.282650	1.20247	-8.73079
90°	1.29881	2.305470	1.17972	-8.99532

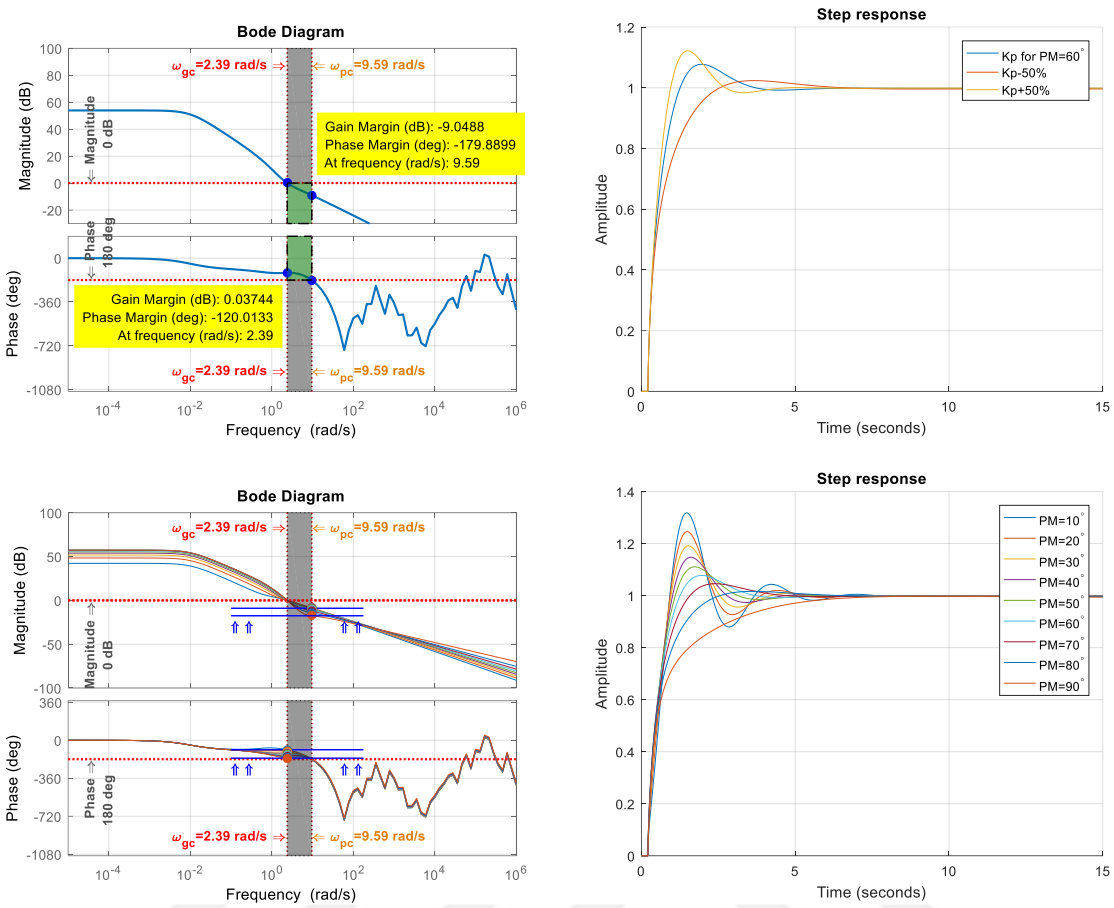
Bu örnek için $PM = 60^o$ alındığında elde edilen FOPD denetleyici aşağıda verilmiştir.

$$C_9(s) = 4.96091 + 2.045370 s^{1.24545} \tag{5.18}$$



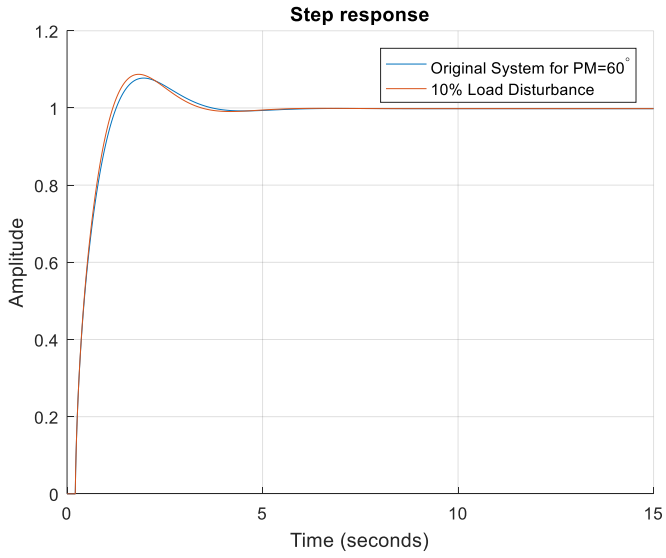
Şekil 4.26: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Şekil 4.26, denetleyici kesir derecesini bulmak için kullanılmıştır. Sistemin değişen faz payı değerlerine karşı elde edilen Bode diyagramları ve birim basamak cevapları Şekil 4.27'da gösterilmiştir.



Şekil 4.27: Sistemin Bode ve Step cevapları

Sistemler, bazı beklenmedik yük engelleme veya ölçüm gürültülerine bağlı olabilir. Önerilen denetleyicinin beklenmedik etki altında test edilmesi yararlı olacaktır. Bozucu yük altındaki sitem cevabı ise Şekil 4.28'de görülebilir.



Şekil 4.28: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.17 Örnek 10

Srivastava ve diğerlerinin [198] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları SOPTD sistemini ele alalım.

$$P_{10}(s) = \frac{0.5}{(s+1)(0.5s+1)} e^{-1.64s} \tag{5.19}$$

$\omega_{gc} = 0.3\ rad/\text{s}$ ve $\omega_{pc} = 0.9\ rad/\text{s}$ değerlerine karşı $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında elde edilen sistem parametreleri Çizelge 4.10'de verilmiştir.

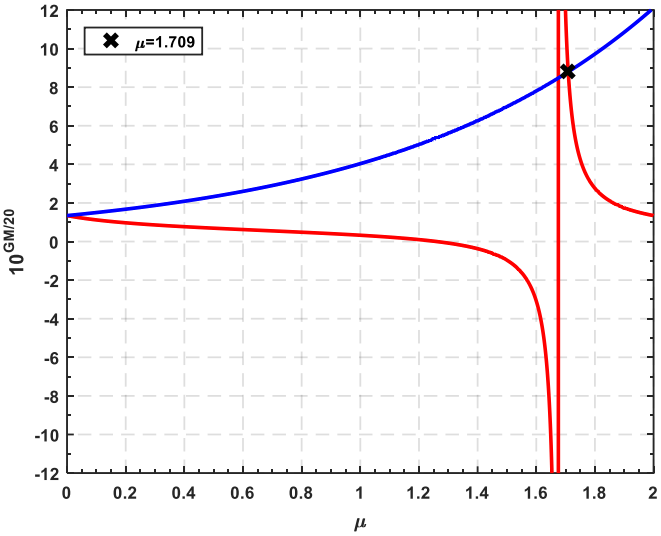
Çizelge 4.10 incelendiğinde kazanç kesim frekansındaki PM faz payı arttıkça faz kesim frekansındaki GM faz payının azaldığı görülmektedir. Aralarındaki bu ters orantı sayesinde kazanç ve faz kesim frekansları arasındaki sistem cevabının düzleşmesini nokta boyutunda değil çerçeve boyutunda yapmaktadır. Böylelikle sistemin kararlılığına ek olarak dayanıklılığında önemli bir artış sağlamaktadır.

Çizelge 4.10: Örnek-10'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_d	μ	GM
10°	5.083040	36.4042	1.72748	18.8370
20°	4.968820	38.3404	1.72371	19.4024
30°	4.703110	39.1087	1.72020	19.6804
40°	4.294020	38.6858	1.71673	19.6892
50°	3.753970	37.0845	1.71307	19.4293
60°	3.099280	34.3531	1.70895	18.8837
70°	2.349700	30.5735	1.70396	18.0130
80°	1.527670	25.8588	1.69733	16.7423
90°	0.657418	20.3478	1.68737	14.9287

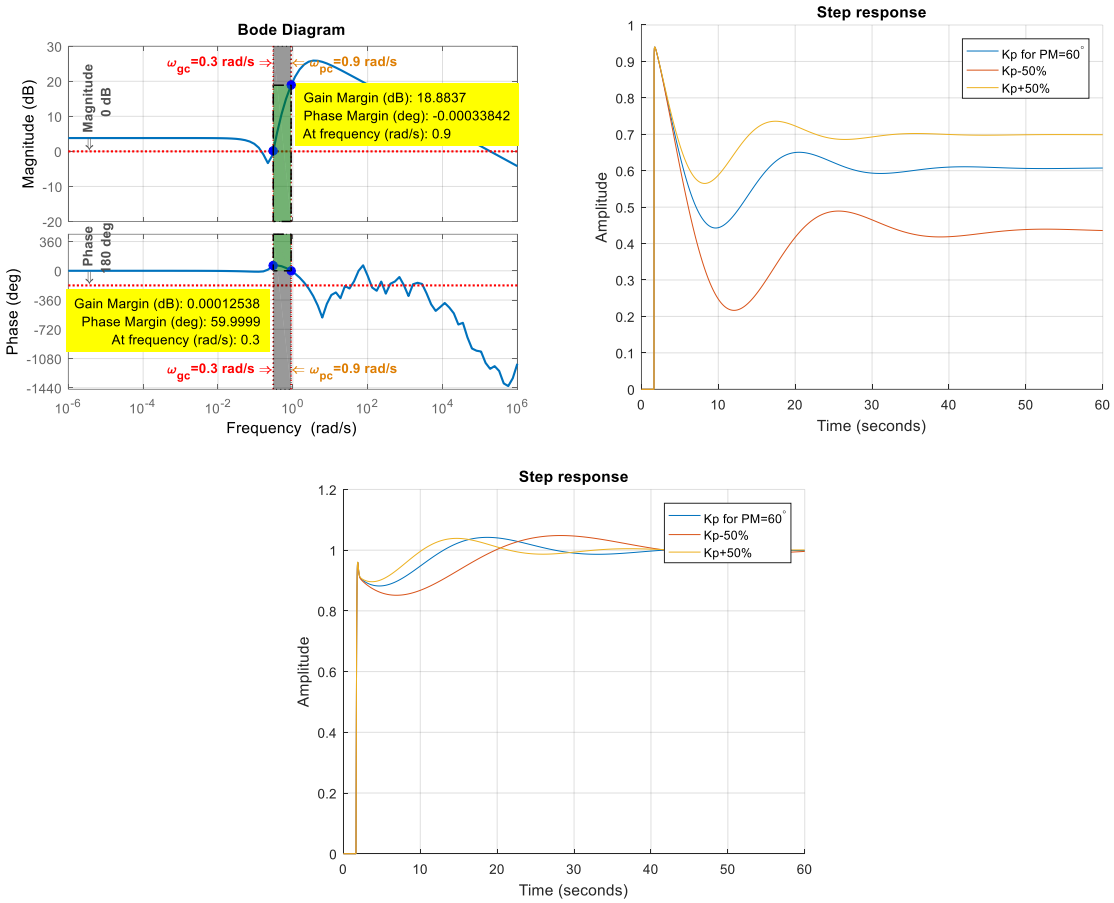
$PM = 60^o$ için hesaplanan FOPD denetleyici aşağıda verilmiştir. Şekil 4.29'de görülmektedir ki denetleyici kesir derecesi 1.70895 olarak bulunmuştur.

$$C_{10}(s) = 3.099280 + 34.3531 s^{1.70895} \tag{5.20}$$

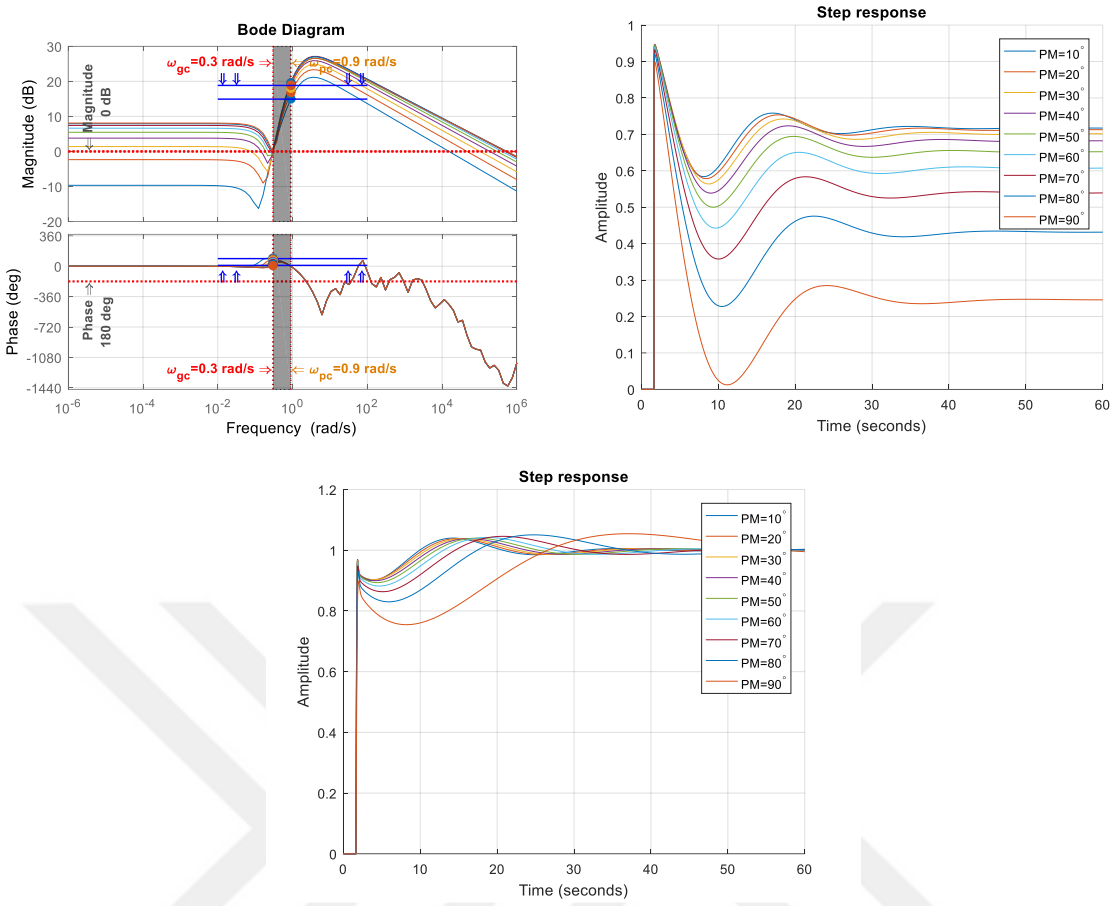


Şekil 4.29: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Burada kırmızı çizgi k_p değerlerinin eşitliğinden elde edilen, mavi çizgi k_d değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir.



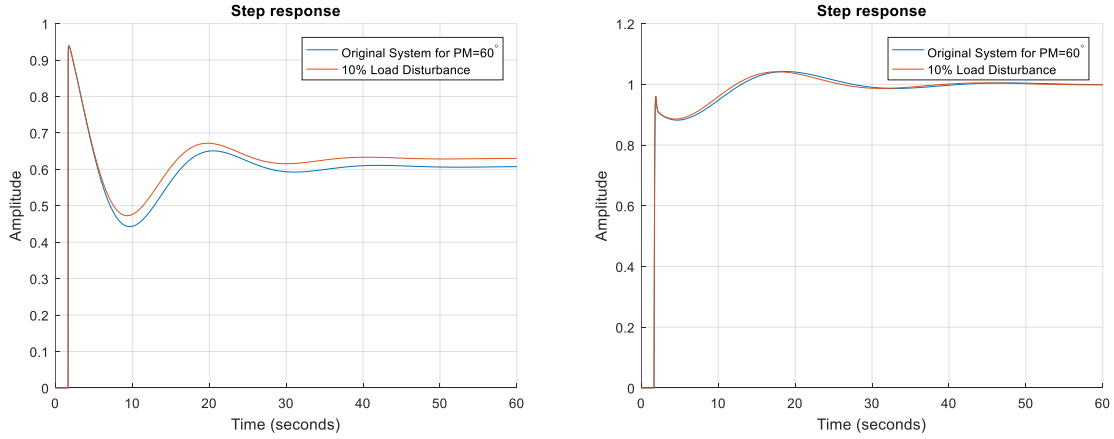
(a)



(b)

Şekil 4.30: Sistemin Bode ve Step cevapları

$PM \in [10^o , 90^o]$ aralığında elde edilen sistemlere ait Bode ve birim basamak cevapları Şekil 4.30'da verilmiştir. Şekilde ayrıca kalıcı hal hatasını azaltmak için sisteme eklenen integratör ile elde edilen birim basamak cevapları da yer almaktadır.



(a) (b)

Şekil 4.31: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

Bozucu yük altında görülen birim basamak cevapları da . Şekil 4.31 (a) ve (b)'de verilmiştir.

4.18 Örnek 11

Álvarez de Miguel ve diğerlerinin [118] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları TOPTD sistemini ele alalım.

$$P_{11}(s) = \frac{9.25}{(14720s+1)(1795.9s+1)(98s+1)} e^{-8s} \tag{5.21}$$

$\omega_{gc} = 0.0001\ rad/\mathrm{s}$ ve $\omega_{pc} = 0.0024\ rad/\mathrm{s}$ değerlerine karşı değişen faz payı değerleri için elde edilmiş sistem parametreleri Çizelge 4.11'da verilmiştir.

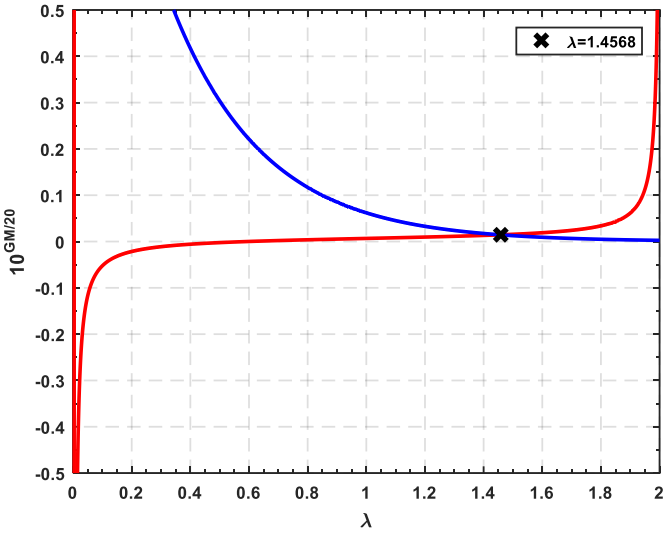
Çizelge 4.11: Örnek-11'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_i	λ	GM
10°	$2.04409\text{x}10^{-1}$	$1.42556\text{x}10^{-7}$	1.58569	-38.6533
20°	$2.25911\text{x}10^{-1}$	$1.73383\text{x}10^{-7}$	1.56217	-37.7795
30°	$2.41942\text{x}10^{-1}$	$2.04811\text{x}10^{-7}$	1.53890	-37.1795
40°	$2.51984\text{x}10^{-1}$	$2.37013\text{x}10^{-7}$	1.51464	-36.8219
50°	$2.55803\text{x}10^{-1}$	$2.71130\text{x}10^{-7}$	1.48794	-36.6868
60°	$2.53473\text{x}10^{-1}$	$3.10207\text{x}10^{-7}$	1.45675	-36.7615
70°	$2.45432\text{x}10^{-1}$	$3.61680\text{x}10^{-7}$	1.41772	-37.0362
80°	$2.32583\text{x}10^{-1}$	$4.45403\text{x}10^{-7}$	1.36465	-37.4967
90°	$2.16538\text{x}10^{-1}$	$6.28649\text{x}10^{-7}$	1.28410	-38.1088

Bu örnek için faz payı $PM = 60^o$ alındığında bilinmeyen değişkenler yukarıdaki denklemlerde yerine koyularak aşağıdaki FOPI denetleyici elde edilir.

