



T.C.

NİĞDE ÖMER HALİSDEMİR ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN YÜK FREKANS KONTROL
SİSTEMLERİNİN ZAMAN GECİKMESİNE BAĞLI
KARARLILIK ANALİZİ VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

DENİZ KATIPOĞLU

Ağustos 2021

T.C.
NİĞDE ÖMER HALİSDEMİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN YÜK FREKANS KONTROL
SİSTEMLERİNİN ZAMAN GECİKMESİNE BAĞLI
KARARLILIK ANALİZİ VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

DENİZ KATİPOĞLU

Doktora Tezi

Danışman

Prof. Dr. Saffet AYASUN

Ağustos 2021

Deniz KATİPOĞLU tarafından **Prof. Dr. Saffet AYASUN** danışmanlığında hazırlanan “**DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN ZAMAN GECİKMESİNE BAĞLI KARARLILIK ANALİZİ VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Ersan KABALCI, Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi

Üye : Prof. Dr. Saffet AYASUN, Gazi Üniversitesi

Üye : Doç. Dr. Süleyman Sungur TEZCAN, Gazi Üniversitesi

Üye : Doç. Dr. Şahin SÖNMEZ, Malatya Turgut ÖZAL Üniversitesi

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Kamil Fatih DİLAVER, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

ONAY:

Bu tez, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca belirlenmiş olan yukarıdaki jüri üyeleri tarafından/...../20.... tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulu’nun/...../20.... tarih ve sayılı kararıyla kabul edilmiştir.

...../...../20...

Prof. Dr. Murat BARUT
MÜDÜR

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin bilimsel ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Deniz KATİPOĞLU

ÖZET

DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN ZAMAN GECİKMESİNE BAĞLI KARARLILIK ANALİZİ VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

KATIPOĞLU, Deniz

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği AnaBilim Dalı

Danışman

:Prof. Dr. Saffet AYASUN

Ağustos 2021, 119 sayfa

Dinamik Talep Cevabı (DTC) kontrol çevriminin yük frekans kontrol sistemine (YFK) entegrasyonunun yapılabilmesi için merkezi kontrol birimi tarafından DTC toplayıcılarına kontrol sinyallerini gönderecek haberleşme ağının kullanımı sistemde zaman gecikmelerine neden olmakta ve bu zaman gecikmeleri sistemde kararsızlığa sebep olabilmektedir. Bu çalışmada ilk olarak, frekans düzleminde tanımlı iki farklı teorik yöntem, Üstel Terimin Eliminasyonu ve Rekasius Yerine Koyma yöntemleri kullanılarak verilen sistem parametreleri ve PI denetleyici kazanç değerleri için YFK-DTC sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri teorik olarak hesaplanmış ve PI denetleyici kazançlarının kararlılık gecikme payına etkisi araştırılmıştır. İkinci olarak, zaman gecikmesi ve sistem parametrelerindeki belirsizlikleri dikkate alarak YFK-DTC sistemini kararlı kılabilecek bütün gürbüz PI denetleyici kazanç değerleri (Gürbüz Kararlılık Bölgesi) Kararlılık Sınır Eğrisi olarak bilinen bir grafiksel yöntem ve Kharitonov Teoremi kullanılarak hesaplanmıştır. Son olarak, teorik sonuçların doğruluğu benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

Anahtar Sözcükler: Dinamik talep cevabı, yük frekans kontrol sistemi, üstel terimin eliminasyon yöntemi, Rekasius yöntemi, PI denetleyici kazanç değerleri, kararlılık bölgesi, Kharitonov teoremi

SUMMARY

TIME DELAY STABILITY ANALYSIS OF LOAD FREQUENCY CONTROL SYSTEMS WITH DYNAMIC DEMAND RESPONSE AND THE DESIGN OF ROBUST CONTROLLER

KATIPOĞLU, Deniz

Ömer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor

:Prof. Dr. Saffet AYASUN

August 2021, 119 pages

In order to integrate the Dynamic Demand Response (DDR) control loop into the load frequency control system (LFC), the use of the communication network to send control signals to the DTC collectors by the central control unit causes time delays in the system and these time delays can cause instability in the system. In this study, firstly, the maximum time delay values at which the LFC-DDR system will be stable at the limit for the given system parameters and PI controller gain values are theoretically calculated using two different theoretical methods defined in the frequency domain, Exponential Term Elimination and Rekasius Substitution methods and the effect of PI controller gains on the stability delay margin has been investigated. Secondly, all the robust PI controller gain values (Robust Stability Region) that will stabilize the LFC-DDR system, taking into account the time delay and uncertainties in the system parameters, are calculated using a graphical method known as the Stability Boundary Locus and the Kharitonov Theorem. Finally, the accuracy of the theoretical results has been demonstrated by simulation studies.

Keywords: Dynamic demand response, load frequency control system, exponential term elimination method, Rekasius method, PI controller, stability region, Kharitonov theorem

ÖN SÖZ

Doktora tez çalışmamın yürütülmesi esnasında her türlü desteği sağlayan, çalışmalarına yön veren, akademik hayatım boyunca yapacağım çalışmalarda tavsiyelerini ve bana katmış olduğu bilgi ve tecrübesini asla unutmayacağım, saygıdeğer danışman hocam Sayın Prof. Dr. Saffet AYASUN' a, tez savunma jüri üyeleri Doç. Dr. Şahin SÖNMEZ'e, Prof. Dr. Ersan KABALCI'ya, Dr. Öğr. Üyesi Kamil Fatih Dilaver'e ve Doç. Dr. Süleyman Sungur TEZCAN'a, çalışma hayatım boyunca sürekli yanımda olan ve bana her türlü desteği gösteren sevgili eşim Onur KATİPOĞLU'na ve oğlum Ahmet Ayaz KATİPOĞLU'na, hiçbir zaman manevi desteklerini esirgemeyen anneme ve kardeşlerime sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından desteklenen 118E744 nolu “Elektrikli Araç Grupları Ve Dinamik Talep Cevabı İçeren Yük Frekans Kontrol Sistemlerinin Zaman Gecikmesine Bağlı Kararlılık Analizi ve Gürbüz Denetleyici Tasarımı” isimli araştırma projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir. TÜBİTAK'a desteklerinden dolayı teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	x
SİMGE VE KISALTMALAR	xii
BÖLÜM I GİRİŞ	1
BÖLÜM II LİTERATÜR ÖZETİ.....	8
BÖLÜM III DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİ.....	18
3.1 Giriş	18
3.2 Bir Bölge YFK-DTC Sistemi	19
3.3 İki Bölge YFK-DTC Sistemi.....	22
BÖLÜM IV ZAMAN GECİKMELİ YFK-DTC SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ	26
4.1 Giriş	26
4.2 Üstel Terimin Yok Edilmesi Yöntemi	28
4.3 Rekasius Yerine Koyma Yöntemi	34
BÖLÜM V DENETLEYİCİ PARAMETRE UZAYINDA KARARLILIK BÖLGELERİNİN BELİRLENMESİ	38
5.1 Giriş	38
5.2 Kararlılık Sınır Eğrisi Yöntemi.....	39
5.3 Kharitonov Yöntemi ile Gürbüz Denetleyici Tasarımı.....	41
BÖLÜM VI ZAMAN GECİKMESİNİN HESAPLANMASI	45
6.1 Giriş	45
6.2 Üstel Terimin Yok Edilmesi Yöntemi Kullanılarak Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması.....	45
6.2.1 Bir bölge YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesinin hesaplanması	45
6.2.2 İki bölge YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesinin hesaplanması.....	49

6.3 Rekasius Yerine Koyma Yöntemi Kullanılarak Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması	54
6.3.1 Bir bölge YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesinin hesaplanması	54
6.3.2 İki bölge YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesinin hesaplanması	59
6.3 Teorik Sonuçların Doğrulanması	65
6.3.1 Bir bölge YFK-DTC sisteminin doğrulanması	66
6.3.2 İki bölge YFK-DTC sisteminin doğrulanması	68
BÖLÜM VII DENETLEYİCİ PARAMETRE UZAYINDA KARARLILIK BÖLGELERİNİN HESAPLANMASI	71
7.1 Giriş	71
7.2 Kararlılık Sınır Eğrisi Yöntemi Kullanılarak Kararlılık Bölgelerinin Hesaplanması	71
7.2.1 Bir bölge YFK-DTC sisteminin kararlılık bölgelerinin hesaplanması	71
7.2.2 Bir bölge YFK-DTC sistemi için hesaplanan kararlılık bölgelerinin doğrulanması	76
7.2.3 İki bölge YFK-DTC sisteminin kararlılık bölgelerinin hesaplanması	78
7.2.4 İki bölge YFK-DTC sistemi için hesaplanan kararlılık bölgelerinin doğrulanması	85
7.3 Kharitonov Teoremi Kullanılarak Parametrik Belirsizlikleri Karşısında Gürbüz Denetleyici Parametrelerinin Tasarımı	87
7.3.1 Bir bölge YFK-DTC sisteminin gürbüz denetleyici parametrelerinin tasarımı	88
7.3.2 Bir bölge YFK-DTC sistemi için hesaplanan kararlılık bölgelerinin doğrulanması	91
7.3.3 İki bölge YFK-DTC sisteminin gürbüz denetleyici parametrelerinin tasarımı	94
7.3.4 İki bölge YFK-DTC sistemi için hesaplanan kararlılık bölgelerinin doğrulanması	97
BÖLÜM VIII SONUÇLAR VE ÖNERİLER	100
KAYNAKLAR	103
ÖZ GEÇMİŞ	117
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER	118

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 6.1. ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	48
Çizelge 6.2. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	48
Çizelge 6.3. ($\alpha_0 = 0.6, \alpha_1 = 0.4$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	49
Çizelge 6.4. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 1, \alpha_{11} = \alpha_{12} = 0$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	52
Çizelge 6.5. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.8, \alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.2$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	53
Çizelge 6.6. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.6, \alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.4$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	53
Çizelge 6.7. ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	58
Çizelge 6.8. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	58
Çizelge 6.9. ($\alpha_0 = 0.6, \alpha_1 = 0.4$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	59
Çizelge 6.10. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 1, \alpha_{11} = \alpha_{12} = 0$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	64
Çizelge 6.11. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.8, \alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.2$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	65
Çizelge 6.12. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.6, \alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.4$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	65

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Yük toplayıcıları içere akıllı şebeke	5
Şekil 3.1. Zaman gecikmeli bir bölge YFK-DTC sistemi blok diyagramı.....	19
Şekil 3.2. Zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sistemi blok diyagramı	23
Şekil 4.1. Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre değişimi.....	27
Şekil 6.1. ($K_p = 0.2$, $K_I = 0.4$) için DTC'nin farklı katılım faktörlerinde zaman gecikmesi değişimi	49
Şekil 6.2. ($K_p = 0.2$, $K_I = 0.4$) için DTC'nin farklı katılım faktörlerinde zaman gecikmesi değişimi	54
Şekil 6.3. $\tau_1 = 0.8s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı	67
Şekil 6.4. $\tau^* = 1.1744s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı	67
Şekil 6.5. $\tau_2 = 1.6s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı	68
Şekil 6.6. $\tau_1 = 2.5176s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı	69
Şekil 6.7. $\tau^* = 2.6176s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı.....	69
Şekil 6.8. $\tau_2 = 2.7176s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı.....	70
Şekil 7.1. $\tau = 0.6252s$ ve $\alpha_1 = 0.4$ kontrol için kararlılık bölgesi	74
Şekil 7.2. PI denetleyicinin farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi.....	75
Şekil 7.3. Zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi .	75
Şekil 7.4. $\tau = 1s$ için DTC kontrolünün kararlılık bölgesi üzerine etkisi.....	75
Şekil 7.5. CRB ve RRB eğrilerinin gösterilmesi	76
Şekil 7.6. Kararlı durum için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi	77
Şekil 7.7. Sınırdaki kararlılık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi	77
Şekil 7.8. Kararsızlık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi.....	78
Şekil 7.9. $\tau_1 = \tau_2 = \tau = 0.6252s$ ve $\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.4$ için kararlı ve kararsız sınır eğrileri.....	83
Şekil 7.10. $\tau_1 = \tau_2 = \tau = 0.6252s$ ve $\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.4$ için kararlılık bölgesi	83
Şekil 7.11. PI denetleyicinin farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi.....	84
Şekil 7.12. Zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi	84

Şekil 7.13. $\tau = 1s$ için DTC kontrolünün kararlılık bölgesi üzerine etkisi.....	84
Şekil 7.14. CRB ve RRB eğrilerinin gösterilmesi	85
Şekil 7.15. Kararlı durum için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi	86
Şekil 7.16. Sınırdaki kararlılık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi	86
Şekil 7.17. Kararsızlık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi.....	87
Şekil 7.18. Kararsızlık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi.....	87
Şekil 7.19. Vertex polinomlardan elde edilen kararlılık bölgeleri ve gürbüz kararlılık bölgesi	90
Şekil 7.20. DTC kontrol çevrimi katılım oranlarının gürbüz kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi.....	90
Şekil 7.21. Farklı zaman gecikmesi değerlerinde gürbüz kararlılık bölgeleri	91
Şekil 7.22. Sistem parametrelerinin farklı değişim oranlarında gürbüz kararlılık bölgeleri.....	91
Şekil 7.23. DTC'lerin katılım faktörlerinin sistemin frekans tepkisi üzerinde etkisi.....	92
Şekil 7.24. Yük bozucu etkisi olarak YFK-DTC sistemine uygulanan yük değişimi grafiği	93
Şekil 7.25. Gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinden seçilen farklı denetleyici kazanç değerleri için yük bozucu etkisi karşısında sistem frekansının tepkisi	93
Şekil 7.26. Şekil 7.25'in $t = 9s - 16s$ aralığı için yakınlaştırılmış görünümü	93
Şekil 7.27. Vertex polinomlardan elde edilen kararlılık bölgeleri ve gürbüz kararlılık bölgesi	96
Şekil 7.28. DTC kontrol çevrimi katılım oranlarının gürbüz kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi.....	96
Şekil 7.29. Farklı zaman gecikmesi değerlerinde gürbüz kararlılık bölgeleri	97
Şekil 7.30. Sistem parametrelerinin farklı değişim oranlarında gürbüz kararlılık bölgeleri.....	97
Şekil 7.31. DTC'lerin katılım faktörlerinin sistemin frekans tepkisi üzerinde etkisi.....	98
Şekil 7.32. Yük bozucu etkisi olarak YFK-DTC sistemine uygulanan yük değişimi grafiği	99
Şekil 7.33. Gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinden seçilen farklı denetleyici kazanç değerleri için yük bozucu etkisi karşısında sistem frekansının tepkisi	99
Şekil 7.34. Şekil 7.33'ün $t = 9s - 16s$ aralığı için yakınlaştırılmış görünümü	99

SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
ΔP_L	Elektrik yükünün değişimi
Δf	Frekans değişimi
ΔP_m	Mekanik güç çıkışının değişimi
ΔP_g	Jeneratör güç çıkışının değişimini
ΔP_{DTC}	DTC kontrol güç çıkışı değişimi
ω	Açısal hız
$x(t)$	Durum değişkenleri
$u(t)$	Giriş sinyali
$y(t)$	Çıkış sinyali
ΔP_{ara-i}	<i>i.</i> Bölgesi için bağlantı hattındaki aktif güç değişimi
M_i	<i>i.</i> Bölgedeki jeneratörün eylemsizlik momenti
D_i	<i>i.</i> Bölgedeki jeneratörün sönüm katsayısı
T_{gi}	<i>i.</i> Bölgedeki devir sayısı regülatörü zaman sabiti
T_{ri}	<i>i.</i> Bölgedeki ara ısıtma zaman sabiti
T_{ci}	<i>i.</i> Bölgedeki türbin zaman sabiti
F_{pi}	<i>i.</i> Bölgedeki ara-ısıtmalı türbin katsayısı
β_i	<i>i.</i> Bölgedeki frekans yönelim sabiti
R_i	<i>i.</i> Bölgedeki hız regülasyon yüzdesi
T_{ij}	<i>i.</i> ve <i>j.</i> kontrol bölgeleri arasındaki bağlantı hattı senkronizasyon katsayısı
τ_i	<i>i.</i> Bölgedeki zaman gecikmesi değeri
K_{Pi}	<i>i.</i> Bölgedeki oransal denetleyici kazancı
K_{Ii}	<i>i.</i> Bölgedeki integral denetleyici kazancı
τ^*	Maksimum zaman gecikmesi
ω_c	Sanal eksen kesen kök

K_p	GSD kazanç parametresi
T_1	Kompanzatör zaman sabiti
T_2	Kompanzatör zaman sabiti
$x_\tau = x(t - \tau) \in \mathfrak{R}^n$	Zaman gecikmesi içeren durum değişkenleri
$y_\tau = y(t - \tau) \in \mathfrak{R}^m$	Zaman gecikmesi içeren cebirsel değişkenler
$\alpha_{0,i}$	i . bölgedeki klasik üretim biriminin YFK sistemine katılım faktörü katsayısı
$\alpha_{1,i}$	i . Bölgedeki DTC kontrol çevriminin YFK sistemine katılım faktörü katsayısı

Kısaltmalar

Açıklama

PMU	Fazör Ölçüm Birimi
WAMS	Geniş Alan Ölçüm Sistemi
YFK	Yük Frekans Kontrolü
PI	Oransal – İntegral Denetleyici
PID	Oransal-İntegral-Türevsel Denetleyici
ACE	Alan Kontrol Hatası
RRB	Reel Kök Sınırı
CRB	Kompleks Kök Sınırı
RT	Kök Hareket Yönü
DTC	Dinamik Talep Cevabı
ISO	Bağımsız sistem operatörü
QPmR	Üstel terim içeren polinomların köklerini belirleyen algoritma

BÖLÜM I

GİRİŞ

Yük frekans kontrol (YFK) sistemi, her bir kontrol bölgesinde yük talebi ile üretim arasındaki dengeyi sağlamak ve dolayısı ile sistem frekansındaki değişimleri yok etmek amacı ile uzun yıllardan beri elektrik güç sistemlerinin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır (Saadat, 1999; Kundur, 1994). Elektrik güç sistemlerinin kararlılığı ve güvenilirliği, elektrik şebekesinin günlük çalışması sırasında güç üretimi ve yük talebi arasında meydana gelen dengesizlikten veya aniden meydana gelen büyük güç değişimlerden dolayı bozulabilir. Son yıllarda, enterkonnekte şebekenin YFK problemi güç sistemlerinin kararlılığı bakımından önemli bir sorun olarak görülmüş ve bu alandaki çalışmalar sürekli olarak artmaktadır. Enterkonnekte şebekede üretilen güç ve yük talebi arasındaki güç dengesizliği, elektrik şebekesinin frekansına doğrudan etki ederek sistemin kararlılığı ve güvenilirliği için belirli bir aralıkta olması gereken nominal frekans değerinden hızlıca sapmasına neden olur. Bu amaçla, YFK sistemleri, bir veya birden fazla bölgeden oluşan enterkonnekte bir güç sisteminde, YFK sisteminin bölgeleri arasında önceden planlanmış seviyelerde güç paylaşımını sürdürmekle ve elektrik güç şebekesinin frekansını kontrol etmekle görevlidir. Genellikle üretilen güç ve kullanıcının talep ettiği yük arasındaki dengenin sağlanması birincil (primer), ikincil (sekonder) ve üçüncül (tersiyer) frekans kontrolü olarak bilinen üç seviyeli bir kontrol işlemi gerektirir. Primer frekans kontrolü, saptmaya uğrayan sistem frekansını sabit bir değerde tutabilmek için merkezi müdahale olmaksızın otomatik üretim kontrolüne dahil santraller tarafından gerçekleştirilen, türbin hız regülatörlerinin yardımı ile sistem frekansını normal regülasyon aralığında tutmak için yapılan frekans kontrolüdür. Sekonder frekans kontrolü, sistem frekansının nominal değerine ve komşu elektrik şebekeleriyle olan toplam elektrik enerjisi alış verişinin planlanan değerine getirilmesini sağlar. Bu amaçla, tedarik edilen ve katılımları zorunlu olan santrallerin aktif güç çıkışlarını, milli yük tevzi merkezinde bulunan otomatik üretim kontrol programı tarafından gönderilecek sinyalleri alan ve işleyen teçhizat ile artırmaları veya azaltmaları sağlanır. Tersiyer frekans kontrolü, bekleme yedeği hizmeti olarak bilinir ve bu kontrolün amacı, sekonder kontrol rezervinin sürekliliğinin sağlanması ve sekonder kontrol rezervinin yetersiz olduğu durumlarda üretim biriminin sistem işletmecisi tarafından güç rezervi devreye alınarak enerji dengesinin sağlanmasından sorumludur.

Bu üç seviyeli kontrol işlemi için gerekli olan elektriksel enerji çoğunlukla kömür, doğal gaz ve fuel-oil gibi yenilenebilir olmayan kaynakları kullanan elektrik üretim santralleri tarafından sağlanır. Ancak, yenilenebilir olmayan fosil kaynakların dünyadaki rezerv miktarları hızlıca azaldığından ve ortaya çıkan enerji krizlerinden dolayı uzun dönemde sisteme enerji sağlayabilen alternatif enerji kaynaklarının kullanımına yoğunlaşmıştır. Bu anlamda, bu tip klasik elektrik üretim santrallerinin çevreye olan zararlı etkilerini azaltmak, sürdürülebilir ekonomiye katkı sağlamak ve sosyal yaşamı daha güvenilir yapmak için rüzgar, güneş ve jeotermal gibi enerji kaynaklarını kullanabilen yenilenebilir enerji santralleri enterkonnekte güç sistemlerine yoğun olarak dahil edilmiştir (Datta vd., 2011; Hund vd., 2010; Yang vd., 2008; Delille vd., 2012; Wang vd., 2011).

Yenilenebilir enerji santralleri, enterkonnekte sistemde talep edilen güç değişimlerine hızlı yanıt verme karakteristiklerine sahip olmasına rağmen, rüzgar gücünde ve güneş enerjisinde meydana gelen güç dalgalanmaları, büyük yük değişimleri ve sistemde meydana gelen kısa devre arızaları gibi durumlarda sistemin dinamik davranışını ve çalışma performansını olumsuz olarak etkileyebilmektedir (Falahati vd., 2016; Ahn vd., 2011; Luo vd., 2014; Sekyung vd., 2010; Pillai ve Bak-Jensen, 2011; Masuta ve Yokoyama, 2012; Liu vd., 2018). Ayrıca, sistem frekansının istenilen nominal seviyede kontrolü zorlaştığından dolayı, modern güç sistemlerinde frekans kararlılığının iyileştirilmesi için yan hizmetlere olan ihtiyaç artmıştır. Yenilenebilir enerji santrallerinin diğer bir dezavantaj ise, invertörler gibi dönüştürücü tabanlı cihazların kullanılması sistemdeki toplam mekanik eylemsizliğin azalmasına neden olmaktadır (Shi vd., 2017; Li vd., 2015).

Ülkemizde 31 Mart 2015 tarihinde ülke çapında enterkonnekte sistemin çökmesi, sadece üretim kontrolü ve yük atma işlemleri yaparak gerçekleştirilen klasik yük frekans kontrol veya otomatik üretim kontrolü işlemlerinin yetersiz kalabileceğini açıkça ortaya koymuştur. Bu sebeple, sistem entegrasyonunu sağlayacak, sistem frekansını istenilen değerlerde tutabilecek yük frekans kontrol sistemlerinde yeni araçlara ihtiyaç vardır. Bu sorunlar dikkate alındığında sistemin güvenilirliğini, güvenliğini, yük değişimleri karşısında tepki hızını ve kararlılığını arttırmak için enerji depolama cihazları (ultra kapasitör ve batarya cihazları) gibi kaynaklar ve dinamik talep cevabı (DTC) kontrolünün kullanılması, üretilen güç ve talep edilen yük arasındaki

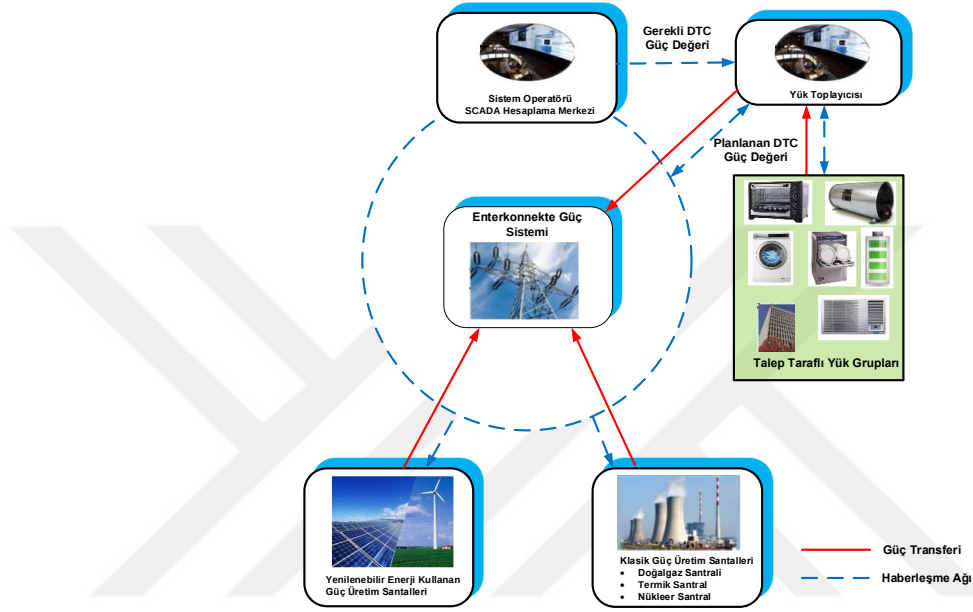
dengeinin kısa sürede sağlanması bakımından önemlidir. Ancak, enerji depolama cihazlarının yüksek kurulum ve işletme maliyetinin olması, düşük verimlilikleri ve üretim tarafındaki denetleyicilerin çalışma maliyetlerinin yüksek olması gibi dezavantajları bulunmaktadır (Babahajiani vd., 2018; Pourmousavi and Nehrir, 2012; Pourmousavi and Nehrir, 2014; Singh vd., 2016).

Yenilenebilir kaynakların değişkenliğinden kaynaklanan güç dalgalanmalarını ortadan kaldırmak için kullanılan bir yöntem talep taraflı kontrol programının YFK sistemlerine dahil edilmesidir. Dinamik talep cevabı (DTC) kavramı ilk olarak 1980 yılında (Schweppe, vd., 1980) güç üretimi ve yük talebi arasındaki dengeyi sağlamak için klasik elektrik üretim işlemlerinden daha güvenilir ve hızlı bir yöntem arayışı ihtiyacından ortaya çıkmıştır (Babahajiani vd., 2018). DTC kontrolün iki önemli görevi vardır. Bu görevler, sistem operatörleri tarafından uygulanan teknik ve ekonomik kısıtlara, sistem güvenilirliğine, güç kalitesine, şebeke gerilimine ve frekansına yanıt olarak ve bu durumlara dayalı olarak talep taraflı kontrol edilebilir yüklerin tüketim saatlerini değiştirmek veya bu yüklerin devreye alınması ve çıkarılmasını sağlayarak kontrol etmektir. Yük talebine göre sadece üretim birimlerinin ayarlanmasının yerine DTC 'nin elektrik güç piyasasında yan hizmetler (Ancillary Services) olarak primer ve sekonder rezervlerine olan katkısı artırılmıştır. Böylece, DTC programı hem dağıtım şebekesi hem de iletim şebekesi için kullanılarak belirli bir süre için pik yük talebinin yüksek olduğu zamanlarda yük tüketiminin saatleri pik yük talebinin daha düşük olduğu zamanlara yayılarak daha kararlı bir yük eğrisi elde edilir. Isınma, havalandırma ve iklimlendirme (HVAC), elektrikli su ısıtıcıları, dondurucular ve EA güç şebekesi arasındaki güç transferleri gibi yükler DTC kontrol programlarında kontrol edilebilen yükler arasında örnek gösterilebilir. DTC programında, elektrik piyasasındaki pik yük talebinden dolayı yüksek elektrik tarifeleri gibi zamanlarda dağıtım ve iletim şebekesi operatörleri tarafından elektrik şebekesi üzerindeki yüklerin devreye alınması veya çıkarılması işlemi gün boyunca geçici olarak değiştirilir. Şebeke yapısının dayanıklılığı ve ekonomik yapısı dikkate alındığında DTC programı elektrik abonelerinin teşvik tabanlı veya dağıtım şebekesinin uyguladığı elektrik kullanım süresine göre fiyat tabanlı olarak iki şekilde kategorize edilebilir. Bu amaçla, DTC programları kullanıcıları ve şirketleri finansal olarak teşvik etmek (Fernandez-Blanco vd., 2016), yenilenebilir enerji kaynaklarındaki güç dalgalanmalarının etkisini azaltmak (Babahajiani vd., 2018; Villena, vd., 2015; Hajibandeh vd., 2017), gerilim ve frekans dalgalanmalarının önüne

geçmek ve yan hizmet sağlamak (Shi vd., 2019; Munoz-Benavente vd., 2019; Beil vd., 2016; Bao vd., 2017; Bharti vd., 2020) gibi pek çok avantaj sağlamaktadır. Bu sayede, üretim ve yük talebi arasındaki dengenin daha kolay ve sürekli sağlanacağı amaçlanmaktadır (Singh vd., 2016; Wang vd., 2011; Shi vd., 2017; Pourmousavi ve Nehrir, 2012; Pourmousavi ve Nehrir, 2014; Weckx vd., 2015). Çok sayıdaki kontrol edilebilen yükler, Yük Toplayıcı (Load Aggregator) olarak adlandırılan bir şirket üzerinden frekans kontrolüne dahil olmaktadır.

