

**ELEKTRİK ENERJİSİ ÜRETİM SİSTEMLERİNDE YÜK
FREKANS KONTROLÜ İÇİN YÜKSEK PERFORMANSLI
DENETLEYİCİ TASARIMI**

YAVUZ GÜLER

HAZİRAN 2024

DİYARBAKIR

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRİK ENERJİSİ ÜRETİM SİSTEMLERİNDE YÜK
FREKANS KONTROLÜ İÇİN YÜKSEK PERFORMANSLI
DENETLEYİCİ TASARIMI**

YAVUZ GÜLER

DİCLE ÜNİVERSİTESİ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM-ÖĞRETİM VE SINAV
YÖNETMELİĞİNİN BİR PARÇASI OLARAK
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALINDA
DOKTORA TEZİ
OLARAK HAZIRLANMIŞTIR

HAZİRAN 2024

DİYARBAKIR

ELEKTRİK ENERJİSİ ÜRETİM SİSTEMLERİNDE YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN YÜKSEK PERFORMANSLI DENETLEYİCİ TASARIMI

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

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

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

Sınav Jürisi:

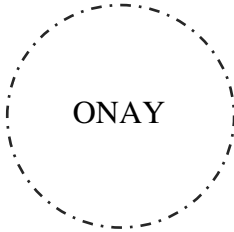
Prof. Dr. Fevzi HANSU (*)
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Siirt Üniversitesi

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

Doç. Dr. Mahmut Temel ÖZDEMİR
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Fırat Üniversitesi

Doç. Dr. Abdulnasır YILDIZ
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Dicle Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Cem HAYDAROĞLU
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Dicle Üniversitesi



Savunma Tarihi: 12 / 06 / 2024

(*) Jüri Başkanı.
(**) Tez Danışmanı.

***Babam, Annem, Eşim, Kızım Beren ve
Oğlum Muhammed Asaf'a...***

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

Ad, Soyad: Yavuz GÜLER

İmza:

TEŞEKKÜR

Değerli hocam Prof. Dr. İbrahim KAYA'ya, doktora tez çalışmam sürecinde gösterdiği değerli rehberlik, cesaretlendirme, motivasyon ve iletişimi için içtenlikle teşekkür ediyorum. Kendisi, araştırma yeteneklerimin gelişmesine, bilimsel makalelerin hazırlaması ve yazılması aşamasında sunduğu fikirler ve bilgiler doğrultusunda birçok faydalı öneride bulunarak katkı sağlamıştır. Ayrıca, doktora tezimi başarıyla tamamlamam konusunda, değerli vakitlerini bana ayırarak tez taslağımı titizlikle değerlendirdiği ve gerekli düzeltmeleri yaparak sağladığı katkılar için kendisine şükranlarımı sunmak isterim.

Saygıdeğer hocam Dr. Öğr. Üyesi Mustafa NALBANTOĞLU'na tez çalışmamın sürecinde ve bilimsel makaleler hazırlama aşamalarında sağladığı değerli gözetim, sürekli motivasyon ve destekleyici iletişimi için şükranlarımı sunmak isterim. Değerli vakitlerini benimle paylaşarak, çalışmalarımnda bana rehberlik eden, yardım ve bilgi paylaşımında bulunan ve kişisel gelişimime katkıda bulunan tüm desteği için en içten duygularıyla teşekkür ederim.

Tez izleme komitemin değerli üyeleri olan Doç. Dr. Mahmut Temel ÖZDEMİR'e ve Dr. Öğr. Üyesi Abdulnasır YILDIZ'a bu tezin kalitesini artırmak için yaptıkları yapıcı eleştiriler ve önerdikleri fikirler için şükranlarımı ifade etmek istiyorum.

Benim okumamı sağlayarak, bu seviyeye ulaşmamda gösterdikleri olağanüstü çaba için maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen babam Cemil ve annem Bedie'ye sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum. Ayrıca, doktora süreci boyunca yaşadığım tüm zorluklarda beni motive edip destekleyen kardeşlerim Barış, Elif, Mehmet ve Merve'ye en kalbi duygularıyla teşekkür ederim.

Doktora sürecim boyunca içtenlikle desteklerini esirgemeyen, motivasyonumu yüksek tutan, yaşadığım her zorlukta yanımda olan sevgili eşim ve hayat arkadaşım Gülşen GÜLER'e en kalbi duygularla teşekkür etmek istiyorum. Ayrıca, varlıklarıyla beni mutlu eden ve doktora sürecinde yoğun çalışma temposunda her zaman yanımda olan kızım Beren GÜLER ve oğlum Muhammed Asaf GÜLER'e de minnettarım. Onları bizlere bahşeden Yüce Rabbime sonsuz şükürler olsun.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	x
TABLolar LİSTESİ.....	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	xvi
ÖZET.....	xix
ABSTRACT.....	xx
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Yapısı	2
2. ELEKTRİK ENERJİSİ ÜRETİM SİSTEMLERİNDE YÜK FREKANS KONTROLÜ.....	5
2.1 Giriş.....	5
2.2 Yük Frekans Kontrol Sistemi.....	5
2.2.1 Birincil kontrol çevrimi.....	7
2.2.2 İkincil kontrol çevrimi.....	8
2.2.3 Üçüncül kontrol çevrimi	8
2.3 Elektrik Güç Sistem Modellerinin Bileşenleri	9
2.3.1 Regülatör modeli.....	9
2.3.2 Türbin modeli.....	10
2.3.3 Yük jeneratör modeli.....	11
2.3.4 Bağlantı hattı modeli.....	12
2.4 Elektrik Güç Sistemi Modelleri.....	13
2.4.1 Tek alanlı güç sistemi.....	13
2.4.2 Çok alanlı güç sistemi	13
2.5 Kontrol Yöntemi.....	14
2.5.1 Oransal-integral (PI) kontrolör.....	15

2.5.2	Oransal-türev (PD) kontrolör	15
2.5.3	Oransal-integral-türev (PID) kontrolör	16
2.5.4	Oransal integral- oransal türev (PI-PD) kontrolör	18
2.5.5	Oransal-integral-türev artı ikinci dereceden türev (PIDD ²) kontrolör	18
3.	PI-PD KONTROLÖR İLE TEK ALANLI GÜÇ SİSTEMLERİNİN YÜK FREKANS KONTROLÜNDE PERFORMANS İYİLEŞTİRME	20
3.1	Giriş	20
3.2	Tek Alanlı Güç Sistemi	24
3.3	PI-PD Kontrolör Tasarım Metodu	24
3.3.1	İç döngü kararlılık sınır eğrisinin hesaplanması	25
3.3.2	Dış döngü kararlılık sınır eğrisinin hesaplanması	27
3.4	Ağırlıklı Geometrik Merkez (WGC) Yaklaşımı	29
3.5	Simülasyon Bulguları	31
3.5.1	Durum 3.1	31
3.5.2	Durum 3.2	37
3.5.3	Durum 3.3	42
3.6	Sonuçlar	50
4.	ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNİN YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN KONTROLÖR SENTEZ YÖNTEMİYLE KASKAD KONTROLÖR TASARIMI	52
4.1	Giriş	52
4.2	Güç Sistemi Modelleri	55
4.2.1	İki alanlı güç sistemi	55
4.2.2	Dört alanlı güç sistemi	56
4.3	Kaskad Kontrol Tasarımı	57
4.4	Kontrolör Sentez Tasarım Yöntemi	58
4.5	Simülasyon Bulguları	61

4.5.1	Durum 4.1	62
4.5.2	Durum 4.2	66
4.5.3	Durum 4.3	69
4.5.4	Durum 4.4	73
4.5.5	Durum 4.5	77
4.6	Sonuçlar.....	80
5.	ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNDE YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN DOĞRUDAN SENTEZ YÖNTEMİ İLE GELİŞTİRİLMİŞ PIDD ² TASARIMI	82
5.1	Giriş	82
5.2	Güç Sistemi Modelleri.....	85
5.2.1	Üç alanlı güç sistemi	85
5.3	Bozucu Reddi İçin Doğrudan Sentez Yöntemi Tabanlı PIDD ² Kontrolör Tasarımı.....	86
5.3.1	Metot 1: Yük bozucu reddi için doğrudan sentez yöntemiyle PIDD ² kontrolör tasarımı	86
5.3.2	Metot 2: Bozucu reddi için doğrudan sentez yöntemiyle PIDD ² kontrolör tasarımı.....	89
5.4	Simülasyon Bulguları	91
5.4.1	Durum 5.1	91
5.4.2	Durum 5.2	96
5.4.3	Durum 5.3	99
5.4.4	Durum 5.4	103
5.4.5	Durum 5.5	106
5.5	Sonuçlar.....	109
6.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	110
6.1	Sonuçlar.....	110
6.2	Öneriler.....	111

KAYNAKLAR	113
ÖZGEÇMİŞ	123



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 Elektrik güç sistemlerinde senkron jeneratörün YFK ve OGR çevrimlerinin blok diyagramı	6
Şekil 2.2 Elektrik güç sistemlerinde YFK'nın blok diyagramı	7
Şekil 2.3 Tek alanlı elektrik güç sisteminin doğrusal modeli	9
Şekil 2.4 Regülatör sisteminin blok diyagramı	9
Şekil 2.5 Ara ısıtmasız türbin modelinin blok diyagramı	10
Şekil 2.6 Ara ısıtmalı türbin modelinin blok diyagramı	11
Şekil 2.7 Yük-Jeneratör modelinin blok diyagramı	12
Şekil 2.8 Bağlantı hattı blok diyagramı.....	12
Şekil 2.9 Çok alanlı güç sisteminin blok diyagramı	13
Şekil 2.10 PI kontrolörünün blok diyagramı.....	15
Şekil 2.11 PD kontrolörünün blok diyagramı	16
Şekil 2.12 PID kontrolörünün blok diyagramı	17
Şekil 2.13 PIDD ² kontrolörünün blok diyagramı.....	19
Şekil 3.1 PI-PD kontrol yapısı	24
Şekil 3.2 İç döngü blok diyagramı	25
Şekil 3.3 Şekil 3.2'nin eşdeğer blok diyagramı	27
Şekil 3.4 Ara ısıtmasız termal türbinden oluşan güç sistemi modelinin nominal parametre değerlerinin $A = 1$ ve $\phi = 20^\circ$ için PD kontrolörün KSE ve WGC noktaları	33
Şekil 3.5 Ara ısıtmasız termal türbinden oluşan güç sistemi modelinin nominal parametre değerleri için dış döngü PI kontrolörün KSE ve WGC noktaları.....	34
Şekil 3.6 Nominal parametre değerlerinde Durum 3.1 için frekans değişimleri	35
Şekil 3.7 Durum 3.1 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin +%50 değişimi için frekans değişimleri	36
Şekil 3.8 Durum 3.1 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin -%50 değişimi için frekans değişimleri	36
Şekil 3.9 Ara ısıtmalı termal türbinden oluşan güç sistemi modelinin nominal parametre değerlerinin $A = 1$ ve $\phi = 20^\circ$ için PD denetleyicinin KSE ve WGC noktaları.....	38

Şekil 3.10 Ara ısıtılmalı termal türbinden oluşan güç sistemi modelinin nominal parametre değerleri için dış döngü PI kontrolörün KSE ve WGC noktaları.....	39
Şekil 3.11 Nominal parametre değerlerinde Durum 3.2 için frekans değişimleri	40
Şekil 3.12 Durum 3.2 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin +%50 değişimi için frekans değişimleri.....	41
Şekil 3.13 Durum 3.2 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin -%50 değişimi için frekans değişimleri	42
Şekil 3.14 Tek alanlı ve çok kaynaklı güç sisteminin blok diyagramı.....	42
Şekil 3.15 YFK için RFB'nin doğrusallaştırılmış modeli.....	43
Şekil 3.16 Tek alanlı ve çok kaynaklı güç sistemi modelinin nominal parametre değerlerinin $A = 1$ ve $\phi = 20^\circ$ için PD denetleyicinin KSE ve WGC noktaları.....	46
Şekil 3.17 Tek alanlı ve çok kaynaklı güç sistemi modelinin nominal parametre değerleri için dış döngü PI kontrolörün KSE ve WGC noktaları.....	48
Şekil 3.18 Nominal parametre değerlerinde Durum 3.3 için frekans değişimleri	49
Şekil 3.19 Durum 3.3 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin +%50 değişimi için frekans değişimleri.....	49
Şekil 3.20 Durum 3.3 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin -%50 değişimi için frekans değişimleri	49
Şekil 4.1 Kaskad kontrol yapısına sahip iki alanlı güç sistemi doğrusal modeli	55
Şekil 4.2 Kaskad kontrol yapısına sahip dört alanlı güç sistemi doğrusal modeli	57
Şekil 4.3 Kaskad kontrol yapısı	58
Şekil 4.4 Durum 4.1 için n ve ξ 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesi neticesinde elde edilen IAE grafiği	63
Şekil 4.5 Durum 4.1 için nominal parametre değerler için frekans yanıtları.....	64
Şekil 4.6 Durum 4.1 için +%50 parametre değerlerindeki değişiklikler için frekans yanıtları	65
Şekil 4.7 Durum 4.1 için -%50 parametre değerlerindeki değişiklikler için frekans yanıtları	65
Şekil 4.8 Durum 4.2 için n ve ξ 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesi neticesinde elde edilen IAE grafiği	66
Şekil 4.9 Durum 4.2 için nominal parametre değerler için frekans yanıtları.....	68

Şekil 4.10 Durum 4.2 için +%50 parametre değerlerindeki değişiklikler için frekans yanıtları	68
Şekil 4.11 Durum 4.2 için -%50 parametre değerlerindeki değişiklikler için frekans yanıtları	68
Şekil 4.12 Durum 4.3 için n ve ξ 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesi neticesinde elde edilen IAE grafiği	70
Şekil 4.13 Durum 4.3 için alan 1'e ait frekans değişimi.....	71
Şekil 4.14 Durum 4.3 için alan 2'e ait frekans değişimi.....	71
Şekil 4.15 Durum 4.3 için bağlantı hattı güç değişimi.....	72
Şekil 4.16 Durum 4.3 için güç sistemindeki alan 1'e ait alan kontrol hatası.....	72
Şekil 4.17 Durum 4.3 için güç sistemindeki alan 2'e ait alan kontrol hatası.....	73
Şekil 4.18 Durum 4.4 için n ve ξ 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesi neticesinde elde edilen IAE grafiği	74
Şekil 4.19 Durum 4.4 için dört alanlı güç sistemindeki her bir alanın frekans yanıtları a) Δf_1 , b) Δf_2 , c) Δf_3 , d) Δf_4	76
Şekil 4.20 Durum 4.4 için dört alanlı güç sistemindeki bağlantı hattı güç değişimleri, a) ΔP_{ara1} , b) ΔP_{ara2} , c) ΔP_{ara3} , d) ΔP_{ara4}	76
Şekil 4.21 Durum 4.3 ve Durum 4.4 için rastgeleyük değişimi (RLP).....	77
Şekil 4.22 Durum 4.1 için önerilen tasarım yönteminin farklı yük değişimlerine karşı nominal parametreler ve %50 parametre değişimleri durumundaki frekans yanıtları	78
Şekil 4.23 Durum 4.2 için önerilen tasarım yönteminin farklı yük değişimlerine karşı nominal parametreler ve %50 parametre değişimleri durumundaki frekans yanıtları	78
Şekil 4.24 Durum 4.3 için RLP'ye karşı alan-1'e ait frekans yanıtları.....	79
Şekil 4.25 Durum 4.3 için RLP'ye karşı alan-2'ye ait frekans yanıtları.....	79
Şekil 4.26 Durum 4.3 için RLP'ye karşı bağlantı hattı güç değişim yanıtları	79
Şekil 4.27 Durum 4.4 için RLP'ye karşı frekans değişimleri, a) Δf_1 , b) Δf_2 , c) Δf_3 , d) Δf_4	80
Şekil 4.28 Durum 4.4 için RLP'ye karşı bağlantı hattı güç değişimi, a) ΔP_{ara1} , b) ΔP_{ara2} , c) ΔP_{ara3} , d) ΔP_{ara4}	80

Şekil 5.1 Ara ısıtmalı termal türbine sahip üç alanlı EPS'nin blok diyagramı.....	85
Şekil 5.2 Bozucu reddi için tek alanlı EPS modelinin blok diyagramı.....	90
Şekil 5.3 Bozucu reddi için tek alanlı EPS modelinin sadeleştirilmiş blok diyagramı	90
Şekil 5.4 Metot 1 durumu için λ_1 ve λ_2 değerleri için amaç fonksiyonu	92
Şekil 5.5 Metot 2 durumu için λ_1 ve λ_2 değerleri için amaç fonksiyonu	93
Şekil 5.6 Durum 5.1 için nominal parametre değerleri için frekans yanıtları.....	94
Şekil 5.7 Durum 5.1 için +%25 parametre değerlerindeki değişimler için frekans yanıtları	95
Şekil 5.8 Durum 5.1 için -%25 parametre değerlerindeki değişimler için frekans yanıtları	95
Şekil 5.9 Değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_p , a) Metot-1, b) Metot -2	97
Şekil 5.10 Durum 5.2 için nominal parametre değerler için frekans yanıtları.....	98
Şekil 5.11 Durum 5.2 için +%25 parametre değerlerindeki değişimler için frekans yanıtları	98
Şekil 5.12 Durum 5.2 için -%25 parametre değerlerindeki değişimler için frekans yanıtları	99
Şekil 5.13 Değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_p , a) Metot-1, b) Metot-2.	100
Şekil 5.14 Durum 5.3 için alan 1'e ait frekans değişimi.....	101
Şekil 5.15 Durum 5.3 için alan 2'ye ait frekans değişimi.....	101
Şekil 5.16 Durum 5.3 için bağlantı hattı güç değişimi.....	102
Şekil 5.17 Durum 5.3 için güç sistemindeki alan 1'e ait alan kontrol hatası.....	102
Şekil 5.18 Durum 5.3 için güç sistemindeki alan 2'e ait alan kontrol hatası.....	102
Şekil 5.19 Değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_p , a) Metot-1, b) Metot-2.	104
Şekil 5.20 Durum 5.4 için ara ısıtmalı termal türbinli üç alanlı bir EPS'nin YFK sonuçları, a) alan 1'deki frekans değişimi, b) alan 2'deki frekans değişimi, c) alan 3'teki frekans değişimi, d) bağlantı hattı 1'deki güç değişimi, e) Bağlantı hattı 2'deki güç değişimi, f) Bağlantı hattı 3'teki güç değişimi	105
Şekil 5.21 Durum 5.3 ve Durum 5.4 için uygulanan RLP	106
Şekil 5.22 Durum 5.3 için RLP'ye karşı frekans ve bağlantı hattı güç değişim yanıtları, a) Δf_1 , b) Δf_2 , c) ΔP_{ara}	107
Şekil 5.23 Durum 5.4 için RLP'ye karşı frekans yanıtları, a) Δf_1 , b) Δf_2 , c) Δf_3 ..	108

Şekil 5.24 Durum 5.4 için RLP'ye karşı bağlantı hattı güç değişim yanıtları, a) ΔP_{ara1}
, b) ΔP_{ara2} , c) ΔP_{ara3} 108



TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 3.1 Durum 3.1 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri	33
Tablo 3.2 Durum 3.1 için performans indekslerinin karşılaştırılması	35
Tablo 3.3 Durum 3.1 için sistem performanslarının karşılaştırılması.....	35
Tablo 3.4 Durum 3.2 için tüm tasarım yöntemlerinin denetleyici parametre değerleri	39
Tablo 3.5 Durum 3.2 için performans indekslerinin karşılaştırılması	40
Tablo 3.6 Durum 3.2 için sistem performanslarının karşılaştırılması.....	41
Tablo 3.7 Durum 3.3 için önerilen PI-PD denetleyici parametre değerleri	48
Tablo 3.8 Durum 3.3 için performans indekslerinin karşılaştırılması	50
Tablo 3.9 Durum 3.3 için sistem performanslarının karşılaştırılması.....	50
Tablo 4.1 Durum 4.1 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri..	64
Tablo 4.2 Durum 4.1 için performans indekslerinin karşılaştırılması	65
Tablo 4.3 Durum 4.2 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri..	67
Tablo 4.4 Durum 4.2 için performans indekslerinin karşılaştırılması	69
Tablo 4.5 Durum 4.3 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri..	71
Tablo 4.6 Durum 4.3 için performans indekslerinin karşılaştırılması	73
Tablo 4.7 Durum 4.4 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri..	75
Tablo 4.8 Durum 4.4 için performans indekslerinin karşılaştırılması (YZ = Yerleşme Zamanı, TD = Tepe Değeri).....	77
Tablo 5.1 Durum 5.1 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri..	94
Tablo 5.2 Durum 5.1 için performans indekslerinin karşılaştırılması	94
Tablo 5.3 Durum 5.2 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri..	98
Tablo 5.4 Durum 5.2 için performans indekslerinin karşılaştırılması	99
Tablo 5.5 Durum 5.3 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri..	101
Tablo 5.6 Durum 5.3 için performans indekslerinin karşılaştırılması	103
Tablo 5.7 Durum 5.4 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri..	105
Tablo 5.8 Durum 5.4 için performans indekslerinin karşılaştırılması	105

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

Simge	Açıklama
Δf	Frekans değişimi
$\Delta P_d, D, d_1$	Elektrik yük değişimi
ΔP_C	Denetleyici sinyalinin değişimi
ΔP_V	Valf/Kapak pozisyonunun değişimi
ΔP_m	Türbin sisteminin mekanik güç değişimi
ΔP_G	Jeneratörün aktif güç değişimi
ΔQ_G	Jeneratörün reaktif güç değişimi
ΔP_{ara}	Bağlantı hattı güç değişimi
T_G	Regülatör zaman sabiti
T_T	Ara ısıtmasız türbin zaman sabiti
T_r	Ara ısıtmalı türbin zaman sabiti
K_r	Ara ısıtmalı türbin kazanç katsayısı
T_m	Mekanik moment
T_e	Yük momenti
J	Atalet momenti
ω	Açısal hız
H	Atalet sabiti
D	Yük sönümlleme katsayısı
T_{ij}	Bağlantı hattı senkronizasyon katsayısı
K_f	PI-PD denetleyicide iç döngüdeki PD kısmının oransal kazancı
K_d	PI-PD denetleyicide iç döngüdeki PD kısmının türev kazancı
K_p	PI-PD denetleyicide dış döngüdeki PI kısmının oransal kazancı

K_i	PI-PD denetleyicide dış döngüdeki PI kısmının integral kazancı
K_p	Yük ve Jeneratörün kazanç katsayısı
T_p	Yük ve Jeneratörün zaman sabiti
u_i	Kontrol sinyali
β_i	Frekans yönelim sabiti
R	Hız regülasyon yüzdesi
$e(t)$	Hata sinyali
A	Kazanç payı
ϕ	Faz payı
τ_c	İç döngü kapalı çevrim zaman sabiti
ξ	Sönümleme oranı
ω_n	Doğal frekans
a_{ij}	Alan büyüklük oranları
P_i	Alan kapasiteleri
K_{dd}	İvme kazanç katsayısı
T_s	Yerleşme zamanı
ΔP_g	Regülatöre aktarılan güç değişimi
ΔP_v	Türbine aktarılan güç değişimi
ΔP_t	Türbin çıkış güç değişimi
T_i	İntegral zaman sabiti
T_d	Türev zaman sabiti

Kısaltma

YFK

EGS

DS

Açıklama

Yük Frekans Kontrolü

Elektrik Güç Sistemleri

Doğrudan Sentez

FO	Kesir Dereceli
PID	Oransal-İntegral-Türev
ISE	Hatanın Karesinin İntegrali
IAE	Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali
ITAE	Hatanın Mutlak Değerinin Zamanla Çarpımının İntegrali
PI-PD	Oransal İntegral-Oransal Türev
IMC	İç Model Kontrol
PIDD ²	Oransal İntegral Türev Artı İkinci Dereceden Türev
PIDF	Filtreye Sahip Oransal İntegral Türev
OGR	Otomatik Gerilim Regülatörü
WGC	Ağırlıklı Geometrik Merkez
KSE	Kararlılık Sınır Eğrisi
TDF	İki Serbestlik Dereceli
PI	Oransal-İntegral
PD	Oransal-Türev
AF	Ağırlık Faktörü
RFB	Redoks Akış Pili
KS	Kontrolör Sentez
ACE	Alan Kontrol Hatası
KK	Kaskad Kontrol
YZ	Yerleşme Zamanı
TD	Tepe Değeri
s	Saniye
RLP	Rasgele Yük Değişimi

ÖZET

ELEKTRİK ENERJİSİ ÜRETİM SİSTEMLERİNDE YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN YÜKSEK PERFORMANSLI DENETLEYİCİ TASARIMI

GÜLER, Yavuz

Doktora, Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü

Danışman: Prof. Dr. İbrahim KAYA

Haziran 2024, 145 sayfa

Bu tez çalışmasında, ilk olarak farklı termal türbinlerden oluşan tek ve çok kaynaklı yapıya sahip tek alanlı elektrik güç sistemlerinde YFK için parametre değişikliklerine karşı dayanıklı ve yük bozulmalarını bastırma özelliğine sahip oransal integral – oransal türev (PI-PD) kontrolör tasarımı sunulmuştur. PI-PD kontrolörün parametreleri, kararlılık sınır eğrilerinin ağırlıklı geometrik merkezlerinin hesaplanmasına dayanan grafiksel bir yöntem ile hesaplanmıştır. Çalışmada ayrıca, kaskad kontrol yapısında filtreli seri oransal integral türev (PIDF) denetleyici kullanılarak farklı termal türbinlere sahip tek, iki ve dört alanlı elektrik güç sistemlerinin YFK önerilmiştir. Kaskad kontrol yapısının hem iç hem de dış döngülerinde PIDF kontrolör kullanılmıştır. İç ve dış döngülerde kullanılan PIDF kontrolör parametreleri, kontrolör sentez yaklaşımından faydalanılarak analitik olarak tasarlanmıştır. Çalışma kapsamında, son olarak, elektrik güç sistemlerinin YFK için, oransal-integral-türev artı ikinci dereceden türev (PIDD²) denetleyici kullanılarak denetlenmesi sunulmuştur. Önerilen kontrolörün parametreleri, analitik bir ayarlama yöntemi olan doğrudan sentez (DS) yöntemi ile belirlenmiştir. Bu yöntem, öncelikle uygun bir referans modelinin geliştirilmesine dayanmakta ve daha sonra istenen dinamik davranış modeli, kapalı döngü sistem modeliyle eşleştirilmiştir. Önerilen DS tabanlı PIDD² denetleyici tasarımı hem yük bozucu reddi hem de bozucu reddi için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. Tasarım yaklaşımları, çeşitli termal türbinleri barındıran tek, iki ve üç alanlı güç sistemleri için tasarlanmıştır. PIDD² kontrolör parametrelerinin en uygun değerleri, IAE ve yerleşme süresi gibi kriterleri içeren yeni bir amaç fonksiyonu kullanılarak belirlenmiştir. Bu tez çalışmasında YFK için önerilen her üç tasarım yaklaşımında, frekans ve bağlantı hattı güç değişimlerinin yük değişimlerine karşılık yerleşme zamanı, tepe değeri ve mutlak hata integrali (IAE) gibi farklı performans kriterleri kullanılarak önerilen çalışmaların etkinlikleri ortaya konulmuştur. Ayrıca, sistem parametrelerinde oluşabilecek değişimler ve rastgele yük değişimleri göz önüne alınarak da benzetimler gerçekleştirilmiştir. Tez çalışmasında önerilen her üç denetleyici tasarım yaklaşımlarının da literatürdeki çalışmalar ile karşılaştırıldığında, önemli avantajlar sağlayabileceği görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Yük frekans kontrolü, Oransal integral–oransal türev denetleyici, Kontrolör sentez yöntemi, Doğrudan sentez yöntemi, Oransal integral türev artı ikinci dereceden türev

ABSTRACT

DESIGN OF HIGH-PERFORMANCE CONTROLLER FOR LOAD FREQUENCY CONTROL IN ELECTRICAL ENERGY GENERATION SYSTEMS

GÜLER, Yavuz

Ph.D. Thesis in Department of Electrical-Electronic Engineering

Supervisor: Prof. Dr. İbrahim KAYA

June 2024, 145 pages

In this thesis study, firstly, a proportional integral – proportional derivative (PI-PD) controller design is presented for single–area electric power systems with single and multi-source structures consisting of different thermal turbines. This controller is robust against parameter variations and has the capability to suppress load disturbances for LFC. The parameters of the PI-PD controller are calculated using a graphical method based on calculating the weighted geometric centers of the stability boundary locus. In the study, LFC of single, two, and four-area electric power systems with different thermal turbines is also proposed a cascade control design approach utilizing a series proportional integral derivative controller with filter (PIDF). PIDF controller is used in the cascade control structure's inner and outer loops. The PIDF controller parameters used in the inner and outer loops are analytically designed using the controller synthesis approach. Finally, within the scope of the study, the control of electric power systems for LFC using a proportional-integral-derivative plus second order derivative (PIDD²) controller is presented. The parameters of the proposed controller are determined by the direct synthesis (DS) method, which is an analytical tuning method. This method is based on firstly developing a suitable reference model and then matching the desired dynamic behaviour model with the closed-loop system model. The proposed PIDD² controller design is realized separately for both load disturbance rejection and disturbance rejection. The design approaches are designed for single, two, three, and four area power systems hosting various thermal turbines. The optimal values of the PIDD² controller parameters are determined using a novel objective function that includes criteria such as integral of the absolute error (IAE) and settling time. In this thesis study, the effectiveness of the proposed approaches for LFC is demonstrated using different performance criteria such as settling time, peak value, and IAE in response to load variations for frequency and tie-line power deviations in all three proposed design approaches. In addition, simulations are also carried out considering the variations in system parameters and random load variations. It is observed that all three controller design approaches proposed in this thesis can provide significant advantages when compared with the studies in the literature.

Keywords: Load frequency control, Proportional integral–proportional derivative controller, Controller synthesis method, Direct synthesis method, Proportional integral derivative plus second order derivative controller

1. GİRİŞ

Elektrik enerjisi, günlük yaşamın çeşitli alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu kapsamda, elektrik santralleri arasındaki entegrasyon büyük bir öneme sahiptir; çünkü bu entegrasyon, enerji üretimini artırmak ve etkin bir şekilde dağıtımını sağlamak amacıyla gerçekleştirilmektedir. Elektrik enerjisi üretim santralleri ile tüketiciler arasındaki enerji alışverişini sağlamak için kullanılan enterkonnekte şebekelerde güç üretimi, iletimi ve dağıtım arasında senkronizasyon sağlanmalıdır [1]. Elektrik güç sistemlerinde (EGS) talep edilen aktif ve reaktif güçte meydana gelen değişiklikler, şebeke frekansı ve terminal gerilimlerinde değişimlere neden olmaktadır. Güç dengesinin sağlanması için senkron jeneratörler, yük frekans kontrolü (YFK) ve uyarma kontrol yapıları sayesinde, terminal gerilimini ve frekansı nominal değerlerinde tutmaktadır [2]. Dolayısıyla, YFK, sistem frekansının dengelenmesi ve EGS içerisinde bağlantı hattı güç değişiminin korunmasında son derece önemli bir role sahiptir. EGS’de, yük bozucuları ve değişen güç talepleri karşısında tüketicilere güvenilir ve sürekli bir güç sağlamak için YFK gereklidir [3]. Elektrik şebeke sistemlerinin sürekli yenilenerek gelişmesi, kontrol yöntemlerinin seçiminde EGS için en uygun olanın belirlenmesinin önemini daha da artırmıştır. Bu sebeple, etkili bir YFK için, ilk olarak tasarım yaklaşımının belirlenmesi ve ardından uygun kontrolör tipinin seçilmesi büyük öneme sahiptir.

Bu tez çalışmasında, çeşitli termal türbinlere sahip tek, iki, üç ve dört alanlı güç sistemlerinin modellenmesi ve bu güç sistemleri için denetleyici tasarımı üzerine çalışmalar yapılmıştır. Denetleyici tasarımı için, uygun kontrol tasarım yöntemi ve kontrolör tipinin seçilmesiyle YFK sağlanması amaçlanmaktadır. Tezin ilk aşamasında, tek alanlı güç sistemlerinin YFK için grafiksel bir yöntem olan kararlılık sınır eğrisi yöntemiyle oransal integral – oransal türev (PI-PD) kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Öncelikle, iç döngüde kullanılan PD denetleyici için (k_f, k_d) düzleminde kararlılık sınır eğrisi oluşturularak ağırlıklı geometrik merkez yöntemi ile PD denetleyicinin parametreleri belirlenmiştir. Sonrasında, benzer şekilde dış döngüde kullanılan PI denetleyici için (k_p, k_i) düzleminde kararlılık sınır eğrisinden ağırlıklı geometrik merkez yöntemi ile PI denetleyicinin parametreleri belirlenerek tasarım gerçekleştirilmiştir. Tezin sonraki aşamasında, güç sistemlerinin YFK için, yük

bozucularına karşı etkili bir performans sergileyen kaskad kontrol yapısı ile denetimi hedeflenmiştir. Bu çalışmada, tek, iki ve dört alanlı güç sistemlerinde çeşitli termal türbin modellerini içeren yapılar üzerinde kaskad kontrol yöntemi ile filtreye sahip oransal integral türev (PIDF) kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kaskad kontrol sisteminin iç ve dış döngülerinde kullanılan PIDF kontrolör kazanç katsayıları, nümerik hesaplama yöntemi olan kontrolör sentez yöntemi [4] metoduyla kontrolör ve filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Doğrudan sentez metodu, önemli yük bozucu etkilerini giderme performansı sağlamasıyla [5] ve oransal integral türev artı ikinci dereceden türev (PIDD²) kontrolörü ise yüksek dereceli sistemlerde uygun yerleşme süresi ve aşmaları [6] sağlanmasıyla bilinmektedir. Bu sebeple, tezin son aşamasında ise farklı termal türbin modellerine sahip tek, iki ve üç alanlı güç sistemlerinin YFK'da doğrudan sentez tekniğinden faydalanarak PIDD² kontrolörü tasarlanması amaçlanmıştır. DS metodunda, öncelikle uygun bir referans modelin geliştirilmesi gerekmekte ve ardından istenen dinamik davranış modeli, kapalı döngü sistem modeliyle uyumlu hale getirilmiştir. Önerilen tasarım yöntemleri kapsamında hem yük bozucu reddi hem de bozucu reddi için PIDD² kontrolörleri tasarlanmıştır.

1.1 Tezin Yapısı

Tezin yapısal düzeni aşağıdaki ana bölümler ve bu bölümlerin altında yer alan alt bölümlerden oluşmaktadır.

Bölüm 2: Elektrik güç sistemlerinde yük frekans kontrolü

- EGS'nin önemli bir unsuru olan yük frekans kontrol sisteminin genel tanımları ve aynı zamanda sistemdeki bileşenlerin işlevleri ve yapıları detaylandırılmıştır.
- EGS'nin model bileşenlerinin açıklanmasıyla birlikte, bu bileşenlerin matematiksel denklemleri de sunulmuştur, böylece sistemlerin analiz ve tasarım süreçleri için temel bir referans noktası sağlanmıştır.
- Tek ve çok alanlı EGS'nin tanımları ve karakteristik özellikleri belirtilmiş, ayrıca EGS'nin bileşenlerini içeren blok diyagramları sunulmuştur.
- Yük frekans kontrolünde kullanılan farklı kontrol yöntemlerinin teorik açıklamaları ve ilgili matematiksel denklemleri sunularak, bu yöntemlerin etkinliği ve uygulanabilirliği üzerine değerlendirmeler yapılmıştır.

Bölüm 3: PI-PD kontrolör ile tek alanlı güç sistemlerinin yük frekans kontrolünde performans iyileştirme

- Literatürde, yük frekans kontrolü ilgili önemli çalışmalara geniş yer verilmiştir.
- EGS'nin yük frekans kontrolü için etkin bir yaklaşım olan PI-PD kontrolör tasarım yöntemi incelenmiştir. Kontrolör tasarımı sürecinde, PI-PD kontrolörünün kazanç değerlerinin analitik ifadeleri türetilmiştir.
- PI-PD kontrolör kazanç değerlerinin analitik ifadeleri kullanılarak kararlılık sınır eğrileri elde edilmiş ve bu eğrilerin ağırlıklı geometrik merkezleri belirlenerek tasarım gerçekleştirilmiştir.
- Önerilen tasarım yöntemi tek ve çok kaynaklı tek alanlı güç sistemlerinin modellerine uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, literatürde gerçekleştirilen benzer yöntemlerle karşılaştırılmış ve karşılaştırmalı performans analizleri sağlanmıştır.
- Sonuç olarak, YFK için önerilen PI-PD tasarım yönteminin tek alanlı güç sistemlerindeki etkinliğini değerlendiren çalışmanın sonuçları sunulmuştur.

Bölüm 4: Elektrik güç sistemlerinin yük frekans kontrolü için kontrolör sentez yöntemiyle kaskad kontrolör tasarımı

- Yük frekans kontrolü ve kaskad kontrol yöntemiyle ilgili literatürde yapılan önemli çalışmalara değinilmiştir.
- Tek, iki ve dört alanlı güç sistemleri için kaskad kontrol yöntemi detaylı olarak açıklanmış ve kaskad kontrol sistemine sahip güç sistemi modelleri oluşturulmuştur.
- Kaskad kontrol yönteminin her iki döngüsünde kullanılan PIDF kontrolörünün kazanç değerleri, kontrolör sentez yöntemiyle analitik olarak hesaplanmıştır. Bu bağlamda, YFK için kontrolör sentez tasarım yöntemi ayrıntılı bir biçimde açıklanmıştır.
- PIDF kontrolöründen oluşan kaskad kontrol yapısı tek, iki ve dört alanlı güç sistemleri için simülasyon benzetimleri ile gösterilmiştir. Elde edilen bulgular, benzer güç sistemine sahip literatürdeki çalışmalarla kıyaslanmış ve karşılaştırmalı performans analizleri gerçekleştirilmiştir.

- Çalışmanın sonuç bölümünde, tek ve çok alanlı güç sistemlerinin YFK için önerilen kaskad kontrol yöntemiyle ilgili elde edilen sonuçlar detaylı bir şekilde sunulmuştur.

Bölüm 5: Elektrik güç sistemlerinde yük frekans kontrolü için doğrudan sentez yöntemi ile geliştirilmiş PIDD² tasarımı

- Güç sistemlerinde doğrudan sentez yöntemiyle gerçekleştirilen yük frekans kontrolüne ilişkin önemli araştırmalardan bahsedilmiştir.
- Tek, iki ve üç alanlı güç sistemlerinin doğrudan sentez tabanlı PIDD² kontrolör tasarım yöntemi açıklanmıştır. PIDD² kontrolör tasarımıyla ilgili kapsamlı bilgiler sunulmuştur.
- Bozucu reddi için doğrudan sentez tasarım yöntemi detaylı bir şekilde açıklanmış ve tasarım süreçleri için temel bir başvuru kaynağı oluşturması amacıyla analitik ifadeler türetilmiştir.
- Doğrudan sentez tabanlı PIDD² kontrolör tasarım yöntemi ile benzer yöntemlerin performans analizleri karşılaştırılmıştır. Sonuç bölümünde ise tek, iki ve üç alanlı güç sistemlerinin PIDD² kontrolörü ile kontrol edilmesine ilişkin sonuçlar ayrıntılarıyla birlikte sunulmuştur.

Bölüm 6: Sonuçlar ve Öneriler

- Tüm yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlar özetlenmiş ve gelecekte yapılabilecek araştırmalar için öneriler sunulmuştur.

2. ELEKTRİK ENERJİSİ ÜRETİM SİSTEMLERİNDE YÜK FREKANS KONTROLÜ

2.1 Giriş

Elektrik güç sistemleri, elektrik enerjisinin üretimi, iletimi, dağıtımı ve tüketimi işlevlerini yerine getiren geniş çaplı ve karmaşık fiziksel sistemlerdir. Bu sistemler, jeneratörler, iletim ve dağıtım hatları, transformatörler, yükler ve reaktif güç kompanzasyon ekipmanları gibi birçok bileşeni içermektedir. EGS'deki temel amaç, tüketicilere güvenli bir şekilde elektrik sağlamak için gerilim ve frekansı istenen sınırlar içinde tutmaktır. EGS'de istenilen seviyelerde olmayan gerilim ve frekans, EGS ekipmanları için olumsuz bir durum oluşturur. Bu durum, ekipmanların doğru şekilde çalışmasını engelleyebilir, performanslarını düşürebilir ve hatta ekipmanlarda kalıcı hasarlara neden olabilir. Bu nedenle, güç sistemlerinde gerilim ve frekansın istenilen seviyelerde tutulması önemlidir [7].

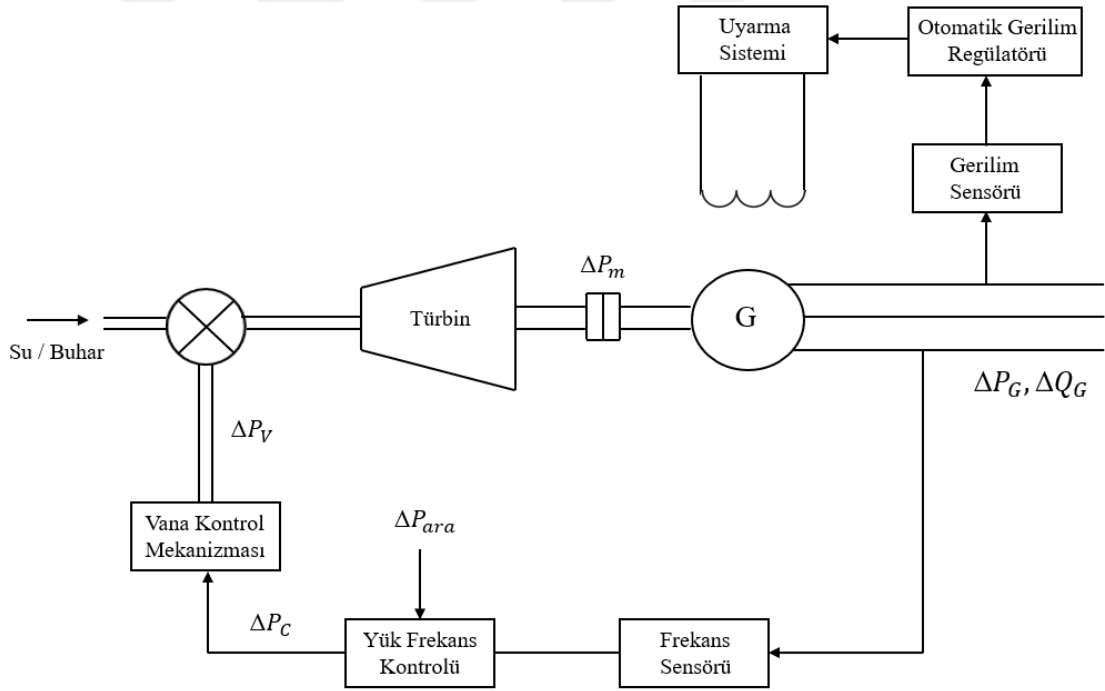
EGS'de, aktif ve reaktif güç kontrolü birbirinden bağımsız olarak yönetilir. Reaktif güç, jeneratörün terminal geriliminin genliğinin değiştirilmesiyle kontrol edilmektedir. Aktif güçteki değişiklikler ise sistem frekansını doğrudan etkileyebilir. Dolayısıyla, EGS'de reaktif güç ile gerilim genliği ayarlanırken, aktif güç ile frekans değeri ayarlanmaktadır [8].

2.2 Yük Frekans Kontrol Sistemi

Günümüzde üretilen elektrik enerjisinin istenilen frekans aralıklarında olmasını gerektiren yüksek kaliteli elektrik enerjisine olan talep giderek artmaktadır [9]. Kaliteli bir güç kaynağı sağlamak için YFK'nın dayanıklı olması gerekir. Bu nedenle yük frekansı kontrolü, güç sistemlerinde en kritik konulardan biridir [10]. EGS'de frekans kararlılığı, büyük bir öneme sahiptir ve aktif güç dengesinin korunmasına bağlıdır. Çünkü frekans değeri, üretilen ve tüketilen aktif güç miktarı ile değişmektedir. Üretilen ve tüketilen aktif güç miktarı arasındaki dengesizlik, başlangıçta frekans değerinde bir değişikliğe sebep olur ve bu değişiklik daha sonra tüm sisteme yayılır. EGS'de talep gücünün üretilen güce oranla artması veya azalması, jeneratör dönüş hızının değişmesine yol açar. EGS genellikle kendi yüklerini, kendi üretim birimleriyle karşılayacak şekilde tasarlanır. Bu nedenle, EGS'de talep gücü miktarı arttığında, üretilen güç miktarı da artmalıdır. EGS'nin birbirleriyle bağlantılı olduğu

durumlarda, aralarında bağlantı hatları bulunmaktadır. Bu sistemler, birbirinde tüketilen aktif güçleri paylaşarak her bir ünite biriminin üreteceği ilave enerji miktarını azaltabilir. Bu uygulama, yük değişikliklerinin frekans üzerindeki etkisini en aza indirir [2, 11].

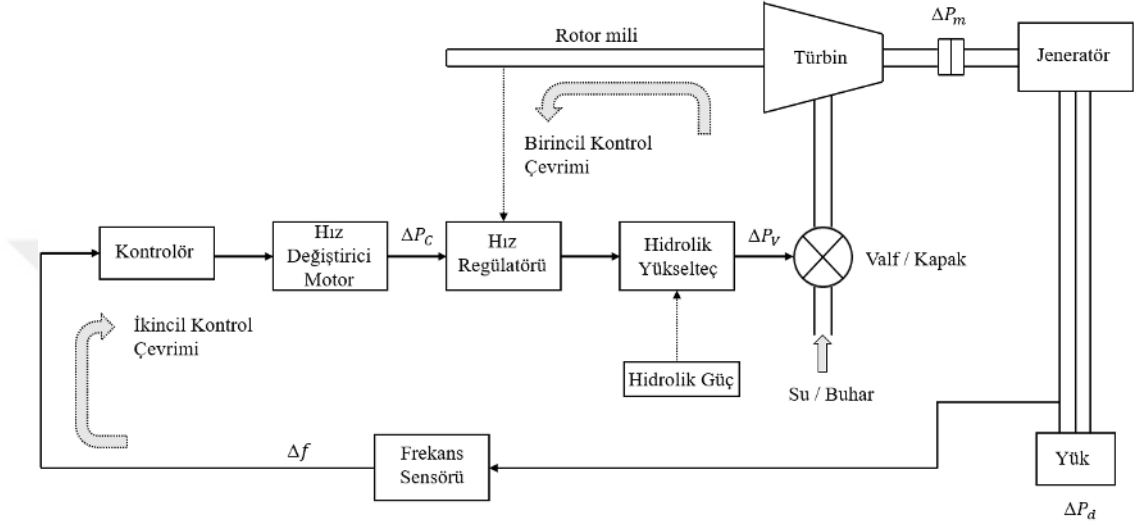
EGS’de bir senkron jeneratörün YFK ve Otomatik Gerilim Regülatörü (OGR) çevrimlerini içeren şematik diyagramı Şekil 2.1’de gösterilmiştir. Aktif güçteki değişiklik, frekansı etkilediği bilinmektedir. Su türbini ve buhar türbini gibi mekanik güç üreten sistemler aracılığıyla, jeneratöre bağlı olan aktif güç üretimi kontrol edilmektedir [12]. Reaktif güç ise jeneratörün uyarma sistemi, yani gerilimin genliğine bağlı olarak değişmektedir. Bu nedenle, EGS frekans ve gerilim kontrolünü birbirinden bağımsız bir şekilde analiz etme imkânı sağlar [2].



Şekil 2.1 Elektrik güç sistemlerinde senkron jeneratörün YFK ve OGR çevrimlerinin blok diyagramı

EGS, genel olarak iki veya daha fazla tüketici ve üretici grubunu temsil eden ve bağlantı hatlarıyla birbirine bağlanan alanlardan oluşur. Bu alanlar arasında yük dengelemesi, aktif güç değişimi yapılarak gerçekleştirilir. EGS’de yük dalgalanmaları meydana geldiğinde, YFK ile frekans ve aktif güç akışının kararlı çalışma durumunun elde edilmesi arzu edilir [13,14]. EGS’deki yük frekans kontrol sisteminin basit diyagramı Şekil 2.2’de sunulmuştur. Elektrik güç sistemlerinde YFK, birincil, ikincil

ve üçüncül çevrim kontrolü olmak üzere üç aşamadan oluşmaktadır. Yük frekans kontrolü hız regülatörü, hızdaki değişimlere karşı hem birincil hem de ikincil kontrol çevrimlerinin duyarlı olduğu ifade edilebilir. Türbin sisteminin sabit bir güç çıkışına ayarlanmasını hız değiştirici sağlar. Bu arada, hidrolik yükselteç, türbine iletilmesi gereken mekanik gücü sağlamak için valf veya kapak konumunu ayarlar [15].



Şekil 2.2 Elektrik güç sistemlerinde YFK'nın blok diyagramı

2.2.1 Birincil kontrol çevrimi

Elektrik güç sistemlerinde yükte meydana gelen ani yük değişimleri sonucu frekans değerinde sapma meydana gelmektedir. Birincil kontrol çevrimi, aktif güç dengesinde bozulmalar meydana geldiğinde sistem frekans değerinin değişimini mümkün olan en kısa sürede durdurmaya yönelik olarak tasarlanmıştır. Bu kontrol döngüsü, frekansı istenilen değerlerde tutmak için aktif güç üretim bölümünün rezerv kapasitesinden faydalanır. Elektrik üretim sistemlerinde üretilen aktif gücü, tüketilen aktif güçle eşleştirmeye çalışarak frekansı dengelemeye odaklanır. Hız regülatörü, elektrik güç sistemlerindeki değişen frekansı algılayarak veya türbin milinin hızını sürekli olarak izleyerek ve frekans değişikliklerinde hidrolik yükselteci harekete geçirerek gereken mekanik gücü sağlamaktadır. Ancak, birincil çevrim kontrolünde kontrolörün olmaması nedeniyle kontrol sürecinin sonunda frekans değerinde kalıcı bir durum hatası oluşmaktadır ve bu hatayı gidermek için ikincil çevrim kontrolüne başvurulması gerekmektedir [11, 16].

2.2.2 İkincil kontrol çevrimi

İkincil çevrim kontrolü, birincil çevrim kontrolünün yetersiz kaldığı durumlarda kalıcı durum hatalarının azaltılması amacıyla uygulanan bir çevrim kontrolü yöntemidir [17]. Elektrik güç sistemlerinde birincil çevrim kontrolü, sistem frekansının düzenlenmesinde yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle, frekansın düzenlenmesi için ikincil kontrol çevrimi gereklidir. Hız değiştirici motorun yardımıyla yük ayar noktasının oluşturulması için gerekli olan ikincil kontrol döngüsü, frekans değişimi üzerine bir geri besleme sağlar ve kontrolörler aracılığıyla birincil kontrol döngüsüne eklenir. Dolayısıyla, ΔP_C sinyali, sistem frekansının düzenlenmesinde kullanılmaktadır.

İkincil kontrol çevrimi, aşağıda belirtilen üç temel görevi yerine getirmektedir:

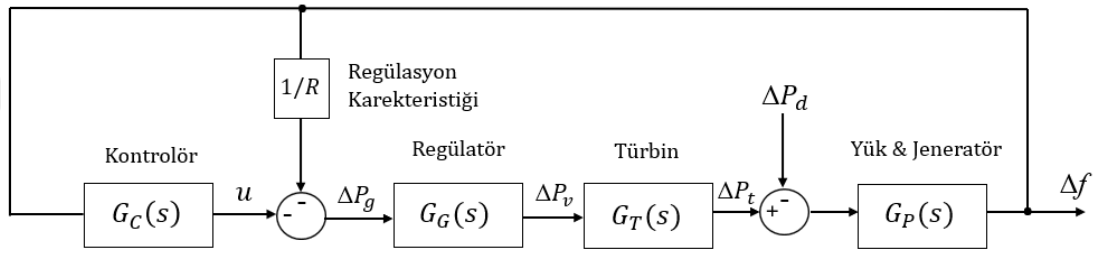
- Kontrol edilen alanlar arasında ve ara bağlantı hatları arasında gerçekleştirilen güç iletiminin istenilen seviyelerde tutulmasını sağlamak. Bu, güç iletiminin istikrarını ve verimliliğini sağlamak açısından kritiktir.
- Frekans değerinde bir sapma olması durumunda, frekans kontrol yöntemlerini kullanarak tekrar işletme şartlarına uygun değere getirmek gereklidir. Bu, sistemin frekansının istenilen aralıkta tutulması ve sistem kararlılığının sağlanması için önemlidir.
- Birincil frekans kontrol rezerv kapasitesinin tekrar kullanılabilir duruma getirilmesini sağlamak da önemli bir görevdir. Bu, sistemdeki frekans sapmalarıyla başa çıkabilme yeteneğini artırır ve sistemdeki enerji dengesini korur. Bu sayede, sistemdeki işletme şartlarına göre esneklik sağlanır ve güç iletimi sürekliliği sağlanır [18, 19].

2.2.3 Üçüncül kontrol çevrimi

Üçüncül kontrol çevrimi, ikincil kontrol çevriminin ardından veya ikincil kontrol çevriminin yetersiz kalması durumunda devreye alınarak eksiklikleri tamamlamak için kullanılan bir kontrol mekanizmasıdır. Yeterli ikincil kontrol çevrimi rezerv gücünün sağlanması amacıyla uygulanır. Genellikle, EGS üzerinde ikincil kontrol çevrimiyle aynı etkiyi gösterir [2].

2.3 Elektrik Güç Sistem Modellerinin Bileşenleri

Elektrik güç sistemlerinin yük frekans kontrolü analizlerinin yapılabilmesi için, EGS modelleri yük frekans kontrolüne uygun olarak oluşturulmaktadır. Elektrik güç sistemleri genellikle doğrusal olmayan sistemlere sahiptir; ancak, bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmış doğrusal bir modelle temsil edilebilirler [20, 21]. Bu nedenle, bu tez çalışmasında EGS'nin temel elemanlarının aşağıda belirtilen doğrusal modeller kullanılarak simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Tek alanlı bir EGS'nin doğrusal modeli Şekil 2.3'te sunulmuştur.