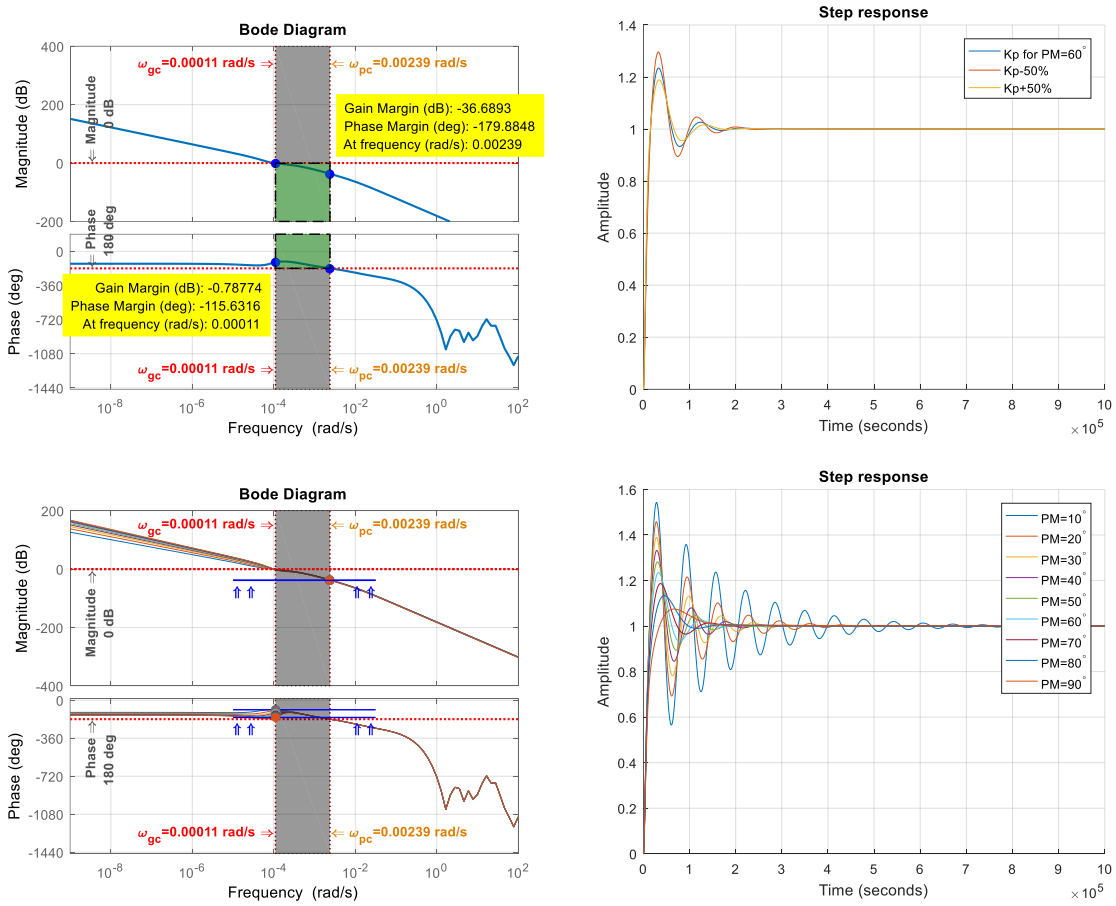
$$C_{11}(s) = 0.253473 + \frac{0.000000310207}{s^{1.45675}} \tag{5.22}$$

Kazanç kesim frekansı ve faz kesim frekansındaki k_p ve k_i değerlerinin ortak çözümünden elde edilen istenilen PM faz payı değerindeki GM kazanç payı denklemleri ve bu denklemlerin ortak kesişim λ değerleri Şekil 4.32'de gösterilmiştir.



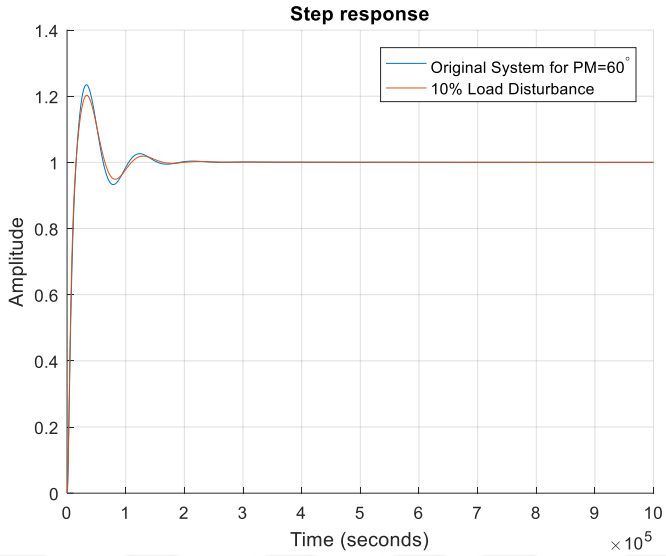
Şekil 4.32: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Şekilde kırmızı çizgi k_p değerlerinin eşitliğinden elde edilen, mavi çizgi k_i değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir.



Şekil 4.33: Sistemin Bode ve Step cevapları

Çizelge 4.11'daki sistemler ile üretilen Bode ve birim basamak cevap grafikleri Şekil 4.33'de gösterilmiştir. Şekil 4.33'i incelendiğinde faz payı değeri arttığında, sistemin aşma, yükselme, oturma ve zirve süresi dahil olmak üzere geçici yanıt ölçümlerinin iyileştiğini ortaya çıkmaktadır. Sisteme bozucu yük eklendiğinde elde edilen birim basamak cevabı Şekil 4.34'da gösterilmiştir.



Şekil 4.34: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.19 Örnek 12

Álvarez de Miguel ve diğerlerinin [118] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları TOPTD sistemini ele alalım.

$$P_{12}(s) = \frac{7.46}{(2171.9s+1)(7633.3s+1)(198.36s+1)} e^{-5s} \tag{5.23}$$

Bu örnek için kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 0.0001\ rad/\text{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 0.0015\ rad/\text{s}$ olması istenmektedir. Faz payının da $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o 'lik adım miktarı ile arttığı kabul edilmektedir.

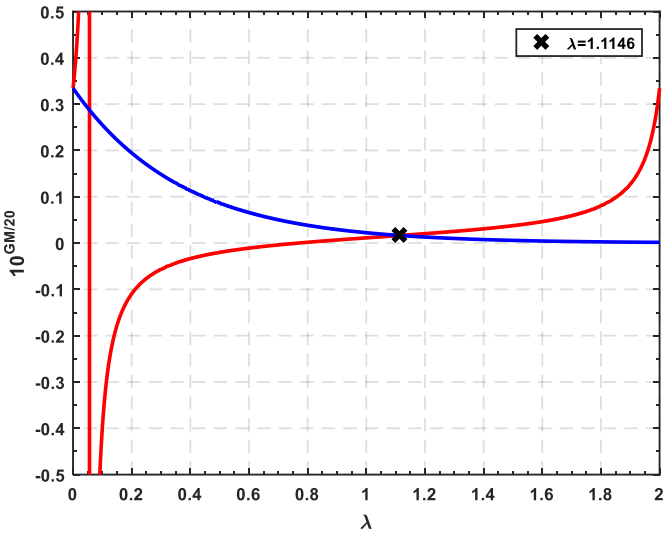
Çizelge 4.12, bu durumda elde edilen FOPI denetleyicilerin önerilen yönteme göre k_p, k_i, λ ve PM, GM parametrelerini göstermektedir. Çizelge incelendiğinde PM ile GM aralarındaki bu ters orantı sayesinde kazanç ve faz kesim frekansları arasındaki sistem cevabının düzleşmesini nokta boyutunda değil çerçeve boyutunda yapmaktadır. Böylelikle sistemin kararlılığına ek olarak dayanıklılığında önemli bir artış sağlamaktadır.

Çizelge 4.12: Örnek-12'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_i	λ	GM
10°	$3.76386\text{x}10^{-2}$	$3.58651\text{x}10^{-7}$	1.433160	-43.8265
20°	$4.83372\text{x}10^{-2}$	$6.73575\text{x}10^{-7}$	1.364840	-41.5351
30°	$5.94178\text{x}10^{-2}$	$1.19803\text{x}10^{-6}$	1.300830	-39.6444
40°	$7.04193\text{x}10^{-2}$	$2.04908\text{x}10^{-6}$	1.239220	-38.0826
50°	$8.09269\text{x}10^{-2}$	$3.42656\text{x}10^{-6}$	1.177910	-36.7944
60°	$9.05955\text{x}10^{-2}$	$5.70745\text{x}10^{-6}$	1.114620	-35.7351
70°	$9.91671\text{x}10^{-2}$	$9.68893\text{x}10^{-6}$	1.046510	-34.8672
80°	$1.06487\text{x}10^{-1}$	$1.73074\text{x}10^{-5}$	0.969644	-34.1558
90°	$1.12516\text{x}10^{-1}$	$3.42322\text{x}10^{-5}$	0.877907	-33.5637

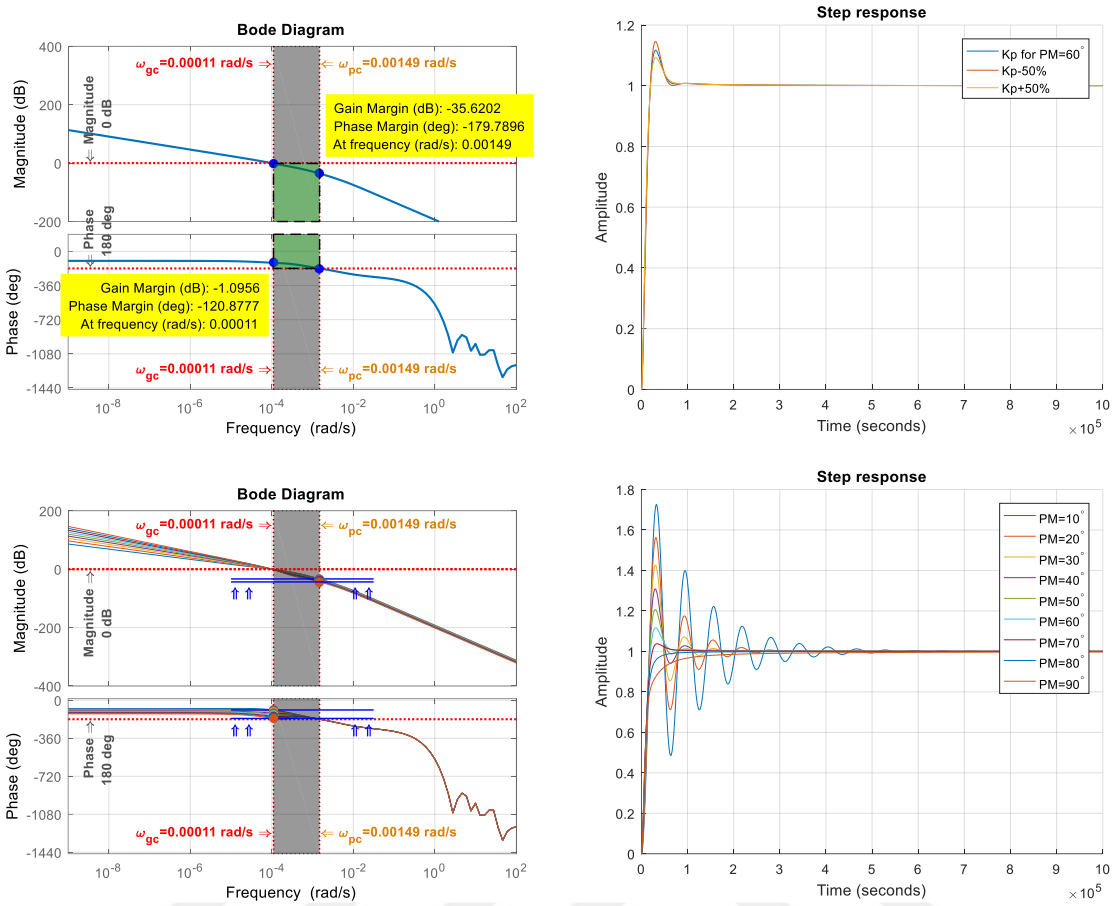
Bu örnek için istenen $PM = 60^o$ alındığında aşağıdaki FOPI denetleyici elde edilir.

$$C_{12}(s) = 0.0905955 + \frac{0.00000570745}{s^{1.114620}} \tag{5.24}$$



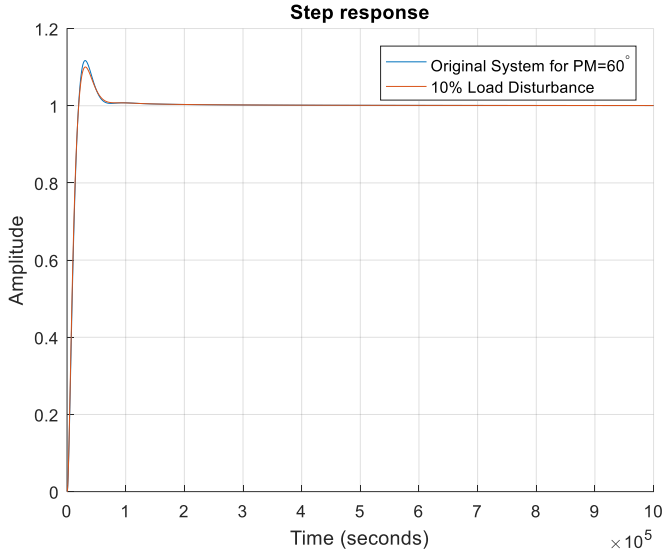
Şekil 4.35: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Denetleyici kesir dereceli üssü Şekil 4.35'de gösterilen eğrilerin kesişim noktası yardımıyla bulunmuştur. Farklı faz payı değerlerinde elde edilen sistemlerin Bode ve birim basamak cevapları Şekil 4.36'da verilmiştir.



Şekil 4.36: Sistemin Bode ve Step cevapları

Sistemler, bazı beklenmedik gürültülere bağlı olabilir. Şekil 4.37'da ise %10'luk yük bozucu etkisi altında sistemin step yanıtını göstermektedir.



Şekil 4.37: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.20 Örnek 13

Rivas-Perez ve diğerlerinin [119] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları TOPTD sistemini ele alalım.

$$P_{13}(s) = \frac{0.37}{(80.4s+1)(63.8s+1)(35.2s+1)} e^{-50s} \tag{5.25}$$

$\omega_{gc} = 0.001\ rad/\text{s}$ ve $\omega_{pc} = 0.016\ rad/\text{s}$ değerleri hedeflendiğinde değişen faz payı değerleri için hesaplanan sistem parametreleri Çizelge 4.13'de gösterilmiştir.

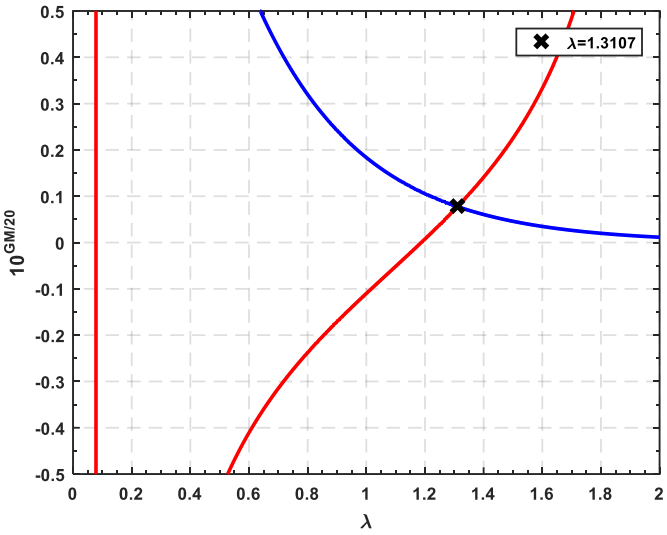
Çizelge 4.13: Örnek-13'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_i	λ	GM
10°	0.0875115050	0.0000156506	1.75084	-40.5418
20°	0.1488776191	0.0000318881	1.65012	-35.2475
30°	0.2310649204	0.0000622800	1.55560	-31.0266
40°	0.3341765710	0.0001157664	1.46783	-27.5478
50°	0.4559693439	0.0002044574	1.38655	-24.6444
60°	0.5923239607	0.0003443058	1.31074	-22.2085
70°	0.7380258186	0.0005569403	1.23891	-20.1591
80°	0.8875065759	0.0008739737	1.16924	-18.4317
90°	1.0354027332	0.0013464153	1.09967	-16.9733

Çizelge 4.13 incelendiğinde kazanç kesim frekansındaki PM faz payı arttıkça faz kesim frekansındaki GM faz payının azaldığı görülmektedir. Aralarındaki bu ters orantı sayesinde kazanç ve faz kesim frekansları arasındaki sistem cevabının düzleşmesini nokta boyutunda değil çerçeve boyutunda yapmaktadır. Böylelikle sistemin kararlılığına ek olarak dayanıklılığında önemli bir artış sağlamaktadır.

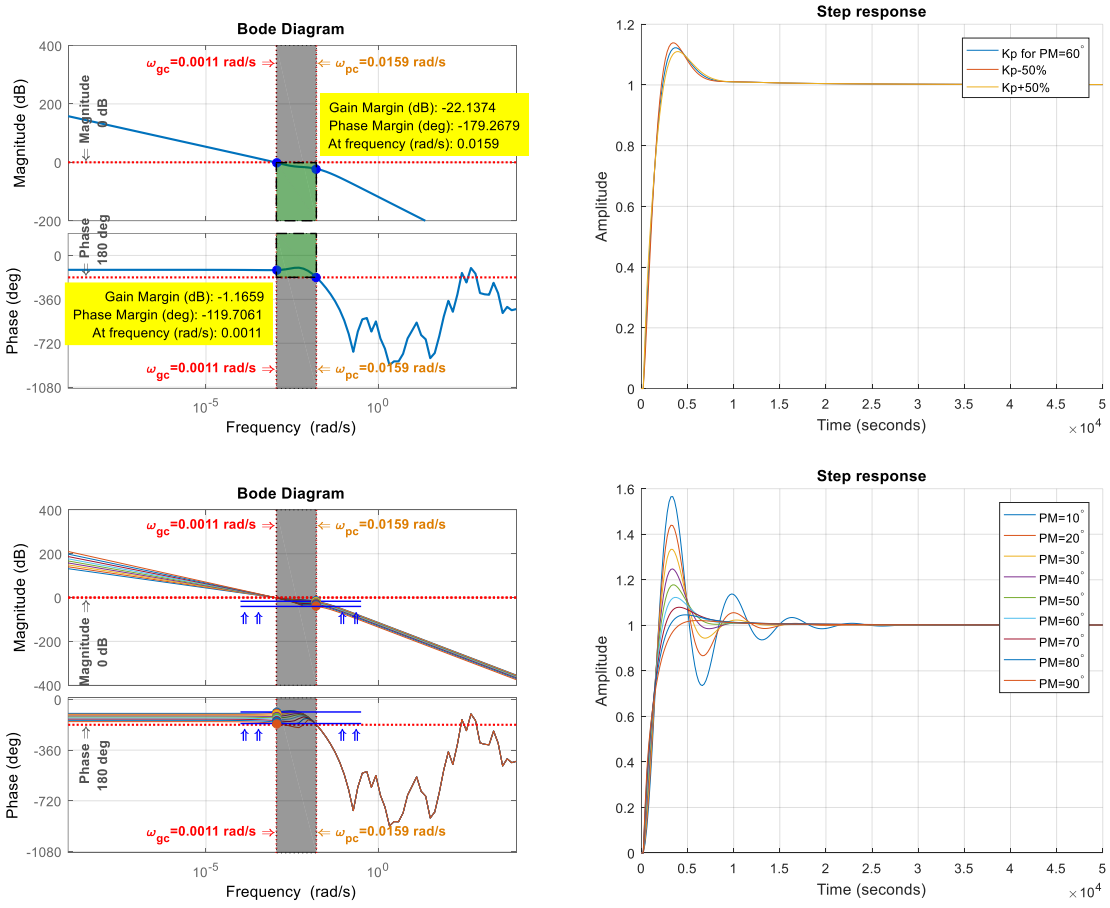
Faz payının $PM = 60^o$ olduğu durumda Şekil 4.38 yardımıyla hesaplanan FOPI denetleyici aşağıda verilmiştir.

$$C_{13}(s) = 0.5923239607 + \frac{0.0003443058}{s^{1.31074}} \tag{5.26}$$



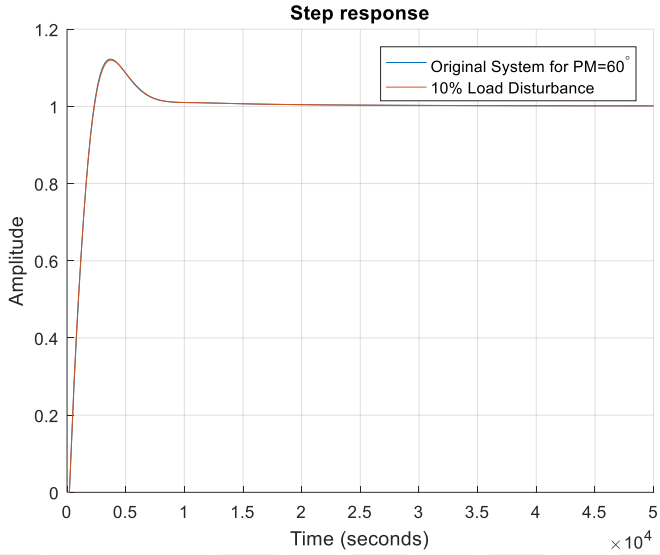
Şekil 4.38: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Çizelgede verilen sistemlere ait Bode ve birim basamak cevabı grafikleri ve bozuvu yük altında elde edilen sistem birim basamak cevabı sırasıyla Şekil 4.39 ve Şekil 4.40'da verilmiştir.