Şekil 1.1’de klasik santraller, yenilenebilir enerji kaynakları, DTC kontrolün uygulanacağı evsel yük grupları ve haberleşme ağını içeren elektrik güç sistemi gösterilmiştir. Şekil 1.1’de verilen klasik santraller, DTC kontrolünün uygulanacağı yük grupları frekans kontrolüne dahil olan elemanlardır. Klasik santraller frekans kontrolüne, primer ve sekonder frekans kontrolü yardımı ile katkıda bulunmaktadır. Primer frekans kontrolünde, hız regülatörüne sahip tüm santraller, frekansta meydana gelen değişikliklere üretimlerini artırarak ve azaltarak otomatik olarak cevap verirler. Sekonder frekans kontrolüne dahil olan santraller ise sistem operatöründen (Milli Yük Tevzi Merkezi) gelen frekans regülasyon sinyaline göre üretimlerinde değişiklikler yaparak, frekansın nominal değere gelmesine katkıda bulunurlar. Benzer şekilde, kontrol merkezinden gücünüzü azaltın ya da artırın şeklinde alınan kontrol sinyaline istinaden Yük Toplayıcısı DTC kontrolüne dahil olan yüklerin gücünü kontrol etmektedir. Enterkonnekte güç sisteminde ölçüm verileri ve kontrol komutlarının kontrol merkezi ile santraller, Yük Toplayıcısı arasında karşılıklı iletilmesi gerekmekte ve sistemin performans ihtiyaçlarını karşılayan bir haberleşme alt yapısına ihtiyaç duyulmaktadır. Şekil 1.1’de kesikli çizgi ile gösterilen haberleşme alt yapısı çok sayıda kontrol çevrimlerine bağlantılı olduğundan ve karmaşık cihaz haberleşmelerinden dolayı, geniş alan ağları kullanılmaktadır. Geniş alan ağları, enterkonnekte sistemde farklı noktalarda çalışan daha küçük alan ağları arasında ve merkezi kontrol birimi arasında bağlantı sağlayan en önemli ağ sistemidir. Kontrol merkezi, şalt sahalardan, güç üretim birimlerinden ve kullanıcılardan oldukça uzak noktalarda olduğundan dolayı enterkonnekte şebekeden alınan gerçek zamanlı elektriksel ölçümlerin kontrol merkezine iletilmesi veya kontrol merkezinden alınan kontrol komutlarının elektriksel cihazların kontrolü için çeşitli ağ sistemlerine iletilmesi gerekmektedir. Böylece, iletilen bu bilgiler kullanılarak güç sistemlerinde geniş alanlı koruma, kontrol ve izleme görevlerinin yerine getirilmesi amaçlanmaktadır. Enterkonnekte sistemde durum

tahmini, izleme, kontrol ve koruma işlemlerinin yapılabilmesi için, şalt sahalarında ve iletim sistemlerinde bulunan fazör ölçüm birimleri (Phasor Measurement Units, PMUs) kullanılarak gerçek zamanlı akım, gerilim fazör bilgileri ve güç verisinin geniş alanlı ağ sistemi yardımıyla kontrol merkezine iletilmesi gerekmektedir (Wang vd., 2011; Yan vd., 2013; Gungor vd., 2013).



Şekil 1.1. Yük toplayıcıları içere akıllı şebeke

Elektrik güç sisteminde, verilerin bir noktadan başka bir noktaya iletilmesi için güç hattı haberleşmesi, kablolu ve kablosuz ağlar yaygın olarak kullanılmaktadır (Naduvathuparambil vd., 2002). Kablolu ağlar, elektrik güç hatlarından ayrı olarak oluşturulan, ölçüm kontrol ve sinyallerinin iletilmesi için tahsis edilmiş haberleşme ağlarıdır. Bu özel tahsis edilmiş ağlar güç hattından ayrı olduğundan dolayı kurulumu için fazladan yatırım maliyeti gerektirmektedir. Ancak, daha yüksek haberleşme kapasitesi ve daha kısa haberleşme gecikmelerinin yaşanmasını sağlamaktadır. Bir diğer haberleşme ağı olarak kullanılan kablosuz ağlar, sistemde bulunan cihazlar arasındaki haberleşmenin kablosuz olarak gerçekleştiği ve herhangi bir kablo kurulum maliyeti gerektirmeyen ağlardır. Ancak, çok uzak mesafelerde kullanılamaması ve veri gönderim hızının düşük olması önemli dezavantajıdır (Wang vd., 2011). Haberleşme alt yapısı sistemin kararlılığının sürdürülmesi için elektrik şebekesindeki haberleşme cihazları arasında önemli mesajların iletilmesinde ve alınmasında güven vermelidir. Örneğin,

kontrol komutlarına yanıt verilmede aşırı gecikme yaşanması, haberleşme katmanlarında meydana gelen fiziksel bir arıza, haberleşme ağında meydana gelen gürültü, dışarıdan gelebilecek siber saldırı veya fiziksel müdahale gibi durumlar iletilmek istenilen mesajların zamanında ve başarılı bir şekilde iletilmemesine ve sistemin güvenilirliğinin olumsuz etkilenmesine neden olabilir (Wang vd., 2011; Yan vd., 2013). Elektrik güç sistemlerinde çeşitli elektriksel verilerin ölçülmesi ve kullanılan haberleşme alt yapısı ile verilerin merkezi denetleyici birime gönderilmesi ve merkezi kontrol biriminden frekans kontrolüne katılan santraller, DTC toplayıcılarına kontrol sinyali gönderilmesi sırasında ihmal edilemeyecek büyüklükte haberleşme zaman gecikmeleri gözlemlenmektedir. Bu zaman gecikmelerinin büyüklüğü, kullanılan haberleşme ağının yapısına, aktarılacak bilgi ya da kontrol sinyalinin paket büyüklüğü, kullanılan haberleşme protokolüne ve haberleşme ağının yüküne bağlı olarak değişmektedir (Naduvathuparambil vd., 2002).

Frekans düzenleme servisine katılan DTC kontrol biriminin frekans düzenleme servisine katılımları için merkezi denetleyici ile karşılıklı olarak veri transferi yapmaları gerekmektedir. Bu veri alışverişleri sırasında yaşanan zaman gecikmeleri sistemin dinamiğini ve kararlılığını etkileyebilir ve sistemin kararsız olmasına neden olabilir. Literatürde yapılan çalışmalarda, elektriksel verilerin ölçülmesi ve merkezi denetleyiciden DTC kontrol birimine bilgi sinyallerinin iletilmesi sırasında meydana gelen zaman gecikmelerinin saniyeler mertebesinde olabileceği rapor edilmiştir (Wang vd., 2011; Gungor vd., 2013). DTC kapsamındaki kontrol edilebilen yüklerin hızlı tepki verebilme karakteristiğine sahip olmalarına rağmen, belirli bir aralıkta değişebilen bu haberleşme zaman gecikmeleri, elektrik güç sistemlerinde kararsızlıklara sebep olabilmektedir. Bu nedenle, elektrik güç sistemlerinin optimal çalışmasını sağlamak, korumak, kararlılığını ve dinamik performansını arttırmak için, sistemde iletilen bilgi sinyallerinden dolayı meydana gelecek olan haberleşme zaman gecikmelerinin güç sistemlerinin modellenmesinde dikkate alınması ve bu gecikmelerin sistemin dinamiğine ve frekans kontrolüne olası olumsuz etkilerinin analiz edilmesi zorunluluktur. Özellikle, verilen sistem ve PI denetleyici parametreleri için, sistemin kararlılığını kaybetmeden tolere edebileceği maksimum haberleşme zaman gecikmelerinin bilinmesi oldukça önemlidir.

Ayrıca, elektrik güç sistemleri, sistem parametrelerindeki değişiklikler, yük değişimi ve modellemeden kaynaklanan birçok parametrik belirsizlikler içermektedir. Özellikle, elektrik enerji piyasasının yeniden yapılandırılması ile birlikte, elektrik üretim, iletim ve dağıtım faaliyetlerinin farklı firmalar tarafından yürütülmesi ve bu firmalar arasında planlama, kontrol ve sistemin genişletilmesi açısından koordinasyon eksikliği, bu belirsizleri daha da artırmıştır (Bervani, 2009). Belirsizliğin diğer bir sebebi de elektrik güç sisteminin çalışma koşullarının (üretim, tüketim veya kontrol) gün boyunca değişim göstermesidir. DTC kontrol çevrimi içeren güç sistemlerinde, ölçüm bilgisi ve kontrol sinyallerinin açık ve dağıtılmış haberleşme ağı üzerinden iletilmesi belirli bir aralıkta değişen haberleşme zaman gecikmelerine sebep olmaktadır. Diğer yandan, PI denetleyici kazanç değerleri ayarlanabilir parametreler olup, sistem parametreleri ve zaman gecikmesindeki belirsizlikleri dikkate alarak, güç sisteminin farklı çalışma koşulları ve yük değişim senaryoları için istenilen dinamik performans ve frekans kontrolünü sağlayabilecek şekilde tasarlanabilirler. Bu yüzden, sistem parametreleri ve zaman gecikmesindeki belirsizler göz önüne alınarak, güç sisteminin kararlılığını garanti edecek gürbüz PI denetleyici kazanç değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir.

BÖLÜM II

LİTERATÜR ÖZETİ

Yenilenebilir enerji kaynaklarındaki güç dalgalanmaları, elektrik güç sistemlerinde kararlılık problemlerinin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Dolayısıyla, sistemin güvenilirliğini, güvenliğini, yük değişimleri karşısında tepki hızını ve kararlılığını arttırmak DTC kontrol çevriminin modern güç sistemlerinin vazgeçilmez önemli bir parçası olduğu görülmektedir (Pourmousavi ve Nehrir, 2012; Pourmousavi ve Nehrir, 2014). Kontrol edilebilir yüklerin frekans düzenleme servisine katılımlarını kontrol eden ve düzenleyen toplayıcı servisleri bulunmaktadır (Pourmousavi ve Nehrir, 2014).

DTC kontrol çevrimi içeren YFK sistemlerinde zaman gecikmesi problemlerini dikkate alan ve sistemin dinamik performansı üzerinde etkisini inceleyen pek çok çalışma mevcuttur. Literatürde DTC kontrol sistemleri ve bu kontrol çevrimlerinde gözlemlenen zaman gecikmeleri, pek çok araştırmacının ilgisini çekmiş ve zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizleri gerçekleştirilmiştir. Pourmousavi ve Nehrir (2014)'de, bir bölgeli YFK sisteminde haberleşme zaman gecikmesine sahip bir DTC kontrol çevrimi üzerinde sistemin dinamik performans analizlerini gerçekleştirmiş ve böyle bir YFK-DTC sisteminin klasik YFK sistemlerine göre dinamik performansı iyileştirdiği görülmüştür. Singh vd. (2016)'da haberleşme zaman gecikmeli DTC kontrol çevrimi iki bölgeli termal YFK sistemine uygulanmış ve sistemin frekans yanıtında iyileşmeler saptamıştır. Zhu vd. (2017), H_∞ ve parçacık sürü optimizasyon yöntemlerini kullanarak yük bozucu etkileri, sistemin parametrik belirsizlikleri ve DTC kontrol çevriminde ve sekonder kontrol çevriminde gözlemlenen zaman gecikmesi belirsizlikleri karşısında N bölgeli bir YFK-DTC sistemi için gürbüz denetleyici parametre tasarımı önermiştir. Zaman vd. (2018)'de yapılan çalışma, bir bölgeli YFK sistemi hem DTC hem de eylemsizlik kontrol çevrimleri ekleyerek değiştirilmiş ve bu kontrol çevrimlerinde yaşanan zaman gecikmelerinin sistemin dinamik performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Babahajiani vd. (2018)'de zaman gecikmesinin neden olduğu frekans alt ve üst aşımalarını azaltmak için DTC kontrol ve sekonder kontrol arasında bir koordinatör önerilmiştir. Hui vd. (2019)'da yapılan başka bir çalışma haberleşme gecikmelerinin etkilerini azaltmak ve yükleri kontrol etmek için kullanılan merkezi ve dağıtık kontrol yöntemlerinin bir kombinasyonu olan melez bir kontrol yaklaşımı

önermiştir. Bir bölgesel YFK-DTC sisteminin parametrik belirsizlikleri ve yük bozucu etkileri dikkate alan Hosseini vd. (2020), sistem frekansının gürbüzlüğü arttırmak için aktif bozucu etki kontrol sistemi ve frekans kararlılığı üzerinde haberleşme zaman gecikmesinin etkilerini azaltmak için adaptif gecikme kompenze edici tasarlamıştır. Son olarak, Bharti vd. (2020)'de yapılan bir analiz, rüzgar türbinlerinin entegre edildiği bir bölgesel termal güç sistemi için akıllı DTC kontrol çevrimi önerilmiş ve haberleşme zaman gecikmesinin frekans kararlılığı üzerindeki etkisini azaltmak için lineer kuadratik regülatör kontrolör aracılığı ile DTC kontrol ve sekonder kontrol arasında bir koordinasyon sağlamıştır.

Mevcut literatür, YFK sistemlerinde gözlemlenen zaman gecikmelerin sistemin dinamik performansı üzerinde olumsuz etkilerini tartışmakta ve daha önce tanımlandığı gibi sistemin kararlılık gecikme payının aşılması halinde kontrol sisteminin sönümleme etkisini azaltarak sistem kararsızlıklarına yol açtığını rapor etmektedir (Sönmez vd., 2016; Jiang vd., 2012; Jin vd., 2019). Özellikle, güç sistemlerinde merkezi denetleyici birimi ile güç üretim birimleri arasında veri alış-verişi amacıyla kullanılan açık ve dağıtık haberleşme ağlarından dolayı YFK sistemlerinde önemli zaman gecikmelerinin yaşandığı görülmektedir. Son yıllarda, yenilenebilir enerji kaynakları ve DTC kontrol programlarının güç sistemlerine yoğun bir şekilde dahil edilmesi sebebiyle, haberleşme zaman gecikmeleri daha fazla önemsenmesi gereken bir problem haline dönüşmüştür (Pourmousavi ve Nehrir, 2014; Singh vd., 2016; Zhu vd., 2017; Zaman vd., 2020; Khalil ve Peng, 2018;). Zhu vd. (2017)'de rapor edilen çalışmada, kararlı gecikme payları deneme-yanılma yöntemi ile edilmiştir. Hui vd. (2019) ve Hosseini vd. (2020)'de DTC kontrol çevrimlerinde zaman gecikmelerin frekans kararlılığı üzerinde etkisini azaltmak için çeşitli kompanzasyon şemaları önerilmiştir. Daha önce, klasik YFK sistemlerinde sekonder kontrol çevriminde zaman gecikmeleri olması halinde sistemin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizleri yapılmaktaydı. Ancak, DTC kontrol çevriminin eklenmesi ile YFK-DTC sistemlerinde DTC kontrol çevriminde yer alan zaman gecikmeleri üzerine çalışmalar yoğunlaşmıştır (Pourmousavi ve Nehrir, 2014; Singh vd., 2016; Zhu vd., 2017; Zaman vd., 2020). Bu durum, YFK sistemlerinde sekonder kontrol çevriminde meydana gelen zaman gecikmeleri probleminin ihmal edildiğini göstermektedir. DTC kontrol çevrimi eklenmiş bir YFK sisteminde özellikle sekonder kontrol çevriminde yer alan zaman gecikmeleri ihmal edilmemelidir. Aynı zamanda, sekonder kontrol çevriminde DTC kontrol çevrimine göre daha büyük zaman

gecikmelerinin yaşandığı pek çok çalışma görülebilir (Sönmez vd., 2016; Jiang vd., 2012; Jin vd, 2019, Pourmousavi ve Nehverir, 2014). Pourmousavi ve Nehrir (2014) tarafından yapılan çalışmada, DTC kontrol çevriminde eksponansiyel terimlerin Padé yaklaşımı yöntemi ile yaklaşık ifadesini vermekte ve bu durum eksponansiyel terimlerin gerçek karakteristiğini yansıtmamakla birlikte sistem boyutunun artmasına neden olmaktadır.

Literatür çalışması, YFK-DTC sistemlerinde ölçüm ve veri transferlerinden kaynaklanan haberleşme zaman gecikmelerinin sistemin kararlılık ve dinamik performansı üzerinde olumsuz etkilerinin olduğunu göstermiş ve bu problem farklı yaklaşımlar kullanılarak çözülmüştür. Ancak, zaman gecikmesinin üst sınırı olarak bilinen sistemin tolere edebileceği zaman gecikmesinin üst sınırının belirlenmesi önemli bir eksikliğin giderilmesi bakımından gereklidir. Dolayısıyla, bu tez çalışmasının amaçlarından birisi, zaman gecikmesinin hesaplanması için kullanılan ve herhangi bir yaklaşıklık içermeyen yöntemler yardımıyla YFK-DTC sistemlerinde zaman gecikmesinin üst sınırının belirlenmesidir.

Zaman gecikmesinin hesaplanması için literatürde çeşitli yaklaşımlar mevcuttur. Bu yöntemler frekans düzleminde ve zaman düzleminde olmak üzere iki ayrı şekilde zaman gecikmeli sistemlerin zaman gecikmesi payının hesaplanmasında kullanılmaktadır. Frekans düzleminde kullanılan bu yöntemler:

- 1) Schur-Cohn (Hermite matris formu) (Chen vd., 1995; Fu vd., 2006; Gu vd., 2003)
- 2) Üstel terimin yok edilmesi yöntemi (Ayasun, 2009; Ayasun vd., 2014; Walton ve Marshall, 1987; Sönmez vd., 2016)
- 3) Matris pencil - Kronecker toplam metodu (Chen vd., 1995; Fu vd., 2006; Gu vd., 2003; Su, 1995)
- 4) Kronecker çarpım ve temel dönüşüm (Chen vd.,1995; Louisell, 2001)
- 5) Rekasius yerine koyma yöntemi (Fazelinia, 2007; Rekasius, 1980; Olgac ve Sipahi, 2002; Olgac ve Sipahi, 2004)
- 6) Özdeğer izleme yöntemi (Hongjie ve Xiaodan, 2008; Dong vd., 2018)
- 7) Frekans tarama test yöntemi (Khalil ve Peng, 2018a; Khalil ve Peng, 2018b)

Elektrik güç sistemlerinin kararlılık analizi için frekans düzleminde kullanılan bu yöntemlerle ilgili çalışmalar, Liu vd. (2007) tarafından, Kronecker çarpım ve temel dönüşüm yöntemi kullanılarak, AGC sisteminde meydana gelen haberleşme gecikmeleri analiz edilmiştir. Yapılan çalışmada çok bölgeli bir yük frekans kontrol sisteminde meydana gelen orantılı zaman gecikmesi terimi olduğu görülmüş ve sistemin kompleks yapısı incelenmiştir. Üstel terimlerin yok edilmesi yöntemi elektrik güç sistemlerinin zaman gecikmesi paylarının hesaplanması için oldukça sık kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntem, klasik bir ve iki bölgeli YFK sistemleri (Sönmez vd., 2014; Sönmez vd., 2016; Sönmez ve Ayasun, 2018b), DTC kontrol çevrimi içeren bir ve iki bölgeli YFK sistemine (Katipoglu vd., 2019; Katipoglu vd., 2020), kazanç ve faz payı tabanlı mikro şebekelere (Gündüz vd., 2017), güç sistem dengeleyici içeren tek jeneratörlü sonsuz baralı güç sistemine (Sönmez ve Ayasun, 2016a), büyük güçlü rüzgar türbin sistemlerine (Türksoy vd., 2020) ve son olarak jeneratör uyarma kontrol sistemlerine etkin bir şekilde uygulanmıştır (Ayasun ve Gelen, 2010; Ayasun vd., 2014). Elektrik güç sistemlerinde farklı denetleyici parametre değerleri için zaman gecikmesi paylarını elde ederek sistemin gecikmeye bağlı kararlılık analizi bu yöntem yardımıyla basitçe incelenebilir. Oldukça yaygın olarak kullanılan bu yöntem, karakteristik denklemde bulunan üstel terimleri iteratif bir işlem prosedürü ile yok ederek sistemin sanal ekseni kesen köklerini tam olarak hesaplamaktadır.

Elektrik güç sistemlerinde sıkça kullanılan bir diğer yöntem Rekasius yerine koyma yöntemidir. Bu yöntemin temelinde, üstel terimin tam bir karşılığı olan basit bir eşitlik yardımıyla sistemin sanal ekseni kesen kökleri belirlenebilmektedir (Rekasius, 1980). Klasik bir ve iki bölgeli YFK sistemleri (Sönmez ve Ayasun, 2019a), EA grupları içeren bir bölgeli YFK sistemlerine (Naveed vd., 2019), mikro şebeke sistemlerin gecikmeye bağlı kararlılık analizine (Gündüz vd., 2019; Macana vd., 2013) ve son olarak tek jeneratörlü sonsuz baralı bir güç sistemine (Liu vd., 2007; Liu vd., 2008; Sönmez ve Ayasun, 2019b) başarılı bir şekilde uygulanmıştır.

Frekans düzleminde kullanılan özdeğer izleme yöntemi etkin bir şekilde DC mikro şebeke sistemlerin orantısız zaman gecikmesi içermesi durumunda sistemin gecikmeye bağlı kararlılık analizi için kullanılmıştır (Dong vd., 2018). Özdeğer izleme yöntemi sistemin sadece durum denklem modeli kullanılarak tek veya çoklu zaman gecikmesi değerlerini belirleyebilmektedir. Bir diğer yöntem olan frekans tarama yöntemi, klasik

YFK sistemlerine (Khalil ve Peng, 2018a), EA grupları içeren bir bölge YFK sistemlerine (Khalil ve Peng, 2018c) ve tek jeneratörlü sonsuz baralı güç sistemlerine (Khalil ve Peng, 2018b) uygulanmıştır. Frekans düzleminde kullanılan bu yöntemlerin ortak noktası farklı işlem prosedürleri kullanarak sistemin sanal eksen kesen köklerinin hesaplanmasıdır. Bu gruptaki yöntemlerin en önemli dezavantajı, sadece sabit zaman gecikmesi içeren sistemlere uygulanabilmesidir. Frekans düzlemindeki bu yöntemler Pekaş ve Gao, (2018) tarafından sunulan literatür araştırmasında detaylı olarak incelenmiştir.

Zaman düzleminde kullanılan yöntemler ise, Lyapunov-Krasovskii kararlılık teorisine ve Razumikhin teoremine dayalıdır. Her iki kararlılık teorisinde de uygun bir fonksiyon oluşturularak sistemin kararlılığı için yeterli şartlar elde edilir ve lineer matris eşitsizlik teknikleri yardımıyla maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanır. Bu teoremlerin uygulanabilmesi Matlab toolbox gelişimiyle birlikte yaygınlaşmıştır. Bu yöntemler güç sistemlerinde sistemin maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında kullanılmıştır ve hem sabit hem de değişken zaman gecikmeleri için kullanılabilir (Zhang vd., 2013a; Zhang vd., 2013b; Liu vd., 2019; Zhang vd., 2016; Zhang vd., 2020; Zeng vd., 2020; Jiang vd., 2012). Bu yöntemlerin en önemli dezavantajı frekans düzlemindeki yöntemlere göre daha düşük gecikme değerleri tahmin etmesidir. Son yıllarda, zaman düzlemindeki yöntemlerin bu dezavantajını ortadan kaldırmak için Jensen eşitsizliği, Wirtinger eşitsizliği (Seuret ve Gouaisbaut, 2013), serbest matris tabanlı eşitsizlikler (Zeng vd., 2019), ve Bessel-Legendre eşitsizliği (Seuret ve Gouaisbaut, 2015) gibi çeşitli eşitsizlikler ve geliştirilen denklemler uygulanmıştır. Lyapunov tabanlı bu algoritmalar zaman gecikmeli elektrik güç sistemlerinin gecikme paylarının hesaplanması amacıyla oldukça yaygın bir şekilde uygulanmıştır. Bu algoritmalar, geniş alan sönümler kontrolü (Yao vd., 2011; Yao vd., 2014), klasik bir ve iki bölge YFK sistemlerine (Jin vd., 2019; Zhang vd., 2013a; Zhang vd., 2013b; Jiang vd., 2012), mikro-şebeke sistemlere (Mary ve Rangarajan, 2016) ve EA grupları içeren bir ve iki bölge YFK sistemlerine (Ko ve Sung, 2018; Zhou vd., 2020; Pham vd., 2017; Hua ve Wang, 2020) gibi güç sistemlerinde zaman gecikmesi payını hesaplamak için kullanılmıştır. Bu gruptaki yöntemlerin en önemli avantajı hem sabit zaman gecikmeli hem de zamanla değişen gecikme değerlerinin belirlenmesine uygulanabilmesidir. Ancak, frekans düzlemindeki yöntemler, zaman düzlemindeki yöntemlere göre daha büyük gecikme değerleri hesaplamaktadır. Bu yöntemlerin YFK sistemleri alanında

elde edilmiş sonuçları, karşılaştırması ve detaylı olarak analizi Zhang vd. (2013a), Sönmez vd. (2016) ve Liu vd. (2019) tarafından sunulan çalışmalardan incelenebilir. Bu tez çalışmasında, YFK-DTC sistemlerinin zaman gecikmesi problemlerini çözmek ve sistemin gecikmeye bağlı kararlılık analizini incelemek için Rekasius yerine koyma yöntemi ve üstel terimlerin yok edilmesi yöntemi tercih edilmiştir. Bunun nedeni, her iki yöntemin uygulanması basit ve işlem prosedürlerinin kolaylıkla takip edilebilmesidir. Ayrıca, pek çok Lyapunov temelli algoritmalara göre daha büyük gecikme değerlerinin elde edildiği pek çok çalışma tarafından ispatlanmıştır.

Zaman gecikmeli YFK sistemlerinde, sistemin farklı denetleyici parametre değerleri için çeşitli yöntemler kullanılarak zaman gecikmesi pay değerleri kolaylıkla hesaplanabilir. Bu durum, sistemin kararlılığını kaybetmeden tolere edebileceği gecikme değerleri hakkında bize bilgi vermektedir. Ancak, elektrik güç sistemlerinde, DTC kontrol, yenilenebilir enerji kaynakları gibi pek çok yeni üretim birimi ve kontrol biriminin dahil edilmesi sistemi daha karmaşık bir hale getirmiştir. Dolayısıyla, böylesi karmaşık bir sistem modellemesinde meydana gelen hatalar, sistem parametrelerinin belirsizlikleri, sisteme etki eden bozucu etkiler, zaman gecikmelerinin belirsizlikleri ve yenilenebilir enerji kaynaklarının güç üretim belirsizlikleri gibi birçok neden dolayı robust bir kararlılık analizi gerekmektedir. Özellikle, YFK sistemlerinde gürbüz bir frekans kararlılığının sağlanması için gürbüz denetleyici parametre tasarımı gerçekleştirilmelidir. Böylesi parametrik belirsizlikler karşısında sistemin gürbüz kontrolü için Kharitonov teoremine ve kararlılık sınır eğrisi yöntemine dayalı gürbüz denetleyici parametre tasarımı dikkate alınmalıdır. Kararlılık sınır eğrisi yönteminin amacı, sistemin kararlılık çerçevesinin tam olarak belirlenebilmesi için önceden tanımlanan herhangi bir zaman gecikmesi değerinde sistemin kararlılığını garanti eden tüm denetleyici parametre değerlerini belirleyebilmektedir (Tan, 2005; Tan vd., 2006; Söylemez vd., 2003). Önerilen yöntem, sistemin belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi değeri için mümkün olduğu kadar çok küçük frekans aralıklarında oransal-integral (PI)/oransal-integral-türevsel (PID) denetleyici parametre değerlerini denetleyici parametre düzleminde hesaplamaktadır. Bu hesaplama işlemi, sistemin karakteristik denkleminin reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenerek kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Kararlılık sınır eğrisi yöntemi, YFK sistemlerinde PI denetleyici parametre değerlerini elde etmek için oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Kararlılık sınır eğrisi yöntemi, klasik bir ve iki bölgeli YFK sistemlerine (Sönmez ve Ayasun,

2016a, Sönmez ve Ayasun, 2018a; Sönmez, 2019), büyük rüzgar türbin sistemlerinde (Wang vd., 2011b, Türksoy vd., 2020), EA grupları içeren bir bölgesel YFK sistemlerine (Naveed vd., 2020) ve mikro-şebeke sistemlere (Gündüz vd., 2017) başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Yapılan bu çalışmalar, kararlılık sınır eğrisi üzerinden veya içerisinden seçilen herhangi bir denetleyici parametre değeri için YFK sisteminin sınırdaki kararlılık ve Hurwitz kararlılık şartlarının sağlandığını göstermiştir. Ancak, pratik ve gerçek bir güç sisteminde parametrik değişimler ve bozucu etkiler karşısında sistemin gürbüz kararlılığını garanti eden denetleyici parametre değerlerine ihtiyaç duyulmaktadır (Veronica vd., 2019; Sharma vd., 2019). Sistemin parametrik belirsizliklerinden dolayı gürbüz kararlılığın sağlanması için, sadece dört adet polinom üzerine dayalı olan Kharitonov teoremi çoğunlukla kullanılmaktadır (Kharitonov, 1978, Wang, 2011; Veronica vd., 2019; Sharma vd., 2019). Bu teorem, parametrelerinin belirli bir aralıkta değiştiği karakteristik polinomların kararlılığının kontrolü için kullanılır ve Routh-Hurwitz kararlılık teoreminin genişletilmiş bir teoremdir. Son yıllarda, bu yöntem klasik elektrik güç sistemleri için gürbüz denetleyici parametrelerin bir setini elde etmek ve gürbüz frekans kararlılığını sürdürülmesi amacıyla YFK sistemlerinde uygulanmıştır (Sharma vd., 2019; Sondhi ve Hote, 2016; Lamba vd., 2019; Raouf vd., 2019). Ayrıca, bir mikro-şebeke sistemin gürbüz gerilim kararlılığını sağlayan denetleyici parametre değerlerinin belirlenmesi (Habibi vd., 2013), DC dağıtık sistemlerde güç elektroniği dönüştürücülerin gürbüz kontrolüne (Lucas vd., 2021) ve melez enerji depolama sistemlerinin gürbüz kararlılığı (Kozhushko vd., 2020) için uygulanmıştır. Dolayısıyla, bu tez çalışmasının temel hedeflerinden diğeri, kararlılık sınır eğrisi yöntemi ve Kharitonov teoremi kullanılarak YFK-DTC sistemlerinin hem denetleyici parametre değerlerini belirlemek hem de sistemin gürbüz kararlılığını garanti eden gürbüz denetleyici parametre değerlerini elde etmektir.

Bu tez çalışmasının YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesi pay değerlerinin hesaplanması bakımından literatüre yapılan katkıları aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- Ayasun (2009), Sönmez vd. (2016), Rekasius (1980) ve Olgac ve Sipahi (2002)'de verilen üstel terimin yok edilmesi yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak, zaman gecikmesi içeren bir bölgesel YFK-DTC sisteminin farklı denetleyici parametre değeri için kararlı zaman gecikmesi payları elde edilmiştir. Bu analiz

kapsamında, klasik üretim biriminin ve DTC kontrol çevriminin frekans düzenleme servisine olan farklı katkı oranları dikkate alınarak bu paylaşım faktörlerinin sistemin zaman gecikmesi payları üzerindeki etkisi incelenmiştir.

- Çok bölgeli YFK-DTC sisteminde üretim birimlerinin katılım faktörlerinin gecikme payları üzerinde etkisini incelemek için, iki bölgeli YFK-DTC sistem modeli oluşturularak önerilen yöntemler yardımıyla sistemin kararlı gecikme pay değerleri iki bölgeli YFK-DTC sisteminin farklı denetleyici parametre değerleri için hesaplanmıştır. Bu analiz kapsamında her bir bölgede DTC katılım oranlarının sistemin zaman gecikme değerleri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, DTC kontrol çevrimi katkısının sistemin frekans kararlılığını ve dinamik performansını önemli ölçüde iyileştirdiğini göstermiştir.