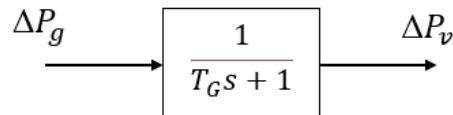
Şekil 2.3 Tek alanlı elektrik güc sisteminin doğrusal modeli

2.3.1 Regülatör modeli

Şekil 2.2'de gösterildiği üzere, regülatör, hız regülatörü, hız değiştirici ve hidrolik yükselteç bileşenlerinden oluşmaktadır. Regülatör, bir makinenin hızını ölçmek ve düzenlemek amacıyla kullanılan bir mekanizmadır. Denklem (2.1)'de regülatör'ün transfer fonksiyonu ifade edilmiştir.

$$G_G(s) = \frac{\Delta P_v}{\Delta P_g} = \frac{1}{T_G s + 1} \quad (2.1)$$

T_G , regülatör zaman sabitini temsil etmektedir. Ayrıca, Şekil 2.4'te, regülatör sisteminin doğrusal modeli sunulmuştur [2, 8].



Şekil 2.4 Regülatör sisteminin blok diyagramı

Bu tür matematiksel ifadeler ve görsel temsiller, sistemlerin analitik modellenmesi ve dinamik davranışlarının anlaşılması için temel araçlar olarak kabul edilmektedir.

2.3.2 Türbin modeli

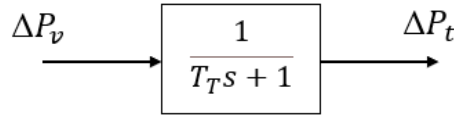
Gaz ve fosil yakıtların yanması sonucunda elde edilen buhar, türbinler vasıtasıyla mekanik enerjiye dönüştürülür. Elde edilen bu mekanik enerji, türbinlere bağlı millerin dönme hareketini sağlar. Tez çalışmasında, ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız olmak üzere iki farklı türbin modeli kullanılmıştır.

2.3.2.1 Ara ısıtmasız termal türbin modeli

Türbin çıkışında meydana gelen güç değişimi (ΔP_t), genellikle türbine aktarılan giriş gücünün değişimine (ΔP_v) ve türbinin cevap karakteristiğine bağlı olarak değişmektedir. Bu değişim, türbinin çalışma koşullarındaki değişikliklere olan tepkisiyle ilişkilidir ve türbinin verimliliği, kararlılığı ve performansı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Ara ısıtmasız türbin modeline ait transfer fonksiyonu Denklem (2.2)'de ifade edilmiştir. T_r , ara ısıtmasız türbinin zaman sabiti değeridir [2, 8].

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_t}{\Delta P_v} = \frac{1}{T_r s + 1} \quad (2.2)$$

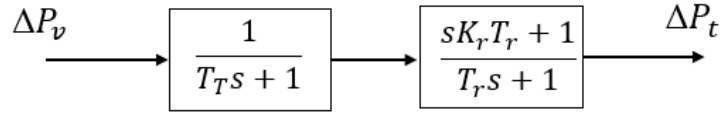
Ara ısıtmasız türbin modelinin doğrusal modeli Şekil 2.5'te gösterilmiştir.



Şekil 2.5 Ara ısıtmasız türbin modelinin blok diyagramı

2.3.2.2 Ara ısıtmalı termal türbin modeli

Ara ısıtmalı türbinler, birkaç türbin aşamasından oluşan ve buharın türbinler arasında yeniden ısıtıldığı sistemlerdir. Bu tasarım, türbinlerin verimliliğinin artırılmasını amaçlamaktadır. Şekil 2.6'da ara ısıtmalı türbin modelinin blok diyagramı sunulmuştur. Türbine ait transfer fonksiyonu Denklem (2.3) formülasyonu ile sunulmuştur. K_r , ara ısıtmalı türbin kazanç katsayısını temsil ederken, T_r ise ara ısıtmalı türbin zaman sabitini temsil etmektedir [8, 18].



Şekil 2.6 Ara ısıtmalı türbin modelinin blok diyagramı

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_t}{\Delta P_v} = \frac{sK_r T_r + 1}{(T_T s + 1)(T_r s + 1)} \quad (2.3)$$

2.3.3 Yük jeneratör modeli

Elektrik güç sistemlerine bağlı tüketicilerin modellenmesi için yük modeli kullanılmaktadır. Elektrik enerjisi üretim santrallerinde, türbinler kullanılarak elde edilen mekanik enerji, jeneratörler aracılığıyla elektrik enerjisine dönüştürülür. Sistemin dinamiğini tanımlayan mekanik moment ile yük momentindeki ilişki, Denklem (2.4)'te olduğu gibi formüle edilebilir:

$$T_m - T_e = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.4)$$

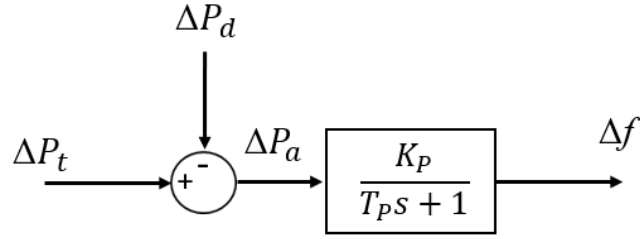
Burada, T_m , mekanik momentini, T_e , yük momentini, J , atalet momenti ve ω ise açısal hızı ifade etmektedir. Jeneratör-yük dinamik ilişkisi, mekanik güç değişimi, yük değişimi ve frekans sapması gibi etkenlere bağlı olarak Denklem (2.5) gibi ifade edilmiştir:

$$\Delta P_t(t) - \Delta P_d(t) = 2H \frac{d\Delta f(t)}{dt} + D\Delta f(t) \quad (2.5)$$

Δf , ΔP_t , ΔP_d , H ve D değerleri sırasıyla frekans sapmasını, mekanik güç değişimini, yük değişimini, atalet sabitini ve yük sönümlleme katsayısını temsil etmektedir. Denklem (2.5)'e Laplace dönüşümü uygulanarak elde edilen eşitlik, Denklem (2.6)'da verilmiştir:

$$\Delta P_t(s) - \Delta P_d(s) = 2Hs\Delta f(s) + D\Delta f(s) \quad (2.6)$$

Yük ve jeneratörün kazanç katsayısı $K_p = 1/D$ ve yük ve jeneratörün zaman sabiti ise $T_p = 2H/D$ eşitlikleri Denklem (2.6)'da yerleştirilerek elde edilen yük ve jeneratörün blok diyagramı Şekil 2.7'de sunulmuştur. Yük ve jeneratörün transfer fonksiyonu da Denklem (2.7)'deki gibi formüle edilmiştir [2, 8, 18].

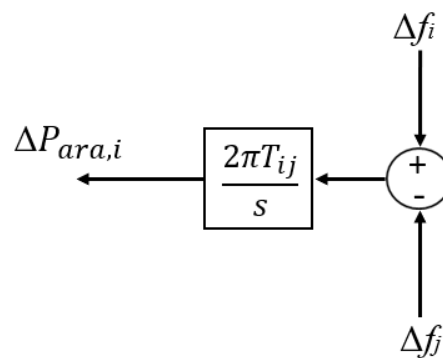


Şekil 2.7 Yük-Jeneratör modelinin blok diyagramı

$$G_p(s) = \frac{\Delta f}{\Delta P_a} = \frac{K_p}{T_p s + 1} \quad (2.7)$$

2.3.4 Bağlantı hattı modeli

Çok alanlı elektrik güç sistemleri, birbirlerine bağlanan bağlantı hatları aracılığıyla entegre edilir. Bu sistemdeki her bir alan, hem kendi iç yüklerine enerji sağlar hem de diğer alanlarla bağlantı hatları üzerinden güç akışını mümkün kılar. Bu güç akışı, ani bir yük değişikliği durumunda diğer alanlarda olduğu gibi frekans değişikliklerine ek olarak, bağlantı hatlarındaki güç iletim oranlarının da değişmesine yol açar. Bu durum, elektrik güç sistemlerinin kararlılığını ve işlevselliğini etkileyen önemli bir dinamiktir ve enerji iletim ağlarının güvenilir ve verimli bir şekilde işlemesini sağlamak için dikkate alınması gereken bir unsurdur. Bağlantı hattının blok diyagramı Şekil 2.8'de gösterilmiştir ve bağlantı hattı güç değişimi ifadesi Denklem (2.8)'de sunulmuştur.



Şekil 2.8 Bağlantı hattı blok diyagramı

i . ve j . alanlarına ait frekans değişimleri sırasıyla Δf_i ve Δf_j ile ifade edilmiştir. Bunun yanı sıra, T_{ij} bağlantı hattı senkronizasyon katsayısını temsil etmektedir.

yanı sıra bağlantı hattı güç değişimleri de genellikle nominal değerlerden sapabilir. Bu nedenle, çok alanlı güç sistemlerinde YFK'nın temel amacı, alanların frekans değişimlerini ve bağlantı hattı gücündeki sapmayı önceden belirlenmiş bir değer aralığında tutarak sistemi kontrol altında tutmaktır. Bu kontrol, sistemin kararlılığını sağlamak ve güç kalitesini korumak için önemlidir [3, 23].

Ek olarak, çok alanlı güç sistemlerinin YFK için kontrolör tasarımları yapılırken, tüm alanların birbirinden bağımsız olduğu kabul edilir. Bu kabul, her alanın kendine özgü yük dinamiklerine sahip olduğunu varsayar. Dolayısıyla, bu yaklaşımda, alanları birbirine bağlayan bağlantı hatlarından güç akışının olmadığı ve dolayısıyla bağlantı hattı güç değişimlerinin ($\Delta P_{ara} = 0$) sıfır olduğu kabul edilir [3, 23, 24]. Bu şekilde, YFK için kontrolörler, her alanın sistem genelinde istikrarı sağlamak için kendi içsel kontrol mekanizmalarına sahip olduğu varsayılır ve her alanın kendi frekansını ve güç dengesini kontrol etmek için tasarlanır. Bu yaklaşım, sistemin kararlılığını artırmak ve güç sistemlerinin daha verimli bir şekilde çalışmasını sağlamak için kritik öneme sahiptir.

2.5 Kontrol Yöntemi

Güç sistemlerinin yük frekans kontrolünde Oransal-İntegral-Türev (PID) kontrolör tipi, uzun yıllardır geniş bir kabul görmüş ve yaygın olarak tercih edilmiştir. Bu kontrolör tipi, sistemin frekansının nominal değerine yakın kalmasını sağlamak için kullanılmasıyla birlikte dinamik sistemlerin kararlılığını artırmak için etkili bir araç olarak kabul edilir. PID kontrolörü, sistemin frekansındaki herhangi bir sapmayı algılayarak, doğrusal olmayan ve zamanla değişen güç sistemlerinde istikrarı sağlamak için tasarlanmıştır. Oransal (P), İntegral (I) ve Türev (D) terimleri, kontrol sinyali üretmek için mevcut hata, integral (birikimli hata) ve türev (hata değişimi) terimlerinin bir kombinasyonunu kullanır. Bu şekilde, PID kontrolörü, sistemdeki frekans değişimlerini düzeltmek ve istenilen nominal değerlere hızlı bir şekilde dönülmesini sağlamak için geniş bir yelpazede kullanılabilir. Bu nedenle, güç sistemlerinde PID kontrolörleri, frekans regülasyonunda yaygın bir şekilde tercih edilir ve uzun yıllardır başarıyla uygulanmaktadır. Güç sistemlerinde, YFK için genellikle Oransal-İntegral (PI), Oransal-Türev (PD) ve Oransal-İntegral-Türev (PID) kontrolör tipleri tercih edilmektedir.

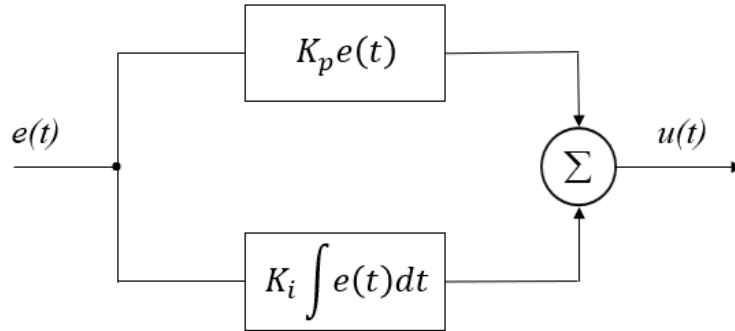
2.5.1 Oransal-integral (PI) kontrolör

Elektrik güç sistemlerinin yük frekans kontrolünde yaygın olarak kullanılan kontrolörlerden biri, PI kontrolörüdür. PI kontrolörü, tasarım kolaylığı ve etkin performansı ile öne çıkmaktadır. PI kontrolörü, oransal ve integral kazanç katsayılarını içeren iki temel parametreyi temsil etmektedir. Oransal terim, mevcut hatanın doğrudan bir fonksiyonudur ve hata ile kontrol sinyalleri arasındaki doğrusal bir ilişkiyi sağlayarak sistemin hızlı yanıt vermesini sağlamaktadır. İntegral terimi ise, zaman içindeki kümülatif hata miktarını hesaplar ve bu hatanın azaltılması için gerekli düzeltmeleri sağlar.

Kontrol sinyali (u), PI kontrolöründe genellikle sistem girişi ile çıkışı arasındaki farktan elde edilen hata sinyali üzerinden hesaplanır [25, 26]. Bu sinyal, sistemin istenen davranışı sağlamak için uygun bir şekilde işlenir ve kontrol edilir. PI kontrolörüne ait kontrol sinyali (u) aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (2.9)$$

Hata sinyali ve kontrol sinyalleri sırasıyla e ve u olarak ifade edilmiştir. K_p , oransal kazanç katsayısını, K_i ise integral kazanç katsayısını temsil etmektedir. PI kontrolörüne ait blok diyagramı Şekil 2.10'da sunulmuştur.



Şekil 2.10 PI kontrolörünün blok diyagramı

2.5.2 Oransal-türev (PD) kontrolör

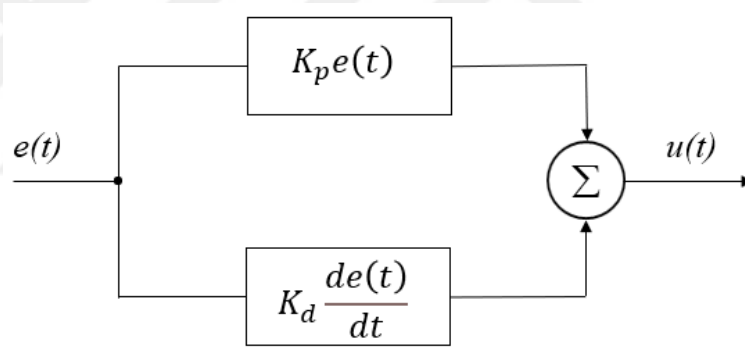
PD kontrolör tipi, elektrik güç sistemlerinin yük frekans kontrolünde önemli bir yer tutmaktadır. Bu kontrolör tipi, oransal ve türev kazanç katsayılarının bir kombinasyonunu kullanarak sistem performansını iyileştirmeyi hedefler. Oransal

terim, mevcut hatanın bir fonksiyonu olarak kontrol sinyaline katkıda bulunurken, türev terimi ise hatanın değişim hızını dikkate alarak sistem kararlılığını arttırmaya yardımcı olur.

PD kontrolörü, sistemdeki hızlı yük değişikliklerine daha hızlı tepki verme yeteneği, bazı durumlarda PI kontrolöründen daha uygun olabilir [27]. Ayrıca, PD kontrolörünün daha basit bir yapıya sahip olması ve ayar parametrelerinin daha kolay belirlenebilir olması da avantaj sağlar. PD kontrolörünün hata sinyali, Denklem (2.10)'da belirtilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.10)$$

K_d , türevsel kazanç katsayısını ifade etmektedir. PD kontrolörünün blok diyagramı Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11 PD kontrolörünün blok diyagramı

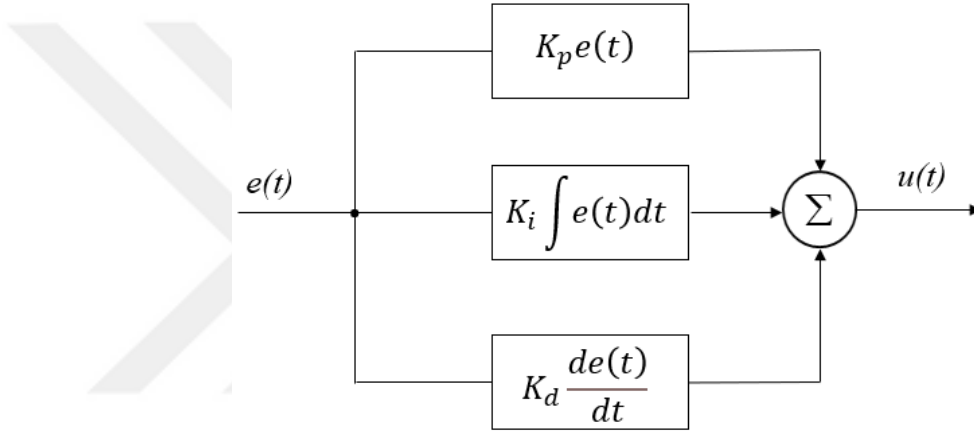
2.5.3 Oransal-integral-türev (PID) kontrolör

PID kontrolörü, güç sistemlerinin yük frekans kontrolünde en yaygın tercih edilen kontrolör tipidir. Bu kontrolör tipi oransal, integral ve türev kazanç katsayılarının birleşiminden oluştuğu için sistem performansını geliştirmekle beraber çeşitli avantajlar sunmaktadır. Oransal terim, bir kontrol sisteminde cevap hızını artırmak için kullanılmaktadır. Sistemin cevap hızı arttıkça sistemin yanıtlarında aşmalar meydana gelmektedir. Bu durum, istenmeyen yüksek salınım etkilerine yol açabilir. İntegral terimi, sistemin hata miktarını azaltmayı hedefleyen bir bileşendir. Ancak, hatanın azaltılması sürecinde sistem cevap hızı yavaşlayabilir. Yavaşlayan cevap hızının artırılması için türev kazanç bileşeni eklenmiştir. Dolayısıyla, türev kazanç

bileşeni ise hata değişim hızını dikkate alarak sistemin cevap hızını artırırken aşırı sönümlemeyi azaltır ve kararlılığı artırmaktadır. PID kontrolörü sistemin kararlı hal durum hatasını düzeltmek ve sistem kararlılığını geliştirerek performansını artırmak için kullanılan etkili bir kontrolör tipidir [25, 28, 29]. PID kontrolörünün kontrol sinyali;

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.10)$$

şeklinde ifade edilir. PID kontrolör parametrelerin oluşturduğu blok diyagramı Şekil 2.12’de sunulmuştur.



Şekil 2.12 PID kontrolörünün blok diyagramı

Literatürde, güç sistemlerindeki YFK için çeşitli kontrol tasarım yöntemleri incelenmiş ve öneriler sunulmuştur. Adaptif kontrol, Optimal kontrol, Kayma kipli kontrol, Model öngörülü kontrol, İç model kontrol, Olay tetikleme kontrol yöntemleri ve klasik kontrol yöntemleri gibi çeşitli tasarım yöntemleri ele alınmıştır. PID kontrolörü, basit yapısı etkin performans sunması nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın bir şekilde tercih edilmektedir. Dolayısıyla, literatürde güç sistemlerindeki YFK için yapılan çalışmalar genellikle PID kontrolörü tabanlı tasarım yaklaşımlarını içermektedir.

PID kontrolörü, bazı durumlarda istenen performansı sağlamada yetersiz kalabilir. Non-lineer, zamanla değişen veya çoklu giriş ve çıkış ilişkisi gibi durumlara sahip sistemlerde PID kontrolörü sistem yanıtındaki hata miktarını düzeltmek için yeterince etkili olmayabilir. Bu tür durumlarda, PID kontrolörü yerine alternatif kontrol

yöntemlerinin araştırılması ve kullanılması gerekebilir. Sistemlerin özelliklerine daha iyi uyum sağlayabilecek kontrol yöntemleri kullanılabilir. Dolayısıyla, bu tez çalışmasında, sistem performansını artırmak ve istenilen dinamik yanıtları sağlamak amacıyla PID kontrolörünün genişletilmiş iki ayrı türü olan PI-PD ve PIDD² kontrolörleri detaylı bir şekilde incelenmiştir.

2.5.4 Oransal integral-Oransal türev (PI-PD) kontrolör

PID kontrolörler, geniş bir uygulama alanına sahip olmalarına rağmen bazı durumlarda istenilen performansı sağlamada düşüş yaşanabilir. Bu nedenle PID kontrolör yerine farklı kontrol yöntemleri düşünülmelidir. Bu nedenle tez çalışmasının bir bölümünde PI-PD kontrolör tasarımı önerilmiştir. PI-PD kontrolörü, iç geri besleme döngüsünde PD kontrolör ve dış döngü ileri yolunda PI kontrolör içermektedir. Bu yapı, PID kontrolörünün geliştirilmiş bir türü olarak kabul edilmektedir [30, 31].

PI-PD kontrolörü, özellikle sistem transfer fonksiyonları integratör, kararsız açık çevrim kutuları ve yüksek zaman gecikmeleri içeren durumlarda PID kontrolöründen daha iyi bir sistem performansı sergilemektedir. PI-PD kontrolörü, iç geri besleme döngüsünde yer alan PD kontrolörü sistem transfer fonksiyonunun kutuplarını daha uygun konumlara yerleştirir. Böylece, dış döngünün ileri yolunda yer alan PI kontrolörü sistem performansını artırır [32]. Bu kontrol yapısı ile sistemlerin kararlılığını artırırken istenilen hedeflere daha hassas ve hızlı ulaşılmasına imkân tanıyarak daha etkili bir kontrol sağlamaktadır. PI-PD kontrolör transfer fonksiyonları $C_{PD}(s)$ ve $C_{PI}(s)$ aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.11)$$

$$C_{PD}(s) = K_f + K_d s \quad (2.12)$$

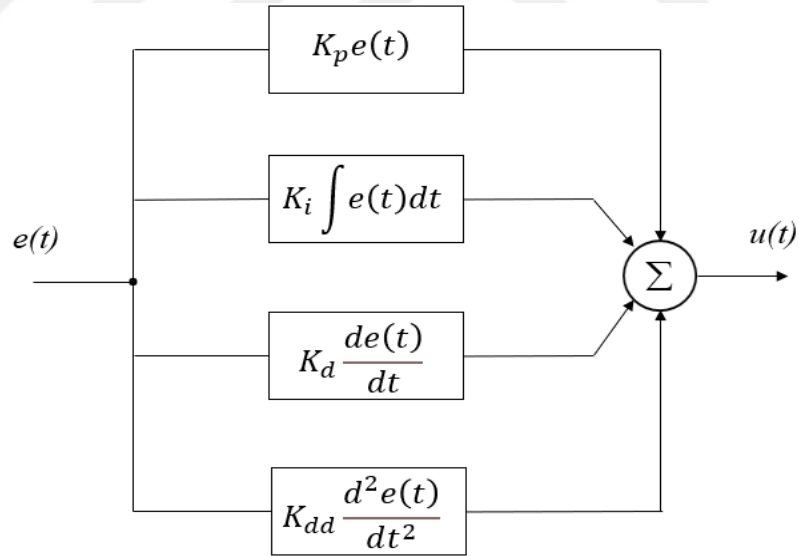
2.5.5 Oransal-integral-türev artı ikinci dereceden türev (PIDD²) kontrolör

PIDD² kontrolörü, klasik PID kontrolörüne ivme teriminin eklenmesiyle oluşturulan ve genellikle karmaşık ve dinamik sistemlerde performansı artırmak ve kararlılığı sağlamak için tasarlanmış ve PID kontrolörünün geliştirilmiş bir türüdür. Klasik PID kontrolörleri, düşük dereceli sistemlerde genellikle iyi performans sağlarken, yüksek dereceli sistemlerde yetersiz kalabilirler. Bu nedenle, Jung ve Dorf 1996'da yüksek

dereceli sistemlerde etkin bir kontrol sağlamak için PIDD² kontrolörü geliştirmişlerdir [33]. Ayrıca, PIDD² kontrolörü, etkili bir yük bozucularını bastırma özelliği sağlayarak ve aynı zamanda sistem kararlılığını koruduğu için tercih edilmektedir [6]. Dolayısıyla, PIDD² kontrolörü, yüksek dereceli sistemlerin kontrolü gibi karmaşık dinamiklerle daha etkili bir şekilde kontrol sağladığı ve yük bozucularını bastırma özelliği gösterdiği için bu tez çalışmasının son bölümünde PIDD² kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir [34]. Çünkü, frekans kontrolünün sağlanması için güç sistemlerinin hem yüksek dereceli modellere sahip olması hemde yük bozucuların var olması nedeniyle bu kontrolörün tasarımının gerekliliğini doğurur. PIDD² kontrolörü dinamik sistemlerdeki performansı artırmak ve sistemin sağlamlığını korumak için tercih edilmektedir. PIDD² kontrolör transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$C_{PIDD^2}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s + K_{dd} s^2 \quad (2.13)$$

PIDD² kontrolörünün blok diyagramı Şekil 2.13'te gösterilmiştir.



Şekil 2.13 PIDD² kontrolörünün blok diyagramı

3. PI-PD KONTROLÖR İLE TEK ALANLI GÜÇ SİSTEMLERİNİN YÜK FREKANS KONTROLÜNDE PERFORMANS İYİLEŞTİRME

3.1 Giriş

Günümüzde talep edilen frekans aralıklarında üretilen yüksek kaliteli elektrik enerjisine olan talep sürekli artmaktadır. Bu durum, elektrik sistemlerinde frekans kontrolünün önemini artırmaktadır [2]. YFK, güç sistemlerinde sistem frekansını ve alanlar arası bağlantı hattı gücünü belirlenen değerlere mümkün olduğunca yakın tutmak amacıyla kritik bir rol oynamaktadır. Ayrıca, YFK, bilinmeyen dış etkenlere ve güç sistem parametrelerindeki değişikliklere karşı dayanıklılık göstermelidir [10]. Tek alanlı güç sistemleri, tek bir jeneratörden güç sağlayan sistemlerdir. Bu sistemlerde, YFK'nın amacı, yükte meydana gelen değişikliklere yanıt olarak frekansı istenilen seviyede tutmaktır. Modern güç sistemlerinde, YFK, uygun kontrolörlerin kullanımıyla gerçekleştirilmektedir. YFK için uygun bir kontrolör tasarımı, kontrolör tipi ve tasarım hedeflerinin doğru seçimine bağlıdır [3]. Çeşitli YFK yöntemleri, elektrik enerjisi sistemlerinde istikrarlı ve güvenilir bir işleyiş sağlamak için geliştirilmiştir. Bu amaçla, uyarlanabilir, sağlam, optimal ve akıllı kontrol stratejileri kullanılarak çeşitli YFK yöntemleri tasarlanmıştır [35]. Elektrik enerjisi sistemlerinin karmaşıklığı ve dinamik yapısı göz önüne alındığında, YFK'nın etkin bir şekilde gerçekleştirilmesi büyük önem taşır. Bu bağlamda, literatürde, tek veya çok alanlı bir EGS'nin YFK'sı için farklı kontrolörlerin parametrelerini bulmak amacıyla yeni optimizasyon yaklaşımları yaygın olarak kullanılmıştır [36].

Son yıllarda, araştırmacılar güç sistemlerinde YFK'de etkin bir performans elde edebilmek için çeşitli kontrol yöntemleri önermişlerdir. Klasik PI/PD/PID denetleyicileri, endüstriyel uygulamalardaki basitlikleri ve güç sistemlerinin YFK'sında sağladıkları kabul edilebilir performans nedeniyle sıklıkla tercih edilmektedir. Bununla birlikte, güç sistemlerinin karmaşıklığı ve dinamik yapısındaki değişkenlikler göz önüne alındığında, daha karmaşık kontrol stratejileri de geliştirilmiştir. Bu stratejiler, adaptif kontrol, optimal kontrol, yapay zekâ tabanlı kontrol gibi ileri düzey yöntemleri içerir ve genellikle sistemdeki değişkenliklere daha iyi uyum sağlayabilir. Bu çeşitlilik, farklı uygulama senaryolarına uygun kontrol stratejilerinin seçilmesine olanak tanır ve YFK'nın genel performansını artırır. Tan

[22], tek ve iki alanlı güç sistemlerinde YFK için iki serbestlik dereceli (TDF) iç model kontrolör (IMC) tasarım yöntemine dayalı PID denetleyici tasarlamayı önermiştir. Bu öneri, ara ısıtmasız türbine sahip sistemler için geçerlidir. Yüksek yerleşme süresi ve tepe değerleri, önerilen tasarım yöntemiyle gözlemlenmiştir. Ayrıca Tan [37], ara ısıtmasız, ara ısıtmalı ve hidro türbinlere sahip tek ve çok alanlı güç sistemlerinin YFK'sı için iki serbestlik dereceli IMC tasarım yöntemini kullanarak PID kontrolörlerinin ayarlanmasını sunmuştur. Bu çalışmada da yerleşme süresinin ve tepe değerlerinin yüksek olduğu görülmüştür. Bu durum, tasarlanan kontrol sisteminin dezavantajı olarak değerlendirilebilir. Padhan ve Majhi [10], tek ve çok alanlı güç sistemlerinde YFK için Laurent serisini kullanarak bir PID kontrol tasarımı geliştirmişlerdir. Bu çalışmada, ara ısıtmasız ve ara ısıtmalı termal türbin yapıları dikkate alınmıştır. Ancak, yapılan çalışmanın bazı dezavantajları bulunmaktadır, özellikle de yüksek yerleşme süreleri ve çıkıştaki tepe değerlerinin yüksekliği gibi. Shiroei ve Ranjbar [38], hidro türbin, ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız termal türbin modellerine sahip iki ve çok alanlı güç sistemlerinde YFK için model öngörülü kontrol tasarım yöntemini önermişlerdir. Fakat, EGS'nin yük bozucularına karşı yerleşme süresinin tatmin edici olmaması ve EGS'de meydana gelen salınımlar, tasarlanan kontrol sistemi için belirgin dezavantajlar arasındadır. Sondhi ve Hote [20], ara ısıtmalı, ara ısıtmasız ve hidro türbin modellerine sahip tek ve çok alanlı güç sistemlerinde YFK için kesirli dereceli bir PID denetleyici tasarımını önermişlerdir. Bu öneri, farklı türbin yapılarına ve sistem yapılarına uyum sağlama potansiyeline sahiptir. Ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız türbin modellerine sahip iki alanlı bir EGS'nin YFK'sı için bulanık bir PI/PID denetleyicisinin kazanımlarını elde etmek amacıyla, Sahu ve ark. [25] tarafından yeni bir hibrid diferansiyel evrim ve model araştırma tekniği kullanılmıştır. Bu yöntem, literatürde verilen modern sezgisel optimizasyon teknikleriyle karşılaştırılmış ve genellikle daha iyi performans elde edilmiştir. Anwar ve Pan [23], ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız termal türbin modellerine sahip tek ve çok alanlı bir EGS'nin YFK'sı için doğrudan sentez yaklaşımına dayalı olarak frekans alanında bir PID kontrol tasarım yöntemi önermişlerdir. Bu yöntemde, frekans cevabı doğrudan sentez yaklaşımıyla eşleştirilerek PID kontrolör parametreleri elde edilmiştir. Ancak, tasarlanan kontrol sistemi sonucunda yüksek tepe değerleri ve yerleşme süreleri gözlemlenebilmektedir. Sondhi ve Hote [21], tek alanlı EGS'de, YFK için Kharitonov teoremini kullanarak tasarlanmış kesir dereceli bir PID

denetleyici önermişler. Bu öneri, tek alanlı güç sistemlerinde YFK'nın etkin bir şekilde gerçekleştirilmesi için alternatif bir kontrol yöntemi sunmaktadır. Saxena ve Hote [39], ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız türbinlerden oluşan çok alanlı güç sistemlerinde YFK için kararlılık sınır eğrisini (KSE) kullanan merkezi olmayan (Decentralized) PID kontrolör tasarımı önermişlerdir. Singh ve ark. [40], ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız termal türbin modeline sahip tek ve çok alanlı bir EGS'de YFK için Doğrusal Matris Eşitsizliği (LMI) tabanlı bir PID denetleyici tasarımı kullanmışlardır. Yapılan karşılaştırmalar, bu önerilen tasarım yönteminin diğer alternatiflere kıyasla daha iyi performans elde ettiğini göstermiştir. Bu çalışma, YFK alanında LMI tabanlı PID denetleyicilerin etkinliğini vurgulamaktadır. Saxena [35], ara ısıtmalı, ara ısıtmasız ve hidro türbin içeren tek ve iki alanlı güç sistemlerinde, YFK için IMC prensibine dayalı kesirli dereceli PID denetleyici tasarım yöntemini incelemiştir. Bu çalışmada önerilen tasarım, diğer tasarım yaklaşımlarıyla karşılaştırıldığında en iyi performans ölçümlerinin elde edildiği belirtilmiştir. Lu ve ark. [9], çok alanlı bir EGS'de YFK için optimizasyon tekniğine dayalı PI kontrol tasarımı önerisinde bulunmuşlardır. Sharma ve ark. [41], rüzgâr enerjisi entegreli güç sistemlerinde frekans kararlılığını korumak için bulanık mantık tabanlı oransal (FP)-kesir dereceli integral türev (FOID) kontrolör tasarımı önermişlerdir. Filtreye sahip kontrolör parametreleri, kurt optimizasyon algoritması kullanılarak ayarlanmaktadır. Arya ve Kumar [42], ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız termal türbin modellerine sahip iki alanlı bir EGS'de YFK için bulanık mantık tabanlı kazanç ayarlamalı denetleyici önerisinde bulunmuşlardır. Bahsedilen kontrolörün parametreleri bir genetik algoritma ile optimize edilmiştir. Li ve ark. [43], iletişim gecikmeli enterkonnekte güç sistemlerinde YFK için dinamik olay tetikleme (event triggered) kontrol yöntemi önermişlerdir. Guo [44], güç sistemlerinde YFK için yeni bir adaptif kayma kipli kontrol tasarım yöntemi sunmuştur. Huang ve ark. [45], ara ısıtmasız türbinli güç sistemlerinde YFK için aktif bozucu reddine dayalı bir yerçekimsel arama algoritması önermişler. Ajithapriyadarsini ve ark. [46], iki ve çok alanlı yenilenebilir güç sistemlerinde YFK için PID kontrolörlerinin kazançlarını ayarlamak için uyarlanabilir bulanık mantık tabanlı bir diferansiyel evrim algoritması önermişlerdir.

PID kontrolörler geniş bir uygulama yelpazesinde iyi performans göstermesine rağmen, özellikle sistem transfer fonksiyonunda kararsız kutuplar içeriyorsa, transfer

fonksiyonunda integratör içeriyorsa veya sanal eksene yakın yerleştirilmiş kompleks kutuplar varsa, düşük kapalı çevrim performansına yol açabilirler. Bu nedenle, birçok araştırmacı, PID kontrolörün geliştirilmiş bir versiyonu olan PI-PD kontrolörlerin denetimde kullanılmasını önermişlerdir [47–49]. PI-PD kontrol yapısında, iç geri besleme döngüsünde PD kontrolörü kullanılarak, dış döngünün ileri yolunda yer alan PI kontrolörünün sistemi daha etkin bir şekilde kontrol etmesini sağlamak için sistem transfer fonksiyonunun kutuplarını daha uygun konumlara yerleştirmektedir. Ancak, PI-PD kontrolörün dört ayar parametresinin ayarlanması zahmetli olabilir. Bir PI-PD kontrolörün dört parametresini tanımlamanın en basit yöntemlerinden biri, KSE gibi grafiksel yöntemlerdir. Bu yöntemler, kontrolör parametrelerini hızlı bir şekilde belirlemeye yardımcı olabilir ve kontrol sisteminden istenilen performansı elde etmeye yardımcı olabilir [31, 50]. Bu noktada, KSE'den uygun bir noktanın seçilmesi, en iyi performansı elde etmek için oldukça önemlidir. KSE'nin ağırlıklı merkez noktasının seçilmesine dayalı denetleyici tasarımı ile, hızlı ayar noktası takibi, hızlı bozucu reddi ve sistem parametre değerlerindeki değişikliklere karşı sağlamlık gibi çeşitli avantajlar elde edilmiştir [51]. Son zamanlarda, PI-PD kontrolör parametrelerini bulmak için KSE'nin ağırlıklı geometrik merkez (WGC) noktasına dayalı tasarım yaklaşımı önerilmiştir [30].

Tez çalışmasının bu bölümünde, tek alanlı, tek veya çok kaynaklı bir EGS'de YFK için WGC tabanlı PI-PD kontrolörlerinin tasarımı sunulmuştur. Bu amaçla, PI-PD kontrol yapısının öncelikle iç döngüsüne, ardından dış döngüsüne WGC yöntemi uygulanmıştır. İç döngüde WGC yöntemi kullanılırken, uygun bir kararlılık sınır eğrisi elde edebilmek için iç döngüye bir kazanç ve faz payı test edici yerleştirilmiştir. Daha sonra, iç döngüdeki tasarlanmış olan PD kontrolör ile dış döngünün kararlılık bölgesi belirlenmiş ve dış döngüdeki PI kontrolörünün parametreleri, WGC yaklaşımı kullanılarak belirlenmiştir. Bu şekilde, WGC tabanlı PI-PD kontrolörleri, YFK için etkili bir kontrol sağlamak üzere tasarlanmıştır. Önerilen PI-PD tasarım yönteminin performansının belirlenmesi için, literatürde bulunan bazı tasarım yöntemleriyle karşılaştırmalar yapılmıştır. Önerilen PI-PD kontrol sisteminin sağlamlığı, sistem transfer fonksiyonu parametrelerinde $\pm\%50$ 'lik bir değişiklik olduğu varsayılarak test edilmiştir. Önerilen tasarım yaklaşımının üstünlüğünü göstermek için mutlak hatanın integrali (IAE), hatanın karesinin integrali (ISE) ve zaman ağırlıklı mutlak hatanın

integralinin (ITAE) yanı sıra, yerleşme süresi ve tepe değeri gibi bazı performans ölçümleri sağlanmıştır. Bu karşılaştırmalar, önerilen PI-PD kontrol sisteminin diğer yöntemlere kıyasla daha iyi performans gösterdiğini doğrulamıştır.

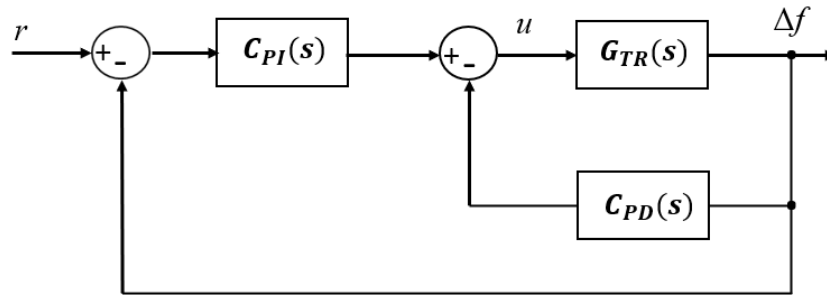
3.2 Tek Alanlı Güç Sistemi

Güç sistemleri karmaşık doğrusal olmayan dinamiklere sahip olabilirler. Ancak, önceki bölümde belirtildiği gibi, karmaşık doğrusal olmayan sistemlerle uğraşmak yerine, tek alanlı bir EGS, bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmış doğrusal bir modelle temsil edilebilir. Dolayısıyla, literatürdeki tüm çalışmalarda tek alanlı EGS'nin doğrusal modeli tercih edilmiştir. Bu doğrusal model, Bölüm 2.3'te verilen Şekil 2.3'te gösterilmiştir. Şekil 2.3'te regülasyon karakteristiği (droop characteristic) $1/R$ şeklinde ifade edilmiştir. Bölüm 2'de, güç sisteminde bulunan regülatör, ara ısıtmalı veya ara ısıtmaz termal türbinler ile yük ve jeneratör transfer fonksiyonları verilmiştir. Dolayısıyla, Şekil 2.3'te sunulan tek alanlı güç sisteminin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$G_{TR}(s) = \frac{\Delta f(s)}{u(s)} = \frac{G_G(s)G_T(s)G_P(s)}{1 + (G_G(s)G_T(s)G_P(s)/R)} \quad (3.1)$$

3.3 PI-PD Kontrolör Tasarım Metodu

Genel olarak, endüstriyel uygulamalarda PI ve/veya PID denetleyiciler, basitlikleri ve çoğu durumda gösterdikleri iyi performans nedeniyle tercih edilmektedirler. Ancak, sistem transfer fonksiyonları integratör, kararsız açık çevrim kutupları veya büyük zaman sabitlerine sahip olduğunda, PI-PD kontrolörü PID kontrolörlerinden daha iyi performans sağlar [31, 32]. Dolayısıyla, bu bölümde, daha iyi bir kapalı çevrim performansı elde etmek için Şekil 3.1'de gösterilen PI-PD kontrolör yapısının kullanılması önerilmiştir [48].



Şekil 3.1 PI-PD kontrol yapısı

PI-PD kontrol sistemi yapısında, PD kontrolörü bir iç geri besleme döngüsünde, PI kontrolörü ise dış döngünün ileri yolunda kullanılmaktadır. İç döngüde kullanılan PD geri besleme denetleyicisi, sistem transfer fonksiyonunun kutuplarını daha uygun konumlara taşır ve bu şekilde dış döngüde bulunan PI denetleyici ile daha etkin bir kontrol sağlanabilir [30]. PI-PD denetleyicide dört ayar parametresi vardır: PI kontrolörü için K_p ve K_i , PD kontrolörü için ise K_f ve K_d . Şekil 3.1'de kontrol edilecek güç sistemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$G_{TR}(s) = \frac{N_{TR}(s)}{D_{TR}(s)} \quad (3.2)$$

PI kontrolörü, $C_{PI}(s)$, şu şekilde ifade edilir:

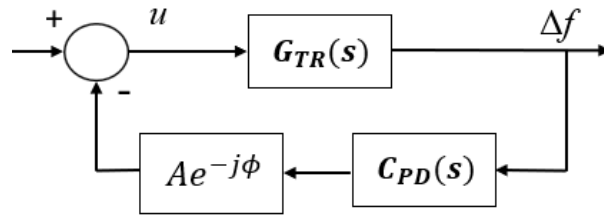
$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3.3)$$

PD kontrolörü, $C_{PD}(s)$, ise şu şekilde ifade edilir:

$$C_{PD}(s) = K_f + K_d s \quad (3.4)$$

3.3.1 İç döngü kararlılık sınır eğrisinin hesaplanması

Burada, PI-PD kontrolörün dört ayar parametresi, iki aşamalı bir süreçte belirlenmiştir. İlk olarak, iç döngüde yer alan PD kontrolör parametreleri hesaplanmıştır. Daha sonra, dış döngüdeki PI kontrolör parametreleri iç döngüde yer alan ve ayar parametreleri hesaplanmış olan PD kontrolör kullanılarak tespit edilmiştir. Bu bağlamda, KSE yöntemi hem PI hem de PD kontrolörlerinin parametrelerini hesaplamak için kullanılmıştır. İç döngüdeki PD denetleyicisinin parametrelerini hesaplamak için, döngü içinde bir kazanç ve faz payı test edicinin ($Ae^{-j\phi}$) bulunduğu varsayılmıştır. Bu durum, Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2 İç döngü blok diyagramı

PD kontrolörü içeren iç geribesleme döngüsünün karakteristik denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\Delta_{PD}(s) = 1 + (Ae^{-j\phi})C_{PD}(s)G_{TR}(s) = 0 \quad (3.5)$$

Denklem (3.2) ve Denklem (3.4) ile verilen $G_{TR}(s)$ ve $C_{PD}(s)$ Denklem (3.5)'e yerleştirilirse, aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$\Delta_{PD}(s) = D_{TR}(s) + Ae^{-j\phi}(K_f + K_d s)N_{TR}(s) \quad (3.6)$$

Denklem (3.2)'de $s = j\omega$ yazılarak, pay ve payda kısımları aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$G_{TR}(j\omega) = \frac{N_{TRe}(-\omega^2) + j\omega N_{TRO}(-\omega^2)}{D_{TRe}(-\omega^2) + j\omega D_{TRO}(-\omega^2)} \quad (3.7)$$

Bu nedenle, Denklem (3.6)'da verilen kapalı çevrim karakteristik denklemi aşağıdaki şekilde yeniden düzenlenebilir:

$$\begin{aligned} \Delta_{PD}(j\omega) = & -\omega^2 AK_d N_{TRO} \cos(\phi) + \omega AK_f N_{TRO} \sin(\phi) + \omega AK_d N_{TRe} \sin(\phi) + \\ & AK_f N_{TRe} \cos(\phi) + D_{TRe} + j[\omega D_{TRO} + \omega AK_f N_{TRO} \cos(\phi) + \omega AK_d N_{TRe} \cos(\phi) \\ & - AK_f N_{TRe} \sin(\phi) + \omega^2 AK_d N_{TRO} \sin(\phi)] = R_\Delta + jI_\Delta = 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Denklem (3.8)'de tanımlanan $\Delta_{PD}(j\omega)$ 'nin gerçek ve sanal kısımları sıfıra eşitlendiğinde, iç döngü PD kontrolör parametreleri aşağıdaki gibi tespit edilebilir:

$$K_f = \frac{-D_{TRe} N_{TRe} \cos(\phi) - \omega D_{TRO} N_{TRO} \sin(\phi) + \omega D_{TRO} N_{TRe} \sin(\phi) - \omega^2 D_{TRO} N_{TRO} \cos(\phi)}{A(\omega^2 N_{TRO}^2 + N_{TRe}^2)} \quad (3.9)$$

$$K_d = \frac{-D_{TRe} N_{TRe} \sin(\phi) + \omega D_{TRO} N_{TRO} \cos(\phi) - \omega D_{TRO} N_{TRe} \cos(\phi) - \omega^2 D_{TRO} N_{TRO} \sin(\phi)}{\omega A(\omega^2 N_{TRO}^2 + N_{TRe}^2)} \quad (3.10)$$

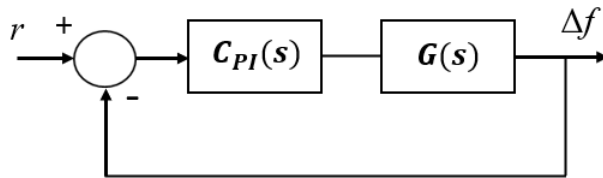
İç döngü PD kontrolör tasarımı için Denklem (3.9) ve Denklem (3.10) ile verilen bağıntılar kullanılarak (K_f, K_d) düzleminde kararlılık sınır eğrisi $l(K_f, K_d, \omega)$ çizilir.

Bu kararlılık sınırı, sistem transfer fonksiyonunun çift ve tek kısımlarına bağlıdır ve ayrıca kullanıcı tarafından belirlenen kazanç (A) ve faz payı (ϕ) değerlerine de bağlıdır. Bu kısıtların dikkate alınması, iç döngü PD kontrolör parametrelerinin uygun bir şekilde seçilmesi ve sistem kararlılığının sağlanması açısından önemlidir. Aynı zamanda kararlılık sınırı, frekans (ω) değerine de bağlıdır. Belirli bir sistem transfer fonksiyonu ve kullanıcı tanımlı kazanç, A , ve faz payı, ϕ , değerleri için $[0, \infty]$

aralığında ω 'nin değiştirilmesiyle KSE elde edilir. Bu süreç, sistem kararlılığını belirlemek ve kullanıcının belirlediği kazanç ve faz payı kriterlerine göre en uygun kontrol parametrelerini seçmek için önemlidir. Ancak, Denklem (3.10), $\omega = 0$ için tanımlı değildir. Bu nedenle, KSE bu noktada süreksiz olduğundan $\omega = 0$ kullanılmamalıdır. Bununla birlikte, bu durum, sistemi kararlı yapacak PD kontrolör kazançlarının hesaplamasını etkilemez [52]. Bu bağlamda, $\omega = 0$ 'nın dışında belirlenen frekans aralıklarında KSE'nin analizi ve kullanılması, kontrolör tasarım sürecinin doğru şekilde ilerlemesini sağlar. Bu nedenle, KSE'yi elde etmek için ω değeri $[\varepsilon, \infty]$ aralığında değiştirilir. Burada ε , Denklem (3.10)'daki süreksizliği önlemek için tasarımcı tarafından seçilen çok küçük bir sayıdır. Bu işlem, KSE'nin belirli bir frekans aralığında analiz edilmesini ve kararlılık sınırının kesintisiz bir şekilde elde edilmesini sağlar. Denklem (3.9)'da $\omega = 0$ yazılarak elde edilen $K_f = K_f(0)$ doğrusu kararlılık sınır eğrisini sınırlandırmaktadır [30]. $K_f = 0$ ifadesini sağlayan pozitif gerçekteğer, KSE'deki frekansın üst sınırını belirler. Bu frekans değeri ω_{y1} ile gösterilirse, $\omega \in [\varepsilon, \omega_{y1}]$ aralığı için KSE'nin (K_f, K_d) düzleminde çizilmesi, iç döngüde kararlılığı sağlayan PD kontrolör parametrelerini bulmak için yeterlidir [30, 31]. Bu yaklaşım, PD kontrolör tasarımının gereksinimlerine uygun olarak kararlılık sınırını belirlemekte ve uygun kontrol parametrelerini tespit etmekte önemli bir rol oynar.

3.3.2 Dış döngü kararlılık sınır eğrisinin hesaplanması

Eğer PD kontrolörü içeren iç döngünün kapalı çevrim transfer fonksiyonu $G(s)$ olarak temsil edilirse, Şekil 3.1'de gösterilen sistemin eşdeğer blok diyagramı, Şekil 3.3'te verilen diyagrama indirgenecektir.



Şekil 3.3 Şekil 3.2'nin eşdeğer blok diyagramı

Şekil 3.3'te sunulan transfer fonksiyonu $G(s)$ aşağıdaki gibidir:

$$G(s) = \frac{G_{TR}(s)}{1 + C_{PD}(s)G_{TR}(s)} = \frac{N_{TR}(s)}{D_{TR}(s) + (K_f + K_d s)N_{TR}(s)} \quad (3.11)$$

Böylece, PI kontrolörünü içeren tüm sistemin karakteristik denklemi şu şekilde bulunabilir:

$$\Delta_{PI}(s) = 1 + C_{PI}(s)G(s) = 0 \quad (3.12)$$

Denklem (3.11), Denklem (3.12)'de yerine yazılarak karakteristik denklem aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$\Delta_{PI}(s) = D_{TR}(s) + (K_f + K_d s)N_{TR}(s) + (K_p + \frac{K_i}{s})N_{TR}(s) = 0 \quad (3.13)$$

Denklem (3.13)'te $s = j\omega$ yazılarak, karakteristik denklem aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\Delta_{PI}(j\omega) = -\omega^2 D_{TRO} - \omega^2 K_f N_{TRO} - \omega^2 K_d N_{TRE} - \omega^2 K_p N_{TRO} + K_i N_{TRE} + j[\omega D_{TRE} + \omega K_f N_{TRE} - \omega^3 K_d N_{TRO} + \omega K_p N_{TRE} + \omega K_i N_{TRO}] = R_\Delta + jI_\Delta = 0. \quad (3.14)$$

Denklem (3.14)'teki $\Delta_{PI}(j\omega)$ karakteristik denkleminin gerçekte ve sanal kısımları sıfıra eşitlenerek, dış döngü PI kontrolörünün parametrelerini hesaplamak için aşağıdaki ifadeler türetilebilir:

$$K_p = \frac{-\omega^2 D_{TRO} N_{TRO} - \omega^2 K_f N_{TRO}^2 - K_f N_{TRE}^2 - D_{TRE} N_{TRE}}{\omega^2 N_{TRO}^2 + N_{TRE}^2} \quad (3.15)$$

$$K_i = \frac{\omega^4 K_d N_{TRO}^2 + \omega^2 K_d N_{TRE}^2 + \omega^2 D_{TRO} N_{TRE} - \omega^2 D_{TRE} N_{TRO}}{\omega^2 N_{TRO}^2 + N_{TRE}^2} \quad (3.16)$$

Sonuç olarak, genel sistemin kararlılığını sağlamak ve en iyi dış döngü kontrol performansı elde etmek için, iç döngü PD kontrolör parametreleri olan K_f ve K_d 'nin belirlenmesi gerekmektedir. Bu parametreler, Denklem (3.9) ve Denklem (3.10) kullanılarak elde edilebilir. Daha sonra, iç döngüden elde edilen K_f ve K_d değerleri, Denklem (3.15) ve Denklem (3.16)'da belirlenen bağıntılara yerleştirilerek, dış döngü sisteminin KSE'si, $l(K_p, K_i, \omega)$, ω 'nin $[0, \infty]$ aralığında değiştirilerek (K_p, K_i) düzleminde elde edilir. Bu işlem, dış döngü kontrol ayar parametrelerini belirlemede yardımcı olur. Denklem (3.15) ve Denklem (3.16), iç döngüdeki PD kontrolör kararlılık sınır eğrisini belirleyen Denklem (3.9) ve Denklem (3.10)'dan türetilen K_f ve K_d değerlerini içerir. Bu denklemler, iç döngüdeki kontrol parametrelerini, yani K_p ve K_i 'yi, K_f ve K_d değerleriyle ilişkilendirerek dış döngü sisteminin kararlılığını

belirlemeye olanak tanır. Gerçek kök sınırı, $K_i = K_i(0) = 0$, dış döngünün kararlılık bölgesini sınırlar. Bu durumda, $K_i = 0$ ifadesini sağlayan pozitif gerçekteğer, dış döngü kararlılık bölgesindeki frekansın üst sınırını belirler. Bu durum, sistemin kararlılığı ve kontrol performansı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Bu frekans değeri ω_{y2} ile gösterilirse, dış döngü kararlılık bölgesi olan $l(K_p, K_i, \omega)$ 'yi $\omega \in [0, \omega_{y2}]$ aralığında (K_p, K_i) düzleminde çizmek, dış döngünün ve dolayısıyla genel sistemin kararlılığını sağlayan parametreleri belirlemek için yeterlidir [30, 31]. Bu çizim, sistemin istikrarlı bir şekilde davranması için gereken kontrol parametrelerini belirlemede kritik bir adımdır.