Şekil 4.39: Sistemin Bode ve Step cevapları

Sistemler, bazı beklenmedik aşırı yüklenme veya çevresel gürültülere maruz kalabilirler.



Şekil 4.40: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.21 Örnek 14

Le´on de la Barra ve diğerlerinin [114] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları TOPTD sistemini ele alalım.

$$P_{14}(s) = \frac{1}{(0.5s+1)(0.2s+1)(0.1s+1)} e^{-0.2s} \tag{5.27}$$

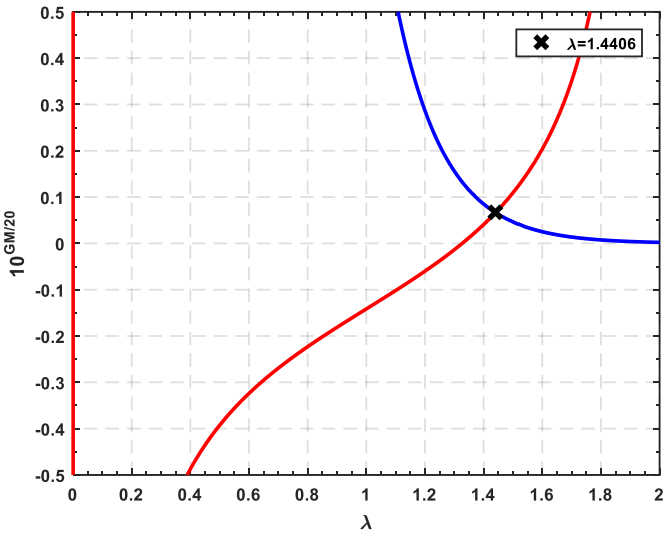
Çizelge 4.14: Örnek-14'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_i	λ	GM
10°	0.0033135934	0.0001720291	1.88291	-60.4322
20°	0.0122725448	0.0002862334	1.77413	-49.0456
30°	0.0332731363	0.0004685812	1.67077	-40.3776
40°	0.0745752107	0.0007372388	1.57839	-33.3651
50°	0.1412207958	0.0010871358	1.50159	-27.8176
60°	0.2306494731	0.0014871363	1.44062	-23.5556
70°	0.3351190265	0.0018982166	1.39222	-20.3101
80°	0.4461504297	0.0022873603	1.35253	-17.8240
90°	0.5564661616	0.0026298511	1.31840	-15.9044

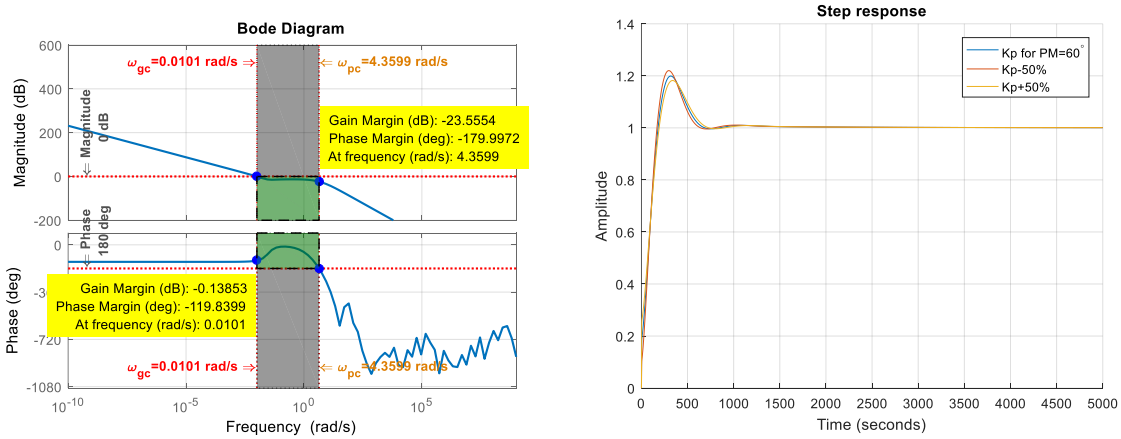
Bu örnek için $\omega_{gc} = 0.01\ rad/s$ ve $\omega_{pc} = 4.36\ rad/s$ değerlerinde $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında elde edilen sistem parametreleri Çizelge 4.14'de verilmiştir.

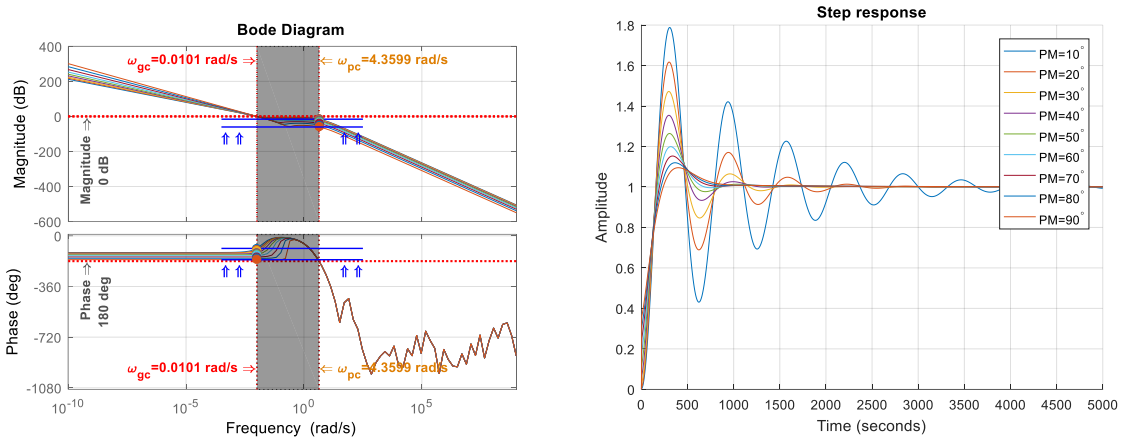
$PM = 60^o$ değeri alındığında aşağıdaki FOPI denetleyici elde edilir. Denetleyicinin kesir dercesi Şekil 4.41 yardımıyla hesaplanmıştır. Yukarıdaki çizelgedeki sistemler için hesaplana Bode ve birim basamak cevabı grafikleri Şekil 4.42' te ve sistemin bozucu etki altındaki cevabı Şekil 4.43'da verilmiştir.

$$C_{14}(s) = 0.2306494731 + \frac{0.0014871363}{s^{1.44062}} \tag{5.28}$$

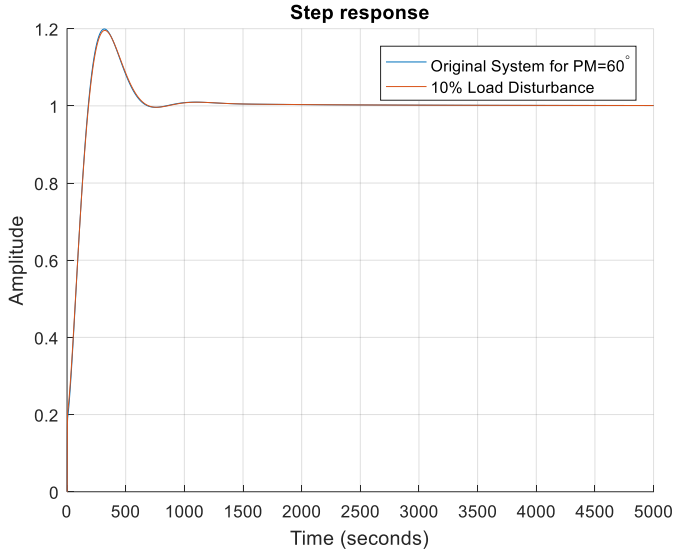


Şekil 4.41: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları





Şekil 4.42: Sistemin Bode ve Step cevapları



Şekil 4.43: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.22 Örnek 15

Cheon ve diğerlerinin [199] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları TOPTD sistemini ele alalım.

$$P_{15}(s) = \frac{1}{(10s+1)(s+1)(0.1s+1)} e^{-0.1s} \tag{5.29}$$

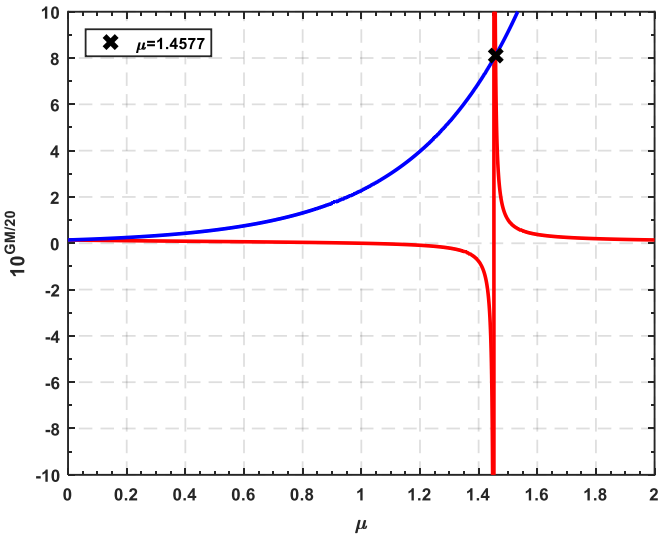
Bu örnek için kazanç kesim frekansı $\omega_{gc} = 0.05\ rad/s$ ve faz kesim frekansı $\omega_{pc} = 0.80\ rad/s$ olarak belirlenmiştir. Faz payının $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında değiştiği durumda elde edilen sistem parametreleri Çizelge 4.15'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.15: Örnek-15'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_d	μ	GM
10°	1.502160	77.8216	1.46506	14.5224
20°	1.482640	91.8813	1.46293	15.9949
30°	1.418030	103.145	1.46133	17.0219
40°	1.310300	111.273	1.46001	17.6992
50°	1.162740	116.017	1.45884	18.0782
60°	0.979821	117.234	1.45772	18.1843
70°	0.767111	114.887	1.45660	18.0243
80°	0.531070	109.048	1.45539	17.5878
90°	0.278866	99.8923	1.45400	16.8453

Bu örnek için istenen faz payı $PM = 60^o$ olduğunda hesaplanan FOPD denetleyici aşağıda verilmiştir. Bu denetleyiciyi hesaplama da kullanılan eğriler ise Şekil 4.44'de görülebilir.

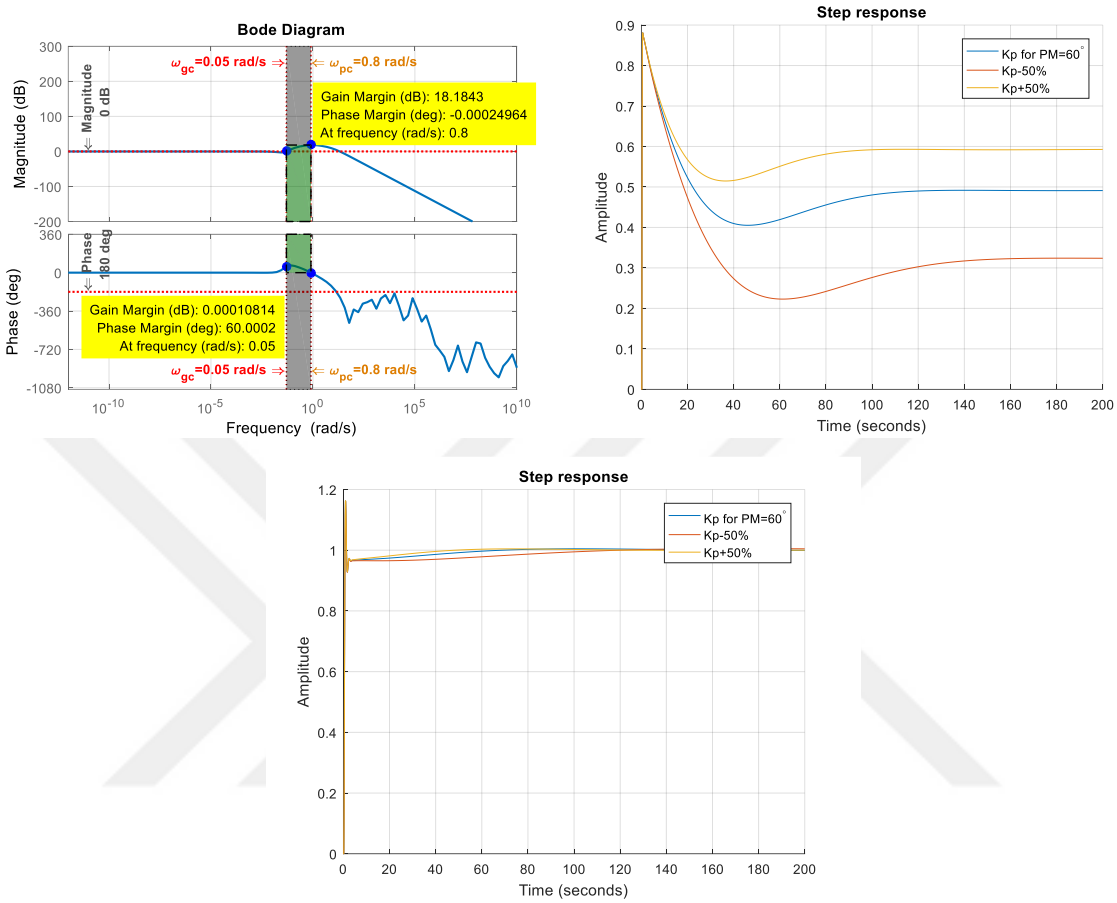
$$C_{15}(s) = 0.979821 + 117.234 s^{1.45772} \tag{5.30}$$



Şekil 4.44: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

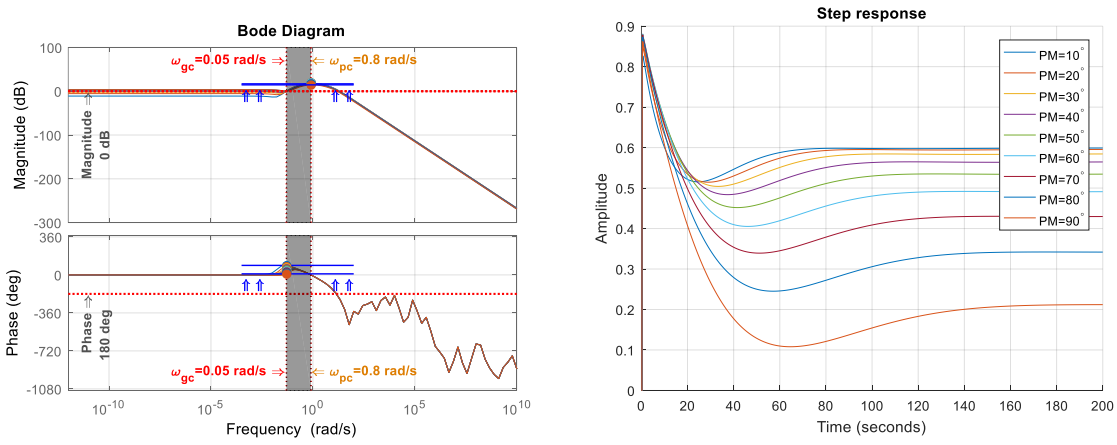
Burada kırmızı çizgi k_p değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir. Benzer şekilde mavi çizgi k_d değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir.

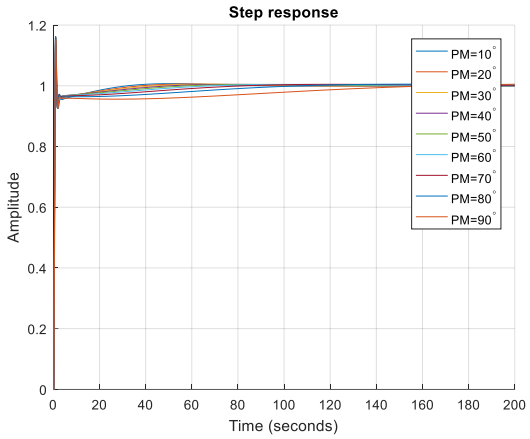
Çizelge 4.15‘de verilen sistem parametreleri ile oluşturulan sistemlere ait Bode grafikleri ve birim basamak cevapları Şekil 4.45’de verilmiştir. Şekilde ayrıca kalıcı hal hatasını azaltmak için sisteme bir integratör etki uygulanmıştır ve birim basamak cevapları eklenmiştir.



(a)

İntegratör bileşenin sistem üzerindeki kararlı durum hatasını azaltmaya yardımcı olma özelliğinden ingtegratörlü elde edilen step cevaplarının araştırmacıların istediği birim basamak değerinine en yakın sonucu ürettiği görülmektedir.

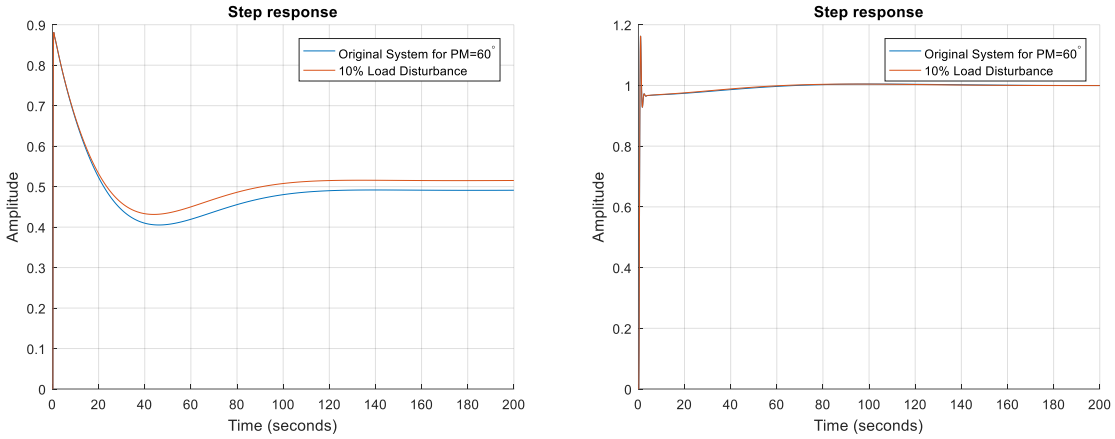




(b)

Şekil 4.45: Sistemin Bode ve Step cevapları

Şekil 4.46'da ise hem orijinal sistem hem de integratörlü sistem üzerindeki bozucu yük etkisi gösterilmiştir.



(a) (b)

Şekil 4.46: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.23 Örnek 16

Vivek ve diğerlerinin [116] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları TOPTD sistemini ele alalım.

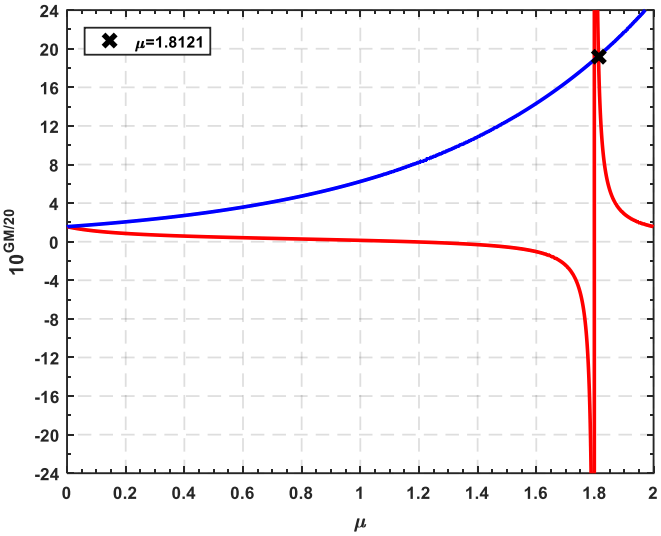
$$P_{16}(s) = \frac{0.125}{(s+1)(s+1)(s+1)} e^{-s} \tag{5.31}$$

Bu örnek için kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 0.2\ rad/s$ ve faz kesim frekansı $\omega_{pc} = 0.8\ rad/s$ olması istenmektedir. Faz payının $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o'lik

adım miktarı ile arttığı kabul edilmektedir. Çizelge 4.16, bu durumda elde edilen FOPD denetleyicilerin önerilen yönteme göre k_p, k_d, μ ve PM, GM parametrelerini göstermektedir.