- İki farklı yöntem ile hesaplanmış teorik zaman gecikme sonuçları karşılaştırılmıştır. Daha sonra, elde edilen teorik sonuçların doğruluğu üstel terim içeren polinomların köklerini hesaplamak için geliştirilen QPmR (the quasi-polynomial mapping-based root finder) algoritması (Vyhlídal ve Zitek, 2009; Vyhlídal vd., 2014) ve MATLAB/Simulink (Simulink, 2019) kullanılarak zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasının bir diğer önemli hedefi, YFK-DTC sistemlerinin kararlılığını garanti eden tüm PI denetleyici parametre değerlerini belirlemekle birlikte sistemin parametrik belirsizlikleri karşında gürbüz kararlılığını garanti eden tüm denetleyici parametre değerlerini elde etmektir. Bu hedef kapsamında, literatüre yapılan katkılar aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- Öncelikle, bir ve iki bölgeli YFK-DTC kontrol sistemlerinin kararlılığını garanti eden tüm PI denetleyici parametre değerleri Söylemez vd. (2003), Tan (2005) ve Tan vd. (2006)'da önerilen kararlılık sınır eğrisi yöntemi ile elde edilmiştir. Sistemin kararlılığını sağlayan tüm PI denetleyici parametre değerleri denetleyici parametre düzleminde bir kararlılık bölgesi üzerinden hesaplanmıştır. Bu analiz kapsamında, her bir üretim biriminin frekans düzenleme servisine olan katılım oranları dikkate alınarak bu paylaşım oranlarının YFK sistemlerinin kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi incelenmiştir.

- Daha sonra, sistemin parametrik belirsizlikleri ve bozucu etkileri karşısında YFK-DTC sistemlerinin gürbüz frekans kararlılığının sağlanması için Kharitonov teoremi kullanılarak farklı senaryolar altında gürbüz denetleyici parametre seti elde edilmiştir. Yukarıda belirtilen analizlere benzer olarak üretim birimlerinin farklı katılım oranlarında gürbüz kararlılık bölgelerinin değişimi incelenmiş ve büyük yük bozucu senaryoları karşısında YFK sistemlerinin gürbüz frekans kararlılığı test edilmiştir.
- Son olarak, kararlılık sınır eğrisi yöntemi ile elde edilen kararlılık bölgelerinin doğruluğu ve gürbüz denetleyici parametre değerlerinin frekans kararlılığı üzerindeki etkisi QPmR algoritması (Vyhlídal ve Zitek, 2009; Vyhlídal vd., 2014) ve MATLAB/Simulink (Simulink, 2019) kullanılarak zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında diğer bölümler aşağıda verildiği gibi düzenlenmiştir.

3. Bölümde, DTC kontrol çevrimi içeren zaman gecikmeli güç sistemleri hakkında bilgi verilmiştir. Daha sonra, DTC kontrol çevrimi içeren N bölgeli YFK sistemlerinin durum denklem matrisleri ve dinamik modelleri oluşturulmuştur. Bu denklemler ve modeller kullanılarak DTC kontrol çevrimi içeren bir ve iki bölgeli YFK sistemlerine ait zaman gecikmeli karakteristik denklemler hesaplanmıştır.

4. Bölümde, zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık analizlerini incelemek için zaman gecikmesinin hesaplanmasında kullanılan üstel terimlerin yok edilmesi yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemi sunulmuştur.

5. Bölümde, kararlılık sınır eğrisi yöntemi ve Kharitonov teoremi ayrıntılı olarak sunulmuştur.

6. Bölümde, 4. Bölümde sunulan üstel terimlerin yok edilmesi yöntemi ve Rekasius yerine koyma yönteminin 3. Bölümde elde edilen bir ve iki bölgeli YFK-DTC sistemlerinin karakteristik denklemlerine adım adım uygulanması, ilgili teorik sonuçları ve teorik sonuçların doğrulanmasını içermektedir.

7. Bölümde, 5. Bölümde sunulan kararlılık sınır eğrisi yöntemi ve Kharitonov teoreminin 3. Bölümde elde edilen bir ve iki bölgeli YFK-DTC sistemlerine uygulanması, ilgili teorik sonuçları ve teorik sonuçların doğrulanmasını içermektedir.

8. Bölümde, Sonuç ve Öneriler bölümünde bu tez çalışmasında yapılanlar ve tez çalışmasının devamında yapılabilecek araştırmalar hakkında bilgiler verilerek tez çalışması sonlandırılmıştır.



BÖLÜM III

DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİ

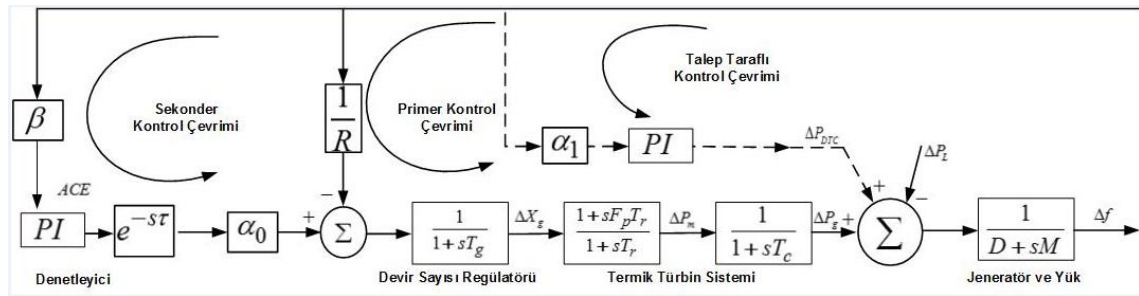
3.1 Giriş

Gerçek zamanlı olarak, üretim ve talep arasındaki denge, elektrik güç sistemlerinin güvenilir bir şekilde çalışması için gereklidir. Öte yandan, elektrik şebekesinin oldukça değişken olabilen, yüksek oranda yenilenebilir enerji kaynaklarını kullanan elektrik üretim santrallerine sahip olacağı öngörülmektedir (Pourmousavi and Nehrir, 2012; Pourmousavi and Nehrir, 2014). Bu nedenle, geleneksel YFK sistemleri frekansını düzenlenmesi açısından daha karmaşık hale gelmektedir. DTC' nin yenilenebilir enerji kaynaklarının değişkenliğini ve belirsizliğini yönetmek için sistem güvenilirliğini ve esnekliğini arttırdığı, işletim maliyetini düşürdüğü ve sistem verimliliğini arttırdığı bilinmektedir (Babahajiani vd., 2018). Ayrıca DTC, düzenleme rezervi için yan hizmetler (Ancillary Services) sağlamak ve alan kontrol hatasına (ACE) anlık olarak yanıt vermek için kullanılabilir (Pourmousavi and Nehrir, 2014). Akıllı şebeke çağında, DTC, yani yanıt veren müşteri yüklerinin gerçek zamanlı kontrolü, üretim ve talep arasındaki dengenin korunmasında önemli rol oynayacaktır.

DTC' nin, YFK sisteminin dinamik performansını iyileştirmeye yardımcı olan hızlı tepki özellikleri nedeniyle YFK sistemine entegre edilmiştir. Bununla birlikte, DTC' nin YFK'ya bu entegrasyonu, frekans düzenleme hizmetleri için bir iletişim ağı gerektirir. Genellikle düşük maliyetleri nedeniyle açık iletişim ağları tercih edilir. DTC döngüsü ve açık iletişim ağının YFK sistemine dahil edilmesi ile kaçınılmaz zaman gecikmeleri gözlemlenmektedir. Bu gecikmeler, ölçüm ve iletişim gecikmelerini içermektedir (Ayasun and Nwankpa, 2017). Yük frekans sisteminin kontrolünde ortaya çıkan bu zaman gecikmeleri sistemin dinamiğini olumsuz etkileyerek kararsızlığa neden olmaktadır.

3.2 Bir Bölge YFK-DTC Sistemi

Zaman gecikmeli bir bölge YFK-DTC sisteminin blok diyagramı Şekil 3.1’de verilmiştir. Daha önce açıklandığı gibi, klasik YFK sisteminin temel görevlerinden farklı olarak bu modelde DTC kontrol çevrimi sistem modeline dahil edilmiştir. Endüstride yaygın olarak kullanılan yük frekansı kontrolörü olarak PI kontrolörünün benimsendiği gözlemlenmiştir. İkincil kontrol çevrimi ve DTC kontrol çevriminde kazanç değerleri aynı olan PI denetleyici kullanılmıştır.



Şekil 3.1. Zaman gecikmeli bir bölge YFK-DTC sistemi blok diyagramı

Sistemde çeşitli kontrol işlevlerinin yerine getirilmesi amacı ile merkezi denetleyici ve klasik üretim birimi arasında ölçüm ve haberleşme zaman gecikmelerinin dikkate alınması gereklidir. Haberleşme gecikmesinin toplam miktarı τ olmak üzere, YFK sisteminde $e^{-s\tau}$ ifadesi ile gösterilmektedir. DTC kontrol çevrimi birincil ve lokal bir çevrim olduğu için bu çevrimdeki toplam zaman gecikmesi ikincil kontrol çevrimindeki zaman gecikmesinden oldukça küçük olmakta ve YFK sisteminin kararlılığına etkisi ihmal edilebilir bir seviyededir. Bu nedenle, DTC kontrol çevrimindeki küçük zaman gecikmesi ihmal edilerek, sadece ikincil kontrol çevrimindeki zaman gecikmesi kararlılık analizinde dikkate alınmış ve DTC kontrol çevriminin YFK sisteminin kararlılık gecikme payına olan etkisi araştırılmıştır. DTC'nin YFK sistemine eklenmesi ile gerekli kontrol çabası Ω ile gösterilmekte ve DTC ile geleneksel üretim birimleri arasındaki paylaşımı göstermektedir (Pourmousavi and Nehrir, 2014).

$$\begin{aligned}\Delta P_g(s) &= \alpha_0 \Omega \\ \Delta P_{DTC}(s) &= \alpha_1 \Omega\end{aligned}\tag{3.1}$$

Klasik türbin-jeneratör sisteminin paylaşım faktörü α_0 ve DTC kontrol çevriminin α_1 olmak üzere, toplamı bire eşittir. Şekil 3.1’de verilen YFK-DTC sisteminin durum değişkenleri, $\Delta f, \Delta X_g, \Delta P_m, \Delta P_g, \Delta P_{DTC}, \Delta P_L$ sırası ile her bir bölgenin frekansında, valf pozisyonunda, mekanik güç çıkışındaki, jeneratör güç çıkışında, DTC kontrol çevrimi gücünde ve şebeke yükündeki değişimleri ifade etmektedir. Sistem parametreleri $M, D, T_g, T_c, T_r, F_p, \beta, R$ sırası ile jeneratör eylemsizlik momenti, jeneratör sönüm katsayısı, devir sayısı regülatörü zaman sabiti, ara ısıtılmalı türbin zaman sabitleri, toplam türbin gücünün oranı, batarya sisteminin kazanç katsayısı, batarya sisteminin zaman sabiti, frekans yönelim faktörü, hız regülasyon katsayısını ifade etmektedir.

Zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK-DTC sisteminin dinamiklerini açıklayan durum-uzay denklem modeli aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_0 x(t) + A_d u(t) + F \Delta P_L \\ y(t) &= C x(t)\end{aligned}\tag{3.2}$$

Burada

$$\begin{aligned}x(t) &= \begin{bmatrix} \Delta f & \Delta P_g & \Delta P_m & \Delta X_g & \Delta P_{DTC} \end{bmatrix}^T, \\ y(t) &= ACE, \\ C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ F &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{M} & 0 & 0 & 0 & \frac{\alpha_1 K_{PDTC}}{M} & \frac{\beta K_P}{M} \end{bmatrix}, \\ A_0 &= \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & \frac{1}{M} & 0 & 0 & \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_c} & \frac{1}{T_c} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_p}{T_g R} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \frac{T_g - F_p T_r}{T_r T_g} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_g R} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_g} & 0 & 0 \\ -\frac{\alpha_1 K_{IDTC} M + \alpha_1 K_{PDTC} D}{M} & -\frac{\alpha_1 K_{PDTC}}{M} & 0 & 0 & -\frac{\alpha_1 K_{PDTC}}{M} & 0 \\ \frac{\beta K_P D}{M} - \beta K_I & -\frac{\beta K_P}{M} & 0 & 0 & -\frac{\beta K_P}{M} & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{F_P \alpha_0}{T_g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\alpha_0}{T_g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Yük talebinde herhangi bir ani değişiklik olması durumunda, PI kontrolörü bir kontrol sinyali olarak alır ve PI kontrolöründen gelen çıkış sinyali, güç paylaşım faktörlerine bağlı olarak DTC çevrimine ve yeniden ısıtma buhar türbinine iletilir. Bir bölge DTC-YFK sistemi aşağıdaki gibi gösterilebilen frekans sapması ve yönelim faktörünün ürünüdür:

$$ACE = \beta \Delta f$$

Bir bölge zaman gecikmeli YFK-DTC sisteminin karakteristik denklemi Denklem (3.2)'den aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau) &= \det \left[sI - A_0 - A_d e^{-\tau s} \right] = 0 \\ \Delta(s, \tau) &= a_0(s) + a_1(s) e^{-\tau s} = 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

$a_0(s)$ ve $a_1(s)$ polinomlarının dereceleri sırasıyla 5 ve 2'dir ve bu polinomların katsayıları tamamen YFK-DTC sisteminin parametrelerine bağlıdır. Bu polinomların sistem parametreleri cinsinden dereceleri aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} a_0(s) &= p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0 \\ a_1(s) &= q_2 s^2 + q_1 s + q_0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Burada

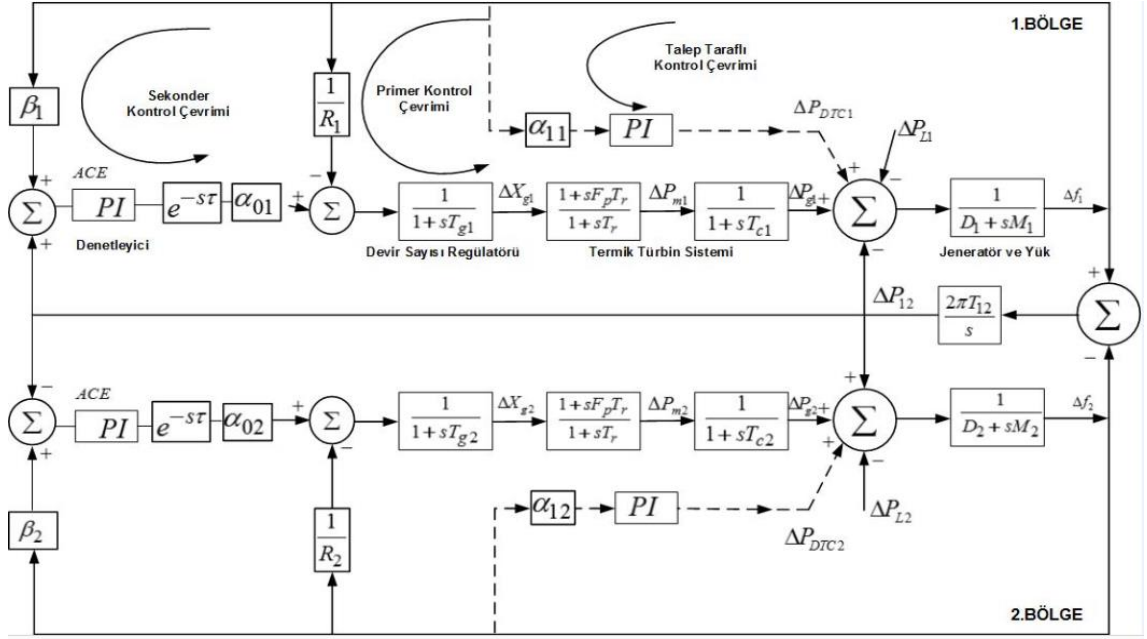
$$\begin{aligned}
p_5 &= M.R.T_g.T_r.T_c, \\
p_4 &= M.R.T_r.(T_g + T_c) + M.R.T_g.T_c + D.R.T_g.T_r.T_c + \alpha_1.R.K_P.T_g.T_r.T_c, \\
p_3 &= M.R.(T_g + T_c) + M.R.T_r + D.R.T_r.(T_g + T_c) + D.R.T_g.T_c + \alpha_1.R.K_P.T_r.(T_g + T_c) + \\
&\alpha_1.R.K_P.T_g.T_c + \alpha_1.R.K_I.T_g.T_r.T_c, \\
p_2 &= M.R + D.R.T_r + D.R.(T_g + T_c) + \alpha_1.R.K_P.(T_g + T_c) + \alpha_1.R.K_I.T_g.T_c + \\
&\alpha_1.R.K_I.T_r.(T_g + T_c) + F_P.T_r + \alpha_1.R.K_P.T_r, \\
p_1 &= 1 + D.R + \alpha_1.R.K_P + \alpha_1.R.K_I.T_r + \alpha_1.R.K_I.(T_g + T_c), \\
p_0 &= \alpha_1.R.K_I, \\
q_2 &= \alpha_0.\beta.R.F_P.T_r.K_{PS}, \\
q_1 &= \alpha_0.\beta.R.K_{PS} + \alpha_0.\beta.R.F_P.T_r.K_{IS}, \\
q_0 &= \alpha_0.\beta.R.K_{IS}.
\end{aligned}$$

3.3 İki Bölge YFK-DTC Sistemi

Zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sisteminin blok diyagramı Şekil 3.2'de gösterilmektedir. Üretim birimlerinin her kontrol alanında eşdeğer olduğu varsayılmıştır ve yük frekansı denetleyicisi olarak bir PI denetleyicisi kullanılmıştır. Şekil 3.2'de gösterilen bağlantı hattı senkronizasyon katsayısı T_{12} , her iki kontrol alanı arasındaki programlı güç değişiminden sorumludur. Oysa her bir kontrol alanı için ACE sinyali, yönelim faktörü ile ağırlıklandırılan frekans sapmasının ve alanlar arasındaki bağlantı hattı güç değişiminin toplamıdır. Sistemde tüm kontrol alanları arasındaki bağlantı hattı güç alışverişinin toplamı sıfırdır. İki bölge YFK-DTC sistemi şu şekilde verilmiştir:

$$ACE_i = \beta_i \Delta f_i + \Delta P_{tie-i} \quad (3.5)$$

Bir bölge YFK-DTC sisteminde olduğu gibi, i . kontrol alanındaki yük talebinde herhangi bir ani değişiklik olması durumunda, PI kontrolörüne bir ACE_i kontrol sinyali gönderilir ve PI kontrolöründen gelen çıkış sinyali, güç paylaşım faktörlerine bağlı olarak DTC çevrimine ve yeniden ısıtma buhar türbinine iletilir.



Şekil 3.2. Zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sistemi blok diyagramı

Her iki bölge için yaşanan zaman gecikmelerinin, merkezi denetleyici parametrelerinin ve DTC denetleyici kazançlarının birbirine eşit olduğu varsayılmıştır. Ayrıca, klasik türbin-jeneratör sisteminin paylaşım faktörleri $\alpha_{01} = \alpha_{02} = \alpha_0$ ve DTC kontrol çevrimlerinin paylaşım faktörleri $\alpha_{11} = \alpha_{12} = \alpha_1$ de birbirine eşittir (Pourmousavi ve Nehrir, 2014).

Zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sisteminin dinamiklerini açıklayan durum-uzay denklem modeli aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$x_i(t) = [\Delta f_i \quad \Delta P_{gi} \quad \Delta P_{mi} \quad \Delta X_{gi} \quad \Delta P_{DTCi} \quad \int ACE_i]^T,$$

$$y_i(t) = [ACE_i \quad \int ACE_i]^T, \quad i=1,2$$

$$x(t) = [x_1^T(t) \quad x_2^T(t) \quad \Delta P_{12}]^T,$$

$$y(t) = [y_1^T(t) \quad y_2^T(t)]^T,$$

$$\Delta P_L = [\Delta P_{L1} \quad \Delta P_{L2}]^T.$$

Sistemdeki giriş ve çıkış matrislerinin katsayıları aşağıdaki gibidir:

$$[A_o]_{13 \times 13} = \begin{bmatrix} [A_{o11}]_{6 \times 6} & [A_{o12}]_{6 \times 6} & [A_{o13}]_{6 \times 1} \\ [A_{o21}]_{6 \times 6} & [A_{o22}]_{6 \times 6} & [A_{o23}]_{6 \times 1} \\ [A_{o31}]_{1 \times 6} & [A_{o32}]_{1 \times 6} & [A_{o33}]_{1 \times 1} \end{bmatrix},$$

$$A_{oii} = \begin{bmatrix} -\frac{D_i}{M_i} & \frac{1}{M_i} & 0 & 0 & \frac{1}{M_i} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{ci}} & \frac{1}{T_{ci}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{Pi}}{T_{gi}R_i} & 0 & -\frac{1}{T_{ri}} \left(\frac{1}{T_{ri}} - \frac{F_{Pi}}{T_{gi}} \right) & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_{gi}R_i} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{gi}} & 0 & 0 \\ -\frac{\alpha_{1i}K_{IDTCi}M_i + \alpha_{1i}K_{PDTCi}D_i}{M_i} & -\frac{\alpha_{1i}K_{PDTCi}}{M_i} & 0 & 0 & -\frac{\alpha_{1i}K_{PDTCi}}{M_i} & 0 \\ \frac{\beta_iK_{Pi}D_i}{M_i} - \beta_iK_{Li} & -\frac{\beta_iK_{Pi}}{M_i} & 0 & 0 & -\frac{\beta_iK_{Pi}}{M_i} & 0 \end{bmatrix}, i=1,2$$

$$A_{o12} = \begin{bmatrix} 0_{5 \times 1} & 0_{5 \times 5} \\ 2\pi T_{12}K_{P1} & 0_{1 \times 5} \end{bmatrix}, A_{o21} = \begin{bmatrix} 0_{5 \times 1} & 0_{5 \times 5} \\ 2\pi T_{12}K_{P2} & 0_{1 \times 5} \end{bmatrix}, A_{o13} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{M_1} & 0_{1 \times 4} & -K_{I1} \end{bmatrix}^T,$$

$$A_{o23} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M_2} & 0_{1 \times 4} & K_{I2} \end{bmatrix}^T, A_{o31} = -A_{o32} = [2\pi T_{12} \quad 0_{1 \times 5}], A_{o33} = 0,$$

$$[A_d]_{13 \times 13} = \begin{bmatrix} [A_{d11}]_{6 \times 6} & [A_{d12}]_{6 \times 7} \\ [A_{d21}]_{7 \times 6} & [A_{d22}]_{7 \times 7} \end{bmatrix},$$

$$A_{d11} = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 5} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 5} & \frac{F_{P1}\alpha_{01}}{T_{g1}} \\ 0_{1 \times 5} & \frac{\alpha_{01}}{T_{g1}} \\ 0_{2 \times 5} & 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}, A_{d22} = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 5} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 5} & \frac{F_{P2}\alpha_{02}}{T_{g2}} \\ 0_{1 \times 5} & \frac{\alpha_{02}}{T_{g2}} \\ 0_{2 \times 5} & 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}, A_{d12} = [0_{6 \times 7}], A_{d21} = [0_{7 \times 6}],$$

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}^T, F_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{M_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{\alpha_{11}K_{PDTC1}}{M_1} & \frac{\beta_1K_{P1}}{M_1} & 0_{1 \times 7} \end{bmatrix}^T,$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} 0_{1 \times 6} & -\frac{1}{M_2} & 0 & 0 & 0 & \frac{\alpha_{12} K_{PDTC2}}{M_2} & \frac{\beta_2 K_{P2}}{M_2} & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0_{1 \times 11} & 1 \\ 0_{1 \times 5} & 1 & 0_{1 \times 7} \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} 0_{1 \times 6} & 1 & 0_{1 \times 4} & 0 & -1 \\ 0_{1 \times 6} & 0 & 0_{1 \times 4} & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

İki bölgele zaman gecikmeli YFK-DTC sisteminin karakteristik denklemi Denklem (3.2)'den aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\Delta(s, \tau) = \det \left[sI - A_0 - A_d e^{-\tau s} \right] = 0 \quad (3.6)$$

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-\tau s} + a_2(s)e^{-2\tau s} = 0$$

$a_0(s)$, $a_1(s)$ ve $a_2(s)$ polinomlarının dereceleri sırasıyla 13, 11 ve 9'dur ve bu polinomların katsayıları tamamen YFK-DTC sisteminin parametrelerine bağlıdır. Bu polinomların sistem parametreleri cinsinden dereceleri aşağıda verilmiştir.

$$a_0(s) = p_{13}s^{13} + p_{12}s^{12} + p_{11}s^{11} + p_{10}s^{10} + p_9s^9 + p_8s^8 + p_7s^7 + p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3$$

$$a_1(s) = q_{11}s^{11} + q_{10}s^{10} + q_9s^9 + q_8s^8 + q_7s^7 + q_6s^6 + q_5s^5 + q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2$$

$$a_2(s) = r_9s^9 + r_8s^8 + r_7s^7 + r_6s^6 + r_5s^5 + r_4s^4 + r_3s^3 + r_2s^2$$

Aynı zaman gecikmesine ve aynı yapıdaki n kontrol bölgesine sahip çok bölgele YFK-DTC sisteminin karakteristik denklemi, Denklem (3.6)'ya benzer şekilde aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-k\tau s} = 0 \quad (3.7)$$

Burada $a_k(s)$, $k = 0, 1, \dots, n$ gerçık katsayılarına sahip polinomlardır ve bu katsayılar tamamen sistem parametrelerine bağlıdır.

BÖLÜM IV

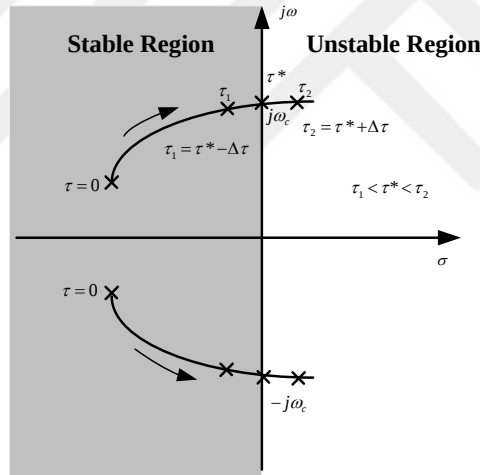
ZAMAN GECİKMELİ YFK-DTC SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ

4.1 Giriş

Zaman gecikmeli YFK-DTC sistemleri için kararlılık analizinin temel hedefi, sistemin verilen parametre değerleri için sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerlerini analitik olarak hesaplamaktır. Tez çalışmasının bu bölümünde de zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK-DTC sistemleri için bir kararlılık analizi yapılacaktır. Kararlılık analizini gerçekleştirmek için zaman gecikmeli n kontrol bölgesine sahip YFK-DTC sisteminin Denklem (3.7)'de hesaplanan karakteristik denklemi kullanılabilir. Zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi yapabilmek için Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değiştiğinin analiz edilmesi gerekmektedir. Ancak, zaman gecikmeli sistemin karakteristik denkleminde zaman gecikmesinden dolayı üstel terimler (e^{-krs}) bulunmakta ve bu durum, köklerin belirlenmesini oldukça karmaşık hale getirmektedir. Üstel terimin mevcudiyeti, karakteristik denklemin sonsuz adet köke sahip olmasına neden olmaktadır. Sonsuz adet kökün değeri ve bunların zaman gecikmesinin (τ) değişimine göre nasıl değişebileceğinin analiz edilmesi oldukça zor bir problemidir. Ancak, kararlılık analizi yapabilmek için, bütün köklerin belirlenmesi zorunlu değildir. Köklerden hangilerinin zaman gecikmesine göre nasıl değişeceğini belirlenmesi kararlılık analizleri açısından yeterli olmaktadır. YFK-DTC sistemlerinin kararlı olabilmesi için, karakteristik denklemin tüm kökleri kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmalıdır.

Zaman gecikmeli YFK-DTC sistemlerinde, sistemin kararlı çalışabileceği parametre değerlerinde gecikme şartlarının belirlenmesi ve sistemin kararlı çalışabileceği maksimum gecikme zamanının hesaplanması kararlılık çalışmalarındaki önemli amaçlardır. Toplam zaman gecikmesi (τ) 'nin değişimi ile köklerden bazılarının konumunun değişeceği muhakkaktır. Köklerin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değişebileceği ve kararlı sistemin zaman gecikmesi (τ) 'nin artmasına göre nasıl

kararsız olabileceği Şekil 4.1’de grafiksel olarak gösterilmiştir. Şekil 4.1’de görüldüğü üzere sistemde herhangi bir zaman gecikmesi olmadığında ($\tau = 0$), kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmakta ve dolayısı ile YFK-DTC sistemi kararlı olmaktadır. Zaman gecikmesi (τ) artırıldığında, bir çift kompleks kök, sol yarı bölge içerisinde sağ yarı bölgeye doğru hareket etmeye başlayabilir. Kökler, sonlu bir zaman gecikme değerinde ($\tau = \tau^*$) sanal eksen $s = \pm j\omega_c$ noktalarında keserek, kompleks düzlemin sağ yarı bölgesine geçebilir. Köklerin, sanal eksen kestiği zaman gecikmesi değerinde sistem sınırda kararludur. Dolayısı ile kararlılık analizi açısından sistemin köklerinin hangi zaman gecikme değerinde sanal eksen üzerinde olacağının belirlenmesi yeterli olmaktadır. Bu zaman gecikme değeri, sistemin kararlılığını kaybetmeden dayanabileceği maksimum zaman gecikmesi olarak tanımlanmakta ve sistemin zaman gecikmesi açısından kararlılık sınırını temsil etmektedir.



Şekil 4.1. Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre değişimi

YFK-DTC sisteminin çalışma koşulları ve parametrelerine bağlı olarak Denklem (3.7)’de verilen karakteristik denklem için iki farklı kararlılık durumu ortaya çıkabilir.

- i) **Zaman Gecikmesinden Bağımsız Kararlılık:** Bu polinomun, hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (3.7)’de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde herhangi bir kökü mevcut olmadığıdır. Bu durumda, zaman gecikmesi, sistemin kararlılığını etkilememekte ve YFK-

DTC sistemi, zaman gecikmesinin tüm sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olmaktadır.

- ii) **Zaman Gecikmesine Bağlı Kararlılık:** Bu denklemin kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde en az bir kökü olabilir. Bunun anlamı, Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift kompleks eşlenik ($s = \pm j\omega_c$) kökünün var olduğudur. Bu durumda, sistemin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, maksimum zaman gecikmesi $\tau = \tau^*$ değerinde sınırda kararlı olmaktadır. Eğer, $\tau > \tau^*$ olursa sistem kararsız hale gelmektedir.