3.4 Ağırlıklı Geometrik Merkez (WGC) Yaklaşımı

Ağırlıklı geometrik merkez tekniği, bir kararlılık bölgesinin içerdiği noktaların, belirlenmiş bir adım büyüklüğüne uygun olarak hesaplanan ağırlıklı geometrik merkezini (x_{WGC}, y_{WGC}) belirlemek için kullanılan bir yöntemdir. Tüm kararlılık bölgesi noktaları, WGC tarafından belirlenen adım büyüklüğüne göre seçilir ve kullanılır. Bu bölümde, önceden belirlenmiş kararlılık bölgelerine dayalı olarak iç döngü PD ve dış döngü PI kontrolörlerinin parametrelerinin hesaplanması sunulmuştur. Bu bağlamda, tatmin edici ve sağlam performanslar sağlayan WGC yöntemi [30], PI-PD kontrolör parametrelerinin belirlenmesi için kullanılmıştır.

YFK için WGC yöntemini temel alan PI-PD kontrolör tasarım prosedürü aşağıdaki gibi özetlenmiştir:

Adım 1. İç döngünün kararlılık sınır eğrisinin hesaplanması gerçekleştirilir. Bu hesaplama, $l(K_f, K_d, \omega)$ düzleminde gerçekleştirilir ve Denklem (3.9) ve Denklem (3.10) kullanılarak yapılır.

Adım 2. İç döngü kararlılık sınır eğrisinin m adet nokta için WGC'nin hesaplanması gerçekleştirilir. Bu, iç döngü PD kontrolörünün K_f ve K_d değerlerini sağlar ve aşağıdaki denklemler kullanılarak gerçekleştirilir [30, 53, 54].

$$K_{d_{WGC}} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m K_{dj} \quad (3.17)$$

$$K_{f_{WGC}} = \frac{1}{2m} \sum_{j=1}^m K_{fj} \quad (3.18)$$

Adım 3. Şekil 3.3'te sunulan dış döngünün, $l(K_p, K_i, \omega)$ düzlemindeki kararlılık sınır eğrisinin hesaplanması gerçekleştirilir. Bu hesaplama, Denklem (3.15) ve Denklem (3.16) kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Adım 4. Önceki adımda elde edilen dış döngü kararlılık sınır eğrisinin n adet nokta için WGC'leri belirlemek için aşağıda verilen denklemler kullanılmıştır. Bu durum, dış döngü PI kontrolörünün K_p ve K_i parametrelerinin hesaplanmasıyla sonuçlanır [30, 53, 55].

$$K_{p_{WGC}} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n K_{pj} \quad (3.19)$$

$$K_{i_{WGC}} = \frac{1}{2n} \sum_{j=1}^n K_{ij} \quad (3.20)$$

Orijinal WGC yöntemi, K_f ve K_i 'yi hesaplamak için Denklem (3.18) ve Denklem (3.20)'de verilen ifadelerde $1/2$ çarpanının kullanımını önermiştir [53]. Ancak, yapılan kapsamlı simülasyonlar sonucunda, $(1/2)$ faktör yerine $(1/3)$ veya $(1/4)$ faktörlerinin kullanılmasının, daha düşük tepe değerleri ve daha hızlı yerleşme süreleri gibi performans açısından biraz daha avantajlı sonuçlar ürettiği gözlemlenmiştir. Bu nedenle, bu tez çalışmasında, alternatif K_f değerlerinin hesaplanması için aşağıdaki ifadeler önerilmiştir.

$$K_{f2_{WGC}} = \frac{1}{3m} \sum_{j=1}^m K_{fj} \quad (3.21)$$

$$K_{f3_{WGC}} = \frac{1}{4m} \sum_{j=1}^m K_{fj} \quad (3.22)$$

Benzer şekilde, alternatif K_i değerlerinin hesaplanması için aşağıdaki ifadelerin kullanılması önerilmiştir.

$$K_{i2_{WGC}} = \frac{1}{3n} \sum_{j=1}^n K_{ij} \quad (3.23)$$

$$K_{i3_{WGC}} = \frac{1}{4n} \sum_{j=1}^n K_{ij} \quad (3.24)$$

3.5 Simülasyon Bulguları

Bu bölümde, önerilen PI-PD kontrol yapısı ve tasarım yaklaşımı ile kontrol edilen tek alanlı güç sistemlerinin simülasyon sonuçları verilmiştir. Önerilen tasarım yaklaşımının üstünlüğünün değerlendirilmesi amacıyla üç farklı simülasyon örneği sunulmuştur. İlk olarak, ara ısıtmasız termal türbinden oluşan tek alanlı EGS için simülasyon gerçekleştirilmiştir. Ardından, ara ısıtmalı termal türbinden oluşan tek alanlı EGS için simülasyon yapılmıştır. Son olarak, ara ısıtmalı termal türbin, hidro türbin ve gaz türbininden oluşan tek alanlı bir EGS için simülasyon gerçekleştirilmiş ve bu üç simülasyon örneği için PI-PD kontrolör tasarımları gerçekleştirilmiştir. Tüm simülasyon durumları için önerilen PI-PD denetleyici tasarım yöntemi, literatürde mevcut bazı çalışmalarla karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, önerilen PI-PD kontrolör yapısı ve tasarım yönteminin daha üstün performans sergilediğini göstermiştir.

3.5.1 Durum 3.1

Bu çalışmada, Şekil 2.3'te sunulan ve yalnızca ara ısıtmasız termal türbinden meydana gelen tek alanlı bir EGS ele alınmaktadır. Ara ısıtmasız termal türbinden oluşan tek alanlı EGS'nin nominal parametre değerlerinin $K_p = 120$, $T_p = 20$, $T_r = 0,3$, $T_G = 0,08$ ve $R = 2,4$ [40] ile verildikleri kabul edilmiştir.

Önerilen PI-PD kontrolör tasarım yönteminin sağlamlığını değerlendirmek üzere, tüm sistem parametrelerinde $\pm\%50$ 'lik bir değişim öngörülmüştür. Bu bağlamda, sistemin tüm parametre değerlerinin alt ve üst sınırları aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$K_p \in [60-180], \quad T_p \in [10-30], \quad T_r \in [0,15-0,45], \quad T_G \in [0,04-0,12], \\ R \in [1,2-3,6].$$

Bu değişim aralığı, kontrolörün sistemdeki parametre değişimlerine karşı nasıl tepki vereceğini daha iyi bir şekilde değerlendirmeyi amaçlamaktadır. Bu yaklaşım, kontrolör tasarımının sağlamlığı ve performansının geniş bir yelpazede test edilmesini sağlayarak, sistemdeki belirsizliklerin etkilerini daha iyi anlamamıza olanak tanır.

Ara ısıtmasız termal türbinden oluşan tek alanlı EGS'nin nominal parametre değerleri, Denklem (3.1)'e yerleştirilerek genel güç sistemi transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$G_{TR}(s) = \frac{N_{TR}(s)}{D_{TR}(s)} = \frac{250}{s^3 + 15,88s^2 + 42,46s + 106,25} \quad (3.25)$$

Denklem (3.25)'de $s = j\omega$ yazılarak, $G_{TR}(s)$ fonksiyonunun pay ve paydası, Denklem (3.7)'de verilen formülasyonla ifade edilir. Ardından, $G_{TR}(s)$ fonksiyonunun pay ve payda terimleri, iç döngü karakteristik denklemini elde etmek için Denklem (3.8)'e yerleştirilir. Bunun sonucunda, $\Delta_{PD}(s)$ ifadesi reel ve sanal kısımlara ayrıştırılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta_{PD}(j\omega) = -15,88\omega^2 + 250\omega AK_d \sin(\phi) + 250AK_f \cos(\phi) + 106,25 + j[-\omega^3 + 42,46\omega + 250\omega AK_d \cos(\phi) - 250AK_f \sin(\phi)] = 0 \quad (3.26)$$

Denklem (3.26)'nın reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlendiğinde, iç döngü PD kontrolör parametrelerini belirlemek için aşağıdaki ifadeler kolayca türetilir:

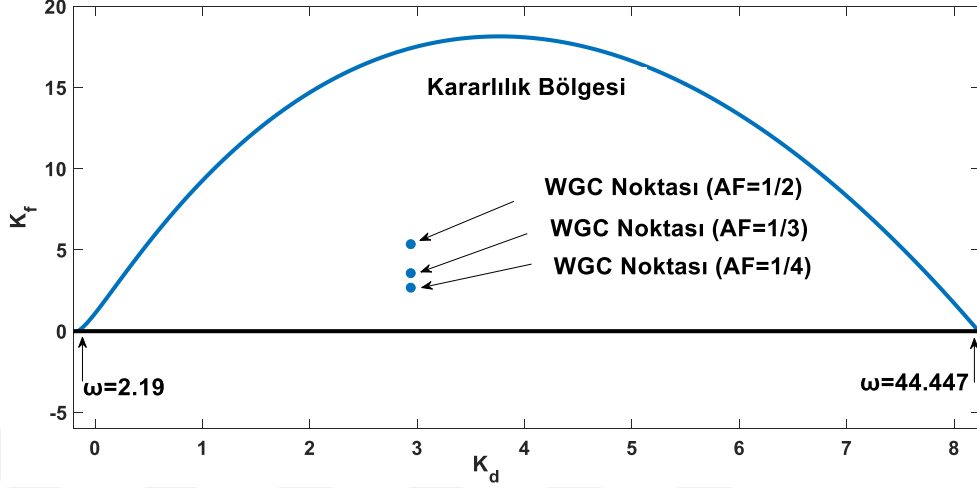
$$K_f = \frac{-\omega^3 \sin(\phi) + 15,88\omega^2 \cos(\phi) + 42,46\omega \sin(\phi) - 106,25 \cos(\phi)}{250A} \quad (3.27)$$

$$K_d = \frac{\omega^3 \cos(\phi) + 15,88\omega^2 \sin(\phi) - 42,46\omega \cos(\phi) - 106,25 \sin(\phi)}{250\omega A} \quad (3.28)$$

Denklem (3.27) ve Denklem (3.28), değişen kazanç payı (A) ve faz payı (ϕ) değerleri için iç döngünün kararlılık bölgelerini belirlemek üzere kullanılabilir. Bu çalışmada, kazanç payı (A) değeri 1; 1,5; 2; 2,5 ve 3 olarak değiştirilmiştir. Benzer şekilde, faz payı (ϕ) değeri de 10° , 20° , 30° ve 40° arasında değiştirilmiştir. Bu değişiklikler, iç döngü kontrolör parametrelerinin etkilerini incelemek ve optimal kontrolör parametrelerini belirlemek amacıyla yapılmıştır. Farklı kazanç ve faz payı değerlerinin kullanılması, iç döngü kontrolörünün kararlılık ve performans özelliklerinin kapsamlı bir şekilde değerlendirilmesine olanak sağlar, böylece sistem davranışının istenen özelliklere en uygun şekilde ayarlanması hedeflenmiştir. Daha sonra, tüm bu farklı durumlar için $[\varepsilon, \omega_{y1}]$ aralığında kararlılık sınır eğrisi $l(K_f, K_d, \omega)$ elde edilmiştir.

Burada ε ve ω_{y1} değerleri sırasıyla 2,19 ve 44,447 olarak hesaplanmıştır. Daha sonra, tüm bu farklı durumlara karşılık gelen WGC noktalarını bulmak için Denklem (3.17), (3.18), (3.21) ve (3.22) kullanılmıştır. Yapılan kapsamlı simülasyonlar sonucunda, genel sistem için en iyi performansın $A=1$ ve $\phi=20^\circ$ ile elde edilebildiği gözlemlenmiştir. Bu sebeple, sadece $A=1$ ve $\phi=20^\circ$ durumu için WGC noktaları, çeşitli ağırlık faktörleri için Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Burada, AF sembolü ağırlık

faktörünü temsil etmektedir. Şekilden, WGC noktasının x ve y eksenlerine denk gelen iç döngü PD kontrolör parametreleri, her bir farklı ağırlık faktörü için belirlenmiştir ve bu değerler Tablo 3.1'de sunulmuştur.



Şekil 3.4 Ara ısıtmasız termal türbinden oluşan güç sistemi modelinin nominal parametre değerlerinin $A=1$ ve $\phi=20^\circ$ için PD kontrolörün KSE ve WGC noktaları

Tablo 3.1 Durum 3.1 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

Tasarım Yöntemleri	K_p	K_i	K_d	K_f	λ	μ
Önerilen PI-PD (1/4)	13,361	80,579	2,939	2,678	-	-
Önerilen PI-PD (1/3)	12,468	107,438	2,939	3,571	-	-
Önerilen PI-PD (1/2)	10,683	161,157	2,939	5,357	-	-
Hote & Rauth [56]	4,085	10,375	1,282	-	-	-
Singh ve ark. [40]	1,500	3,150	0,310	-	-	-
Anwar & Pan [23]	1,520	2,500	0,270	-	-	-
Sondhi & Hote [20]	2,000	3,000	0,400	-	0,90	1,15
Padhan & Majhi [10]	1,490	1,300	0,235	-	-	-
Tan [37]	0,404	0,636	0,183	-	-	-

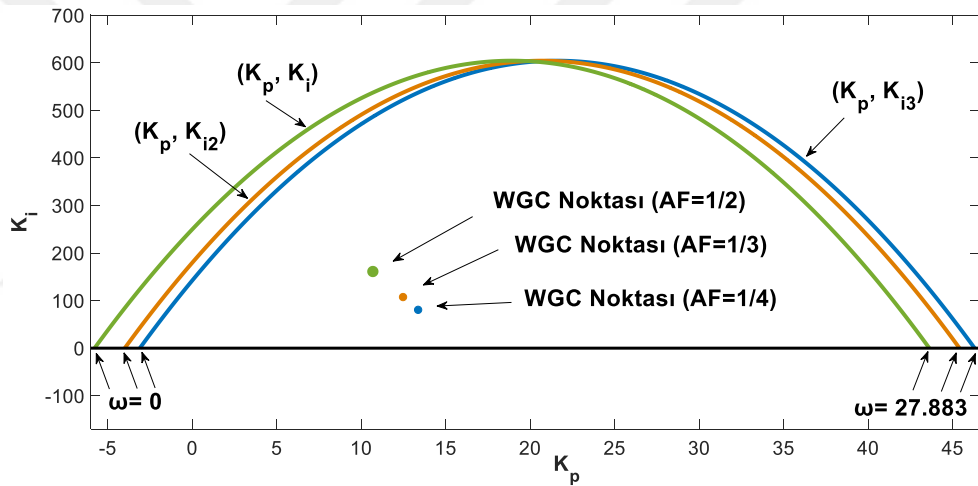
Denklem (3.25)'te sunulan sistem transfer fonksiyonunun pay ve payda kısımları, Denklem (3.7)'de belirtildiği şekilde ifade edildikten sonra, Denklem (3.15) ve Denklem (3.16) kullanılarak dış döngü kontrolör parametrelerinin ifadeleri aşağıdaki gibi türetilmiştir:

$$K_p = 0,06352\omega^2 - K_f - 0,425 \quad (3.29)$$

$$K_i = -0,004\omega^4 + 0,16984\omega^2 + K_d\omega^2 \quad (3.30)$$

Dış döngü PI kontrolör parametre değerlerini hesaplamak için aşağıdaki prosedür uygulanmıştır: İç döngünün kararlılık bölgesinin WGC noktasını bulmak için kullanılan ağırlık faktörü her ne seçilmişse, dış döngü kararlılık bölgesinin WGC noktasının hesaplanmasında da aynı ağırlık faktörleri kullanılmıştır. Örneğin, iç döngü

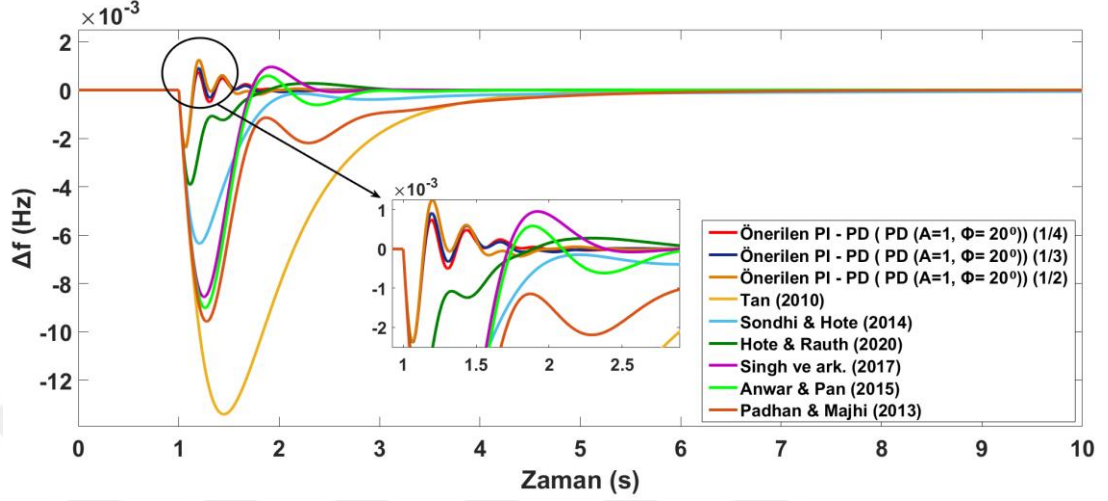
PD kontrolör parametrelerini hesaplamak için 1/2 ağırlık faktörünün kullanıldığını düşünelim. Dolayısıyla Tablo 3.1'de bu duruma karşılık gelen iç döngü PD kontrolör parametreleri Denklem (3.29) ve Denklem (3.30)'a yerleştirilerek ve dış döngünün kararlılık sınır eğrileri çizilmiştir. Sonrasında, 1/2 ağırlık faktörüne karşılık gelen Denklem (3.19) ve Denklem (3.20), Tablo 3.1'de verilen dış döngü WGC noktasını yani dış döngü PI kontrolör parametrelerini elde etmek için kullanılmıştır. Aynı yöntem, 1/3 ve 1/4 ağırlık faktörü kullanılarak yapılan PD ve PI denetleyici tasarımlarında da uygulanmıştır. Şekil 3.5, WGC yöntemini temel alarak oluşturulan dış döngü kararlılık bölgesini ve bu bölgenin farklı AF için ağırlık merkezi noktalarını göstermektedir. Şekil 3.5'te yer alan WGC noktalarından elde edilen dış döngü PI kontrolör parametre değerleri Tablo 3.1'de sunulmuştur.



Şekil 3.5 Ara ısıtmasız termal türbinden oluşan güç sistemi modelinin nominal parametre değerleri için dış döngü PI kontrolörün KSE ve WGC noktaları

Ayrıca, literatürde önerilen diğer bazı tasarım yöntemlerinin YFK için kontrolör parametre değerleri de aynı tabloda sunulmuştur. Yükte $t = 1$ s anında meydana gelen $0,01 p.u.$ 'luk bir yük değişimi için tüm tasarım yöntemlerinin kapalı döngü performansları Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Sondhi ve Hote [20] çalışmasında, kesir dereceli PID kontrolörü kullanılırken, diğer tasarım yöntemlerinde ise klasik PID kontrolörleri tercih edilmiştir. Önerilen PI-PD kontrolör tasarım yaklaşımlarının en iyi performansı sunduğu açıkça görülmektedir. Farklı AF kullanılarak tasarlanmış ve bu tez çalışmasında önerilmiş olan PI-PD kontrolör tasarım yöntemleri arasında, daha küçük ağırlık faktörü kullanılarak yapılan tasarımda kapalı çevrim cevapta daha küçük tepe değerlerine sahip salınımlar elde edildiği ve çok az da olsa kapalı çevrim cevabın

iyileştiği gözlemlenmektedir. Bu yorumlar aynı zamanda nominal durum için Tablo 3.2’te verilen integral performans kriteri değerlerinden ve Tablo 3.3’te sunulan tepe değerleri ve yerleşme zaman değerleri ile uyushmaktadır.



Şekil 3.6 Nominal parametre değerlerinde Durum 3.1 için frekans değışimleri

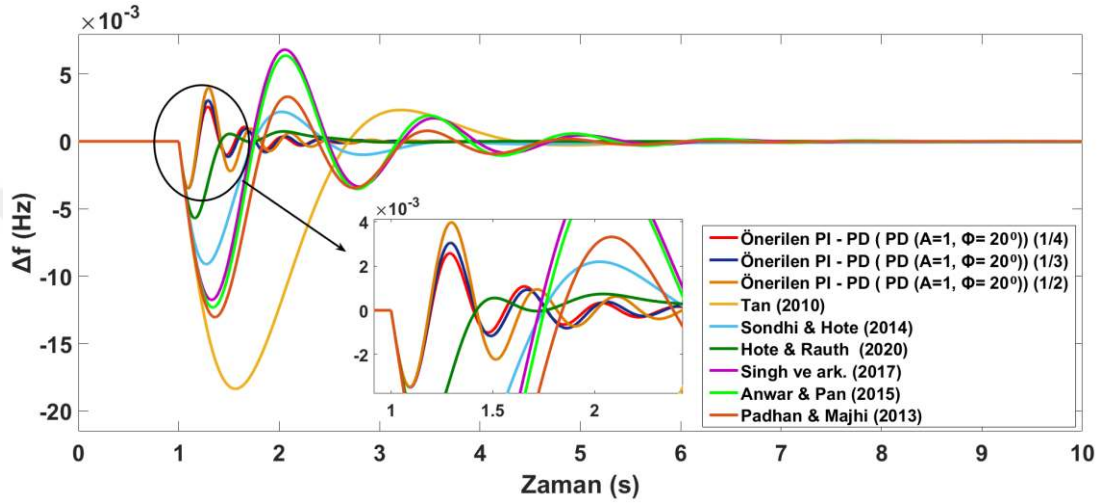
Tablo 3.2 Durum 3.1 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre			+%50 Parametre Değişimi			-%50 Parametre Değişimi		
	ISE (10 ⁻⁶)	IAE (10 ⁻⁶)	ITAE (10 ⁻⁶)	ISE (10 ⁻⁶)	IAE (10 ⁻⁶)	ITAE (10 ⁻⁶)	ISE (10 ⁻⁶)	IAE (10 ⁻⁶)	ITAE (10 ⁻⁶)
Önerilen PI-PD (1/4)	0,47	0,41	0,51	2,10	1,21	1,75	0,09	0,18	0,23
Önerilen PI-PD (1/3)	0,48	0,42	0,53	2,44	1,33	1,93	0,08	0,16	0,21
Önerilen PI-PD (1/2)	0,54	0,46	0,59	3,64	1,70	2,55	0,07	0,15	0,19
Hote & Rauth [56]	2,65	1,38	2,06	6,26	1,92	2,84	1,25	1,14	1,75
Singh ve ark. [40]	23,07	3,89	5,36	72,15	11,79	25,44	9,06	3,17	4,94
Anwar & Pan [23]	26,14	4,26	6,09	76,33	12,15	26,60	10,95	3,99	7,03
Sondhi & Hote [20]	14,05	4,29	9,95	30,65	6,28	13,16	7,38	4,26	11,13
Padhan & Majhi [10]	35,88	7,68	16,05	76,19	10,68	21,27	19,14	7,66	19,74
Tan [37]	137,90	15,73	30,26	251,04	20,24	39,15	69,49	15,65	42,92

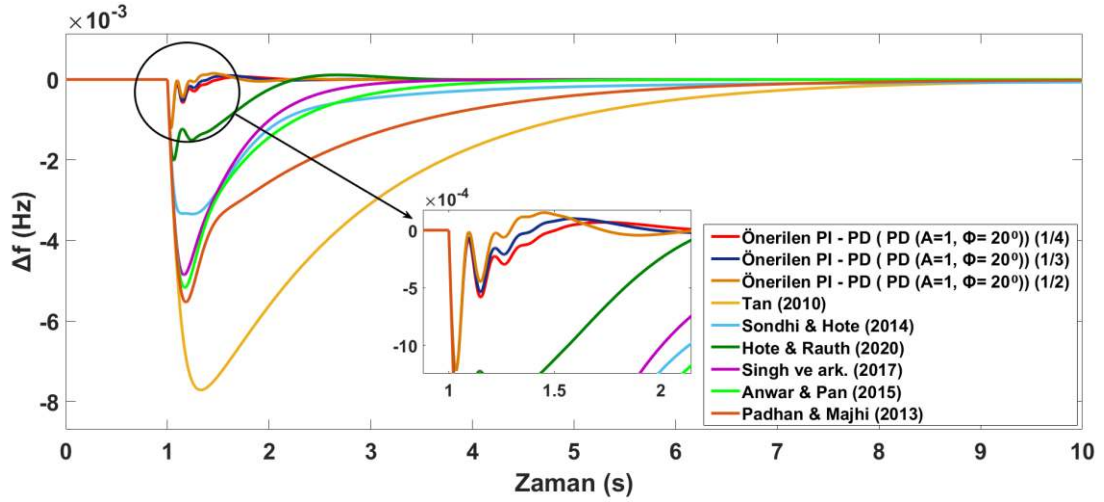
Tablo 3.3 Durum 3.1 için sistem performanslarının karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre		+%50 Parametre Değişimi		-%50 Parametre Değişimi	
	Tepe Değeri (10 ⁻³)	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10 ⁻³)	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10 ⁻³)	Yerleşme Zamanı (s)
Önerilen PI-PD (1/4)	2,40	1,91	3,50	2,82	1,20	2,03
Önerilen PI-PD (1/3)	2,40	2,11	3,50	2,84	1,20	1,88
Önerilen PI-PD (1/2)	2,40	2,23	4,00	2,96	1,20	2,06
Hote & Rauth [56]	3,90	2,91	5,70	2,69	2,00	3,28
Singh ve ark. [40]	8,60	2,27	11,80	5,28	4,90	3,09
Anwar & Pan [23]	9,00	2,75	12,30	5,79	5,20	3,92
Sondhi & Hote [20]	6,30	4,26	9,10	3,37	3,30	6,06
Padhan & Majhi [10]	9,60	5,10	13,00	4,52	5,50	6,83
Tan [37]	13,40	4,29	18,40	4,13	7,70	7,54

Bir kontrolörün sistem parametrelerinde meydana gelebilecek değişikliklere karşı sağlam performans sergilemesi beklenmektedir. Dolayısıyla, bu tez çalışmasında, tasarlanan tüm kontrolörlerin performansı, sistem transfer fonksiyonu parametrelerinde $\pm\%50$ değişimin meydana geldiği kabul edilerek benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Sistem transfer fonksiyonundaki tüm parametrelerde $+\%50$ ve $-\%50$ olan değişimler için kapalı çevrim sonuçları sırasıyla Şekil 3.7 ve 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.7 Durum 3.1 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin $+\%50$ değişimi için frekans değişimleri



Şekil 3.8 Durum 3.1 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin $-\%50$ değişimi için frekans değişimleri

Parametre değişikliklerinin olduğu durum için, integral performans kriter değerleri Tablo 3.2’de sunulmuştur. Ayrıca, sistem transfer fonksiyonu parametrelerinde varsayılan değişimler altında tepe ve yerleşme süresi değerleri Tablo 3.3’te yer

almaktadır. Şekil 3.7 ve 3.8 ile Tablo 3.2 ve 3.3 elde edilen verilerinden, önerilen PI-PD kontrolör yaklaşımının karşılaştırma amaçlı kullanılan tasarım yöntemlerine göre nominal durumda olduğu gibi, sistem transfer fonksiyonu parametrelerinde meydana gelebilecek değişimler için de genellikle çok daha iyi kapalı döngü performanslarını sağladığı sonucuna varılmıştır.

3.5.2 Durum 3.2

Bu çalışma kapsamında, yalnızca ara ısıtmalı termal türbinden oluşan ve Şekil 2.3'te sunulan tek alanlı bir EGS ele alınmıştır. Söz konusu, ara ısıtmalı termal türbinden oluşan tek alanlı EGS'nin nominal parametre değerleri $T_G = 0,08$, $T_T = 0,3$, $K_P = 120$, $T_P = 20$, $T_r = 4,2$, $K_r = 0,35$ ve $R = 2,4$ [40] olarak kabul edilmiştir.

Ara ısıtmalı türbine sahip tek alanlı EGS'nin sağlamlığını incelemek için tüm sistem parametrelerinde $\pm\%50$ 'lik değişim istenmektedir. Bu kapsamda tüm sistem parametre değerlerinin $\%50$ değişmesi sonucunda parametre değerlerinin alt ve üst sınır değerleri aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$K_P \in [60-180], \quad T_P \in [10-30], \quad T_T \in [0,15-0,45], \quad T_G \in [0,04-0,12], \\ T_r \in [2,1-6,3], \quad K_r \in [0,175-0,525] \text{ ve } R \in [1,2-3,6].$$

Ara ısıtmalı termal türbine sahip EGS için Denklem (3.1)'deki genel güç sistemi transfer fonksiyonu şu şekilde bulunabilir:

$$G_{TR}(s) = \frac{N_{TR}(s)}{D_{TR}(s)} = \frac{87,5s + 59,52}{s^4 + 16,12s^3 + 46,24s^2 + 48,65s + 25,3} \quad (3.31)$$

İç döngünün karakteristik denklemi $\Delta_{PD}(j\omega)$ 'yi elde etmek için öncelikle Denklem (3.31)'e $s = j\omega$ yazılarak $G_{TR}(s)$ fonksiyonunun pay ve paydası, Denklem (3.7)'deki formülasyon gibi ifade edildikten sonra Denklem (3.8)'e yerleştirilir. Sonrasında, Denklem (3.8)'de $\Delta_{PD}(j\omega)$ reel ve sanal kısımlara ayrıştırılarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

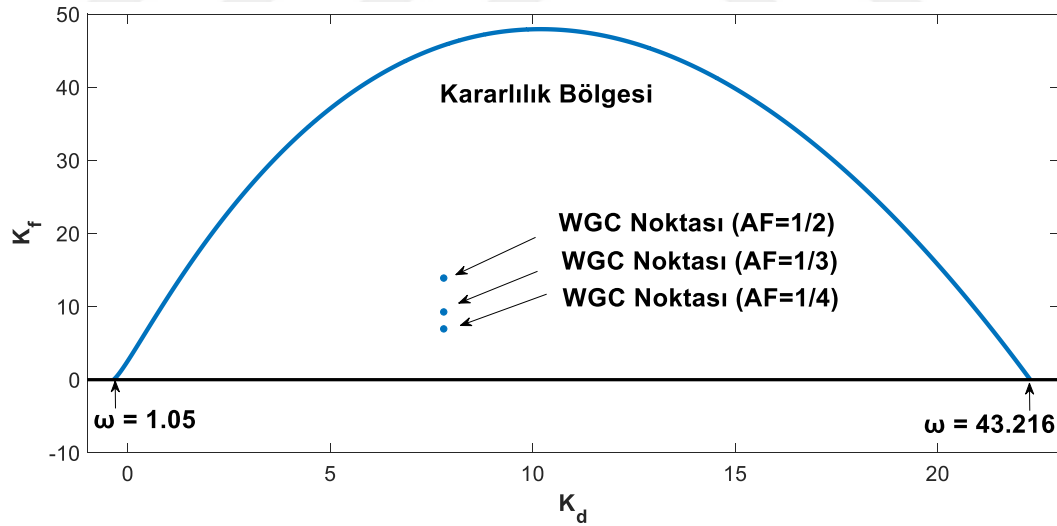
$$\Delta_{PD}(j\omega) = \omega^4 - 46,24\omega^2 - 87,5AK_d \cos(\phi)\omega^2 + 59,52AK_d \sin(\phi)\omega + \\ 87,5AK_f \sin(\phi)\omega + 59,52AK_f \cos(\phi) + 25,3 + j[-16,12\omega^3 + 87,5AK_d \sin(\phi)\omega^2 \\ + 59,52AK_d \cos(\phi)\omega + 48,65\omega + 87,5AK_f \cos(\phi)\omega - 59,52AK_f \sin(\phi)] = 0. \quad (3.32)$$

Böylece, Denklem (3.32)'nin reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenerek, dış döngü kontrolör parametreleri K_f ve K_d sırasıyla aşağıdaki gibi türetilir:

$$K_f = \frac{-87,5\omega^5 \sin(\phi) + 1350,98\omega^4 \cos(\phi) + 3086,53\omega^3 \sin(\phi) - 1504,67\omega^2 \cos(\phi) + 681,89\omega \sin(\phi) - 1505,85 \cos(\phi)}{A(7656,25\omega^2 + 3542,63)} \quad (3.33)$$

$$K_d = \frac{87,5\omega^5 \cos(\phi) + 1350,98\omega^4 \sin(\phi) - 3086,53\omega^3 \cos(\phi) - 1504,67\omega^2 \sin(\phi) - 681,89\omega \cos(\phi) - 1505,85 \sin(\phi)}{\omega A(7656,25\omega^2 + 3542,63)} \quad (3.34)$$

Değişen A ve ϕ değerleri için iç döngünün kararlılık bölgesi, Denklem (3.33) ve Denklem (3.34) kullanılarak belirlenir. Durum 3.1'de olduğu gibi, yapılan kapsamlı simülasyonlar en iyi performansın $A=1$ ve $\phi=20^\circ$ ile elde edilebileceğini ortaya koymuştur. Dolayısıyla, söz konusu duruma karşılık gelen $[1,05 \ 43,216]$ aralığında kararlılık sınır eğrisi $l(K_f, K_d, \omega)$, Şekil 3.9'da görüldüğü gibi elde edilmiştir. WGC yöntemini temel alan ağırlık merkezi noktaları, çeşitli AF için Denklem (3.17), (3.18), (3.21) ve (3.22) kullanılarak Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Her bir farklı ağırlık faktörü için WGC noktalarına denk gelen iç döngü PD kontrolör parametreleri Tablo 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.9 Ara ısıtmalı termal türbinden oluşan güç sistemi modelinin nominal parametre değerlerinin $A=1$ ve $\phi=20^\circ$ için PD denetleyicinin KSE ve WGC noktaları

Tablo 3.4 Durum 3.2 için tüm tasarım yöntemlerinin denetleyici parametre değerleri

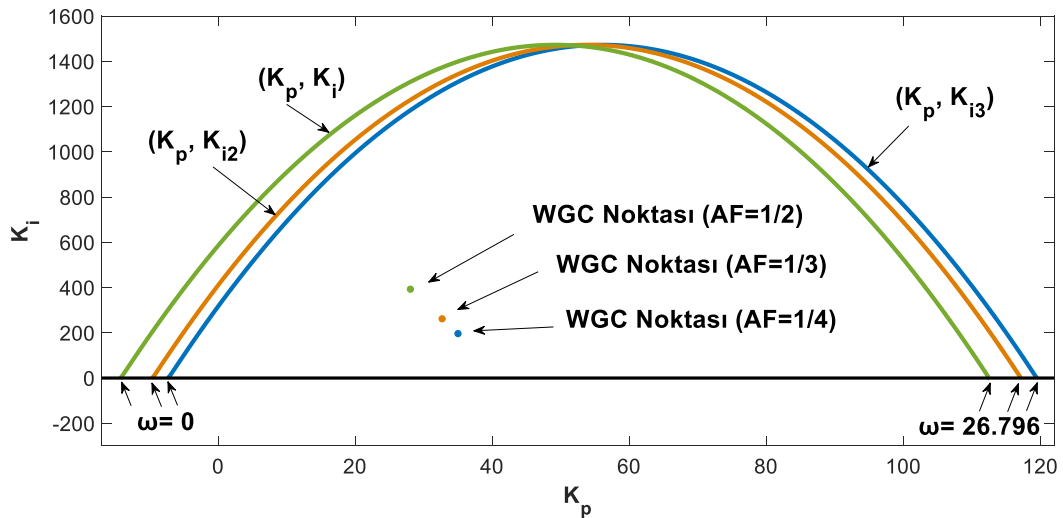
Tasarım Yöntemleri	K_p	K_i	K_d	K_f	λ	μ
Önerilen PI-PD (1/4)	35,00	196,37	7,80	6,95	-	-
Önerilen PI-PD (1/3)	32,69	261,82	7,80	9,26	-	-
Önerilen PI-PD (1/2)	28,06	392,74	7,80	13,90	-	-
Singh ve ark. [40]	10,25	4,25	3,50	-	-	-
Anwar & Pan [23]	10,60	2,50	2,57	-	-	-
Sondhi & Hote [20]	6,00	4,00	1,00	-	0,90	1,20
Padhan & Majhi [10]	6,16	1,93	1,16	-	-	-
Tan [37]	2,79	1,27	0,79	-	-	-

Denklem (3.31)'de sunulan sistem transfer fonksiyonunun pay ve payda kısımları, Denklem (3.7)'deki gibi ifade edilir. Ardından, Denklem (3.15) ve Denklem (3.16) kullanılarak dış döngü PI denetleyici parametreleri için ifadeler şu şekilde elde edilir:

$$K_p = \frac{1350,98\omega^4 - 7656,25K_f\omega^2 - 1504,67\omega^2 - 3542,63K_f - 1505,85}{7656,25\omega^2 + 3542,63} \quad (3.35)$$

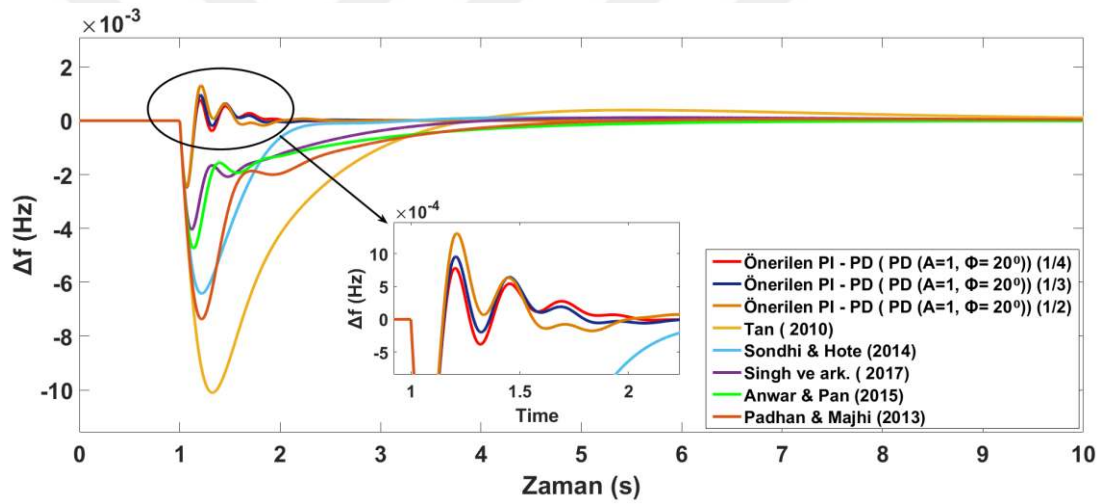
$$K_i = \frac{-87,5\omega^6 + 7656,25K_d\omega^4 + 3086,54\omega^4 + 3542,63K_d\omega^2 + 681,90\omega^2}{7656,25\omega^2 + 3542,63} \quad (3.36)$$

Faklı AF için iç döngü kararlılık bölgesinin WGC noktaları, Denklem (3.35) ve Denklem (3.36)'da yerleştirilerek, dış döngüyü, yani genel sistemin KSE çizmek için kullanılır. Böylece, [0 26,796] aralığında dış döngü kararlılık sınır eğrisi $l(K_p, K_i, \omega)$, Şekil 3.10'deki gibi elde edilmektedir. Farklı AF için WGC yöntemini temel alan ağırlık merkezi noktaları da Şekil 3.10'da gösterilmiştir. Faklı AF için bu ağırlık merkezi noktalarının koordinatları, Tablo 3.4'te verilen dış döngü PI denetleyici parametrelerini de içermektedir.



Şekil 3.10 Ara ısıtım termal türbinden oluşan güç sistemi modelinin nominal parametre değerleri için dış döngü PI kontrolörün KSE ve WGC noktaları

Tüm tasarım yöntemlerinin, $t=1s$ anında yükte meydana gelen $0,01p.u.$ yük değişimi için kapalı döngü performansları Şekil 3.11’de gösterilmiştir. Önerilen PI-PD tasarım yöntemi, literatürde yapılan mevcut bazı tasarım yöntemleriyle karşılaştırılarak değerlendirilmiştir. Durum 3.1’de olduğu gibi, nominal parametre değerleri için en iyi performans, önerilen PI-PD kontrolör tasarım yaklaşımıyla elde edilmiştir. Durum 3.1’deki sonuçlarda gözlemlendiği gibi, ağırlık faktörü azaldıkça kapalı çevrim sistemin performansında çok az bir artış olduğu gözlemlenmiştir. Nominal transfer fonksiyonu parametre değerleri için integral performans kriteri değerleri Tablo 3.5’te, tepe değeri ve yerleşme süresi gibi performans değerlendirme indeksleri ise Tablo 3.6’da sunulmuştur. Tablo 3.5 ve Tablo 3.6’nın incelenmesi sonucunda, Şekil 3.11’den elde edilen benzer değerlendirmelere ulaşıldığı görülmüştür.



Şekil 3.11 Nominal parametre değerlerinde Durum 3.2 için frekans değişimleri

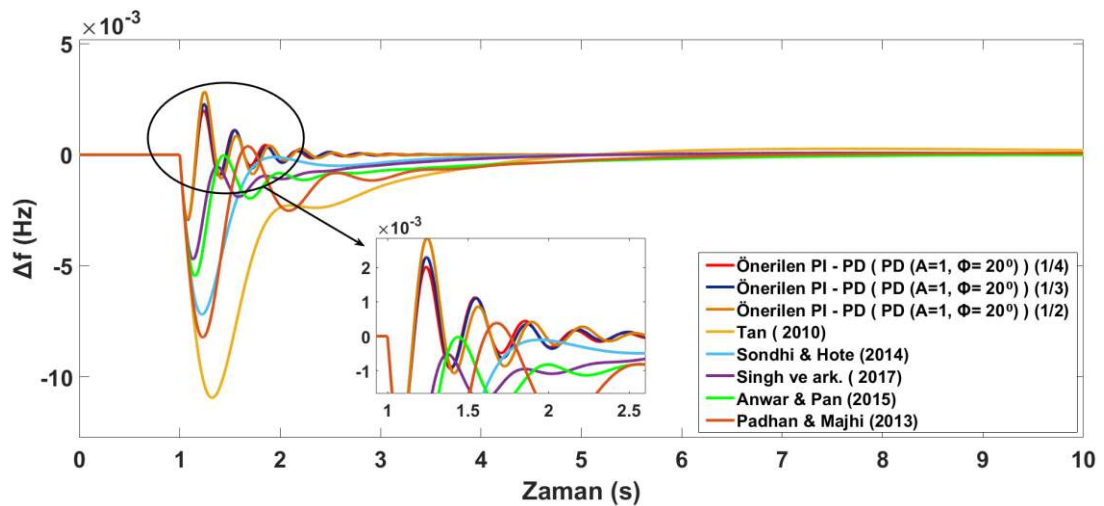
Tablo 3.5 Durum 3.2 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre			+%50 Parametre Değişimi			-%50 Parametre Değişimi		
	ISE (10^{-6})	IAE (10^{-6})	ITAE (10^{-6})	ISE (10^{-6})	IAE (10^{-6})	ITAE (10^{-6})	ISE (10^{-6})	IAE (10^{-6})	ITAE (10^{-6})
Önerilen PI-PD (1/4)	0,53	0,48	0,68	1,25	0,92	1,37	0,31	0,42	0,59
Önerilen PI-PD (1/3)	0,56	0,48	0,67	1,36	0,96	1,41	0,31	0,41	0,57
Önerilen PI-PD (1/2)	0,62	0,53	0,71	1,67	1,07	1,55	0,31	0,41	0,58
Singh ve ark. [40]	5,28	3,38	8,37	5,23	3,20	8,02	4,26	2,34	3,94
Anwar & Pan [23]	6,99	3,99	9,22	7,61	4,24	11,38	5,57	3,71	10,54
Sondhi & Hote [20]	16,03	4,01	7,10	15,83	3,76	6,75	15,12	4,26	8,45
Padhan & Majhi [10]	19,45	5,76	12,21	21,44	6,06	14,39	15,90	5,01	11,83
Tan [37]	61,75	11,32	27,70	57,81	10,80	26,85	48,55	7,87	14,73

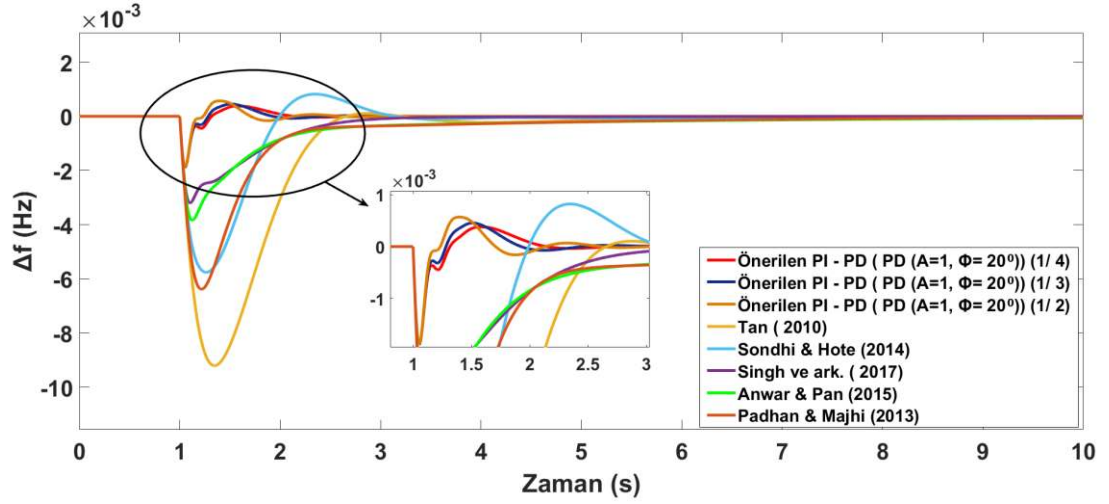
Tablo 3.6 Durum 3.2 için sistem performanslarının karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre		+%50 Parametre Değişimi		-%50 Parametre Değişimi	
	Tepe Değeri (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)
Önerilen PI-PD (1/4)	2,50	1,98	2,90	2,79	1,90	2,07
Önerilen PI-PD (1/3)	2,50	2,12	2,90	2,55	1,90	2,31
Önerilen PI-PD (1/2)	2,50	2,33	2,90	2,73	1,90	2,48
Singh ve ark. [40]	4,00	3,39	4,70	4,93	3,20	3,17
Anwar & Pan [23]	4,70	5,64	5,50	6,86	3,80	6,70
Sondhi & Hote [20]	6,40	2,34	7,20	3,86	5,80	3,04
Padhan & Majhi [10]	7,40	4,66	8,20	6,06	6,40	5,55
Tan [37]	10,10	6,95	10,90	5,03	9,20	4,44

Tüm kontrolör tasarımlarının sağlamlığı, sistem transfer fonksiyonu parametrelerinde $\pm\%50$ 'lik değişim olduğu varsayılarak araştırılmıştır. Şekil 3.12 ve 3.13, sistem transfer fonksiyonu parametrelerindeki sırasıyla $+\%50$ ve $-\%50$ 'lik değişimlere yönelik kapalı döngü frekans yanıtlarını göstermektedir. Parametre değerlerindeki değişimler için integral performans kriteri değerleri, tepe ve yerleşme süresi gibi performans kriteri değerleri sırasıyla Tablo 3.5 ve Tablo 3.6'da sunulmuştur. Şekil ve tablolardan açıkça görülebileceği üzere, önerilen PI-PD kontrol tasarım yöntemi, karşılaştırılan diğer tasarım yöntemlerine göre belirgin bir şekilde üstün bir performans sergilediği görülmektedir. Dolayısıyla, önerilen yöntemin daha iyi sonuçlar vermesi nedeniyle daha etkin bir kontrol sağladığı görülmüştür.



Şekil 3.12 Durum 3.2 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin $+\%50$ değişimi için frekans değişimleri

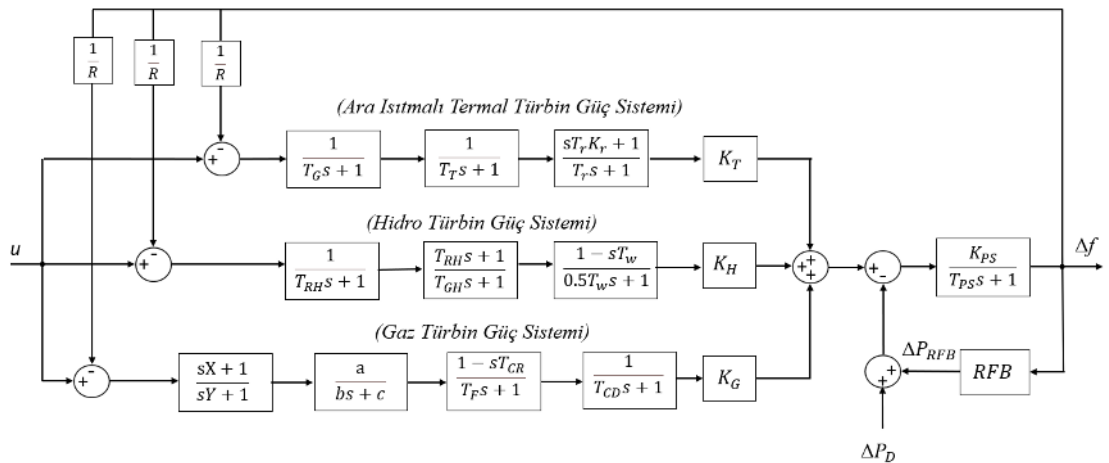


Şekil 3.13 Durum 3.2 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin -%50 değişimi için frekans değişimleri

3.5.3 Durum 3.3

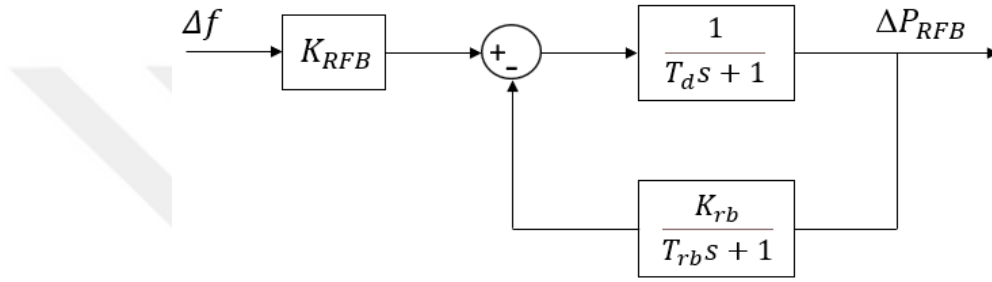
Bu çalışmada ise ara ısıtma türbinli enerji santrali, hidro türbinli enerji santrali ve gaz türbinli enerji santrali gibi farklı enerji üretim birimlerinden oluşan tek alanlı ve çok kaynaklı bir EGS simülasyonunu içermektedir [57]. Tek alanlı ve çok kaynaklı EGS, Şekil 3.14'te gösterilmiştir ve bu EGS'nin nominal parametre değerleri aşağıda gibi belirlenmiştir:

$$K_{PS} = 65,2174, T_{PS} = 10,8696, R = 2,4, T_i = 0,3, K_r = 0,3, T_g = 0,08, T_r = 10, \\ T_{RH} = 28,75, T_R = 5, T_{GH} = 0,2, T_w = 1, X = 0,6, Y = 1, a = c = 1, b = 0,05, \\ T_{CR} = 0,01, T_F = 0,23, K_{RFB} = 1,8, T_{CD} = 0,2, K_T = 0,5435, K_H = 0,3261, \\ K_G = 0,1304, T_d = 0, K_{rb} = 0, T_{rb} = 0.$$



Şekil 3.14 Tek alanlı ve çok kaynaklı güç sisteminin blok diyagramı

Tek alanlı ve çok kaynaklı EGS'nin Redoks akış pilleri (RFB) ünitesine sahip olduğu varsayılarak analiz edilmiştir. RFB, en basit enerji depolama teknolojilerinden birini temsil etmektedir. RFB, 10 KW'dan 10 MW'ya kadar güç aralığına ve 2 ile 10 saat depolama sürelerine sahip uygulamalar için oldukça uygun olduğu literatürde belirtilmiştir [35, 57]. RFB'ler, enerjiyi kimyasal enerjiden elektrik enerjisine veya tam tersini dönüştüren bir hücre yığını aracılığıyla ayrılmış iki tankta depolamaktadır. RFB aslında yüksek dereceli doğrusal olmayan bir modeldir; ancak YFK için doğrusallaştırılmış modeli Şekil 3.15'te gösterilmiştir [36, 57].