Çizelge 4.16: Örnek-16'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_d	μ	GM
10°	28.3655	456.954	1.81645	24.3613
20°	29.3904	501.210	1.81543	25.2134
30°	29.5220	530.230	1.81454	25.7444
40°	28.7563	543.135	1.81372	25.9919
50°	27.1165	539.533	1.81292	25.9719
60°	24.6525	519.531	1.81208	25.6832
70°	21.4392	483.739	1.81115	25.1068
80°	17.5740	433.241	1.81003	24.2013
90°	13.1743	369.570	1.80856	22.8882

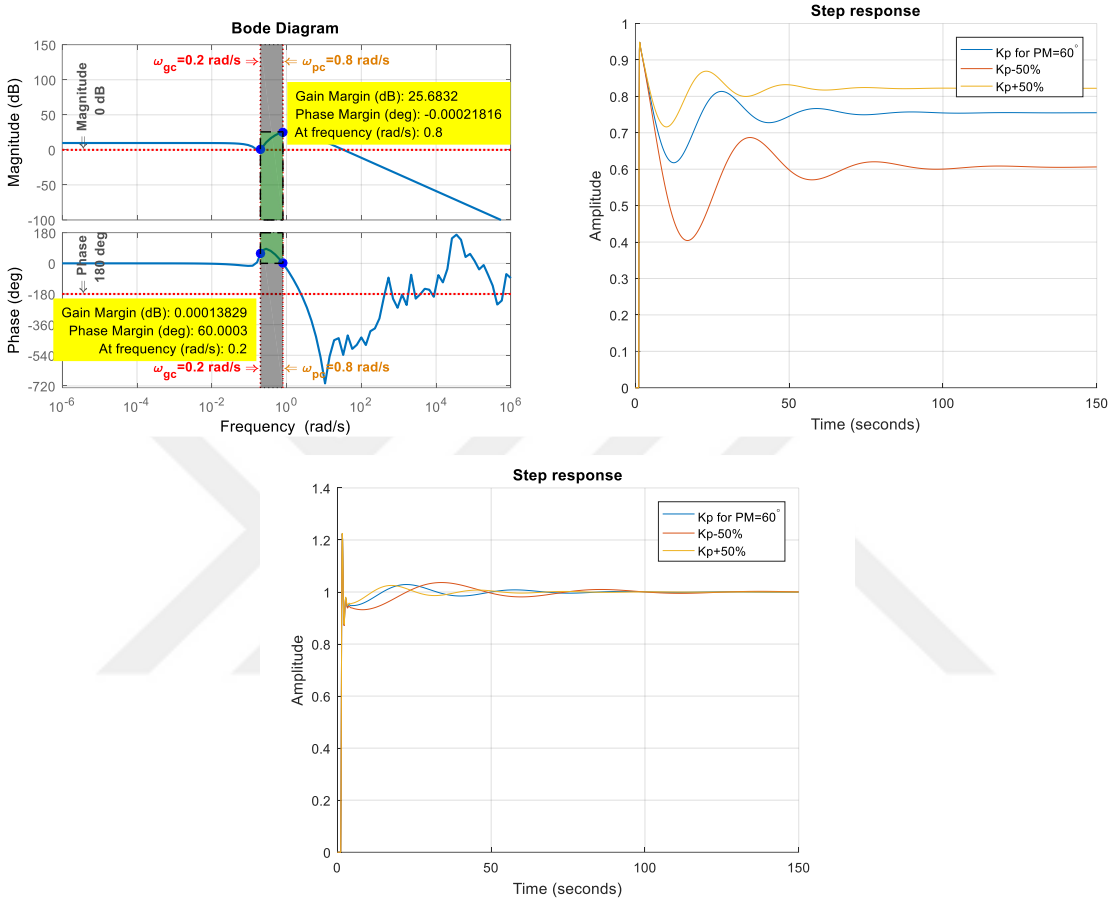


Şekil 4.47: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

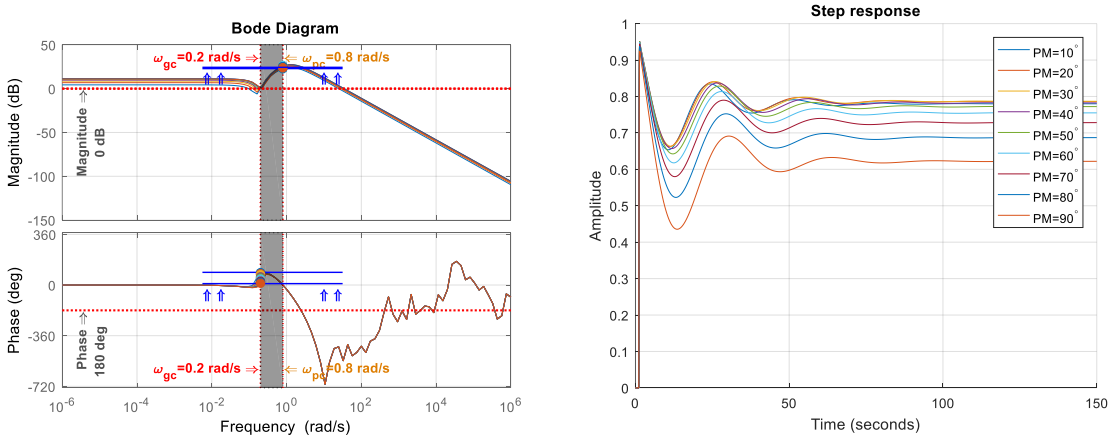
Bu örnek için istenen faz payı $PM = 60^o$ alındığında aşağıdaki FOPD denetleyici elde edilir.

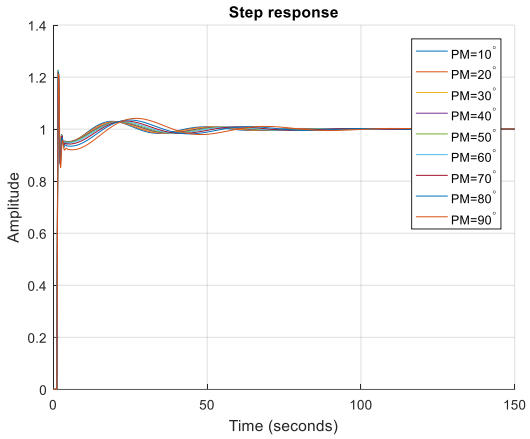
$$C_{16}(s) = 24.6525 + 519.531s^{1.81208} \tag{5.32}$$

Denetleyici kesir derecesi Şekil 4.47'da verilen eğrilerin kesişim noktası ile hesaplanmıştır. Yukarıdaki çizelgede verilen denetleyici parametreleri ile oluşturulan sistemlerin Bode diyagramları ve birim basamak cevapları Şekil 4.48'de verilmiştir. İntegratör etkisi altındaki sistem birim basamak cevabı da Şekil 4.48'e eklenmiştir. Bunun yanında sisteme bir bozucu etki uygulandığında elde edilen birim basamak cevapları Şekil 4.49'de gösterilmiştir.



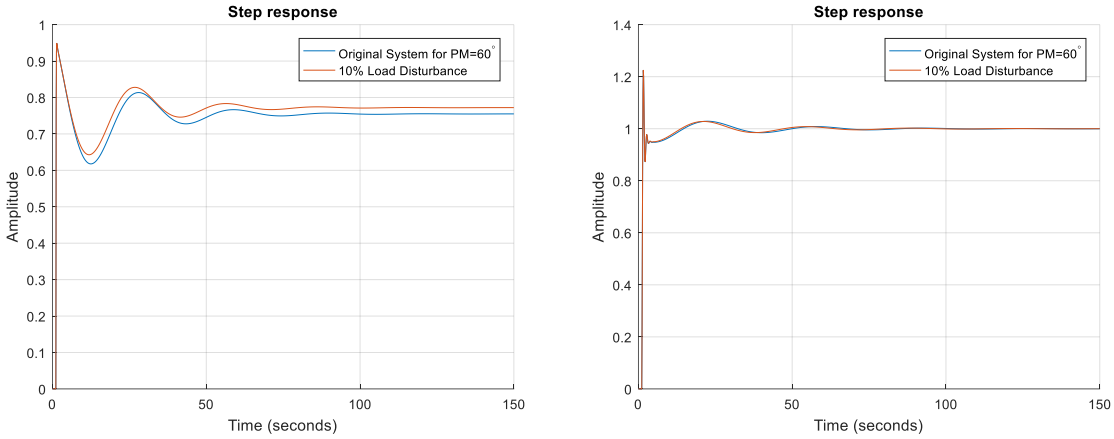
(a)





(b)

Şekil 4.48: Sistemin Bode ve Step cevapları



Şekil 4.49: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

4.24 Örnek 17

Son örnek olarak Sung ve diğerlerinin [200] yaptıkları çalışmada kullanmış oldukları TOPTD sistemini ele alalım.

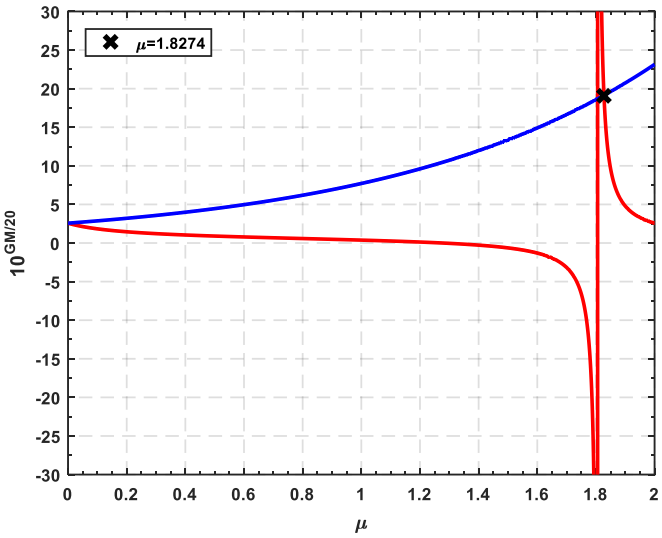
$$P_{17}(s) = \frac{3.2764}{(s+1)(s+1)(s+1)} e^{-5s} \tag{5.33}$$

Bu örnek için kazanç kesim frekansının $\omega_{gc} = 0.12\ rad/\mathrm{s}$ ve faz kesim frekansının $\omega_{pc} = 0.36\ rad/\mathrm{s}$ olması istenmektedir. Faz payının $PM \in [10^o, 90^o]$ aralığında 10^o'lik adım miktarı ile arttığı kabul edilmektedir. Çizelge 4.17, bu durumda elde edilen FOPD denetleyicilerin önerilen yönteme göre k_p, k_d, μ ve PM, GM parametrelerini göstermektedir.

Çizelge 4.17: Örnek-17'in istenilen frekans aralığına göre kontrolör katsayıları, kararlılık faz ve genlik sınırları

PM	k_p	k_d	μ	GM
10°	1.187950	53.3290	1.83360	25.6855
20°	1.197770	56.2820	1.83233	26.2296
30°	1.171170	57.5239	1.83115	26.4889
40°	1.108970	57.0173	1.82999	26.4804
50°	1.013050	54.7773	1.82878	26.2034
60°	0.886328	50.8721	1.82742	25.6399
70°	0.732643	45.4200	1.82579	24.7494
80°	0.556654	38.5862	1.82365	23.4557
90°	0.363680	30.5773	1.82048	21.6137

Çizelge 4.17 incelendiğinde görülecektir ki kazanç kesim frekansındaki PM faz payı arttıkça faz kesim frekansındaki GM kazanç payı azalmaktadır. Aralarındaki bu ters orantı sayesinde kazanç ve faz kesim frekansları arasındaki sistem cevabının düzleşmesini nokta boyutunda değil çerçeve boyutunda yapmaktadır. Böylelikle sistemin kararlılığına ek olarak dayanıklılığında önemli bir artış sağlamaktadır.

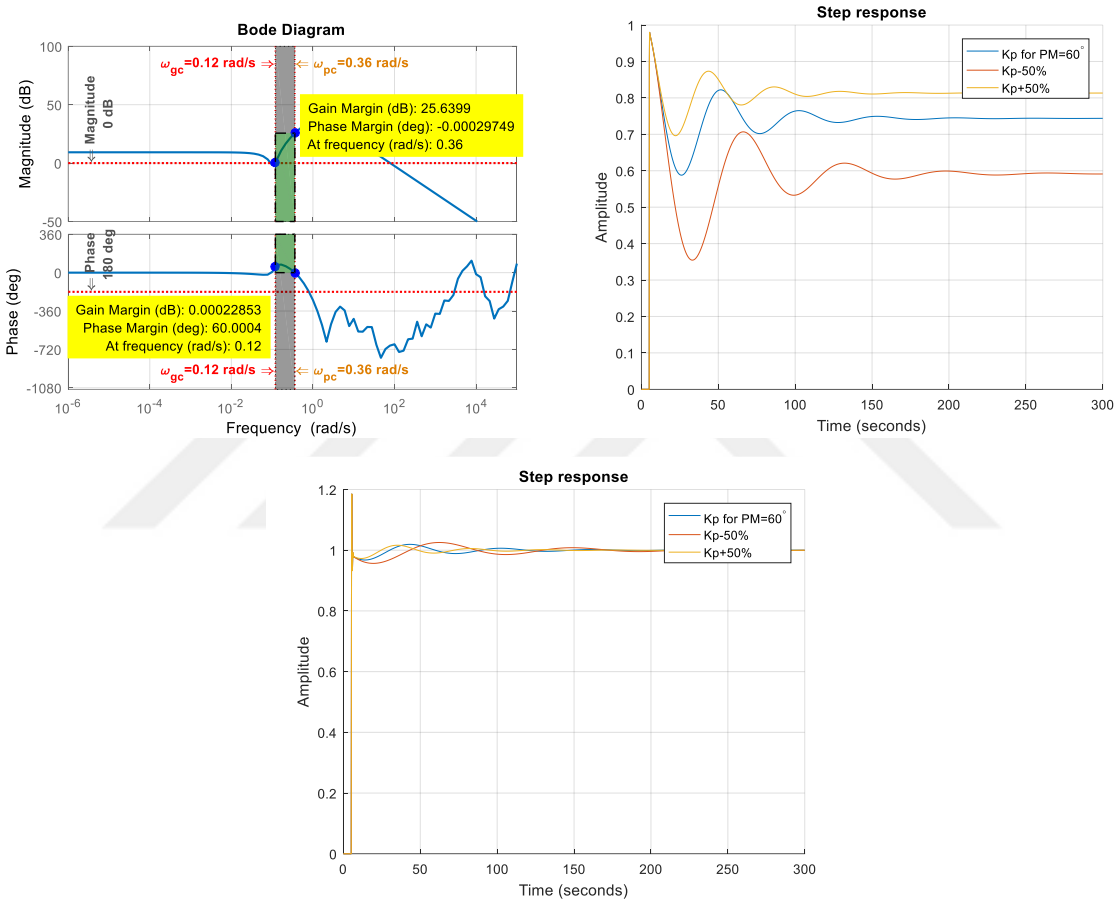


Şekil 4.50: GM kazanç payı denklemleri ve ortak çözüm noktaları

Bu örnek için istenen faz payı $PM = 60^o$ alındığında aşağıdaki FOPD denetleyici elde edilir.

$$C_{17}(s) = 0.886328 + 50.8721 s^{1.82742} \tag{5.34}$$

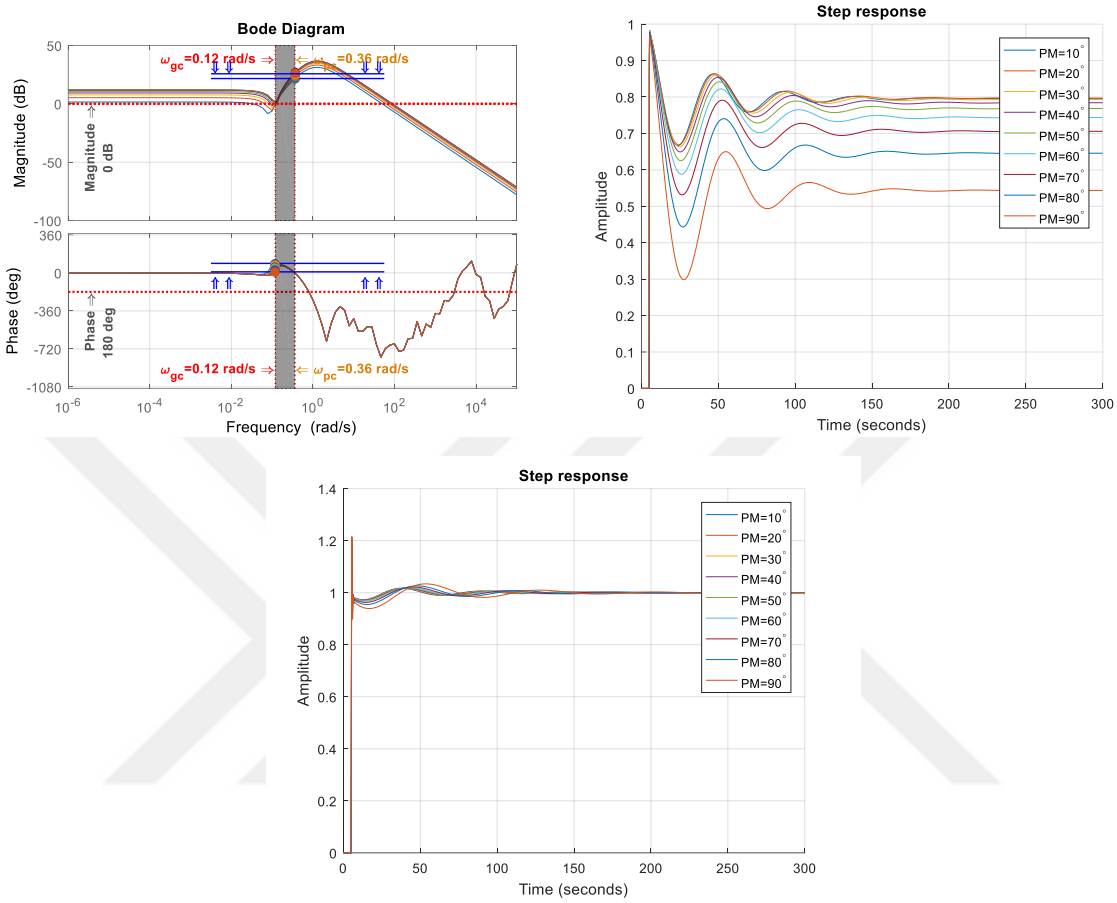
Kazanç kesim frekansı ve faz kesim frekansındaki k_p ve k_d değelerinin ortak çözümünden elde edilen kazanç payı denklemleri ve bu denklemlerin ortak kesişim μ değerleri Şekil 4.50'da gösterilmiştir. Burada kırmızı çizgi k_p değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir. Benzer şekilde mavi çizgi k_d değerlerinin eşitliğinden elde edilen GM denklemini temsil etmektedir.



(a)

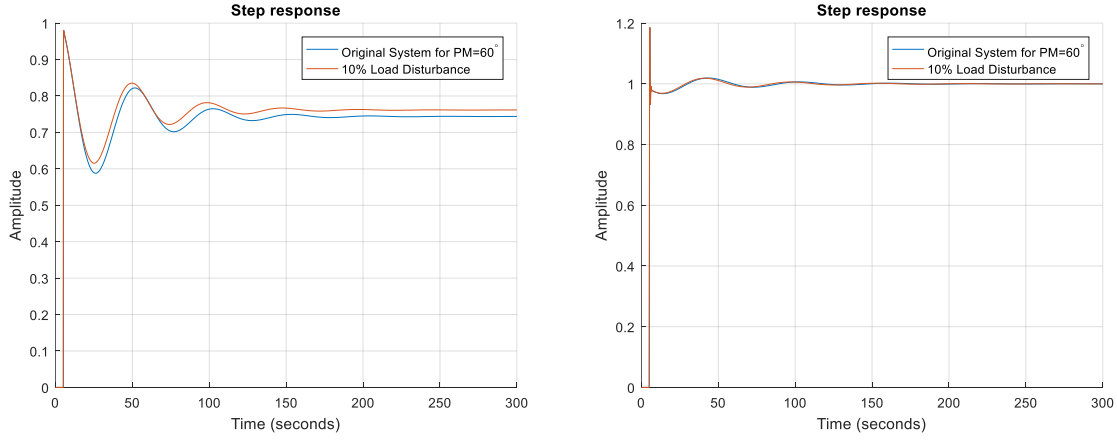
Önerilen yönteme göre $PM \in [10^o, 90^o]$ elde edile kontrolör parametrelerinin değişen faz payı değerlerindeki Bode diyagramı, Step cevapları ve sistemin kalıcı hal hatasını azaltmak için $1/s$ ile çarpımından elde edilen birim basamak cevapları Şekil 4.51 (a) ve (b)'de gösterilmiştir. Şekil 4.51 (a) ve (b) incelendiğinde PM faz payı değeri arttığında, sistemin aşma, yükselme, oturma ve zirve süresi dahil olmak üzere geçici yanıt ölçümlerinin iyileştiği görülmektedir.

Şekil 4.52 (a) ve (b)'da %10'luk yük bozukluğu altında sistemin step yanıtını ve sistemin kalıcı hal hatasını azaltmak için $1/s$ ile çarpımından elde edilen step yanıtını göstermektedir.