Literatür bölümünde ifade edildiği üzere, zaman gecikmeli dinamik sistemlerde maksimum zaman gecikmesini hesaplamak için birçok yöntem mevcuttur. Bu yöntemler frekans düzleminde ve zaman düzleminde olmak üzere iki ayrı şekilde maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında, frekans düzlemi yöntemlerinden olan üstel terimin yok edilmesi (Ayasun, 2009; Walton ve Marshall, 1987; Sönmez vd., 2016) ve Rekasius yerine koyma yöntemi (Rekasius, 1980; Olgaç ve Sipahi, 2002; Olgaç ve Sipahi, 2004; Sipahi ve Olgaç, 2005; Sönmez vd., 2014), YFK–DTC sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerlerini hesaplamak için kullanılacaktır. Bu yöntemlerin kullanılmasının temel nedeni daha önce yapılan çalışmalarda bu yöntemler, DTC kontrol çevrimi içermeyen bir ve iki bölgeli YFK sistemleri (Sönmez vd., 2014; Sönmez vd., 2016), mikro-şebeke sistemleri (Gündüz vd., 2017) ve jeneratör uyarma kontrol sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerinde (Ayasun, 2009; Sönmez vd., 2015) etkin bir şekilde kullanılmış ve benzetim çalışmaları ile elde edilen sonuçlar ile karşılaştırıldığında, oldukça doğru sonuçlar vermişlerdir.

4.2 Üstel Terimin Yok Edilmesi Yöntemi

Üstel terimin yok edilmesi yöntemi herhangi bir yaklaşıklık yapmadan Denklem (3.7)'de verilen orantılı üstem terim içeren karakteristik denklemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerini analitik olarak hesaplayabilen bir yöntemdir. Yöntem, Denklem (3.7)'de verilen orantılı zaman gecikmesi içeren üstel

terimleri sırası ile yok ederek, bu denklemi herhangi bir üstel terim içermeyen sıradan bir polinoma dönüştürmektedir. Elde edilen yeni polinom yardımı ile önce sistemin kararlılığının zaman gecikmesine bağlı olup olmadığı belirlenmekte, daha sonra ise zaman gecikmesine bağlı kararlılık durumu için sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini analitik olarak hesaplamaktadır. Bu yöntemin detayları aşağıda açıklanmıştır.

YFK-DTC sisteminin kararlı olabilmesi için gerek ve yeter koşul Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denkleme ait köklerin, kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmasıdır. Sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerinde, $\tau = \tau^*$, Şekil 4.1'de gösterildiği üzere, karakteristik denklem sanal eksen üzerinde köklere sahip olacaktır. Bu yöntemin amacı, karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin ($s = j\omega_c$) olacağı maksimum zaman gecikmesi değerini ($\tau = \tau^*$) analitik olarak hesaplamaktır. Kompleks kökler, eşlenik olarak bulunacaklarından, $\tau = \tau^*$ değerinde hem $s = j\omega_c$ ve hem de $s = -j\omega_c$ kökleri Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemi sağlayacaktır. Başka bir ifade ile $s = j\omega_c$ kökü aynı zamanda $\Delta(-s, \tau) = 0$ denkleminin bir kökü olacaktır.

$$\Delta(-s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(-s)e^{k\tau s} \quad (4.1)$$

Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemdeki n . üstel terimi $e^{-n\tau s}$ yok etmek için aşağıda verilen yeni bir karakteristik denklem tanımlayalım:

$$\begin{aligned} \Delta^{(1)}(s, \tau) &= a_0(-s)\Delta(s, \tau) - a_n(s)e^{-n\tau s}\Delta(-s, \tau) \\ &= \sum_{k=0}^{n-1} [a_0(-s)a_k(s) - a_n(s)a_{n-k}(-s)]e^{-k\tau s} \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} \Delta^{(1)}(-s, \tau) &= a_0(s)\Delta(-s, \tau) - a_n(-s)e^{n\tau s}\Delta(s, \tau) \\ &= \sum_{k=0}^{n-1} [a_0(s)a_k(-s) - a_n(-s)a_{n-k}(s)]e^{k\tau s} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Elde edilen Denklem (4.2) ve (4.3)'den görüleceği üzere her iki denklemde de $\Delta(s, \tau)$ ve $\Delta(-s, \tau)$ denklemleri bulunduğundan Denklem (3.7) ve (4.1)'in bir kökü olan $s = j\omega_c$ aynı zamanda Denklem (4.2) ve (4.3)'ün bir köküdür. Başka bir ifade ile aşağıda verilen iki denklemi de sağlamaktadır.

$$\Delta^{(1)}(s, \tau) = \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(s) e^{-k\tau s} = 0 \quad (4.4)$$

$$\Delta^{(1)}(-s, \tau) = \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(-s) e^{k\tau s} = 0 \quad (4.5)$$

Burada

$$a_k^{(1)}(s) = a_0(-s)a_k(s) - a_n(s)a_{n-k}(-s)$$

Denklem (4.2) ve (4.3)'de tanımlanan yeni karakteristik denklemler yardımı ile Denklem (4.4) ve (4.5)'den görüldüğü üzere Denklem (3.7)'nin orantılı zaman gecikme derecesi n 'den $n-1$ 'e düşürülmüştür. Başka bir ifade ile Denklem (3.7)'de bulunan $e^{-n\tau s}$ terimi yapılan işlemler ile yok edilmiş ve elde edilen Denklem (4.2) veya Denklem (4.4)'de verilen yeni karakteristik denklem $e^{-(n-1)\tau s}$ üstel terimi içermektedir. Yukarıda açıklanan üstel terimin yok edilmesi yöntemi, aşağıda tanımlan yeni polinom karakteristik denklem yardımı ile üstel terimleri sırası ile yok etmek için kolaylıkla kullanılabilir.

$$a_k^{(r+1)}(s) = a_0^{(r)}(-s)a_k^{(r)}(s) - a_{n-r}^{(r)}(s)a_{n-r-k}^{(r)}(-s) \quad (4.6)$$

$$\Delta^{(r)}(s, \tau) = \sum_{k=0}^{n-r} a_k^{(r)}(s) e^{-k\tau s} = 0 \quad (4.7)$$

Üstel terimleri sırası ile yok eden bu yöntem n defa tekrarlandığında, Denklem (3.7)'de verilen tüm üstel terimler $e^{-n\tau s}$ teriminden başlayarak sırası ile yok edilerek, Denklem (3.7)'deki karakteristik denklem herhangi bir üstel terim içermeyen aşağıdaki sıradan reel katsayılı reel bir polinoma dönüştürülür.

$$\Delta^{(n)}(s) = a_0^{(n)}(s) = a_0^{(n-1)}(-s)a_0^{(n-1)}(s) - a_1^{(n-1)}(s)a_1^{(n-1)}(-s) = 0 \quad (4.8)$$

Dikkat edilecek olursa, üstel terimin yok edilmesi sürecinde Denklem (3.7)'nin sanal eksen üzerinde bulunan $s = j\omega_c$ kökü korunmaktadır. Bu sebeple, $s = j\omega_c$ kökü aynı zamanda Denklem (4.8)'de verilen yeni karakteristik denklemin de bir köküdür. Denklem (4.8)'de $s = j\omega_c$ yerine yazıldığında ω_c^2 'nin fonksiyonu olan aşağıdaki yeni karakteristik denklem elde edilir.

$$W(\omega_c^2) = a_0^{(n-1)}(-j\omega_c)a_0^{(n-1)}(j\omega_c) - a_1^{(n-1)}(j\omega_c)a_1^{(n-1)}(-j\omega_c) = 0 \quad (4.9)$$

Denklem (3.7)'deki üstel terim içeren karakteristik denklem, üstel terim içermeyen Denklem (4.9)'da verilen sıradan bir polinoma dönüştürülmüştür. Bu yeni polinomun pozitif reel kökleri ($\omega_c > 0$), Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerine eşit olmaktadır. Doğal olarak, Denklem (4.9)'da verilen polinomun reel kökleri, üstel terim içeren karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde bulunan köklerinden daha kolay bir biçimde hesaplanabilir. Denklem (4.9)'da verilen polinomun köklerinin alacağı değerlere göre, aşağıdaki durumlar ortaya çıkabilir (Walton ve Marshall, 1987; Sönmez vd., 2016):

- i) Bu polinomun, hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde herhangi bir kökü mevcut olmadığıdır. Bu durumda, zaman gecikmesi, sistemin kararlılığını etkilememekte ve YFK-DTC sistemi, zaman gecikmesinin tüm sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olmaktadır.
- ii) Bu denklemin en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bunun anlamı, Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift kompleks eşlenik $s = \pm j\omega_c$ kökünün var olduğudur. Bu durumda, sistemin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, maksimum zaman gecikmesi $\tau = \tau^*$ değerinde sınırda kararlı olmaktadır. Eğer, $\tau > \tau^*$ olursa sistem kararsız hale gelmektedir.

Denklem (4.9)'da verilen karakteristik denklemin her pozitif reel köküne karşılık gelen maksimum zaman gecikme değeri $\tau = \tau^*$, $(n-1)$ 'inci eliminasyon sırasında elde edilecek olan karakteristik denklem yardımı ile $s = \pm j\omega_c$ yerine yazılarak aşağıdaki biçimde hesaplanır.

$$\Delta^{(n-1)}(s) = a_0^{(n-1)}(s) + a_1^{(n-1)}(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (4.10)$$

$$a_0^{(n-1)}(j\omega_c) + a_1^{(n-1)}(j\omega_c)e^{-j\omega_c\tau^*} = 0 \Rightarrow e^{-j\omega_c\tau^*} = \frac{-a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)} \quad (4.11)$$

$$\cos(\omega_c\tau^*) - j\sin(\omega_c\tau^*) = \operatorname{Re}\left[\frac{-a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)}\right] + j\operatorname{Im}\left[\frac{-a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)}\right]$$

$$\tan(\omega_c\tau^*) = \frac{\operatorname{Im}\left[\frac{a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)}\right]}{\operatorname{Re}\left[\frac{-a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)}\right]} \Rightarrow \tau^* = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1}\left(\frac{\operatorname{Im}\left[\frac{a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)}\right]}{\operatorname{Re}\left[\frac{-a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)}\right]}\right) + \frac{2k\pi}{\omega_c}; \quad (4.12)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, \infty$$

Burada, $\operatorname{Re}(\bullet)$ ve $\operatorname{Im}(\bullet)$ ilgili ifadenin reel ve sanal kısımlarını ifade etmektedir. Denklem (3.7)'nin sanal eksen üzerinde köklerinin olacağı zaman gecikme değerlerine ilave olarak, zaman gecikmesi τ 'nin artışı ile köklerin kompleks düzlemde hangi yönde hareket edeceklerinin belirlenmesine ihtiyaç vardır. Köklerin hareket yönü

$\operatorname{Re}\left[\frac{ds}{d\tau}\right]$ türevinin işareti yardımı ile belirlenir. Zaman gecikmesinin artışı ile Denklem

(3.7)'nin köklerinin sanal eksenini keserek kompleks düzlemin sol yarı bölgesinden sağ yarı bölgesine geçebilmesi için gerek ve yeter koşul, köklerin reel kısmının zaman gecikmesine göre değişiminin sıfırdan farklı olmasıdır.

$$\operatorname{Re}\left[\frac{ds}{d\tau}\right]_{s=j\omega_c} \neq 0 \quad (4.13)$$

Köklerin reel kısmının değişim hızının işareti, kök eğilimi (Root Tendency, RT) olarak tanımlanır (Ayasun, 2009; Walton ve Marshall, 1987).

$$RT|_{s=j\omega_c} = \operatorname{sgn} \left\{ \operatorname{Re} \left[\frac{ds}{d\tau} \right]_{s=j\omega_c} \right\} = RT|_{s=j\omega_c} = \operatorname{sgn} [\alpha W'(\omega_c^2)] \quad (4.14)$$

Sanal eksen üzerindeki köklerin eğilimi

$$RT|_{s=j\omega_c} = \operatorname{sgn} [\alpha W'(\omega_c^2)] \quad (4.15)$$

Burada

$$\alpha = a_0^{(1)}(s) a_0^{(2)}(s) \dots a_0^{(n-1)}(s) \Big|_{s=j\omega_c} \quad (4.16)$$

$W'(\omega_c^2)$ ise Denklem (4.9)'da verilen yeni karakteristik denklemin ω_c^2 'ya göre türevini ifade etmektedir. Bu yöntemin en belirgin özelliklerinde birisi, sanal eksen üzerindeki köklerin zaman gecikmesine göre değişimini ve hareketin yönünü Denklem (4.15)'de verilen basit bir ifade ile belirleyebilmesidir. Denklem (4.15) zaman gecikmesinin $\tau_1 = \tau^* - \Delta\tau$ 'dan $\tau_2 = \tau^* + \Delta\tau$ 'ya değişmesi durumunda sanal eksen üzerinde bulunan köklerin kompleks düzlemin hangi yarı bölgesine hareket edeceğini (RT) belirleyen pratik bir kriter sunmaktadır. Eğer köklerin eğilimi $RT = +1$ ise Denklem (3.7)'nin kökleri kararlı sol yarı bölgeden kararsız sağ yarı bölgeye geçmekte ve sistem kararsız olmaktadır. Eğer $RT = -1$ ise Denklem (3.7)'nin kökleri kararsız sağ yarı bölgeden kararlı sol yarı bölgeye geçmekte ve sistem kararlı olmaktadır. Denklem (3.7)'de verilen polinomun birde fazla pozitif reel kökü olabilir. Bu köklerin adedi 'q' olmak üzere, pozitif reel köklerden oluşan set aşağıdaki biçimde tanımlanabilir.

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cq}\} \quad (4.17)$$

Pozitif reel köklerden her biri için, Denklem (4.12)'de verilen analitik ifade kullanılarak ilgili maksimum zaman gecikme değeri ve Denklem (4.15) ile köklerin eğilimi kolaylıkla hesaplanabilir. Bu gecikme değerleri aşağıda verilen set ile tanımlanmıştır.

$$\{\tau_m^*\} = \{\tau_{m1}^*, \tau_{m2}^*, \dots, \tau_{m,\infty}^*\}, m = 1, 2, \dots, q \quad (4.18)$$

Burada, $\tau_{m,k+1} - \tau_{m,k} = \frac{2\pi}{\omega_c}$ maksimum zaman gecikmesinin görünür tekrarlama periyodu olarak tanımlanır. Sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme değeri ise Denklem (4.18)'de verilen set elemanlarından en küçük değere sahip olan zaman gecikme değeri olacaktır.

$$\tau^* = \min(\tau_m^*) \quad (4.19)$$

4.3 Rekasius Yerine Koyma Yöntemi

Rekasius yerine koyma yöntemi ilk önce, herhangi bir yaklaşıklık içermeyen Rekasius dönüşümü ile orantılı üstel terim içeren Denklem (3.7)'deki karakteristik denklemi, üstel terim içermeyen sıradan bir polinoma dönüştürmektedir. Daha sonra ise, yeni polinomun sanal eksen üzerinde kökleri ve ilgili maksimum zaman gecikme değerleri, kontrol sistemlerinin kararlılık analizinde yaygın olarak kullanılan Routh-Hurwitz yöntemi ile hesaplanmaktadır (Rekasius, 1980; Olgaç ve Sipahi, 2002). Bu yöntemin detayları aşağıda açıklanmıştır.

Rekasius, Denklem (3.7)'de verilen üstel terimleri yok etmek için aşağıda tanımlanan dönüşümü önermiştir (Rekasius, 1980).

$$e^{-s\tau} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \tau \in \Re^+, \quad T \in \Re \quad (4.20)$$

Rekasius dönüşümü $s = j\omega_c$ için geçerli olan bir dönüşüm olup, herhangi bir yaklaşıklık içermemektedir. Bu dönüşüm, Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemde yerine yazıldığında:

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^p a_k(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right)^k = 0 \quad (4.21)$$

biçimde yeni bir karakteristik denklem elde edilir. Bu denklemin her iki tarafı $(1+Ts)^p$ ifadesi ile çarpılıp terimler s 'in kuvvetine göre düzenlendiğinde aşağıda verilen denklem elde edilir.

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^p a_k(s)(1+Ts)^{p-k}(1-Ts)^k = \sum_{k=0}^{m=n+p} b_k(T)s^k = 0 \quad (4.22)$$

$$\Delta(s, T) = b_m(T)s^m + b_{m-1}(T)s^{m-1} + b_{m-2}(T)s^{m-2} + \dots + b_2(T)s^2 + b_1(T)s + b_0(T) = 0$$

Burada n Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemde bulunan en yüksek dereceli $a_0(s)$ polinomun derecesidir. Kullanılan Rekasius dönüşümü yardımı ile orantılı üstel terimler içeren Denklem (3.7)'deki n . dereceden karakteristik denklem, zaman gecikmesi ve üstel terim içermeyen ($m = n + p$) inci dereceden sıradan bir polinoma dönüşmektedir. Bu yeni polinomun katsayıları Denklem (4.20)'de verilen $T \in \Re$ parametresine bağlıdır.

Denklem (3.7) ve Denklem (4.22)'de verilen $\Delta(s, \tau) = 0$ ve $\Delta(s, T) = 0$ denklemi sanal eksen üzerinde aynı köklere sahip olmaktadır. Başka bir ifade ile Rekasius dönüşümü ile $\Delta(s, \tau) = 0$ denkleminin sanal eksen üzerindeki kökleri değişmemektedir. Bu nedenle, Denklem (3.7)'de verilen $\Delta(s, \tau) = 0$ karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde bulunan köklerini ($s = \pm j\omega_c$) ve ilgili maksimum zaman gecikme değerini ($\tau = \tau^*$) hesaplamak yerine, Denklem (4.22)'de verilen zaman gecikmesi ve üstel terim içermeyen $\Delta(s, T) = 0$ sanal eksen üzerinde bulunan kökleri ve ilgili $T \in \Re$ parametrelerini hesaplamak daha kolay olacaktır. $\Delta(s, T) = 0$ denkleminin sanal eksen üzerindeki kökleri ve ilgili T değerleri kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılan Routh-Hurwitz kriteri ile kolaylıkla belirlenebilir. Bu nedenle öncelikle Denklem (4.22)'de verilen yeni karakteristik denklem için aşağıdaki Routh tablosu oluşturulmalıdır.

$$\begin{array}{cccc}
s^m & b_m(T) & b_{m-2}(T) & \dots & b_0 \\
s^{m-1} & b_{m-1}(T) & b_{m-3}(T) & \dots & \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\
s^2 & R_{21}(T) & R_{22}(T) & & \\
s^1 & R_{11}(T) & & & \\
s^0 & R_{01}(T) & & &
\end{array}
\quad (4.23)$$

Routh tablosunun elemanları Denklem (4.24) ile oluşturulmuştur.

$$RA(i, j) = RA(i-2, j+1) - \frac{RA(i-1, j+1)RA(i-2, 1)}{RA(i-1, 1)} \quad (4.24)$$

Burada $RA(i, j)$, Routh tablosunun i . satır ve j . sütunundaki elemanını göstermektedir. Routh kararlılık kriterine göre, $RA(T)$ 'nin ilk sütunundaki işaret değişimlerinin sayısı kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde bulunan kararsız köklerin sayısını vermektedir. Denklem (4.22)'deki tüm $b_k(T)$ katsayıları T 'ye bağlıdır ve ilk satırdaki elemanların pay ve paydaları T 'nin basit polinomlarıdır. Denklem (4.22)'ye göre sanal eksen kesen köklerin belirlenmesi için ilgili T değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. Bunun için, $RA(T)$ 'de s^1 satırındaki sıfırdan farklı ve T 'ye bağlı polinomunun köklerinin belirlenmesi yeterli olmaktadır.

$$R_{11}(T) = 0 \quad (4.25)$$

Denklem (4.25) ile verilen polinom, sadece reel köklerinin dikkate alındığı $n.p$ dereceli bir polinomdur (Olgac ve Sipahi, 2002; Sipahi ve Olgac, 2005). Denklem (4.25)'in reel T değerleri hesaplandıktan sonra, Denklem (4.26) ile gösterilen ve Routh tablosunda s^2 satırındaki yardımcı denklem kullanılarak Denklem (3.7)'deki karakteristik denklemin sanal eksen kesen kökleri hesaplanmaktadır.

$$R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0 \Rightarrow s = \pm j\omega_c = \pm j\sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} \quad (4.26)$$

Dikkat edilecek olursa, Denklem (4.26)'da verilen yardımcı denklem T parametresine bağlı $R_{21}(T)$ ve $R_{22}(T)$ katsayılarını içermektedir. Denklem (4.26)'nın sanal eksen üzerinde köklerinin olabilmesi için bu iki katsayı aynı işarete sahip olmalıdır $R_{21}(T)R_{22}(T) > 0$. Başka bir ifade ile sanal eksen üzerinde buluna köklerin hesabında, Denklem (4.25)'in reel köklerinden sadece $R_{21}(T)R_{22}(T) > 0$ şartını sağlayan T değerleri dikkate alınmalıdır. Denklem (4.25)'de verilen denklemin bu şartı sağlayan q adet T kökü olabilir.

$$\{T\} = \{T_1, T_2, \dots, T_q\} \quad (4.27)$$

Hesaplanan bu $\{T\}$ setindeki her değer için Denklem (4.27) kullanılarak yardımcı denklemin ve Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki kökleri ($s = \pm j\omega_c$) hesaplanır. Bu kökler:

$$\{s = \pm j\omega_c\} = \{\pm j\omega_{c1}, \pm j\omega_{c2}, \dots, \pm j\omega_{cq}\} \quad (4.28)$$

Denklem (4.27) ve (4.28) de verilen her bir $\{T, \omega_c\}$ için Denklem (3.7)'nin sanal eksen üzerinde köklerinin olacağı maksimum zaman gecikme değerleri Denklem (4.20) kullanılarak aşağıdaki biçimde hesaplanır.

$$e^{-s\tau} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \Rightarrow e^{-j\omega_c\tau^*} = \frac{1-T(j\omega_c)}{1+T(j\omega_c)} \Rightarrow e^{-j\omega_c\tau^*} = \frac{\sqrt{1+T^2\omega_c^2}e^{-jTan^{-1}(\omega_c T)}}{\sqrt{1+T^2\omega_c^2}e^{jTan^{-1}(\omega_c T)}} \quad (4.29)$$

$$e^{-j\omega_c\tau^*} = 1.e^{-j2Tan^{-1}(\omega_c T)} \Rightarrow \tau^* = \frac{2}{\omega_c} \left[Tan^{-1}(\omega_c T) \pm \ell \pi \right], \quad \ell = 0, 1, 2, \dots$$

Hesaplanan bu zaman gecikmelerinden en küçük olanı YFK-DTC sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi olacaktır.

BÖLÜM V

DENETLEYİCİ PARAMETRE UZAYINDA KARARLILIK BÖLGELERİNİN BELİRLENMESİ

5.1 Giriş

Klasik kontrol sistemlerinde PI/PID denetleyiciler, gürbüz çalışması, parametreleri kolaylıkla tasarlanan, tasarlanması için birçok yöntem geliştirilen ve uygulanması basit olduğu için güç sistem kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. YFK sistemleri gibi elektrik güç kontrol sistemlerinde, sürekli durum hatalarını sıfır yapmak ve sistemin dinamik davranışını iyileştirmek için klasik PI ve PID denetleyiciler kullanılır (Kundur, 1994; Saadat, 1999). YFK-DTC sisteminde denetleyicilerin kullanımındaki temel amaç, sistemde bir bozucu etki meydana geldiğinde, güç sisteminin frekansını kontrol etmek, meydana gelen salınımların sönümlenmesini sağlamak, bağlantı hattından üretim bölgeleri arasındaki güç değişimini düzenlemek, sürekli durum hatasının minimum tutulmasını sağlamak ve frekansın minimum sürede son değere ulaşabilmesi için tepki hızının yüksek olmasını sağlamaktır (Kundur, 1994).

Zaman gecikmeli YFK-DTC sistemlerinde sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesine ilave olarak, sistemde gözlenebilecek maksimum zaman gecikmesi için sistemin kararlılığını garanti edecek PI denetleyici kazançlarının belirlenmesi oldukça önemlidir. Sistemin kararlılığı garanti edecek bu kazanç değerleri PI denetleyici parametre uzayında kararlılık bölgesi olarak tanımlanan bir bölgeyi ifade etmektedir. Kararlılık bölgesini, Tan vd. (2006) ve Söylemez vd. (2003) tarafından önerilen kararlılık sınır eğrisine dayalı bir grafiksel yöntem kullanılarak elde etmek mümkündür. Dahası, sistemin parametrik belirsizlikleri ve büyük bozucu etkileri karşısında kararlılık sınır eğrisine ve Kharitonov teoremine dayalı gürbüz PI denetleyici setinin belirlenmesi gereklidir. Bu bölüm, her iki yöntemi genel anlamda sunmakla birlikte gerekli denklemleri düzenlemeyi amaçlamaktadır.

5.2 Kararlılık Sınır Eğrisi Yöntemi

Önerilen yöntem, sistemin belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi değeri için mümkün olduğu kadar çok küçük frekans aralıklarında PI denetleyici parametre değerlerini (K_p, K_I) düzleminde hesaplamaktadır. Bu hesaplama işlemi, sistemin karakteristik denkleminin reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenerek kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Önerilen yöntem, DTC kontrol çevrimi içermeyen zaman gecikmeli bir bölgesel klasik YFK sistemi (Sönmez ve Ayasun, 2016a) ve mikro-şebeke YFK sisteminin (Gündüz vd., 2017) (K_p, K_I) -düzleminde kararlılık bölgelerinin hesaplanmasında, büyük güçlü rüzgar türbin sistemlerinin kanat açısı kontrolü (Wang, vd., 2011b) ve zaman gecikmeli veya zaman gecikmesi içermeyen sistemlerin denetleyici tasarımında etkili olarak kullanılmıştır (Hamamcı ve Köksal, 2010). Bu yöntemin detayları aşağıda açıklanmıştır.

Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemin sınırda kararlı olacağı (K_p, K_I) değerlerini belirlemek için öncelikle Denklem (3.7)'de verilen $\Delta(s, \tau) = 0$ karakteristik denkleminde $s = j\omega_c$ ve $e^{-j\omega_c k\tau} = \cos(\omega_c k\tau) - j\sin(\omega_c k\tau)$ yerine yazılarak aşağıda verilen denklem elde edilir.

$$\Delta(j\omega_c, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(j\omega_c)e^{-j\omega_c k\tau} = \sum_{k=0}^n a_k(j\omega_c)[\cos(\omega_c k\tau) - j\sin(\omega_c k\tau)] = 0 \quad (5.1)$$

Daha sonra, Denklem (5.1)'de verilen karakteristik denklem reel ve sanal bileşenlerine ayrılabilir şekilde düzenlenerek K_p ve K_I parametreleri cinsinden Denklem (5.2)'de ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega_c, \tau) &= \sum_{k=0}^n R_k(j\omega_c)\cos(\omega_c k\tau) - j \sum_{k=0}^n I_k(j\omega_c)\sin(\omega_c k\tau) = R_\Delta + jI_\Delta = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \tau) &= \sum_{k=0}^n [K_p R'_k(\omega_c) + K_I R''_k(\omega_c) + R'''_k(\omega_c)]\cos(\omega_c k\tau) \\ &\quad - j \sum_{k=0}^n [K_p I'_k(\omega_c) + K_I I''_k(\omega_c) + I'''_k(\omega_c)]\sin(\omega_c k\tau) = 0 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Burada, $R'_k(\omega_c)$ ve $I'_k(\omega_c)$ polinomları, sırası ile $R_k(\omega_c)$ ve $I_k(\omega_c)$ polinomlarının oransal denetleyici kazancı K_P 'yi içeren kısmını; $R''_k(\omega_c)$ ve $I''_k(\omega_c)$ polinomları, sırası ile $R_k(\omega_c)$ ve $I_k(\omega_c)$ polinomlarının integral denetleyici kazancı K_I 'yı içeren kısmını ve son olarak $R'''_k(\omega_c)$ ve $I'''_k(\omega_c)$ polinomları ise $R_k(\omega_c)$ ve $I_k(\omega_c)$ polinomlarının K_P ve K_I içermeyen geriye kalan kısmını ifade etmektedir. Verilen herhangi bir zaman gecikmesi değeri τ için Denklem (3.7) veya (5.2)'nin sanal eksen üzerinde $s = \pm j\omega_c$ kökü olabilmesi için Denklem (5.2)'nin reel ve sanal kısımları sıfıra eşit olmalıdır.

$$\begin{aligned} K_P \sum_{k=0}^n R'_k(\omega_c) \cos(\omega_c k\tau) + K_I \sum_{k=0}^n R''_k(\omega_c) \cos(\omega_c k\tau) + \sum_{k=0}^n R'''_k(\omega_c) \cos(\omega_c k\tau) &= 0 \\ K_P \sum_{k=0}^n I'_k(\omega_c) \sin(\omega_c k\tau) + K_I \sum_{k=0}^n I''_k(\omega_c) \sin(\omega_c k\tau) + \sum_{k=0}^n I'''_k(\omega_c) \sin(\omega_c k\tau) &= 0 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Denklem (5.3) düzenlenerek K_P , K_I ve ω_c cinsinden aşağıda verilen iki denklem elde edilir.

$$\begin{aligned} K_P A_1(\omega_c) + K_I B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) &= 0 \\ K_P A_2(\omega_c) + K_I B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \quad (5.4)$$

Burada,

$$\begin{aligned} A_1(\omega_c) &= \sum_{k=0}^n R'_k(\omega_c) \cos(\omega_c k\tau); \quad B_1(\omega_c) = \sum_{k=0}^n R''_k(\omega_c) \cos(\omega_c k\tau); \\ C_1(\omega_c) &= \sum_{k=0}^n R'''_k(\omega_c) \cos(\omega_c k\tau); \quad A_2(\omega_c) = \sum_{k=0}^n I'_k(\omega_c) \sin(\omega_c k\tau); \\ B_2(\omega_c) &= \sum_{k=0}^n I''_k(\omega_c) \sin(\omega_c k\tau); \quad C_2(\omega_c) = \sum_{k=0}^n I'''_k(\omega_c) \sin(\omega_c k\tau) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Seçilen herhangi bir $\omega_c \neq 0$ için Denklem (5.2)'nin sanal eksen üzerinde kökleri olacağı K_P ve K_I kazanç değerleri Denklem (5.4) çözülerek, Denklem (5.6) biçimde elde edilir.

$$\begin{aligned}
K_P &= \frac{B_1(\omega_c)C_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)C_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - B_1(\omega_c)A_2(\omega_c)}, \\
K_I &= \frac{A_2(\omega_c)C_1(\omega_c) - A_1(\omega_c)C_2(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - B_1(\omega_c)A_2(\omega_c)}
\end{aligned} \tag{5.6}$$

Denklem (5.6), mümkün olduğu kadar küçük frekans aralıklarında çözülerek PI denetleyici parametre değerlerinin hesaplanması sağlanır. Hesaplanan K_P ve K_I parametre seti kullanılarak (K_P, K_I) düzleminde $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ kararlılık sınır eğrisi elde edilir. Denklem (5.6)'dan elde edilen $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ kararlılık sınır eğrisi, kararlılık bölgesi üzerinde kompleks kök sınırı (Complex Root Boundary, CRB) olarak tanımlanır. Ayrıca, $\Delta(s, \tau) = 0$ 'ın reel köklerinin $s = 0$ ' ($\omega_c = 0$) da sanal eksenine kesebileceğinden dolayı Denklem (5.4)'de $\omega_c = 0$ değeri yerine yazılarak K_P ve K_I arasındaki ilişki aşağıda verilen biçimde elde edilir.

$$K_I = - \left[\frac{K_P A_1(\omega_c) + C_1(\omega_c)}{B_1(\omega_c)} \right]_{\omega_c=0} \tag{5.7}$$

Denklem (5.7) kararlılık bölgesi üzerinde reel kök sınırı (Real Root Boundary, RRB) olarak tanımlanır. Böylece, kararlılık sınır eğrisi $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ ve Denklem (5.7) denetleyici parametre düzlemini kararlı ve kararsız bölgelere ayırmaktadır. Elde edilen bölgeler içerisinde (K_P, K_I) test noktaları seçilerek sistemi kararlı yapan K_P ve K_I parametrelerini içeren kararlılık bölgesi belirlenir.