Şekil 3.15 YFK için RFB'nin doğrusallaştırılmış modeli

Tek alanlı ve çok kaynaklı güç sisteminin transfer fonksiyonu şu şekilde elde edilir:

$$G_{TR}(s) = \frac{N_{TR}(s)}{D_{TR}(s)} = \frac{\begin{pmatrix} -0,14s^9 - 4,80s^8 - 32,48s^7 + 268,34s^6 + 4052,64s^5 + \\ 17703,60s^4 + 32805,60s^3 + 23752,08s^2 + 4520,64s + \\ 156,51 \end{pmatrix}}{\begin{pmatrix} 0,04s^{11} + 2,66s^{10} + 69,55s^9 + 974,89s^8 + 8095,27s^7 + \\ 41499,16s^6 + 131802,20s^5 + 250676,10s^4 + 261238,80s^3 \\ + 121571,80s^2 + 13647,51s + 349,35 \end{pmatrix}} \quad (3.37)$$

Denklem (3.37)'de $s = j\omega$ yazılarak, Durum 3.1 ve Durum 3.2'deki aynı prosedürlerin takip edilmesiyle iç döngü karakteristik denklemi $\Delta_{PD}(j\omega)$ 'nin reel ve sanal kısımlara ayrıştırılarak aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
\Delta_{PD}(j\omega) = & -2,66\omega^{10} + 0,14AK_d \cos(\phi)\omega^{10} - 4,80AK_d \sin(\phi)\omega^9 - 0,14AK_f \sin(\phi)\omega^9 \\
& + 974,89\omega^8 - 32,48AK_d \cos(\phi)\omega^8 - 4,80AK_f \cos(\phi)\omega^8 - 268,34AK_d \sin(\phi)\omega^7 + \\
& 32,48AK_f \sin(\phi)\omega^7 - 41499,16\omega^6 - 4052,64AK_d \cos(\phi)\omega^6 - 268,34AK_f \cos(\phi)\omega^6 + \\
& 17703,6AK_d \sin(\phi)\omega^5 + 4052,64AK_f \sin(\phi)\omega^5 + 2506782,1\omega^4 + 32805,6AK_d \cos(\phi)\omega^4 + \\
& 17703,6AK_f \cos(\phi)\omega^4 - 23752,08AK_d \sin(\phi)\omega^3 - 32805,6AK_f \sin(\phi)\omega^3 - 121571,8\omega^2 - \\
& 4520,64AK_d \cos(\phi)\omega^2 - 23752,08AK_f \cos(\phi)\omega^2 + 156,51AK_d \sin(\phi)\omega + \\
& 4520,64AK_f \sin(\phi)\omega + 156,51AK_f \cos(\phi) + 349,35 + j[-0,04\omega^{11} - 0,14AK_d \sin(\phi)\omega^{10} + \\
& 69,55\omega^9 - 4,80AK_d \cos(\phi)\omega^9 - 0,14AK_f \cos(\phi)\omega^9 + 32,48AK_d \sin(\phi)\omega^8 + \\
& 4,80AK_f \sin(\phi)\omega^8 - 8095,27\omega^7 - 268,34AK_d \cos(\phi)\omega^7 + 32,48AK_f \cos(\phi)\omega^7 + \\
& 4052,64AK_d \sin(\phi)\omega^6 + 268,34AK_f \sin(\phi)\omega^6 + 131802,2\omega^5 + 17703,6AK_d \cos(\phi)\omega^5 + \\
& 4052,64AK_f \cos(\phi)\omega^5 - 32805,6AK_d \sin(\phi)\omega^4 - 17703,6AK_f \sin(\phi)\omega^4 - 261238,8\omega^3 - \\
& 23752,08AK_d \cos(\phi)\omega^3 - 32805,6AK_f \cos(\phi)\omega^3 + 4520,64AK_d \sin(\phi)\omega^2 + \\
& 23752,08AK_f \sin(\phi)\omega^2 + 13647,51\omega + 156,51AK_d \cos(\phi)\omega + 4520,64AK_f \cos(\phi)\omega - \\
& 156,51AK_f \sin(\phi)] = 0.
\end{aligned}$$

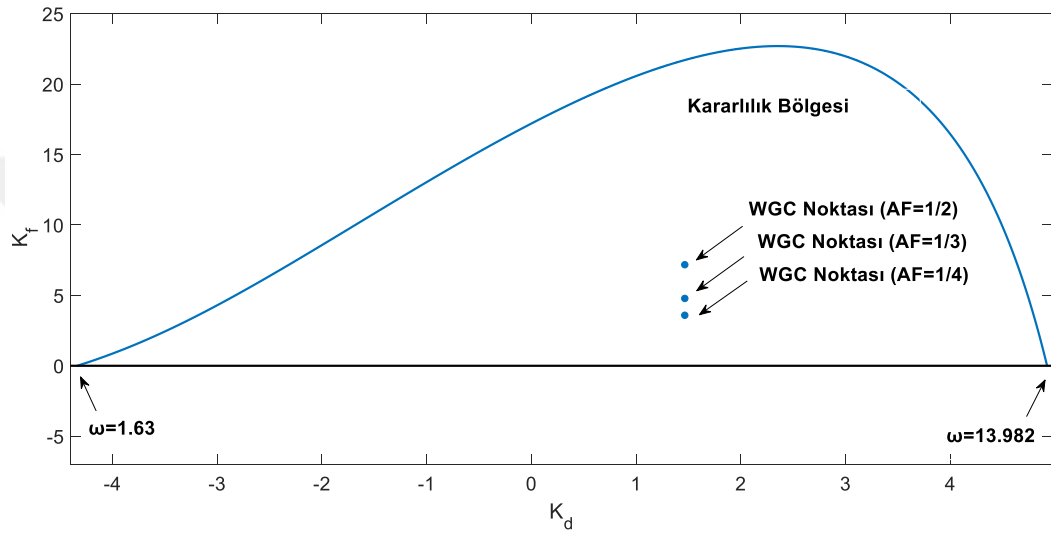
(3.38)

Denklem (3.38) ile elde edilen iç döngü karakteristik denkleminin reel ve sanal kısımlarının sıfıra eşitlenmesiyle iç döngü PD kontrolör parametreleri K_f ve K_d 'nin ifadeleri aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned}
K_f = & \left(\begin{aligned}
& -4889820266496\cos(\phi)\omega^{20} - 147133869064192\sin(\phi)\omega^{19} \\
& -1369065369108481\cos(\phi)\omega^{18} - 83375100862136304\sin(\phi)\omega^{17} \\
& +619698259887129088\cos(\phi)\omega^{16} - 6076511710133351424\sin(\phi)\omega^{15} \\
& +90250970656610942976\cos(\phi)\omega^{14} + 97789503596354322432\sin(\phi)\omega^{13} \\
& +2950642376842572988416\cos(\phi)\omega^{12} + 10850897636992386859008\sin(\phi)\omega^{11} \\
& +27664545099864124424192\cos(\phi)\omega^{10} + 182810957169443569926144\sin(\phi)\omega^9 \\
& -31591341367050079567872\cos(\phi)\omega^8 + 959279995666464858177536\sin(\phi)\omega^7 \\
& -929676517056677939249152\cos(\phi)\omega^6 + 1127702471780750566883328\sin(\phi)\omega^5 \\
& -1094142932876737648787456\cos(\phi)\omega^4 + 164416738246785008402432\sin(\phi)\omega^3 \\
& -28832092845098877845504\cos(\phi)\omega^2 + 466964734696174321664\sin(\phi)\omega \\
& -45866252157260390400\cos(\phi)
\end{aligned} \right) \\
& \left(\begin{aligned}
& (16630113370112A)\omega^{18} + (11685129919397888A)\omega^{16} + (2090356755685965568A)\omega^{14} \\
& + (146317856968905031680A)\omega^{12} + (4209881623366415155200A)\omega^{10} \\
& + (50799932419881807380480A)\omega^8 + (227977033946506066919424A)\omega^6 \\
& + (229091409514947741220864A)\omega^4 + (10906321126752153239552A)\omega^2 \\
& + 20548004083360858112A
\end{aligned} \right)
\end{aligned} \tag{3.39}$$

$$\begin{aligned}
K_d = & \left(\begin{aligned}
& -4889820266496\sin(\phi)\omega^{20} + 147133869064192\cos(\phi)\omega^{19} \\
& -1369065369108481\sin(\phi)\omega^{18} + 83375100862136304\cos(\phi)\omega^{17} \\
& +619698259887129088\sin(\phi)\omega^{16} + 6076511710133351424\cos(\phi)\omega^{15} \\
& +90250970656610942976\sin(\phi)\omega^{14} - 97789503596354322432\cos(\phi)\omega^{13} \\
& +2950642376842572988416\sin(\phi)\omega^{12} - 10850897636992386859008\cos(\phi)\omega^{11} \\
& +27664545099864124424192\sin(\phi)\omega^{10} - 182810957169443569926144\cos(\phi)\omega^9 \\
& -31591341367050079567872\sin(\phi)\omega^8 - 959279995666464858177536\cos(\phi)\omega^7 \\
& -929676517056677939249152\sin(\phi)\omega^6 - 1127702471780750566883328\cos(\phi)\omega^5 \\
& -1094142932876737648787456\sin(\phi)\omega^4 - 164416738246785008402432\cos(\phi)\omega^3 \\
& -28832092845098877845504\sin(\phi)\omega^2 - 466964734696174321664\cos(\phi)\omega \\
& -45866252157260390400\sin(\phi)
\end{aligned} \right) \\
& \left(\begin{aligned}
& (16630113370112A)\omega^{19} + (11685129919397888A)\omega^{17} + (2090356755685965568A)\omega^{15} \\
& + (146317856968905031680A)\omega^{13} + (4209881623366415155200A)\omega^{11} \\
& + (50799932419881807380480A)\omega^9 + (227977033946506066919424A)\omega^7 \\
& + (229091409514947741220864A)\omega^5 + (10906321126752153239552A)\omega^3 \\
& + (20548004083360858112A)\omega
\end{aligned} \right)
\end{aligned} \tag{3.40}$$

Önceki çalışmalarda olduğu gibi bu çalışmada da kapsamlı simülasyon sonucunda sistem için en iyi performansın $A=1$ ve $\phi=20^\circ$ değerleri için elde edildiği tespit edilmiştir. Denklem (3.39) ve Denklem (3.40) kullanılarak $[1,63 \ 13,982]$ aralığında iç döngünün kararlılık sınır eğrisi $l(K_f, K_d, \omega)$, Şekil 3.16'da gösterildiği şekilde elde edilmiştir. Ayrıca, Şekil 3.16, çeşitli ağırlık faktörlerinin WGC noktalarını da içermektedir.



Şekil 3.16 Tek alanlı ve çok kaynaklı güç sistemi modelinin nominal parametre değerlerinin $A=1$ ve $\phi=20^\circ$ için PD denetleyicinin KSE ve WGC noktaları

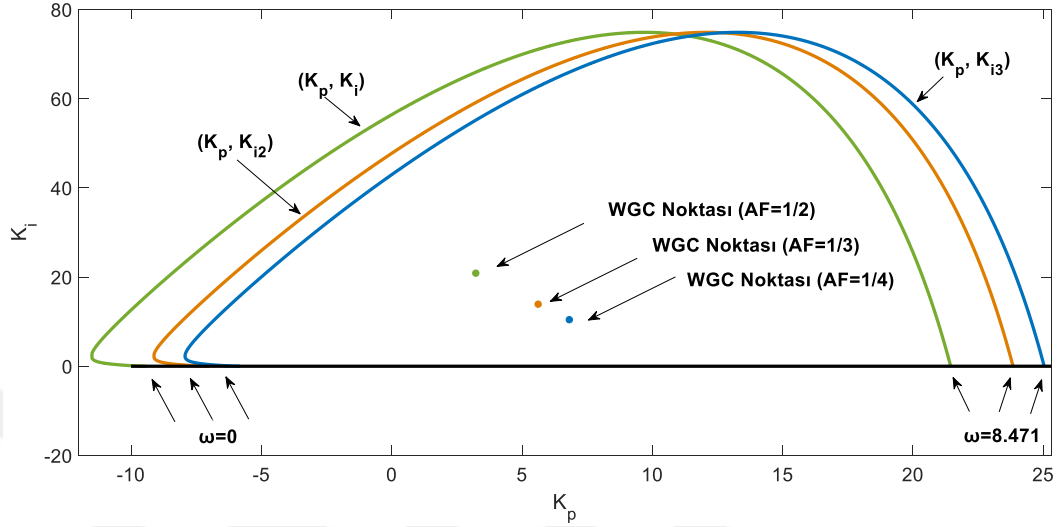
Benzer şekilde, Denklem (3.15) ve Denklem (3.16) kullanılarak dış döngü kontrolör parametrelerinin ifadeleri şu şekilde elde edilmiştir.

$$K_p = \frac{\left(\begin{aligned} &-4889820266496\omega^{20} + (-16630113370112K_f - 1369065369108481)\omega^{18} \\ &+ (619698259887129088 - 11685129919397888K_f)\omega^{16} \\ &+ (90250970656610942976 - 2090356755685965568K_f)\omega^{14} \\ &+ (2950634317403550908416 - 146317856968905031680K_f)\omega^{12} \\ &+ (27664094902734334984192 - 4209881623366415155200K_f)\omega^{10} \\ &+ (-50799932419881807380480K_f - 31561639654932319567872)\omega^8 \\ &+ (-227977033946506066919424K_f - 929716366434338867249152)\omega^6 \\ &+ (-229091409514947741220864K_f - 1094142670297872210067456)\omega^4 \\ &+ (-10906321126752153239552K_f - 28832092845098877845504)\omega^2 \\ &- 20548004083360858112K_f - 45866252157260390400 \end{aligned} \right)}{\left(\begin{aligned} &16630113370112\omega^{18} + 11685129919397888\omega^{16} + 2090356755685965568\omega^{14} \\ &+ 146317856968905031680\omega^{12} + 4209881623366415155200\omega^{10} \\ &+ 50799932419881807380480\omega^8 + 227977033946506066919424\omega^6 \\ &+ 229091409514947741220864\omega^4 + 10906321126752153239552\omega^2 \\ &+ 20548004083360858112 \end{aligned} \right)} \quad (3.41)$$

$$K_i = \frac{\left(\begin{aligned} &(1039382085632K_d - 9195866816512)\omega^{20} + (730320619962368K_d \\ &- 5210943803883519)\omega^{18} + (130647297230372848K_d \\ &- 379781981883334464)\omega^{16} + (9144866060556564480K_d \\ &+ 6111829210822065152)\omega^{14} + (263117601460400947200K_d \\ &+ 678184508223187058688)\omega^{12} + (3174995776242612961280K_d \\ &+ 11426109773194287120384)\omega^{10} + (14248564621656629182464K_d \\ &+ 59951559812671493636096)\omega^8 + (14318213094684233826304K_d \\ &+ 70481878509757774430208)\omega^6 + (681645070422009577472K_d \\ &+ 10276046140424063025152)\omega^4 + (1284250255210053632K_d \\ &+ 29185295918510895104)\omega^2 \end{aligned} \right)}{\left(\begin{aligned} &1039382085632\omega^{18} + 730320619962368\omega^{16} + 130647297230372848\omega^{14} \\ &+ 9144866060556564480\omega^{12} + 263117601460400947200\omega^{10} \\ &+ 3174995776242612961280\omega^8 + 14248564621656629182464\omega^6 \\ &+ 14318213094684233826304\omega^4 + 681645070422009577472\omega^2 \\ &+ 1284250255210053632 \end{aligned} \right)} \quad (3.42)$$

Şekil 3.16’da sunulan iç döngü kararlılık bölgesindeki çeşitli AF’leri için WGC noktaları, Denklem (3.41) ve Denklem (3.42)’de yazılarak, dış döngü KSE çizimi için kullanılır. Böylece, dış döngü için $[0, 8,471]$ aralığında kararlılık sınır eğrisi

$l(K_p, K_i, \omega)$, Şekil 3.17’de görüldüğü gibi elde edilmiştir. Ayrıca, farklı AF’leri için WGC noktaları da Şekil 3.17’de belirtilmiştir.



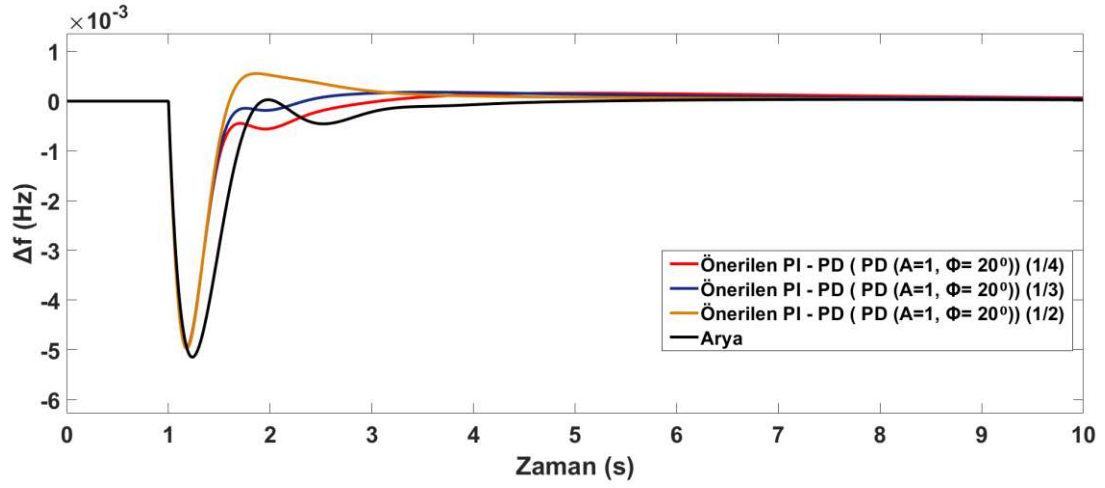
Şekil 3.17 Tek alanlı ve çok kaynaklı güç sistemi modelinin nominal parametre değerleri için dış döngü PI kontrolörün KSE ve WGC noktaları

Farklı AF için WGC yöntemini temel alarak oluşturulan PI-PD tasarım yönteminin ve Arya [57] tasarım yönteminin kontrolör parametre değerleri Tablo 3.7’de özetlenmiştir. Arya [57], tek alanlı ve çok kaynaklı EGS için kesir dereceli fuzzy PID denetleyici tasarımı gerçekleştirmiştir.

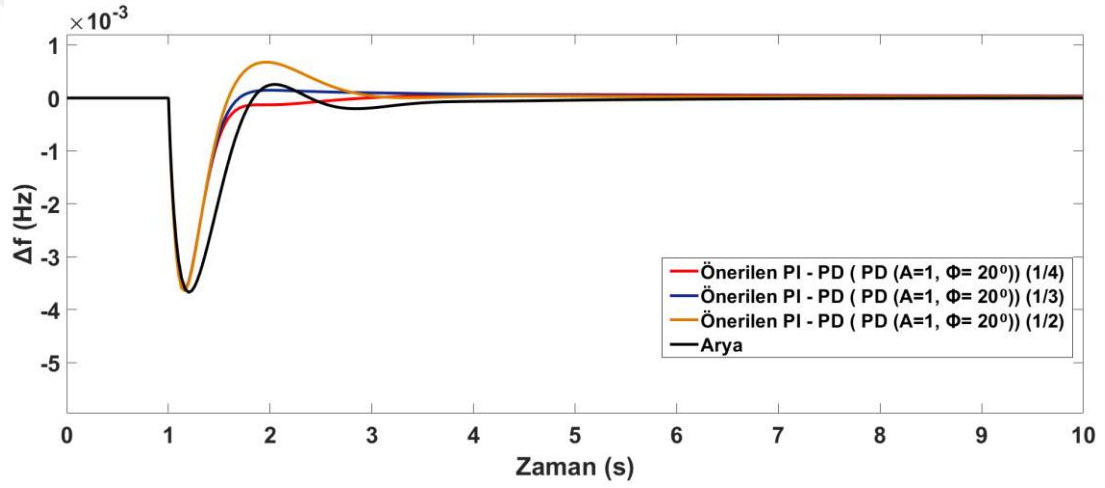
Tablo 3.7 Durum 3.3 için önerilen PI-PD denetleyici parametre değerleri

Tasarım Yöntemleri	K_p	K_i	K_d	K_f	K_1	K_2	γ	λ	μ
Önerilen PI-PD (1/4)	6,81	10,43	1,46	3,59	-	-	-	-	-
Önerilen PI-PD (1/3)	5,62	13,91	1,46	4,78	-	-	-	-	-
Önerilen PI-PD (1/2)	3,23	20,87	1,46	7,18	-	-	-	-	-
Arya [57]	0,85	2,99	0,26	-	1,99	0,99	0,61	0,86	0,10

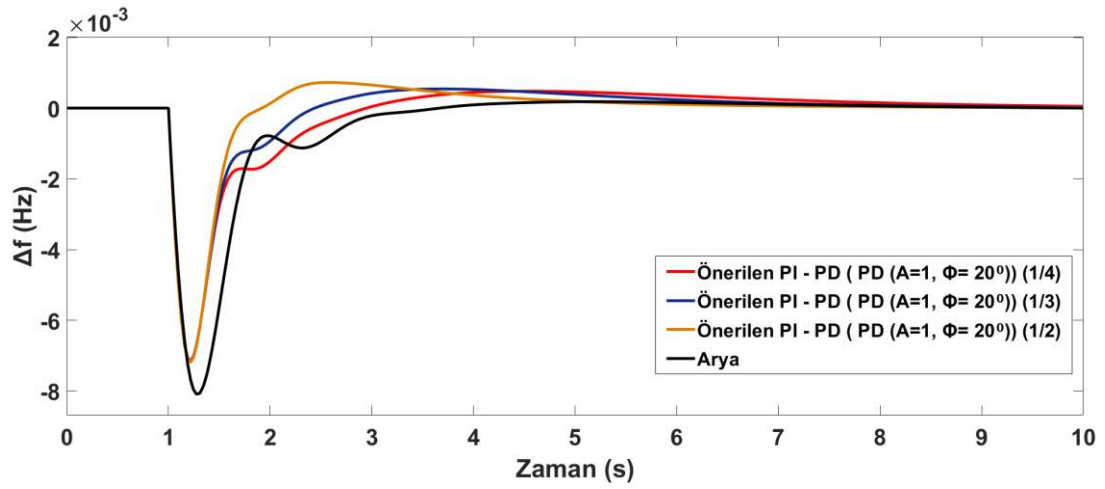
Tüm tasarım yöntemlerinin sağlamlığını incelemek için tüm sistem parametrelerinde $\pm\%50$ değişim olduğu varsayılmıştır. Yükte $t = 1$ s anında $0,01p.u.$ yük değişiminin meydana geldiği kabul edilmiştir. Tasarlanan tüm kontrolörlerin kapalı döngü performansları, nominal sistem transfer fonksiyonu parametreleri için Şekil 3.18’de ve sistem transfer fonksiyonundaki parametrelerde $+\%50$ ve $-\%50$ değişimler için sırasıyla Şekil 3.19 ve 3.20’de gösterilmiştir.



Şekil 3.18 Nominal parametre değerlerinde Durum 3.3 için frekans değişimleri



Şekil 3.19 Durum 3.3 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin +%50 değişimi için frekans değişimleri



Şekil 3.20 Durum 3.3 için tüm sistem transfer fonksiyonu parametre değerlerinin -%50 değişimi için frekans değişimleri

Nominal transfer fonksiyon parametreleri ve sistem transfer fonksiyonundaki parametrelerde $\pm\%50$ değişim için ISE, IAE ve ITAE performans ölçüm değerleri Tablo 3.8’de yer almaktadır. Tepe değerleri ve yerleşme süreleri gibi performans ölçüm değerleri ise Tablo 3.9’da sunulmuştur.

Tablo 3.8 Durum 3.3 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre			+%50 Parametre Değişimi			-%50 Parametre Değişimi		
	ISE (10^{-6})	IAE (10^{-6})	ITAE (10^{-6})	ISE (10^{-6})	IAE (10^{-6})	ITAE (10^{-6})	ISE (10^{-6})	IAE (10^{-6})	ITAE (10^{-6})
Önerilen PI-PD (1/4)	6,41	2,92	8,04	3,25	1,69	3,98	16,89	5,80	16,84
Önerilen PI-PD (1/3)	6,21	2,57	6,61	3,24	1,66	3,65	15,81	5,15	13,32
Önerilen PI-PD (1/2)	6,29	2,57	5,62	3,44	1,84	3,53	14,96	4,42	10,00
Arya [57]	9,52	3,01	5,58	4,74	2,10	3,72	25,50	5,67	11,55

Tablo 3.9 Durum 3.3 için sistem performanslarının karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre		+%50 Parametre Değişimi		-%50 Parametre Değişimi	
	Tepe Değeri (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)
Önerilen PI-PD (1/4)	5,00	2,98	3,60	2,65	7,10	7,45
Önerilen PI-PD (1/3)	5,00	4,86	3,70	3,06	7,20	6,62
Önerilen PI-PD (1/2)	5,00	3,58	3,70	2,87	7,20	5,30
Arya [57]	5,20	4,00	3,70	3,67	8,10	5,91

Şekil 3.18, 3.19 ve 3.20 ile birlikte Tablo 3.8 ve 3.9’dan elde edilen verilerden, önerilen PI-PD kontrolör tasarım yöntemi, karşılaştırma amaçlı kullanılan tasarım yöntemine göre nominal sistem parametreleri ve sistem parametrelerinde $\pm\%50$ değişim durumu için daha üstün bir performans sergilediği gözlemlenmiştir. Dolayısıyla, önerilen tasarım yaklaşımı karşılaştırılan tasarım yaklaşımına göre kapalı döngü performans farkını ortaya koymuştur.

3.6 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, ara ısıtmalı, ara ısıtmasız, hidro ve gaz türbinlerinden oluşan tek alanlı, tek veya çok kaynaklı güç sistemlerinin YFK’sı için PI-PD kontrolör tasarımı sunulmuştur. Bu çalışma ile güç sistemlerindeki YFK için farklı ağırlık faktörleriyle değiştirilmiş WGC yöntemi yapısının kullanılmasıyla literatüre yeni yaklaşımlar sunulması amaçlanmıştır. Bu çalışma sonuçları aşağıda sunulmuştur:

Bu çalışmada, PI-PD kontrolör tasarımıındaki dört ayar parametresini değerlendirmek için WGC yönteminin farklı AF ile değiştirilmiş yapısıyla birlikte kararlılık sınır eğrisi kavramı kullanılmıştır. Bu yaklaşım sayesinde, PI-PD kontrolörün dört ayar parametresinin değerlendirilmesindeki zorluklar aşılmıştır.

İç döngüde, uygun bir kararlılık sınır eğrisi elde etmek için bir kazanç ve faz payı testi kullanılmıştır. En iyi kapalı döngü performansının, iç döngü için kazanç payının 1 ve faz payının 20° ile elde edilebileceği gösterilmiştir.

Önerilen PI-PD tasarım yönteminde farklı ağırlık faktörlerinin etkisi araştırılmış ve ağırlık faktörü küçüldükçe kapalı döngü performansının bir miktar arttığı gösterilmiştir.

Önerilen PI-PD kontrolör tasarımının, literatürde önerilen bazı PID kontrolör tasarımlarına göre üstünlüğünü doğrulamak için hem nominal transfer fonksiyon parametreleri hem de sistem transfer fonksiyonlarında $\pm\%50$ değişimlere karşı simülasyon durumları sunulmuştur. Önerilen PI-PD kontrol sisteminin sağlamlığı, sistem transfer fonksiyonu parametrelerinde $\pm\%50$ 'lik bir değişim varsayımı altında test edilmiştir. Önerilen tasarım yaklaşımının üstünlüğünü göstermek için ISE, IAE ve ITAE gibi bazı performans ölçümleri sağlanmıştır.

4. ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNİN YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN KONTROLÖR SENTEZ YÖNTEMİYLE KASKAD KONTROLÖR TASARIMI

4.1 Giriş

EGS'nin kararlılığının sağlanması için, güç sistemi içerisindeki üretim, iletim ve dağıtım arasında senkronizasyonun gerçekleştirilmesi esastır. YFK, güç sistemlerinin senkronizasyonunu ve güvenilirliğini garanti ettiği için kritik öneme sahiptir [21]. EGS'nin güvenilirliği, modern güç sistemlerinde uygun şekilde tasarlanmış kontrolörlerin kullanılmasıyla sağlanır. Bu sebeple, elektrik güç sistemlerinde etkin bir kontrolör tasarlamak için uygun bir kontrolör tipinin seçilmesi ve tasarım yaklaşımının önemlidir [24].

Güç sistemlerinin YFK için, çeşitli kontrol tasarım yöntemlerini kullanılarak yapılan denetim çalışmaları konusunda sürekli olarak araştırmalar yürütülmektedir. Bu bölümde, kaskad kontrol yapısı da dahil olmak üzere YFK için yapılan çalışmalara yer verilecektir. Dash ve ark. [58] tarafından, dört alanlı bir EGS'nin YFK kontrolü için parametrelerinin Çiçek Tozlaşma Algoritması kullanılarak belirlendiği PI-PD kaskad kontrolör tasarım yöntemi sunulmuştur. Ancak, elde edilen sonuçlara göre, frekans ve alanlar arasındaki güç değişimlerinin yerleşme sürelerinin yüksek olduğu ve salınımların tam olarak sönümlenmediği gözlemlenmiştir. Bu durum, önerilen kontrol sisteminin belirli sınırlamalarına işaret etmektedir. Padhy ve Panda [59], elektrikli araçlar da dahil olmak üzere gaz, hidro ve termal güç ünitelerinden oluşan güç sistemlerinin YFK'sı için hibrit Stokastik Fraktal Arama ve Desen Aramasına (hSFS-PS) dayanan kaskad bir PI-PD denetleyiciyi sunmuşlardır. Önerilen tasarım yönteminin, yük değişimlerine karşın uzun yerleşme sürelerine sahip olduğu gözlemlenmiştir. Ara ısıtmalı termal ve hidrotermal türbinlerinden oluşan tek ve çok alanlı güç sistemlerinin yük frekans kontrol problemi için Sonker ve ark. [60], çift döngü-IMC (DL-IMC) yöntemini önermişler. Çelik ve ark. [61], tek ve iki alanlı bir EGS'nin YFK'sı için kontrolör kazançlarının Ejderha Sineği arama algoritması ile belirlendiği (1+PD)-PID kaskad kontrolör yöntemini önermişlerdir. Ancak, frekans değişimlerindeki yüksek tepe değerleri önerilen tasarım stratejisi için dezavantaj teşkil etmektedir. Kumar ve ark. [62], tek ve iki alanlı güç sistemlerindeki YFK için, gri kurt

ve parçacık sürü optimizasyon tabanlı kayan kipli kontrol yöntemi tasarlamışlardır. Saka ve ark. [63] iletişim zaman gecikmeli çok alanlı güç sistemlerinde YFK için optimizasyon tekniklerini kullanarak PI denetleyici tasarımını önermişler. Bu yaklaşımda, iletişim zaman gecikmeleri dikkate alınarak güç sistemlerinin kararlılığının ve performansının artırılması amaçlanmıştır. Barakat ve ark. [64], bir fotovoltaiik ve ara ısıtmalı termal üniteden oluşan iki alanlı bir EGS'nin YFK'sı için dış döngüsünde bir filtreye sahip PIDn- PI kontrolöründen oluşan bir kaskad kontrol tasarım yaklaşımını önermişlerdir. Ancak önerilen yaklaşım, kapalı çevrim cevapta son derece yüksek tepe değerleri üretme sorununa sahiptir. Abou El-Ela ve ark. [65], optimal çakal optimizasyon algoritması tabanlı ve dış döngüsünde bir filtre bulunan PDn-PI kaskad kontrol tasarımı önermişlerdir. Ancak, önerilen kontrol sisteminin kapalı çevrim cevapta uzun yerleşme sürelerine sahip olduğu ve belirgin salınımlar sergilediği gözlemlenmiştir. RFB ve süper iletken manyetik enerji depolama gibi enerji depolama cihazlarını içeren tek ve çok alanlı güç sistemlerindeki frekans ve bağlantı hattı güç değişimlerinin kararlılığını sağlamak amacıyla, Choudhary ve ark. [66], FOPI- kesir dereceli oransal tilt integral türev (FOPTID) kontrolöründen oluşan bir kaskad kontrol tasarımı sunmuşlardır. Önerilen tasarım tekniğinin, güç sistemi parametre değerlerindeki değişikliklere karşı uzun yerleşme periyotlarına ve salınımlara sahip olduğu görünmüştür. Khokhar ve ark. [67] hibrit güç sistemlerinde YFK için su dalgası optimizasyon yaklaşımını kullanarak bir FOPID+DD kontrolörü geliştirmişlerdir. Çelik [68], yenilenebilir enerji kaynakları içeren enterkonnekte güç sisteminde frekans kontrolünün sağlanması için fuzzy 1+ oransal + türev (F1PD)-PI denetleyiciyi geliştirmişlerdir. Khokhar ve ark. [69], enerji depolama sistemleri ve elektrikli araçlara sahip bağımsız mikro şebekelerde YFK için geliştirilmiş Salp Sürü Optimizasyonu algoritmasına dayalı PI-PD kaskad kontrol yaklaşımını sunmuşlardır. Ayrıca, Khokhar ve ark. [70] bağımsız mikro şebekelerinin YFK'sı için bir FPD-TID denetleyici geliştirmişlerdir. Pathak ve Yadav [71], enterkonnekte güç sistemlerinin YFK'sı için FOPD - 1 + kesirli dereceli integral (1+FOI) kontrolöründen oluşan bir kaskad kontrol yaklaşımını önermişlerdir. Ancak önerilen tasarım yönteminin frekans yanıtında yerleşme süresinin uzun olması, güç sistemlerinin kararlılığı için dezavantaj oluşturmaktadır. Khalil ve ark. [72], yenilenebilir enerji kaynakları içeren izole mikro şebekelerin frekans kontrolü için FPDN-FPTID denetleyici içeren bir kaskad kontrol tasarımı sunmuşlardır. Ancak, bu yaklaşımın önemli bir dezavantajı, önerilen

tasarımın frekans tepkisinde yüksek tepe değerlerinin, uzun yerleşme sürelerinin ve pratik uygulamalardaki etkinliğini sınırlayabilecek salınımların sergilenmesidir. Wu ve ark. [73], yenilenebilir enerji kaynaklarına sahip güç sistemlerindeki YFK için kaskad bir aktif bozulma reddi kontrol yöntemi önerisinde bulunmuşlardır. Padhy ve ark. [74], mikro şebeke sisteminin frekans kontrolünü sağlamak için bir deniz yırtıcı algoritması tabanlı kaskad PD-(1+PI) kontrolör tasarımı önermişlerdir.

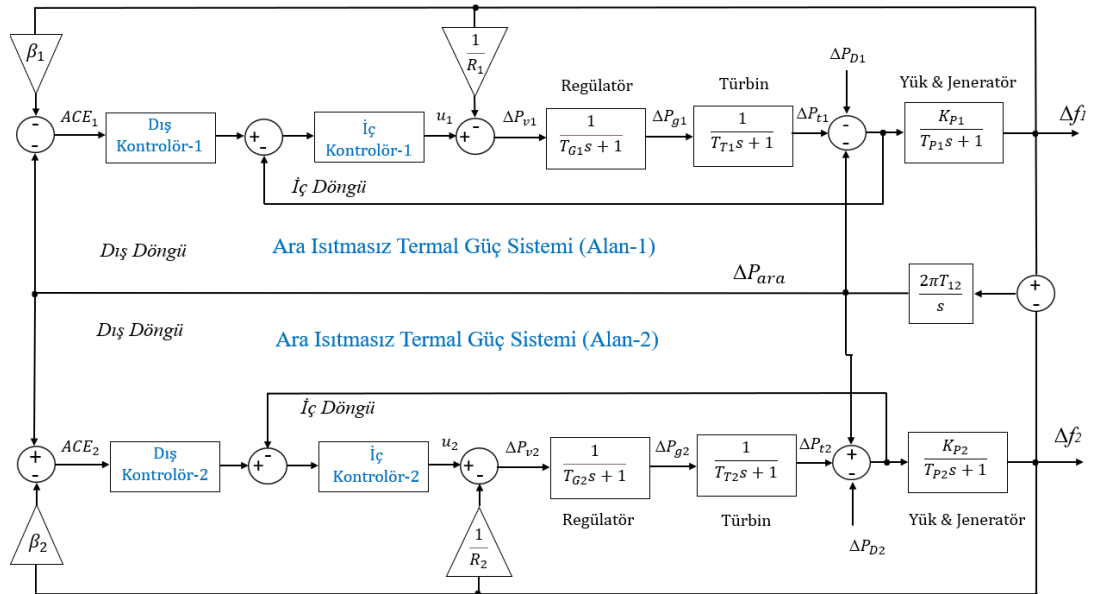
Bir denetleyici tasarlarken, EGS'nin yük frekans kontrolüne uygun bir kontrol yöntemi seçmek gerekmektedir. Bu kontrol yaklaşımı, özellikle yük bozucuları ve EGS parametrelerindeki değişimlere karşı dayanıklı olmalıdır [24]. Kaskad kontrol yaklaşımı, özellikle parametre belirsizliğine ve şiddetli yük değişimleri gibi durumlarda sağlamlığıyla bilinmektedir [75, 76]. Bir sistem, ardışık birbirini takip eden iki sisteme ayrılabilirse, bu sistemi kontrol etmek için kaskad kontrol tekniği kullanılabilir. Kaskad kontrol yaklaşımı, güç sistemlerindeki parametre değişikliklerini ve yük bozulmalarını etkin bir şekilde bastırarak en kısa yerleşme süresi, en düşük tepe değeri vb. açılardan üstün performans elde etmeyi amaçlamaktadır. Bu nedenle, güç sistemlerindeki belirli zorlukların üstesinden etkili bir şekilde gelmesi ve etkin bir dinamik performans sağlamasından dolayı bu bölümde kaskad kontrol yöntemi çalışılmıştır. Özellikle, bu bölümdeki çalışma, kaskad kontrol yönteminin hem iç hem de dış kontrolörlerin parametrelerini tasarlamada analitik ifadelerin kullanıldığı önemli bir yaklaşımı tanıtmaktadır. Bu analitik ifadeler, sistemin istenilen dinamik performansını sağlamak üzere kontrol parametrelerinin belirlenmesinde önemli rol oynamaktadır. Bu açıdan, kaskad kontrol yönteminin teorik ve pratik açıdan güçlü yanlarının keşfedilmesi, güç sistemlerindeki kontrol stratejilerinin geliştirilmesine yönelik değerli katkılar sağlamaktadır. Kaskad yapıdaki kontrolörlerin tasarımı için analitik ifadelerin türetilmesi, sadece gelişmiş doğruluk sağlamakla kalmaz, aynı zamanda belirli kontrol gereksinimlerini karşılamada hassas ayarlama yapılmasına da olanak tanır. Bu bölümde, kontrolör sentezi tekniği, kaskad kontrol yapısının her iki döngüsü için filtreli seri PID (PIDF) kontrolörlerin tasarımları gerçekleştirilmiştir. Önerilen kaskad kontrol tasarım yaklaşımı başlangıçta ara ısıtım ve ara ısıtımsız termal türbinlere sahip tek alanlı bir EGS'ye uygulanmıştır. Ardından, aynı kaskad kontrol tasarım tekniği, tek alanda olduğu gibi, daha karmaşık yapıya sahip iki ve/veya dört alanlı güç sistemlerine de uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar,

önerilen kaskad kontrol yaklaşımının, yük frekans kontrolünde güç sistemlerinin kararlılığını etkili bir şekilde sağladığını göstermiştir. Önerilen kaskad kontrol sisteminin etkinliği ve sağlamlığı, sistem transfer fonksiyonu parametrelerinde $\pm\%50$ 'ye varan değişimlerin hesaba katılmasıyla değerlendirilmiştir. Yapılan simülasyonlar, YFK için önerilen kaskad kontrol tasarım tekniğinin, güç sistemlerindeki verimlilik ve sağlamlık açısından daha önce tanıtılan yöntemlerden daha iyi bir performans sergilediğini göstermiştir. Bu bulguların önerilen kaskad kontrol yaklaşımının, sistemdeki belirsizliklere ve değişkenliklere karşı iyi bir kontrol sağladığı ve istenilen dinamik performansa ulaşmasına katkı sağladığını göstermiştir. Değerlendirme, yerleşme süresi, tepe değeri ve frekans veya bağlantı hattı güç değişimindeki değişimin mutlak hatasının integrali (IAE) gibi performans değerlendirme kriterlerine dayalı olarak hem tek hem de çok alanlı güç sistemleri için gerçekleştirilmiştir. Bu kriterlerin kullanılması, kontrol sisteminin istenilen hedeflere ulaşma yeteneğini objektif bir şekilde değerlendirmeye imkân sağlamaktadır.

4.2 Güç Sistemi Modelleri

4.2.1 İki alanlı güç sistemi

Tek alanlı bir güç sisteminin yük frekans kontrolü iki veya çok alana genişletilebilir. Ara ısıtmasız termal türbinden oluşan iki alanlı bir güç sistemi modeli Şekil 4.1'de sunulmuştur.



Şekil 4.1 Kaskad kontrol yapısına sahip iki alanlı güç sistemi doğrusal modeli

Çok alanlı güç sistemlerinde, yük talebi değiştikçe hem bağlantı hattının güç değişimini hem de frekans sapmasının düzenlenmesinin istenmesi bakımından tek alanlı güç sisteminden farklılık göstermektedir [77]. Bu çalışmanın analiz sonuçları Bölüm 4.5.3'te verilmiştir.

İki alanlı güç sistemlerinde, Alan 1'in frekans sapması, Alan 2'nin frekans sapması ve alanlar arasındaki bağlantı hattı güç değişimi sırasıyla Δf_1 , Δf_2 ve ΔP_{ara} ile ifade edilmiştir. Ayrıca, alan kontrol hatası (ACE) ifadesi aşağıdaki formülle belirtilebilir [23]:

$$ACE_i = \beta_i \Delta f_i \pm \Delta P_{ara,i} \quad (4.1)$$

Frekans yönelim sabitinin β_i ile ifade edildiğinden bahsedilmişti. Alanlar arasındaki bağlantı hattı güç değişimi $\Delta P_{ara,i}$ ifadesi ise Bölüm 2'de Denklem (2.8)'de sunulmuştur.

i . Alanın kontrol işareti şu şekilde verilebilir:

$$u_i = -C_i(s) ACE_i \quad (4.2)$$

Kontrol işareti, u_i , ve kontrolör transfer fonksiyonu $C_i(s)$ ile ifade edilmektedir. Çok alanlı güç sistemlerinin yük frekans kontrollerinde [77] bağlantı hattı güç değişimlerinin ($\Delta P_{ara}(s) = 0$) olmadığı varsayıldığından, her alanın kontrol işareti aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$u_i = -C_i(s) \beta_i \Delta f_i \quad (4.3)$$

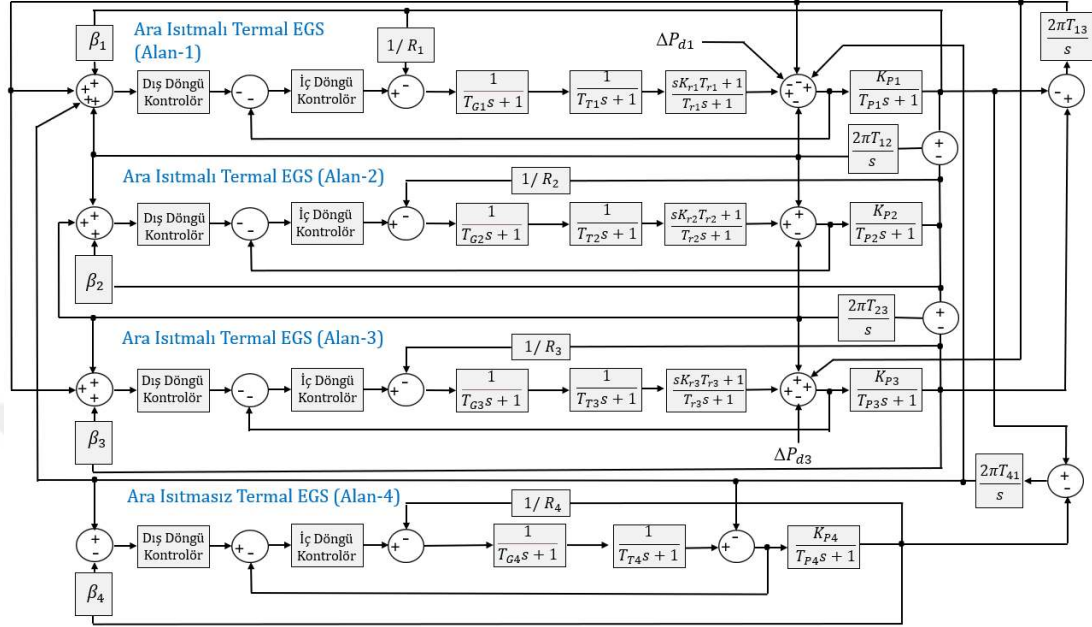
Her alanın transfer fonksiyonu, sistem modelinin transfer fonksiyonunun yerel frekans yönelim katsayısı (β_i) ile çarpılması yoluyla ayarlanabilir. Dolayısıyla i . alanın transfer fonksiyonu modeli şu şekilde ifade edilebilir:

$$G_{TRI}(s) = \beta_i \frac{\Delta f_i(s)}{u_i(s)} = \beta_i \frac{G_{Gi}(s) G_{Ti}(s) G_{Pi}(s)}{(1 + (G_{Gi}(s) G_{Ti}(s) G_{Pi}(s) / R_i))} \quad (4.4)$$

4.2.2 Dört alanlı güç sistemi

Dört alanlı bir EGS'de, üç alanın ara ısıtmalı termal türbinden oluştuğu varsayılır ve dördüncü alanın ara ısıtmasız termal türbinden oluştuğu kabul edilir. Kaskad kontrol yapısına sahip dört alanlı güç sisteminin doğrusal modeli Şekil 4.2'de gösterilmektedir. Doğrusal modeli Şekil 4.2'de gösterilen dört alanlı bir EGS'de, bağlı alanlar arasında

bir güç alışverişinin olduğu görülmektedir. Bu çalışma analizinin sonuçları Bölüm 4.5.4'te verilmiştir.

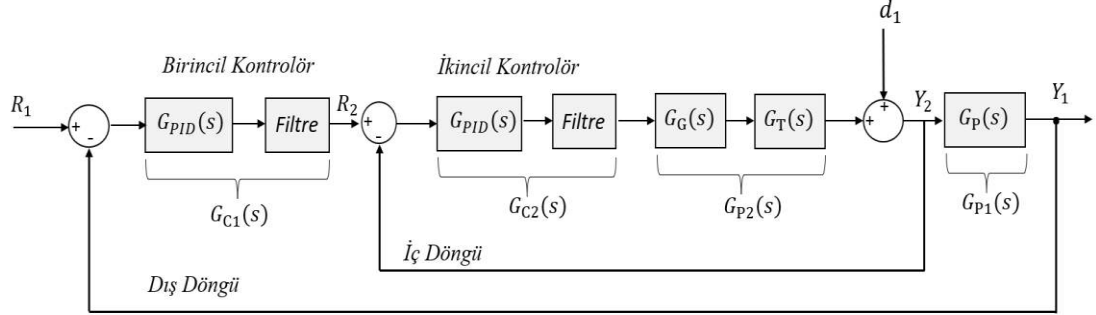


Şekil 4.2 Kaskad kontrol yapısına sahip dört alanlı güç sistemi doğrusal modeli

4.3 Kaskad Kontrol Tasarımı

Franks ve Worley [75] tarafından önerilen kaskad kontrol kavramı, bir kontrol sisteminin bozucu etkiler altında performansını arttırmayı amaçlamaktadır. Fazladan bir ölçüm noktasının olduğu sistemlerde, kaskad kontrol yöntemi bozucuların etkilerini başarılı bir şekilde en aza indirebilir [78]. Kaskad kontrol yapısının Şekil 4.3'te gösterildiği gibi iki kontrol döngüsü vardır. Kaskad kontrol yapısı, iç ve dış döngü olmak üzere iki ana bileşenden oluşmaktadır. Kaskad kontrolörün iç döngüsünde, $G_{p2}(s)$ ve ikincil kontrolör $G_{c2}(s)$ bulunurken, dış döngüde ise $G_{p1}(s)$ ve birincil kontrolör $G_{c1}(s)$ bulunmaktadır [79]. Şekil 4.3'te gösterildiği üzere giriş yük bozucusunun, d_1 , iç kontrol döngüsünden sisteme girdiği varsayılmıştır. Şekil 4.3'teki d_1 'in Şekil 2.3'teki ΔP_d 'ye karşılık geldiğine dikkat edilmelidir. Kaskad kontrol sisteminde iç ve dış kontrol döngü çıkış noktaları sırasıyla Y_1 ve Y_2 ile ifade edilmiştir. Şekil 4.3'teki Y_1 ve Y_2 , sırasıyla Şekil 2.3'teki yük ve jeneratörün giriş noktası ve çıkış frekans değerine (Δf) eşdeğerdir. Ayrıca, iç döngü denetleyicisine ek

olarak, EGS'deki yük değişimlerine karşı sistemin dinamik tepkisini geliştirmek için ikincil bir ölçüm noktası ve dış döngü denetleyicisi kullanılmıştır [80].



Şekil 4.3 Kaskad kontrol yapısı

4.4 Kontrolör Sentez Tasarım Yöntemi

Bu çalışmada kaskad kontrol sisteminin iç ve dış döngü denetleyici parametre değerlerini belirlemek için [4]'de tanıtılan kontrolör sentezi tasarım tekniği benimsenmiştir. Bu çalışmada, dış döngü sisteminin transfer fonksiyonu birinci dereceden, iç döngü sisteminin transfer fonksiyonu ise üçüncü dereceden modellenebileceği varsayılmıştır. Kontrolör sentezi tasarımının daha yüksek dereceli sistemlerin transfer fonksiyonu modellerine uygulanabileceği iki önemli yöntemi vurgulamak önemlidir. İlk olarak, uygun denklemlerin türetilmesi için yüksek dereceli sistemlerin transfer fonksiyonunun kendisi kullanılabilir. Ancak bu yaklaşım, istenmeyen hesaplama karmaşıklığına ve yüksek dereceli denetleyicilere yol açtığından nadiren kullanılmaktadır. Bunun yerine, yüksek dereceli sistem transfer fonksiyonları, düşük dereceli sistem transfer fonksiyonu ile modellenmekte ve tasarım bu düşük dereceli model kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu yaklaşım, hesaplama karmaşıklığını azaltırken, tasarım sürecini de daha yönetilebilir hale getirmektedir. Ancak, yük frekansı kontrolü problemi için, sistem bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılabilir. Literatürdeki araştırmaların neredeyse çoğunluğu bu stratejiyi kullanmıştır [35, 81]. Bu yaklaşım, denetleyici tasarımını basitleştirir ve işlem karmaşıklığını azaltır. Şekil 4.3'te gösterildiği gibi, iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = \frac{G_{P2}(s)G_{C2}(s)}{1 + G_{P2}(s)G_{C2}(s)} \quad (4.5)$$

Denklem (4.5)'in çözülmesiyle, iç döngü denetleyici $G_{C2}(s)$ aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G_{C2}(s) = \left(\frac{1}{G_{P2}(s)} \right) \left(\frac{Y_2(s)/R_2(s)}{1 - (Y_2(s)/R_2(s))} \right) \quad (4.6)$$

Denklem (4.6)'den görüldüğü üzere, iç döngü denetleyiciyi tanımlamak için iç döngü transfer fonksiyonu $G_{P2}(s)$ ve arzu edilen iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonu $Y_2(s)/R_2(s)$ gerekmektedir. Burada, iç döngü transfer fonksiyonunun ve arzu edilen iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun her birinin aşağıdaki denklemler tarafından sağlandığı varsayılmıştır:

$$G_{P2}(s) = \frac{K_2(T_1s+1)}{(T_2s+1)(T_3s+1)(\theta_2s+1)} \quad (4.7)$$

$$\frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = \frac{1}{(\tau_c s + 1)} \quad (4.8)$$

Denklem (4.8)'de, τ_c iç döngü kapalı çevrim zaman sabiti değerini temsil etmektedir. Denklem (4.7) ve (4.8)'teki terimler, Denklem (4.6)'da yerleştirilerek iç döngü denetleyicinin aşağıdaki bağıntı ile verildiği gösterilebilir:

$$G_{C2} = \frac{T_2}{K_2\tau_c} \left(1 + \frac{1}{T_2s} \right) (1 + \theta_2s) \underbrace{\left\{ \frac{T_3s+1}{(T_1s+1)} \right\}}_{\text{Filtre}} \quad (4.9)$$

Denklem (4.9)'da elde edilen kontrolör, filtreli bir seri PID denetleyicidir. Buna göre, iç döngüde bulunan PID denetleyicinin ayar parametreleri aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$K_{ci} = \frac{T_2}{K_2\tau_c} \quad (4.10)$$

$$T_{ii} = T_2 \quad (4.11)$$

$$T_{di} = \theta_2 \quad (4.12)$$

Denklem (4.10)–Denklem (4.12) ile verilen iç döngü kontrolör ayar parametrelerinin, iç döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun zaman sabiti τ_c 'ye ve iç döngü transfer fonksiyonu parametrelerine, yani K_2 , T_2 ve θ_2 'ye bağlı olduğuna dikkat edilmelidir. Sistem transfer fonksiyonunun bilindiği varsayıldığında, iç döngü kapalı çevrim zaman sabitinin τ_c seçiminin ardından iç döngü kontrolör ayar parametrelerinin hesaplanması çok daha basit hale gelmektedir.

Dış döngü kontrolörü tasarlamak için, dış döngü transfer fonksiyonunun aşağıdaki bağıntı ile verildiği varsayılmıştır:

$$G_{P1}(s) = \frac{K_1}{(T_4s + 1)} \quad (4.13)$$

Sonuç olarak, Şekil 4.3'te gösterilen kaskad kontrol sisteminde, tüm sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki bağıntı ile verilir:

$$G_t(s) = \frac{K_1}{(T_4s + 1)(\tau_c s + 1)} \quad (4.14)$$

Kaskad kontrol sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonu ikinci derece olduğundan, istenilen dış döngü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun aşağıdaki bağıntı ile verilmesi varsayılmıştır:

$$\frac{Y_1(s)}{R_1(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.15)$$

Denklem (4.15)'te ξ ve ω_n , sırasıyla, kullanıcı tarafından belirlenen sönüm oranını ve doğal frekansı ifade etmektedir. Kaskad kontrol yapısındaki dış döngü kontrolör, iç döngüde kullanılan prosedürün aynısı izlenerek belirlenebilir. Denklem (4.14) ve (4.15)'teki terimler, sırasıyla $Y_2(s)/R_2(s)$ ve $G_{P2}(s)$, $Y_1(s)/R_1(s)$ ve $G_t(s)$ ile değiştirilerek, Denklem (4.6)'da yerlerine yazılmıştır. Sonuç olarak, iç döngü kontrolör aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$G_{C1} = \frac{\omega_n T_4}{(2\xi K_1)} \left(1 + \frac{1}{T_4 s}\right) (1 + \tau_c s) \underbrace{\left\{ \frac{1}{as + 1} \right\}}_{Filtre} \quad (4.16)$$

Denklem (4.16) ile verilen dış döngü kontrolör, iç döngü kontrolör örneğinde olduğu gibi filtreli bir seri PID denetleyicisine benzemektedir. Filtre transfer fonksiyonunun sabiti α 'nın yanı sıra PID kontrolör parametre değerleri K_c , T_i ve T_d aşağıda verilmiştir:

$$\alpha = \frac{1}{2\xi\omega_n} \quad (4.17)$$

$$K_{co} = \frac{\omega_n T_4}{2\xi K_1} \quad (4.18)$$

$$T_{io} = T_4 \quad (4.19)$$

$$T_{do} = \tau_c \quad (4.20)$$

Dış döngü sistem transfer fonksiyonunun parametreleri, doğal frekans ve kullanıcı tarafından belirlenen sönümlleme oranı, Denklem (4.18) - Denklem (4.20) ile verilen

dış döngü kontrolör parametre değerlerini etkilemektedir. Dış döngü transfer fonksiyonunun bilindiği varsayılarak, dış döngü kontrolör ayar parametrelerinin hesaplanabilmesi için sönüm oranı ve doğal frekans değerlerine karar verilmesi gerekmektedir. Sönüm oranının 0,7 ile 1,0 aralığında olduğu durumlarda, kapalı döngü yanıtının genellikle etkili bir şekilde sönümleneceği literatürde kabul görülmektedir. Ancak doğal frekans değerine karar vermek o kadar basit olmayabilir. Bu nedenle, en uygun doğal frekans değerinin belirlenmesinde aşağıdaki bağıntı [32] faydalı olabilir:

$$\omega_n = \frac{4,5}{\xi T_s} \quad (4.21)$$

Denklem (4.21)'de verilen T_s , kullanıcı tanımlı yerleşme zamanını temsil etmektedir.