(b)

Şekil 4.51: Sistemin Bode ve Step cevapları



(a) (b)

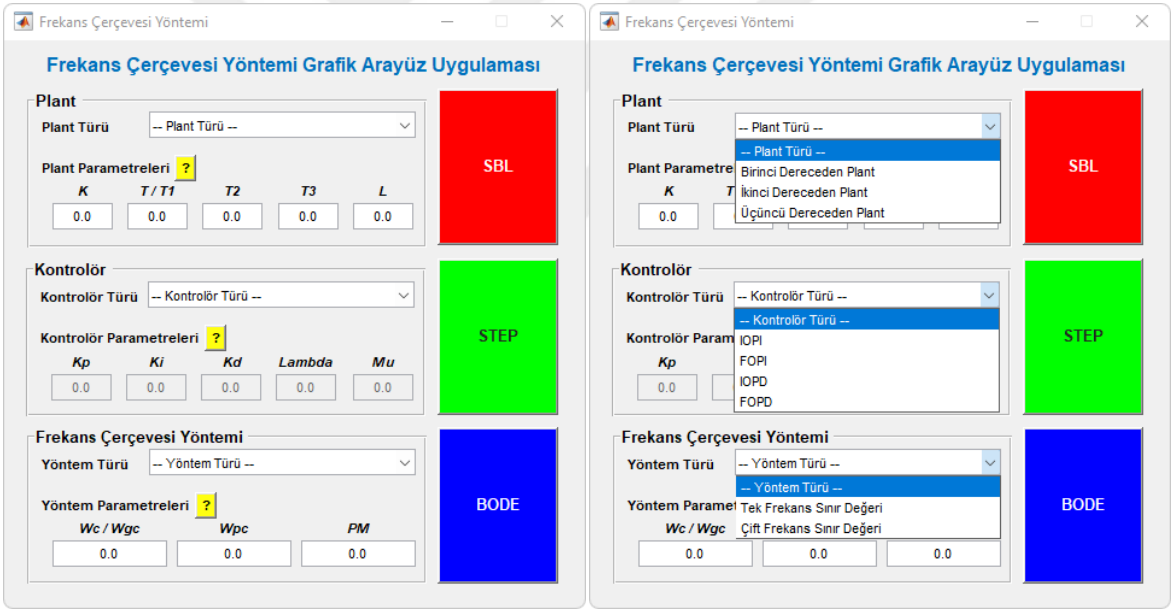
Şekil 4.52: Sistemin yük bozucusu altında step cevapları

Böylece bu tez çalışmasında sunulan yöntemin etkinliği farklı uygulama örnekleri üzerinde gösterilmiştir. Sonraki bölümde araştırmacıların bu yöntemi kolayca kullanabilmeleri için geliştirilen bilgisayar arayüzü tanıtılmıştır.

5. ARAYÜZ YAZILIMI GELİŞTİRİLMESİ

5.1 Frekans Çerçevesi Yöntemi Grafik Arayüz Uygulaması

Tez kapsamında önerilen yöntemin arayüz uygulamasına ait ekran görüntüleri **Şekil 5.1**'de verilmiştir. **Şekil 5.1** (a)'da uygulamanın ana ekranı görülmektedir. Görüldüğü üzere uygulama Plant, Kontrolör ve Yöntem türleri olarak araştırmacı tarafından üç grup seçim türüne ve bu alanlara ait sabit değer girişlerine sahiptir. Giriş türlerine göre araştırmacıdan hangi parametrelerin girişini yapabileceği hangi kontrolör türüne göre hangi yöntemleri uygulanabileceği konusunda araştırmacı bilgilendirme uyarı mesaj kutucukları ile olası hatalı seçimlere karşı bilgilendirilmekte ve araştırmacı korunmaktadır. Bu üç seçim türüne ait bileşenler sırasıyla birinci, ikinci, üçüncü dereceden plant türleri, tam ve kesir dereceli PI ve PD kontrolör türleri ve tek, çift frekans sınır değerine göre yöntem türleri **Şekil 5.1** (b)'de gösterilmiştir.

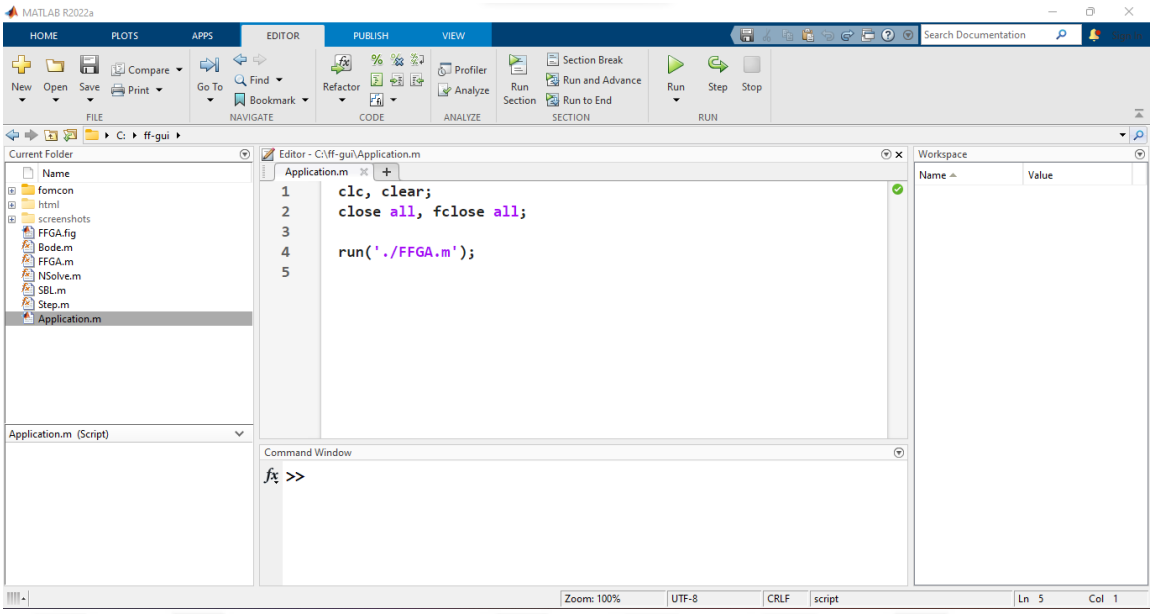


(a) (b)

Şekil 5.1: Geliştirilen arayüz uygulamasının ekran görüntüleri

5.2 MATLAB Uygulaması ve FOMCON Kütüphanesi

Uygulamanın geliştirilmesi Processor: Intel(R) Core(TM) i5-4460 CPU @ 3.20GHz, RAM: 12.0 GB, System Type: 64-bit operating system, x64-based processor Windows 11 Pro işletim sistemi kurulu olan bilgisayarda MATLAB 9.12.0.1884302 (R2022a) versiyonu üzerinde gerçekleştirilmiş ve test edilerek sonuçlar alınmıştır. **Şekil 5.2**'de uygulamanın geliştirildiği MATLAB uygulaması ve uygulama ağaç yapısı gösterilmiştir.



Şekil 5.2: Geliştirilen arayüz uygulamasının ağaç yapısı

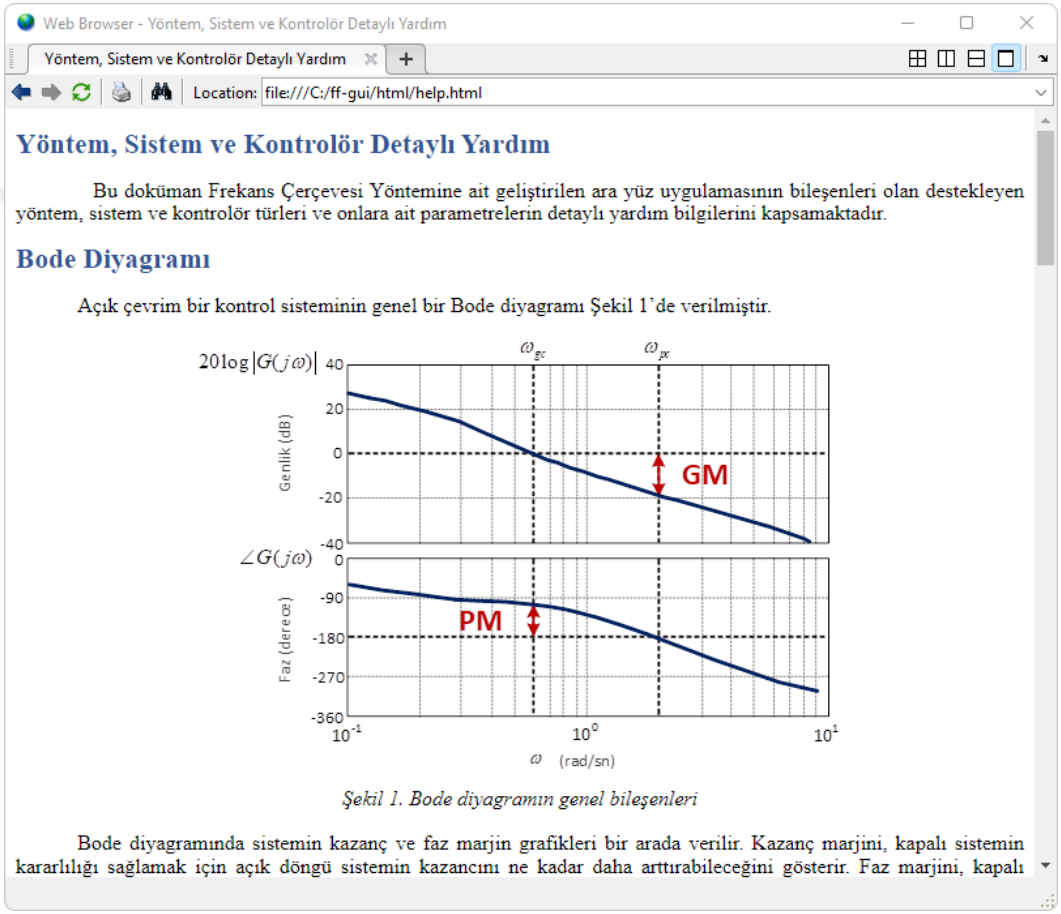
Uygulamanın gereksinimi paketi olarak Kesir Dereceli Modelleme ve Kontrol Toolbox'ı olan https://fomcon.net/fomcon-toolbox/ kullanmıştır. Uygulamanın taşınırlığı için bu toolbox gömülü olarak uygulamaya bağlanmıştır. Uygulama çalıştırıldığında gerekli ayarlamaları otomatik olarak kendiliğinden yapılmaktadır. Böylece araştırmacı için ekstra herhangi bir ayarlamalara gerek kalmamaktadır.

Uygulama ağaç yapısı incelendiğinde fomcon klasörü uygulama için gerekli kesir dereceli hesaplama kütüphanesi matlab dosyalarını içeren klasör, html klasörü yardım dokümanlarını içeren klasör, screenshots klasörü uygulamanın hızlıca araştırmacıya tanıtımın yapıldığı ekran görüntüleri içeren klasörü bulunmaktadır. Uygulama çalıştırıldıktan sonra araştırmacı tarafından yapılan tüm hesaplamaların zaman damgasına göre saklanıldığı out klasörü otomatik olarak oluşturulmaktadır. Diğer dosyaların tanımı ise sırası ile şu şekildedir. FFGA.fig dosyası uygulama arayüz tasarım ekranı matlab figür dosyasıdır. Bode.m dosyası araştırmacı tarafında hesaplanması istenilen sistemin Bode hesaplama ve çizimlerini gerçekleştiren matlab dosyasıdır. FFGA.m dosyası uygulama arayüz tasarımında bulunan görsel komponentlerin araştırmacı tarafından tetiklendiğinde çağrılan metodları içeren matlab dosyasıdır. NSolve.m verilen fonksiyonun numerik çözümlerini bulmak için yazılmış matlab dosyasıdır. Bu matlab dosyası aracılığıyla hesaplanması istenilen sistemin sol ve sağ frekans değerlerinin en geniş ve diğer aralıklarının hesaplanması işlemi rahatlıkla gerçekleştirme imkanı bizlere sağlamaktadır. Benzer şekilde SBL.m ve Step.m araştırmacı tarafında hesaplanması istenilen sistemin SBL ve Step

hesaplama ve çizimlerini gerçekleştiren matlab dosyalarıdır. Application.m dosyası ise uygulamayı merkezi bir noktadan çağırarak çalıştırılmasını sağlayan matlab dosyasıdır.

5.3 Uygulama Detaylı Yardım Dökümanı

Araştırmacının uygulamada giriş/seçim olarak yapacağı girişlere ait detaylı yardım dökümanı ekrandaki ilgili ? butonunun tıklanması ile açılmaktadır. Şekil 5.3'de uygulamanın yardım ekranı gösterilmiştir.



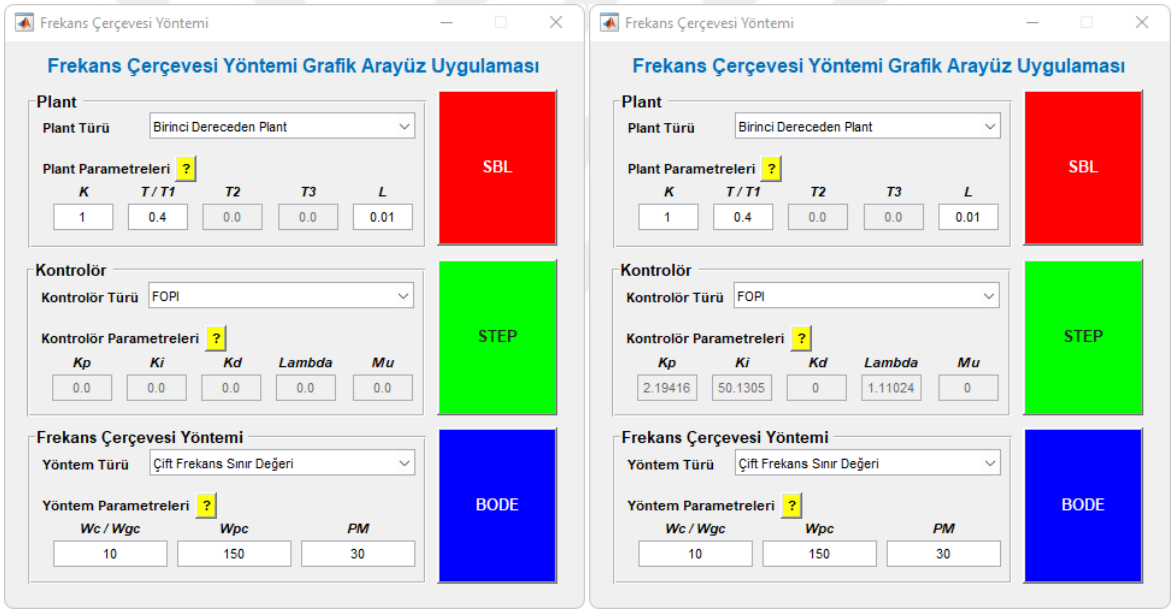
Şekil 5.3: Geliştirilen arayüz uygulamasının detaylı yardım ekranı

Uygulama yardım dokümanı uygulama ana ekranında bulunan ve hesaplanması istenilen sistemin giriş parametreleri, kontolör türleri ve çözüm yöntemine göre detaylı ve hızlı bilgiler araştırmacıya sunmaktadır.

5.4 Uygulama Örneği

Şekil 5.4'de uygulamanın tanıtımı için örnek bir uygulama örneği giriş ve çıkış ekranları gösterilmiştir. Şekil 5.4 (a) incelendiğinde birinci derecen bir plant K=1, T=0.4 ve L=0.01 sabit giriş parametreleri seçilmiştir. Akabinde kontrolör türü olarak FOPI seçilmiştir.

Çözüm yöntemi olarak çift frekans sınır değeri tercih edilmiştir. Çözüm yöntemi parametreleri olan sol ve sağ frekans değerleri alabileceği en geniş aralık ve diğer aralıklarının hesaplanması için SBL butonunu tıklayarak yardım alabilirsiniz. Bu işlemin sonucunda karşınıza gelecek çıktı dokümanında yönteme ait parametrelerin keyfi seçimi dışında analitik olarak ta hangi sınır şartları içerisinde hesaplanması gerektiği bilgisine erişimimizi kolaylaştırmaktadır. Bizler bu uygulama örneğimizde Wgc=10 ve Wpc=150 ve PM=30 sabit değerlerini tercih ettik. Artık hesaplanması istenilen sistemin tüm giriş ve seçim parametreleri hazır olduğundan STEP ve BODE sonuçlarına rahatlıkla elde edebiliriz. Bunlardan herhangi birinin sonucu elde ettiğimizde uygulama bizlerin seçtiği değerler için seçilen kontolörün parametrelerini otomatik olarak hesapladığı görülecektir. Şekil 5.4 (b)'de görüldüğü üzere Kp=2.19416, Ki=50.1305, Lamda=1.11024 olarak hesaplandığı ve araştırmacıya hızlıca sunmaktadır.

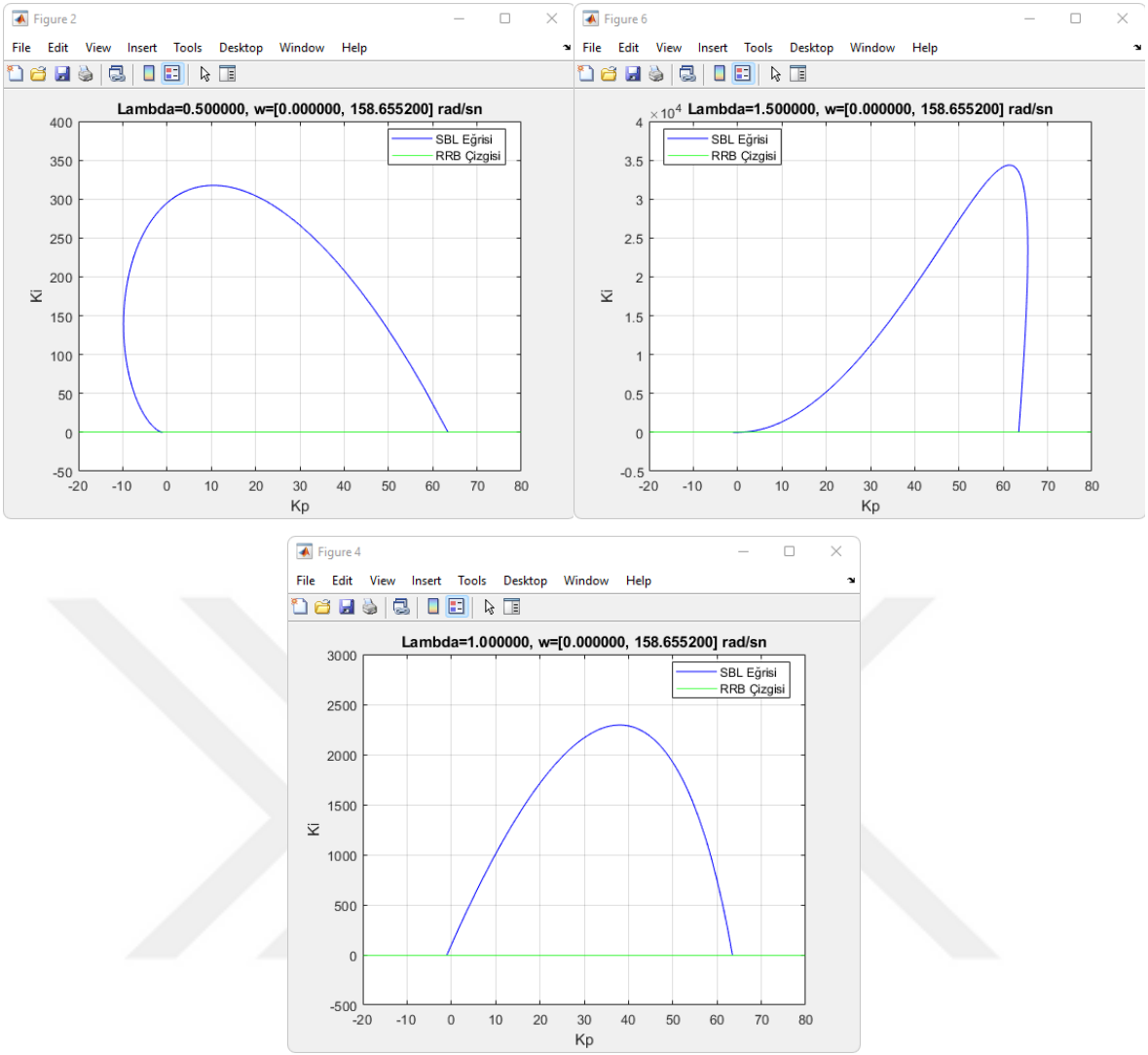


(a) (b)

Şekil 5.4: Geliştirilen arayüz uygulaması örnek tanıtım girdi ve çıktı ekranları

5.5 Uygulama SBL Çıktıları

Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'da birinci dereceden bir plantin, FOPI kontrolör türüne göre Çift Frekans Sınır Değerine göre SBL sonuçları ve elde edilen grafiklerden Lambda=0.5, Lambda=1.5 ve Lambda=1 olarak üç grafik gösterilmiştir.