5.3 Kharitonov Yöntemi ile Gürbüz Denetleyici Tasarımı

Kharitonov Teoremi, literatürde aralık (interval) polinomlar olarak bilinen kompleks veya reel katsayıları belirli bir aralıkta değişen polinomların kararlılığını analiz eden grafiksel bir yöntemdir (Kharitonov, 1978, Wang, 2011, Sondhi ve Hote, 2016). Bu teoreme göre, katsayıları belirli bir aralıkta değişen bir aralık polinomundan, verilen katsayı aralıklarının minimum ve maksimum değerlerinden faydalanılarak, dört (4) adet vertex polinom elde edilir. Belirsiz olan polinom katsayıları, zamanla değişen zaman gecikmesi ve ayarlanabilir PI kazanç değerleri bu dört vertex polinomun katsayılarını

oluşturduğundan teoremin amacı dört Kharitonov polinomunu aynı anda kararlı kılacak tüm PI kazanç değerlerini hesaplamaktadır (Kumar ve Shreesha, 2016). Bu amaca ulaşmak için detayları bir önceki bölümde açıklanan kararlılık sınır eğrisi yöntemi kullanılmaktadır. Her bir Kharitonov polinomunu kararlı kılacak kararlılık bölgesi hesaplanmakta ve bu dört bölgenin kesişimi olan bölge aralık polinomun kararlılık bölgesini temsil etmektedir. Kharitonov Teoreminin karakteristik denklemi Denklem (3.7)'de verilen zaman gecikmeli DTC-YFK sistemlere uygulanmasının detayları aşağıda verilmiştir.

İlk olarak Denklem (3.7)'de verilen karakteristik denklemde bulunan her $s = j\omega$ için $e^{-s\tau} = \cos(\omega\tau) - j\sin(\omega\tau)$ yerine yazılırsa aşağıda verildiği gibi elde edilir.

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) [\cos(k\tau\omega) - j\sin(k\tau\omega)] = a_0(s) + a_1(s) [\cos(\tau\omega) - j\sin(\tau\omega)] + a_2(s) [\cos(2\tau\omega) - j\sin(2\tau\omega)] + \dots + a_n(s) [\cos(n\tau\omega) - j\sin(n\tau\omega)] = 0 \quad (5.8)$$

Bu denklemde bazı cebirsel işlemler yapılarak ve katsayılar reel ve sanal kısımların ayrılarak aşağıdaki kompleks katsayılı yeni bir karakteristik denklem elde edilir.

$$\Delta(s, \alpha, \beta) = \sum_{\ell=0}^n (\alpha_{\ell} + j\beta_{\ell}) s^{\ell} = 0 \quad (5.9)$$

Burada $\alpha_{\ell} \in \mathfrak{R}$ ve $\beta_{\ell} \in \mathfrak{R}$, s^{ℓ} katsayısının reel ve sanal kısmını göstermektedir. Q ve R aralıkları α ve β 'nın bulunduğu belirsiz sınırlı seti temsil etmek üzere;

$$\Gamma = \{ \Delta(s, \alpha, \beta) | \alpha \in Q; \beta \in R \} \quad (5.10)$$

polinom seti kompleks katsayılı aralık polinom setini temsil etmektedir. Burada;

$$\begin{aligned} Q &\triangleq \left\{ \alpha = [\alpha_0 \quad \alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_n]^T ; \underline{\alpha}_\ell \leq \alpha_\ell \leq \bar{\alpha}_\ell ; \ell = 0, 1, 2, \dots, n \right\} \\ R &\triangleq \left\{ \beta = [\beta_0 \quad \beta_1 \quad \beta_2 \quad \dots \quad \beta_n]^T ; \underline{\beta}_\ell \leq \beta_\ell \leq \bar{\beta}_\ell ; \ell = 0, 1, 2, \dots, n \right\} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Denklem (5.11)'de verilen $\underline{\alpha}_\ell$ ve $\bar{\alpha}_\ell$ katsayıları α vektörünün ℓ . elemanının minimum ve maksimum değerlerini (aralığın alt ve üst limitleri), $\underline{\beta}_\ell$ ve $\bar{\beta}_\ell$ katsayıları β vektörünün ℓ . elemanının minimum ve maksimum değerlerini ifade etmektedir. $\underline{\alpha}_\ell$, $\bar{\alpha}_\ell$, $\underline{\beta}_\ell$ ve $\bar{\beta}_\ell$ limit değerleri YFK-DTC kontrol sistem parametreleri, PI denetleyici kazançları (K_p , K_I) ve zaman gecikmesi τ 'ya bağlı değerlerdir. Denklem (5.11) kullanılarak, Denklem (5.9)'da verilen karakteristik polinom aşağıda tanımlanan kompleks katsayılı aralık (interval) polinom olarak ifade edilebilir.

$$\Delta(s, \alpha, \beta) = \sum_{\ell=0}^n \left(\left[\underline{\alpha}_\ell \quad \bar{\alpha}_\ell \right] + j \left[\underline{\beta}_\ell \quad \bar{\beta}_\ell \right] \right) s^\ell = 0 \quad (5.12)$$

Dikkat edilecek olursa, YFK-DTC sistem parametrelerinde, zaman gecikme değerinde ve PI denetleyici kazançlarındaki parametrik belirsizlikler Denklem (5.12)'deki aralık polinomun katsayılarına dahil edilmiştir. Başka bir ifadeyle, Denklem (5.12)'de verilen polinomun katsayıları, belirsiz olan YFK-DTC sistem parametrelerine, zaman gecikmesine ve ayarlanabilir PI denetleyici kazanç değerlerine bağlıdır. Genel olarak elektrik güç sistemleri, sistem parametrelerindeki değişiklikler, yük değişimi ve modellemeden kaynaklanan birçok parametrik belirsizlikler içermektedir. Belirsizliğin diğer bir sebebi de elektrik güç sisteminin çalışma koşullarının (üretim, tüketim veya kontrol) gün boyunca değişim göstermesidir. PI denetleyici kazanç değerleri ayarlanabilir parametreler olup, sistem parametreleri ve zaman gecikmesindeki belirsizlikleri dikkate alarak, YFK-DTC sisteminin farklı çalışma koşulları ve yük değişim senaryoları için istenilen dinamik performans ve frekans kontrolünü sağlayabilecek şekilde tasarlanabilirler. Bu yüzden, gürbüz PI tasarımının temel amacı YFK-DTC sistem parametreleri ve zaman gecikmesindeki belirsizleri göz önüne alarak, YFK-DTC sisteminin kararlılığını garanti edecek gürbüz PI denetleyici kazanç setini belirlemektir. Bunun için, Denklem (5.12)'de verilen kompleks katsayılı aralık polinomunun Kharitonov Teoremi ile kararlılık analizinin yapılması gerekmektedir. Kharitonov Teoremine göre Denklem (5.12)'de verilen kompleks katsayılı aralık

polinomunun, $\Delta(s, \alpha, \beta) \subseteq \Gamma$, analizini yapmak için aşağıda tanımlanan dört vertex Kharitonov polinomun kararlılık analizinin yapılması gerekmektedir.

$$\begin{aligned}
\Delta_1(s) &= \underline{\alpha}_0 + \underline{\alpha}_1 s + \bar{\alpha}_2 s^2 + \bar{\alpha}_3 s^3 + \underline{\alpha}_4 s^4 + \underline{\alpha}_5 s^5 + \dots + \\
&\quad j(\underline{\beta}_0 + \underline{\beta}_1 s + \bar{\beta}_2 s^2 + \bar{\beta}_3 s^3 + \underline{\beta}_4 s^4 + \underline{\beta}_5 s^5 + \dots) \\
\Delta_2(s) &= \bar{\alpha}_0 + \bar{\alpha}_1 s + \underline{\alpha}_2 s^2 + \underline{\alpha}_3 s^3 + \bar{\alpha}_4 s^4 + \bar{\alpha}_5 s^5 + \dots + \\
&\quad j(\bar{\beta}_0 + \bar{\beta}_1 s + \underline{\beta}_2 s^2 + \underline{\beta}_3 s^3 + \bar{\beta}_4 s^4 + \bar{\beta}_5 s^5 + \dots) \\
\Delta_3(s) &= \bar{\alpha}_0 + \underline{\alpha}_1 s + \underline{\alpha}_2 s^2 + \bar{\alpha}_3 s^3 + \bar{\alpha}_4 s^4 + \underline{\alpha}_5 s^5 + \dots + \\
&\quad j(\bar{\beta}_0 + \underline{\beta}_1 s + \underline{\beta}_2 s^2 + \bar{\beta}_3 s^3 + \bar{\beta}_4 s^4 + \underline{\beta}_5 s^5 + \dots) \\
\Delta_4(s) &= \underline{\alpha}_0 + \bar{\alpha}_1 s + \bar{\alpha}_2 s^2 + \underline{\alpha}_3 s^3 + \underline{\alpha}_4 s^4 + \bar{\alpha}_5 s^5 + \dots + \\
&\quad j(\underline{\beta}_0 + \bar{\beta}_1 s + \bar{\beta}_2 s^2 + \underline{\beta}_3 s^3 + \underline{\beta}_4 s^4 + \bar{\beta}_5 s^5 + \dots)
\end{aligned} \tag{5.13}$$

Kharitonov Teoremine göre, Denklem (5.12)'de verilen kompleks katsayılı aralık polinomunun kararlı olabilmesi için gerek ve yeter koşul Denklem (5.13)'de verilen dört adet vertex Kharitonov polinomlarının kararlı olmasıdır. Dikkat edilecek olursa, Denklem (5.13)'de verilen dört adet Kharitonov polinomlarının katsayıları YFK-DTC sistem parametrelerine, zaman gecikmesine ve ayarlanabilir PI denetleyici kazançlarına bağlıdır. Dolayısı ile bu polinomları kararlı yapacak PI denetleyici kazançları belirlenebilir. Gürbüz PI denetleyici kazanç değerleri Kararlılık Sınır Eğrisi Yöntemi ile kolaylıkla hesaplanabilir. Bunun için Denklem (5.13) verilen Kharitonov polinomları, Denklem (5.2)-(5.3) gösterildiği gibi reel ve sanal bileşenlerine ayrılacak şekilde düzenlenerek K_P ve K_I parametreleri cinsinden ifade edilebilir ve her bir Kharitonov polinomunu kararlı kılacak PI denetleyici değerleri Denklem (5.4)-(5.7)'de gösterilen adımlar takip edilerek hesaplanır. Her bir Kharitonov polinomu $\eta = 1, 2, 3, 4$ olmak üzere $\Delta_\eta(s = j\omega, \alpha, \beta)$ ve $G_{c\eta}(s = j\omega, K_P, K_I)$ olarak tanımlanan PI denetleyici parametre uzayında dört adet kararlılık bölgesi hesaplanır. Bu dört adet kararlılık bölgesinin kesişimi olan bölge YFK-DTC sistem parametreleri ve zaman gecikmesindeki belirsizliklerin olmasına rağmen YFK-DTC sisteminin kararlılığını garantileyen gürbüz PI denetleyici kazançlarını içeren bir bölgeyi temsil etmektedir.

$$G_c(\omega, K_P, K_I) = \bigcap_{\eta=1}^4 G_{c\eta}(\omega, K_P, K_I) \tag{5.14}$$

BÖLÜM VI

ZAMAN GECİKMESİNİN HESAPLANMASI

6.1 Giriş

Bu bölümde, zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK-DTC sisteminde, sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri üstel terimin eliminasyon yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemleri kullanılarak hesaplanmıştır. Bu çalışmada kullanılan sistemin katsayıları ve parametreleri Ko ve Sung (2018)'den alınmıştır. Sistemin farklı PI denetleyici kazanç değerlerinde ve DTC'lerin farklı katılım faktörlerinde hesaplanan maksimum zaman gecikmelerinin doğruluğu QPmR algoritması ve Matlab/Simulink programı kullanılarak zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır.

6.2 Üstel Terimin Yok Edilmesi Yöntemi Kullanılarak Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

Bölüm 4.2'de sunulan üstel terimin eliminasyon yönteminin amacı üstel terim içeren herhangi bir karakteristik denklemde üstel terimlerin yok edilmesi olduğundan dolayı önerilen yöntem kullanılarak maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması kolaylıkla yapılabilir.

6.2.1 Bir bölgeli YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesinin hesaplanması

Bölüm 3'de verilen zaman gecikmeli bir bölgeli YFK-DTC sisteminin karakteristik denklemi Denklem (3.3)'de elde edildiği görülmüştür. Aşağıda, üstel terimin eliminasyon yöntemi zaman gecikmeli bir bölgeli YFK-DTC sisteminin karakteristik denkleminde uygulama adımları gösterilmiştir.

1. Adım: Zaman gecikmeli bir bölgeli YFK-DTC sistemi dikkate alınarak sistemin blok diyagramı Şekil 3.1'de ve karakteristik denklemi Denklem (3.3)'de verilmiştir.

2. Adım: Sisteme ait parametreler ($M = 8.8$, $D = 1$, $T_g = 0.2s$, $T_c = 0.3s$, $T_r = 12s$, $F_p = 1/6$, $R = 1/11$, $\beta = 21$), denetleyici parametreleri hem DTC hem de YFK sistemi için ($K_p = 0.2$, $K_I = 0.4$) ve katılım faktörleri ($\alpha_0 = 0.6$, $\alpha_1 = 0.4$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (3.3)'ün yardımıyla bulunarak aşağıda verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} = \left(\frac{0.5760s^5 + 4.9187s^4 + 10.6055s^3 + 4.1154s^2 + 1.2800s + 0.0145}{0.4582s^2 + 1.1455s + 0.4582} \right) e^{-s\tau} = 0 \quad (6.1)$$

3. Adım: Denklem (4.2)-(4.9) kullanılarak Denklem (6.1)'deki üstel terim aşağıda verildiği gibi yok edilmiştir.

$$\Delta(j\omega_c, \tau) = a_0(j\omega_c) + a_1(j\omega_c)e^{-j\omega_c\tau} = 0 \quad (6.2)$$

$$\Delta(-j\omega_c, \tau) = a_0(-j\omega_c) + a_1(-j\omega_c)e^{j\omega_c\tau} = 0$$

$$W(\omega_c^2) = a_0(-j\omega_c) - a_1(-j\omega_c) \frac{a_1(j\omega_c)}{a_0(j\omega_c)} = 0 \quad (6.3)$$

$$W(\omega_c^2) = a_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c) - a_1(j\omega_c)a_1(-j\omega_c) = 0 \quad (6.4)$$

Sistemin sanal eksenini kesen pozitif reel kökü $\omega_c = 0.4212 \text{ rad/s}$ Denklem (6.5) kullanılarak hesaplanır:

$$W(\omega_c^2) = 0.3318\omega_c^{10} + 11.9760\omega_c^8 + 73.4653\omega_c^6 - 10.2801\omega_c^4 + 0.6265\omega_c^2 - 0.2097 = 0 \quad (6.5)$$

4. Adım: 3. Adımda elde edilen $\omega_c = 0.4212 \text{ rad/s}$ pozitif reel köke karşılık gelen sistemin maksimum zaman gecikmesi değeri Denklem (4.12) ile elde edilen eşitlik kullanılarak $\tau = \tau^* = 1.1744s$ olarak hesaplanmıştır.

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{-0.2639\omega_c^7 - 0.5110\omega_c^5 - 0.7317\omega_c^3 + 0.5698\omega_c}{1.5939\omega_c^6 + 8.0088\omega_c^4 + 0.4261\omega_c^2 - 0.0067} \right) \quad (6.6)$$

5. Adım: Denklem (4.15) kullanılarak 3. Adımda elde edilen pozitif reel kökün sanal eksenini keserek hangi düzleme geçtiğini incelemek için Denklem (6.7)'de $\omega_c = 0.4212 \text{ rad / s}$ kökü yerine yazılmıştır. Denklem (6.8)'de $\omega_c = 0.4212 \text{ rad / s}$ için $RT = +1$ olduğundan dolayı, bu durum kompleks eşlenik köklerin sol yarı düzlemde sanal eksenini keserek sağ yarı düzleme geçtiğini göstermektedir.

$$W'(\omega_c^2) = 1.659\omega_c^8 + 47.904\omega_c^6 + 220.3959\omega_c^4 - 20.5602\omega_c^2 + 0.6265 = 0 \quad (6.7)$$

$$RT|_{s=j\omega_c} = \text{sgn}[W'(\omega_c^2)] = +1 \quad (6.8)$$

Farklı denetleyici parametrelerinde ve katılım faktörü değerlerinde yukarıdaki adımlar uygulanarak bir bölgeyi YFK-DTC sisteminde maksimum zaman gecikmesinin değerleri hesaplanmıştır. Teorik maksimum zaman gecikmesi değerleri Çizelge 6.1, Çizelge 6.2 ve Çizelge 6.3'de gösterilmiştir. DTC katılım faktörleri sırasıyla $\alpha_1 = 0, 0.2$ ve 0.4 'dür. Öncelikle, kararlılık zaman gecikme paylarını gösteren bu tablolarda seçilen PI denetleyicinin bazı kazanç değerleri için satır ve sütunlarda “*” sembolünün kullanıldığı görülmektedir. “*” sembolüne karşılık gelen PI denetleyici parametre değerlerinde ve seçilen katılım faktörlerinde Denklem (3.7) ile verilen zaman gecikmeli karakteristik denkleminde başlangıç anında ($\tau = 0$), sistemin kararsız olduğunu göstermektedir. Dolayısıyla, sembolle gösterilen noktalarda sistemin kendi özelliği nedeniyle herhangi bir gecikme payı hesaplanması mümkün değildir. Bunların dışında, Çizelge 6.1, 6.2 ve 6.3 PI denetleyici parametrelerinin zaman gecikmesi payı üzerindeki etkisi dikkate alınarak incelendiğinde önemli sonuçlar göze çarpmaktadır. K_p kazancı her üç tabloda herhangi bir değerde sabit tutulduğunda K_I kazanç değerleri arttıkça kararlılık gecikme paylarının azaldığı görülmektedir. Dolayısıyla K_I kazancının artması sistemin kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Ayrıca, K_I kazancının herhangi bir sabit değeri için K_p değeri tablolarda belirtilen aralıkta arttırıldığında zaman gecikmesi payının

genel olarak azaldığı görülmektedir. Yapılan bir diğer analiz ise, DTC katılım faktörlerinin artışının zaman gecikmesi payları üzerindeki etkisini göstermektedir. Şekil 6.1’de, ($K_P = 0.2$, $K_I = 0.4$) denetleyici parametre değerleri sabit tutulduğunda ve DTC katılım faktörü $\alpha_1 = 0 - 0.99$ aralığında arttırıldığında maksimum zaman gecikmesi değerlerinin arttığı ve sonuç olarak gecikme değerleri üzerinde DTC katılım faktörünün olumlu bir etkiye sahip olduğu görülmektedir.

Çizelge 6.1. ($\alpha_0 = 1$, $\alpha_1 = 0$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

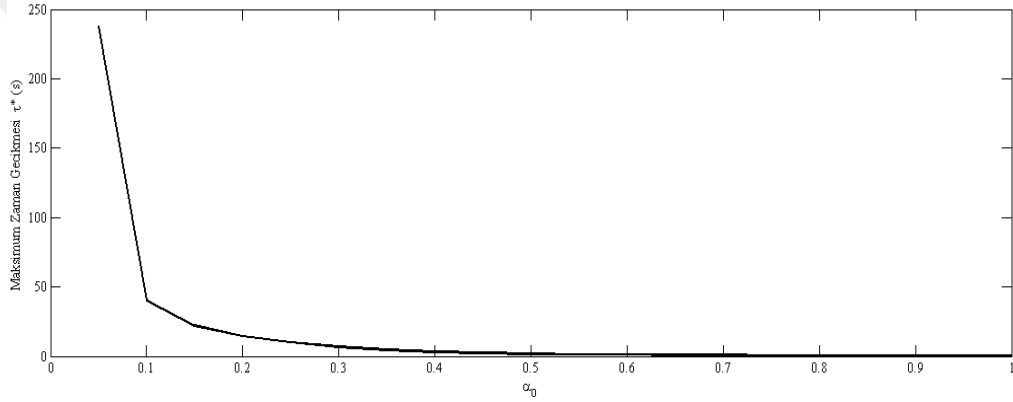
τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	6.0291	1.3589	0.4517	0.0794	*	*	*	*	*	*
0.2	6.1304	1.6863	0.7248	0.3008	0.0668	*	*	*	*	*
0.3	5.3667	1.8881	0.9471	0.4959	0.2353	0.0682	*	*	*	*
0.4	4.2401	1.9781	1.1155	0.6610	0.3852	0.2025	0.0741	*	*	*
0.5	3.4518	1.9836	1.2321	0.7946	0.5146	0.3228	0.1846	0.0811	0.0012	*
0.6	2.9343	1.9352	1.3031	0.8972	0.6227	0.4278	0.2838	0.1739	0.0878	0.0189
0.7	2.5675	1.8577	1.3368	0.9711	0.7096	0.5171	0.3711	0.2575	0.1671	0.0938
0.8	2.2904	1.7673	1.3422	1.0196	0.7766	0.5909	0.4462	0.3314	0.2386	0.1623
0.9	2.0711	1.6739	1.3274	1.0470	0.8253	0.6497	0.5093	0.3954	0.3019	0.2241
1.0	1.8918	1.5823	1.2989	1.0575	0.8581	0.6948	0.5607	0.4498	0.3572	0.2791

Çizelge 6.2. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	9.1909	2.2574	0.8820	0.3568	0.0844	*	*	*	*	*
0.2	9.6552	2.5788	1.1627	0.5865	0.2762	0.0850	*	*	*	*
0.3	9.5614	2.7534	1.3873	0.7876	0.4510	0.2379	0.0922	*	*	*
0.4	8.4763	2.7982	1.5547	0.9572	0.6064	0.3777	0.2182	0.1014	0.0128	*
0.5	5.9953	2.7472	1.6679	1.0945	0.7410	0.5032	0.3338	0.2077	0.1108	0.0342
0.6	4.4603	2.6392	1.7337	1.2004	0.8540	0.6135	0.4381	0.3053	0.2019	0.1194
0.7	3.6838	2.5057	1.7608	1.2773	0.9460	0.7081	0.5305	0.3938	0.2858	0.1986
0.8	3.1916	2.3662	1.7585	1.3284	1.0181	0.7874	0.6110	0.4727	0.3620	0.2716
0.9	2.8396	2.2308	1.7352	1.3578	1.0718	0.8520	0.6797	0.5421	0.4303	0.3380
1.0	2.5699	2.1037	1.6977	1.3694	1.1093	0.9028	0.7369	0.6020	0.4907	0.3977

Çizelge 6.3. ($\alpha_0 = 0.6$, $\alpha_1 = 0.4$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	14.0744	4.5743	1.8308	0.9279	0.4898	0.2335	0.0670	10.8691	10.2566	9.7447
0.2	14.7917	4.9175	2.1290	1.1744	0.6962	0.4101	0.2211	0.0880	10.3789	9.8563
0.3	15.2433	5.0802	2.3583	1.3869	0.8827	0.5739	0.3663	0.2181	0.1076	0.0224
0.4	15.3677	5.0511	2.5196	1.5640	1.0476	0.7232	0.5013	0.3406	0.2195	0.1252
0.5	15.0565	4.8407	2.6177	1.7055	1.1900	0.8572	0.6252	0.4548	0.3249	0.2228
0.6	14.0772	4.5071	2.6607	1.8132	1.3098	0.9752	0.7373	0.5600	0.4232	0.3148
0.7	11.6460	4.1371	2.6595	1.8896	1.4076	1.0771	0.8372	0.6557	0.5140	0.4007
0.8	6.5883	3.7918	2.6255	1.9386	1.4846	1.1634	0.9251	0.7419	0.5972	0.4802
0.9	4.9916	3.4919	2.5691	1.9643	1.5427	1.2347	1.0010	0.8184	0.6724	0.5532
1.0	4.2338	3.2363	2.4990	1.9708	1.5839	1.2919	1.0654	0.8855	0.7398	0.6196



Şekil 6.1. ($K_P = 0.2$, $K_I = 0.4$) için DTC'nin farklı katılım faktörlerinde zaman gecikmesi değişimi

6.2.2 İki bölge YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesinin hesaplanması

Bölüm 6.2.1'de olduğu gibi, üstel terimin yok edilmesi yönteminin iki bölge YFK-DTC sistemine uygulama adımları sistem parametreleri kullanılarak aşağıda ayrıntılı olarak verilmiştir.

1. Adım: Zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sistemi dikkate alınarak sistemin blok diyagramı Şekil 3.2'de ve karakteristik denklemi Denklem (3.6)'da verilmiştir.

2. Adım: Sisteme ait parametreler ($M_1 = M_2 = 8.8$, $D_1 = D_2 = 1$, $T_{g1} = T_{g2} = 0.2s$, $T_{c1} = T_{c2} = 0.3s$, $T_{r1} = T_{r2} = 12s$, $T_{12} = 0.1$, $F_{p1} = F_{p2} = 1/6$, $R_1 = R_2 = 1/11$, $\beta_1 = \beta_2 = 21$), denetleyici parametreleri hem DTC hem de YFK sistemi için ($K_p = 0.2$, $K_I = 0.4$) ve katılım faktörleri ($\alpha_0 = 0.6$, $\alpha_1 = 0.4$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (3.6)'nın yardımıyla bulunarak aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau) = & a_0(s) + a_1(s)e^{-\tau s} + a_2(s)e^{-2\tau s} \\ & \left(s^{13} + 17.0788s^{12} + 109.8885s^{11} + 331.1698s^{10} + \right. \\ & \left. 480.8521s^9 + 345.6266s^8 + 189.5572s^7 + \right. \\ & \left. 56.7241s^6 + 12.2558s^5 + 0.6156s^4 + 0.0056s^3 \right) \\ & + \left(1.5909s^{10} + 17.6103s^9 + 65.4857s^8 + \right. \\ & \left. 101.3629s^7 + 68.6579s^6 + 28.1217s^5 + \right. \\ & \left. 6.6080s^4 + 0.3067s^3 + 0.0012s^2 \right) e^{-\tau s} \\ & + \left(0.6327s^7 + 3.2016s^6 + 5.4095s^5 + \right. \\ & \left. 3.4761s^4 + 0.8221s^3 + 0.0379s^2 \right) e^{-2\tau s} = 0 \end{aligned} \quad (6.9)$$

3. Adım: Denklem (4.2)-(4.9) kullanılarak Denklem (6.9)'daki üstel terim aşağıda verildiği gibi yok edilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta^{(1)}(s, \tau) = & a_0(-s)\Delta(s, \tau) - a_2(s)e^{-2\tau s}\Delta(-s, \tau) \\ = & \sum_{k=0}^1 [a_0(-s)a_k(s) - a_2(s)a_{2-k}(-s)]e^{-k\tau s} \end{aligned} \quad (6.10)$$

$$\begin{aligned} \Delta^{(1)}(-s, \tau) = & a_0(s)\Delta(-s, \tau) - a_2(-s)e^{2\tau s}\Delta(s, \tau) \\ = & \sum_{k=0}^1 [a_0(s)a_k(-s) - a_2(s)a_{2-k}(-s)]e^{k\tau s} \end{aligned} \quad (6.11)$$

$$\Delta^{(1)}(s, \tau) = a_0^{(1)}(s) + a_1^{(1)}(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (6.12)$$

$$\Delta^{(2)}(s) = a_0^{(2)}(s) = 0 \quad (6.13)$$

$$a_0^{(2)}(s) = a_0^{(1)}(-s)a_0^{(1)}(s) - a_1^{(1)}(s)a_1^{(1)}(-s) \quad (6.14)$$

$$W(\omega_c^2) = a_0^{(1)}(-j\omega_c)a_0^{(1)}(j\omega_c) - a_1^{(1)}(j\omega_c)a_1^{(1)}(-j\omega_c) = 0 \quad (6.15)$$

Sistemin sanal eksenini kesen kompleks eşlenik kökleri $\omega_{c1} = 0.4212 \text{ rad / s}$ ve $\omega_{c2} = 0.2479 \text{ rad / s}$ Denklem (6.16) kullanılarak hesaplanır:

$$W(\omega_c^2) = \omega_c^{52} + 143.8158\omega_c^{50} + \dots - 3.7658 \times 10^5 \omega_c^{22} + \dots + 0.0011\omega_c^{10} + 2.0533 \times 10^{-6} \omega_c^8 = 0 \quad (6.16)$$

4. Adım: 3. Adımda elde edilen $\omega_{c1} = 0.4212 \text{ rad / s}$ ve $\omega_{c2} = 0.2479 \text{ rad / s}$ pozitif reel köklerine karşılık gelen maksimum zaman gecikmesi değerleri Denklem (4.12) ile elde edilen eşitlik kullanılarak sırasıyla $\tau_1 = 1.1744s$ ve $\tau_2 = 6.5935s$ olarak hesaplanmıştır. Bu gecikme değerlerinden minimum olan $\tau_1 = \tau^* = 1.1744s$ gecikme değeri sistemin gecikme miktarıdır.