Sonuç olarak, eğer dış döngü yerleşme zamanı (T_s) ve iç döngü kapalı çevrim zaman sabiti (τ_c) için uygun değerler seçilirse, Denklem (4.10) - Denklem (4.12) kullanılarak iç döngü PID kontrolör parametreleri, ve Denklem (4.18)-Denklem (4.20) kullanılarak dış döngü PID kontrolör parametreleri hesaplanabilir. Burada, tüm simülasyon durumları için $T_s = 0,5s$ olarak belirlenmiştir. Uygun bir τ_c değeri seçmek için aşağıdaki yaklaşım kullanılmıştır.

$$\tau_c = \frac{T_s}{n} \quad (4.22)$$

Burada n , 5 ile 25 aralığında değişen bir tamsayıdır. n 'nin optimal değerini belirlemek için farklı yöntemler kullanılabilir. Bu tez çalışmasında n değerinin belirlenmesi için IAE performans indisi kullanılmıştır. Önerilen kaskad kontrol tasarımı kontrolör ayar parametrelerini hesaplamada kullanılacak ξ ve n değerlerine karar vermek amacıyla tek ve çok alanlı güç sistemleri için minimum IAE değerini tahmin etmek için aşağıdaki denklemler kullanılmıştır:

$$IAE = \int_0^T |\Delta f| dt \quad (4.23)$$

$$IAE = \int_0^T (|\Delta f_i| + |\Delta P_{tiei-j}|) dt \quad (4.24)$$

Denklem (4.24)'te, i ve j , alan numarasıdır. $i = (1,2,3...)$, $j = (1,2,3...) (i \neq j)$.

4.5 Simülasyon Bulguları

Bu bölümde, önerilen kaskad kontrol yapısının ve tasarım yönteminin üstünlüğünü vurgulayan bir dizi simülasyon durumları sunulmuştur. Simülasyonlar, farklı

türbinlerin kullanıldığı tek ve/veya çok alanlı güç sistemlerini kapsamaktadır. Bu simülasyon durumlarının amacı, önerilen kaskad kontrol yapısı ve tasarım yaklaşımının enerji üretimi için daha verimli ve uygun maliyetli bir çözüm sunduğunu göstermektir. Simülasyon durumlarının analizi ile, önerilen kaskad kontrol yapısının ve tasarım sürecinin farklı senaryolarda uygulamasının faydaları gözlemlenmiştir.

4.5.1 Durum 4.1

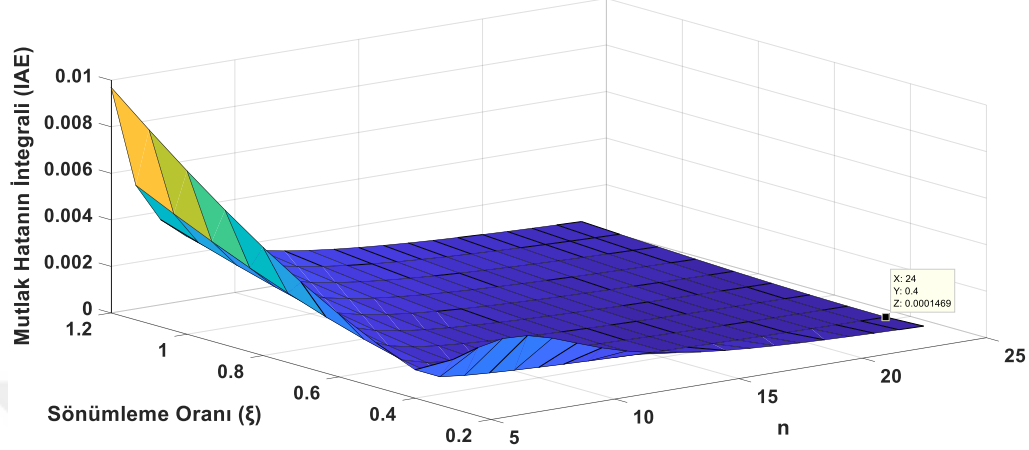
Bu durumda, tek alanlı bir EGS incelenmiştir ve bu sistem sadece ara ısıtmasız termal türbinden oluşmaktadır. Durum 3.1’de olduğu gibi, tek alanlı EGS’nin nominal parametre değerlerinin $K_p = 120$, $T_p = 20$, $T_T = 0.3$, $T_G = 0,08$ ve $R = 2,4$ [40] olduğu kabul edilmiştir.

İç döngü sistem transfer fonksiyonu, $G_{p2}(s)$, regülatör, $G_G(s)$, ve ara ısıtmasız termal türbinlerinin, $G_{T,NRT}(s)$, transfer fonksiyonlarının çarpımından oluşmaktadır. Dolayısıyla, iç döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G_{p2}(s) = G_G(s)G_{T,NRT}(s) = \frac{1}{(0,3s+1)(0,08s+1)} \quad (4.25)$$

Bölüm 4.4’te, iç döngü kontrolörü tasarlanırken, iç döngünün model transfer fonksiyonunun Denklem (4.7) tarafından sağlanması gerektiği ifade edilmişti. Şimdi, Denklem (4.7) ve (4.25) karşılaştırıldığında, iç döngü model transfer fonksiyon parametrelerinin $K_2 = 1$, $T_1 = 0$, $T_2 = 0,3$, $T_3 = 0$ ve $\theta_2 = 0,08$ ile verildikleri görülmektedir. Denklem (4.10) - Denklem (4.12) kullanılarak iç döngü PID kontrolör parametrelerinin belirlenebilmeleri için, öncelikle Denklem (4.22)’de gösterildiği gibi n ve T_s ’e bağlı olan iç döngü kapalı çevrim zaman sabiti τ_c ’nin belirlenmesi gerekmektedir. Sonuç olarak, öncelikle n ve T_s değerlerinin tanımlanması gerekmektedir. Bu bölümde, daha önce de belirtildiği gibi tüm simülasyon durumları için $T_s = 0,5 s$ seçilmiştir. Denklem (4.23)’teki en düşük IAE değeri, n değerini ve sönüm oranı ξ ’yi bulmak için kullanılmaktadır. Şekil 4.4, n ve ξ ’nin tanımlanmış sınırlar dâhilinde değişmesiyle elde edilen IAE değerlerini göstermektedir. Buna göre en düşük IAE değeri $n = 24$ ve $\xi = 0,4$ değerlerinde elde edilmiştir. Böylece, kapalı döngü zaman sabiti $\tau_c = 0,02$ olarak bulunmuş ve Denklem (4.10) - Denklem (4.12) kullanılarak iç döngü kontrolör parametreleri $K_{ci} = 14,42$, $T_{ii} = 0,3$ ve $T_{di} = 0,08$

şeklinde elde edilmiştir. Ayrıca, iç döngü PID kontrolörü filtre sabiti değerleri $T_3 = 0$ ve $T_1 = 0$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 4.4 Durum 4.1 için n ve ξ 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesi neticesinde elde edilen IAE grafiği

Dış döngü PID kontrolörünü tasarlamak için, dış döngü transfer fonksiyonunun, $G_{P1}(s)$, aşağıda verilen tek alanlı EGS'nin yük ve jeneratör transfer fonksiyonuna, $G_P(s)$, eşit olduğuna dikkat edilmelidir:

$$G_{P1}(s) = G_P(s) = \frac{120}{(20s + 1)} \quad (4.26)$$

Bu nedenle, Denklem (4.14) ile verilen kaskad kontrol yapısının bütününe ait açık çevrim transfer fonksiyonu şu şekilde elde edilir:

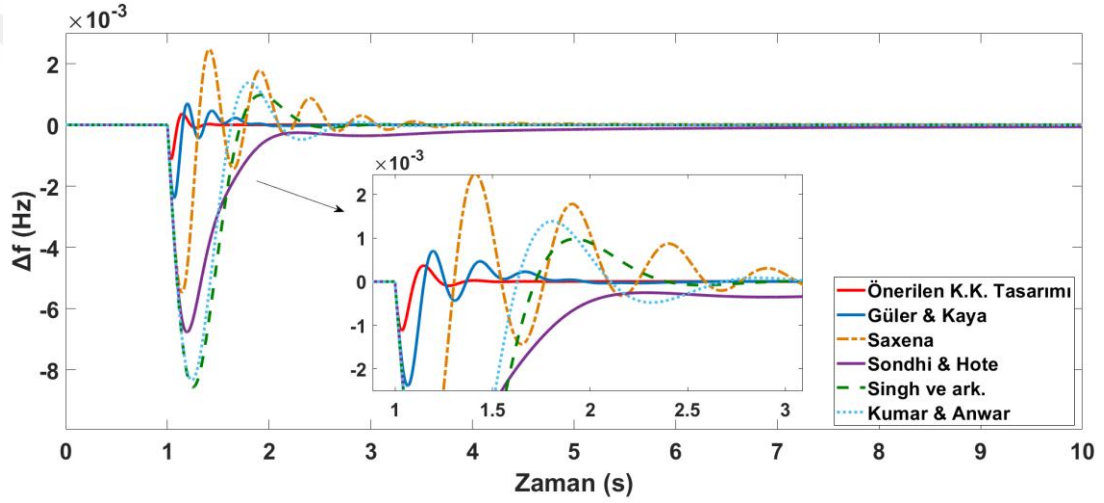
$$G_t(s) = \frac{120}{(20s + 1)(0,02s + 1)} \quad (4.27)$$

Denklem (4.27) ve (4.14) karşılaştırıldığında, $K_1 = 120$ ve $T_4 = 20$ elde edilmiştir. İç döngü PID kontrolör tasarımı sırasında $\tau_c = 0,02$, $n = 24$ ve $\xi = 0,4$ şeklinde belirlenmişti. Böylece, doğal frekans Denklem (4.21)'den $\omega_n = 22,5$ rad/s olarak hesaplanmıştır. Sonuç olarak, dış döngü kontrolör ayar parametreleri ve filtre parametreleri Denklem (4.17)–Denklem (4.20) kullanılarak $K_{co} = 4,69$, $T_{io} = 20$, $T_{do} = 0,02$ ve $\alpha = 0,06$ olarak elde edilmiştir. Önerilen kaskad kontrol (KK) yaklaşımının iç ve dış döngü kontrolör parametreleri Tablo 4.1'de sunulmuştur. Tablo 4.1, ayrıca karşılaştırma için kullanılacak olan Güler & Kaya [24], Saxena [35], Sondhi & Hote [20], Singh ve ark. [40], Kumar & Anwar [77] tarafından önerilen tasarım

tekniklerine ait kontrolör parametrelerini de vermektedir. Tüm tasarım yöntemlerinin $t = 1$ s'de adım yük değişikliğine ($\Delta P_d = 0,01 p.u.$) maruz kaldığı durumların kapalı döngü yanıtları Şekil 4.5'te gösterilmiştir.

Tablo 4.1 Durum 4.1 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

Kumar & Anwar [77]	Singh ve ark. [40]	Sondhi & Hote [20]	Saxena [35]	Güler & Kaya [24]	Önerilen Tasarım İç Döngü	Önerilen Tasarım Dış Döngü
$K_p = 1,79$	$K_p = 1,50$	$K_p = 2,00$	$K_p = 6,29$	$K_p = 13,36$	$K_{ci} = 14,42$	$K_{co} = 4,69$
$K_i = 3,52$	$K_i = 3,15$	$K_i = 3,00$	$K_{i1} = 15,74$	$K_i = 80,57$	$T_{ii} = 0,30$	$T_{io} = 20,00$
$K_d = 0,30$	$K_d = 0,31$	$\lambda=0,90$ $K_d = 0,40$ $\mu=1,15$	$K_d = 1,97$ $K_{i2} = 1,00$ $\lambda = 0,33$	$K_f = 2,67$ $K_d = 2,93$	$T_{di} = 0,08$	$T_{do} = 0,08$



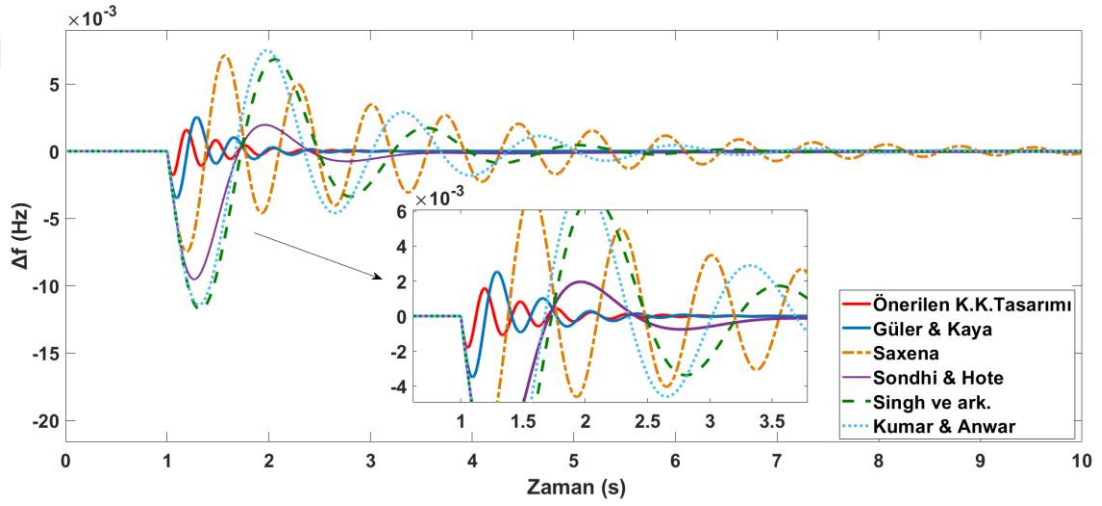
Şekil 4.5 Durum 4.1 için nominal parametre değerler için frekans yanıtları

Önerilen kaskad kontrol tasarım yönteminin en az sapma ve en kısa yerleşme süresi açısından en iyi sonuçları verdiği görülmüştür. Önerilen yöntemde, ayrıca çok az bir salınım olduğundan dolayı, en yumuşak tepki elde edilmiştir. Tablo 4.2, söz konusu tüm tasarım teknikleri için yerleşme süresi, tepe değeri ve IAE gibi performans değerlendirme indekslerini göstermektedir. Şekil 4.5'ten elde edilen gözlemler Tablo 4.2'deki verilerle desteklenmiştir. Tüm tasarım yöntemlerinin etkinliği, sistem transfer fonksiyonu parametrelerindeki +%50 ve -%50 değişimler için de incelenmiş, ve bu durumlara ait sonuçlar Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de gösterilmiştir. Tablo 4.2 yukarıda belirtilen durumlara ilişkin performans ölçümlerini de sunmaktadır. Şekillerden ve Tablo 4.2'deki verilerden, önerilen kaskad tasarım yöntemi, nominal duruma benzer şekilde parametre değişimlerinde de en arzu edilen performansları sağlamıştır. Elde

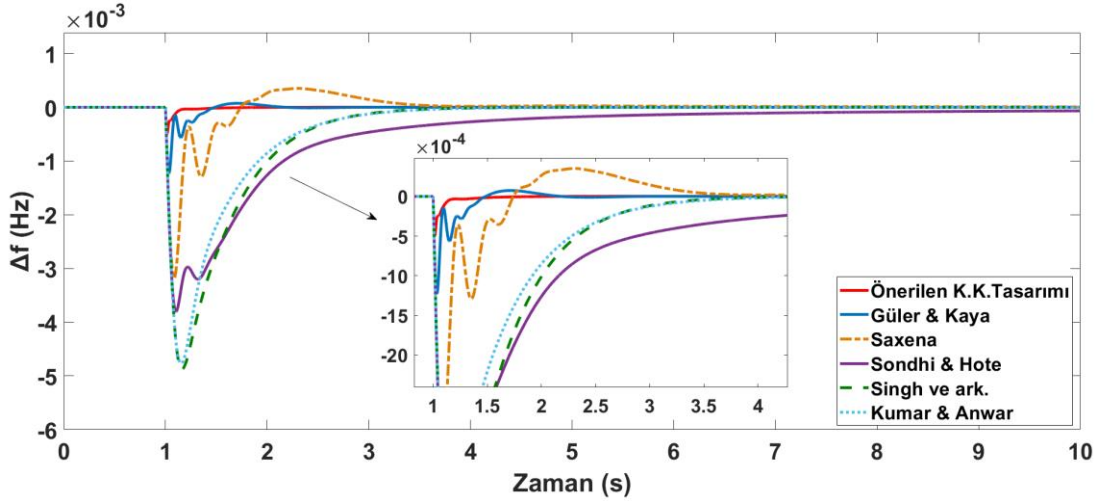
edilen sonuçlar, önerilen kaskad kontrol tasarım yönteminin pratik uygulanabilirliğinin ve dinamik performansının daha iyi olduğunu ortaya koymuştur.

Tablo 4.2 Durum 4.1 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre			+%50 Parametre Değişimi			-%50 Parametre Değişimi		
	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})
Önerilen KK	1,43	1,12	0,12	2,79	1,80	0,66	1,63	0,49	0,05
Güler & Kaya [24]	1,90	2,39	0,40	2,79	3,49	1,17	2,02	1,23	0,18
Sexana [35]	3,24	5,47	2,42	9,69	7,47	12,42	3,28	3,18	1,17
Sondhi & Hote [20]	4,17	6,77	4,29	3,32	9,52	5,98	5,79	3,80	4,26
Singh ve ark. [40]	2,28	8,56	3,91	5,28	11,77	11,84	3,08	4,87	3,17
Kumar & Anwar [77]	2,56	8,33	3,70	6,83	11,42	13,25	3,14	4,76	2,83



Şekil 4.6 Durum 4.1 için +%50 parametre değerlerindeki değişiklikler için frekans yanıtları



Şekil 4.7 Durum 4.1 için -%50 parametre değerlerindeki değişiklikler için frekans yanıtları

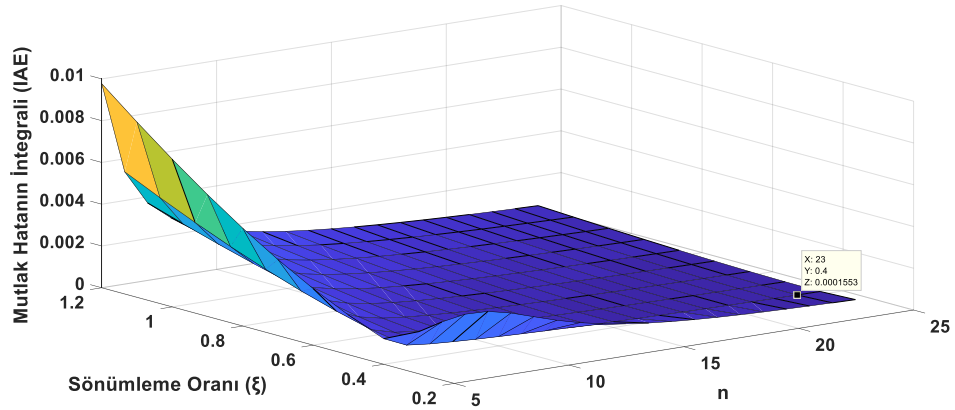
4.5.2 Durum 4.2

Bu durumda, ara ısıtmalı termal türbinden oluşan tek alanlı bir EGS üzerine çalışılmıştır. Tek alanlı EGS'nin nominal parametre değerleri Durum 3.2'deki gibi, $T_G = 0,08$, $T_T = 0,3$, $K_P = 120$, $T_P = 20$, $T_r = 4,2$, $K_r = 0,35$ ve $R = 2,4$ [40] olarak belirlenmiştir.

Regülatörün transfer fonksiyonu, $G_G(s)$, ve ara ısıtmalı termal türbinin transfer fonksiyonu, $G_{T,RT}(s)$, önerilen kaskad kontrol yönteminin iç döngü transfer fonksiyonunu, $G_{P2}(s)$, oluşturmaktadır. Dolayısıyla, $G_{P2}(s)$ şu şekilde ifade edilir:

$$G_{P2}(s) = G_G(s)G_{T,RT}(s) = \frac{(1,47s+1)}{(0,3s+1)(4,2s+1)(0,08s+1)} \quad (4.28)$$

İç döngü kontrolör tasarımı için Denklem (4.28) ile (4.7) karşılaştırıldığında, iç döngü model transfer fonksiyonu parametreleri $K_2 = 1$, $T_1 = 1,47$, $T_2 = 0,3$, $T_3 = 4,2$ ve $\theta_2 = 0,08$ olarak belirlenmiştir. Durum 4.1'de kullanılan prosedüre benzer şekilde, n ve sönüm oranı ξ değerleri minimum IAE değerini verecek şekilde araştırılmıştır. Tek alanlı EGS için, n ve ξ değerlerinin değişimine karşılık elde edilen IAE değerleri, Şekil 4.8'de grafiksel olarak sunulmuştur. Şekil 4.8'deki grafiğin analizi sonucunda, en küçük IAE değerine $n = 23$ ve $\xi = 0,4$ parametreleri ile ulaşılmıştır.



Şekil 4.8 Durum 4.2 için n ve ξ 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesi neticesinde elde edilen IAE grafiği

Tüm benzetim sonuçlarında, $T_s = 0,5s$ kullanılacağı için, Denklem (4.22)'den kapalı döngü zaman sabitinin $\tau_c = 0,02$ olduğu bulunmuştur. Bu nedenle, Denklem (4.10)-Denklem (4.12) kullanılarak iç döngü PID kontrolör parametreleri $K_{ci} = 13,82$,

$T_{ii} = 0,3$ ve $T_{di} = 0,08$ olarak elde edilmiştir. Ayrıca, iç döngü PID kontrolör filtre sabitleri de $T_1 = 1,47$ ve $T_3 = 4,2$ olarak bulunmuştur.

Dış döngü transfer fonksiyonu, $G_{p1}(s)$, tek alanlı ara ısıtılmalı termal türbinli EGS'nin yük ve jeneratör transfer fonksiyonu $G_p(s)$ 'ye eşittir:

$$G_{p1}(s) = G_p(s) = \frac{120}{(20s+1)} \quad (4.29)$$

Böylece, Denklem (4.14)'den elde edilen tüm sisteme ait açık çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde verilir:

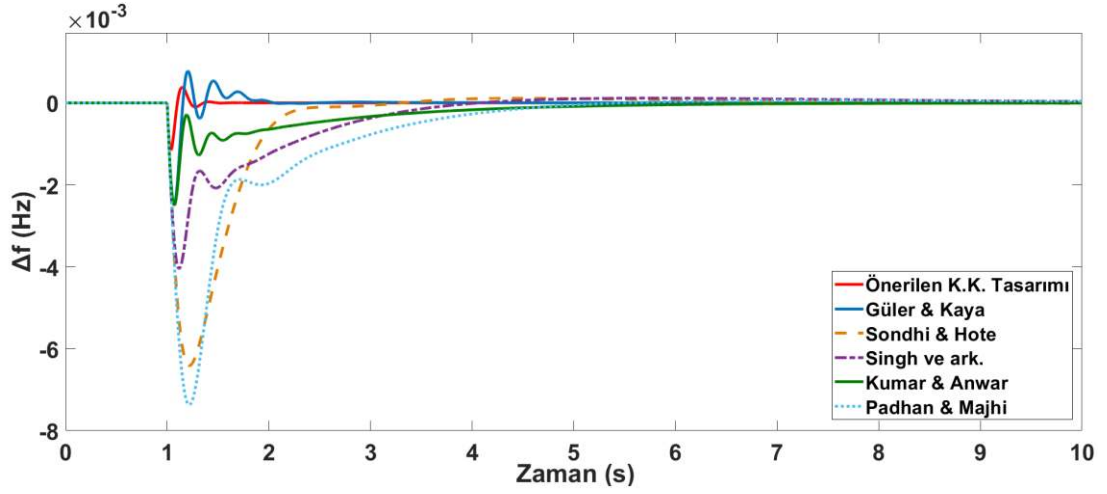
$$G_t(s) = \frac{120}{(20s+1)(0,02s+1)} \quad (4.30)$$

Denklem (4.30) ile (4.14) arasındaki karşılaştırma neticesinde, dış döngü model transfer fonksiyonu parametreleri şu şekilde belirlenmiştir: $K_1 = 120$ ve $T_4 = 20$. Ardından, Denklem (4.17)–Denklem (4.20) kullanılarak, dış döngü PID kontrolör ve filtre parametrelerinin değerleri $K_{co} = 4,69$, $T_{io} = 20$, $T_{do} = 0,02$ ve $\alpha = 0,06$ olarak bulunmuştur. Önerilen kaskad kontrol yaklaşımının iç ve dış döngü denetleyici parametreleri ve literatürde Güler & Kaya [24], Sondhi & Hote [20], Singh ve ark. [40], Kumar & Anwar [77] ve Padhan & Majhi [10] tarafından yapılan çalışmaların denetleyici parametreleri Tablo 4.3'te verilmiştir. Tüm tasarım yöntemlerinin $t = 1$ s'deki $0,01 p.u.$ yük değişimleri için kapalı döngü yanıtları Şekil 4.9'de gösterilmiştir.

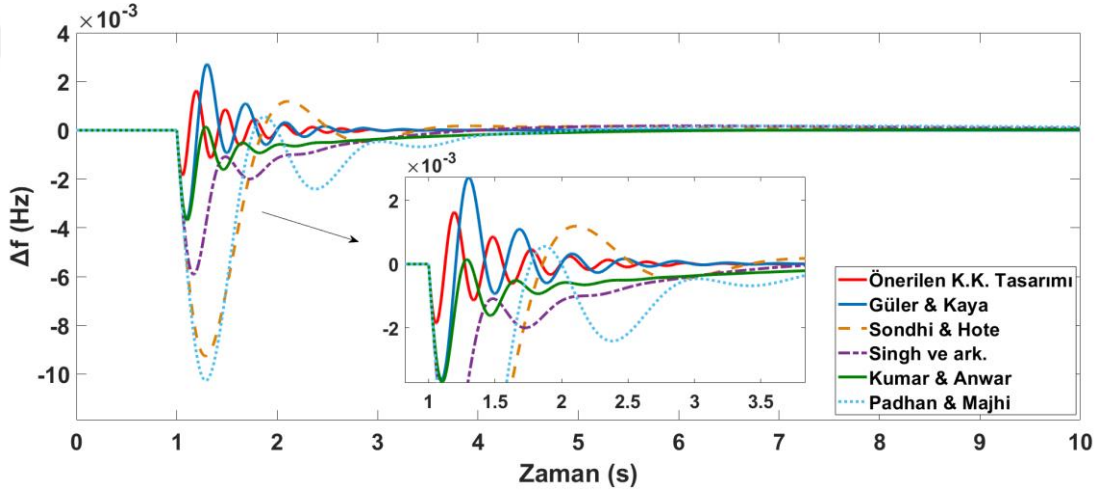
Tablo 4.3 Durum 4.2 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

Padhan & Majhi [10]	Kumar & Anwar [77]	Singh ve ark. [40]	Sondhi & Hote [20]	Güler & Kaya [24]	Önerilen Tasarım İç Döngü	Dış Döngü
$K_p = 6,16$	$K_p = 23,90$	$K_p = 10,25$	$K_p = 6,00$	$K_p = 35,00$	$K_{ci} = 13,82$	$K_{co} = 4,69$
$K_i = 1,93$	$K_i = 5,33$	$K_i = 4,25$	$K_i = 4,00$	$K_i = 196,36$	$T_{ii} = 0,30$	$T_{io} = 20,00$
$K_d = 1,16$	$K_d = 8,11$	$K_d = 3,50$	$\lambda = 0,90$ $K_d = 1,00$ $\mu = 1,20$	$K_f = 6,94$ $K_d = 7,79$	$T_{di} = 0,08$	$T_{do} = 0,08$

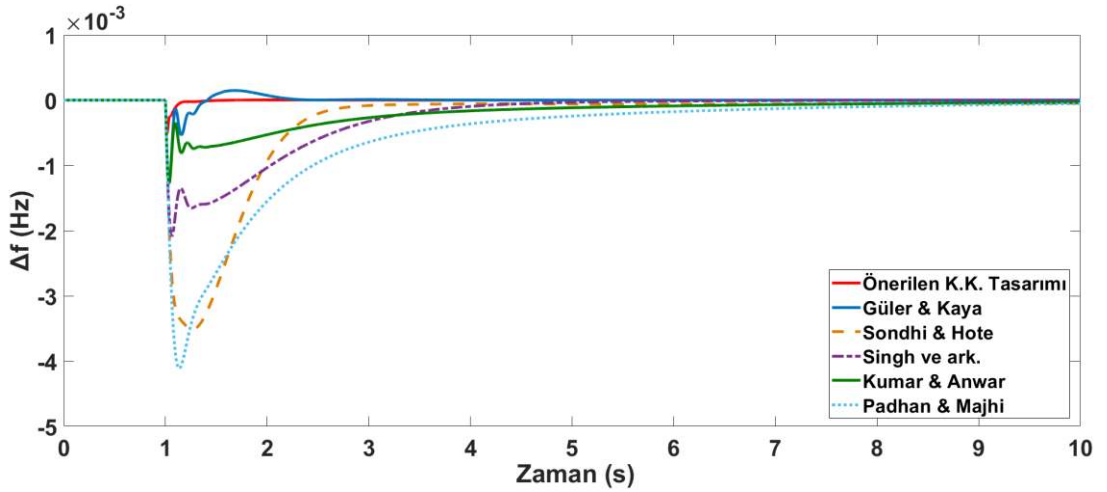
Sistem transfer fonksiyonu parametrelerindeki +%50 ve -%50 değişiklikler dikkate alınarak, tüm tasarım yöntemlerinin frekans yanıtları, sırasıyla, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11'de gösterilmiştir.



Şekil 4.9 Durum 4.2 için nominal parametre değerler için frekans yanıtları



Şekil 4.10 Durum 4.2 için +%50 parametre değerlerindeki değişiklikler için frekans yanıtları



Şekil 4.11 Durum 4.2 için -%50 parametre değerlerindeki değişiklikler için frekans yanıtları

Durum 4.1'de olduğu gibi, önerilen tasarım yöntemi en az sapma ve en kısa yerleşme süresi üretmektedir. Ayrıca, önerilen yaklaşım tüm tasarım yöntemleri arasında en

yumuşak yanıtı vermiştir. Bu nedenle, bu durum pratik uygulamalar için avantaj oluşturabilir. Bu Durum için, performans değerlendirme indeksleri, sistem transfer fonksiyonunun nominal değerleri ve $\pm\%50$ parametre değişimleri için Tablo 4.4'te sunulmuştur. Önerilen tasarım yönteminin, karşılaştırılan diğer tasarım yöntemlerinden daha üstün performans sergilediği açıkça görülmüştür. Bu durumu desteklemek adına, Şekil 4.9, 4.10, 4.11'de elde edilen frekans yanıtları ve Tablo 4.4'te sunulan performans değerlendirme indeksleri incelendiğinde, önerilen tasarım yöntemin en az yerleşme süresi, en düşük tepe değeri ve en düşük IAE değeri gibi parametrelerde daha üstün olduğu görülmüştür.

Tablo 4.4 Durum 4.2 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre			+%50 Parametre Değişimi			-%50 Parametre Değişimi		
	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})
Önerilen K.K. Güler & Kaya [24]	1,42	1,15	0,12	2,82	1,85	0,70	1,44	0,50	0,04
Sondhi & Hote [20]	1,98	2,48	0,47	2,90	3,62	1,30	2,19	1,27	0,22
Singh ve ark. [40]	2,34	6,41	4,01	3,26	9,26	6,04	2,74	3,51	3,17
Kumar & Anwar [77]	3,84	4,04	3,38	3,83	5,91	4,19	4,72	2,08	2,34
Padhan & Majhi [10]	5,67	2,50	1,87	5,54	3,69	2,17	7,70	1,26	1,72
	4,65	7,37	5,76	4,73	10,26	7,38	6,87	4,11	4,99

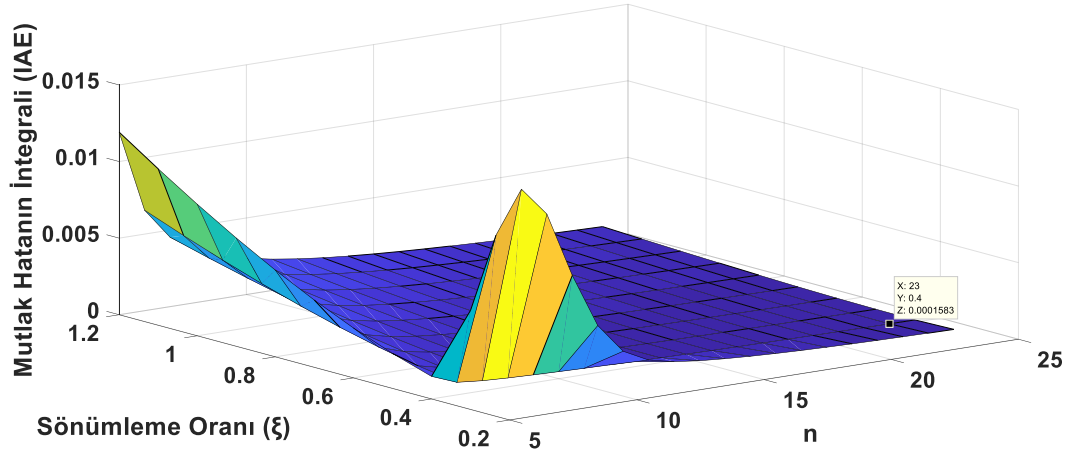
4.5.3 Durum 4.3

Ara ısıtmasız termal türbinli iki alanlı EGS'nin blok şeması Şekil 4.1'de gösterilmiştir. İki alanlı EGS'nin nominal parametre değerleri $K_{p1} = K_{p2} = 120$, $T_{p1} = T_{p2} = 20$, $T_{r1} = T_{r2} = 0,3$, $T_{G1} = T_{G2} = 0,08$, $\beta_1 = \beta_2 = 0,425$, $T_{12} = 0,0866$ ve $R_1 = R_2 = 2,4$ [82, 83] olarak belirlenmiştir. Bu çalışmada her iki alanın da aynı sistem transfer fonksiyonuna sahip olduğu varsayılmıştır. Bölüm 4.2.2'de ifade edildiği üzere, herhangi bir bağlantı hattı güç değişimi olmadığı varsayımı altında, önerilen kaskad kontrol tasarımı, her alanın diğerlerinden bağımsız olduğu ve her alanın kontrolör tasarımının ayrı ayrı gerçekleştirilebileceği temeline dayanmaktadır. Durum 4.1'deki prosedür takip edilerek, iç döngü sistem transfer fonksiyonu $G_{p2}(s)$, Denklem (4.25)'deki gibi ifade edilebilir. Dolayısıyla, iç döngü model transfer fonksiyonu parametreleri Durum 4.1 ile aynıdır. Durum 4.1'in aksine, iki alanlı EGS'de, etkin bir dinamik yanıt elde etmek için Δf_1 , Δf_2 ve ΔP_{ara} 'yı içeren Denklem (4.24) kullanılarak

IAE değeri minimuma indirilmesi amaçlanmıştır. Şekil 4.12, iki alanlı EGS'nin farklı n ve ξ değerleri için elde edilen IAE değerlerini göstermektedir. Sonuç olarak, $n = 23$ ve $\xi = 0,4$ ile minimum IAE değerine ulaşılmıştır. $T_s = 0,5 s$ olduğu bilindiğinden dolayı kapalı döngü zaman sabiti Denklem (4.22)'den $\tau_c = 0,02$ olarak belirlenmiştir. Böylece, Denklem (4.10)-Denklem (4.12) kullanılarak iç döngü PID kontrolör parametreleri $K_{ci} = 13,82$, $T_{ii} = 0,3$ ve $T_{di} = 0,08$ olarak tespit edilmiştir. Bununla birlikte, iç döngü filtre sabitleri $T_1 = 0$ ve $T_3 = 0$ olarak belirlenmiştir. Dış döngü transfer fonksiyonu $G_{p1}(s)$, Denklem (4.26) ile verilmiştir. Dolayısıyla, Denklem (4.14) kullanılarak tüm sisteme ait açık çevrim transfer fonksiyonu $G_t(s)$ aşağıdaki bağıntı ile verilir:

$$G_t(s) = \frac{120}{(20s+1)(0,02s+1)} \quad (4.31)$$

Denklem (4.31) ve (4.14) karşılaştırıldığında, dış döngü model transfer fonksiyonu parametrelerinin $K_1 = 120$ ve $T_4 = 20$ verildikleri bulunabilir. Bu değerler Denklem (4.17)-Denklem (4.20)'de yerine yazılarak, dış döngü denetleyici ve filtre parametre değerleri $K_{co} = 4,69$, $T_{io} = 20$, $T_{do} = 0,02$ ve $\alpha = 0,06$ şeklinde elde edilmiştir.



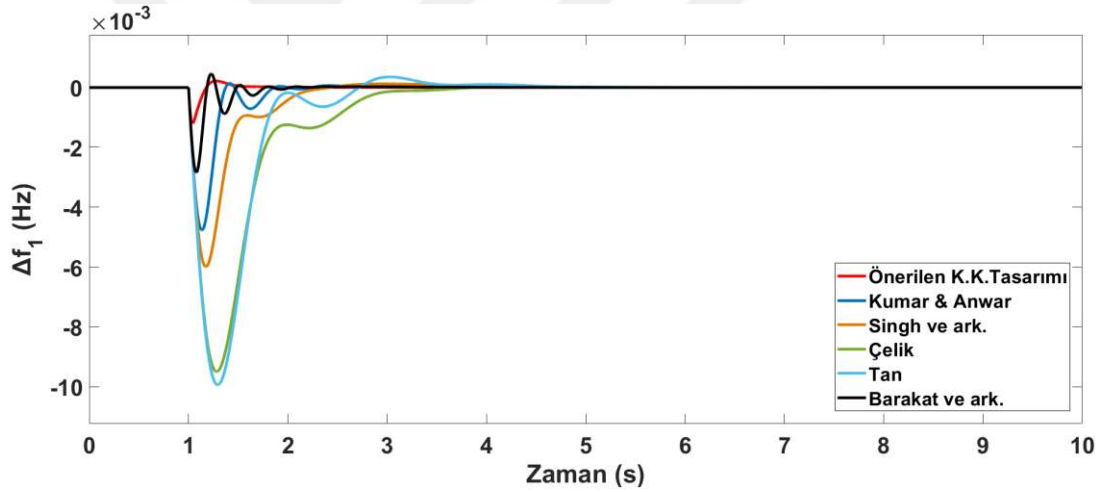
Şekil 4.12 Durum 4.3 için n ve ξ 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesi neticesinde elde edilen IAE grafiği

Tablo 4.5, önerilen kaskad kontrol tasarımının iç ve dış döngü kontrolör parametrelerinin yanı sıra karşılaştırma için kullanılan alternatif tasarım yöntemlerinin kontrolör parametrelerini göstermektedir. Şekil 4.13-4.15 önerilen kaskad kontrol tasarım yaklaşımının ve karşılaştırma için kullanılan diğer tasarım yaklaşımlarının

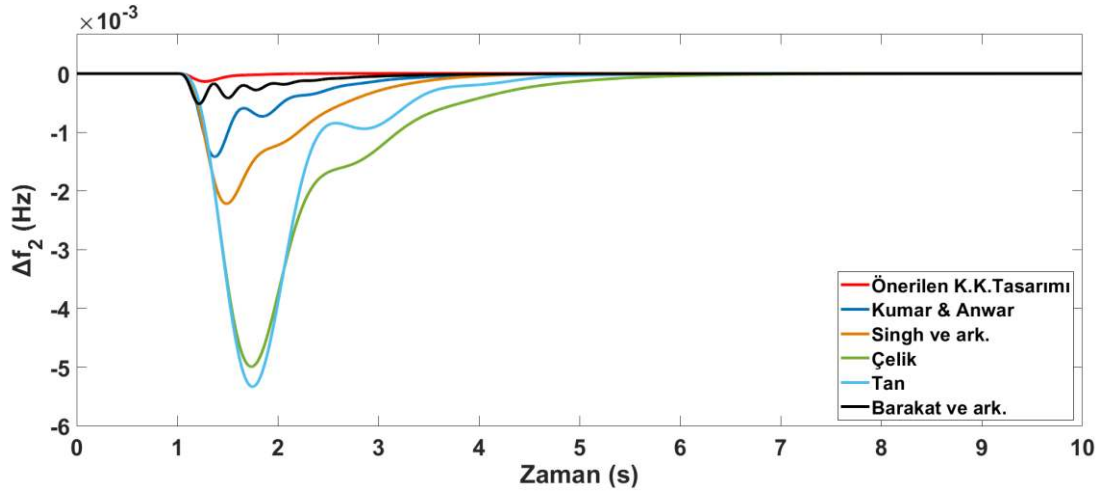
$t = 1$ s'de alan 1'de meydana gelen $0,01 p.u.$ yük değişimleri için yük frekans kontrol performanslarını göstermektedir. İki alanlı EGS'nin YFK'sı için elde edilen Şekil 4.13-4.15, sırasıyla alan 1'in frekans değişimini, alan 2'nin frekans değişimini ve bağlantı hattı güç değişimini göstermektedir. Şekil 4.13-4.15'e bakıldığında, önerilen tasarım tekniği ile frekans değişimlerinin, Δf_1 ve Δf_2 , ve bağlantı hattı güç değişiminin (ΔP_{ara}) neredeyse hiç aşma olmadan en kısa sürede kontrol edildikleri gözlenmiştir.

Tablo 4.5 Durum 4.3 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

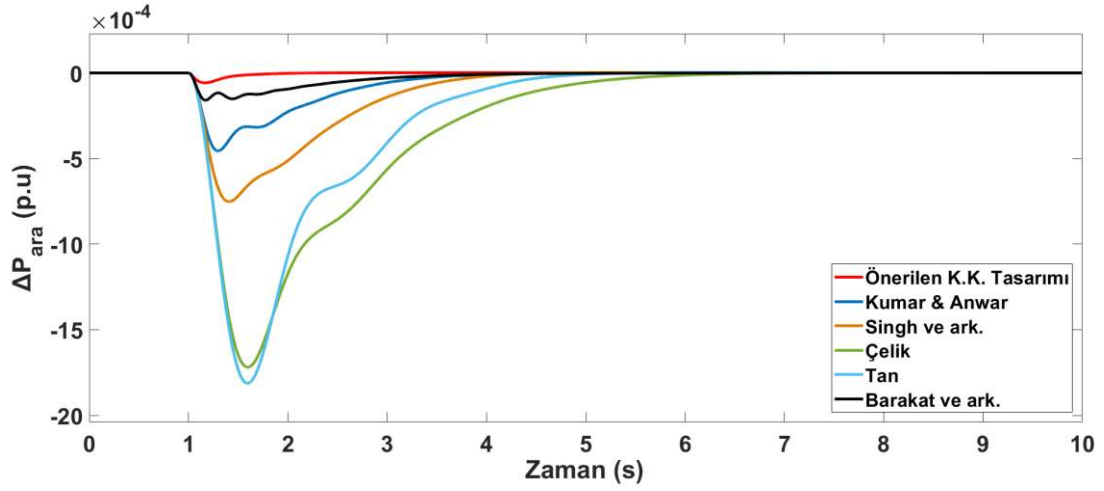
Barakat [82]	Tan [37]	Singh ve ark. [40]	Çelik [83]	Kumar & Anwar [77]	Önerilen Tasarım İç Döngü	Önerilen Tasarım Dış Döngü
$K_{p1} = 5,00$	$K_p = 1,56$	$K_p = 4,25$	$K_p = 1,62$	$K_p = 8,58$	$K_{ci} = 13,82$	$K_{co} = 4,69$
$K_d = 2,76$	$K_i = 2,39$	$K_i = 5,50$	$K_i = 2,00$	$K_i = 10,88$	$T_{ii} = 0,30$	$T_{io} = 20,00$
$K_{p2} = 1,80$	$K_d = 0,52$	$K_d = 1,35$	$K_d = 0,58$	$K_d = 1,93$	$T_{di} = 0,08$	$T_{do} = 0,08$
$K_i = 5,00$						



Şekil 4.13 Durum 4.3 için alan 1'e ait frekans değişimi

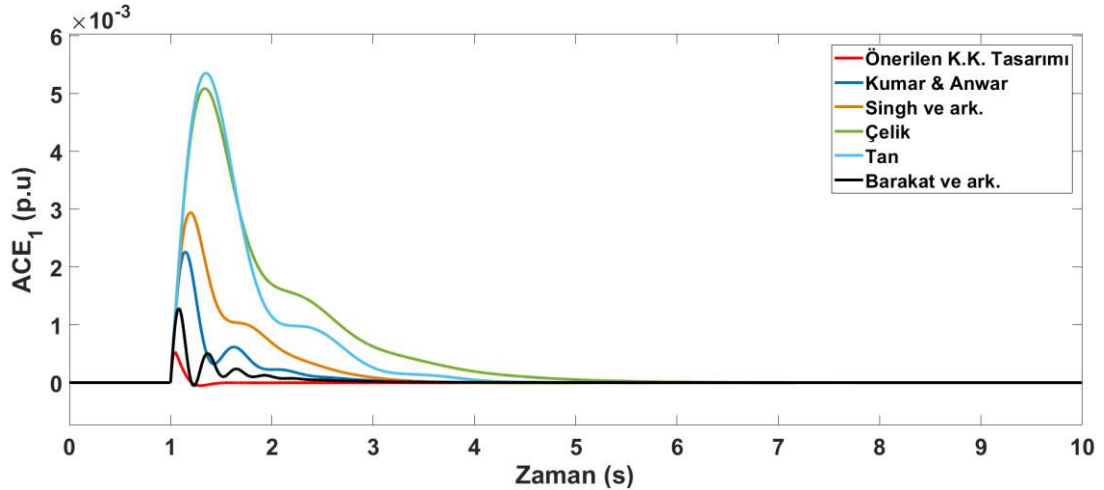


Şekil 4.14 Durum 4.3 için alan 2'ye ait frekans değişimi

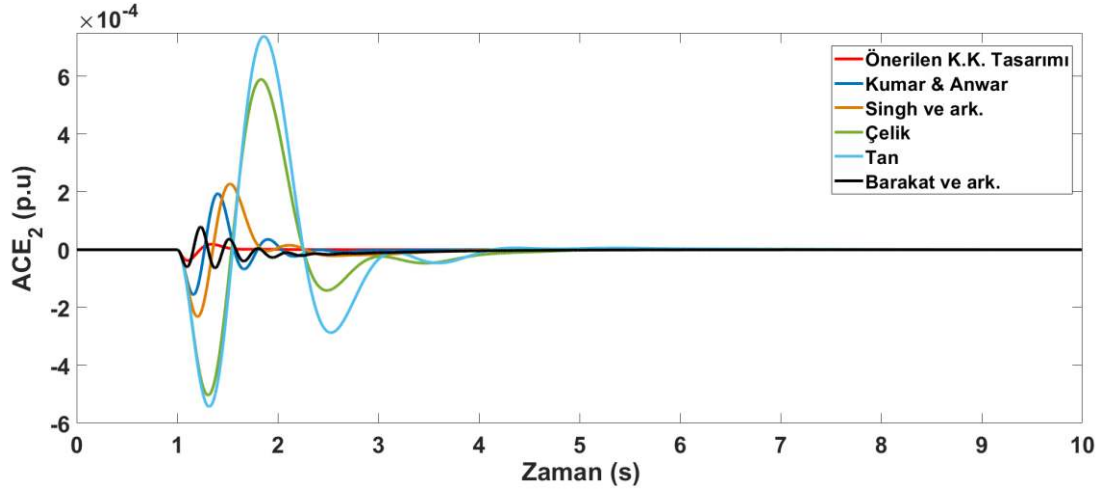


Şekil 4.15 Durum 4.3 için bağlantı hattı güç değişimi

Ayrıca, iki alanlı EGS'deki alan kontrol hataları (ACE) için, önerilen kaskad kontrol tasarım yönteminin karşılaştırma için kullanılan diğer tasarım yöntemlerine göre üstünlüğünü ortaya koyan grafikler Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'de verilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen tasarım yöntemin, EGS'nin kararlılığını ve performansını artırmada etkili olduğunu göstermiştir. Tüm tasarım yöntemlerinin performans değerlendirme indeksleri Tablo 4.6'da detaylı olarak sunulmuştur. Bu tabloda sunulan performans değerlendirme ölçümleri, Şekil 4.13-4.17 kullanılarak yapılan açıklamaları doğrulamıştır.



Şekil 4.16 Durum 4.3 için güç sistemindeki alan 1'e ait alan kontrol hatası



Şekil 4.17 Durum 4.3 için güç sistemindeki alan 2’ e ait alan kontrol hatası

Tablo 4.6 Durum 4.3 için performans indekslerinin karşılaştırılması

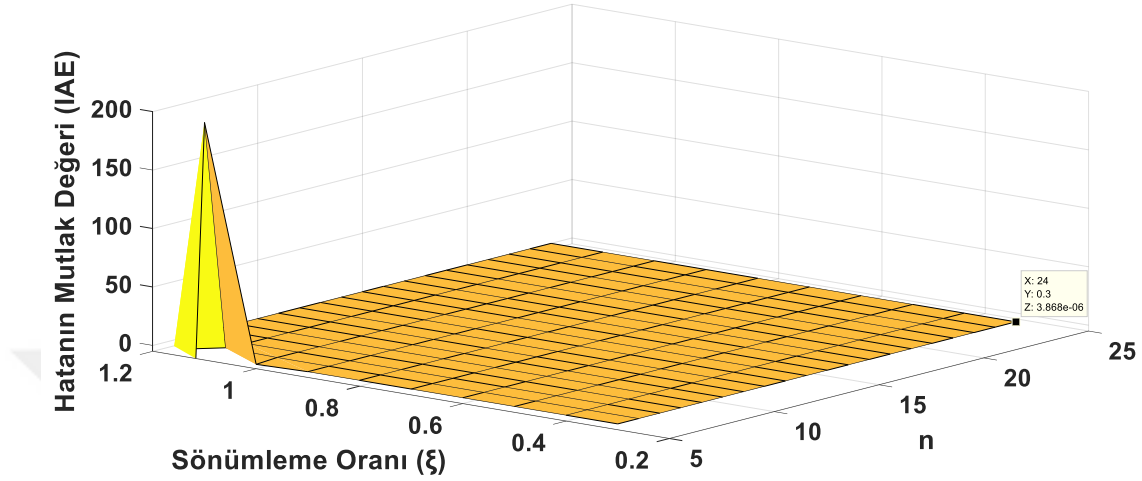
Tasarım Yöntemleri	Δf_1			Δf_2			ΔP_{ara}		
	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	IAE (10^{-3})
Önerilen K.K.	1,72	1,20	0,18	2,33	0,14	0,07	2,24	0,06	0,03
Barakat [82]	1,96	2,84	0,54	3,04	0,52	0,39	3,78	1,89	0,19
Tan [37]	3,32	9,94	5,51	3,40	5,33	4,92	3,43	18,10	2,10
Singh ve ark. [40]	3,07	5,99	2,46	2,96	2,21	2,14	3,08	7,51	0,91
Çelik [83]	2,91	9,50	5,91	4,21	4,99	5,88	4,34	17,19	2,50
Kumar&Anwar [77]	1,82	4,77	1,24	2,87	1,41	1,08	3,01	4,55	0,46

4.5.4 Durum 4.4

Şekil 4.2, üç alanda ara ısıtmalı termal türbin ve dördüncü alanda ise ara ısıtmasız bir termal türbin içeren EGS’nin basitleştirilmiş bir diyagramını göstermektedir. Dört alanlı EGS’nin üç alanı, ara ısıtmalı termal türbinlerden oluşmakta olup, nominal parametre değerleri $K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = 120$, $T_{p1} = T_{p2} = T_{p3} = 20$, $T_{T1} = T_{T2} = T_{T3} = 0,3$, $T_{G1} = T_{G2} = T_{G3} = 0,08$, $K_{r1} = K_{r2} = K_{r3} = 0,35$, $T_{r1} = T_{r2} = T_{r3} = 4,2$, $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 0,425$, $T_{12} = T_{13} = T_{23} = 0,0866$ olarak verilmiştir. Geri kalan son alan, ara ısıtmasız termal türbinden oluşmaktadır. Bu alanın parametre değerleri ise, $K_{p4} = 120$, $T_{p4} = 20$, $T_{T4} = 0,3$, $T_{G4} = 0,08$, $R_4 = 2,4$, $\beta_4 = 0,425$ ve $T_{41} = 0,0866$ [23] olarak verilmiştir.

Her alana ait kontrolörler Durum 4.3’te olduğu gibi bağımsız olarak tasarlanmıştır. Bu durumda, ara ısıtmalı termal türbinler için nominal parametrelerin Durum 4.2’deki nominal parametrelerle aynı olduğuna dikkat edilmelidir. Dolayısıyla, ara ısıtmalı termal türbinli EGS’nin tasarımı için iç döngü model transfer fonksiyonu parametre

değerleri, Durum 4.2’de belirtilenlerle aynıdır: $K_2 = 1$, $T_1 = 1,47$, $T_2 = 0,3$, $T_3 = 4,2$ ve $\theta_2 = 0,08$. Şekil 4.18’de sunulan verilere göre, $n = 24$ ve $\xi = 0,3$ parametre değerleri için en düşük IAE değerine ulaşılmıştır.