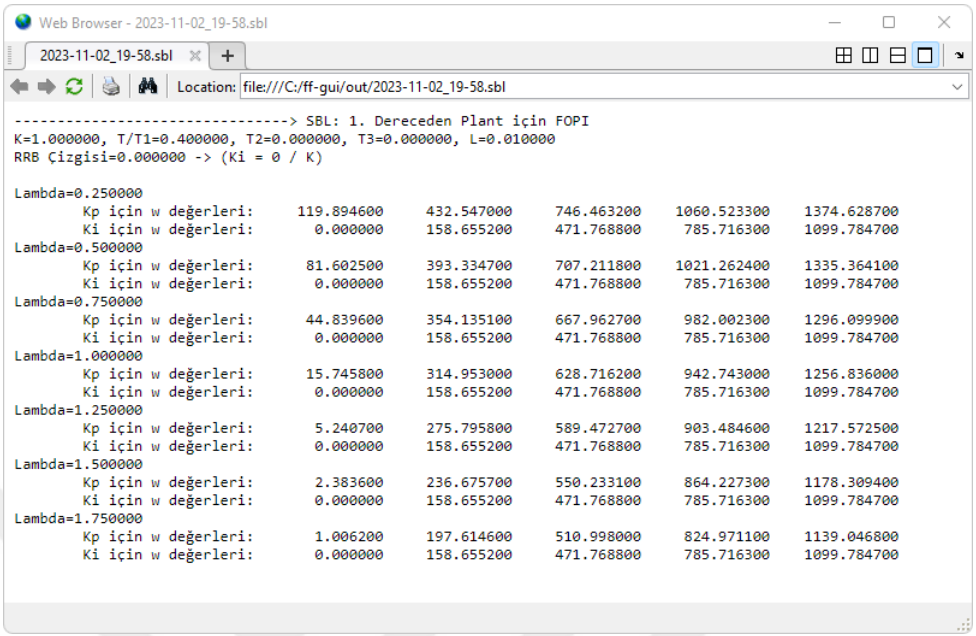


Şekil 5.5: Geliştirilen arayüz uygulaması SBL grafikleri

Grafikler incelendiğinde λ'nın (0, 2) aralığında 0.25 adım genişliğinde her bir iterasyon için 5 adet k_p ve k_i frekans değerler sonuçları elde edilmiştir. Şekil 5.5'de yeşil çizgi RRB sınırını mavi çizgi SBL eğrisini göstermektedir. Grafikte işleme alınan lambda değerine karşılık sol ve sağ frekans değer aralığı w rad/sn cinsinden araştırmacıya gösterilmektedir. Sonuç olarak elde edilen bu min-max sağ ve sol frekans değer çiftine karşılık SBL çizgisi ve alanı grafiksel olarak gösterilmiştir.

Şekil 5.6'da hesaplanması istenilen sisteme ait uygulama ana ekranında yapılan giriş ve seçimlerin özeti verildikten sonra Lambda'nın değerlerine göre kontrolör parametrelerinin w frekans değer aralığına göre RRB çizgisi ile kesiştiği frekanslar sırası ile verilmektedir. Bu sayede araştırmacı elde edilen bu hesaplama sonuçlarını rahatlıkla alıp kullanabilmektedir. Aynı zamanda bu hesaplamalar zaman damgası ile uygulamanın out klasöründe saklanılmaktadır. Uygulamanın bu esnekliği sayesinde araştırmacı hangi tarihte

ne zaman nasıl bir sistem üzerinde işlem ve hesaplama yaptığını çok kolaylıkla erişebilmekte ve görebilmektedir.

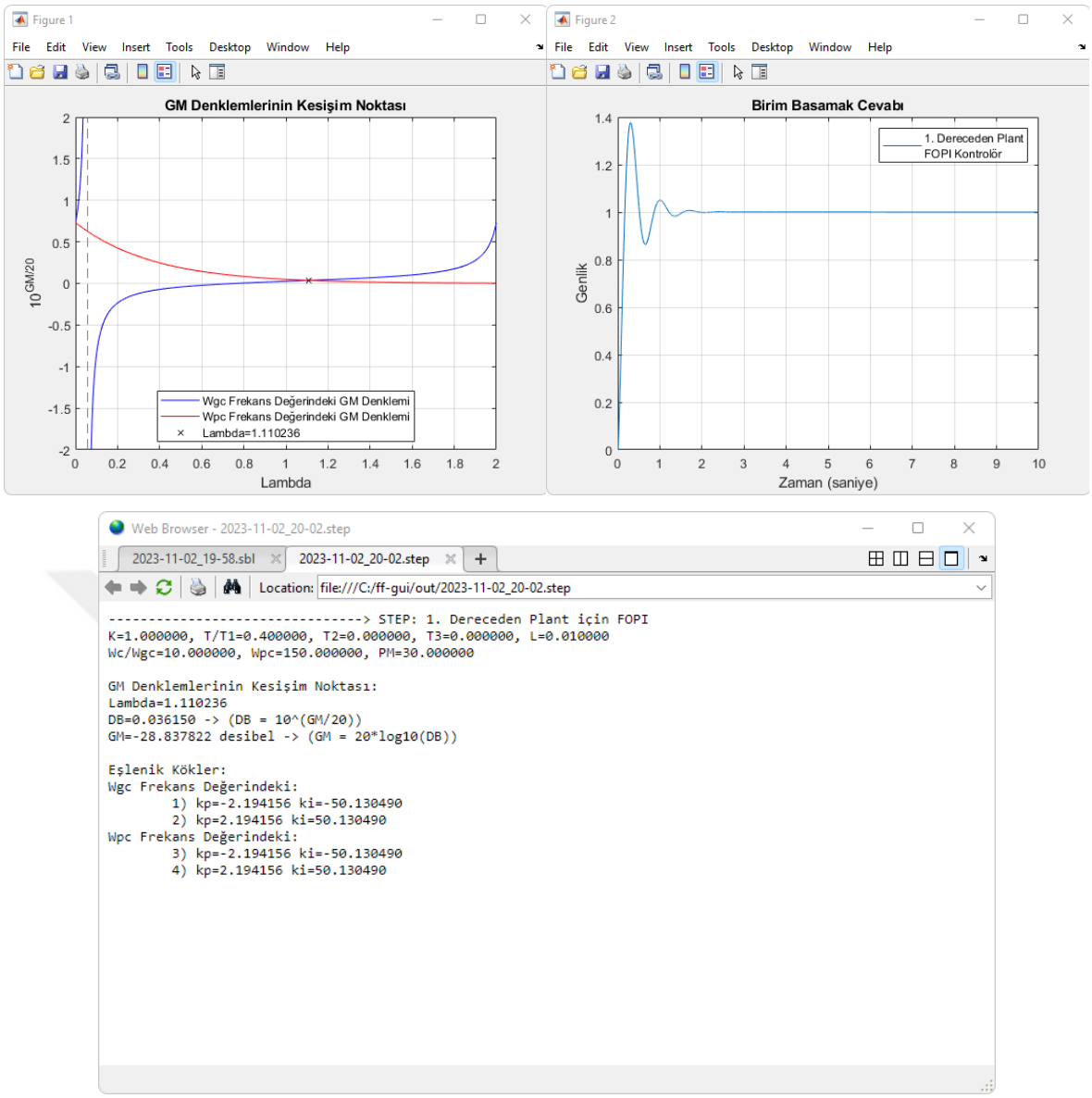


Şekil 5.6: Geliştirilen arayüz uygulaması SBL sonuçları

5.6 Uygulama STEP Çıktıları

Aynı örneğin sırasıyla STEP işlemleri Şekil 5.7'da verilmiştir. Görseller incelendiğinde ilk olarak Lambda'nın genlik değeri denklem sisteminde ortak numerik çözümün grafiksel gösterimi yapılmıştır. Bulunan bu Lambda değerine göre denklem sisteminde bilinmeyenler tersi sırada tek tek hesaplanarak elde edilmek istenilen kontrolör parametreleri hesaplanmaktadır. İkinci olarak bulunan kontrolörün istenilen plant ile oluşturduğu sistemin birim basamak cevabı görsel olarak sunulmuştur. Bu görsel sayesinde araştırmacı rahatlıkla elde etmek istediği sistemin kararlığı ve kararlılık karakteristiği üzerinde hızlıca bilgi sahibi olabilmektedir. Üçüncü olarak, benzer şekilde SBL hesaplama ve görüntüleme işleminde olduğu gibi STEP hesaplama ve görüntüleme işleminde yapılan tüm işlemlerin özet bir çıktısı girilen, seçilen sistem parametreleri sunulurken, belirttiğimiz her iki grafiğin elde edilmesindeki bulunan değerler gösterilmiştir. Yine araştırmacıya uygulamanın sunduğu esneklikten tüm sonuçlar out klasöründe zaman damgası ile saklanılarak araştırmacının istediği zaman erişimine sunmaktadır.

STEP işlemi ile kontrolör parametreleri sol ve sağ frekans sınır değerleri için oluşan denklem sistemlerinin ortak çözümü ve sonuç olarak birim basamak cevabı elde edilmektedir.

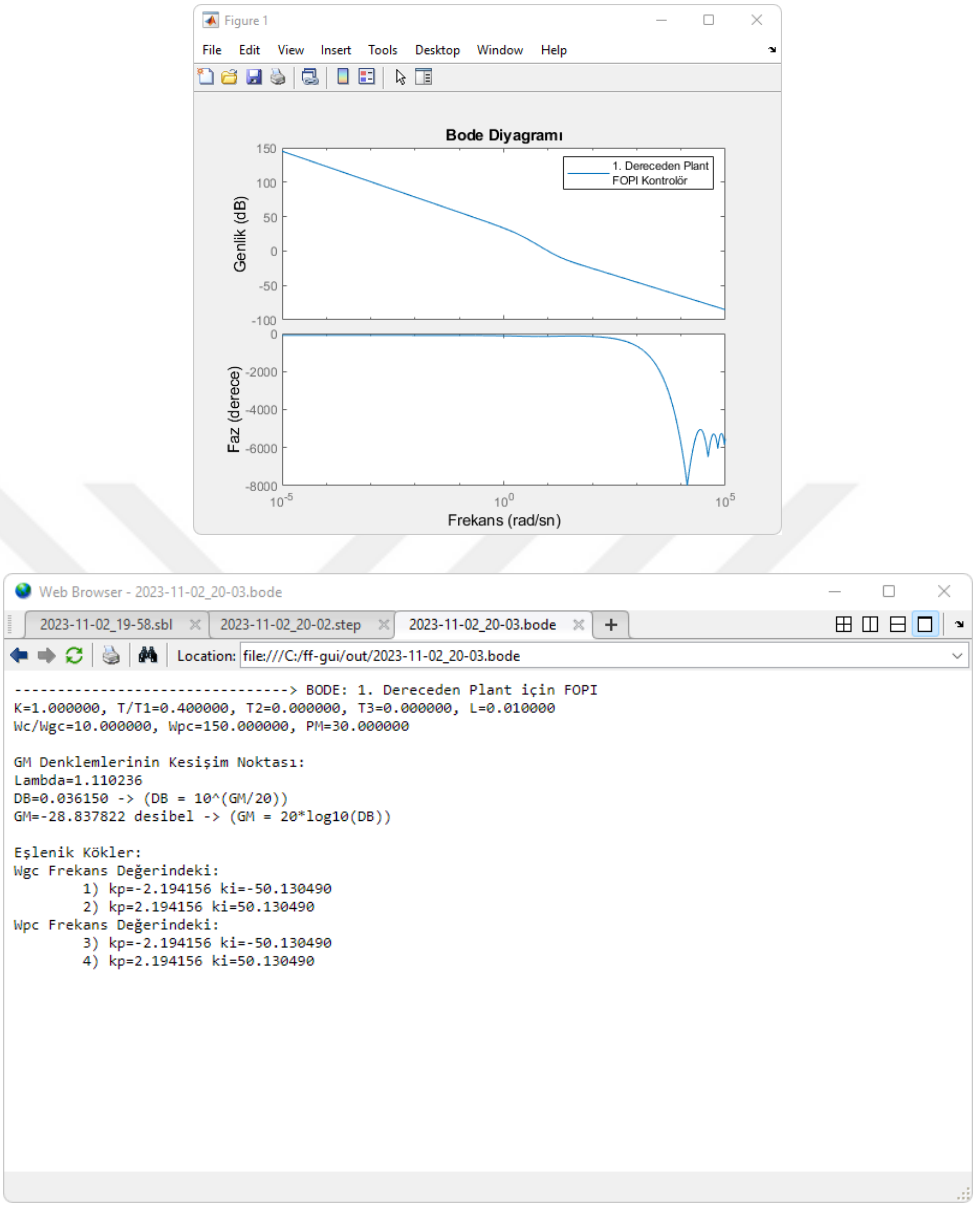


Şekil 5.7: Geliştirilen arayüz uygulaması STEP sonuçları

5.7 Uygulama BODE Çıktıları

Aynı örneğin sırasıyla BODE işlemleri Şekil 5.8'de verilmiştir. Kontrol hesaplamalarında BODE ve STEP işlemleri yakın benzerlik gösterdiğinden uygulama çıktısı olarak hesaplanması istenilen sistemin Bode çıktısı ve detaylı işlem dökümü araştırmacıya sunulmaktadır. Sunulan Bode diyagramı ile araştırmacı step cevabındaki zaman domainin aksine frekans domainine göre sistemin genlik ve faz bileşenlerinin tepkilerini hızlıca görüntüleme ve yorumlama imkanı sunmaktadır. SBL ve STEP hesaplama ve görüntüleme işlemlerinde olduğu gibi BODE hesaplama ve görüntüleme işlem sonuçları out klasöründe zaman damgası ile birlikte araştırmacı için saklanılmaktadır. Araştırmacı bu sayede

saklanılan bu dosyalardaki hesaplama değerlerini alarak harici diğer uygulamalarda hedeflediği diğer birçok işlemleri rahatlıkla gerçekleştirebilecektir.



Şekil 5.8: Geliştirilen arayüz uygulaması BODE sonuçları

Tez kapsamında gerçekleştirilen mevcut analitik çözümleme adımlarının zorlukları, karmaşıklıkları ve test işlemi için gerçekleştirilecek uygulamalar göz önünde bulundurulduğunda ciddi zorluklar ile karşı karşıya kalındığı görülmüştür. Bundan dolayı bu tez çalışmasında, literatüre kazandırılacak analitik yöntemin, bilgisayar tabanlı bir arayüz ile araştırmacıların kolayca kullanabileceği bir araca dönüştürülmesi amaçlanmıştır. Geliştirilen bu arayüzün de araştırmacılar için faydalı olacağı düşünülmektedir.

Böylece bu tez çalışmasında araştırmacıların önerilen yöntemi kolayca kullanabilmeleri için geliştirilen bilgisayar arayüzü tanıtılmıştır. Sonraki bölümde tez çalışmamıza dair elde ettiğimiz sonuçlar ve öneriler ortaya konularak tartışılmıştır.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde zaman gecikmeli birinci, ikinci ve üçüncü dereceden modeller için analitik yöntemlerle kesir dereceli kontrolör tasarım yaklaşımları önerilmiştir. Denetleyici tasarımında, sözü edilen modellerin istenen frekans özelliklerini güvenilir biçimde sağlaması amaçlanmıştır. Tez kapsamında, yüksek lisans çalışmamızın [25] devamı olarak birinci, ikinci ve üçüncü dereceden zaman gecikmeli modellerin istenilen frekans özelliklerini sağlaması için bir yöntem geliştirilmiştir. *"frekans çerçevesi"* adı verilen bu yöntemle söz konusu sistemler için kesir dereceli oransal integral ve oransal türev denetleyiciler geliştirilebilmektedir. Buradaki amaç sistem kararlılığını ve dayanıklılığını sağlamak olmuştur. Bunun için literatürde farklı yöntemler mevcuttur. Bu tez çalışmasında sistem kararlılığı ve dayanıklılığının sağlanması için sistem faz eğrisinin belli bir aralıkta düzleştirilmesi yöntemi ele alınmıştır. Literatürdeki yöntemlerin aksine bu çalışmada düzleştirme işlemi bakış açısının farklılığıyla sağlanan basit matematiksel işlemler ile elde edilen esnekliğin grafiksel çıktısı ile sağlanmıştır. Böylece matematiksel karmaşıklığın da önüne geçilmiştir.

Birinci, ikinci ve üçüncü mertebeden zaman gecikmeli transfer fonksiyonları kullanılarak ifade edilen modellerin kesirli oransal integral ve kesirli oransal türev denetleyicilerin analitik tasarım, kararlılık, dayanıklılık ve performans teknikleri sunulmuştur. Tez boyunca literatüre kazandırılan *"frekans çerçevesi"* yöntemi ayrıntılı bir şekilde anlatılarak literatürdeki benzer ve farklı yönleri ortaya konulmuştur. Literatürdeki benzer birçok çalışmada, zaman gecikmeli modellerin analitik çözümlemelerinde sadece kazanç kesim frekansının üzerinden hesaplama denklemleri ve sonuçları elde edildiği tespit edilmiştir. Benzer bazı çalışmalar faz eğrisini noktasal düzleştirme için birinci türevini alarak birtakım çözümlemeler önerilmiştir. Yapmış olduğumuz araştırma ve çalışmalarda kazanç ve faz kesim frekansları sağ ve sol sınırları olacak şekilde, faz payı ve kazanç payı alt ve üst sınırları olacak şekilde oluşan dörtgenin sistemin frekans cevabının düzleştirilmesinde noktasal işlemden daha etkin olduğunu ve araştırmacıya ayarlanabilmesi için 1 nokta yerine 4 ayrı noktanın bir araya getirdiği bir çerçevenin birleşiminin değiştirebileceğini gözlemledik. Bu neticede çerçeve olarak isimlendirdiğimiz içerisindeki faz eğrisi istenilen şekilde düzeleştirebiliriz. Bizler tez çalışmamızda sadece kazanç kesim frekansı üzerinden değil faz kesim frekansı ile birlikte denklem sistemlerinin çözümlenmesi ve bu sayede oluşacak frekans çerçevesinin sistem kararlığı ve dayanıklılığında noktasal

düzleştirme etkisinin çerçeve boyutunca olabileceğini hesaplama ve sonuçları göstererek mevcut literatür ile karşılatırdık. Hem literatüre kazandırmış olduğumuz *"frekans çerçevesi"* yöntemimiz hem de literatürde bahsettiğimiz bu konudaki diğer çalışmaların en büyük zorlukları elbette ki hesaplama işlemlerinin istenilen her sistem için defalarca en baştan uzun denklemlerin hesaplanarak çözümü sonuçların elde edilmesi bunların grafiksel olarak çıktılarının üretilmesi ve yorumlanması süreci başlı başına uzun zaman maliyeti alan süreçlerdir. Bizler bu noktada yaşadığımız ve karşılaştığımız tüm bu sıkıntıları bir arayüz paket programı haline getirdik. Tezin literatüre katkısının somut bir çıktısı ve araştırmacılara büyük bir kolaylık sağlamasını hedefledik. Sonuç olarak benzer çalışmaların ile kıyaslandığında, bu tez çalışmasında önerilen yöntemde matematiksel karmaşıklık en az düzeye indirilerek grafiksel bir yaklaşım sunmuştur.

Tez kapsamında sunulan yönteme ait matematiksel hesaplama formülleri FOPTD, SOPTD ve TOPTD modeller için FOPI ve FOPD denetleyicileri verilmiştir. Birçok araştırmacı tarafından farklı analitik çözümlemeler ve denklemler literatürde mevcuttur. Lakin her ne kadar denklemler mevcut olsa da somut bir uygulama örneği hesaplaması yapıldığında denklemlerin ihtiyaç duyduğu bazı değerlerin elde edilmesi araştırmacıyı daha fazla araştırma ve hesaplama sürecine itmektedir. Örneklendirmek gerekirse araştırmacı belirttiğimiz seçtiği bir model ile yine belirttiğimiz seçtiği bir denetleyicinin hangi frekans kesim noktasında kararlı olduğu bilgisini genel olarak rasgele keyfi seçilmektedir. Ancak bu tek frekans seçiminde sistemin belli bir periyodda tekrarından dolayı doğru frekans değerleri için isabet ettirmek çok önemli olmamaktadır. Araştırmacı burada çift frekans seçerek şu ve şu frekanslar aralığında kararlı olmasını istediğinde bu keyfi seçim sıkıntılı ve sürekli hesaplaması gereken işlemler dizisine dönüşmektedir. Geliştirdiğimiz arayüz uygulaması ile araştırmacıların istediği model ve kontrolör türünü seçtikten sonra bu bileşenlerin meydana getireceği sistemin en küçükten en büyüğüne doğru artarak periyodik olarak hangi frekans çiftlerinin başlangıç ve bitişi olduğu yönde bizlere gerekli hesaplama ve sonuçları vermektedir. Bu işlemi arayüz üzerinden hızlıca yapılarak gözlemlendiğinde sistemin kararlılık ve frekans cevapları için gerekli girdileri bu gözlemine dayanarak girildiğinde istenilen çıktıların güvenilir bir şekilde üretilmesi rahatlıkla başlatılabilmektedir. Geliştirdiğimiz uygulamanın araştırmacının tüm sonuçlarını zaman damgası ile diske kaydetmesinden dolayı araştırmacı istediği zamanlarda hangi işlem için hangi sonuçların elde edildiğine hızlıca erişebilmektedir.