5. Adım: Denklem (4.15) kullanılarak 3. Adımda elde edilen pozitif reel köklerin sanal eksenini keserek hangi düzleme geçtiğini incelemek için Denklem (6.16)'da $\omega_{c1} = 0.4212 \text{ rad / s}$ ve $\omega_{c2} = 0.2479 \text{ rad / s}$ kökleri yerine yazılmıştır. Denklem (4.15)'de $\omega_c = 0.4212 \text{ rad / s}$ ve $\omega_{c2} = 0.2479 \text{ rad / s}$ için $RT = +1$ olduğundan dolayı, bu durum kompleks eşlenik köklerin sol yarı düzlemde sanal eksenini keserek sağ yarı düzleme geçtiğini göstermektedir.

Farklı denetleyici parametrelerinde ve katılım faktörü değerlerinde yukarıdaki adımlar uygulanarak iki bölgeli YFK-DTC sisteminde maksimum zaman gecikmesinin değerleri hesaplanmıştır. Teorik maksimum zaman gecikmesi değerleri Çizelge 6.4, Çizelge 6.5 ve Çizelge 6.6'da gösterilmiştir. DTC katılım faktörleri sırasıyla $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0, 0.2$ ve 0.4 'dür. Öncelikle, kararlılık zaman gecikme paylarını gösteren bu tablolarda seçilen PI denetleyicinin bazı kazanç değerleri için satır ve sütunlarda “*” sembolünün kullanıldığı görülmektedir. “*” sembolüne karşılık gelen PI denetleyici parametre değerlerinde ve seçilen katılım faktörlerinde Denklem (3.7) ile verilen zaman gecikmeli karakteristik denkleminde başlangıç anında ($\tau = 0$), sistemin kararsız olduğunu

göstermektedir. Dolayısıyla, sembolle gösterilen noktalarda sistemin kendi özelliği nedeniyle herhangi bir gecikme payı hesaplanması mümkün değildir. Bunların dışında, Çizelge 6.4, 6.5 ve 6.6 PI denetleyici parametrelerinin zaman gecikmesi payı üzerindeki etkisi dikkate alınarak incelendiğinde önemli sonuçlar göze çarpmaktadır. K_p kazancı her üç tabloda herhangi bir değerde sabit tutulduğunda K_I kazanç değerleri arttıkça kararlılık gecikme paylarının azaldığı görülmektedir. Dolayısıyla K_I kazancının artması sistemin kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Ayrıca, K_I kazancının herhangi bir sabit değeri için K_p değeri tablolarda belirtilen aralıkta arttırıldığında zaman gecikmesi payının genel olarak azaldığı görülmektedir. Yapılan bir diğer analiz ise, DTC katılım faktörlerinin artışının zaman gecikmesi payları üzerindeki etkisini göstermektedir. Şekil 6.2’de, $(K_p = 0.2, K_I = 0.4)$ denetleyici parametre değerleri sabit tutulduğunda ve DTC katılım faktörü $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0 - 0.99$ aralığında arttırıldığında maksimum zaman gecikmesi değerlerinin arttığı ve sonuç olarak gecikme değerleri üzerinde DTC katılım faktörünün olumlu bir etkiye sahip olduğu görülmektedir.

Çizelge 6.4. $(\alpha_{01} = \alpha_{02} = 1, \alpha_{11} = \alpha_{12} = 0)$ durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

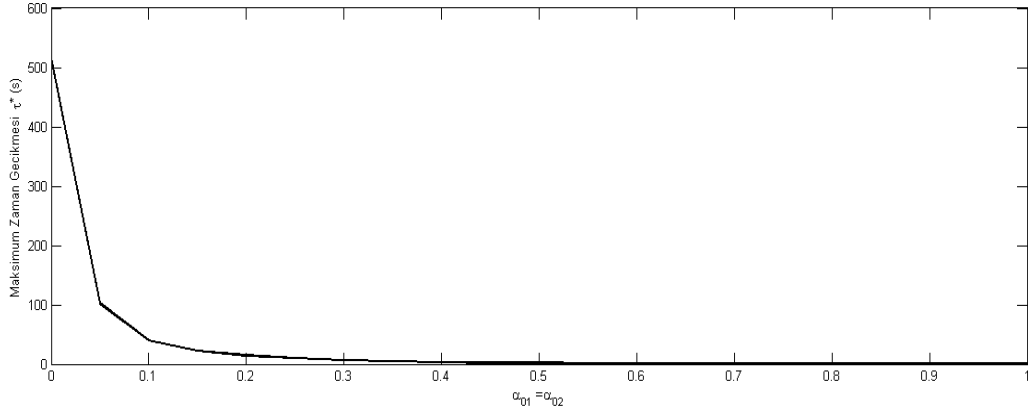
τ^*	K_I									
K_p	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	6.0291	1.3589	0.4517	0.0794	*	*	*	*	*	*
0.2	6.1304	1.6863	0.7248	0.3008	0.0668	*	*	*	*	*
0.3	5.3667	1.8881	0.9471	0.4959	0.2353	0.0682	*	*	*	*
0.4	4.2401	1.9781	1.1155	0.6610	0.3852	0.2025	0.0741	*	*	*
0.5	3.4518	1.9836	1.2321	0.7946	0.5146	0.3228	0.1846	0.0811	0.0012	*
0.6	2.5106	1.8142	1.2940	0.8972	0.6227	0.4278	0.2838	0.1739	0.0878	0.0189
0.7	2.1069	1.6477	1.2551	0.9468	0.7093	0.5171	0.3711	0.2575	0.1671	0.0938
0.8	1.8520	1.5171	1.2110	0.9536	0.7443	0.5755	0.4389	0.3274	0.2356	0.1591
0.9	1.6669	1.4094	1.1649	0.9492	0.7658	0.6124	0.4846	0.3779	0.2882	0.2123
1.0	1.5226	1.3177	1.1186	0.9367	0.7766	0.6384	0.5202	0.4193	0.3329	0.2586

Çizelge 6.5. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.8$, $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.2$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	9.1909	2.2574	0.8820	0.3568	0.0844	*	*	*	*	*
0.2	9.6552	2.5788	1.1627	0.5865	0.2762	0.0850	*	*	*	*
0.3	9.5614	2.7534	1.3873	0.7876	0.4510	0.2379	0.0922	*	*	*
0.4	8.4763	2.7982	1.5547	0.9572	0.6064	0.3777	0.2182	0.1014	0.0128	*
0.5	5.9953	2.7472	1.6679	1.0945	0.7410	0.5032	0.3338	0.2077	0.1108	0.0342
0.6	4.4603	2.6392	1.7337	1.2004	0.8540	0.6135	0.4381	0.3053	0.2019	0.1194
0.7	3.4560	2.4225	1.7608	1.2773	0.9460	0.7081	0.5305	0.3938	0.2858	0.1986
0.8	2.6761	2.1319	1.6691	1.3058	1.0181	0.7874	0.6110	0.4727	0.3620	0.2716
0.9	2.3151	1.9336	1.5812	1.2828	1.0384	0.8399	0.6780	0.5421	0.4303	0.3380
1.0	2.0737	1.7826	1.5032	1.2548	1.0424	0.8636	0.7137	0.5878	0.4814	0.3908

Çizelge 6.6. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.6$, $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.4$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	14.0744	4.5743	1.8308	0.9279	0.4898	0.2335	0.0670	*	*	*
0.2	14.7917	4.9175	2.1290	1.1744	0.6962	0.4101	0.2211	0.0880	*	*
0.3	15.2433	5.0802	2.3583	1.3869	0.8827	0.5739	0.3663	0.2181	0.1076	0.0224
0.4	15.3677	5.0511	2.5196	1.5640	1.0476	0.7232	0.5013	0.3406	0.2195	0.1252
0.5	15.0565	4.8407	2.6177	1.7055	1.1900	0.8572	0.6252	0.4548	0.3249	0.2228
0.6	14.0772	4.5071	2.6607	1.8132	1.3098	0.9752	0.7373	0.5600	0.4232	0.3148
0.7	11.6460	4.1371	2.6595	1.8896	1.4076	1.0771	0.8372	0.6557	0.5140	0.4007
0.8	6.5883	3.7918	2.6255	1.9386	1.4846	1.1634	0.9251	0.7419	0.5972	0.4802
0.9	4.9916	3.4919	2.5691	1.9643	1.5427	1.2347	1.0010	0.8184	0.6724	0.5532
1.0	4.2338	3.2363	2.4990	1.9708	1.5839	1.2919	1.0654	0.8855	0.7398	0.6196



Şekil 6.2. ($K_p = 0.2$, $K_I = 0.4$) için DTC'nin farklı katılım faktörlerinde zaman gecikmesi değişimi

6.3 Rekasius Yerine Koyma Yöntemi Kullanılarak Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

Bu tez kapsamında, kullanılan bir diğer yöntem Rekasius yerine koyma yöntemidir. Bu yöntemin temelinde, Denklem (3.3) ve Denklem (3.6) ile verilen zaman gecikmeli karakteristik denklemin $e^{-s\tau}$ üstel teriminin tam olarak karşılığı olan ve sadece karakteristik denklemin $s = j\omega_c$ gibi sanal eksen üzerinde bulunan kökleri için tanımlı olan Denklem (4.20) ifadenin kullanılmasıdır.

6.3.1 Bir bölge YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesinin hesaplanması

Bölüm 3'de verilen zaman gecikmeli bir bölge YFK-DTC sisteminin karakteristik denklemi Denklem (3.3)'de elde edildiği görülmüştür. Aşağıda, Rekasius yerine koyma yöntemi zaman gecikmeli bir bölge YFK-DTC sisteminin karakteristik denklemine uygulama adımları gösterilmiştir.

1. Adım: Zaman gecikmeli bir bölge YFK-DTC sistemi dikkate alınarak sistemin blok diyagramı Şekil 3.1'de ve karakteristik denklemi Denklem (3.3)'de verilmiştir.

2. Adım: Sisteme ait parametreler ($M = 8.8$, $D = 1$, $T_g = 0.2s$, $T_c = 0.3s$, $T_r = 12s$, $F_p = 1/6$, $R = 1/11$, $\beta = 21$), denetleyici parametreleri hem DTC hem de YFK sistemi

için ($K_p = 0.4$, $K_I = 0.6$) ve katılım faktörleri ($\alpha_0 = 0.6$, $\alpha_1 = 0.4$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (3.3)'ün yardımıyla bulunarak aşağıda verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} = \left(\frac{0.5760s^5 + 4.9239s^4 + 10.6548s^3 + 4.2504s^2 + 1.3782s + 0.0218}{0.9164s^2 + 1.8327s + 0.6873} \right) e^{-s\tau} = 0 \quad (6.17)$$

3. Adım: Denklem (4.20) kullanılarak Denklem (6.17)'deki üstel terim aşağıda verildiği gibi yok edilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s) \left(\frac{1 - Ts}{1 + Ts} \right) = 0 \quad (6.18)$$

Bazı sadeleştirmeler yapılarak karakteristik denklem aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\Delta(s, T) = b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0 = 0 \quad (6.19)$$

Burada

$$\begin{aligned} b_6 &= 0.5760T, \quad b_5 = 4.9239T + 0.5760, \quad b_4 = 10.6548T + 4.9239, \\ b_3 &= 4.2504T + 10.6548 - 0.9164T, \quad b_2 = 1.3782T + 4.2504 + 0.9164 - 1.8327T, \\ b_1 &= 0.0218T + 1.3782 - 0.6873T + 1.8327, \quad b_0 = 0.6873 + 0.0218. \end{aligned}$$

4. Adım: Denklem (6.19)'da elde edilen yeni polinomda T değerleri hesaplanarak sistemin sanal eksenı kesen köklerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu yüzden, Denklem (4.23) kullanılarak Denklem (6.19)'un Routh tablosu ve Denklem (4.24) ile Routh tablosunun elemanlarının hesaplanmıştır.

$$\begin{array}{ccccc}
s^6 & b_6 & b_4 & b_2 & b_0 \\
s^5 & b_5 & b_3 & b_1 & 0 \\
s^4 & R_{41} & R_{42} & R_{43} & 0 \\
s^3 & R_{31} & R_{32} & 0 & 0 \\
s^2 & R_{21} & R_{22} & 0 & 0 \\
s^1 & R_{11} & 0 & 0 & 0 \\
s^0 & R_{22} & 0 & 0 & 0
\end{array} \tag{6.20}$$

Routh tablosunun elemanları aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}
R_{41}(T) &= \frac{b_5 b_4 - b_6 b_3}{b_5}, \quad R_{42}(T) = \frac{b_5 b_2 - b_6 b_1}{b_5}, \quad R_{43}(T) = b_0 = 0.7091; \\
R_{31}(T) &= \frac{R_{41} b_3 - R_{42} b_5}{R_{41}}, \quad R_{32}(T) = \frac{R_{41} b_1 - R_{43} b_5}{R_{41}}; \\
R_{21}(T) &= \frac{R_{42} R_{31} - R_{41} R_{32}}{R_{31}}, \quad R_{22}(T) = b_0 = 0.7091; \quad R_{11}(T) = \frac{R_{32} R_{21} - R_{31} R_{22}}{R_{21}}.
\end{aligned}$$

5.Adım: Denklem (4.25)'de verilen $R_{11}(T) = 0$ denklemi kurularak reel T değerlerinin hesaplanması sağlanmıştır. 4. Adımda Routh tablosunda hesaplanan $R_{11}(T) = 0$ elemanı kullanılarak 13 adet kök elde edilmiştir. Bu köklerden, 11 adet reel T değeri bulunmaktadır.

$$\begin{aligned}
T_1 &= 0.3658, \quad T_2 = -0.1169, \quad T_3 = -0.2027, \quad T_4 = -0.2017, \quad T_5 = -0.1903, \quad T_6 = -0.1896, \\
T_7 &= -0.3694, \quad T_8 = -0.3664, \quad T_9 = -2.2864, \quad T_{10} = -0.2776, \quad T_{11} = -0.2772.
\end{aligned}$$

6.Adım: Denklem (4.26) ile verilen $R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0$ eşitliği kullanılarak ve $R_{21}(T)R_{22}(T) > 0$ şartının sağlanması koşuluyla $s = \pm j\omega_c$ sanal kökler hesaplanmıştır. Hesaplanan her bir reel $T_i \in T_c$ ($i=1,2,...,11$), değerinin bu şartı sağlayıp sağlamadığı incelenmiştir.

R_{21} katsayısı $T_i \in T_c$ ($i=1,2,...,11$)'in bir fonksiyonu olduğuna dikkat edilmelidir. $R_{22}(T)$ polinomu, $R_{22}(T)=0.7091$ olarak verilen pozitif bir sabittir. Bu nedenle, yardımcı denklem yalnızca pozitif $R_{21}(T)$ için imajiner kökler verecektir. Her bir $T_i \in T_c$ ($i=1,2,...,11$), kökü için frekans değerleri aşağıdaki Denklem (6.21) 'den elde edilir:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{R_{22}}{R_{21}(T_i)}} \quad (6.21)$$

$T_i \in T_c$ ($i=1,2,...,11$) karşılık 11 adet $\{\omega_{c1}, \omega_{c2}, ..., \omega_{c11}\}$ değeri elde edilir. Oysa yalnızca $s = \pm j\omega_c = \pm j0.5136$ ile $T_1 = 0.3658$ kökü, $R_{21}(T)R_{22}(T) > 0$ şartının sağlamaktadır.

7.Adım: $\omega_c = 0.5136 \text{ rad / s}$ ve $T = T_1 = 0.3658$ değerleri Denklem (4.29)'da yerine yazılarak sistemin maksimum zaman gecikmesi $\tau = \tau^* = 0.7232s$ olarak hesaplanmıştır.

Yukarıda verildiği gibi belirlenen PI denetleyici parametreleri değerlerinde Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli bir bölge YFK-DTC sisteminde zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Sonuçlar üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle tamamen aynıdır. Bu durum, her iki yöntemle elde edilen teorik sonuçların doğruluğunu ispatlar niteliktedir. Teorik zaman gecikmesi sonuçları katılım faktörleri $\alpha_1 = 0, 0.2$ ve 0.4 değerleri için Çizelge 6.7, Çizelge 6.8, Çizelge 6.9'da verilmiştir. Bölüm 6.2.1'de açıklandığı gibi Çizelge 6.1, 6.2 ve 6.3'de denetleyici parametrelerinin kararlılık gecikme payları üzerindeki etkisi ile ilgili yorumlar, bu bölümde elde edilen Çizelge 6.7, 6.8 ve 6.9'da verilen kararlılık gecikme payları için de geçerlidir. Öncelikle, kararlılık zaman gecikme paylarını gösteren bu tablolarda seçilen PI denetleyicinin bazı kazanç değerleri için satır ve sütunlarda “*” sembolünün kullanıldığı görülmektedir. “*” sembolüne karşılık gelen PI denetleyici parametre değerlerinde ve seçilen katılım faktörlerinde Denklem (3.7) ile verilen zaman gecikmeli karakteristik denkleminde başlangıç anında ($\tau = 0$), sistemin kararsız olduğunu göstermektedir. Dolayısıyla, sembolle gösterilen noktalarda sistemin kendi özelliği nedeniyle herhangi bir gecikme payı hesaplanması mümkün değildir. K_p kazancı her üç tabloda herhangi bir değerde

sabit tutulduğunda K_I kazanç değerleri arttıkça kararlılık gecikme paylarının azaldığı görülmektedir. Dolayısıyla K_I kazancının artması sistemin kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Ayrıca, K_I kazancının herhangi bir sabit değeri için K_P değeri tablolarda belirtilen aralıkta arttırıldığında zaman gecikmesi payının genel olarak azaldığı görülmektedir. Yapılan bir diğer analiz ise, DTC katılım faktörlerinin artışının zaman gecikmesi payları üzerindeki etkisini göstermektedir. ($K_P = 0.4$, $K_I = 0.6$) denetleyici parametre değerleri sabit tutulduğunda ve DTC katılım faktörü arttırıldığında maksimum zaman gecikmesi değerlerinin arttığı ve sonuç olarak gecikme değerleri üzerinde DTC katılım faktörünün olumlu bir etkiye sahip olduğu görülmektedir.

Çizelge 6.7. ($\alpha_0 = 1$, $\alpha_1 = 0$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	6.0291	1.3589	0.4517	0.0794	*	*	*	*	*	*
0.2	6.1304	1.6863	0.7248	0.3008	0.0668	*	*	*	*	*
0.3	5.3667	1.8881	0.9471	0.4959	0.2353	0.0682	*	*	*	*
0.4	4.2401	1.9781	1.1155	0.6610	0.3852	0.2025	0.0741	*	*	*
0.5	3.4518	1.9836	1.2321	0.7946	0.5146	0.3228	0.1846	0.0811	0.0012	*
0.6	2.9343	1.9352	1.3031	0.8972	0.6227	0.4278	0.2838	0.1739	0.0878	0.0189
0.7	2.5675	1.8577	1.3368	0.9711	0.7096	0.5171	0.3711	0.2575	0.1671	0.0938
0.8	2.2904	1.7673	1.3422	1.0196	0.7766	0.5909	0.4462	0.3314	0.2386	0.1623
0.9	2.0711	1.6739	1.3274	1.0470	0.8253	0.6497	0.5093	0.3954	0.3019	0.2241
1.0	1.8918	1.5823	1.2989	1.0575	0.8581	0.6948	0.5607	0.4498	0.3572	0.2791

Çizelge 6.8. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	9.1909	2.2574	0.8820	0.3568	0.0844	*	*	*	*	*
0.2	9.6552	2.5788	1.1627	0.5865	0.2762	0.0850	*	*	*	*
0.3	9.5614	2.7534	1.3873	0.7876	0.4510	0.2379	0.0922	*	*	*
0.4	8.4763	2.7982	1.5547	0.9572	0.6064	0.3777	0.2182	0.1014	0.0128	*
0.5	5.9953	2.7472	1.6679	1.0945	0.7410	0.5032	0.3338	0.2077	0.1108	0.0342
0.6	4.4603	2.6392	1.7337	1.2004	0.8540	0.6135	0.4381	0.3053	0.2019	0.1194
0.7	3.6838	2.5057	1.7608	1.2773	0.9460	0.7081	0.5305	0.3938	0.2858	0.1986
0.8	3.1916	2.3662	1.7585	1.3284	1.0181	0.7874	0.6110	0.4727	0.3620	0.2716
0.9	2.8396	2.2308	1.7352	1.3578	1.0718	0.8520	0.6797	0.5421	0.4303	0.3380
1.0	2.5699	2.1037	1.6977	1.3694	1.1093	0.9028	0.7369	0.6020	0.4907	0.3977

Çizelge 6.9. ($\alpha_0 = 0.6$, $\alpha_1 = 0.4$) durumu için bir bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	14.0744	4.5743	1.8308	0.9279	0.4898	0.2335	0.0670	10.8691	10.2566	9.7447
0.2	14.7917	4.9175	2.1290	1.1744	0.6962	0.4101	0.2211	0.0880	10.3789	9.8563
0.3	15.2433	5.0802	2.3583	1.3869	0.8827	0.5739	0.3663	0.2181	0.1076	0.0224
0.4	15.3677	5.0511	2.5196	1.5640	1.0476	0.7232	0.5013	0.3406	0.2195	0.1252
0.5	15.0565	4.8407	2.6177	1.7055	1.1900	0.8572	0.6252	0.4548	0.3249	0.2228
0.6	14.0772	4.5071	2.6607	1.8132	1.3098	0.9752	0.7373	0.5600	0.4232	0.3148
0.7	11.6460	4.1371	2.6595	1.8896	1.4076	1.0771	0.8372	0.6557	0.5140	0.4007
0.8	6.5883	3.7918	2.6255	1.9386	1.4846	1.1634	0.9251	0.7419	0.5972	0.4802
0.9	4.9916	3.4919	2.5691	1.9643	1.5427	1.2347	1.0010	0.8184	0.6724	0.5532
1.0	4.2338	3.2363	2.4990	1.9708	1.5839	1.2919	1.0654	0.8855	0.7398	0.6196

6.3.2 İki bölge YFK-DTC sisteminin zaman gecikmesinin hesaplanması

Bölüm 3’de verilen zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sisteminin karakteristik denklemi Denklem (3.6)’da elde edildiği görülmüştür. Aşağıda, Rekasius yerine koyma yöntemi zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sisteminin karakteristik denklemine uygulama adımları gösterilmiştir.

1. Adım: Zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sistemi dikkate alınarak sistemin blok diyagramı Şekil 3.2’de ve karakteristik denklemi Denklem (3.6)’da verilmiştir.

2. Adım: Sisteme ait parametreler ($M_1 = M_2 = 8.8$, $D_1 = D_2 = 1$, $T_{g1} = T_{g2} = 0.2s$, $T_{c1} = T_{c2} = 0.3s$, $T_{r1} = T_{r2} = 12s$, $T_{12} = 0.1$, $F_{p1} = F_{p2} = 1/6$, $R_1 = R_2 = 1/11$, $\beta_1 = \beta_2 = 21$), denetleyici parametreleri hem DTC hem de YFK sistemi için ($K_P = 0.5$, $K_I = 0.3$) ve katılım faktörleri ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.6$, $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.4$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (3.6)’nın yardımıyla bulunarak aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\Delta(s, \tau) = & a_0(s) + a_1(s)e^{-\tau s} + a_2(s)e^{-2\tau s} \\
& \left(s^{13} + 17.1061s^{12} + 110.6277s^{11} + 338.8030s^{10} + \right. \\
& \left. 519.2337s^9 + 443.1981s^8 + 304.6021s^7 + \right. \\
& \left. 105.8988s^6 + 25.4727s^5 + 1.5093s^4 + 0.0116s^3 \right) \\
& + \left(3.9773s^{10} + 38.7497s^9 + 116.5797s^8 + \right. \\
& \left. 138.6334s^7 + 96.5723s^6 + 43.5403s^5 + \right. \\
& \left. 10.0438s^4 + 0.6166s^3 + 0.0020s^2 \right) e^{-\tau s} \\
& + \left(3.9547s^7 + 9.4102s^6 + 8.7198s^5 + \right. \\
& \left. 3.8951s^4 + 0.8245s^3 + 0.0639s^2 \right) e^{-2\tau s} = 0
\end{aligned} \tag{6.22}$$

Step 3: Denklem (6.22)'deki üstel terimler, Denklem (4.20) kullanılarak aşağıdaki gibi yok edilirler:

$$\Delta(s, \tau) = P(s) + Q(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right) + R(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right)^2 = 0 \tag{6.23}$$

Bazı sadeleştirmeler yapılarak karakteristik denklem aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned}
\Delta(s, T) = & b_{15}s^{15} + b_{14}s^{14} + b_{13}s^{13} + b_{12}s^{12} + b_{11}s^{11} + b_{10}s^{10} + b_9s^9 \\
& + b_8s^8 + b_7s^7 + b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 = 0
\end{aligned} \tag{6.24}$$

Burada:

$$\begin{aligned}
b_{15} = & T^2, \quad b_{14} = 17.106T^2 + 2.0T, \quad b_{13} = 110.34T^2 + 34.21T + 1.0, \\
b_{12} = & 329.98T^2 + 220.68T + 17.106, \quad b_{11} = 449.913T^2 + 667.91T + 110.34, \\
b_{10} = & 240.05T^2 + 976.85T + 337.93, \quad b_9 = 68.54T^2 + 707.54T + 526.93, \\
b_8 = & -8.2T^2 + 374.29T + 1467.48, \quad b_7 = -7.239T^2 + 96T + 467.48, \\
b_6 = & -1.527T^2 + 8.229T + 139.95, \quad b_5 = 0.295T^2 - 4.961T + 46.18, \\
b_4 = & 0.0206T^2 - 1.015T + 8.719, \quad b_3 = -0.0425T + 0.736, \quad b_2 = 0.0219.
\end{aligned}$$

4. Adım: Denklem (6.24)'de elde edilen yeni polinomda T değerleri hesaplanarak sistemin sanal eksenini kesen köklerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu yüzden,

Denklem (4.23) kullanılarak Denklem (6.24)'ün Routh tablosu ve Denklem (4.24) ile Routh tablosunun elemanlarının hesaplanmıştır.

$$\begin{array}{cccccccc}
 s^{15} & b_{15} & b_{13} & b_{11} & b_9 & b_7 & b_5 & b_3 \\
 s^{12} & b_{14} & b_{12} & b_{10} & b_8 & b_6 & b_4 & b_2 \\
 s^{11} & R_{11,1}(T) & R_{11,2}(T) & R_{11,3}(T) & R_{11,4}(T) & R_{11,5}(T) & R_{11,6}(T) & 0 \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 s^2 & R_{2,1}(T) & R_{2,2}(T) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 s^1 & R_{1,1}(T) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 s^0 & R_{0,1}(T) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{array} \tag{6.25}$$

Burada:

$$\begin{aligned}
 R_{13,1}(T) &= \frac{b_{14}b_{13} - b_{15}b_{12}}{b_{14}}, \quad R_{13,2}(T) = \frac{b_{14}b_{11} - b_{15}b_{10}}{b_{14}}, \quad R_{13,3}(T) = \frac{b_{14}b_9 - b_{15}b_8}{b_{14}}, \\
 R_{13,4}(T) &= \frac{b_{14}b_7 - b_{15}b_6}{b_{14}}, \quad R_{13,5}(T) = \frac{b_{14}b_5 - b_{15}b_4}{b_{14}}, \quad R_{13,6}(T) = \frac{b_{14}b_3 - b_{15}b_2}{b_{14}}, \\
 R_{13,7}(T) &= 0; \\
 R_{12,1}(T) &= \frac{R_{13,1}b_{12} - b_{14}R_{13,2}}{R_{13,1}}, \quad R_{12,2}(T) = \frac{R_{13,1}b_{10} - b_{14}R_{13,3}}{R_{13,1}}, \\
 R_{12,3}(T) &= \frac{R_{13,1}b_8 - b_{14}R_{13,4}}{R_{13,1}}, \quad R_{12,4}(T) = \frac{R_{13,1}b_6 - b_{14}R_{13,5}}{R_{13,1}}, \\
 R_{12,5}(T) &= \frac{R_{13,1}b_4 - b_{14}R_{13,6}}{R_{13,1}}, \quad R_{12,6}(T) = b_2; \\
 R_{11,1}(T) &= \frac{R_{12,1}R_{13,2} - R_{13,1}R_{12,2}}{R_{12,1}}, \quad R_{11,2}(T) = \frac{R_{12,1}R_{13,3} - R_{13,1}R_{12,3}}{R_{12,1}}, \\
 R_{11,3}(T) &= \frac{R_{12,1}R_{13,4} - R_{13,1}R_{12,4}}{R_{12,1}}, \quad R_{11,4}(T) = \frac{R_{12,1}R_{13,5} - R_{13,1}R_{12,5}}{R_{12,1}}, \\
 R_{11,5}(T) &= \frac{R_{12,1}R_{13,6} - R_{13,1}R_{12,6}}{R_{12,1}};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
R_{10,1}(T) &= \frac{R_{11,1}R_{12,2} - R_{12,1}R_{11,2}}{R_{11,1}}, R_{10,2}(T) = \frac{R_{11,1}R_{12,3} - R_{12,1}R_{11,3}}{R_{11,1}}, \\
R_{10,3}(T) &= \frac{R_{11,1}R_{12,4} - R_{12,1}R_{11,4}}{R_{11,1}}, R_{10,4}(T) = \frac{R_{11,1}R_{12,5} - R_{12,1}R_{11,5}}{R_{11,1}}, \\
R_{10,5}(T) &= R_{12,6}; \\
R_{9,1}(T) &= \frac{R_{10,1}R_{11,2} - R_{11,1}R_{10,2}}{R_{10,1}}, R_{9,2}(T) = \frac{R_{10,1}R_{11,3} - R_{11,1}R_{10,3}}{R_{10,1}}, \\
R_{9,3}(T) &= \frac{R_{10,1}R_{11,4} - R_{11,1}R_{10,4}}{R_{10,1}}, R_{9,4}(T) = \frac{R_{10,1}R_{11,5} - R_{11,1}R_{10,5}}{R_{10,1}}; \\
R_{8,1}(T) &= \frac{R_{9,1}R_{10,2} - R_{10,1}R_{9,2}}{R_{9,1}}, R_{8,2}(T) = \frac{R_{9,1}R_{10,3} - R_{10,1}R_{9,3}}{R_{9,1}}, \\
R_{8,3}(T) &= \frac{R_{9,1}R_{10,4} - R_{10,1}R_{9,4}}{R_{9,1}}, R_{8,4}(T) = R_{10,5}; \\
R_{7,1}(T) &= \frac{R_{8,1}R_{9,2} - R_{9,1}R_{8,2}}{R_{8,1}}, R_{7,2}(T) = \frac{R_{8,1}R_{9,3} - R_{9,1}R_{8,3}}{R_{8,1}}, \\
R_{7,3}(T) &= \frac{R_{8,1}R_{9,4} - R_{9,1}R_{8,4}}{R_{8,1}}; \\
R_{6,1}(T) &= \frac{R_{7,1}R_{8,2} - R_{8,1}R_{7,2}}{R_{7,1}}, R_{6,2}(T) = \frac{R_{7,1}R_{8,3} - R_{8,1}R_{7,3}}{R_{7,1}}, R_{6,3}(T) = R_{8,4}; \\
R_{5,1}(T) &= \frac{R_{6,1}R_{7,2} - R_{7,1}R_{6,2}}{R_{6,1}}, R_{5,2}(T) = \frac{R_{6,1}R_{7,3} - R_{7,1}R_{6,3}}{R_{6,1}}; \\
R_{4,1}(T) &= \frac{R_{5,1}R_{6,2} - R_{6,1}R_{5,2}}{R_{5,1}}, R_{4,2}(T) = R_{6,3}; \\
R_{3,1}(T) &= \frac{R_{4,1}R_{5,2} - R_{5,1}R_{4,2}}{R_{4,1}}, R_{3,2}(T) = 0; \\
R_{2,1}(T) &= R_{4,2}.
\end{aligned}$$

5.Adım: Denklem (4.25) ile verilen ve 4.Adımda elde edilen $R_{1,1}(T)$ aşağıda verildiği gibi sıfıra eşitlenerek reel T değerleri hesaplanmıştır. $R_{1,1}(T)$, 22. dereceden bir polinom olarak elde edilmiştir ve çözümünden 22 adet kök hesaplanmıştır. Bu köklerden reel olanlar aşağıda verilmiştir. $R_{1,1}(T)$ 'nin diğer kökleri ise kompleks köklerdir.

$$R_{1,1}(T) = t_{22}T^{22} + \dots + t_6T^6 + t_5T^5 + \dots + t_1T + t_0 = 0 \quad (6.26)$$

Denklem (6.26)'nın dört reel kökü; $T_1 = 1.429$, $T_2 = 27.683$, $T_3 = 7.483$, ve $T_4 = 35.715$.