Şekil 4.18 Durum 4.4 için n ve ξ 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesi neticesinde elde edilen IAE grafiği

Denklem (4.22) kullanılarak iç döngü kapalı çevrim zaman sabiti $\tau_c = 0,02$ olarak hesaplanmıştır. İç döngü PID kontrolör parametreleri Denklem (4.10)-Denklem (4.12) kullanılarak $K_{ci} = 14,40$, $T_{ii} = 0,3$ ve $T_{di} = 0,08$ olarak ve filtre sabiti parametreleri $T_1 = 1,47$ ve $T_3 = 4,2$ olarak elde edilmiştir. Dış döngü kontrolör tasarımı için açık çevrim transfer fonksiyonunun Denklem (4.30) ile verildiğine dikkat edilmelidir. Ardından, Denklem (4.30) ve (4.14) karşılaştırılarak dış döngü model transfer fonksiyon parametreleri $K_1 = 120$ ve $T_4 = 20$ olarak belirlenmiştir. Son olarak, Denklem (4.17)-Denklem (4.20) kullanılarak önerilen kaskad kontrol tasarımının dış döngü denetleyici parametreleri ve filtre parametreleri $K_{co} = 8,33$, $T_{io} = 20$, $T_{do} = 0,02$ ve $\alpha = 0,06$ olarak bulunmuştur.

Ara ısıtmasız termal türbinli dördüncü alanın iç ve dış döngü kontrolörlerinin tasarımı, Durum 4.1 veya Durum 4.3'teki prosedür izlenerek gerçekleştirilir. Bu durumda, ara ısıtmasız termal türbin için nominal parametreler göz önüne alındığında, iç döngü model transfer fonksiyon parametreleri $K_2 = 1$, $T_1 = 0$, $T_2 = 0,3$, $T_3 = 0$ ve $\theta_2 = 0,08$ olarak belirlenmiştir. Şekil 4.18'den, minimum IAE değerine $n = 24$ ve $\xi = 0,3$ değerleriyle ulaşıldığı belirtilmiştir. Böylece, kapalı döngü zaman sabiti $\tau_c = 0,02$

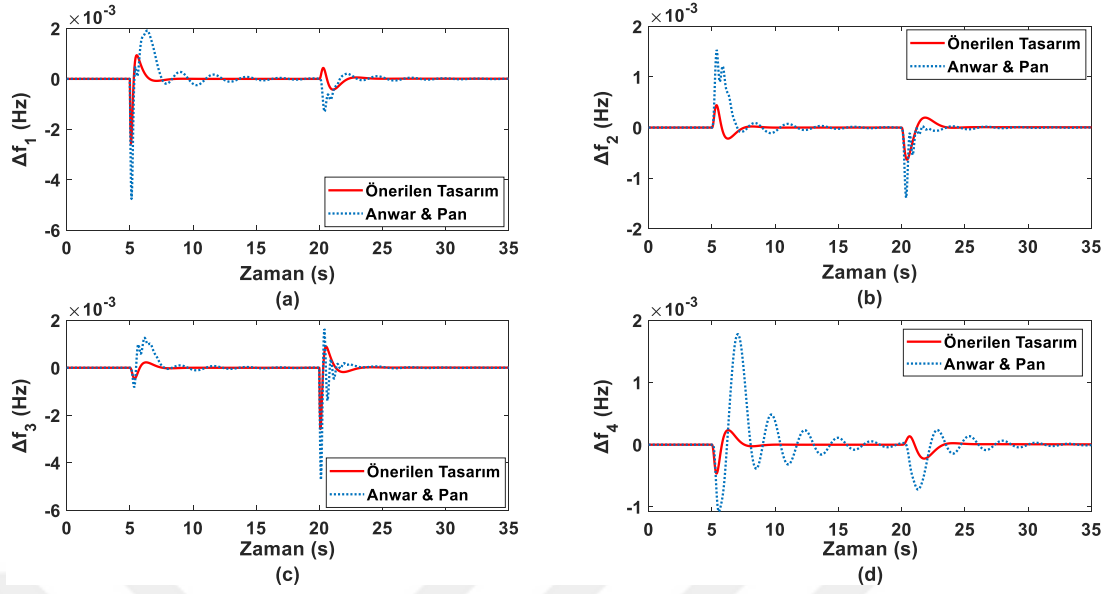
olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla, iç döngü PID kontrolör parametreleri Denklem (4.10)-Denklem (4.12) kullanılarak $K_{ci} = 14,40$, $T_{ii} = 0,3$ ve $T_{di} = 0,08$ olarak elde edilmiştir. Filtre parametreleri ise $T_1 = 0$ ve $T_3 = 0$ şeklinde belirlenmiştir. Dış döngü açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem (4.31) ile aynıdır. Buna göre, dış döngü model transfer fonksiyon parametreleri $K_1 = 120$ ve $T_4 = 20$ olarak belirlenmiştir. Sonuç olarak, dış döngü kontrolör ve filtre parametre değerleri $K_{co} = 8,33$, $T_{io} = 20$, $T_{do} = 0,02$ ve $\alpha = 0,06$ olarak hesaplanmıştır.

Karşılaştırma amacıyla kullanılacak olan Anwar & Pan'ın [23] tasarım yöntemi ve önerilen tasarım yönteminin kontrolör parametre değerleri Tablo 4.7'de gösterilmiştir. Önerilen tasarım yaklaşımının performansı Anwar & Pan'ın tasarım yöntemiyle karşılaştırılırken, $t = 5$ s'de alan-1'de $0,01 p.u.$ yük değişimi ve $t = 20$ s'de alan-3'te $0,01 p.u.$ yük değişimi olduğu varsayılmıştır.

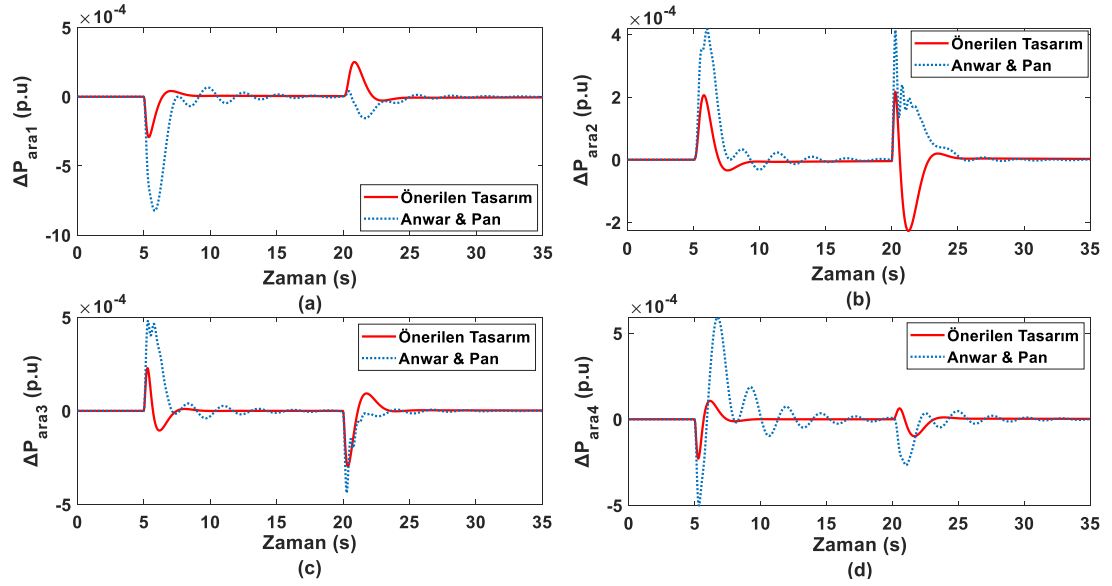
Tablo 4.7 Durum 4.4 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

Anwar & Pan [23]		Önerilen Tasarım (Ara Isıtmalı)		Önerilen Tasarım (Ara Isıtmasız)	
Ara Isıtmalı	Ara Isıtmasız	İç Döngü	Dış Döngü	İç Döngü	Dış Döngü
$K_p = 24,94$	$K_p = 3,55$	$K_{ci} = 14,40$	$K_{co} = 8,33$	$K_{ci} = 14,40$	$K_{co} = 8,33$
$K_i = 5,88$	$K_i = 5,95$	$T_{ii} = 0,30$	$T_{io} = 20,00$	$T_{ii} = 0,30$	$T_{io} = 20,00$
$K_d = 5,48$	$K_d = 1,17$	$T_{di} = 0,08$	$T_{do} = 0,02$	$T_{di} = 0,08$	$T_{do} = 0,02$

Dört alanlı EGS'deki her bir alandaki frekans değişimleri (Δf_1 , Δf_2 , Δf_3 ve Δf_4) ve her bir alandaki bağlantı hattı güç değişimleri (Δf_{ara1} , Δf_{ara2} , Δf_{ara3} ve Δf_{ara4}), sırasıyla, Şekil 4.19 ve 4.20'de gösterilmiştir.



Şekil 4.19 Durum 4.4 için dört alanlı güç sistemindeki her bir alanın frekans yanıtları a) Δf_1 , b) Δf_2 , c) Δf_3 , d) Δf_4



Şekil 4.20 Durum 4.4 için dört alanlı güç sistemindeki bağlantı hattı güç değişimleri, a) ΔP_{ara1} , b) ΔP_{ara2} , c) ΔP_{ara3} , d) ΔP_{ara4}

Tablo 4.8'de, söz konusu tasarım yöntemleri için yerleşme süresi, tepe değeri ve kapalı döngü yanıtların IAE değeri gibi performans değerlendirme indeks değerleri verilmiştir.

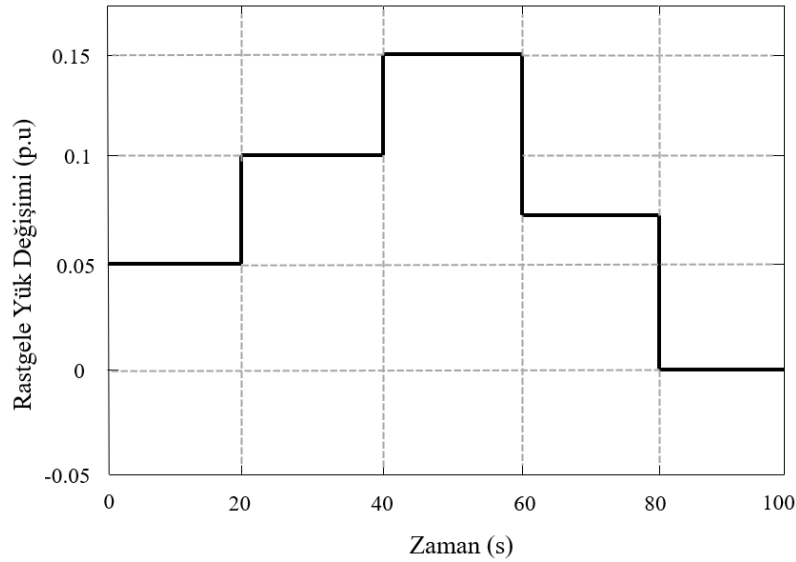
Tablo 4.8 Durum 4.4 için performans indekslerinin karşılaştırılması
(YZ = Yerleşme Zamanı, TD = Tepe Değeri)

Tasarım Metotları	Alan-1			Alan-2			Alan-3			Alan-4		
	YZ (s)	TD (10^{-3})	IAE (10^{-3})	YZ (s)	TD (10^{-4})	IAE (10^{-3})	YZ (s)	TD (10^{-4})	IAE (10^{-3})	YZ (s)	TD (10^{-4})	IAE (10^{-3})
Önerilen Tasarım	7,62	2,43	1,73	9,00	4,22	1,10	9,02	4,34	1,61	9,12	4,20	0,88
Anwar & Pan [23]	8,59	4,81	3,55	11,99	10,64	3,50	11,97	10,91	3,87	14,32	13,35	3,79

Şekil 4.19 ve Şekil 4.20'deki yanıtlar ve Tablo 4.8'deki performans ölçüm indeksleri analiz edildiğinde, önerilen tasarım yaklaşımının Anwar & Pan [23] tarafından önerilen tasarım yönteminden daha üstün performans sergilediği görülmüştür.

4.5.5 Durum 4.5

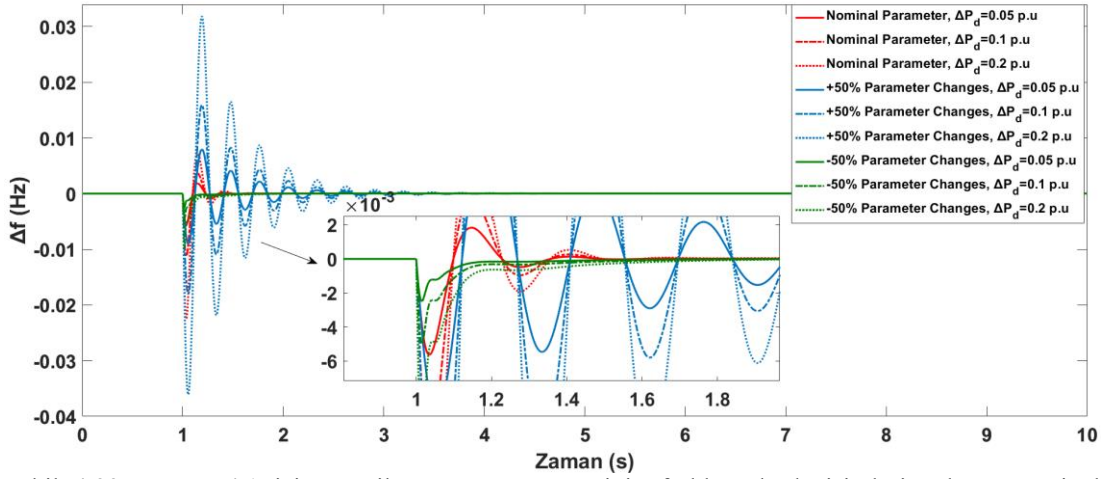
Güç sistemlerindeki YFK için yapılan tasarım yöntemlerinin sağlamlığını test etmek ve pratik uygulamada ne kadar etkili olduğunu analiz etmek için genellikle farklı zamanlarda rastgele yük değişimine (RLP) maruz bırakılmaktadır. Dolayısıyla, tasarım yöntemleri farklı yük değişimlerine karşı sağlamlık sergilemelidir.



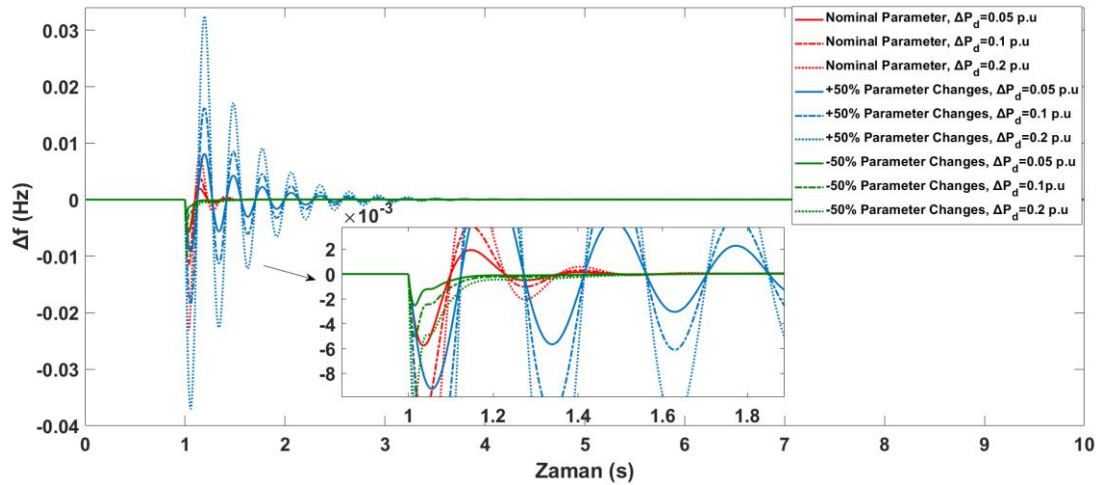
Şekil 4.21 Durum 4.3 ve Durum 4.4 için rastgele yük değişimi (RLP)

Şekil 4.21'de gösterilen farklı zamanlarda rastgele adım yükleri, iki alanlı ve dört alanlı güç sistemleri için önerilen kaskad kontrol tasarım yaklaşımının sağlamlığını değerlendirmek için kullanılmıştır. Şekil 4.21'deki RLP, Durum 4.3 ve Durum 4.4'e uygulanmıştır.

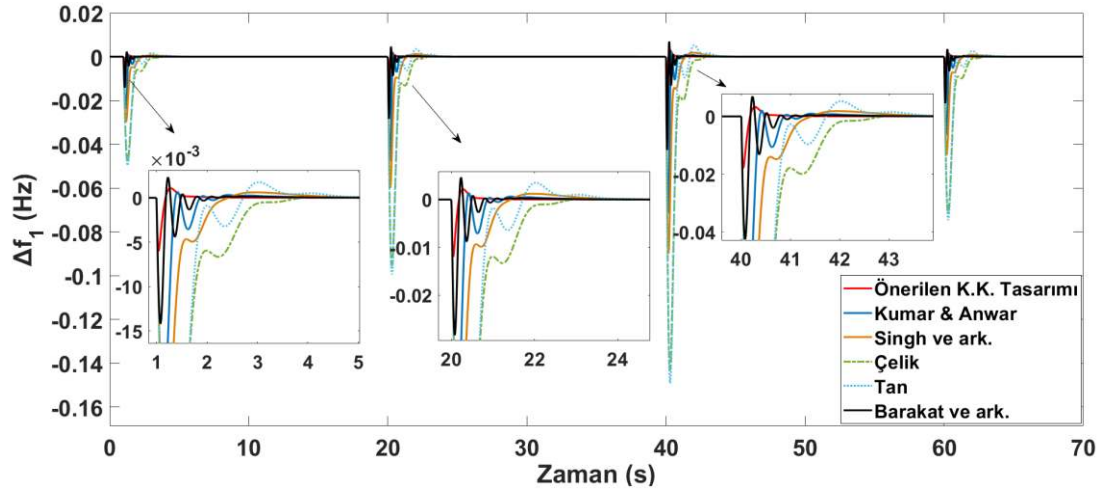
Durum 4.1 ve Durum 4.2 için, önerilen kaskad kontrol tasarım yönteminin farklı yük koşulları altında nominal parametreler ve $\pm 50\%$ parametre değişimleri altındaki frekans yanıtları Şekil 4.22 ve Şekil 4.23'te sunulmuştur. Önerilen kaskad kontrol sisteminin RLP altındaki performansı, Durum 4.3 için Δf_1 ve Δf_2 'ye ait frekans değişimleri sırasıyla Şekil 4.24 ve Şekil 4.25'te gösterilmiştir. Ayrıca, RLP'ye karşı bağlantı hattı güç değişimi (ΔP_{ara}) Şekil 4.26'da gösterilmiştir. Benzer şekilde, Durum 4.4 için önerilen kaskad kontrol tasarım yönteminin ve karşılaştırılan diğer tasarım yöntemlerinin RLP'ye karşı performansları, frekans değişimleri Δf_1 , Δf_2 , Δf_3 ve Δf_4 ve bağlantı hattı güç değişimleri Δf_{ara1} , Δf_{ara2} , Δf_{ara3} ve Δf_{ara4} için sırasıyla Şekil 4.27 ve Şekil 4.28'de gösterilmiştir.



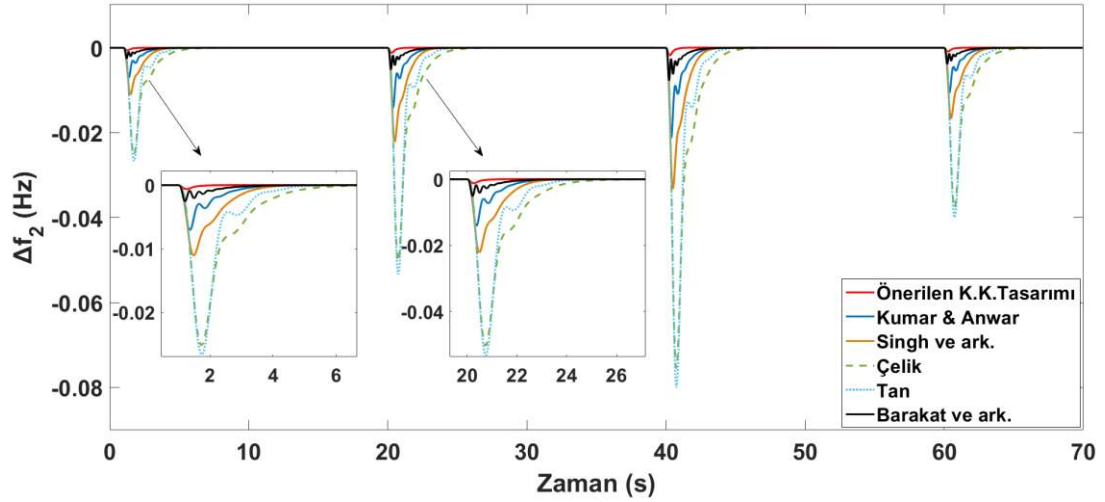
Şekil 4.22 Durum 4.1 için önerilen tasarım yönteminin farklı yük değişimlerine karşı nominal parametreler ve %50 parametre değişimleri durumundaki frekans yanıtları



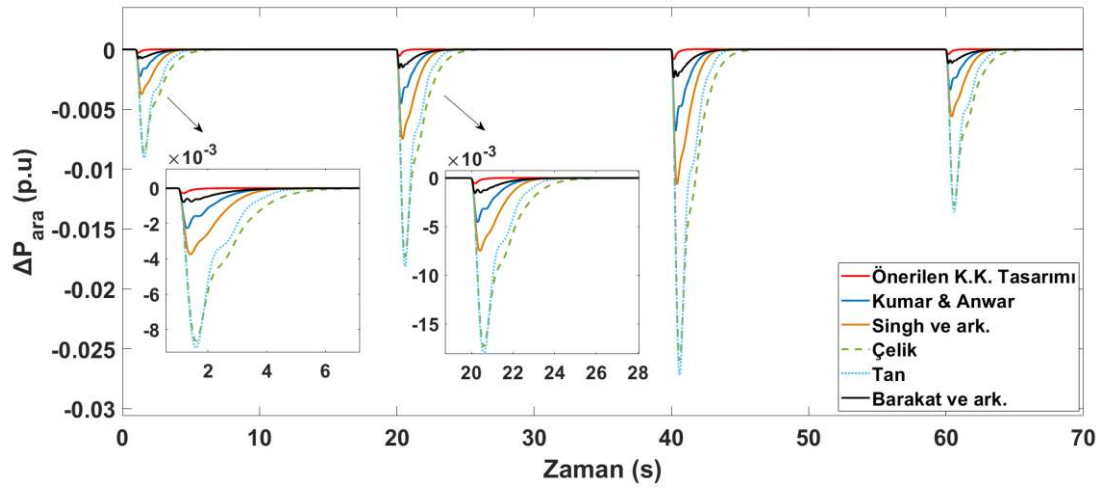
Şekil 4.23 Durum 4.2 için önerilen tasarım yönteminin farklı yük değişimlerine karşı nominal parametreler ve %50 parametre değişimleri durumundaki frekans yanıtları



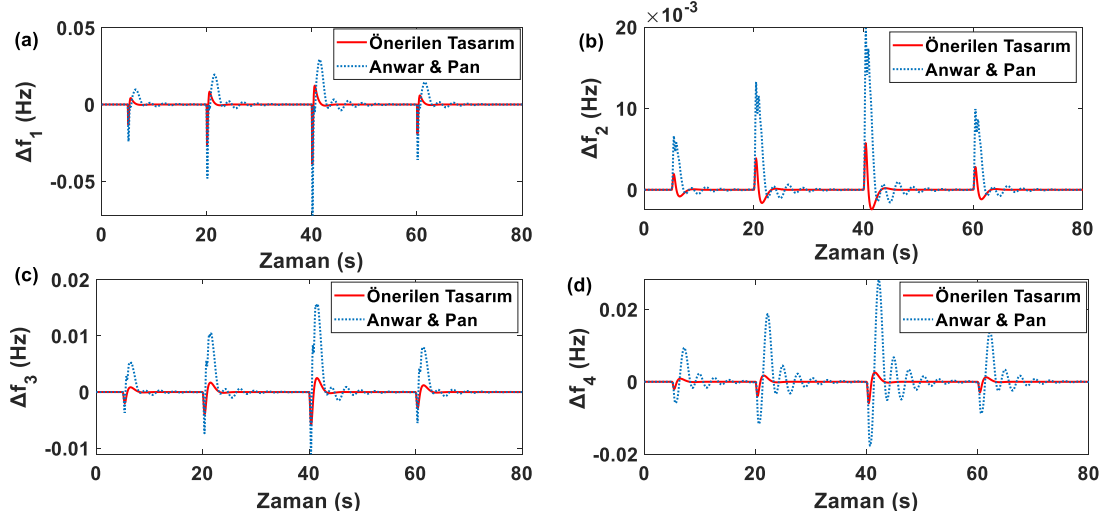
Şekil 4.24 Durum 4.3 için RLP'ye karşı alan-1'e ait frekans yanıtları



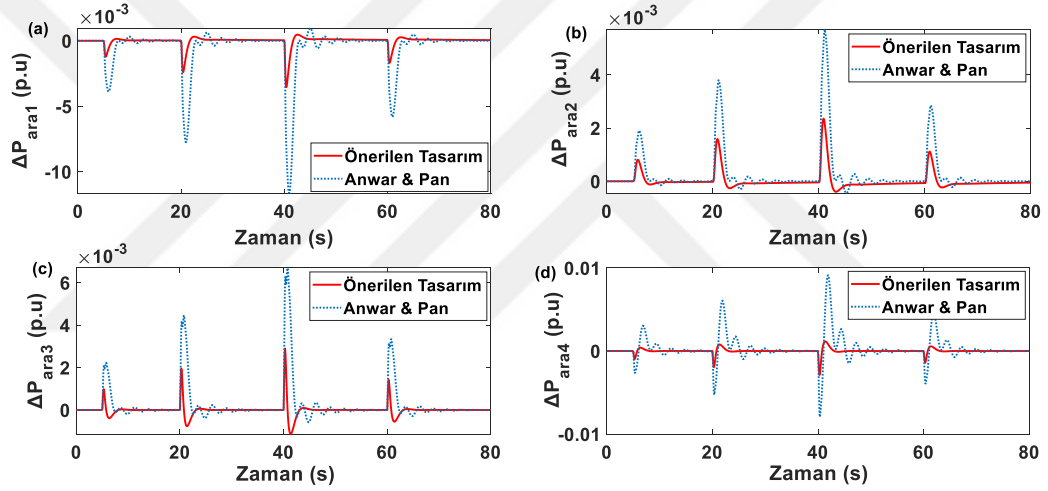
Şekil 4.25 Durum 4.3 için RLP'ye karşı alan-2'ye ait frekans yanıtları



Şekil 4.26 Durum 4.3 için RLP'ye karşı bağlantı hattı güç değişim yanıtları



Şekil 4.27 Durum 4.4 için RLP'ye karşı frekans değişimleri, a) Δf_1 , b) Δf_2 , c) Δf_3 , d) Δf_4



Şekil 4.28 Durum 4.4 için RLP'ye karşı bağlantı hattı güç değişimi, a) ΔP_{ara1} , b) ΔP_{ara2} , c) ΔP_{ara3} , d) ΔP_{ara4}

Önerilen kaskad kontrol tasarım yaklaşımının, RLP altında karşılaştırılan diğer tasarım yöntemlerinden belirgin biçimde üstün performans sergilediği görülmektedir. Ayrıca, önerilen tasarım yaklaşımı ile, daha hızlı yerleşme süresi, en düşük tepe değeri ve salınımsız yanıtlar elde edildiği görülmüştür. Sonuç olarak, önerilen kaskad kontrol tasarım yaklaşımı, daha düşük sapma, daha hızlı yerleşme süresi ve daha az salınımlı yanıtlar ürettiği için gerçek zamanlı uygulamalarda daha faydalı olabilir.

4.6 Sonuçlar

Elektrik güç sistemleri, enerji iletimi ve dağıtımı için kritik öneme sahip karmaşık yapılar olup, bu sistemlerin kararlılığı ve verimliliği için kontrol stratejileri gerekmektedir. Bu bağlamda, bu bölümde, elektrik güç sistemlerindeki frekans

dalgalanmalarını ve bağlantı hattı güç değişimlerini azaltmayı amaçlayan, kaskad kontrol yapısı içinde yer alan iç ve dış kontrolörlerin tasarımına yönelik analitik bir yaklaşım sunulmuştur.

Kaskad kontrol yapısındaki iç ve dış döngü denetleyicilerin ayar parametreleri kontrolör sentezi ile hesaplanmıştır. Bu yaklaşım, başlangıçta ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız termal türbinlerin bulunduğu tek alanlı güç sistemlerinde incelenmiştir. Ardından, önerilen tasarım yöntemi iki ve dört alanlı güç sistemleri üzerinde de test edilmiştir. Güç sistemleri, önerilen kaskad kontrol yaklaşımının üstünlüğünü ve sağlamlığını göstermek için yük bozulmalarına, sistem transfer fonksiyonu parametrelerindeki değişikliklere ve rastgele yük değişimleri gibi çeşitli senaryolar altında test edilmiştir.

Güç sistemleri farklı koşullar altında değerlendirilmiş ve önerilen kaskad kontrol tekniğinin özellikle tek, iki ve dört alanlı güç sistemlerinde, performans ve sağlamlık açısından yakın zamanda literatüre geçen yöntemlere kıyasla daha iyi performans sergilediği ortaya konmuştur. Bu yaklaşım aynı zamanda eşit bağlantı hattı güç alışverişlerini teşvik ederek çok alanlı EGS'nin kararlılığını artırmaktadır.

5. ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNDE YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN DOĞRUDAN SENTEZ YÖNTEMİ İLE GELİŞTİRİLMİŞ PIDD² TASARIMI

5.1 Giriş

Güç sistemi ağlarında, hızla artan yük talebi nedeniyle sistem kararlılığının iyileştirilmesi ve elektrik güç sisteminin (EGS) güvenilirliğinin korunması gerektiğinden bahsedilmiştir. Yükteki ani değişiklikler, enterkonnekte güç sistemlerindeki frekans ve bağlantı hattı güç sapmalarının nominal değerden sapmasına neden olur [2]. Son zamanlarda EGS ağlarında frekans kararlılığını sağlamak için çeşitli denetleyici tasarım yöntemleri önerilmiştir. Bu bölümde, literatürde son dönemde öne çıkan Doğrudan Sentez (DS) tabanlı PIDA/PIDD² kontrolörü dahil olmak üzere YFK için yapılan bazı önemli çalışmalardan bahsedilmiştir. Tek veya çok kaynaklı iki alanlı EGS'nin YFK'sı için kaynaklar üzerinde rekabet algoritmasına dayalı oransal-integral-türev-ivme (PIDA) denetleyici tasarımı Patel ve ark. [84] tarafından önerilmiştir. Önerilen tasarım stratejisinin büyük tepe değerlerinin olması bu tasarımın uygulanmasını zorlaştırmaktadır. Tek ve çok alanlı EGS'de YFK için DS yöntemine dayalı PID/PIDA denetleyici tasarımı için Kumar ve Anwar [77] tarafından önerilen tasarım tekniği belirli dezavantajlara sahiptir. Özellikle, önerilen tasarım yöntemiyle ilişkilendirilen uzun yerleşme süreleri ve yüksek tepe değerleri, bu tasarım yaklaşımı için olumsuz bir durum yaratmaktadır. Kumar ve ark. [85], bir, iki ve dört alanlı EGS'de YFK için DS tabanlı iki serbestlik dereceli IMC (2DoF-IMC) yapısı önermişlerdir. Fakat, önerilen bu yöntemin önemli bir dezavantajı, frekans tepkilerinin küçük salınımlar sergilemesi ve uzun yerleşme sürelerine sahip olmasıdır; bu da pratik uygulamalardaki etkinliğini sınırlandırabilir. Guha ve ark. [86], ara ısıtılmalı ve ara ısıtmasız türbinlerden oluşan güç sistemlerinin YFK'sı için geri izleme arama algoritmasına dayalı bir PI/PID denetleyici tasarlamışlardır. Kumar ve Hote [87], yenilenebilir enerji kaynakları içeren tek ve iki alanlı güç sistemlerin YFK'sı için grafiksel sağlam karakteristik oran atama yaklaşımını temel alan bir PIDA denetleyicisi sunmuştur. Ancak bu yöntemin bir dezavantajı, önerilen tasarımın frekans tepkilerinin, uygun yerleşme sürelerine sahip olmasına rağmen yüksek tepe değerleri sergilemesidir. Kumar ve Pan [88] iletişim zaman gecikmesini içeren çok alanlı güç sistemlerindeki YFK için DS tabanlı bir FOPID kontrol yaklaşımı sunmuşlardır. Bununla birlikte, önerilen tasarım yönteminin

uzun yerleşme süresi ve yüksek tepe değerleri sergilemektedir ve bu durum önerilen tasarımın gerçekleştirilmesinde potansiyel olarak engeller sunmaktadır. Arya [89], çok alanlı enterkonnekte güç sistemlerinin YFK'sı için emperyalist rekabetçi algoritma (ICA) tabanlı bulanık-tilt-kesir dereceli integral filtreli türev ($FTI^{\lambda}DN$) kontrol tasarımını gerçekleştirmiştir. Ancak, önerilen yaklaşımın yerleşme sürelerinin uzun olduğu gözlemlenmiştir. Hibrit rüzgâr-dizel EGS'nin YFK'sı için Guha ve ark. [90] tarafından adaptif kesir dereceli kayma kipli bozucu gözlemci (FO-SM-DOB) tasarım yaklaşımı sunulmuştur. Ancak, frekans yanıtlarında salınımların oluşması, uzun yerleşme süreleri ve yüksek tepe değerleri önerilen tasarım yöntemi için olumsuz bir durum oluşturmaktadır. AboRas ve ark. [91] gradyan tabanlı optimizasyon algoritması aracılığıyla tek/çok kaynaklı iki alanlı güç sistemlerinin YFK'sı için bulanık PIDD² kontrolör tasarımı yaklaşımı ortaya koymuşlardır. Ancak önerilen tasarım yönteminin dezavantajı yüksek tepe değerleri üretmesidir. Abd-Elazim ve Ali [92], fotovoltaik sistemi içeren iki alanlı bir EPS'nin YFK'sı için ateşböceği algoritmasına dayalı bir PI denetleyici tasarım tekniği önermişlerdir. Önerilen tasarım yönteminin frekans tepkilerinde salınımlar ve yüksek yerleşme süreleri sergilenmesi tekniğin bir dezavantajı olarak değerlendirilebilir. İki alanlı EGS'de YFK için Elsis ve ark. [93] tarafından yarasadan ilham alan algoritma tabanlı model tahmini kontrol tasarımı sunulmuştur. Uzun yerleşme süreleri ve yüksek tepe değerlerine ulaşılması, önerilen tasarım yönteminin ana dezavantajları olarak değerlendirilebilir. Sobhy ve ark. [94] yenilenebilir enerji kaynakları ve enerji depolama üniteleri içeren EPS'nin YFK'sı için bir PID denetleyici tasarlamışlardır.

Güç sistemlerinde YFK, yük değişimleri sırasında frekans ve bağlantı hattı güç değişimlerindeki salınımları azaltmayı amaçlar. Bu sebeple, YFK yükteki bozulmaların etkisini azaltmalıdır. DS yöntemi, yük bozulmalarının giderilmesinde önemli bir gelişme sağlama yeteneğiyle tanınmaktadır [5]. DS yöntemi, klasik kontrol teorisi içindeki tasarım metodolojilerinden biridir ve istenilen kapalı çevrim sistem tepkisinin belirlenmesini gerektirir. Bu yaklaşımda, kontrol stratejisi, kontrol edilecek sistem modeli ve istenilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu kullanılarak analitik olarak belirlenebilir. Ancak, PID kontrolörü, yüksek dereceli sistemler ve bazı yük bozucuları karşısında yetersiz kalabilir. Dolayısıyla, yüksek dereceli sistemlerde önemli aşmalar ve yerleşme süreleri sorununu çözmek için PID'nin bir türü olan

PIDD² denetleyicisine yönelme eğilimi gözlenmiştir [6]. Bu kontrolör, yük bozukluklarını etkili bir şekilde ortadan kaldırmak ve sistem sağlamlığını koruma yeteneği nedeniyle oldukça değerlidir [34]. Dolayısıyla, tasarım aşamasında uygun referans kapalı döngü transfer fonksiyonunun seçilmesi, diğer kontrolör yapılarıyla karşılaştırıldığında, bozulmaların etkisini azaltmaya ve performansı artırmaya yardımcı olabilir. Sonuç olarak, bu bölümde DS metodu ile geliştirilmiş PIDD² kontrolör tasarımının gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

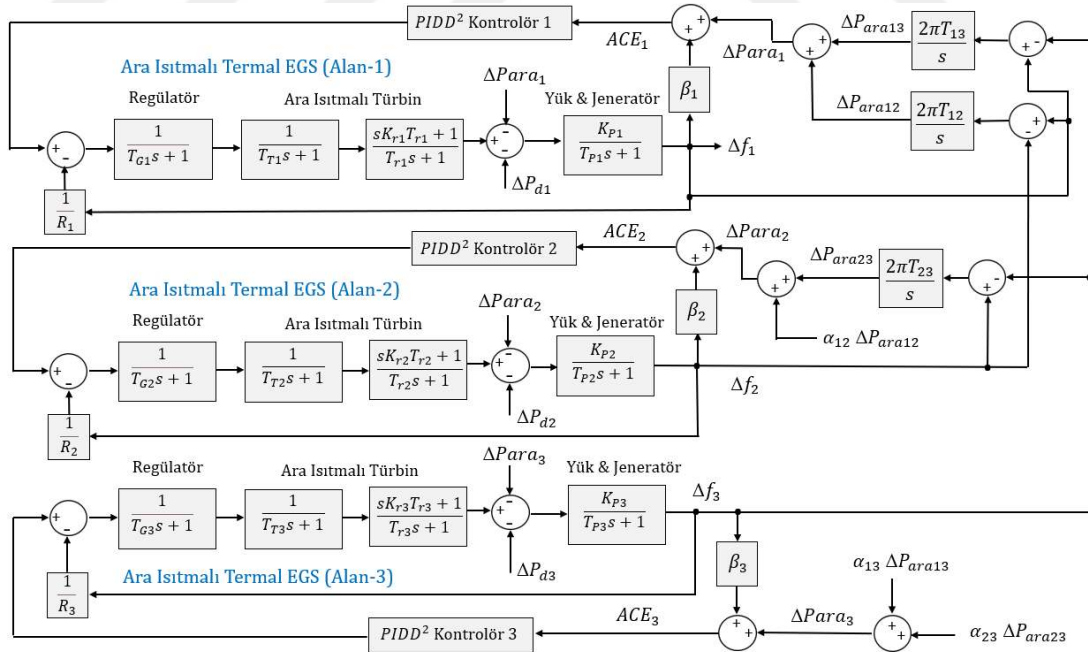
Bu bölümde, DS yöntemi ile PIDD² denetleyicisinin ayar parametrelerini belirlemek için iki farklı yaklaşım önerilmiştir. Önerilen ilk yaklaşımda, sistemi etkileyen bozucunun türbin ve yük & jeneratör arasından girdiği varsayılmıştır. Bu durum, literatürde geniş çapta incelenen ve *yük bozulması reddi* olarak bilinmektedir. Diğer taraftan önerilen ikinci yaklaşımda, sisteme etki eden bozucunun kontrolörden hemen sonra meydana geldiği varsayılmaktadır. Bu durum ise *bozucu reddi* olarak adlandırılmakta olup daha önceki araştırmalarda incelenmemiştir, bu da onu bu bölümde ele alınan dikkate değer bir yenilik haline getirmektedir. Önerilen tasarım yöntemlerinin her ikisinde de PIDD² denetleyicisinin parametre tasarımı, yeni önerilen amaç fonksiyonu J_p 'yi en aza indiren istenen transfer fonksiyonu parametre değerlerine dayalı olarak gerçekleştirilmiştir. Burada, mutlak hatanın integrali (IAE) ve yerleşme süresini içeren yeni bir amaç fonksiyonu kullanılarak yüksek yerleşme süreleri sorununun aşılması amaçlanmıştır. Her iki tasarım yöntemi de başlangıçta ara ısıtmalı ve ara ısıtmasız termal türbinlerden oluşan tek alanlı EPS'ye uygulanmıştır. Daha sonra, aynı tasarım yöntemleri iki ve üç alanlı EPS'ye uygulanmıştır. Tek ve çok alanlı EPS'lerde önerilen tasarım yöntemlerinin etkinliği, küçük yük değişimleri için frekans ve bağlantı hattı güç değişimlerinin yerleşme süresi, tepe değerleri (aşma) yeni önerilen amaç fonksiyonu J_p performans kriterine dayalı olarak değerlendirilmiştir. Önerilen tasarım yaklaşımlarının, RLP ve sistem parametrelerindeki $\pm\%25$ değişimlere karşı sağlamlıkları değerlendirilmiştir. Elde edilen bulgular incelendiğinde önerilen tasarım sürecinin yukarıda belirtilen performans kriterleri açısından alternatif tasarımlardan daha iyi performans gösterdiği tespit edilmiştir.

5.2 Güç Sistemi Modelleri

Bu bölümde, DS yöntemi tabanlı PIDD² kontrolör tasarımı, güç sistemlerinin YFK performansını iyileştirmek amacıyla öncelikli olarak ara ısıtılmalı ve ara ısıtmasız termal türbinlere sahip tek alanlı EPS'ye uygulanmaktadır. Tasarım yönteminin uygulandığı tek alanlı güç sistem modeli Şekil 2.3'te sunulmuştur. Ardından, YFK için önerilen tasarım yöntemi tek alanlı EPS'den iki alanlı EPS modeline genişletilmiştir. Şekil 4.1'de sunulan ara ısıtmasız termal türbine sahip iki alanlı EPS modeli için önerilen tasarım gerçekleştirilmiştir. Son olarak, ara ısıtılmalı termal türbinden oluşan üç alanlı EPS modelinin incelenmesi üzerine odaklanılmıştır.

5.2.1 Üç alanlı güç sistemi

Önerilen tasarım yöntemlerinin dinamik performansını incelemek için her alanda ara ısıtılmalı termal türbin bulunan üç alanlı bir EPS dikkate alınmaktadır. Şekil 5.1, ara ısıtılmalı termal türbinlerinden oluşan üç alanlı bir EPS'nin blok diyagramını göstermektedir. Üç alanlı EPS'de her alanın kapasitesi şu şekilde verilmiştir: Alan-1: 2000MW, Alan-2: 5000MW ve Alan-3: 8000MW [95].



Şekil 5.1 Ara ısıtılmalı termal türbine sahip üç alanlı EGS'nin blok diyagramı

Şekil 5.1'de, T_{12} , T_{13} ve T_{23} terimleri, bağlantı hattı senkronizasyon zaman sabitlerini belirtmektedir. Ayrıca, α_{12} , α_{13} , α_{23} terimleri ise alan büyüklük oranlarını temsil

etmektedir. Alan büyüklük oranları $\alpha_{12} = -P_{r1} / P_{r2}$, $\alpha_{13} = -P_{r1} / P_{r3}$ ve $\alpha_{23} = -P_{r2} / P_{r3}$ olarak ifade edilmektedir. Burada, P_{r1} , P_{r2} ve P_{r3} terimleri, alan kapasite (MW) miktarını belirtmektedir [96].

Şekil 5.1'de gösterilen her bir alanın alan kontrol hataları (ACE) şu şekilde ifade edilir:

$$\left. \begin{aligned} ACE_1 &= \beta_1 \Delta f_1 + \Delta P_{ara1} \\ ACE_2 &= \beta_2 \Delta f_2 + \Delta P_{ara2} \\ ACE_3 &= \beta_3 \Delta f_3 + \Delta P_{ara3} \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

Şekil 5.1'e göre alanlar arasındaki bağlantı hattı güç değişimleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{ara1} &= \Delta P_{ara12} + \Delta P_{ara13} \\ \Delta P_{ara2} &= \alpha_{12} \Delta P_{ara12} + \Delta P_{ara23} \\ \Delta P_{ara3} &= \alpha_{13} \Delta P_{ara13} + \alpha_{23} \Delta P_{ara23} \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

5.3 Bozucu Reddi için Doğrudan Sentez Yöntemi Tabanlı PIDD² Kontrolör Tasarımı

DS yaklaşımında, tasarım temel olarak arzu edilen bir kapalı döngü transfer fonksiyonuna dayanmaktadır [97]. Bu tasarım yöntemi, istenen kapalı döngü yanıtı için arzu edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonunu belirler. Ardından, sistem transfer fonksiyonu ve arzu edilen referans model transfer fonksiyonu kullanılarak kontrolör parametrelerinin belirlenmesine yönelik analitik ifadeler türetilir [77]. Böylece, kapalı döngü yanıtı istenilen yanıtla eşleşir [98]. DS yaklaşımının avantajı, performans gereksinimlerinin doğrudan kapalı döngü transfer fonksiyonunun spesifikasyonu yoluyla entegre edilmesidir [5]. DS yaklaşımında sistem transfer fonksiyonunun yüksek dereceden olması, yaklaşımın kullanımını sınırlar. Dolayısıyla, DS yöntemini uygulayabilmek için yüksek dereceli bir sistemin düşük dereceli bir transfer fonksiyonu ile modellenmesi gerekir. Burada, gerektiği yerde, yüksek dereceli bir sistem üçüncü derece transfer fonksiyonu ile modellenmiştir [23].

5.3.1 Metot 1: Yük bozucu reddi için doğrudan sentez yöntemiyle PIDD² kontrolör tasarımı

Şekil 2.3, DS yaklaşımı ile yük bozucu reddi için tek alanlı bir EPS'nin blok diyagramını göstermektedir. Şekilde, $G_C(s)$ denetleyici temsil ederken, $G_{GT}(s)$

regülatör ve türbin kombinasyonundan oluşur, $G_{GT}(s) = G_G(s)G_T(s)$. $G_P(s)$ ise yük ve jeneratörü temsil etmektedir.

Şekil 2.3'teki tek alanlı EGS baz alınarak yük bozucu reddi için Δf 'ten ΔP_d 'ye kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$G_{d,f} = \frac{\Delta f}{\Delta P_d} = \frac{G_P}{1 + G_P G_{GT} (G_C + (1/R))} \quad (5.3)$$

İstenilen dinamik davranışa sahip transfer fonksiyonu modeli, sistem dinamiği ve performans gereksinimleri dikkate alınarak belirlenir. Bu nedenle, burada yük bozucu reddi için istenilen dinamik davranışa sahip kapalı çevrim transfer fonksiyonunun aşağıdaki gibi olduğu varsayılmıştır:

$$M_{d,f}(s) = \frac{sK_{d,f}}{\lambda_2 s^2 + \lambda_1 s + 1} \quad (5.4)$$

Burada, λ_1 ve λ_2 kullanıcı tanımlı sabitlerdir. Denklem (5.4)'de, yük bozucularının etkisini azaltmak için orijine bir sıfır yerleştirilmiştir. Yük bozucu reddi için, Denklem (5.3) ile verilen sistem kapalı çevrim transfer fonksiyonunun Denklem (5.4) ile verilen arzu edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonuna eşitlenmesi aşağıdaki bağıntı ile ifade edilir:

$$G_{d,f}(s) = M_{d,f}(s) \quad (5.5)$$

Böylece, Denklem (5.5)'ten kontrolör transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$G_C = \frac{1}{G_{GT} M_{d,f}} - \frac{1}{G_{GT} G_P} - \frac{1}{R} \quad (5.6)$$

İdeal PIDD² kontrolör transfer fonksiyonu aşağıdaki bağıntı ile verilir:

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s + K_{dd} s^2 \quad (5.7)$$

Denklem (5.7)'de, K_{dd} , K_d , K_p ve K_i kontrolörün ivme, türev, oransal ve integral kazanç katsayılarını temsil etmektedir. Burada, güç sistem transfer fonksiyonunun, $G_P(s)$, ve regülatör ile türbinin birleşiminden oluşan transfer fonksiyonunun, $G_{GT}(s)$, sırasıyla, aşağıda verilen birinci ve ikinci dereceden transfer fonksiyonları ile verildikleri kabul edilmiştir:

$$G_P(s) = \frac{c_0}{1 + Ts} \quad (5.8)$$

$$G_{GT}(s) = G_G(s)G_T(s) = \frac{1}{b_2s^2 + b_1s + 1} \quad (5.9)$$

Denklem (5.6)'ya son değer teoremi uygulanarak kalıcı durum için aşağıdaki ifadeye ulaşılabilir:

$$\lim_{s \rightarrow 0} sG_C = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{1}{G_{GT}M_{d,f}} - \frac{1}{G_{GT}G_P} - \frac{1}{R} \right) \quad (5.10)$$

Buna göre, Denklem (5.10)'a $G_C(s)$, $G_{GT}(s)$, $M_{d,f}(s)$ ve $G_P(s)$ fonksiyonları yerleştirilerek aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s(K_{dd}s^2 + K_d s + K_p + \frac{K_i}{s}) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{\frac{(b_2s^2 + b_1s + 1)(\lambda_2s^2 + \lambda_1s + 1)}{K_{df}s}}{\frac{(b_2s^2 + b_1s + 1)(Ts + 1)}{c_0} - \frac{1}{R}} \right) \quad (5.11)$$

Denklem (5.11)'de $s \rightarrow 0$ olduğunda, istenen kapalı çevrim transfer fonksiyonu kazanç değeri $K_{d,f}$ aşağıdaki şekilde bulunur [28]:

$$K_{d,f} = \frac{1}{K_i} \quad (5.12)$$

Denklem (5.4), (5.7), (5.8) ve (5.9)'da ki bağıntılar, Denklem (5.6)'da yerine yazılarak ve elde edilen sonuç yeniden düzenlenerek aşağıdaki bağıntıya ulaşılabilir:

$$K_{dd}s^2 + K_d s + K_p + \left(\frac{K_i}{s} \right) - \left(\frac{K_i(b_2s^2 + b_1s + 1)(\lambda_2s^2 + \lambda_1s + 1)}{s} \right) = \left(-\frac{(b_2s^2 + b_1s + 1)(Ts + 1)}{c_0} - \frac{1}{R} \right) \quad (5.13)$$

Denklem (5.13)'teki katsayıların eşitlenmesiyle, aşağıdaki matris formu elde edilebilir:

$$K = (A^{-1}) \times B \quad (5.14)$$

Denklem (5.14)'te, K , A ve B terimleri aşağıdaki ifadeler ile verilir:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -b_2\lambda_2 \\ 1 & 0 & 0 & -(b_2\lambda_1 + b_1\lambda_2) \\ 0 & 1 & 0 & -(b_2 + \lambda_2 + b_1\lambda_1) \\ 0 & 0 & 1 & (-b_1 - \lambda_1) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -b_2T/c_0 \\ -(b_1T + b_2)/c_0 \\ -(b_1 + T)/c_0 \\ -(1 + c_0/R)/c_0 \end{bmatrix} \text{ ve } K = \begin{bmatrix} K_{dd} \\ K_d \\ K_p \\ K_i \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Dolayısıyla, PIDD² kontrolör parametreleri Denklem (5.14) kullanılarak elde edilir.

Güç sisteminin dinamik tepkilerindeki uzun yerleşme süresi problemine çözüm olarak, aşağıda verilen ve IAE ile yerleşme süresini içeren yeni ve etkili bir amaç fonksiyonu önerilmiştir. Kontrolör parametreleri, çeşitli λ_1 ve λ_2 değerleri için minimum amaç fonksiyonu (J_p) değerinin araştırılmasıyla belirlenebilir.

$$J_p = IAE + \sigma(T_s) \quad (5.16)$$

Burada, T_s terimi yerleşme süresini ve σ terimi ise ağırlık faktörünü temsil etmektedir. Tüm tasarım metotları için ağırlık faktörü $\sigma = 0.2$ olarak seçilmiştir. Minimum J_p değerini elde etmek için kullanılan Denklem (5.16), sistem özelliklerine ve tasarım hedeflerine bağlı olarak değişiklik gösterebilir. Ayrıca, tek ve çok alanlı EPS için minimum IAE değerini elde etmek için kullanılan tipik denklemler, sırasıyla, şu şekildedir:

$$IAE = \int_0^T |\Delta f| dt \quad (5.17)$$

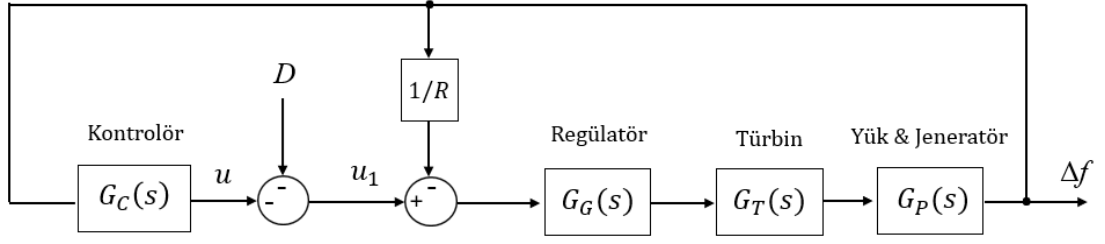
$$IAE = \int_0^T \left[|\Delta f| + |\Delta P_{arai-j}| \right] dt \quad (5.18)$$

Yük bozucu reddi için önerilen tasarım yönteminde, PIDD² kontrolörün parametre değerleri, J_p performans kriterini en aza indirecek şekilde tanımlanan optimal λ_1 ve λ_2 değerleri kullanılarak belirlenmiştir.