Sonuç olarak bu tez çalışmasının sonuçları şu şekilde sıralanabilir:

- Denetleyicinin kararlılığını sağlandı.
- Analitik yaklaşımları incelendi.
- Önerilen yöntemin geliştirildi.
- Sistem dayanıklılığını arttırıldı.
- Mevcut yöntemler veya teknikler iyileştirildi.
- Diğer analitik yaklaşımlar araştırıldı.
- Sistemlerin en genel ve yaygın modelleri çözümlendi.
- Kontrolörlerin en genel ve yaygın türleri çözümlendi.
- Tüm bu sonuçları içerisinde barındıran tasarım ve çözüm adımlarını tamamen otomatik yapan bilgisayar tabanlı araç ve arayüz uygulaması geliştirildi.

Sunulan yöntemin diğer araştırmacılar tarafından kolayca kullanılabilmesi amacıyla bir de bilgisayar arayüz paket programı haline getirilmiştir. Araştırmacılar arayüzdeki seçilen model için yine seçilen denetleyiciye ait zorunlu bilgileri girdikten sonra hesaplamalarını kolaylıkla yapabileceklerdir. Yöntemin etkinliği, literatürden alınan modeller üzerinde gösterilerek mevcut literatür ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca ulusal ve uluslararası hakemli dergilerde yöntemin yayınlanma hakkı kazanmış olması güvenilirlik ve yeniliğini ortaya koymuştur.

İlerleyen dönemlerde yöntem daha da çok model ve denetleyiciyi kapsayacak şekilde geliştirilebilir. Analitik çözümler bilinen ve bilinmeyen sayısı arasında bir dengenin olması durumunda uygulanabilmektedir. Bu tez çalışmamızda kesir dereceli PID (FOPID) bilinmeyen sayısı denklem sayısından fazla olmasından dolayı analitik çözümünü doğal olarak öneremedik. Lakin öne sürdüğümüz yönteme araştırmacıların yapabileceği ek katkılar ile bu noktada da bir yenilik olabilir. Her ne kadar birinci, ikinci ve üçüncü derece olacak şekildeki literatür üzerinde en çok karşılaşılan modeller üzerinden çözümleme yapmış olsak ta n. dereceden modelleri kapsayacak şekilde genelleştirilmiş formda çözüm önerileri elbette ki öne sürdüğümüz yöntemimize ciddi katkı sunacaktır. Tez kapsamı boyunca tam sayılı ve kesir sayılı kavramlarından özellikle bahsettik. Bir değeri ve bu iki kavramı da kapsayan kompleks sayılı kavramının önerilen yönteme uygulanabilmesi yeni araştırma konuları olacaktır. Geliştirilen arayüz uygulamasının kaynak kodları açık bir şekilde harici olarak MATLAB ve GitHub Repository de paylaşıldığından tüm bu bahsedilen

yenilikler ya da daha fazlası için uygulama kodları üzerinden hızlıca geliştirilebilme ve uygulanabilme fırsatı sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

1. **Dorato, P. & Vlack, D.** (1987). *Robust control*. IEEE press.
2. **Dorato, P.** (1987). A historical review of robust control, *IEEE Control Systems Magazine*. 7(2): p. 44-47.
3. **Rantzer, A.** (1990). A finite zero exclusion principle. in *Robust Control of Linear Systems and Nonlinear Control: Proceedings of the International Symposium MTNS-89, Volume II*. Springer.
4. **Krall, A.M.** (1970). The root locus method: a survey, *SIAM Review*. 12(1): p. 64-72.
5. **DeJesus, E.X. & Kaufman, C.** (1987). Routh-Hurwitz criterion in the examination of eigenvalues of a system of nonlinear ordinary differential equations, *Physical Review A*. 35(12): p. 5288.
6. **Landau, H.** (1967). Sampling, data transmission, and the Nyquist rate, *Proceedings of the IEEE*. 55(10): p. 1701-1706.
7. **Chen, K., Mathias, R., & Sauter, D.** (1962). Design of noninteracting control systems using Bode diagrams, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*. 80(6): p. 336-346.
8. **Tan, N., Kaya, I., Yeroglu, C., & Atherton, D.P.** (2006). Computation of stabilizing PI and PID controllers using the stability boundary locus, *Energy Conversion and management*. 47(18-19): p. 3045-3058.
9. **Kennedy, J. & Eberhart, R.** (1995). Particle swarm optimization. in *Proceedings of ICNN'95-international conference on neural networks*. IEEE.
10. **Forrest, S.** (1996). Genetic algorithms, *ACM computing surveys (CSUR)*. 28(1): p. 77-80.
11. **De Castro, L.N. & Von Zuben, F.J.** (1999). Artificial immune systems: Part I–basic theory and applications, *Universidade Estadual de Campinas, Dezembro de, Tech. Rep*. 210(1).
12. **De Castro, L.N. & Von Zuben, F.J.** (2000). Artificial immune systems: Part II–A survey of applications, *FEEC/Univ. Campinas, Campinas, Brazil*.
13. **Dorigo, M., Birattari, M., & Stutzle, T.** (2006). Ant colony optimization, *IEEE computational intelligence magazine*. 1(4): p. 28-39.
14. **Qin, A.K., Huang, V.L., & Suganthan, P.N.** (2008). Differential evolution algorithm with strategy adaptation for global numerical optimization, *IEEE transactions on Evolutionary Computation*. 13(2): p. 398-417.

15. **Karaboga, D. & Akay, B.** (2009). A comparative study of artificial bee colony algorithm, *Applied mathematics and computation*. 214(1): p. 108-132.
16. **Hertz, A., Taillard, E., & de Werra, D.** (1997). Tabu search, *Local search in combinatorial optimization*. p. 121-136.
17. **Chen, Y., Petras, I., & Xue, D.** (2009). Fractional order control-a tutorial. in *2009 American control conference*. IEEE.
18. **Wang, C., Luo, Y., & Chen, Y.** (2009). 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.
19. **Wang, C., Jin, Y., & Chen, Y.** (2009). 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.
20. **Bhambhani, V. & Chen, Y.** (2008). Experimental study of fractional order proportional integral (FOPI) controller for water level control. in *2008 47th IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE.
21. **Li, H. & Chen, Y.** (2008). A fractional order proportional and derivative (FOPD) controller tuning algorithm. in *2008 Chinese Control and Decision Conference*. IEEE.
22. **Li, H., Luo, Y., & Chen, Y.** (2009). A fractional order proportional and derivative (FOPD) motion controller: tuning rule and experiments, *IEEE Transactions on control systems technology*. 18(2): p. 516-520.
23. **Luo, Y. & Chen, Y.** (2011). Stabilizing and robust FOPI controller synthesis for first order plus time delay systems. in *2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*. IEEE.
24. **Luo, Y. & Chen, Y.** (2009). Fractional-order [proportional derivative] controller for robust motion control: Tuning procedure and validation. in *2009 American Control Conference*. IEEE.
25. **Demiroğlu, U.** (2019). *Farklı analitik denetleyici tasarım yöntemlerinin incelenmesi ve uygulamaları*, Fen Bilimleri Enstitüsü.
26. **Şenol, B. & Demiroğlu, U.** (2019). Fractional order proportional derivative control for first order plus time delay plants: achieving phase and gain specifications simultaneously, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*. 41(15): p. 4358-4369.

27. **Şenol, B., Demiroğlu, U., & Matušů, R.** (2020). Fractional order proportional derivative control for time delay plant of the second order: The frequency frame, *Journal of the Franklin Institute*. 357(12): p. 7944-7961.
28. **Demiroğlu, U. & Şenol, B.** (2021). Frequency frame approach on tuning FOPI controller for TOPTD thermal processes, *ISA transactions*. 108: p. 96-105.
29. **Şenol, B., Demiroğlu, U., & Matušů, R.** (2021). Analytical approach on the design of fractional order proportional-integral controller for second order plus time delay models, *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*. 37(1): p. 121-136.
30. **Şenol, B. & Demiroğlu, U.** (2020). Proportional-Integral Controller Design for Thermal Systems, *Journal of the Institute of Science and Technology*. 10(1): p. 128-140.
31. **Demiroğlu, U., Şenol, B., & Matušů, R.** (2019). On the Effects of the Frequency Frame on DC Motor Example: Fractional Order PI-PD Case. in *2019 International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium (IDAP)*. IEEE.
32. **Das, S.** (2011). *Functional fractional calculus*. Vol. 1. Springer.
33. **Kempfle, S., Schäfer, I., & Beyer, H.** (2002). Fractional calculus via functional calculus: theory and applications, *Nonlinear Dynamics*. 29(1-4): p. 99-127.
34. **Caponetto, R.** (2010). *Fractional order systems: modeling and control applications*. Vol. 72. World Scientific.
35. **Podlubny, I.** (1999). Fractional-order systems and PI/sup/spl lambda//D/sup/spl mu//-controllers, *IEEE Transactions on automatic control*. 44(1): p. 208-214.
36. **Petras, I.** (2008). Stability of fractional-order systems with rational orders, *arXiv preprint arXiv:0811.4102*.
37. **Ateş, A. & Yeroğlu, C.** (2016). SMDO algoritması ile iki serbestlik dereceli FOPID kontrol çevrimi tasarımı, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*. 22(8): p. 671-676.
38. **Matušů, R., Şenol, B., & Pekař, L.** (2017). Robust stability of fractional order polynomials with complicated uncertainty structure, *Plos one*. 12(6): p. e0180274.
39. **Saxena, S. & Hote, Y.V.** (2022). Design of robust fractional-order controller using the Bode ideal transfer function approach in IMC paradigm, *Nonlinear Dynamics*. 107: p. 983-1001.
40. **Karci, A.** (2015). Kesir Dereceli Türevin Yeni Yaklaşımının Özellikleri, *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*. 30(3).

41. **Valdes-Parada, F.J., Ochoa-Tapia, J.A., & Alvarez-Ramirez, J.** (2007). Effective medium equations for fractional Fick's law in porous media, *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*. 373: p. 339-353.
42. **Arena, P.** (2000). *Nonlinear noninteger order circuits and systems: an introduction*. Vol. 38. World Scientific.
43. **Silva, M.F., Machado, J.T., & Lopes, A.** (2004). Fractional order control of a hexapod robot, *Nonlinear Dynamics*. 38: p. 417-433.
44. **Vinagre, B.M., Chen, Y.Q., & Petráš, I.** (2003). Two direct Tustin discretization methods for fractional-order differentiator/integrator, *Journal of the franklin institute*. 340(5): p. 349-362.
45. **Tavazoei, M.S. & Haeri, M.** (2007). A necessary condition for double scroll attractor existence in fractional-order systems, *Physics Letters A*. 367(1-2): p. 102-113.
46. **Senol, B., Ates, A., Alagoz, B.B., & Yeroglu, C.** (2014). A numerical investigation for robust stability of fractional-order uncertain systems, *ISA transactions*. 53(2): p. 189-198.
47. **Senol, B., Yeroglu, C., & Tan, N.** (2014). Analysis of fractional order polynomials using Hermite-Biehler theorem. in *ICFDA'14 International Conference on Fractional Differentiation and Its Applications 2014*. IEEE.
48. **Liao, Z., Peng, C., Li, W., & Wang, Y.** (2011). Robust stability analysis for a class of fractional order systems with uncertain parameters, *Journal of the Franklin Institute*. 348(6): p. 1101-1113.
49. **Matušů, R., Şenol, B., & Pekař, L.** (2018). Robust stability of Fractional-Order Linear Time-Invariant systems: Parametric versus unstructured uncertainty models, *Complexity*. 2018: p. 1-12.
50. **Ates, A., Yeroglu, C., Alagoz, B.B., & Senol, B.** (2014). Tuning of fractional order PID with master-slave stochastic multi-parameter divergence optimization method. in *ICFDA'14 International Conference on Fractional Differentiation and Its Applications 2014*. IEEE.
51. **Zhang, F., Yang, C., Zhou, X., & Gui, W.** (2018). Fractional-order PID controller tuning using continuous state transition algorithm, *Neural Computing and Applications*. 29: p. 795-804.
52. **Padula, F. & Visioli, A.** (2011). Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controllers, *Journal of process control*. 21(1): p. 69-81.

53. **Monje, C., Vinagre, B., Chen, Y., Feliu, V., Lanusse, P., & Sabatier, J.** (2004). Proposals for fractional PIλDμ tuning. in *Proceedings of the first IFAC symposium on fractional differentiation and its applications (FDA04)*.

54. **Tufenkci, S., Senol, B., & Alagoz, B.B.** (2018). Stabilization of fractional order PID controllers for time-delay fractional order plants by using genetic algorithm. in *2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*. IEEE.

55. **Luo, Y., Chen, Y.Q., Wang, C.Y., & Pi, Y.G.** (2010). Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems, *Journal of Process Control*. 20(7): p. 823-831.

56. **Malek, H., Luo, Y., & Chen, Y.** (2013). Identification and tuning fractional order proportional integral controllers for time delayed systems with a fractional pole, *Mechatronics*. 23(7): p. 746-754.

57. **Vu, T.N.L. & Lee, M.** (2013). Analytical design of fractional-order proportional-integral controllers for time-delay processes, *ISA transactions*. 52(5): p. 583-591.

58. **Doye, I.N., Salama, K.N., & Laleg-Kirati, T.-M.** (2018). Robust fractional-order proportional-integral observer for synchronization of chaotic fractional-order systems, *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*. 6(1): p. 268-277.

59. **Badri, V. & Tavazoei, M.S.** (2015). Some analytical results on tuning fractional-order [proportional–integral] controllers for fractional-order systems, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 24(3): p. 1059-1066.

60. **Mousavi, Y. & Alfi, A.** (2015). A memetic algorithm applied to trajectory control by tuning of fractional order proportional-integral-derivative controllers, *Applied Soft Computing*. 36: p. 599-617.

61. **Chen, J., Zhuang, B., Chen, Y., & Cui, B.** (2018). Diffusion control for a tempered anomalous diffusion system using fractional-order PI controllers, *ISA transactions*. 82: p. 94-106.

62. **Yumuk, E., Güzelkaya, M., & Eksin, İ.** (2019). Analytical fractional PID controller design based on Bode's ideal transfer function plus time delay, *ISA transactions*. 91: p. 196-206.

63. **Miao, Z., Han, T., Dang, J., & Ju, M.** (2017). 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.

64. **Kar, B. & Roy, P.** (2018). 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: p. 340-349.
65. **Baruah, G., Majhi, S., & Mahanta, C.** (2019). Design of FOPI controller for time delay systems and its experimental validation, *International Journal of Automation and Computing*. 16: p. 310-328.
66. **Şenol, B. & Demiroğlu, U.** (2019). Frequency frame approach on loop shaping of first order plus time delay systems using fractional order PI controller, *ISA transactions*. 86: p. 192-200.
67. **Zhang, M., Lin, X., & Yin, W.** (2013). An improved tuning method of fractional order proportional differentiation (FOPD) controller for the path tracking control of tractors, *Biosystems engineering*. 116(4): p. 478-486.
68. **Liu, L., Zhang, S., Xue, D., & Chen, Y.Q.** (2018). General robustness analysis and robust fractional-order PD controller design for fractional-order plants, *IET Control Theory & Applications*. 12(12): p. 1730-1736.
69. **Simon, D.** (2010). Kalman filtering with state constraints: a survey of linear and nonlinear algorithms, *IET control theory & applications*. 4(8): p. 1303-1318.
70. **Wang, C., Wang, L., & Li, M.** (2014). Application research for hydraulic servo system based on fractional order proportional derivative and [proportional derivative] controllers. in *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*. IEEE.
71. **Yang, J., Dong, L., & Liao, X.** (2014). Fractional order PD controller based on ADRC algorithm for DC motor. in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE.
72. **Badri, V. & Tavazoei, M.S.** (2015). Achievable performance region for a fractional-order proportional and derivative motion controller, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 62(11): p. 7171-7180.
73. **Sánchez, H.S., Padula, F., Visioli, A., & Vilanova, R.** (2017). Tuning rules for robust FOPID controllers based on multi-objective optimization with FOPDT models, *ISA transactions*. 66: p. 344-361.
74. **Şenol, B.** (2020). Üçüncü derece zaman gecikmeli sistemler için PI denetleyicilerin analitik tasarımı, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*. 26(5): p. 893-898.

75. **Yumuk, E., Güzelkaya, M., & Eksin, İ.** (2022). A robust fractional-order controller design with gain and phase margin specifications based on delayed Bode's ideal transfer function, *Journal of the Franklin Institute*. 359(11): p. 5341-5353.
76. **Li, X. & Gao, L.** (2022). A Simple Frequency-domain Tuning Method of Fractional-order PID Controllers for Fractional-order Delay Systems, *International Journal of Control, Automation and Systems*. 20(7): p. 2159-2168.
77. **Muresan, C.I., Birs, I., Ionescu, C., Dulf, E.H., & De Keyser, R.** (2022). A review of recent developments in autotuning methods for fractional-order controllers, *Fractal and Fractional*. 6(1): p. 37.
78. **Tufenkci, S., Senol, B., Matušů, R., & Alagoz, B.B.** (2021). Optimal V-plane robust stabilization method for interval uncertain fractional order PID control systems, *Fractal and Fractional*. 5(1): p. 3.
79. **Erol, H.** (2022). Delay margin computation in micro grid systems with time delay by using fractional order controller, *Electric Power Components and Systems*. 49(6-7): p. 669-680.
80. **Zhou, X., Li, D., Zhang, L., & Duan, Q.** (2021). Application of an adaptive PID controller enhanced by a differential evolution algorithm for precise control of dissolved oxygen in recirculating aquaculture systems, *Biosystems Engineering*. 208: p. 186-198.
81. **Santosh, S. & Chidambaram, M.** (2016). A simple method of tuning parallel cascade controllers for unstable FOPTD systems, *ISA transactions*. 65: p. 475-486.
82. **Lee, J., Lee, Y., Yang, D.R., & Edgar, T.F.** (2018). Simple Proportional Integral Controller Tuning Rules for FOPTD and HOPTD Models Based on Matching Two Asymptotes, *Industrial & Engineering Chemistry Research*. 57(8): p. 2905-2916.
83. **Pandey, S. & Majhi, S.** (2017). Identification and control of unstable FOPTD processes with improved transients, *Electronics Letters*. 53(5): p. 312-314.
84. **Ferheen, A. & Chidambaram, M.** (2017). Design of robust PID controller for an interval plant. in *2017 Trends in Industrial Measurement and Automation (TIMA)*. IEEE.
85. **Rashid, A.R.M., Siddikhan, P.M., Selvakumar, C., & Suresh, M.** (2017). 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.

86. **Madhuranthakam, C., Elkamel, A., & Budman, H.** (2008). Optimal tuning of PID controllers for FOPTD, SOPTD and SOPTD with lead processes, *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*. 47(2): p. 251-264.
87. **Cvejn, J.** (2016). PID control of FOPDT plants with dominant dead time based on the modulus optimum criterion, *ARCHIVES OF CONTROL SCIENCES, volume 26, issue: 1*.
88. **Wang, J., Zong, Q., Su, R., & Tian, B.** (2014). Continuous high order sliding mode controller design for a flexible air-breathing hypersonic vehicle, *ISA transactions*. 53(3): p. 690-698.
89. **Tajaddodianfar, F., Moheimani, S.R., Owen, J., & Randall, J.N.** (2017). A self-tuning controller for high-performance scanning tunneling microscopy. in *2017 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*. IEEE.
90. **Liu, H., Li, D., Xi, J., & Zhong, Y.** (2016). Robust attitude controller design for miniature quadrotors, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*. 26(4): p. 681-696.
91. **Das, S., Pan, I., & Das, S.** (2015). Multi-objective LQR with optimum weight selection to design FOPID controllers for delayed fractional order processes, *ISA transactions*. 58: p. 35-49.
92. **Zhao, C., Xue, D., & Chen, Y.** (2005). A fractional order PID tuning algorithm for a class of fractional order plants. in *IEEE International Conference Mechatronics and Automation, 2005*. IEEE.
93. **Song, X., Chen, Y., Tejado, I., & Vinagre, B.M.** (2011). Multivariable fractional order PID controller design via LMI approach, *IFAC Proceedings Volumes*. 44(1): p. 13960-13965.
94. **Kapoor, S., Chaturvedi, M., & Juneja, P.K.** (2017). 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.
95. **Ates, A., Alagoz, B.B., Yeroglu, C., Yuan, J., & Chen, Y.** (2017). Disturbance rejection FOPID control of rotor by multi-objective BB-BC optimization algorithm. in *International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*. American Society of Mechanical Engineers.
96. **Padula, F. & Visioli, A.** (2016). On the fragility of fractional-order PID controllers for FOPDT processes, *ISA transactions*. 60: p. 228-243.

97. **Pandey, S., Dwivedi, P., & Junghare, A.** (2017). Anti-windup Fractional Order PI^ λ-PD^ μ PI λ-PD μ Controller Design for Unstable Process: A Magnetic Levitation Study Case Under Actuator Saturation, *Arabian Journal for Science and Engineering*. 42: p. 5015-5029.

98. **Dwivedi, P., Pandey, S., & Junghare, A.S.** (2017). Stabilization of unstable equilibrium point of rotary inverted pendulum using fractional controller, *Journal of the Franklin Institute*. 354(17): p. 7732-7766.