6.Adım: Denklem (4.26) ile verilen $R_{2,1}(T)s^2 + R_{2,2}(T) = 0$ eşitliği kullanılarak ve $R_{2,1}(T)R_{2,2}(T) > 0$ şartının sağlanması koşuluyla $s = \pm j\omega_c$ sanal kökler hesaplanmıştır. Hesaplanan her bir reel $T_i \in T_c$ ($i=1,2,\dots,4$) değerinin bu şartı sağlayıp sağlamadığı incelenmiştir. $R_{2,1}$ katsayısı $T_i \in T_c$ ($i=1,2,\dots,4$)'in bir fonksiyonu olduğuna dikkat edilmelidir. $T_1 = 1.429$ ve $T_3 = 7.483$ köklerinin $R_{2,1}(T)$ ve $R_{2,2}(T)$ 'de yazılarak bu iki polinomun her iki kök için de aynı işarete sahip olduğu görülmüştür. Daha sonra $R_{2,1}(T)s^2 + R_{2,2}(T) = 0$ eşitliği ile verilen denklem kullanılarak $s = \pm j\omega_c = \pm j0.3811$ ve $s = \pm j\omega_c = \pm j0.1687$ olmak üzere sanal eksen kesen kökler elde edilmiştir.

7.Adım: İki adet T değeri ve T değerlerine karşılık gelen iki adet sanal kök değerleri hesaplanmıştır. Denklem (4.29)'da verilen denklemde $T_1 = 1.429$ ve $\omega_{c1} = 0.3811 \text{ rad/s}$ için $\tau_1 = 2.6177s$, $T_3 = 7.483$ ve $\omega_{c3} = 0.1687 \text{ rad/s}$ için $\tau_3 = 10.6783s$ olarak hesaplanmıştır. Bu gecikme değerlerinden minimum olan $\tau = \tau^* = 2.6177s$ gecikme değeri sistemin sınırda kararlı olduğu maksimum gecikme değeridir. Bu zaman gecikmesinden büyük zaman gecikmesi değerlerinde YFK-DTC sistemi kararsız olacaktır.

Yukarıda verildiği gibi belirlenen PI denetleyici parametreleri değerlerinde Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli ik bölge YFK-DTC sisteminde zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Sonuçlar üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle tamamen aynıdır. Bu durum, her iki yöntemle elde edilen teorik sonuçların doğruluğunu ispatlar niteliktedir. Teorik zaman gecikmesi sonuçları katılım faktörleri $\alpha_{11} = 0, 0.2$ ve 0.4 değerleri için Çizelge 6.10, Çizelge 6.11, Çizelge 6.12'de verilmiştir. Bölüm 6.2.2'de açıklandığı gibi Çizelge 6.4, 6.5 ve 6.6'da denetleyici parametrelerinin kararlılık gecikme payları üzerindeki etkisi ile ilgili yorumlar, bu bölümde elde edilen Çizelge 6.10, 6.11 ve 6.12'de verilen kararlılık gecikme payları için de geçerlidir. Öncelikle, kararlılık zaman gecikme paylarını gösteren bu tablolarda

seçilen PI denetleyicinin bazı kazanç değerleri için satır ve sutunlarda “*” sembolünün kullanıldığı görülmektedir. “*” sembolüne karşılık gelen PI denetleyici parametre değerlerinde ve seçilen katılım faktörlerinde Denklem (3.7) ile verilen zaman gecikmeli karakteristik denkleminde başlangıç anında ($\tau = 0$), sistemin kararsız olduğunu göstermektedir. Dolayısıyla, sembolle gösterilen noktalarda sistemin kendi özelliği nedeniyle herhangi bir gecikme payı hesaplanması mümkün değildir. K_p kazancı her üç tabloda herhangi bir değerde sabit tutulduğunda K_I kazanç değerleri arttıa kararlılık gecikme paylarının azaldığı görülmektedir. Dolayısıyla K_I kazancının artması sistemin kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Ayrıca, K_I kazancının herhangi bir sabit değeri için K_p değeri tablolarda belirtilen aralıta arttırıldığında zaman gecikmesi payının genel olarak azaldığı görülmektedir. Yapılan bir diğer analiz ise, DTC katılım faktörlerinin artışıının zaman gecikmesi payları üzerindeki etkisini göstermektedir. ($K_p = 0.5$, $K_I = 0.3$) denetleyici parametre değerleri sabit tutulduğunda ve DTC katılım faktörü arttırıldığında maksimum zaman gecikmesi değerlerinin arttığı ve sonuç olarak gecikme değerleri üzerinde DTC katılım faktörünün olumlu bir etkiye sahip olduğu görülmektedir.

Çizelge 6.10. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 1$, $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0$) durumu için iki bölgele YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_p	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	6.0291	1.3589	0.4517	0.0794	*	*	*	*	*	*
0.2	6.1304	1.6863	0.7248	0.3008	0.0668	*	*	*	*	*
0.3	5.3667	1.8881	0.9471	0.4959	0.2353	0.0682	*	*	*	*
0.4	4.2401	1.9781	1.1155	0.6610	0.3852	0.2025	0.0741	*	*	*
0.5	3.4518	1.9836	1.2321	0.7946	0.5146	0.3228	0.1846	0.0811	0.0012	*
0.6	2.5106	1.8142	1.2940	0.8972	0.6227	0.4278	0.2838	0.1739	0.0878	0.0189
0.7	2.1069	1.6477	1.2551	0.9468	0.7093	0.5171	0.3711	0.2575	0.1671	0.0938
0.8	1.8520	1.5171	1.2110	0.9536	0.7443	0.5755	0.4389	0.3274	0.2356	0.1591
0.9	1.6669	1.4094	1.1649	0.9492	0.7658	0.6124	0.4846	0.3779	0.2882	0.2123
1.0	1.5226	1.3177	1.1186	0.9367	0.7766	0.6384	0.5202	0.4193	0.3329	0.2586

Çizelge 6.11. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.8$, $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.2$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	9.1909	2.2574	0.8820	0.3568	0.0844	*	*	*	*	*
0.2	9.6552	2.5788	1.1627	0.5865	0.2762	0.0850	*	*	*	*
0.3	9.5614	2.7534	1.3873	0.7876	0.4510	0.2379	0.0922	*	*	*
0.4	8.4763	2.7982	1.5547	0.9572	0.6064	0.3777	0.2182	0.1014	0.0128	*
0.5	5.9953	2.7472	1.6679	1.0945	0.7410	0.5032	0.3338	0.2077	0.1108	0.0342
0.6	4.4603	2.6392	1.7337	1.2004	0.8540	0.6135	0.4381	0.3053	0.2019	0.1194
0.7	3.4560	2.4225	1.7608	1.2773	0.9460	0.7081	0.5305	0.3938	0.2858	0.1986
0.8	2.6761	2.1319	1.6691	1.3058	1.0181	0.7874	0.6110	0.4727	0.3620	0.2716
0.9	2.3151	1.9336	1.5812	1.2828	1.0384	0.8399	0.6780	0.5421	0.4303	0.3380
1.0	2.0737	1.7826	1.5032	1.2548	1.0424	0.8636	0.7137	0.5878	0.4814	0.3908

Çizelge 6.12. ($\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.6$, $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.4$) durumu için iki bölge YFK-DTC sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

τ^*	K_I									
K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.1	14.0744	4.5743	1.8308	0.9279	0.4898	0.2335	0.0670	*	*	*
0.2	14.7917	4.9175	2.1290	1.1744	0.6962	0.4101	0.2211	0.0880	*	*
0.3	15.2433	5.0802	2.3583	1.3869	0.8827	0.5739	0.3663	0.2181	0.1076	0.0224
0.4	15.3677	5.0511	2.5196	1.5640	1.0476	0.7232	0.5013	0.3406	0.2195	0.1252
0.5	15.0565	4.8407	2.6177	1.7055	1.1900	0.8572	0.6252	0.4548	0.3249	0.2228
0.6	14.0772	4.5071	2.6607	1.8132	1.3098	0.9752	0.7373	0.5600	0.4232	0.3148
0.7	11.6460	4.1371	2.6595	1.8896	1.4076	1.0771	0.8372	0.6557	0.5140	0.4007
0.8	6.5883	3.7918	2.6255	1.9386	1.4846	1.1634	0.9251	0.7419	0.5972	0.4802
0.9	4.9916	3.4919	2.5691	1.9643	1.5427	1.2347	1.0010	0.8184	0.6724	0.5532
1.0	4.2338	3.2363	2.4990	1.9708	1.5839	1.2919	1.0654	0.8855	0.7398	0.6196

6.3 Teorik Sonuçların Doğrulanması

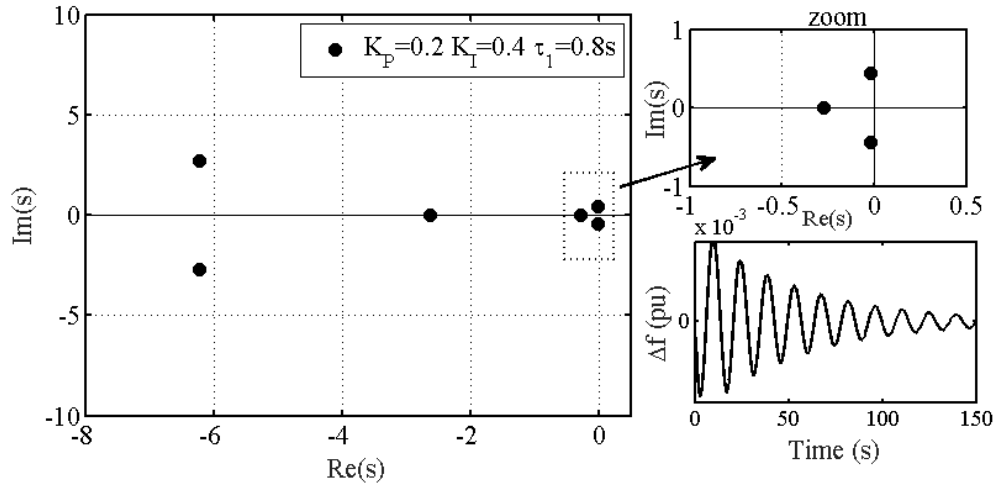
Bu tez çalışmasının önemli amaçlarından biri, önerilen yöntemlerle bir ve iki bölge YFK-DTC sistemindeki elde edilen teorik kararlılık gecikme paylarının QPmR algoritması ve zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmaları ile doğrulanmasıdır. Üstel terimlerin eliminasyon yöntemi kullanılarak hesaplanan kararlılık gecikme zamanlarının Rekasius yöntemi ile hesaplanan kararlılık gecikme zamanları ile neredeyse benzer olduğu çizelgelerde görülmektedir. Bu nedenle, iki yöntemden herhangi biri için sağlanan doğrulama çalışmaları, bir ve iki bölge LFC-DTC

sisteminde teorik olarak hesaplanan kararlılık gecikme zamanlarını doğrulamak için yeterli olacaktır.

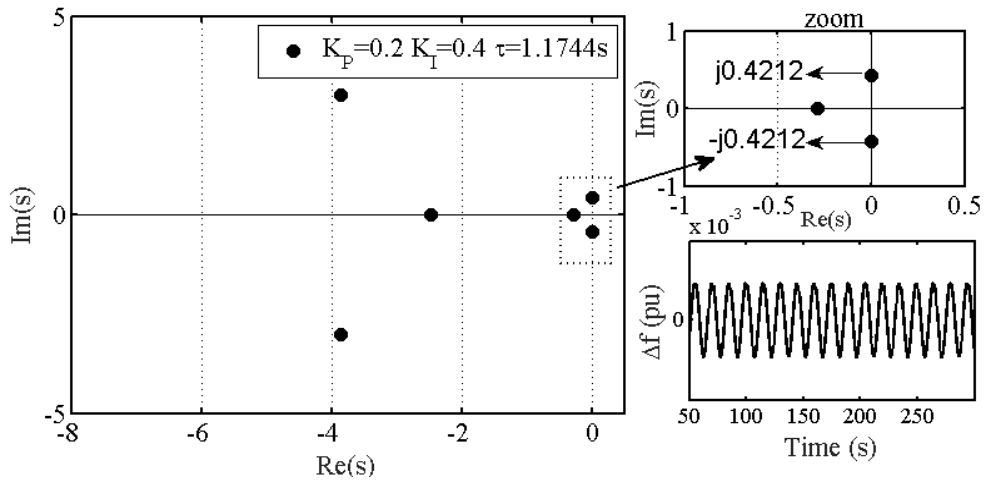
6.3.1 Bir bölge YFK-DTC sisteminin doğrulanması

Elde edilen teorik zaman gecikmesi paylarının doğruluğu QPmR algoritması ve zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmaları ile araştırılmıştır. Bir bölge YFK-DTC sisteminin zaman düzlemindeki frekans yanıtının incelenmesi için $t=0$ anında, $\Delta P_L = 0.1pu$ yük bozucu etkisi altında benzetim çalışmaları yapılmıştır. DTC katılım faktörü $\alpha_1 = 0.4$ ve denetleyici parametre değerleri $K_P = 0.2, K_I = 0.4$ için Çizelge 6.3 ve 6.9'dan görüldüğü üzere teorik kararlılık gecikme payı $\tau^* = 1.1744s$ olarak hesaplanmıştır. $\tau_1 = 0.8s < \tau^* = 1.1744s$ olan teorik gecikme sınırından küçük herhangi bir gecikme değerinde, Şekil 6.3'den görüldüğü üzere sistemin kararlı olduğu ve $\tau_1 = 0.8s$ değerinde QPmR algoritması sisteminin sanal köklerinin sol yarı kararlılık bölgesinde olduğunu göstermektedir. $\tau^* = 1.1744s$ gecikme payı değeri için Şekil 6.4'de sistemin sınırda kararlı olduğunu gösteren frekans yanıtı bulunmaktadır. QPmR algoritması yardımıyla $\tau^* = 1.1744s$ değerinde kök dağılımları incelendiğinde sistemin sınırda kararlı olmasını sağlayan bir adet kompleks eşlenik kök çifti sanal eksen üzerinde olmaktadır. Son olarak, $\tau_2 = 1.6s > \tau^* = 1.1744s$ olan ve teorik gecikme sınırından daha büyük bir gecikme değerinde Şekil 6.5'den görüldüğü üzere, frekansta meydana gelen sürekli artan salınımlardan dolayı sistem kararsız olmaktadır. Benzer şekilde, $\tau_2 = 1.6s$ değerinde QPmR algoritması yardımıyla bir bölge YFK-DTC sisteminin sanal köklerinin dağılımından, sistemin bir adet kompleks eşlenik kök çiftinin sanal eksenini keserek sağ yarı kararsızlık bölgesine geçtiği görülmektedir.

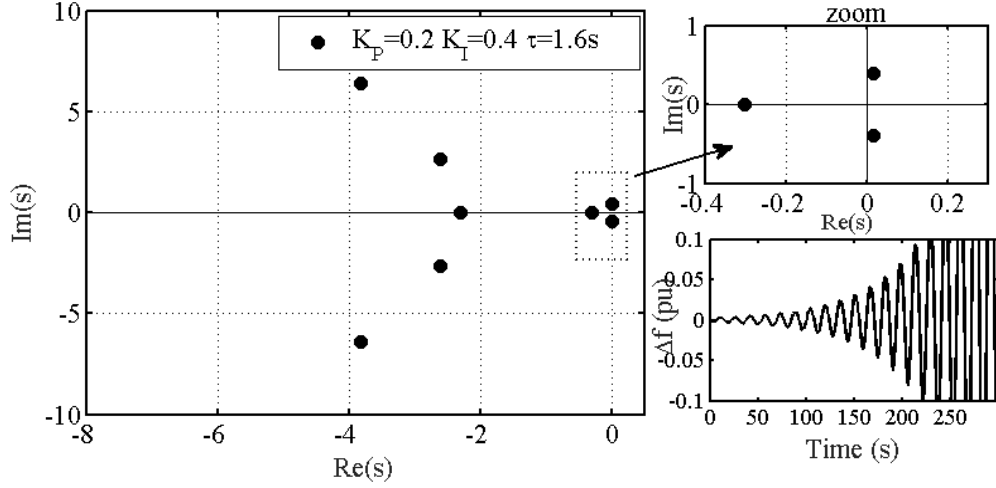
QPmR algoritması ve benzetim çalışmaları ile edilen ve Şekil 6.3-6.5'de sunulan sonuçlar seçilen parametre değerleri için üstel terimin yok edilmesi ve Rekasius yerine koyma yöntemlerinin bir bölge YFK-DTC sisteminin sınırda kararlı olacağı kararlılık gecikme payını tam olarak hesaplayabildiğini açıkça ortaya koymaktadır. Bu durumun seçilen tüm katılım faktörleri ve PI denetleyici kazanç değerli için geçerli olduğu gözlenmiştir.



Şekil 6.3. $\tau_1 = 0.8s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı



Şekil 6.4. $\tau^* = 1.1744s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı

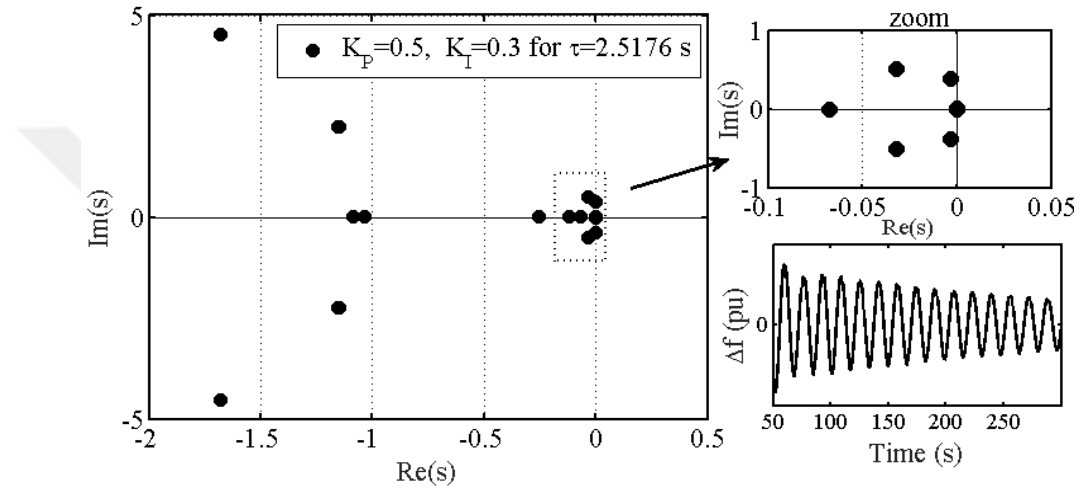


Şekil 6.5. $\tau_2 = 1.6s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı

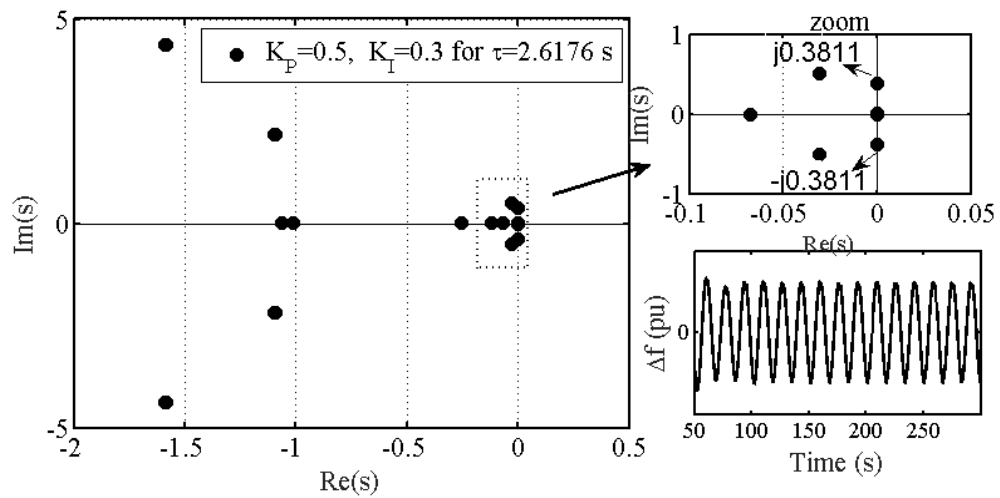
6.3.2 İki bölgeli YFK-DTC sisteminin doğrulanması

Bu bölümde, elde edilen teorik zaman gecikmesi sonuçları QPmR algoritması ve zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır. Her iki yöntemle elde edilen teorik sonuçların doğruluğunu göstermek için, $t=0$ anında ve sadece $\Delta P_{L,1} = 0.1pu$ ($\Delta P_{L,2} = 0$) yük bozucu etkisi altında iki bölgeli YFK-DTC sisteminin frekans yanıtı incelenmiştir. $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.4$ DTC katılım faktörü ve $K_p = 0.5$, $K_I = 0.3$ olarak seçilen denetleyici parametre değerleri için Çizelge 6.6 ve 6.12'den görüldüğü üzere teorik gecikme payı $\tau^* = 2.6176s$ olarak hesaplanmıştır. $\tau_1 = 2.5176s < \tau^* = 2.6176s$ olan teorik gecikme sınırından küçük herhangi bir gecikme değerinde, Şekil 6.6'dan görüldüğü üzere frekansta meydana gelen salınımların sönümlendiği ve sistemin kararlı olduğu görülmektedir. Ayrıca, aynı şekil üzerinde $\tau_1 = 2.5176s$ değeri için QPmR algoritması yardımıyla iki bölgeli YFK-DTC sisteminin sanal köklerinin dağılımında, sistemin köklerinin sol yarı kararlılık bölgesinde yer aldığı görülmektedir. Benzer analizler, $\tau^* = 2.6176s$ gecikme payı değerinde yapıldığında Şekil 6.7'de benzetim çalışmaları sistemin frekans değişiminde sürekli devam eden salınımlardan dolayı sınırda kararlı olduğu görülmektedir. Ayrıca, QPmR algoritması sonucuna göre $\tau^* = 2.6176s$ değerinde bir adet kompleks eşlenik kök çiftinin sanal

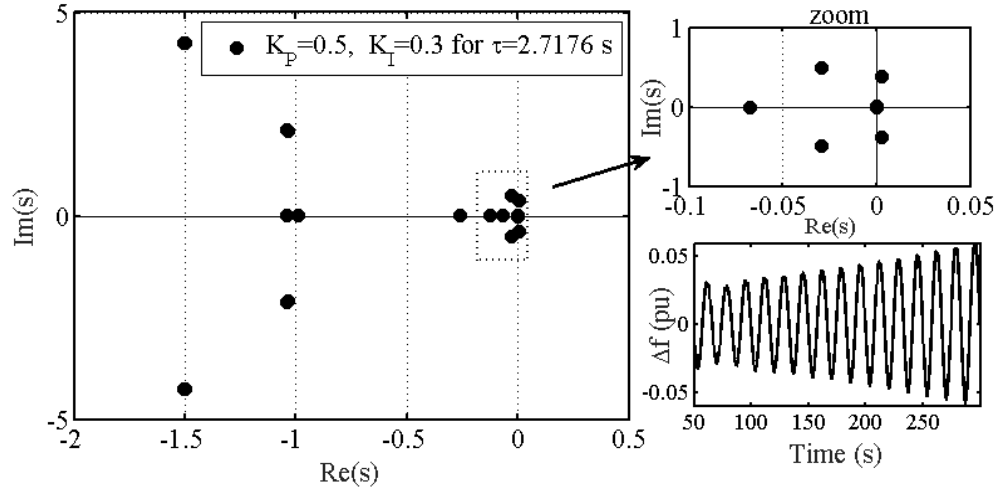
eksen üzerinde olmaktadır. Son olarak, $\tau_2 = 2.7176s > \tau^* = 2.6176s$ olan ve teorik gecikme sınırından daha büyük bir gecikme değerinde Şekil 6.8'den görüldüğü üzere, zaman düzlemi benzetim çalışmaları frekansta meydana gelen salınımların giderek büyüdüğünü ve sistemin kararsız olduğunu göstermektedir. $\tau_2 = 2.7176s$ değerinde QPmR algoritması YFK-DTC sisteminin kompleks kök dağılımından, sistemin bir adet kompleks eşlenik kök çiftinin sanal eksen keserek sağ yarı kararsızlık bölgesine geçtiğini göstermektedir.



Şekil 6.6. $\tau_1 = 2.5176s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı



Şekil 6.7. $\tau^* = 2.6176s$ için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı



Şekil 6.8. $\tau_2 = 2.7176$ s için sistemin frekans yanıtı ve kompleks kök dağılımı

BÖLÜM VII

DENETLEYİCİ PARAMETRE UZAYINDA KARARLILIK BÖLGELERİNİN HESAPLANMASI

7.1 Giriş

Bu bölümde, Bölüm 5'de sunulan kararlılık sınır eğrisi yöntemi ve Kharitonov teoremi kullanılarak DTC kontrol çevrimi içeren zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sistemlerinin denetleyici parametre düzleminde kararlılık bölgelerinin hesaplanması gerçekleştirilmiştir. Sistemin parametre değerleri sabit tutularak, sistem için belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi değerinde, belirlenen sistem özelliklerini sağlayan PI denetleyici parametre değerleri hesaplanmıştır. Ayrıca, parametrik belirsizliklerin olduğu durumlarda da kararlılık bölgeleri YFK-DTC sistemi için hesaplanmıştır. Ayrıca elde edilen sonuçlar, QPmR algoritması ve Matlab/Simulink programı kullanılarak yapılan simülasyon çalışmaları ile doğrulanmaktadır.

7.2 Kararlılık Sınır Eğrisi Yöntemi Kullanılarak Kararlılık Bölgelerinin Hesaplanması

Bölüm 5.2'de önerilen kararlılık sınır eğrisi yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK-DTC sisteminde, kullanılan PI denetleyicinin sistemin kararlılığını garantileyen parametre değerleri hesaplanmıştır. Hesaplanan parametre değerleri kullanılarak (K_P, K_I) düzleminde bir kararlılık bölgesi elde edilmiştir.

7.2.1 Bir bölgeli YFK-DTC sisteminin kararlılık bölgelerinin hesaplanması

Bir bölgeli YFK-DTC sistemi için (K_P, K_I) – düzleminde kararlılık bölgelerinin belirlenmesi için önerilen yöntemin adım adım uygulaması aşağıda verilmiştir:

1. Adım: Kararlılık bölgelerinin elde edilmesi için zaman gecikmeli bir bölgeli YFK-DTC sisteminin blok diyagramı Şekil 3.1'de ve karakteristik denklemi Denklem (3.3)'de verilmiştir.

2. Adım: Sisteme ait parametreler ($M = 8.8$, $D = 1$, $T_g = 0.2s$, $T_c = 0.3s$, $T_r = 12s$, $F_p = 1/6$, $R = 1/11$, $\beta = 21$), denetleyici parametreleri DTC katılımı ($K_{P,DTC} = 0.5$, $K_{I,DTC} = 0.7$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (3.3)'ün yardımıyla bulunarak aşağıda verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} = \left(\frac{p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0}{q_2 s^2 + q_1 s + q_0} \right) e^{-s\tau} = 0 \quad (7.1)$$

Burada:

$$\begin{aligned} p_5 &= M.R.T_g.T_r.T_c, \\ p_4 &= M.R.T_r.(T_g + T_c) + M.R.T_g.T_c + D.R.T_g.T_r.T_c + \alpha_1.R.K_{P,DTC}.T_g.T_r.T_c, \\ p_3 &= M.R.(T_g + T_c) + M.R.T_r + D.R.T_r.(T_g + T_c) + D.R.T_g.T_c + \alpha_1.R.K_{P,DTC}.T_r.(T_g + T_c) + \\ &\quad \alpha_1.R.K_{P,DTC}.T_g.T_c + \alpha_1.R.K_{I,DTC}.T_g.T_r.T_c, \\ p_2 &= M.R + D.R.T_r + D.R.(T_g + T_c) + \alpha_1.R.K_{P,DTC}.(T_g + T_c) + \alpha_1.R.K_{I,DTC}.T_g.T_c + \\ &\quad \alpha_1.R.K_{I,DTC}.T_r.(T_g + T_c) + F_p.T_r + \alpha_1.R.K_{P,DTC}.T_r, \\ p_1 &= 1 + D.R + \alpha_1.R.K_{P,DTC} + \alpha_1.R.K_{I,DTC}.T_r + \alpha_1.R.K_{I,DTC}.(T_g + T_c), \\ p_0 &= \alpha_1.R.K_{I,DTC}, \\ q_2 &= K_P [\alpha_0.\beta.R.F_p.T_r], \\ q_1 &= K_P [\alpha_0.\beta.R] + K_I [\alpha_0.\beta.R.F_p.T_r], \\ q_0 &= K_I [\alpha_0.\beta.R]. \end{aligned}$$

3. Adım: Verilen τ zaman gecikmesi değerinde kararlılık bölgesinin sınırlarını elde etmek için Denklem (7.1)'de $\omega_c > 0$ olmak üzere $s = j\omega_c$ yazılabilir.

$$\Delta(j\omega_c, \tau) = p_5(j\omega_c)^5 + p_4(j\omega_c)^4 + p_3(j\omega_c)^3 + p_2(j\omega_c)^2 + p_1(j\omega_c) + p_0 + \left(K_P [q_2'(j\omega_c)^2 + q_1'(j\omega_c)] + K_I [q_1''(j\omega_c) + q_0''] \right) e^{-j\omega_c\tau} = 0 \quad (7.2)$$

Bu adımın temel amacı, K_P ve K_I denetleyici parametreleri cinsinden karakteristik denklemin düzenlenmesidir. Denklem (7.2)'deki p_5 , p_4 , p_3 , p_2 , p_1 ve p_0 katsayıları

Denklem (7.1)'deki katsayılar ile aynıdır. Bu anlamda, p_5, p_4, p_3, p_2, p_1 ve p_0 denetleyici parametrelerini içermeyen katsayılardır. Geriye kalan p', p'', q' ve q'' katsayıları K_p ve K_I denetleyici parametreleri cinsinden düzenlenen katsayılardır. p' ve q' katsayıları K_p denetleyici parametreleri cinsinden düzenlenen katsayılar, p'' ve q'' katsayıları K_I denetleyici parametreleri cinsinden düzenlenen katsayılardır.