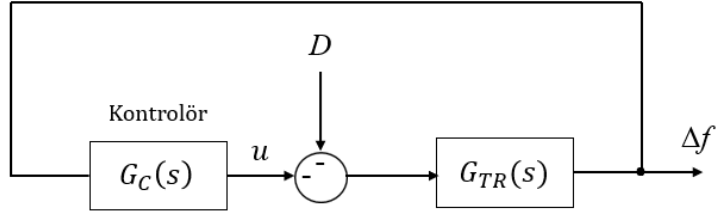
5.3.2 Metot 2: Bozucu reddi için doğrudan sentez yöntemiyle PIDD² kontrolör tasarımı

Şekil 5.2, bozucu reddi için tek alanlı bir EPS modelini göstermektedir. Bu modelde yük bozucusu kontrolör çıkışından hemen sonra sisteme girmektedir. Şekil 5.3'te, tek alanlı EPS'nin basitleştirilmiş bir modeli sunulmuştur. Burada, $G_{TR}(s)$ ifadesi, aşağıda verilen transfer fonksiyonunu temsil etmektedir.

$$G_{TR}(s) = \frac{\Delta f(s)}{u_1(s)} = \frac{G_G(s)G_T(s)G_P(s)}{1 + (G_G(s)G_T(s)G_P(s) / R)} \quad (5.19)$$



Şekil 5.2 Bozucu reddi için tek alanlı EPS modelinin blok diyagramı



Şekil 5.3 Bozucu reddi için tek alanlı EPS modelinin sadeleştirilmiş blok diyagramı

Bu sadeleştirilmiş model, denetleyici tasarımı aşamasında hesaplamalarda kolaylık sağlamaktadır. Şekil 5.3'te, bozucu reddi için Δf 'ten D 'ye kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilmiştir:

$$G_{D,f} = \frac{\Delta f}{D} = \frac{G_{TR}}{1 + G_C G_{TR}} \quad (5.20)$$

Bu durumda, $G_{TR}(s)$ transfer fonksiyonunun aşağıda verildiği gibi üçüncü derece olduğu kabul edilmiştir:

$$G_{TR}(s) = \frac{c_1}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + 1} \quad (5.21)$$

Bu durumda, istenilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu şu şekilde tanımlanmıştır:

$$M_{D,f} = \frac{s K_{df}}{(\alpha s + 1)^2 (\lambda_2 s^2 + \lambda_1 s + 1)} \quad (5.22)$$

Metot 1'de belirtildiği üzere, istenilen kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kazanç değeri $K_{df} = 1/K_i$ gibi alınmıştır. Bu yaklaşımda, istenilen kapalı çevrim sistemi, λ_1 ve λ_2 değerlerinin yanı sıra sol yarı düzlemde bulunan baskın kutup çifti (α) seçilerek belirlenir. Tasarımcı tarafından baskın kutup çifti (α) belirlendikten sonra, Metot 1'e benzer şekilde minimum J_p değerlerini elde etmek için çeşitli λ_1 ve λ_2 değerleri araştırılır. Metot 1'e benzer şekilde, EPS'nin kapalı döngü transfer fonksiyonu, istenen kapalı döngü transfer fonksiyonuyla eşitlenirse:

$$G_{D,f}(s) = M_{D,f}(s) \quad (5.23)$$

elde edilir. Dolayısıyla, $G_C(s)$ aşağıdaki gibi türetilir:

$$G_C = \frac{1}{M_{D,f}} - \frac{1}{G_{TR}} \quad (5.24)$$

Denklem (5.21) ve (5.22) terimlerinin Denklem (5.24)'de yazılmasıyla elde edilen denklemlerin matris formu aşağıda verilmiştir:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -(a^2\lambda_1 + 2a\lambda_2) \\ 0 & 1 & 0 & -(a^2 + 2a\lambda_1 + \lambda_2) \\ 0 & 0 & 1 & -(2a + \lambda_1) \\ 0 & 0 & 0 & -(a^2\lambda_2) \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} K_{dd} \\ K_d \\ K_p \\ K_i \end{bmatrix}}_K = \underbrace{\begin{bmatrix} -d_2/c_1 \\ -d_1/c_1 \\ -1/c_1 \\ -d_3/c_1 \end{bmatrix}}_B, \quad K = (A^{-1}) \times B \quad (5.25)$$

Önerilen tasarım metodu, optimal λ_1 ve λ_2 değerlerinin kullanıldığı PIDD² kontrolör parametrelerinin belirlenmesiyle gerçekleştirilir. Bu değerler, bozucu reddi yaklaşımı için metot 1'de olduğu gibi minimum IAE performans indeksi değeri kullanılarak hesaplanır.

5.4 Simülasyon Bulguları

Bu bölümde, çeşitli termal türbinlere sahip tek, iki ve üç alanlı EPS'nin YFK için önerilen tasarım yöntemlerinin üstünlüğünü vurgulamak için simülasyon durumları sunulmuştur. Önerilen tasarım yöntemlerinin adım yük değişimi ve parametrik belirsizlikler gibi bozucu etkilere karşı verdiği yanıtlar detaylı bir şekilde incelenmiş ve literatürdeki belirli tasarım yöntemleriyle karşılaştırılmıştır.

5.4.1 Durum 5.1

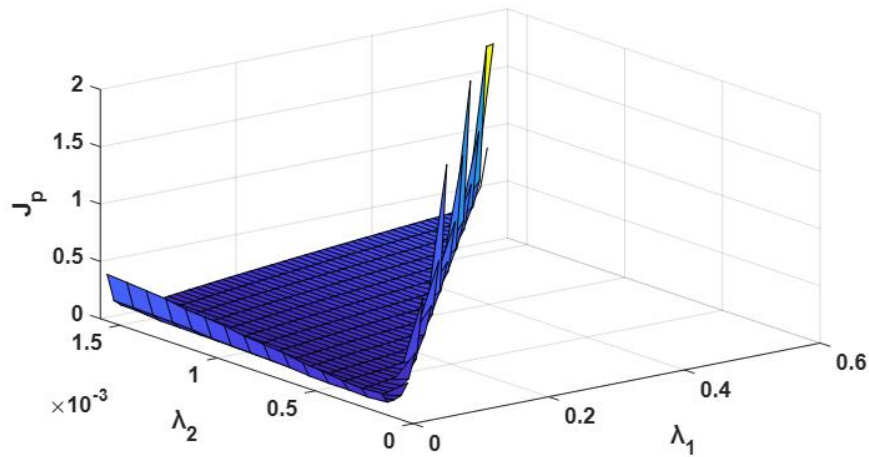
Bu durumda, Şekil 2.3'te sunulan ara ısıtmasız termal türbinli bir EPS'nin doğrusal modeli ele alınmıştır. Ara ısıtmasız termal türbinli tek alanlı bir EPS'nin parametre değerleri Durum 3.1 ve Durum 4.1'de belirtildiği gibi $T_G = 0,08$, $T_T = 0,3$, $T_p = 20$, $K_p = 120$ ve $R = 2,4$ olduğu kabul edilmiştir [40]. Bu çalışmada, öncelikle ara ısıtmasız termal türbini içeren tek alanlı EPS'nin YFK'sı için önerilen metot 1 yaklaşımı kullanılarak optimal PIDD² tasarımının gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Güç sisteminin parametre değerlerinden yararlanılarak, yük ve jeneratörün transfer

fonksiyonu $G_p(s)$ ve regülatör ile türbin kombinasyonunu temsil eden transfer fonksiyonu $G_{GT}(s)$ sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G_p(s) = \frac{120}{20s + 1} \quad (5.26)$$

$$G_{GT}(s) = \frac{1}{0,024s^2 + 0,38s + 1} \quad (5.27)$$

Denklem (5.26) ve (5.27), sırasıyla Denklem (5.8) ve (5.9) ile karşılaştırıldığında, $c_0 = 120$, $T = 20$, $b_2 = 0,024$ ve $b_1 = 0,38$ parametre değerleri belirlenir. PIDD² tasarım için, öncelikle, Denklem (5.16) kullanılarak amaç fonksiyonunun (J_p) minimum değerini yapacak λ_1 ve λ_2 parametreleri hesaplanmalıdır. λ_1 'ın 0 ile 1 arasında bir tam sayı, λ_2 'nin ise 0 ile 1,6 arasında bir tam sayı olduğu kabul edilmiştir. Şekil 5.4, λ_1 ve λ_2 'nin tanımlanmış sınırlar dahilinde değişmesiyle elde edilen J_p değerlerini göstermektedir. Buna göre Şekil 5.4'ten en düşük J_p değeri $\lambda_1 = 0,04$ ve $\lambda_2 = 9 \times 10^{-4}$ değerlerinde elde edilmiştir. Hesaplanan bu λ_1 ve λ_2 değerleri Denklem (5.15)'te yerine konulduğunda, PIDD² kontrolörü $G_C(s) = 77,35 + (185,19/s) + 7,26s + 0,18s^2$ şeklinde elde edilir.



Şekil 5.4 Metot 1 durumu için λ_1 ve λ_2 değerleri için amaç fonksiyonu

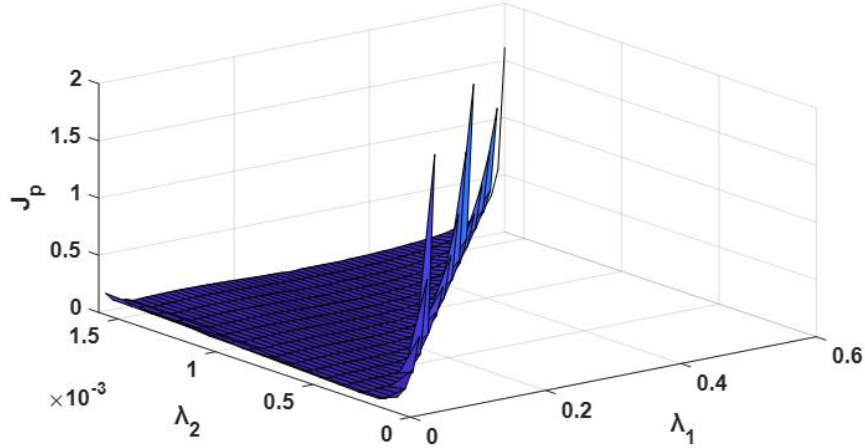
PIDD² tasarımı için önerilen metot 2 yaklaşımı uygulandığında, Şekil 5.3'teki $G_{TR}(s)$ transfer fonksiyonu, Denklem (5.19) kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G_{TR}(s) = \frac{\Delta f}{u_1} = \frac{250}{s^3 + 15,28s^2 + 42,46s + 106,2} \quad (5.28)$$

Denklem (5.28), Denklem (5.21)'e benzer bir şekilde yeniden düzenlenerek aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G_{TR}(s) = \frac{2,354}{0,0094s^3 + 0,1439s^2 + 0,3998s + 1} \quad (5.29)$$

Denklem (5.29) ve Denklem (5.21) karşılaştırıldığında, $c_1 = 2,354$, $d_3 = 0,0094$, $d_2 = 0,1439$ ve $d_1 = 0,3998$ değerleri bulunur. Kapalı çevrim transfer fonksiyonundaki kullanıcı tanımlı baskın kutup değeri $\alpha = 0,06$ olarak seçilmiştir. α değeri belirlendikten sonra, J_p amaç fonksiyonunun minimum değerini karşılayacak şekilde λ_1 ve λ_2 değerleri, önerilen metot 1 tasarımında olduğu gibi hesaplanabilir. Bu tasarım metoduna göre belirlenen sınırlar içinde değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_p değerleri, Şekil 5.5'te gösterilmiştir. Şekil 5.5'teki grafiğin analizi sonucunda, en küçük J_p değerine $\lambda_1 = 0,2$ ve $\lambda_2 = 0,001$ parametreleri ile ulaşılmıştır. Böylelikle, PIDD² kontrolörü Denklem (5.25)'ten türetilir ve $G_C(s) = 354,53 + (1109,22/s) + 31,55s + 0,87s^2$ olarak elde edilmiştir.



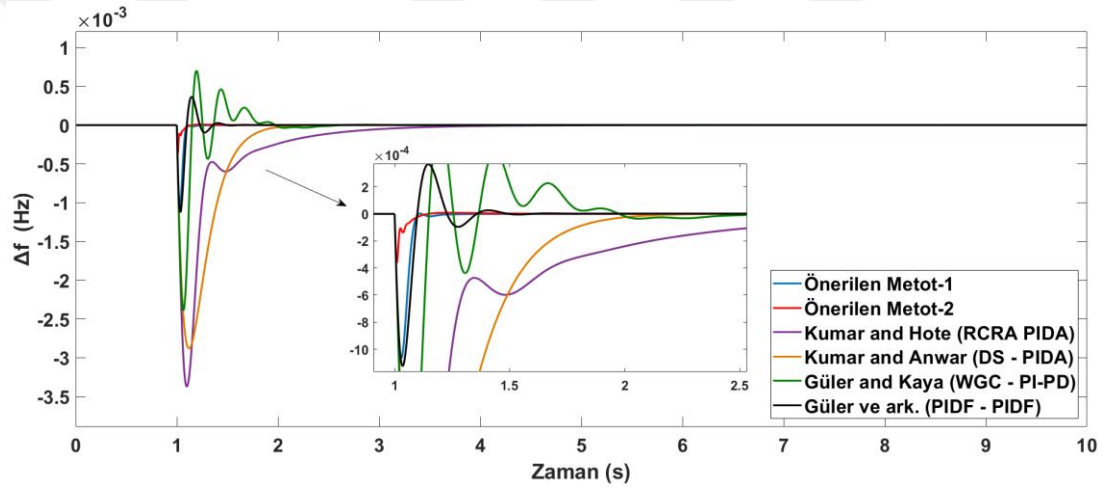
Şekil 5.5 Metot 2 durumu için λ_1 ve λ_2 değerleri için amaç fonksiyonu

Önerilen iki tasarım yönteminin kontrolör parametre değerleri ile RCRA-PIDA [87], DS-PIDA [77] ve WGC PI-PD [24] tarafından önerilen tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri, Tablo 5.1'de sunulmuştur.

Tablo 5.1 Durum 5.1 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

Tasarım Yöntemleri	k_p	k_i	k_d	k_{dd}	k_f
Önerilen Metot - 1	77,35	185,19	7,26	0,18	-
Önerilen Metot - 2	354,53	1109,22	31,55	0,87	-
RCRA-PIDA [87]	7,80	9,48	1,26	0,03	-
DS-PIDA [77]	6,06	10,30	1,22	0,06	-
WGC PI-PD [24]	13,36	80,57	2,93	-	2,67

Önerilen Metot 1 ve Metot 2 tasarım yaklaşımlarının ve karşılaştırılan diğer tasarım yaklaşımlarının, $t = 1$ s'de $\Delta P_d = 0,01 p.u.$ adım yük değişimi altındaki frekans yanıtları Şekil 5.6'da gösterilmiştir.



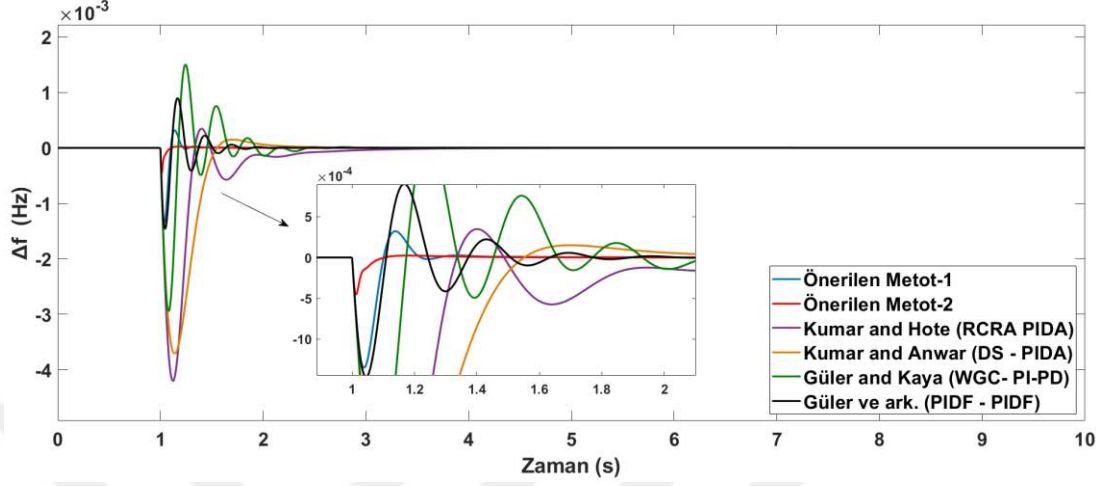
Şekil 5.6 Durum 5.1 için nominal parametre değerleri için frekans yanıtları

Tüm tasarım yöntemleri için yerleşme süresi, tepe değeri ve amaç fonksiyonu gibi performans değerlendirme indeksleri Tablo 5.2'de özetlenmiştir.

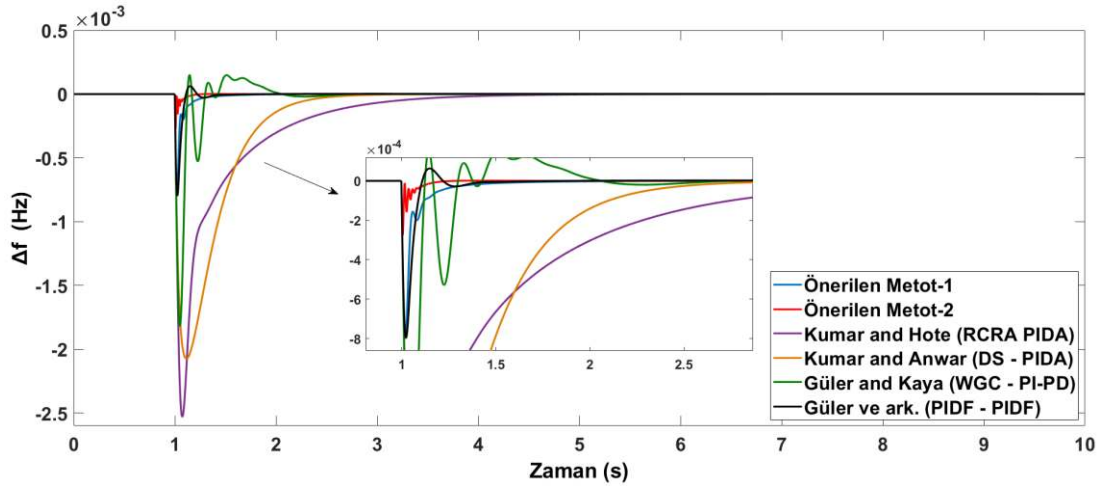
Tablo 5.2 Durum 5.1 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre			+%25 Parametre Değişimi			-%25 Parametre Değişimi		
	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_P (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_P (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_P (10^{-3})
Önerilen Metot - 1	1,09	1,06	0,02	1,25	1,35	0,04	1,41	0,80	0,08
Önerilen Metot - 2	1,11	0,41	0,02	1,34	0,51	0,07	1,19	0,27	0,04
RCRA-PIDA [87]	2,82	3,38	0,36	2,43	4,20	0,28	3,20	2,53	0,44
DS-PIDA [77]	1,88	2,88	0,17	1,93	3,72	0,18	5,79	2,07	0,27
WGC PI-PD [24]	1,77	2,39	0,15	2,32	2,94	0,26	3,14	1,82	0,18
PIDF - PIDF [3]	1,43	1,12	0,08	1,74	1,46	0,15	1,36	0,80	0,07

Ek olarak, sistem transfer fonksiyonu parametrelerindeki +%25 ve -%25 değişimlere karşılık gelen tüm tasarım yöntemlerinin frekans yanıtları, sırasıyla, Şekil 5.7 ve Şekil 5.8'de sunulmuştur.



Şekil 5.7 Durum 5.1 için +%25 parametre değişimlerinde frekans yanıtları



Şekil 5.8 Durum 5.1 için -%25 parametre değişimlerinde frekans yanıtları

Tablo 5.2, Şekil 5.6, 5.7 ve 5.8'in incelenmesi sonucunda önerilen tasarım yöntemlerinin diğer tasarım yöntemlerine göre üstün performans sergilediği açıkça görülmüştür. Önerilen tasarım yöntemleri ile en kısa yerleşme süresi, en düşük tepe değeri ve en küçük J_p değeri sağlanmıştır. Önerilen yöntemler arasında, ara ısıtmasız termal türbine sahip tek alanlı bir EPS'nin YFK'sı için önerilen tasarım yöntemi 2, önerilen tasarım yöntemi 1'den daha üstün performans sergilemiştir. Bu sonuç, Tablo 5.2, Şekil 5.6, 5.7 ve 5.8'in analizi ile doğrulanmıştır.

5.4.2 Durum 5.2

Bu durumda, Şekil 2.3'te sunulan, ara ısıtmalı termal türbine sahip tek alanlı bir EPS ele alınmıştır. Ara ısıtmalı termal türbinin nominal parametrelerinin Durum 4.2'de olduğu gibi kabul edilmiştir: $T_G = 0,08$, $T_T = 0,3$, $K_P = 120$, $T_P = 20$, $T_r = 4,2$, $K_r = 0,35$ ve $R = 2,4$ [40].

Durum 5.1'de olduğu gibi, önerilen iki tasarım yöntemi için PIDD² tasarımı gerçekleştirilmiştir. Öncelikle, önerilen yöntem 1'in tasarımı gerçekleştirilmiştir. Regülatör ve ara ısıtmalı termal türbini içeren transfer fonksiyonu ve yük ve jeneratörün transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilir:

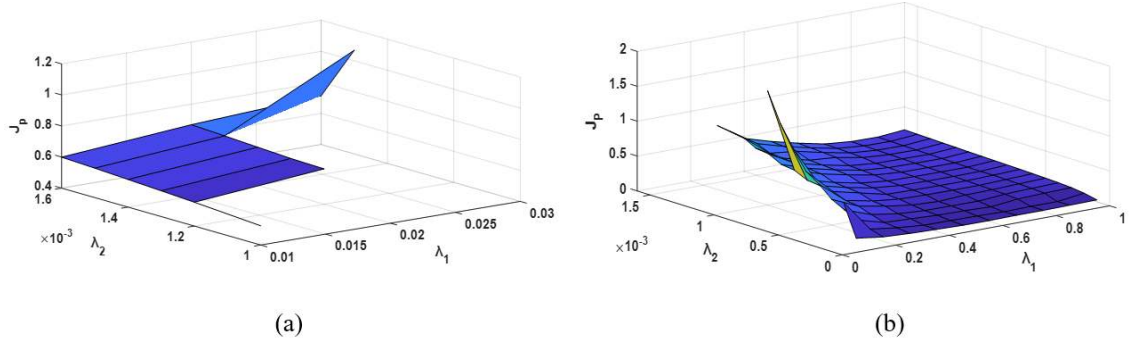
$$G_{GT}(s) = \frac{1,47s + 1}{0,1008s^3 + 1,62s^2 + 4,58s + 1} \quad (5.30)$$

$$G_P(s) = \frac{120}{20s + 1} \quad (5.31)$$

Denklem (5.31) ve Denklem (5.8) karşılaştırıldığında, $c_0 = 120$ ve $T = 20$ parametre değerleri elde edilir. Denklem (5.30)'da ki $G_{GT}(s)$ üçüncü dereceden bir transfer fonksiyonu olduğundan, Denklem (5.9)'da gösterildiği gibi önerilen yaklaşımın kullanılabilmesi için ikinci dereceden bir transfer fonksiyon modeli gerekmektedir. Bunu başarmanın bir yöntemi, Routh yaklaşımı ile indirgemenin gerçekleştirilmesidir [35]. Bu yaklaşım, daha kolay çalışılabilir olan aşağıdaki basitleştirilmiş ikinci dereceden transfer fonksiyonu modelini elde etmeyi sağlar:

$$G_{GT-indirgenmiş}(s) = \frac{1}{1,6s^2 + 4,58s + 1} \quad (5.32)$$

Denklem (5.32) ve Denklem (5.9) karşılaştırıldığında, $b_2 = 1,6$ ve $b_1 = 4,58$ parametreleri elde edilir. Durum 5.1'deki prosedür izlenerek en düşük J_P değerini elde etmek için λ_1 ve λ_2 değerlerinin bulunması gerekir. Dolayısıyla, değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_P değerleri Şekil 5.9a'da gösterilmiştir. En düşük J_P değerine, $\lambda_1 = 0,01$ ve $\lambda_2 = 0,0012$ parametreleri ile ulaşılmıştır. Böylece, Denklem (5.15) kullanılarak PIDD² kontrolörü $G_C(s) = 637,08 + (138,89/s) + 228,55s + 2,21s^2$ şeklinde elde edilmiştir.



Şekil 5.9 Değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_p , a) Metot-1, b) Metot -2

Önerilen metot 2 ile PIDD² denetleyicinin tasarımı için, Şekil 5.3'te gösterilen ara ısıtılmalı EGS'de $G_{TR}(s)$ transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$G_{TR}(s) = \frac{\Delta f}{u_1} = \frac{87,5s + 59,52}{s^4 + 16,12s^3 + 46,24s^2 + 48,65s + 25,3} \quad (5.33)$$

Denklem (5.33)'te verilen transfer fonksiyonu, röle geri-besleme tanımlama tekniği [31] kullanılarak aşağıda verilen ikinci derecede artı zaman gecikmeli model elde edilir:

$$G_{TR}(s) = \frac{235,3}{1,79s^2 + 16,9s + 100} e^{-0,035s} \quad (5.34)$$

Denklem (5.34)'teki zaman gecikme terimi için 0/1 Pade yaklaşımı kullanılarak elde edilen yeni transfer fonksiyonu Denklem (5.21)'e benzetilerek, aşağıdaki gibi kolayca türetilir:

$$G_{TR}(s) = \frac{2,353}{0,0006s^3 + 0,0238s^2 + 0,204s + 1} \quad (5.35)$$

Denklem (5.35) ve Denklem (5.21) karşılaştırıldığında, $c_1 = 2,353$, $d_3 = 0,0006$, $d_2 = 0,0238$, $d_1 = 0,204$ parametreleri elde edilir. İstenilen kapalı çevrim transfer fonksiyonunda baskın kutup değeri $\alpha = 0.04$ olarak seçilmiştir. Bu yaklaşım için değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_p değerleri, Şekil 5.9b'de sunulmuştur.

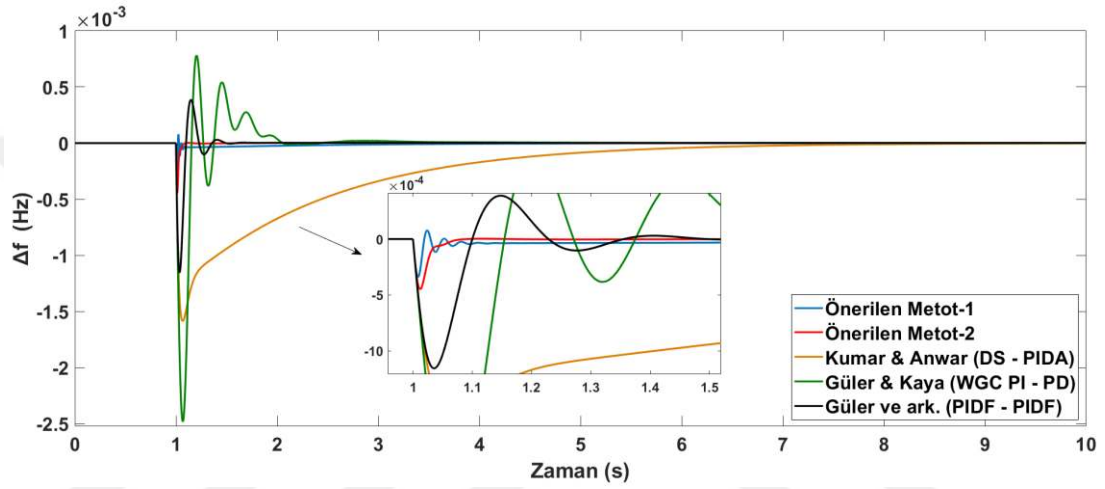
Buna göre, $\lambda_1 = 0,6$ ve $\lambda_2 = 0,0001$ değerleri ile en küçük J_p değerine ulaşılmıştır.

Sonuç olarak, Denklem (5.25)'ten PIDD² kontrolörü $G_C(s) = 1083,30 + (1593,70/s) + 79,12s + 1,53s^2$ şeklinde elde edilmiştir. Önerilen tasarım yöntemlerinin kontrolör parametreleri ve literatürde sunulmuş olan DS-PIDA [77] ve WGC PI-PD [24] tarafından yapılan çalışmalarının kontrolör parametre

değerleri Tablo 5.3'te özetlenmiştir. Tüm tasarım yöntemlerinin $t = 1$ s'deki $0,01 p.u.$ adım yük değişimi altındaki frekans yanıtları Şekil 5.10'da gösterilmiştir.

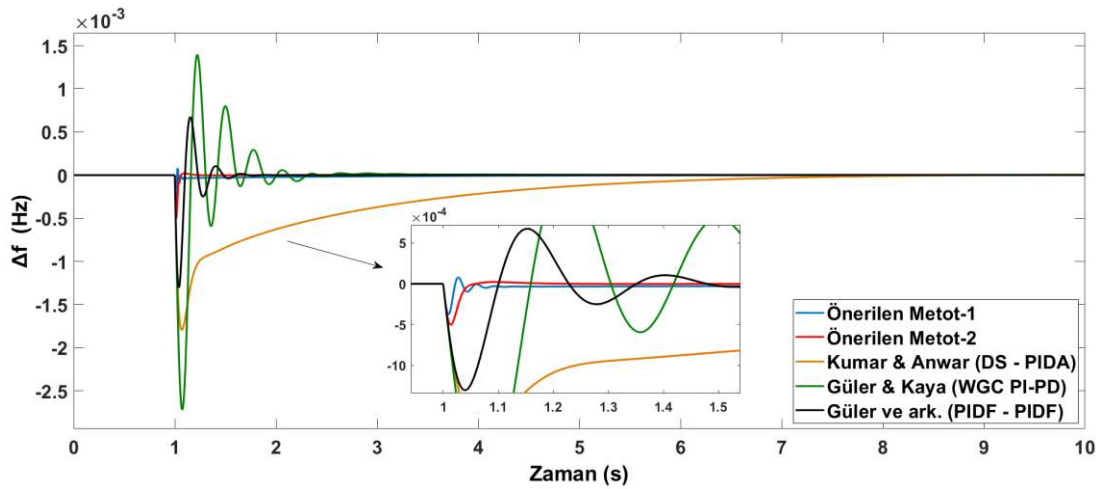
Tablo 5.3 Durum 5.2 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

Tasarım Yöntemleri	k_p	k_i	k_d	k_{dd}	k_f
Önerilen Metot - 1	637,08	138,89	228,55	2,21	-
Önerilen Metot - 2	1083,30	1593,70	79,12	1,53	-
DS-PIDA [77]	22,95	5,12	7,79	0,33	-
WGC PI-PD [24]	35,00	196,36	7,79	-	6,94

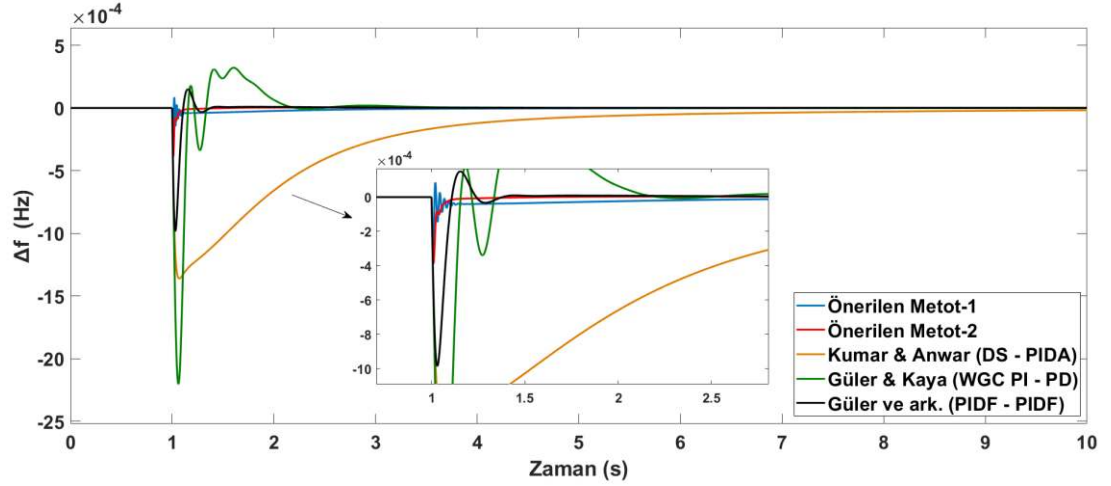


Şekil 5.10 Durum 5.2 için nominal parametre değerler için frekans yanıtları

Ayrıca, tüm tasarım yöntemlerinin sistem parametre değerlerindeki +%25 ve -%25 değişimlere karşı frekans yanıtları sırasıyla Şekil 5.11 ve Şekil 5.12'de gösterilmiştir.



Şekil 5.11 Durum 5.2 için +%25 parametre değerlerindeki değişimler için frekans yanıtları



Şekil 5.12 Durum 5.2 için -%25 parametre değerlerindeki değişimler için frekans yanıtları

Tüm tasarım yöntemlerinin kapalı çevrim yanıtlarının yerleşme süresi, tepe değeri ve amaç fonksiyonu gibi değerlendirme ölçütleri Tablo 5.4'te listelenmiştir. Önerilen tasarım yöntemi 2, en az yerleşme süresini ve en düşük J_p değerini sunmaktadır.

Tablo 5.4 Durum 5.2 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Nominal Parametre			+%25 Parametre Değişimi			-%25 Parametre Değişimi		
	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})
Önerilen Metot-1	3,91	0,34	0,58	4,18	0,37	0,64	3,51	0,30	0,50
Önerilen Metot-2	1,07	0,44	0,02	1,14	0,50	0,03	1,21	0,38	0,04
DS-PIDA [77]	6,32	1,58	1,06	6,99	1,79	1,20	6,35	1,36	1,07
WGC PI-PD [24]	1,98	2,48	0,19	2,24	2,72	0,25	2,04	2,20	0,20
PIDF - PIDF [3]	1,42	1,15	0,08	1,56	1,30	0,11	1,33	0,98	0,06

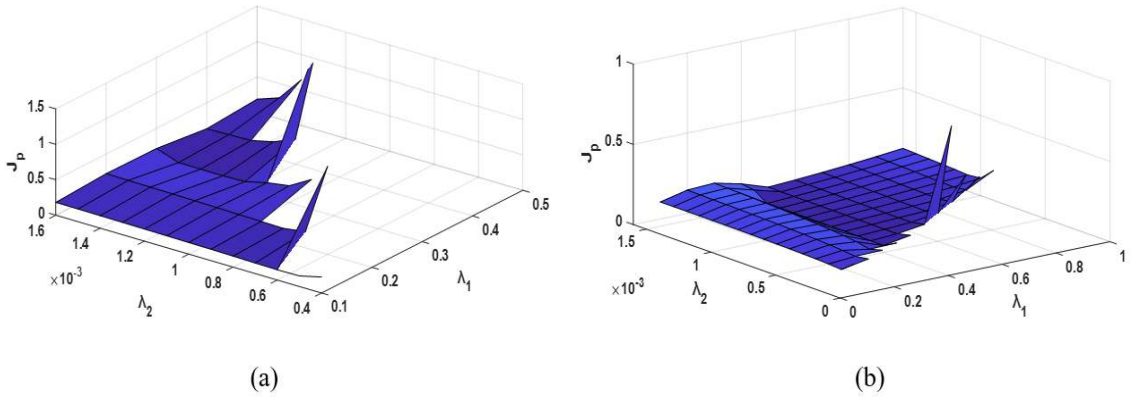
Dolayısıyla, Tablo 5.4 ve Şekiller 5.10, 5.11 ve 5.12'nin analizleri sonucunda, önerilen tasarım yöntemi 2'nin bu senaryoda önerilen tasarım yöntemi 1 ve diğer tasarım yaklaşımlarına kıyasla üstün olduğu görülmüştür. Ayrıca, önerilen tasarım yöntemi 1'den elde edilen sonuçlarının analizi, nominal ve parametre değerlerindeki değişimler için en düşük tepe değeri sağlanmasına rağmen, yerleşme süresi ve J_p değerlerinin önerilen yöntem 2 tasarımı, PIDF-PIDF [3] ve WGC PI-PD [24] tasarımındaki değerleri aştığını ortaya koymaktadır.

5.4.3 Durum 5.3

İki alanlı EPS'nin ara ısıtmasız termal türbinli modelinin şematik gösterimi Şekil 4.1'de sunulmuştur. İki ve çok alanlı EPS'nin YFK'sı için, tüm alanların birbirinden

bağımsız olduğu ve bağlantı hattı güç değişiminin olmadığı varsayılarak her alandaki kontrolör tasarımının ayrı ayrı gerçekleştirildiği önceki bölümde bahsedilmiştir. Ara ısıtmasız termal türbinlere sahip iki alanlı EPS'nin nominal parametre değerleri, Durum 4.3'te belirtildiği gibi kabul edilmiştir. PIDD² tasarımı ise, Durum 5.1 ile aynı prosedürler izlenerek gerçekleştirilir.

Durum 5.1'deki prosedür izlenerek, ilk önce önerilen yöntem 1 kullanılarak PIDD² denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. $G_{GT}(s)$ ve $G_p(s)$ 'nin transfer fonksiyonları Denklem (5.27) ve (5.26) kullanılarak türetilmiştir. Buna göre, $c_0 = 120$, $T = 20$, $b_2 = 0,024$ ve $b_1 = 0,38$ olarak elde edilir. Şekil 5.13a'ya göre en düşük J_p değerine $\lambda_1 = 0,3$ ve $\lambda_2 = 0,0013$ ile ulaşılmıştır. Böylece, önerilen yöntem 1 ile PIDD² denetleyici $G_C(s) = 86,75 + (128,21/s) + 17,69s + 0,92s^2$ olarak bulunmuştur.



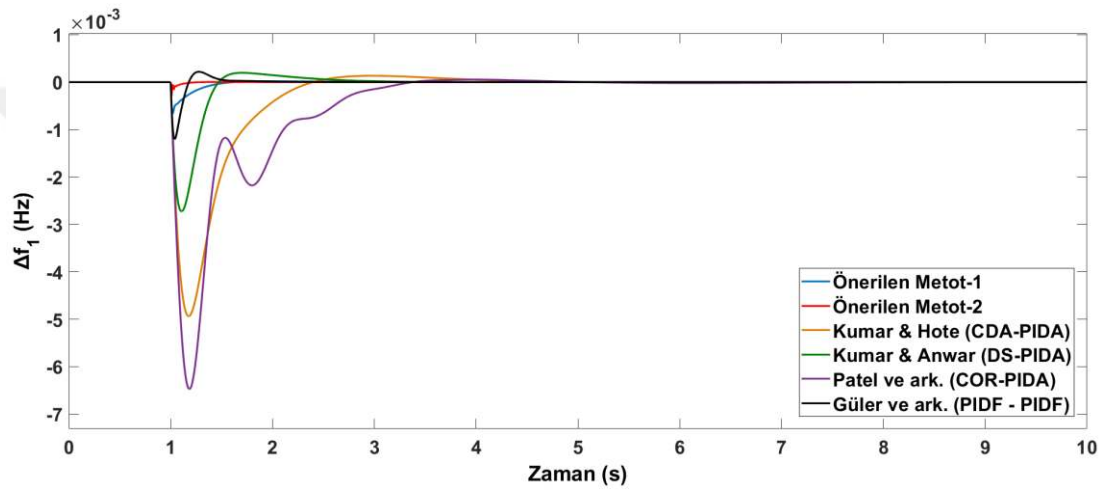
Şekil 5.13 Değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_p , a) Metot-1, b) Metot-2

Önerilen tasarım yöntemi 2'de, $G_{TR}(s)$ transfer fonksiyonu Denklem (5.29)'da tanımlandığı gibi üçüncü dereceden olmalıdır. Denklem (5.29) ile Denklem (5.21)'in karşılaştırılması sonucunda şu parametre değerleri tespit edilmiştir: $c_1 = 2,354$, $d_3 = 0,0094$, $d_2 = 0,1439$ ve $d_1 = 0,3998$. Önerilen tasarım yöntemi 2'de baskın kutup değeri $\alpha = 0,08$ olarak seçilmiştir. Sonuç olarak, Şekil 5.13b'ye göre, $\lambda_1 = 0,4$ ve $\lambda_2 = 0,0005$ için minimum J_p değerine ulaşılmıştır. Böylece, PIDD² kontrolörü $G_C(s) = 698,39 + (1247,90/s) + 88,30s + 3,23s^2$ olarak belirlenmiştir. Önerilen tasarım yöntemleri ve diğer karşılaştırılan yöntemlerin kontrolör parametre değerleri Tablo 5.5'te sunulmuştur.

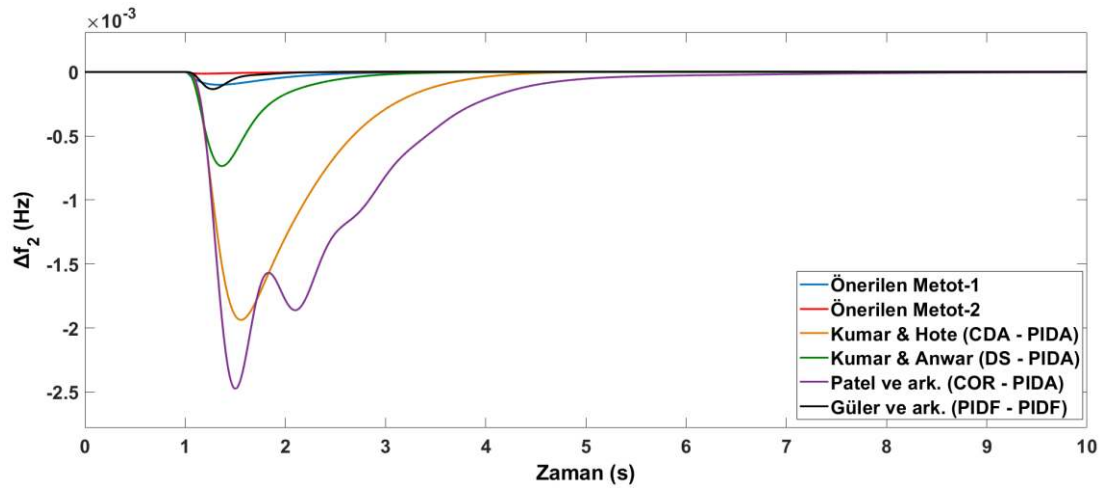
Tablo 5.5 Durum 5.3 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

Tasarım Yöntemleri	k_p	k_i	k_d	k_{dd}
Önerilen Metot - 1	86,75	128,21	17,69	0,92
Önerilen Metot - 2	698,39	1247,90	88,30	3,23
DS-PIDA [77]	14,27	24,23	2,86	0,14
COR PIDA [99]	3,60	3,39	1,07	0,41
CDA PIDA [6]	4,39	5,56	1,50	0,05

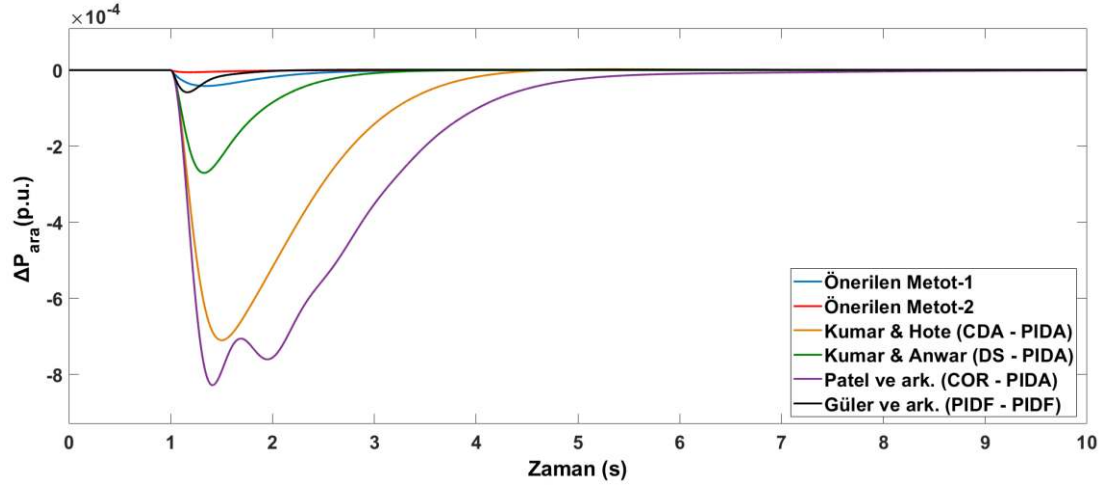
İki alanlı EPS'de, $t = 1\text{ s}$ 'deki $0,01\text{ p.u.}$ adım yük değişimi altındaki alan frekans tepkileri (Δf_1 ve Δf_2) ve bağlantı hattı güç değişimleri (ΔP_{ara}) sırasıyla Şekil 5.14, Şekil 5.15 ve Şekil 5.16'da gösterilmiştir.



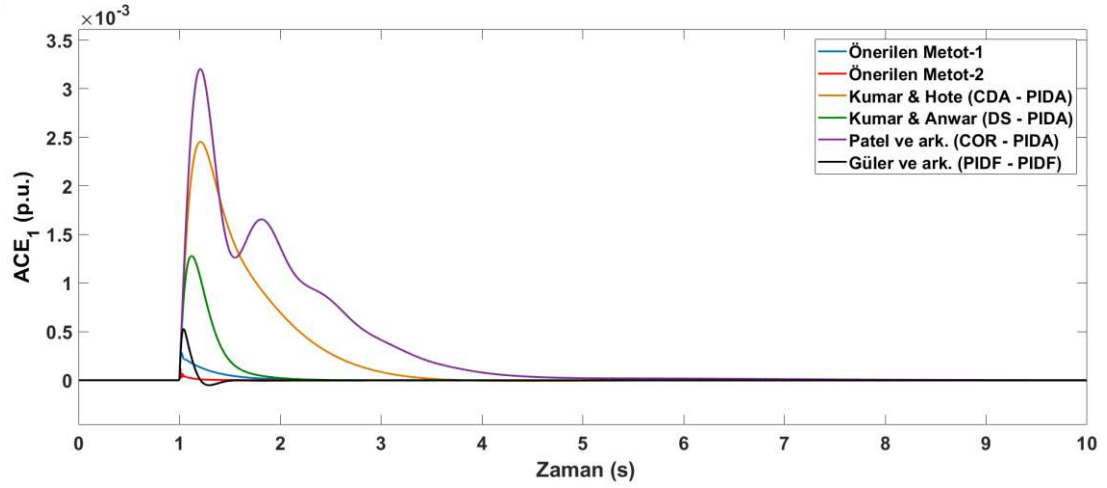
Şekil 5.14 Durum 5.3 için alan 1'e ait frekans değişimi



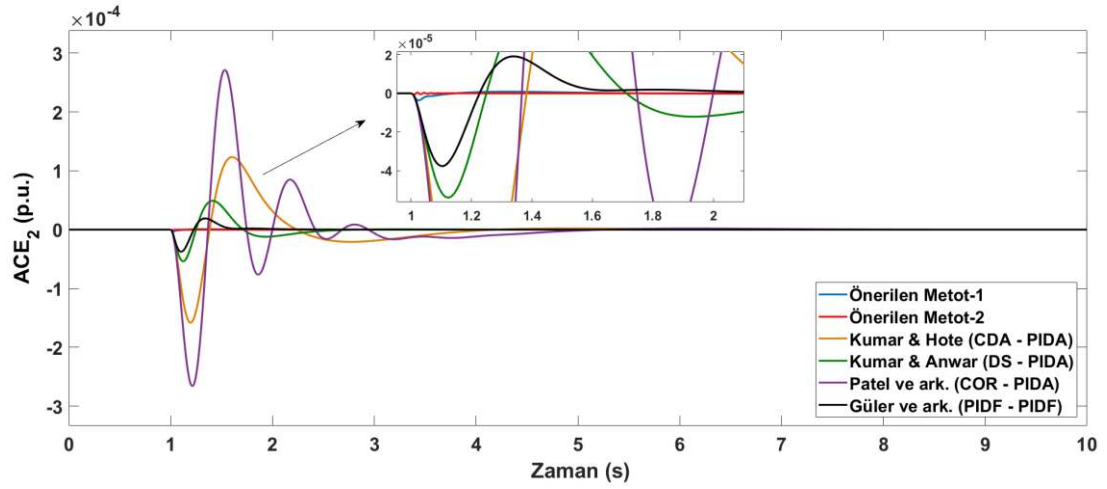
Şekil 5.15 Durum 5.3 için alan 2'ye ait frekans değişimi



Şekil 5.16 Durum 5.3 için bağlantı hattı güç değişimi



Şekil 5.17 Durum 5.3 için güç sistemindeki alan 1'e ait alan kontrol hatası



Şekil 5.18 Durum 5.3 için güç sistemindeki alan 2'e ait alan kontrol hatası

Ek olarak, Şekil 5.17 ve Şekil 5.18, iki alanlı elektrik güç sistemlerindeki alan kontrol hataları için önerilen tasarım yöntemlerinin karşılaştırılan tasarım yöntemlerine göre üstünlüğünü açıkça göstermiştir.

Tüm tasarım yöntemlerine ilişkin performans değerlendirme kriterleri Tablo 5.6'da özetlenmiştir. Önerilen tasarım yöntemleri, DS-PIDA [77], COR-PIDA [99] ve CDA-PIDA [6] tarafından önerilen tasarım yöntemleriyle karşılaştırıldığında daha düşük tepe değeri, daha düşük yerleşme süresi ve daha düşük J_p sergilemiştir. Ancak, önerilen tasarım yöntemleri, PIDF-PIDF [3] tasarım yöntemi ile karşılaştırıldığında, ikinci alandaki frekans yanıtı ve bağlantı hattı güç değişimlerinde daha yüksek yerleşme süresi ve daha yüksek J_p sergilemiştir. Dolayısıyla, Şekil 5.14, 5.15, 5.16'da verilen yanıtlara ve Tablo 5.6'daki performans kriterlerine dayanarak, önerilen tasarım yöntemlerinin diğer tasarım yöntemlerine göre dikkate değer bir avantaj sunduğu görülmüştür.

Tablo 5.6 Durum 5.3 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Δf_1			Δf_2			ΔP_{ara}		
	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})
Önerilen Metot-1	2,37	0,66	0,27	3,37	0,10	0,47	3,38	0,04	0,48
Önerilen Metot-2	1,22	0,29	0,05	3,14	0,02	0,43	3,14	0,01	0,43
DS-PIDA [77]	2,55	2,73	0,31	3,41	0,73	0,48	3,45	0,26	0,49
COR PIDA [99]	3,04	6,47	0,40	5,02	2,47	0,80	5,26	0,82	0,85
CDA PIDA [6]	3,50	4,94	0,50	3,99	1,93	0,60	4,08	0,70	0,62
PIDF - PIDF [3]	1,72	1,20	0,14	2,33	0,14	0,27	2,24	0,06	0,25

5.4.4 Durum 5.4

Ara ısıtmalı termal türbin içeren üç alanlı EPS'nin blok diyagramı Şekil 5.1'de gösterilmiştir [96]. Üç alanlı EPS'nin nominal parametre değerleri aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

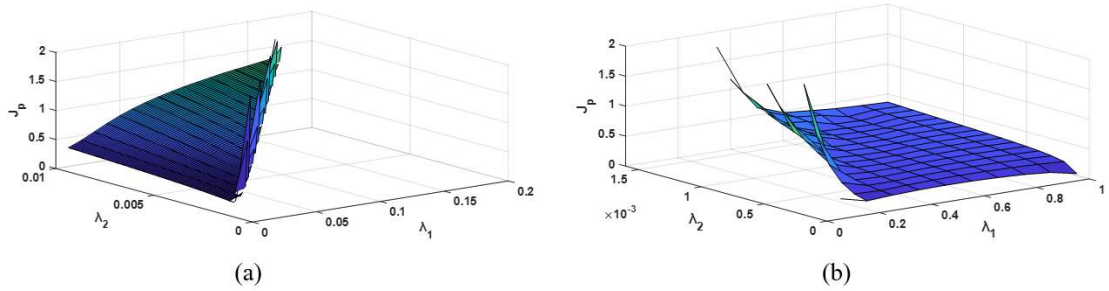
$$K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = 120, \quad T_{p1} = T_{p2} = T_{p3} = 20, \quad T_{T1} = T_{T2} = T_{T3} = 0,3, \quad a_{12} = -2/5, \\ T_{G1} = T_{G2} = T_{G3} = 0,08, \quad K_{r1} = K_{r2} = K_{r3} = 0,5, \quad T_{12} = T_{13} = T_{23} = 0,0866, \quad a_{13} = -2/8, \\ T_{r1} = T_{r2} = T_{r3} = 10, \quad a_{23} = -5/8 \text{ [95, 96].}$$

Önceki sunulan örneğe benzer şekilde her alanın denetleyicileri diğerlerinden bağımsız olarak tasarlanmıştır. Bu simülasyon örneğinde üç alanlı EPS'deki tüm alanlar ara ısıtmalı termal türbinden oluşmaktadır. Dolayısıyla, tasarım sürecinde Durum 5.2'deki yaklaşım izlenmiştir.

Önerilen Yöntem 1 ile PIDD² denetleyici tasarımı, $G_{GT-azaltılmış}(s)$, Routh indirgeme yaklaşımı [35] kullanılarak aşağıdaki gibi ikinci dereceden bir modele indirgenmiştir:

$$G_{GT-azaltılmış}(s) = \frac{1}{3,8s^2 + 10,38s + 1} \quad (5.36)$$

Denklem (5.36) ile Denklem (5.9) arasındaki karşılaştırma ile $b_2 = 3,8$ ve $b_1 = 10,38$ parametre değerleri elde edilmiştir. Minimum J_p değerine $\lambda_1 = 0,01$ ve $\lambda_2 = 0,002$ değerleri için Şekil 5.19a'dan ulaşılmıştır. Denklem (5.15) kullanılarak önerilen Yöntem 1 PIDD² kontrolör $G_c(s) = 865,41 + (83,33/s) + 325,23s + 3,14s^2$ olarak belirlenmiştir. Önerilen Yöntem 2 için, Durum 5.2'de olduğu gibi, Denklem (5.34) ile verilen ikinci dereceden artı zaman gecikmeli transfer fonksiyonunda zaman gecikmesi için 0/1 Pade yaklaşımı kullanılarak Denklem (5.35) olarak elde edilmiştir. Böylece, $c_1 = 2,353$, $d_3 = 0,0006$, $d_2 = 0,0238$, $d_1 = 0,204$ değerleri Denklem (5.35) ve Denklem (5.21)'in karşılaştırılması sonucu bulunmuştur. Bu tasarım yönteminde baskın kutup değeri $\alpha = 0,065$ olarak alınmıştır. Minimum J_p değerine Şekil 5.19b'den $\lambda_1 = 1$ ve $\lambda_2 = 0,0001$ değerlerinde ulaşılmış ve dolayısıyla önerilen PIDD² kontrolör $G_c(s) = 681,57 + (603,54/s) + 80,98s + 2,55s^2$ şeklinde elde edilmiştir.