99. **Neçaibia, A. & Ladaci, S.** (2014). Self-tuning fractional order PI λ D μ controller based on extremum seeking approach, *International Journal of Automation and Control 3*. 8(2): p. 99-121.

100. **Rabah, K., Ladaci, S., & Lashab, M.** (2018). Bifurcation-based fractional-order PI λ D μ controller design approach for nonlinear chaotic systems, *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*. 19: p. 180-191.

101. **Jamal, A. & Syahputra, R.** (2016). Heat exchanger control based on artificial intelligence approach, *International Journal of Applied Engineering Research (IJAER)*. 11(16): p. 9063-9069.

102. **Ram, V.D. & Rao, C.S.** (2018). *Identification and Control of an Unstable SOPTD system with positive zero*, in *Computer Aided Chemical Engineering*, Elsevier. p. 757-762.

103. **Srivastava, S. & Pandit, V.** (2015). A scheme to control the speed of a DC motor with time delay using LQR-PID controller. in *2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control (ICIC)*. IEEE.

104. **Ramakrishnan, V. & Chidambaram, M.** (2003). Estimation of a SOPTD transfer function model using a single asymmetrical relay feedback test, *Computers & chemical engineering*. 27(12): p. 1779-1784.

105. **Mesa, F. & Marin, L.** (2005). A CABRI plot generator to describe frequency and time domain properties of SOPTD responses. in *EUROCON 2005-The International Conference on Computer as a Tool*. IEEE.

106. **Santosh, S. & Chidambaram, M.** (2015). Tuning of proportional integral derivative controllers for critically damped second-order plus time delay systems, *Indian Chemical Engineer*. 57(1): p. 32-51.

107. **Majhi, S.** (2013). Modeling of stable and unstable second order systems with time delay. in *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)*. IEEE.

108. **Irshad, M. & Ali, A.** (2017). A review on PID tuning rules for SOPTD inverse response processes. in *2017 International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICICT)*. IEEE.

109. **Wang, R.P. & Pi, Y.G.** (2011). Fractional order proportional and derivative controller design for second-order systems with pure time-delay. in *2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC)*. IEEE.

110. **Malwatkar, G., Sonawane, S., & Waghmare, L.** (2009). Tuning PID controllers for higher-order oscillatory systems with improved performance, *ISA transactions*. 48(3): p. 347-353.

111. **Song, L., Bagavath-Singh, V., Dutta, B., & Mazumder, J.** (2012). Control of melt pool temperature and deposition height during direct metal deposition process, *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 58: p. 247-256.

112. **Slyadnev, M.N., Tanaka, Y., Tokeshi, M., & Kitamori, T.** (2001). Photothermal temperature control of a chemical reaction on a microchip using an infrared diode laser, *Analytical Chemistry*. 73(16): p. 4037-4044.

113. **David, F., Jacq, K., Sandra, P., Baker, A., & Klee, M.S.** (2010). Analysis of potential genotoxic impurities in pharmaceuticals by two-dimensional gas chromatography with Deans switching and independent column temperature control using a low-thermal-mass oven module, *Analytical and bioanalytical chemistry*. 396: p. 1291-1300.

114. **de la Barra, B.L., Jin, L., Kim, Y., & Mossberg, M.** (2008). Identification of first-order time-delay systems using two different pulse inputs, *IFAC Proceedings Volumes*. 41(2): p. 14366-14371.

115. **Sung, S.W., Je, C.H., Lee, J., & Lee, D.H.** (2008). Improved system identification method for Hammerstein-Wiener processes, *Korean Journal of Chemical Engineering*. 25: p. 631-636.

116. **Vivek, S. & Chidambaram, M.** (2012). An improved relay auto tuning of PID controllers for critically damped SOPTD systems, *Chemical Engineering Communications*. 199(11): p. 1437-1462.

117. **Park, H.C. & Lee, J.** (2006). Step and pulse response methods for identification of Wiener processes, *AIChE journal*. 52(2): p. 668-677.

118. **Álvarez de Miguel, S., Mollocana Lara, J., García Cena, C., Romero, M., García de María, J., & González-Aguilar, J.** (2017). Identification model and PI and PID

controller design for a novel electric air heater, *Automatika: časopis za automatiku, mjerenje, elektroniku, računarstvo i komunikacije*. 58(1): p. 55-68.

119. **Rivas-Perez, R., Castillo-Garcia, F., Sotomayor-Moriano, J., & Feliu-Batlle, V.** (2014). Design of a fractional order PI controller for steam pressure in the steam drum of a bagasse fired boiler, *IFAC Proceedings Volumes*. 47(3): p. 1337-1342.
120. **Cheon, Y.J., Jeon, C.H., Lee, J., & Sung, S.W.** (2009). Improved fourier transform to estimate frequency responses, *Korean journal of chemical engineering*. 26: p. 925-929.
121. **Darwish, N.M.** (2018). PID controller design in the frequency domain for time-delay systems using direct method, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*. 40(3): p. 940-950.
122. **Wang, Y.-J.** (2011). 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): p. 475-488.
123. **BakoŜová, M., Vaneková, K., & Závacká, J.** (2010). PI controller design for time delay systems, *IFAC Proceedings Volumes*. 43(2): p. 349-354.
124. **Zavacka, J., Bakosova, M., & Matejickova, K.** (2012). Robust PID controller design for unstable processes with parametric uncertainty, *Procedia Engineering*. 42: p. 1572-1578.
125. **Hanwate, S.D. & Hote, Y.V.** (2014). Design of PID controller for inverted pendulum using stability boundary locus. in *2014 Annual IEEE India Conference (INDICON)*. IEEE.
126. **Saxena, S., Hote, Y.V., & Sondhi, S.** (2015). Fractional-order PI control of DC servo system using the stability boundary locus approach. in *2015 IEEE 10th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*. IEEE.
127. **Deniz, F.N., Alagoz, B.B., & Tan, N.** (2015). PID controller design based on second order model approximation by using stability boundary locus fitting. in *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*. IEEE.
128. **Deniz, F.N., Alagoz, B.B., Tan, N., & Atherton, D.P.** (2016). An integer order approximation method based on stability boundary locus for fractional order derivative/integrator operators, *ISA transactions*. 62: p. 154-163.

129. **Hamamci, S.E. & Tan, N.** (2006). Design of PI controllers for achieving time and frequency domain specifications simultaneously, *ISA transactions*. 45(4): p. 529-543.
130. **Hamamci, S.E. & Koksal, M.** (2010). Calculation of all stabilizing fractional-order PD controllers for integrating time delay systems, *Computers & Mathematics with Applications*. 59(5): p. 1621-1629.
131. **Tan, N.** (2005). Computation of stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay, *ISA transactions*. 44(2): p. 213-223.
132. **Tan, N., Kaya, I., & Atherton, D.P.** (2005). A graphical method for computation of all stabilizing PI controllers, *IFAC Proceedings Volumes*. 38(1): p. 349-354.
133. **Özyetkin, M., Yeroglu, C., Tan, N., & Tagluk, M.** (2010). Design of PI and PID controllers for fractional order time delay systems, *IFAC Proceedings Volumes*. 43(2): p. 355-360.
134. **Ozyetkin, M. & Tan, N.** (2017). Practical tuning algorithm of PDμ controller for processes with time delay, *IFAC-PapersOnLine*. 50(1): p. 9230-9235.
135. **Kaya, İ. & Atıç, S.** (2016). PI controller design based on generalized stability boundary locus. in *2016 20th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*. IEEE.
136. **Yeroglu, C. & Tan, N.** (2004). Computation of stabilizing PI parameters for vehicle suspension system using the stability boundary locus. in *Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics, 2004. ICM'04.*: IEEE.
137. **Onat, C., Hamamci, S.E., & Obuz, S.** (2012). A practical PI tuning approach for time delay systems, *IFAC Proceedings Volumes*. 45(14): p. 102-107.
138. **Chen, Y., Moore, K.L., Vinagre, B.M., & Podlubny, I.** (2004). Robust PID controller autotuning with a phase shaper. in *First IFAC workshop on fractional differentiation and its applications*. Citeseer.
139. **Saha, S., Das, S., Ghosh, R., Goswami, B., Balasubramanian, R., Chandra, A., Das, S., & Gupta, A.** (2010). Fractional order phase shaper design with Bode's integral for iso-damped control system, *ISA transactions*. 49(2): p. 196-206.
140. **Pommier-Budinger, V., Janat, Y., Nelson-Gruel, D., Lanusse, P., & Oustaloup, A.** (2008). Fractional robust control with iso-damping property. in *2008 American Control Conference*. IEEE.

141. **Chen, Y., Moore, K.L., Vinagre, B.M., Podlubny, I., Le Mehaute, A., Machado, J.T., Trigeassou, J., & Sabatier, J.** (2005). *Robust PID Controller Autotuning with an Iso-Damping Property Through a Phase Shaper*, Citeseer. p. 687-706.
142. **Muresan, C.I., Copot, C., Birs, I., De Keyser, R., Vanlanduit, S., & Ionescu, C.M.** (2018). Experimental validation of a novel auto-tuning method for a fractional order PI controller on an UR10 robot, *Algorithms*. 11(7): p. 95.
143. **Yüce, A., Tan, N., & Atherton, D.P.** (2016). Fractional order pi controller design for time delay systems, *IFAC-PapersOnLine*. 49(10): p. 94-99.
144. **Xin, R., Wang, C., Li, M., Shi, H., & Liu, Z.** (2016). 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.
145. **Luo, Y. & Chen, Y.** (2012). Stabilizing and robust fractional order PI controller synthesis for first order plus time delay systems, *Automatica*. 48(9): p. 2159-2167.
146. **Burns, R.** (2001). *Advanced control engineering*. Elsevier.
147. **Maxwell, J.C.** (1868). I. On governors, *Proceedings of the Royal Society of London*. (16): p. 270-283.
148. **Routh, E.J.** (1905). *The Advanced Part of A Treatise on the Dynamics of a System of Rigid Bodies: Being Part II. of a Treatise on the Whole Subject*. Vol. 2. Dover Publications.
149. **AM, L.** (1907). Probleme general de la stabilite des mouvements. in *Annales de la faculte des sciences de Toulouse*.
150. **Nyquist, H.** (1932). Regeneration theory, *Bell system technical journal*. 11(1): p. 126-147.
151. **Bode, H.W.** (1945). Network analysis and feedback amplifier design, *(No Title)*.
152. **Evans, W.R.** (1948). Graphical analysis of control systems, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*. 67(1): p. 547-551.
153. **Wiener, N.** (1949). *Extrapolation, interpolation, and smoothing of stationary time series: with engineering applications*. The MIT press.
154. **Bellman, R.** (1954). The theory of dynamic programming, *Bulletin of the American Mathematical Society*. 60(6): p. 503-515.
155. **Pontryagin, L.S.** (2018). *Mathematical theory of optimal processes*. Routledge.
156. **Kalman, R.E.** (1960). A new approach to linear filtering and prediction problems.

157. **Athans, M.** (1971). The role and use of the stochastic linear-quadratic-Gaussian problem in control system design, *IEEE transactions on automatic control*. 16(6): p. 529-552.
158. **Safonov, M.G.** (1980). Stability and robustness of multivariable feedback systems.
159. **Chiang, R.Y.** (1988). *Modern robust control theory*, University of Southern California, Faculty of the Graduate School.
160. **Grimble, M.J. & Johnson, M.A.** (1986). *Optimal control and stochastic estimation: theory and applications*. John Wiley & Sons, Inc.
161. **Rzevski, G.** (2014). *Mechatronics: Designing intelligent machines Volume 1: Perception, cognition and execution*. Newnes.
162. **Hebb, D.** The organization of behaviour, 1949 Wiley, *New York.*
163. **Rosenblatt, F.** (1962). *Principles of neurodynamics: Perceptrons and the theory of brain mechanisms*. Vol. 55. Spartan books Washington, DC.
164. **Kohonen, T.** (2012). *Self-organization and associative memory*. Vol. 8. Springer Science & Business Media.
165. **Widrow, B. & Hoff, M.E.** (1960). Adaptive switching circuits. in *IRE WESCON convention record*. New York.
166. **Zadeh, L.A.** (1965). Fuzzy sets, *Information and control*. 8(3): p. 338-353.
167. **Mamdani, E.H.** (1976). Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers, *International Journal of Man-Machine Studies*. 8(6): p. 669-678.
168. **Sugeno, M.** (1985). *Industrial applications of fuzzy control*. Elsevier Science Inc.
169. **Tong, R.M.** (1978). Synthesis of fuzzy models for industrial processes-some recent results, *International Journal of General System*. 4(3): p. 143-162.
170. **Ogata, K.** (2010). *Modern control engineering*. Vol. 5. Prentice hall Upper Saddle River, NJ.
171. **Bhattacharyya, S.P., Datta, A., & Keel, L.H.** (2018). *Linear control theory: structure, robustness, and optimization*. CRC press.
172. **Minorsky, N. & Teichmann, T.** (1962). Nonlinear oscillations, *Physics Today*. 15(9): p. 63-65.
173. **Ziegler, J.G. & Nichols, N.B.** (1942). Optimum settings for automatic controllers, *Transactions of the American society of mechanical engineers*. 64(8): p. 759-765.
174. **Evans, W.R.** (1950). Control system synthesis by root locus method, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*. 69(1): p. 66-69.

175. **Xue, D., Chen, Y., & Atherton, D.P.** (2007). *Linear feedback control: analysis and design with MATLAB*. SIAM.

176. **Mayr, O.** (1970). The origins of feedback control, *Scientific American*. 223(4): p. 110-119.

177. **Minorsky, N.** (1922). Directional stability of automatically steered bodies, *Journal of the American Society for Naval Engineers*. 34(2): p. 280-309.

178. **Zames, G.** (1981). Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses, *IEEE Transactions on automatic control*. 26(2): p. 301-320.

179. **Doyle, J., Glover, K., Khargonekar, P., & Francis, B.** (1988). State-space solutions to standard H 2 and H∞ control problems. in *1988 American Control Conference*. IEEE.

180. **Melsa, J.L. & Schultz, D.** (1973). *Computer programs for computational assistance in the study of linear control theory*. McGraw-Hill, Inc.

181. **Moler, C.B.** (1980). *MATLAB-an interactive matrix laboratory*. Department of Mathematics and Statistics, University of New Mexico.

182. **Åström, K.J.** (1989). Computer aided tools for control system design.

183. **Oldham, K. & Spanier, J.** (1974). *The fractional calculus theory and applications of differentiation and integration to arbitrary order*. Elsevier.

184. **Ross, B.** (2006). *Fractional calculus and its applications: proceedings of the international conference held at the University of New Haven, June 1974*. Vol. 457. Springer.

185. **Sabatier, J., Agrawal, O.P., & Machado, J.T.** (2007). *Advances in fractional calculus*. Vol. 4. Springer.

186. **Kilbas, A.A., Srivastava, H.M., & Trujillo, J.J.** (2006). *Theory and applications of fractional differential equations*. Vol. 204. elsevier.

187. **Podlubny, I.** (1998). *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*. Elsevier.

188. **Canan, Ü.** (2014). *Kesirli Türevli Diferansiyel Denklemler ve Çözüm Yöntemleri*: Fen Bilimleri Enstitüsü.

189. **Monje, C.A., Chen, Y., Vinagre, B.M., Xue, D., & Feliu-Batlle, V.** (2010). *Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications*. Springer Science & Business Media.

190. **Miller, K.S. & Ross, B.** (1993). An introduction to the fractional calculus and fractional differential equations, *(No Title)*.

191. **Dugowson, S.** (1994). *Les différentielles métaphysiques: histoire et philosophie de la généralisation de l'ordre de la dérivation*, Paris 13.

192. **Petráš, I.** (2011). *Fractional-order nonlinear systems: modeling, analysis and simulation*. Springer Science & Business Media.

193. **Lee, D., Lee, M., Sung, S., & Lee, I.** (1999). Robust PID tuning for Smith predictor in the presence of model uncertainty, *Journal of Process Control*. 9(1): p. 79-85.

194. **Tavakoli, S., Griffin, I., & Fleming, P.J.** (2006). Tuning of decentralised PI (PID) controllers for TITO processes, *Control engineering practice*. 14(9): p. 1069-1080.

195. **Rajapandiyan, C. & Chidambaram, M.** (2012). Closed-loop identification of second-order plus time delay (SOPTD) model of multivariable systems by optimization method, *Industrial & engineering chemistry research*. 51(28): p. 9620-9633.

196. **Das, S., Saha, S., Das, S., & Gupta, A.** (2011). On the selection of tuning methodology of FOPID controllers for the control of higher order processes, *ISA transactions*. 50(3): p. 376-388.

197. **Zhao, Z.-c., Liu, Z.-y., & Zhang, J.-g.** (2011). IMC-PID tuning method based on sensitivity specification for process with time-delay, *Journal of Central South University of Technology*. 18(4): p. 1153-1160.

198. **Srivastava, S. & Pandit, V.** (2016). A PI/PID controller for time delay systems with desired closed loop time response and guaranteed gain and phase margins, *Journal of Process control*. 37: p. 70-77.

199. **Cheon, Y.J., Jeon, C.H., Lee, J., Sung, S.W., & Lee, D.H.** (2010). Improved Fourier transform for processes with initial cyclic-steady-state, *AIChE journal*. 56(6): p. 1536-1544.

200. **Sung, S.W. & Lee, J.** (2004). Modeling and control of Wiener-type processes, *Chemical Engineering Science*. 59(7): p. 1515-1521.

EKLER

Tez kapsamında geliştirilen *"Frekans Çerçevesi Yöntemi Grafik Arayüz Uygulaması"* uygulamasının geliştirildiği MATLAB kodları ek olarak sunularak paylaşılmıştır.

EKİ: MATLAB Uygulama Kodları

Alternatif İndirme Linkleri:

1- MATLAB – MathWorks – File Exchange:
https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/154762-ff-gui

2- GitHub Repository:
https://github.com/ugurdemiroglu/doktora/

ÖZGEÇMİŞ

ADI SOYADI **:** Uğur DEMİROĞLU

ÖĞRENİM DURUMU **:**

- **Lisans** **:** 2008, Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** **:** 2019, İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Bilgisayar Mühendisliği A.B.D.

MESLEKİ DENEYİM **:**

Unvan	Birim	Bölüm	Dönem
Mühendis	Dicle Üniversitesi	Bilgi İşlem Daire Başkanlığı	2010-2014
Mühendis	Fırat Üniversitesi	Bilgi İşlem Daire Başkanlığı	2014-2019
Öğretim Görevlisi	Fırat Üniversitesi	Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu	2019-…

DOKTORA TEZİNDEN TÜRETİLEN ÇALIŞMALAR

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

1. Bilal Şenol, Uğur Demiroğlu, Fractional Order Proportional Derivative Control for First Order Plus Time Delay Plants: Achieving Phase and Gain Specifications Simultaneously, Transactions of the Institute of Measurement and Control, Volume 41, Issue 15, 2019, Pages 4358–4369
2. Bilal Şenol, Uğur Demiroğlu, Radek Matušů, Fractional order proportional derivative control for time delay plant of the second order: The frequency frame, Journal of the Franklin Institute, Volume 357, Issue 12, 2020, Pages 7944-7961
3. Uğur Demiroğlu, Bilal Şenol, Frequency Frame Approach on Tuning FOPI Controller for TOPTD Thermal Processes, ISA Transactions, Volume 108, 2021, Pages 96-105

4. Bilal Şenol, Uğur Demiroğlu, Radek Matušů, Analytical approach on the design of fractional order proportional-integral controller for second order plus time delay models, Gazi University Journal of Engineering and Architecture, Volume 37, Issue 1, 2022, Pages 121 – 136

B. Uluslararası Bilimsel Toplantılarda Sunulan ve Bildiriler Kitabında Basılan Bildiriler

1. Uğur Demiroğlu, Bilal Şenol, Radek Matušů, On the Effects of the Frequency Frame on DC Motor Example: Fractional Order PI-PD Case, International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP 2019), Malatya, TURKEY.
2. Uğur Demiroğlu, Bilal Şenol, Radek Matušů, Fractional Order Proportional Integral Control Based on Bode Plot: First Order Plus Time Delay DC Motor, III. International Scientific and Vocational Studies Congress (BILMES 2019), Nevsehir, TURKEY
3. Uğur Demiroğlu, Bilal Şenol, Radek Matušů, Fractional Order Proportional Derivative Control: Achieving Frequency Specifications for Time Delay Model in the First Order, III. International Scientific and Vocational Studies Congress (BILMES 2019), Nevsehir, TURKEY
4. Uğur Demiroğlu, Bilal Şenol, Radek Matušů, Stability Boundary Locus of Fractional Order Proportional Integral Control for Second Order plus Time Delay Model, III. International Scientific and Vocational Studies Congress (BILMES 2019), Nevsehir, TURKEY

C. DergiPark Bünyesindeki Dergilerde Yayınlanan Makaleler

1. Bilal Şenol, Uğur Demiroğlu, Proportional-Integral Controller Design for Thermal Systems, Iğdır University Journal of the Institute of Science and Technology, Volume 10, Issue 1, 2020.