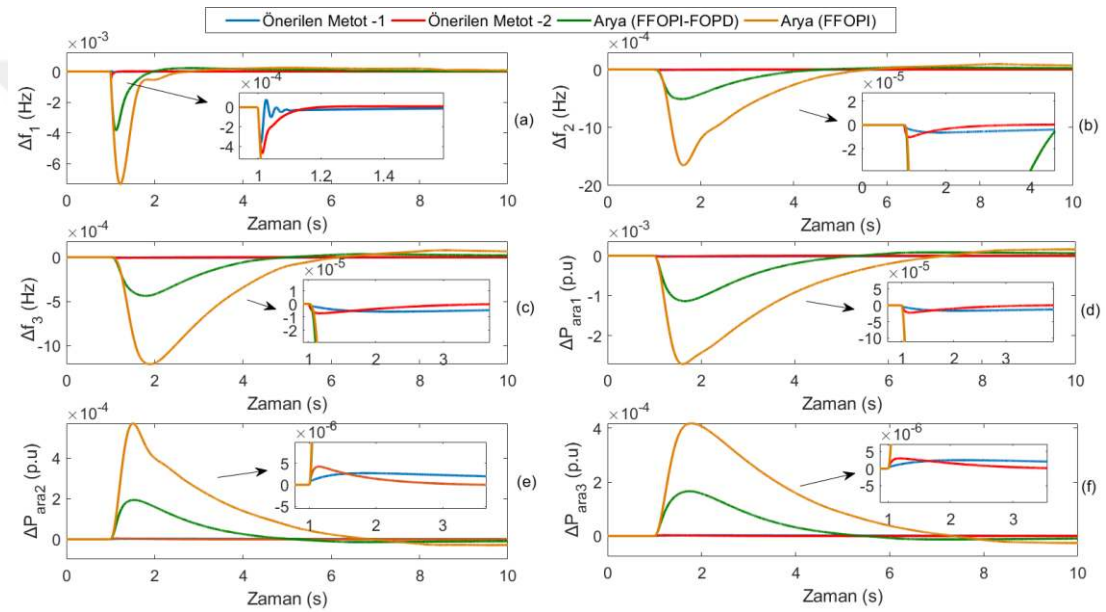
Şekil 5.19 Değişen λ_1 ve λ_2 değerleri için elde edilen J_p , a) Metot-1, b) Metot-2

Tablo 5.7 önerilen tasarım yaklaşımının kontrolör parametrelerini özetlemektedir. Tablo 5.7 aynı zamanda mevcut durum çalışmasının kontrolü için iki farklı kontrolör öneren Arya'nın [96] tasarım yaklaşımlarının kontrolör parametrelerini de içermektedir.

Tablo 5.7 Durum 5.4 için tüm tasarım yöntemlerinin kontrolör parametre değerleri

Tasarım Yöntemleri	k_p	k_i	k_{p1}	k_d	k_{dd}	λ	μ
Önerilen Metot- 1	865,41	83,33	-	325,23	3,14	-	-
Önerilen Metot- 2	681,57	603,54	-	80,98	2,55	-	-
FFOPI-FOPD [96]	1,57	2,90	1,70	0,12	-	0,99	0,80
FFOPI [96]	1,44	1,59	-	-	-	0,98	-

Belirtilen tasarım yaklaşımlarının alan 1'de $t = 1$ s'de $0,01 p.u.$ adım yük değişime karşılık frekans değişimleri, Δf_1 , Δf_2 ve Δf_3 ile bağlantı hattı güç değişimleri, ΔP_{ara1} , ΔP_{ara2} ve ΔP_{ara3} Şekil 5.20'de gösterilmiştir.



Şekil 5.20 Durum 5.4 için ara ısıtılmalı termal türbinli üç alanlı bir EPS'nin YFK sonuçları, a) alan 1'deki frekans değişimi, b) alan 2'deki frekans değişimi, c) alan 3'teki frekans değişimi, d) bağlantı hattı 1'deki güç değişimi, e) Bağlantı hattı 2'deki güç değişimi, f) Bağlantı hattı 3'teki güç değişimi

Yükteki değişime ilişkin sistemdeki Δf_1 , Δf_2 ve Δf_3 değişimlerinin tepe değerleri ve yerleşme sürelerinin yanı sıra J_p değerleri Tablo 5.8'de sunulmuştur.

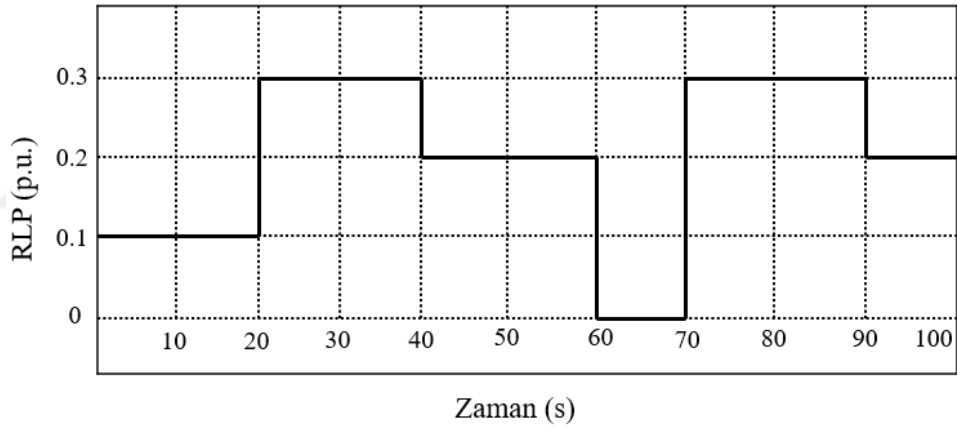
Tablo 5.8 Durum 5.4 için performans indekslerinin karşılaştırılması

Tasarım Yöntemleri	Δf_1			Δf_2			Δf_3		
	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})	Yerleşme Zamanı (s)	Tepe Değeri (10^{-3})	J_p (10^{-3})
Önerilen Metot-1	1,85	0,36	0,17	9,62	0,63	1,72	9,67	0,58	1,73
Önerilen Metot-2	1,42	0,47	0,08	3,64	1,02	0,52	7,01	0,71	1,18
FFOPI-FOPD [96]	5,77	3,84	0,95	6,29	50,98	1,06	7,17	43,73	1,23
FFOPI [96]	6,21	7,34	0,50	7,78	165,02	1,35	7,96	120,91	1,39

Şekil 5.20'deki frekans yanıtları ve bağlantı hattı güç değişimlerine bakıldığında, önerilen tasarım yöntemlerinin Arya'nın [96] tasarım yöntemlerinden açık ara daha iyi performans gösterdiği açıktır. Tablo 5.8, önerilen tasarım yöntemlerinin tüm koşullar için en kısa yerleşme sürelerini, en küçük tepe değerlerini ve en küçük J_p değerlerini sağladığını ortaya koyarak bu gözlemi desteklemektedir. Bu nedenle, önerilen tasarım yönteminin üstünlüğü kolaylıkla görülebilir.

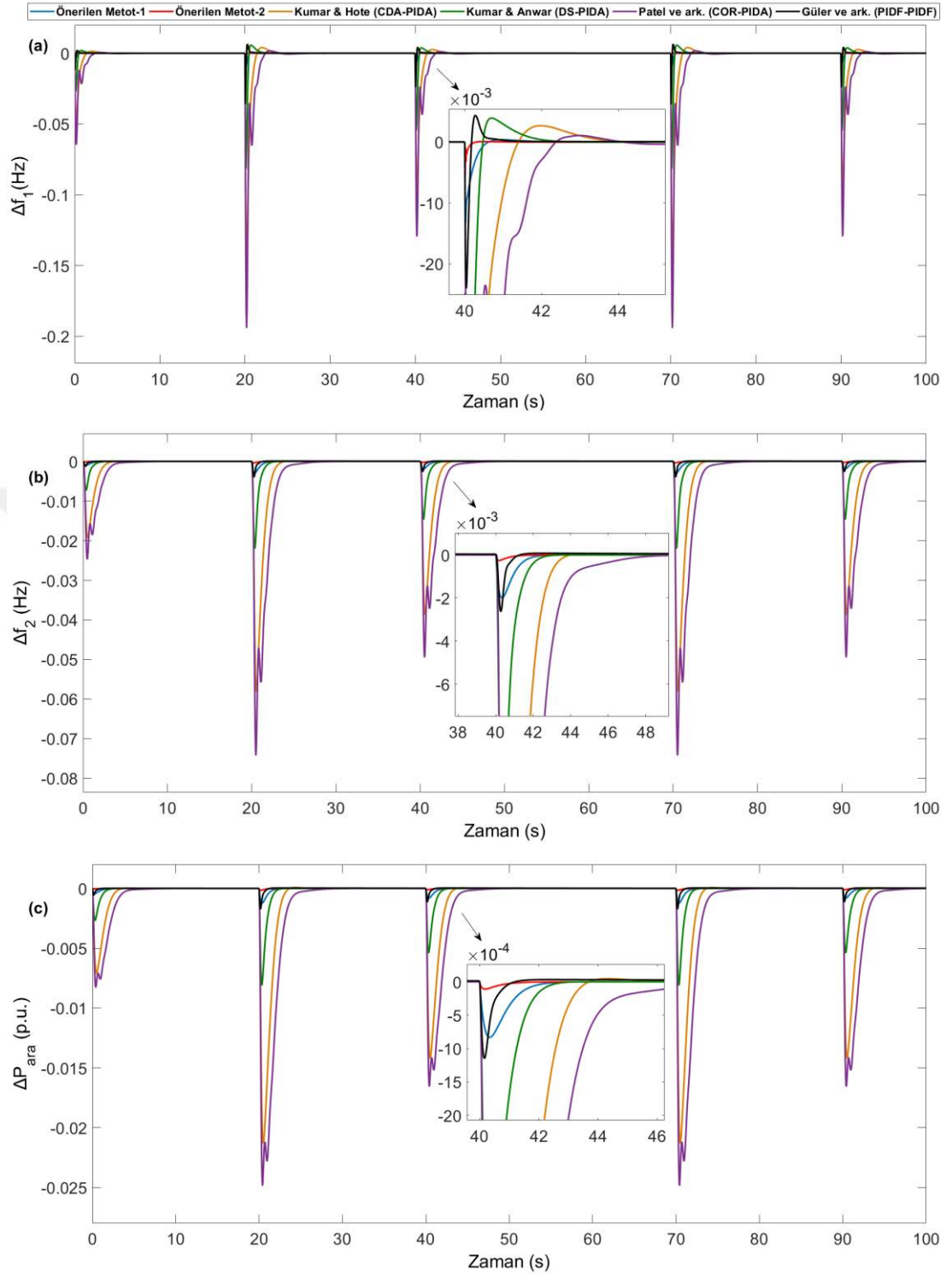
5.4.5 Durum 5.5

Burada, PID² kontrolör tasarımının iki ve üç alanlı elektrik güç sistemlerindeki sağlamlığını değerlendirmek için çeşitli zamanlarda rastgele adımlı yük değişimleriyle bir analiz yapılmıştır. Şekil 5.21'de gösterilen rastgele yükü değişimi Durum 5.3 ve Durum 5.4 tasarımlarının sağlamlıkları için değerlendirilmiştir.

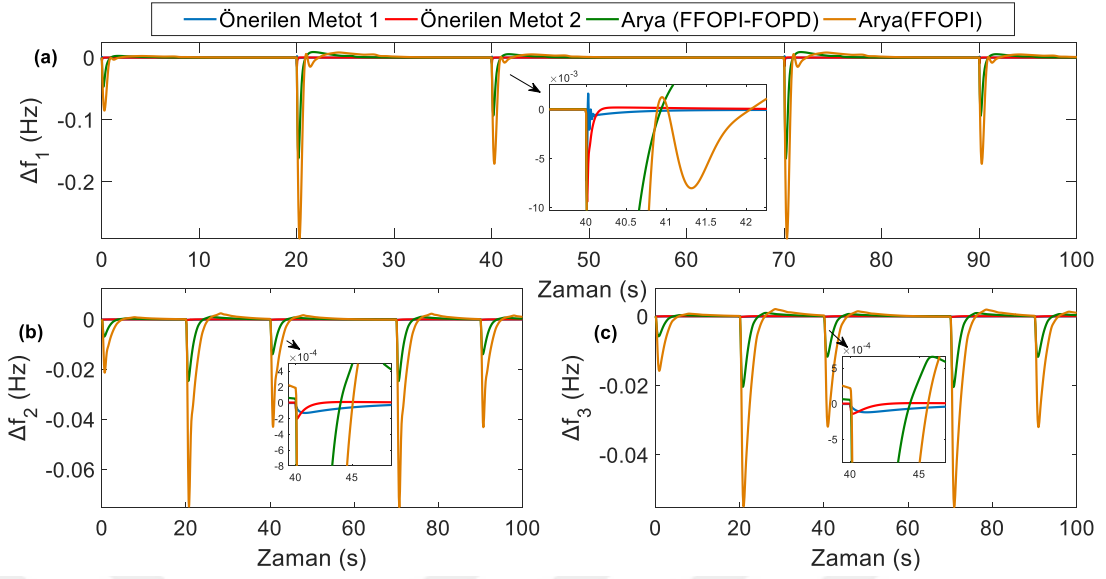


Şekil 5.21 Durum 5.3 ve Durum 5.4 için uygulanan RLP

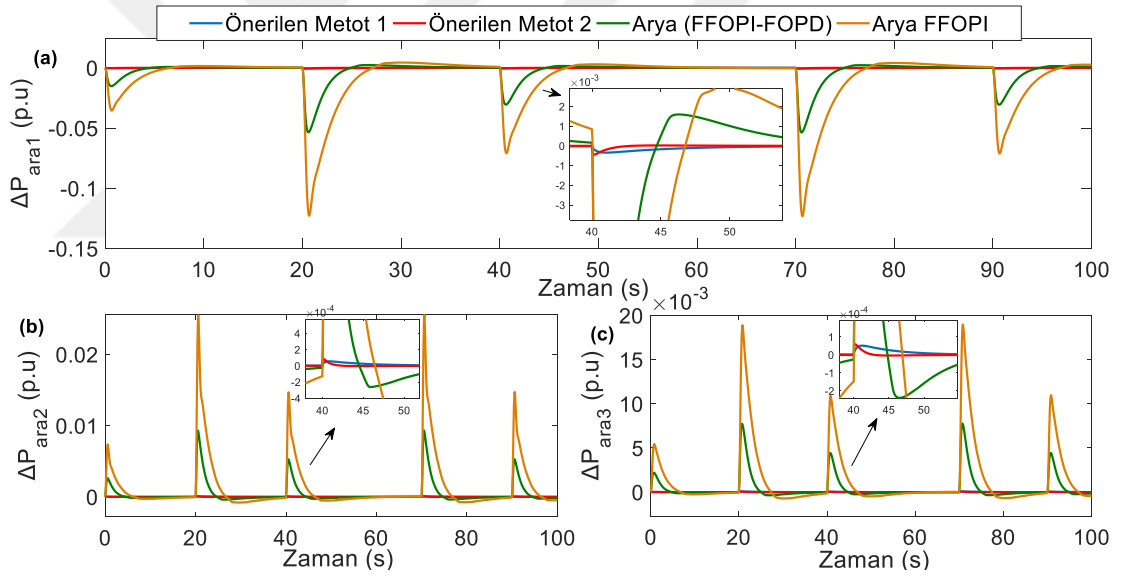
İki alanlı EPS için Durum 5.3'te sunulan PID² kontrolör tasarımlarının ve karşılaştırılan diğer tasarım yöntemlerinin RLP'ye karşı frekans yanıtları, Δf_1 ve Δf_2 , ve bağlantı hattı güç değişimi, Δf_{ara} , Şekil 5.22'de gösterilmiştir. Aynı şekilde, Durum 5.4'te sunulan üç alanlı EPS için PID² kontrolör tasarımlarının ve diğer karşılaştırılan tasarım yöntemlerinin RLP'ye karşı frekans yanıtları, Δf_1 , Δf_2 ve Δf_3 , Şekil 5.23'te ve bağlantı hattı güç değişimleri, Δf_{ara1} , Δf_{ara2} ve Δf_{ara3} , Şekil 5.24'te gösterilmiştir.



Şekil 5.22 Durum 5.3 için RLP'ye karşı frekans ve bağlantı hattı güç değişim yanıtları, a) Δf_1 , b) Δf_2 , c) ΔP_{ara}



Şekil 5.23 Durum 5.4 için RLP'ye karşı frekans yanıtları, a) Δf_1 , b) Δf_2 , c) Δf_3



Şekil 5.24 Durum 5.4 için RLP'ye karşı bağlantı hattı güç değişim yanıtları, a) ΔP_{ara1} , b) ΔP_{ara2} , c) ΔP_{ara3}

Her iki durumda da önerilen PIDD² tasarım yöntemi, karşılaştırma için kullanılan diğer yöntemlere göre çok daha üstün bir performansa sahip olduğu görülmüştür. Önerilen PIDD² tasarım yaklaşımının, farklı senaryolar altında karşılaştırma için kullanılan diğer yaklaşımlara göre üstünlüğü gösterilmiştir. Sonuç olarak, önerilen PIDD² tasarım tekniği, daha az sapma ve daha hızlı yerleşme süresi ile daha düzgün yanıtlar sağladığı için gerçek zamanlı uygulamalarda avantajlı olabilir.

5.5 Sonuçlar

Bu bölüm, ara ısıtmasız termal ve ara ısıtmalı termal türbinlere sahip tek/iki/üç alanlı elektrik güç sistemlerindeki YFK için DS metodu kullanılarak gerçekleştirilen PIDD² denetleyici tasarımını tanıtmaktadır. Önerilen tasarım yönteminde, kontrolör bağımsız olarak iki farklı bozucu reddi için tasarlanmıştır. Önerilen tasarım yöntemlerinde kontrolör parametrelerini hesaplamak için yeni bir amaç fonksiyonu tanıtılmıştır. Bu bölümde amaç fonksiyonu hem IAE performans değerine hem de yerleşme süresine dayalı olarak değişen bir fonksiyondur.

Önerilen tasarım yöntemleri, yerleşme süresi, tepe değeri, J_p değeri gibi performans kriterleri açısından, literatürde son zamanlarda önerilen tasarım yaklaşımları ile karşılaştırılmıştır. Önerilen tasarım yöntemlerinin sağlamlığını ve üstünlüğünü doğrulamak için, sistem rastgele yük değişimlerine ve sistem transfer fonksiyonu parametrelerindeki $\pm\%25$ değişimlere maruz bırakılmıştır. Simülasyon durumlarının analizi sonucunda, önerilen tasarım yöntemlerinin karşılaştırılan yöntemlere kıyasla oldukça üstün performans sergilediğini ortaya konmuştur. Ayrıca, nerilen tasarım yöntemi 2 olarak özetlenen metodolojinin, önerilen tasarım yöntemi 1'e göre daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Bu nerilen tasarım yaklaşımlarının gerçek zamanlı sistemlere entegre edilme potansiyeli, mevcut literatüre önemli bir katkı sağlaması beklenmektedir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması, elektrik güç sistemlerindeki frekans kontrolü için, araştırmacılar tarafından kolayca uygulanabilecek çeşitli yararlı kontrol çözümleri sunmayı amaçlamaktadır. Bu tez çalışması kapsamında, çeşitli türbin modellerine sahip tek veya çok kaynaklı, tek, iki, üç ve dört alanlı güç sistemlerinin modellenmesi ve kontrol performansının artırılması üzerine araştırmalar yapılmıştır. Bu bölümde çalışma ile ilgili ulaşılan önemli sonuçlara ve önerilere yer verilmiştir. Bu bölüm, tez çalışmasının başarılarının özetlendiği ve gelecekteki çalışmalar için önerilerin sunulduğu iki kısımdan oluşmaktadır.

6.1 Sonuçlar

1. Bölüm 3'te yapılan çalışmada, farklı türbinlerden oluşan tek veya çok kaynaklı modele sahip tek alanlı güç sistemlerinde YFK için parametre değişikliklerine karşı dayanıklı ve yük bozulmalarını bastırma özelliğine sahip PI-PD kontrolör tasarımı sunulmuştur. PI-PD kontrolör ayar parametreleri, kararlılık sınır eğrilerinin farklı ağırlık faktörleri ile değişen ağırlıklı geometrik merkezlerinin hesaplanmasına dayanan grafiksel bir yöntem ile hesaplanmıştır. Bu yöntem sayesinde, PI-PD kontrolör tasarımıdaki dört ayar parametrelerinin hesaplanmasındaki zorluklar aşılmıştır. Simülasyon bulgularına dayanarak önerilen PI-PD tasarım yöntemi, literatürdeki diğer tasarım yöntemlerine kıyasla üstün bir performans sergileyerek, diğer tasarım yöntemlerini geride bırakmıştır.
2. Bölüm 4'te, farklı termal türbinlere sahip tek, iki ve dört alanlı elektrik güç sistemlerindeki belirli zorlukların üstesinden etkili bir şekilde gelmesi ve etkin bir dinamik performans sağlamasından dolayı, kaskad kontrol yöntemi çalışılmıştır. Kaskad kontrol yapısının hem iç hem de dış döngüsünde filtreli seri oransal integral türev (PIDF) denetleyici tasarlanmıştır. Elektrik güç sistemlerindeki frekans dalgalanmalarını ve bağlantı hattı güç değişimlerini azaltmayı amaçlayan bu yöntemde, kaskad kontrol yapısındaki iç ve dış döngülerde kullanılan PIDF kontrolör parametreleri, kontrolör sentez yaklaşımından faydalanılarak analitik olarak belirlenmiştir. Bu analitik ifadeler, sistemin istenilen dinamik performansını sağlamak üzere kontrol

parametrelerinin belirlenmesinde önemli rol oynamaktadır. Kaskad kontrol yönteminin teorik ve pratik açıdan güçlü yanlarının keşfedilmesi, güç sistemlerindeki kontrol stratejilerinin geliştirilmesine yönelik değerli katkılar sağlanmıştır. Elde edilen bulgular, önerilen kaskad kontrol yaklaşımının sistemdeki belirsizliklere ve değişkenliklere karşı iyi bir kontrol sağladığını ve istenilen dinamik performansa ulaşmada katkı sağladığını göstermiştir.

3. Bölüm 5'te yapılan çalışmada, ara ısıtmasız ve ara ısıtmalı termal türbinlere sahip tek, iki ve üç alanlı EPS'deki YFK için DS metodunu kullanan PIDD² denetleyici tasarımı sunulmuştur. Önerilen tasarım yönteminde kontrolör, iki farklı bozucu reddi için bağımsız olarak tasarlanmıştır. İlk tasarım, literatürde yaygın olarak incelenen ve yük bozulması reddi olarak bilinen yöntemi içermektedir. İkinci tasarım yöntemi ise daha önceki çalışmalarda ele alınmamış olan ve bu çalışmada dikkate değer yenilikçi bir yaklaşım olarak sunulan bozucu reddi yöntemidir. Sistem dinamik yanıtlarında uzun süreli yerleşme süresi sorununu etkili bir şekilde çözmek için yeni bir amaç fonksiyonu önerilmiştir. Bu çalışmada amaç fonksiyonu, IAE performans değerine ve yerleşme süresine dayalı olarak ayarlanan bir fonksiyondur. Önerilen DS tabanlı PIDD² tasarım yaklaşımının, salınımları azaltmada ve bozucuları yönetmede etkin bir şekilde işe yarar olduğu benzetim sonuçları ile kanıtlanmıştır. Ayrıca, bu çalışmada bozucu reddi için önerilen tasarım yönteminin, tez çalışmasında önerilen diğer tüm tasarım yöntemlerine kıyasla daha üstün performans sergilediği gözlemlenmiştir. Bu çalışma, mevcut literatürdeki bozucu giderme özellikleri konusundaki eksiklikleri dikkate alarak, mevcut literatüre yeni bir bakış açısı kazandırmıştır.

6.2 Öneriler

1. Bölüm 3'te önerilen PI-PD tasarım yönteminde, kontrolör ayar parametreleri, kararlılık sınır eğrilerinin ağırlıklı geometrik merkezlerinin hesaplanmasına dayanmaktadır. Bu tasarım yöntemi, başlangıçta tek alanlı güç sistemleri için geliştirilmiştir. Ancak, bu çalışmada sunulan, PI-PD kontrolör tasarımı, iki veya daha fazla alanlı güç sistemleri için de geliştirilebilir. Ayrıca, kararlılık sınır eğrilerinden elde edilen parametreler, WGC yönteminden farklı yöntem

ve teknikler kullanılarak da belirlenebilir. Bu şekilde daha iyi kapalı çevrim performans sağlayan yanıtlar elde edilebilir.

2. Bölüm 4'te yapılan çalışmada verilen simülasyon durumlarında gözlemlenen üstün performans, önerilen tasarım yönteminin geliştirilmesiyle yenilenebilir enerji kaynaklarının dahil edildiği güç sistemleri veya mikro şebekeler için benzer şekilde uygulanabileceği öngörülebilir. Bu öneri, farklı güç sistemlerindeki YFK için daha kapsamlı kontrollerin sağlanmasına imkân tanıyabilir.
3. Bölüm 5'teki simülasyon durumlarının sonuçları dikkate alındığında, bu bölümde önerilen DS tabanlı PIDD² tasarım yönteminin geliştirilerek farklı tipteki güç sistemleri modellerine de uygulanabileceği ve böylece önerilen tasarım yönteminin uygulandığı EGS modellerinin genişletilebileceği düşünülmektedir. Ayrıca, bu tasarım yönteminde önerilen yeni amaç fonksiyonu, IAE ve yerleşme zamanı kriterlerinin yanı sıra, performans kriteri değerlerinden biri olan tepe değerini de hesaba katarak yeni tasarımlar gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] I. H. Altas and A. M. Sharaf, "A novel on-line MPP search algorithm for PV arrays," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 11, no. 4, pp. 748–754, 1996, doi: 10.1109/60.556374.
- [2] P. Kundur, "Power system stability and control.," in *McGraw-Hill Inc.*, New York, 1994, pp. 45–138.
- [3] Y. GÜLER, M. NALBANTOĞLU, and I. KAYA, "Cascade controller design via controller synthesis for load frequency control of electrical power systems," *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 32, no. 2, pp. 285–304, Mar. 2024, doi: 10.55730/1300-0632.4069.
- [4] I. Kaya and M. Nalbantoglu, "Cascade controller design using controller synthesis," in *2015 19th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, Oct. 2015, pp. 32–36, doi: 10.1109/ICSTCC.2015.7321265.
- [5] D. Chen and D. E. Seborg, "PI/PID Controller Design Based on Direct Synthesis and Disturbance Rejection," *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 41, no. 19, pp. 4807–4822, Sep. 2002, doi: 10.1021/ie010756m.
- [6] M. Kumar and Y. V. Hote, "Robust CDA-PIDA Control Scheme for Load Frequency Control of Interconnected Power Systems," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 4, pp. 616–621, 2018, doi: 10.1016/j.ifacol.2018.06.164.
- [7] B. Bilir, "Bifurcation Analysis of Nonlinear Oscillations in Power Systems," Ph.D., University of Missouri-Columbia, U.S.A., 2000.
- [8] H. Saadat, "Power System Analysis," in *McGraw-Hill Inc.*, New York, 1999, pp. 527–576.
- [9] K. Lu, W. Zhou, G. Zeng, and Y. Zheng, "Constrained population extremal optimization-based robust load frequency control of multi-area interconnected power system," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 105, pp. 249–271, Feb. 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2018.08.043.
- [10] D. G. Padhan and S. Majhi, "A new control scheme for PID load frequency controller of single-area and multi-area power systems," *ISA Trans.*, vol. 52, no. 2, pp. 242–251, Mar. 2013, doi: 10.1016/j.isatra.2012.10.003.
- [11] O. I. Elgerd, "Electric Energy Systems Theory," in *Mc Graw-Hill Press.*, New York, 1982, pp. 299–342.
- [12] H. Bevrani and T. Hiyama, "On Load-Frequency Regulation With Time Delays: Design and Real-Time Implementation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 292–300, Mar. 2009, doi: 10.1109/TEC.2008.2003205.

- [13] E. Nikmanesh, O. Hariri, H. Shams, and M. Fasihozaman, "Pareto design of Load Frequency Control for interconnected power systems based on multi-objective uniform diversity genetic algorithm (MUGA)," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 80, pp. 333–346, Sep. 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.01.042.
- [14] T. H. Mohamed, G. Shabib, and H. Ali, "Distributed load frequency control in an interconnected power system using ecological technique and coefficient diagram method," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 82, pp. 496–507, Nov. 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.04.023.
- [15] Ş. Sönmez, "Zaman Gecikmeli Elektrik Güç Sistemlerinin Kararlı,," Doktora tezi, Ömer Halis Üniversitesi, Türkiye, 2017.
- [16] E. Çam and İ. Kocaarslan, "A fuzzy gain scheduling PI controller application for an interconnected electrical power system," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 73, no. 3, pp. 267–274, Mar. 2005, doi: 10.1016/j.epsr.2004.06.013.
- [17] M. Datta, H. Ishikawa, H. Naitoh, and T. Senjyu, "Notice of Violation of IEEE Publication Principles: LFC by coordinated virtual inertia mimicking and PEVs in power utility with MW-class distributed PV generation," in *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Jun. 2012, pp. 1–8, doi: 10.1109/COMPEL.2012.6251779.
- [18] G. Görel, "Güneş Eneji Sistemli İki Bölgele Enterkonnekte Şebekede Modern Kontrol Teknikleri İle Yük Frekans Kontrolü." Doktora tezi, Kırıkkale Üniversitesi, Türkiye, 2017.
- [19] P. S. R. Murty, "Operation and Control in Power System," in *BS Publication*, India, 2008, pp.1-240.
- [20] S. Sondhi and Y. V. Hote, "Fractional order PID controller for load frequency control," *Energy Convers. Manag.*, vol. 85, pp. 343–353, Sep. 2014, doi: 10.1016/j.enconman.2014.05.091.
- [21] S. Sondhi and Y. V. Hote, "Fractional order PID controller for perturbed load frequency control using Kharitonov's theorem," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 78, pp. 884–896, Jun. 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2015.11.103.
- [22] W. Tan, "Tuning of PID load frequency controller for power systems," *Energy Convers. Manag.*, vol. 50, no. 6, pp. 1465–1472, Jun. 2009, doi: 10.1016/j.enconman.2009.02.024.
- [23] M. N. Anwar and S. Pan, "A new PID load frequency controller design method in frequency domain through direct synthesis approach," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 67, pp. 560–569, May 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2014.12.024.
- [24] Y. Güler and I. Kaya, "Load Frequency Control of Single-Area Power System

with PI–PD Controller Design for Performance Improvement,” *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 18, no. 4, pp. 2633–2648, Jul. 2023, doi: 10.1007/s42835-022-01371-1.

- [25] R. K. Sahu, S. Panda, and N. K. Yegireddy, “A novel hybrid DEPS optimized fuzzy PI/PID controller for load frequency control of multi-area interconnected power systems,” *J. Process Control*, vol. 24, no. 10, pp. 1596–1608, Oct. 2014, doi: 10.1016/j.jprocont.2014.08.006.
- [26] Y.-G. Wang and H.-H. Shao, “Optimal tuning for PI controller,” *Automatica*, vol. 36, no. 1, pp. 147–152, Jan. 2000, doi: 10.1016/S0005-1098(99)00130-2.
- [27] R. K. Mudi and N. R. Pal, “A robust self-tuning scheme for PI- and PD-type fuzzy controllers,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, no. 1, pp. 2–16, 1999, doi: 10.1109/91.746295.
- [28] “Limitations of PID controllers,” in *Proceedings of the 1999 American Control Conference (Cat. No. 99CH36251)*, 1999, pp. 3843–3847 vol.6, doi: 10.1109/ACC.1999.786236.
- [29] K. J. Åström and T. Hägglund, “Revisiting the Ziegler–Nichols step response method for PID control,” *J. Process Control*, vol. 14, no. 6, pp. 635–650, Sep. 2004, doi: 10.1016/j.jprocont.2004.01.002.
- [30] M. M. Ozyetkin, C. Onat, and N. Tan, “PI-PD controller design for time delay systems via the weighted geometrical center method,” *Asian J. Control*, vol. 22, no. 5, pp. 1811–1826, Sep. 2020, doi: 10.1002/asjc.2088.
- [31] N. Tan, “Computation of stabilizing PI-PD controllers,” *Int. J. Control. Autom. Syst.*, vol. 7, no. 2, pp. 175–184, Apr. 2009, doi: 10.1007/s12555-009-0203-y.
- [32] I. Kaya, “Obtaining controller parameters for a new PI-PD Smith predictor using autotuning,” *J. Process Control*, vol. 13, no. 5, pp. 465–472, Aug. 2003, doi: 10.1016/S0959-1524(02)00086-0.
- [33] S. Jung and R. C. Dorf, “Novel Analytic Technique for PID and PIDA Controller Design,” *IFAC Proc. Vol.*, vol. 29, no. 1, pp. 1146–1151, Jun. 1996, doi: 10.1016/S1474-6670(17)57819-2.
- [34] Y. Li, W. Tan, and M. Yu, “Tuning rules of filtered PID/PIDD 2 controller for integrating processes with measurement noise,” *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 55, no. 3, pp. 467–481, Feb. 2024, doi: 10.1080/00207721.2023.2276096.
- [35] S. Saxena, “Load frequency control strategy via fractional-order controller and reduced-order modeling,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 104, pp. 603–614, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2018.07.005.
- [36] P. Mohanty, R. K. Sahu, and S. Panda, “A novel hybrid many optimizing liaisons gravitational search algorithm approach for AGC of power systems,”

Automatika, vol. 61, no. 1, pp. 158–178, Jan. 2020, doi: 10.1080/00051144.2019.1694743.

- [37] Wen Tan, “Unified Tuning of PID Load Frequency Controller for Power Systems via IMC,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, no. 1, pp. 341–350, Feb. 2010, doi: 10.1109/TPWRS.2009.2036463.
- [38] M. Shiroei and A. M. Ranjbar, “Supervisory predictive control of power system load frequency control,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 61, pp. 70–80, Oct. 2014, doi: 10.1016/j.ijepes.2014.03.020.
- [39] S. Saxena and Y. V. Hote, “Decentralized PID load frequency control for perturbed multi-area power systems,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 81, pp. 405–415, Oct. 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.02.041.
- [40] V. P. Singh, N. Kishor, and P. Samuel, “Improved load frequency control of power system using LMI based PID approach,” *J. Franklin Inst.*, vol. 354, no. 15, pp. 6805–6830, Oct. 2017, doi: 10.1016/j.jfranklin.2017.08.031.
- [41] M. Sharma, S. Dhundhara, Y. Arya, and S. Prakash, “Frequency excursion mitigation strategy using a novel COA optimised fuzzy controller in wind integrated power systems,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 14, no. 19, pp. 4071–4085, Dec. 2020, doi: 10.1049/iet-rpg.2020.0882.
- [42] Y. Arya and N. Kumar, “Fuzzy Gain Scheduling Controllers for Automatic Generation Control of Two-area Interconnected Electrical Power Systems,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 44, no. 7, pp. 737–751, Apr. 2016, doi: 10.1080/15325008.2015.1131765.
- [43] C. Li, Z. Wang, and Y. Tian, “Dynamic event-triggered H_∞ load frequency control for multi-area power systems with communication delays,” *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 31, no. 9, pp. 4100–4117, Jun. 2021, doi: 10.1002/rnc.5465.
- [44] J. Guo, “Application of a novel adaptive sliding mode control method to the load frequency control,” *Eur. J. Control*, vol. 57, pp. 172–178, Jan. 2021, doi: 10.1016/j.ejcon.2020.03.007.
- [45] C. Huang, J. Li, S. Mu, and H. Yan, “Linear active disturbance rejection control approach for load frequency control of two-area interconnected power system,” *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 41, no. 6, pp. 1562–1570, Apr. 2019, doi: 10.1177/0142331217701539.
- [46] S. Ajithapriyadarsini, P. M. Mary, and M. W. Iruthayarajan, “Automatic generation control of a multi-area power system with renewable energy source under deregulated environment: adaptive fuzzy logic-based differential evolution (DE) algorithm,” *Soft Comput.*, vol. 23, no. 22, pp. 12087–12101, Nov. 2019, doi: 10.1007/s00500-019-03765-2.

- [47] S. Majhi and D. P. Atherton, "Online tuning of controllers for an unstable FOPDT process," *IEE Proc. - Control Theory Appl.*, vol. 147, no. 4, pp. 421–427, Jul. 2000, doi: 10.1049/ip-cta:20000245.
- [48] I. Kaya, "A PI-PD controller design for control of unstable and integrating processes," *ISA Trans.*, vol. 42, no. 1, pp. 111–121, Jan. 2003, doi: 10.1016/S0019-0578(07)60118-9.
- [49] D. P. Atherton, "Using standard forms for controller design," in *UKACC International Conference on Control (CONTROL '98)*, 1998, vol. 1998, pp. 1066–1071, doi: 10.1049/cp:19980377.
- [50] N. Tan, I. Kaya, C. Yeroglu, and D. P. Atherton, "Computation of stabilizing PI and PID controllers using the stability boundary locus," *Energy Convers. Manag.*, vol. 47, no. 18–19, pp. 3045–3058, Nov. 2006, doi: 10.1016/j.enconman.2006.03.022.
- [51] M. I. Kalim and A. Ali, "New tuning strategy for series cascade control structure," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 53, no. 1, pp. 195–200, 2020, doi: 10.1016/j.ifacol.2020.06.033.
- [52] N. Tan and D. P. Atherton, "Design of stabilizing PI and PID controllers," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 37, no. 8, pp. 543–554, Jun. 2006, doi: 10.1080/00207720600783785.
- [53] C. Onat, "A New Concept on PI Design for Time Delay Systems Weighted Geometrical Center," *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control*, vol. 9, pp. 1539–1556, 2013.
- [54] C. Onat, "A new design method for PI–PD control of unstable processes with dead time," *ISA Trans.*, vol. 84, pp. 69–81, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.isatra.2018.08.029.
- [55] M. M. Ozyetkin, "A simple tuning method of fractional order $PI\lambda$ - $PD\mu$ controllers for time delay systems," *ISA Trans.*, vol. 74, pp. 77–87, Mar. 2018, doi: 10.1016/j.isatra.2018.01.021.
- [56] Y. V. Hote and N. S. Raut, "PID Controller Design based on IMC Using Model Order Reduction and Modern Control Approach: Application to Single Area Load Frequency Control Problem," in *2020 IEEE 16th International Conference on Control & Automation (ICCA)*, Oct. 2020, pp. 222–227, doi: 10.1109/ICCA51439.2020.9264425.
- [57] Y. Arya, "AGC performance enrichment of multi-source hydrothermal gas power systems using new optimized FOPID controller and redox flow batteries," *Energy*, vol. 127, pp. 704–715, May 2017, doi: 10.1016/j.energy.2017.03.129.
- [58] P. Dash, L. C. Saikia, and N. Sinha, "Flower Pollination Algorithm Optimized

PI-PD Cascade Controller in Automatic Generation Control of a Multi-area Power System,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 82, pp. 19–28, Nov. 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.02.028.

- [59] S. Padhy and S. Panda, “A hybrid stochastic fractal search and pattern search technique based cascade PI-PD controller for automatic generation control of multi-source power systems in presence of plug in electric vehicles,” *CAAI Trans. Intell. Technol.*, vol. 2, no. 1, pp. 12–25, Mar. 2017, doi: 10.1016/j.trit.2017.01.002.
- [60] B. Sonker, D. Kumar, and P. Samuel, “Dual loop IMC structure for load frequency control issue of multi-area multi-sources power systems,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 112, pp. 476–494, Nov. 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.04.042.
- [61] E. Çelik, N. Öztürk, Y. Arya, and C. Ocak, “(1 + PD)-PID cascade controller design for performance betterment of load frequency control in diverse electric power systems,” *Neural Comput. Appl.*, vol. 33, no. 22, pp. 15433–15456, Nov. 2021, doi: 10.1007/s00521-021-06168-3.
- [62] A. Kumar, M. N. Anwar, and S. Kumar, “Sliding mode controller design for frequency regulation in an interconnected power system,” *Prot. Control Mod. Power Syst.*, vol. 6, no. 1, p. 6, Dec. 2021, doi: 10.1186/s41601-021-00183-1.
- [63] M. SAKA, Ş. SÖNMEZ, İ. EKE, H. GÖZDE, M. C. TAPLAMACIOĞLU, and S. AYASUN, “Inserting of heuristic techniques into the stability regions for multiarea load frequency control systems with time delays,” *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 30, no. 6, pp. 2286–2302, Sep. 2022, doi: 10.55730/1300-0632.3939.
- [64] M. Barakat, A. M. Mabrouk, and A. Donkol, “Optimal design of a cascade controller for frequency stability of photovoltaic–reheat thermal power systems considering nonlinearities,” *Opt. Quantum Electron.*, vol. 55, no. 4, p. 295, Apr. 2023, doi: 10.1007/s11082-023-04583-5.
- [65] A. A. Abou El-Ela, R. A. El-Sehiemy, A. M. Shaheen, and A. E.-G. Diab, “Design of cascaded controller based on coyote optimizer for load frequency control in multi-area power systems with renewable sources,” *Control Eng. Pract.*, vol. 121, p. 105058, Apr. 2022, doi: 10.1016/j.conengprac.2021.105058.
- [66] R. Choudhary, J. N. Rai, and Y. Arya, “Cascade FOPI-FOPTID controller with energy storage devices for AGC performance advancement of electric power systems,” *Sustain. Energy Technol. Assessments*, vol. 53, p. 102671, Oct. 2022, doi: 10.1016/j.seta.2022.102671.
- [67] B. Khokhar, S. Dahiya, and K. P. S. Parmar, “A novel fractional order proportional integral derivative plus second-order derivative controller for load frequency control,” *Int. J. Sustain. Energy*, vol. 40, no. 3, pp. 235–252, Mar. 2021, doi: 10.1080/14786451.2020.1803861.

- [68] E. Çelik, "Performance analysis of SSA optimized fuzzy 1PD-PI controller on AGC of renewable energy assisted thermal and hydro-thermal power systems," *J. Ambient Intell. Humaniz. Comput.*, vol. 13, no. 8, pp. 4103–4122, Aug. 2022, doi: 10.1007/s12652-022-03751-x.
- [69] B. Khokhar, S. Dahiya, and K. P. Singh Parmar, "A Robust Cascade Controller for Load Frequency Control of a Standalone Microgrid Incorporating Electric Vehicles," *Electr. Power Components Syst.*, vol. 48, no. 6–7, pp. 711–726, Apr. 2020, doi: 10.1080/15325008.2020.1797936.
- [70] B. Khokhar, S. Dahiya, and K. P. S. Parmar, "A Novel Hybrid Fuzzy PD-TID Controller for Load Frequency Control of a Standalone Microgrid," *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 46, no. 2, pp. 1053–1065, Feb. 2021, doi: 10.1007/s13369-020-04761-7.
- [71] P. K. Pathak and A. K. Yadav, "Design of optimal cascade control approach for LFM of interconnected power system," *ISA Trans.*, vol. 137, pp. 506–518, Jun. 2023, doi: 10.1016/j.isatra.2023.01.029.
- [72] A. Elsayy Khalil, T. A. Boghdady, M. H. Alham, and D. K. Ibrahim, "A novel cascade-loop controller for load frequency control of isolated microgrid via dandelion optimizer," *Ain Shams Eng. J.*, vol. 15, no. 3, p. 102526, Mar. 2024, doi: 10.1016/j.asej.2023.102526.
- [73] Z. Wu, Y. Liu, Y. Chen, D. Li, B. Li, and F. Zhu, "Load frequency regulation for multi-area power systems with renewable sources via active disturbance rejection control," *Energy Reports*, vol. 8, pp. 401–409, Aug. 2022, doi: 10.1016/j.egy.2022.02.182.
- [74] S. Padhy, P. R. Sahu, S. Panda, S. Padmanaban, J. M. Guerrero, and B. Khan, "Marine predator algorithm based PD-(1+PI) controller for frequency regulation in multi-microgrid system," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 16, no. 10, pp. 2136–2151, Jul. 2022, doi: 10.1049/rpg2.12504.
- [75] I. Kaya, "Improving performance using cascade control and a Smith predictor," *ISA Trans.*, vol. 40, no. 3, pp. 223–234, Jul. 2001, doi: 10.1016/S0019-0578(00)00054-9.
- [76] E. Çelik, "Design of new fractional order PI–fractional order PD cascade controller through dragonfly search algorithm for advanced load frequency control of power systems," *Soft Comput.*, vol. 25, no. 2, pp. 1193–1217, Jan. 2021, doi: 10.1007/s00500-020-05215-w.
- [77] A. Kumar and M. N. Anwar, "Decentralized Load–Frequency Controller Design for a Single as Well as Multi-area Power System," *Iran. J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.*, vol. 44, no. 1, pp. 309–326, Mar. 2020, doi: 10.1007/s40998-019-00246-y.
- [78] İ. Kaya, N. Tan, and D. P. Atherton, "Improved cascade control structure for

- enhanced performance,” *J. Process Control*, vol. 17, no. 1, pp. 3–16, Jan. 2007, doi: 10.1016/j.jprocont.2006.08.008.
- [79] Y. Arya, P. Dahiya, E. Çelik, G. Sharma, H. Gözde, and I. Nasiruddin, “AGC performance amelioration in multi-area interconnected thermal and thermal-hydro-gas power systems using a novel controller,” *Eng. Sci. Technol. an Int. J.*, vol. 24, no. 2, pp. 384–396, Apr. 2021, doi: 10.1016/j.jestch.2020.08.015.
 - [80] İ. Kaya and M. Nalbantoğlu, “Simultaneous tuning of cascaded controller design using genetic algorithm,” *Electr. Eng.*, vol. 98, no. 3, pp. 299–305, Sep. 2016, doi: 10.1007/s00202-016-0367-4.
 - [81] S. Saxena and S. Biradar, “Fractional-order IMC controller for high-order system using reduced-order modelling via Big-Bang, Big-Crunch optimisation,” *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 53, no. 1, pp. 168–181, Jan. 2022, doi: 10.1080/00207721.2021.1942587.
 - [82] M. Barakat, A. Donkol, H. F. A. Hamed, and G. M. Salama, “Harris Hawks-Based Optimization Algorithm for Automatic LFC of the Interconnected Power System Using PD-PI Cascade Control,” *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 16, no. 4, pp. 1845–1865, Jul. 2021, doi: 10.1007/s42835-021-00729-1.
 - [83] E. Çelik, “Improved stochastic fractal search algorithm and modified cost function for automatic generation control of interconnected electric power systems,” *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 88, p. 103407, Feb. 2020, doi: 10.1016/j.engappai.2019.103407.
 - [84] F. M. Hughes, “Power System Control and Stability,” *Electron. Power*, vol. 23, no. 9, p. 739, 1977, doi: 10.1049/ep.1977.0418.
 - [85] A. Kumar, M. Anwar, and M. Huba, “Load Frequency Controller Design Based on the Direct Synthesis Approach Using a 2DoF-IMC Scheme for a Multi-Area Power System,” *Symmetry (Basel)*, vol. 14, no. 10, p. 1994, Sep. 2022, doi: 10.3390/sym14101994.
 - [86] D. Guha, P. K. Roy, and S. Banerjee, “Application of backtracking search algorithm in load frequency control of multi-area interconnected power system,” *Ain Shams Eng. J.*, vol. 9, no. 2, pp. 257–276, Jun. 2018, doi: 10.1016/j.asej.2016.01.004.
 - [87] M. Kumar and Y. V. Hote, “Graphic RCRA-PIDA tuning based on maximum sensitivity for automatic generation control of thermal and hydro power systems,” *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 14, no. 26, pp. 6427–6439, Dec. 2020, doi: 10.1049/iet-gtd.2020.0618.
 - [88] A. Kumar and S. Pan, “Design of fractional order PID controller for load frequency control system with communication delay,” *ISA Trans.*, vol. 129, pp. 138–149, Oct. 2022, doi: 10.1016/j.isatra.2021.12.033.

- [89] Y. Arya, "ICA assisted FTILADN controller for AGC performance enrichment of interconnected reheat thermal power systems," *J. Ambient Intell. Humaniz. Comput.*, vol. 14, no. 3, pp. 1919–1935, Mar. 2023, doi: 10.1007/s12652-021-03403-6.
- [90] D. Guha, P. K. Roy, and S. Banerjee, "Adaptive fractional-order sliding-mode disturbance observer-based robust theoretical frequency controller applied to hybrid wind–diesel power system," *ISA Trans.*, vol. 133, pp. 160–183, Feb. 2023, doi: 10.1016/j.isatra.2022.06.030.
- [91] K. M. AboRas, M. Ragab, M. Shouran, S. Alghamdi, and H. Kotb, "Voltage and frequency regulation in smart grids via a unique Fuzzy PID2 controller optimized by Gradient-Based Optimization algorithm," *Energy Reports*, vol. 9, pp. 1201–1235, Dec. 2023, doi: 10.1016/j.egyr.2022.12.054.
- [92] S. M. Abd-Elazim and E. S. Ali, "Load frequency controller design of a two-area system composing of PV grid and thermal generator via firefly algorithm," *Neural Comput. Appl.*, vol. 30, no. 2, pp. 607–616, Jul. 2018, doi: 10.1007/s00521-016-2668-y.
- [93] M. Elsisi, M. Soliman, M. A. S. Aboelela, and W. Mansour, "Bat inspired algorithm based optimal design of model predictive load frequency control," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 83, pp. 426–433, Dec. 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.04.036.
- [94] M. A. Sobhy, A. Y. Abdelaziz, H. M. Hasanien, and M. Ezzat, "Marine predators algorithm for load frequency control of modern interconnected power systems including renewable energy sources and energy storage units," *Ain Shams Eng. J.*, vol. 12, no. 4, pp. 3843–3857, Dec. 2021, doi: 10.1016/j.asej.2021.04.031.
- [95] Y. Arya and N. Kumar, "Design and analysis of BFOA-optimized fuzzy PI/PID controller for AGC of multi-area traditional/restructured electrical power systems," *Soft Comput.*, vol. 21, no. 21, pp. 6435–6452, Nov. 2017, doi: 10.1007/s00500-016-2202-2.
- [96] Y. Arya, "A new optimized fuzzy FOPI-FOPD controller for automatic generation control of electric power systems," *J. Franklin Inst.*, vol. 356, no. 11, pp. 5611–5629, Jul. 2019, doi: 10.1016/j.jfranklin.2019.02.034.
- [97] M. N. Anwar, M. Shamsuzzoha, and S. Pan, "A Frequency Domain PID Controller Design Method Using Direct Synthesis Approach," *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 40, no. 4, pp. 995–1004, Apr. 2015, doi: 10.1007/s13369-015-1582-4.
- [98] R. Vilanova, O. Arrieta, and P. Ponsa, "Robust PI/PID controllers for load disturbance based on direct synthesis," *ISA Trans.*, vol. 81, pp. 177–196, Oct. 2018, doi: 10.1016/j.isatra.2018.07.040.

- [99] S. Patel, B. Mohanty, and K. S. Simhadri, "Frequency Stability Analysis of Power System Using Competition Over Resources Technique Optimized PIDA Controller," *Iran. J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.*, vol. 46, no. 1, pp. 57–75, Mar. 2022, doi: 10.1007/s40998-021-00460-7.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyad, Ad

GÜLER, Yavuz

Web sayfası
(Research Gate, Academia, vs.)

<https://www.researchgate.net/profile/Yavuz-Guler>

Eğitim Bilgileri

Derece	Kurum	Mezuniyet Yılı
Yüksek Lisans	Dicle Üniversitesi	2016
Lisans	Fırat Üniversitesi	2010
Lise	Muş Lisesi	2004

İş Deneyimi

Dönem (Yıl)	Şirket, Kurum	Görev
2010-2013	Van Gölü EDAŞ	Koordinatör Mühendis
2013-....	Muş Alparslan Üniversitesi	Öğretim Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. GÜLER, Y., NALBANTOĞLU, M., & KAYA, İ. (2024). Cascade controller design via controller synthesis for load frequency control of electrical power systems. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 32(2), 285–304.
2. GÜLER, Y., & KAYA, İ. (2023). “Load Frequency Control of Single-Area Power System with PI–PD Controller Design for Performance Improvement,” *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 18, no. 4, pp. 2633–2648, doi: 10.1007/s42835-022-01371-1.
3. Nalbantoğlu, M., & Güler, Y. (2017). SSSC tabanlı kaskad kontrolör ile güç sistem kararlılığının iyileştirilmesi. *Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Dergisi*, 8(1), 89-100.
4. NALBANTOĞLU, M., & GÜLER, Y. (2016). YENİ BİR SSSC TABANLI KASKAD YAPILI SALINIM SÖNÜMLEME KONTROLÖRÜ. *International Conference on Natural Science and Engineering (ICNASE'16)*

5. NALBANTOĞLU, M., & GÜLER, Y. (2016). SSSC İÇİN GENETİK ALGORITMA İLE OPTIMAL PI KASKAD KONTROLÖR TASARIMI. International Engineering, Science and Education Conference, December 2016, DİYARBAKIR.



DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
TEZ BENZERLİK BİLDİRİMİ FORMU

Öğrencinin Adı, Soyadı	Yavuz GÜLER		
Öğrenci No	18805502		
Ana Bilim Dalı	Elektrik – Elektronik Mühendisliği		
Program Türü	Proje ☐	Yüksek Lisans ☐	Doktora ☒
Tez Danışmanı (Ünvanı, Adı, Soyadı)	Prof. Dr. İbrahim KAYA		
(Varsa) II. Tez Danışmanı (Ünvanı, Adı, Soyadı)			
Tez Başlığı	Elektrik Enerjisi Üretim Sistemlerinde Yük Frekans Kontrolü İçin Yüksek Performanslı Denetleyici Tasarımı		
RAPOR BİLGİLERİ			
Raporlama Aşaması	Tez Savunma Sınavı Sonrası		
Sayfa Sayısı	145		
Raporlama Tarihi	24.06.2024		
Benzerlik Oranı (%)	7		

Yukarıda bilgileri verilen tez çalışmamın toplam 145 sayfalık kısmına ilişkin, 24/06/2024 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin isimli intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan intihal raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 7 olarak tespit edilmiştir.

Uygulanan filtrelemeler:

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

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

Öğrencinin Adı, Soyadı: Yavuz GÜLER

Tarih: 24.06.2024

İmza:

Danışman Adı, Soyadı: Prof. Dr. İbrahim KAYA

İmza:

Tarih: 24.06.2024

Ana Bilim Dalı Başkanı Adı, Soyadı: Doç. Dr. Cafer BUDAK

İmza:

Tarih: 24.06.2024