4. Adım: Denklem (7.2)'de üstel terimli ifade yerine $e^{-j\omega_c\tau} = \cos(\omega_c\tau) - j\sin(\omega_c\tau)$ yazarak karakteristik denklem, reel ve sanal bileşenlerine ayrıldığında, aşağıda verildiği formda yeni bir denklem elde edilir.

$$\begin{aligned}\Delta(j\omega_c, \tau) &= K_p A_1(\omega_c) + K_I B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) \\ &+ j[K_p A_2(\omega_c) + K_I B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c)] = \\ \Re\{\Delta(j\omega_c, \tau)\} + j\Im\{\Delta(j\omega_c, \tau)\} &= 0\end{aligned}\tag{7.3}$$

Burada, $\Re\{\cdot\}$ ve $\Im\{\cdot\}$ Denklem (7.3)'ün reel ve sanal kısımlarını temsil etmektedir. Ayrıca, A_1, B_1, C_1, A_2, B_2 ve C_2 katsayıları aşağıda verilmiştir.

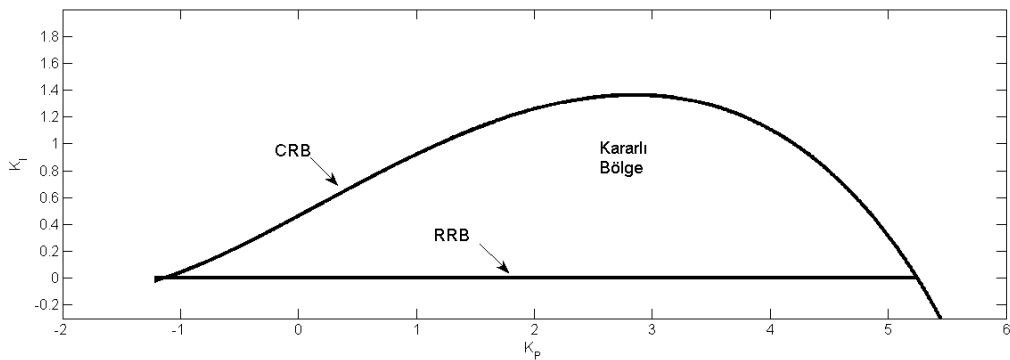
$$\begin{aligned}A_1(\omega_c) &= q_1' \omega_c \sin(\omega_c \tau) - q_2' \omega_c^2 \cos(\omega_c \tau) \\ B_1(\omega_c) &= q_0'' \cos(\omega_c \tau) + q_1'' \omega_c \sin(\omega_c \tau) \\ C_1(\omega_c) &= p_4 \omega_c^4 - p_2 \omega_c^2 + p_0 \\ A_2(\omega_c) &= q_2' \omega_c^2 \sin(\omega_c \tau) + q_1' \omega_c \cos(\omega_c \tau) \\ B_2(\omega_c) &= q_1'' \omega_c \cos(\omega_c \tau) - q_0'' \sin(\omega_c \tau) \\ C_2(\omega_c) &= p_5 \omega_c^5 - p_3 \omega_c^3 + p_1 \omega_c\end{aligned}$$

5. Adım: Denklem (7.3)'de $\Delta(j\omega_c, \tau) = 0$ 'ın reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenir ve Denklem (7.3) denetleyici parametrelerinin elde edilmesi için çözüldüğünde, Denklem (5.6)'da görüldüğü gibi CRB eğrisinin elde edilmesi için kullanılan genel bir form elde edilir. CRB eğrisine ek olarak sistemin herhangi bir reel kökünün orijini keserek sağ yarı düzleme geçtiğini dikkate alarak $\omega_c = 0$ için Denklem (5.7)'den RRB eğrisi hesaplanır. Bir bölge YFK-DTC sisteminin kararlılık bölgesinin RRB eğrisi $K_I = 0$

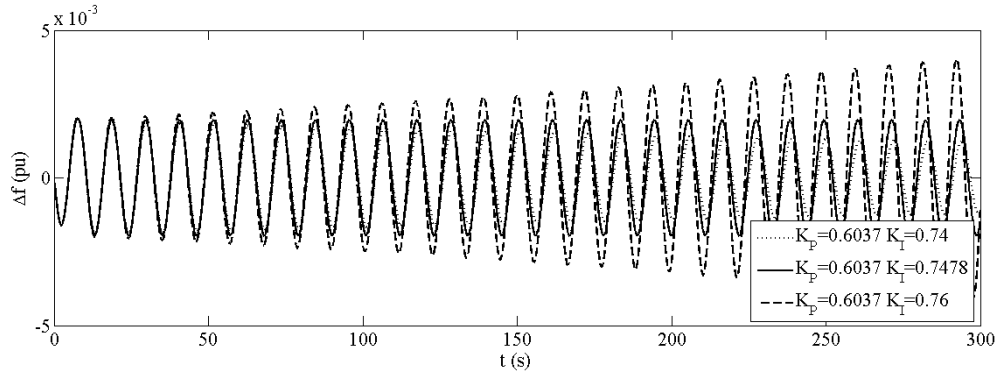
olduğu Denklem (5.7)'nin çözümünden hesaplanabilir. Bu durum, herhangi bir reel kökün sanal eksenini keserek sağ yarı düzleme geçişinin $K_I = 0$ değeri için gerçekleşeceğini göstermektedir. Sonuç olarak, (K_P, K_I) – düzleminde CRB ve RRB eğrilerinin kesişimi sistemi kararlı ve kararsız olduğu bölgelere ayırmaktadır.

Kararlılık bölgesinin hesaplanması için ilk durumda zaman gecikmesi değeri $\tau = 0.6252s$ ve DTC'nin katılım oranı $\alpha_1 = 0.4$ olarak seçilmiştir. CRB ve RRB sınır eğrilerini gösteren kararlılık bölgesi Şekil 7.1'de gösterilmiştir. Kararlı bölge içinde, sınırda ve dışında farklı PI denetleyici farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi Şekil 7.2'de gösterilmiştir. Kararlılık bölgesi içinde bulunan PI kazançları için bölge içerisinde sistemin kararlı, CRB üzerinde seçilen değerler için sistemin sınırda kararlı, sınır eğrisi üzerinde bulunan PI kazançları için sistemin sınırda kararlı ve bölge dışındaki değerler için kararsız olduğu görülmüştür.

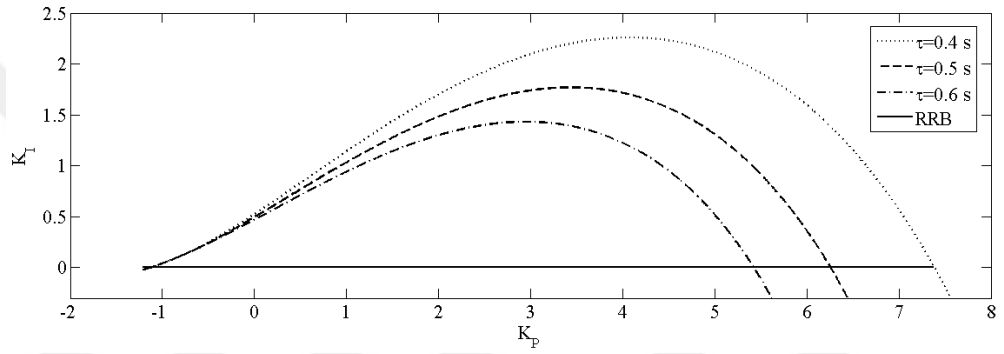
Zaman gecikmesinin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisini incelemek için $\tau = 0.4s$, $\tau = 0.5s$, $\tau = 0.6s$ gecikme değerlerinde sistemin kararlılık bölgeleri Şekil 7.3'de elde edilmiştir. Zaman gecikme değeri arttığında sistemdeki kararlılık bölgesinin daraldığı görülmektedir. Ayrıca $\tau = 1s$ için DTC kontrolünün kararlılık bölgesi üzerine etkisi incelenmiş ve DTC kontrolünün katılım oranı arttıkça kararlılık bölgelerinin genişlediği Şekil 7.4'de açık olarak görülmektedir.



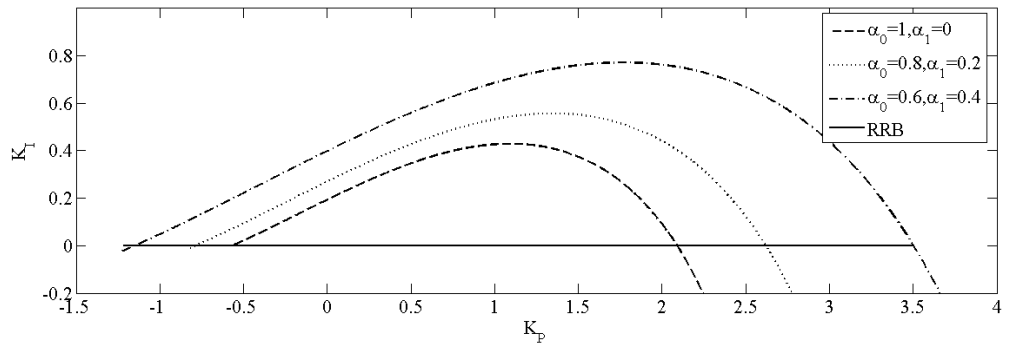
Şekil 7.1. $\tau = 0.6252s$ ve $\alpha_1 = 0.4$ kontrol için kararlılık bölgesi



Şekil 7.2. PI denetleyicinin farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi



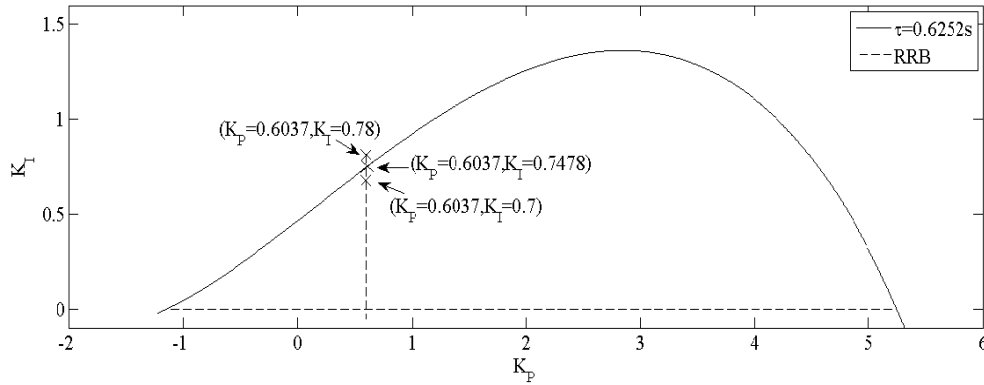
Şekil 7.3. Zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi



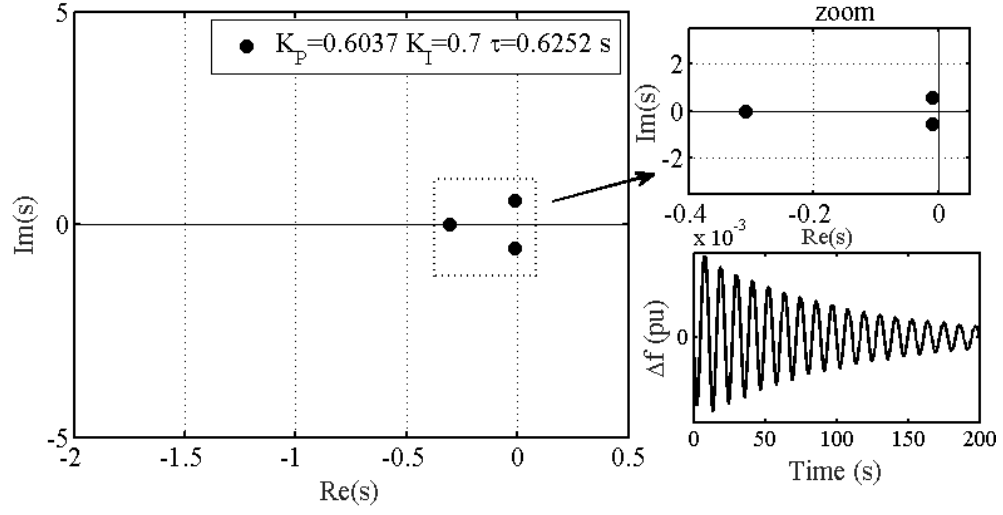
Şekil 7.4. $\tau=1s$ için DTC kontrolünün kararlılık bölgesi üzerine etkisi

7.2.2 Bir bölge YFK-DTC sistemi için hesaplanan kararlılık bölgelerinin doğrulanması

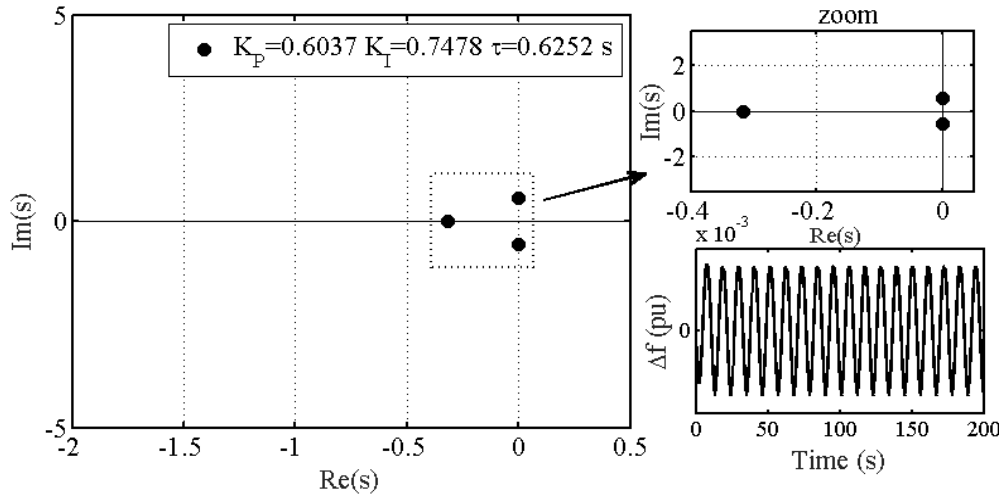
Bu bölümde, bir bölge YFK-DTC sisteminin kararlılık bölgelerinin hesaplanmasını ve elde edilen kararlılık bölgelerinin QPmR algoritması ve zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları yardımıyla doğrulanması sunulmuştur. Şekil 7.1'deki $\tau = 0.6252s$ ve katılım faktörü $\alpha_1 = 0.4$ olarak seçilen kararlılık bölgesinden Şekil 7.5'deki sabit $K_p = 0.6037$. değeri için üç farklı K_I değeri seçilerek sistemin tepkisi incelenmiştir. Şekil 7.6'da $K_p = 0.6037$ ve $K_I = 0.7$ değeri için sistemin kökleri sol yarı düzlemde ve frekans tepkisi kararlıdır. Şekil 7.7'de $K_p = 0.6037$ ve $K_I = 0.7478$ değeri için sistemin kökleri $j\omega$ ekseninin üzerindedir ve sistem sınırda kararlıdır. Şekil 7.8'de ise $K_p = 0.6037$ ve $K_I = 0.78$ değeri için sistemin kökleri sağ yarı düzlemde ve sistem kararsızdır.



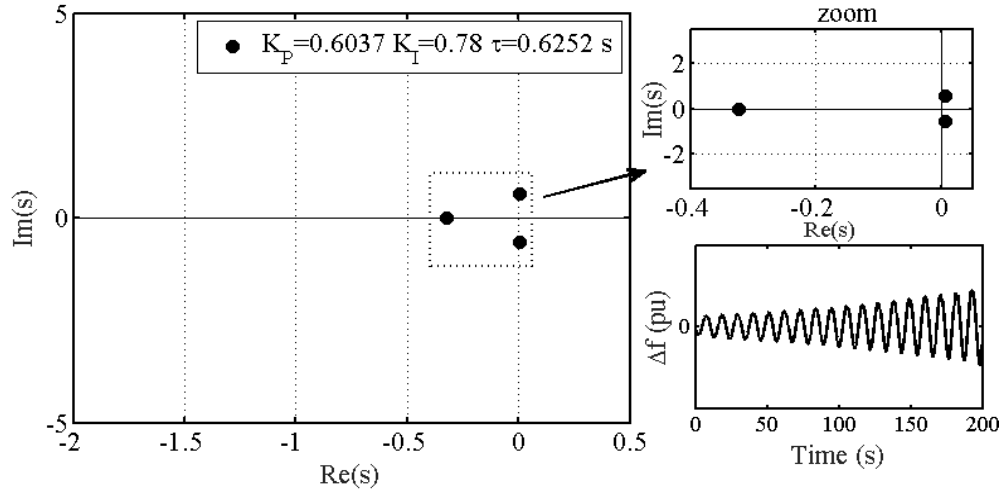
Şekil 7.5. CRB ve RRB eğrilerinin gösterilmesi



Şekil 7.6. Kararlı durum için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi



Şekil 7.7. Sınırdaki kararlılık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi



Şekil 7.8. Kararsızlık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi

7.2.3 İki bölge YFK-DTC sisteminin kararlılık bölgelerinin hesaplanması

İki bölge YFK-DTC sistemi için (K_P, K_I) – düzleminde kararlılık bölgelerinin belirlenmesi için önerilen yöntemin adım adım uygulaması aşağıda verilmiştir:

1. Adım: Zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sistemi dikkate alınarak sistemin blok diyagramı Şekil 3.2’de ve karakteristik denklemi Denklem (3.6)’da verilmiştir.

2. Adım: Sisteme ait parametreler $(M_1 = M_2 = 8.8, D_1 = D_2 = 1, T_{g1} = T_{g2} = 0.2s, T_{c1} = T_{c2} = 0.3s, T_{r1} = T_{r2} = 12s, T_{12} = 0.1, F_{P1} = F_{P2} = 1/6, R_1 = R_2 = 1/11, \beta_1 = \beta_2 = 21)$, denetleyici parametreleri DTC katılımı $(K_{P,DTC} = 0.5, K_{I,DTC} = 0.7)$ için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (3.6)’nın yardımıyla bulunarak aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\Delta(s, \tau) &= a_0(s) + a_1(s)e^{-\tau s} + a_2(s)e^{-2\tau s} \\
&= \left(p_{13}s^{13} + p_{12}s^{12} + p_{11}s^{11} + p_{10}s^{10} + p_9s^9 + \right. \\
&\quad \left. p_8s^8 + p_7s^7 + p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 \right) \\
&\quad + \left(q_{10}s^{10} + q_9s^9 + q_8s^8 + q_7s^7 + \right. \\
&\quad \left. q_6s^6 + q_5s^5 + q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 \right) e^{-\tau s} \\
&\quad + \left(r_7s^7 + r_6s^6 + r_5s^5 + \right. \\
&\quad \left. r_4s^4 + r_3s^3 + r_2s^2 \right) e^{-2\tau s} = 0
\end{aligned} \tag{7.4}$$

3.Adım: Denklem (7.4) ile verilen karakteristik denklem K_p ve K_I cinsinden Denklem (7.5) ve Denklem (7.6)'da ifade edilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = P(s) + Q'(s)(K_p s + K_I)e^{-s\tau} + R'(s)(K_p s + K_I)^2 e^{-2s\tau} = 0 \tag{7.5}$$

Burada,

$$\begin{aligned}
\Delta(s, \tau) &= p_{13}s^{13} + p_{12}s^{12} + p_{11}s^{11} + p_{10}s^{10} + p_9s^9 + \\
&\quad p_8s^8 + p_7s^7 + p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 \\
&\quad + \left(q_9's^9 + q_8's^8 + q_7's^7 + q_6's^6 + q_5's^5 + \right. \\
&\quad \left. q_4's^4 + q_3's^3 + q_2's^2 \right) (K_p s + K_I)e^{-s\tau} \\
&\quad + \left(r_5's^5 + r_4's^4 + r_3's^3 + r_2's^2 \right) (K_p s + K_I)^2 e^{-2s\tau} = 0
\end{aligned} \tag{7.6}$$

4. Adım: Burada $m = (K_p s + K_I)e^{-s\tau}$ olacak şekilde denklem yeniden düzenlenirse Denklem (7.7) elde edilir.

$$\Delta(s, \tau) = m^2 R'(s) + m Q'(s) + P(s) = 0 \tag{7.7}$$

Denklem (7.7) K_p ve K_I cinsinden çözülerek Denklem (7.8) ve (7.9) ile verilmiştir.

$$m_1 = \frac{-Q'(s) + \sqrt{Q'(s)^2 - 4P(s)R'(s)}}{2R'(s)} \tag{7.8}$$

$$m_2 = \frac{-Q'(s) - \sqrt{Q'(s)^2 - 4P(s)R'(s)}}{2R'(s)} \quad (7.9)$$

5. Adım: Denklem (3.6)'da verilen karakteristik denklemin kararlılık bölgesinin sınırlarını elde etmek için Denklem (7.8) ve Denklem (7.9)'da $\omega_c > 0$ olmak üzere $s = j\omega_c$ yazılabilir.

$$(K_P(j\omega_c) + K_I)e^{-(j\omega_c\tau)} = \frac{-Q'(j\omega_c) - \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \quad (7.10)$$

$$(K_P(j\omega_c) + K_I)e^{-(j\omega_c\tau)} = \frac{-Q'(j\omega_c) + \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \quad (7.11)$$

6. Adım: Denklem (7.10) ve Denklem (7.11)'de $e^{-j\omega_c\tau} = \cos(j\omega_c\tau) - j\sin(j\omega_c\tau)$ açık bir şekilde yazılırsa ve denetleyici parametreleri cinsinden düzenlenirse Denklem (7.12) ve Denklem (7.13)'teki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} & K_P(\omega_c \sin(\omega_c\tau)) + K_I(\cos(\omega_c\tau)) + \\ & \Re \left\{ \frac{Q'(j\omega_c) - \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \right\} + \\ & j \left[K_P(\omega_c \cos(\omega_c\tau)) + K_I(-\sin(\omega_c\tau)) \right] + \\ & \Im \left\{ \frac{Q'(j\omega_c) - \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \right\} = 0 \end{aligned} \quad (7.12)$$

$$\begin{aligned} & K_P(\omega_c \sin(\omega_c\tau)) + K_I(\cos(\omega_c\tau)) + \\ & \Re \left\{ \frac{Q'(j\omega_c) + \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \right\} + \\ & j \left[K_P(\omega_c \cos(\omega_c\tau)) + K_I(-\sin(\omega_c\tau)) \right] + \\ & \Im \left\{ \frac{Q'(j\omega_c) + \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \right\} = 0 \end{aligned} \quad (7.13)$$

Burada $\Re\{\bullet\}$ ve $\Im\{\bullet\}$ sırasıyla reel ve sanal kısımları göstermektedir. Denklem (7.12) ve Denklem (7.13)'ün reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenerek Denklem (7.14) ve Denklem (7.15) eşitliği kurulmuştur.

$$\begin{aligned} K_P A_1(\omega_c) + K_I B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) &= 0 \\ K_P D_1(\omega_c) + K_I E_1(\omega_c) + F_1(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \quad (7.14)$$

Burada:

$$\begin{aligned} A_1(\omega_c) &= \omega_c \sin(\omega_c \tau), \\ B_1(\omega_c) &= \cos(\omega_c \tau), \\ C_1(\omega_c) &= \Re \left\{ \frac{Q'(j\omega_c) - \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \right\}, \\ D_1(\omega_c) &= \omega_c \cos(\omega_c \tau), \\ E_1(\omega_c) &= -\sin(\omega_c \tau), \\ F_1(\omega_c) &= \Im \left\{ \frac{Q'(j\omega_c) - \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \right\}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K_P A_2(\omega_c) + K_I B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c) &= 0 \\ K_P D_2(\omega_c) + K_I E_2(\omega_c) + F_2(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \quad (7.15)$$

Burada:

$$\begin{aligned} A_2(\omega_c) &= \omega_c \sin(\omega_c \tau), \\ B_2(\omega_c) &= \cos(\omega_c \tau), \\ C_2(\omega_c) &= \Re \left\{ \frac{Q'(j\omega_c) + \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \right\}, \\ D_2(\omega_c) &= \omega_c \cos(\omega_c \tau), \\ E_2(\omega_c) &= -\sin(\omega_c \tau), \\ F_2(\omega_c) &= \Im \left\{ \frac{Q'(j\omega_c) + \sqrt{Q'(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R'(j\omega_c)}}{2R'(j\omega_c)} \right\}. \end{aligned}$$

7. Adım: K_P ve K_I için Denklem (7.14) ve Denklem (7.15)'in çözümü, Denklem (7.16) ve Denklem (7.17)'deki gibi olur.

$$\begin{aligned}
K_P &= \frac{B_1(\omega_c)F_1(\omega_c) - E_1(\omega_c)C_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)E_1(\omega_c) - B_1(\omega_c)D_1(\omega_c)} \\
K_I &= \frac{D_1(\omega_c)C_1(\omega_c) - A_1(\omega_c)F_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)E_1(\omega_c) - B_1(\omega_c)D_1(\omega_c)}
\end{aligned} \tag{7.16}$$

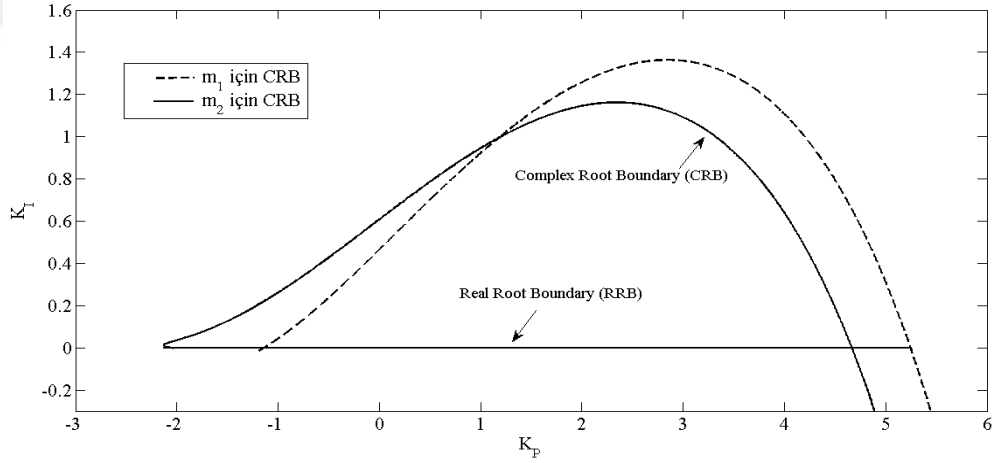
$$\begin{aligned}
K_P &= \frac{B_2(\omega_c)F_2(\omega_c) - E_2(\omega_c)C_2(\omega_c)}{A_2(\omega_c)E_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)D_2(\omega_c)} \\
K_I &= \frac{D_2(\omega_c)C_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)F_2(\omega_c)}{A_2(\omega_c)E_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)D_2(\omega_c)}
\end{aligned} \tag{7.17}$$

Denklem (7.16) ve Denklem (7.17)'de K_P ve K_I 'nın çözümü yapılarak (K_P, K_I) düzleminde Denklem (7.16) ve Denklem (7.17)'nin çözümünden dolayı iki adet $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ kararlılık sınır eğrisi elde edilebilir. Hesaplanan iki adet kararlılık sınır eğrisi üzerinden (K_P, K_I) test noktaları seçilerek yapılan benzetim çalışmalarında sistemi kararlı yapan sınır eğrisi belirlenmiştir. Ayrıca, Denklem (7.6)'da verilen zaman gecikmeli iki bölge YFK-DTC sisteminin reel kökleri $s=0$ 'da sanal eksen kesilebileceğinden dolayı $\omega=0$ için Denklem (7.6)'da $K_I=0$ olarak hesaplanmıştır. CRB ve RRB eğrileri düzlemi kararlı ve kararsız bölgelere ayırmaktadır.

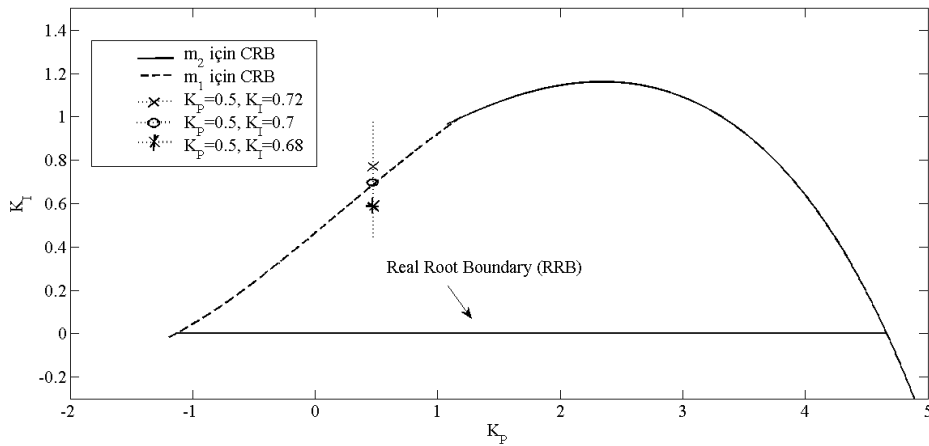
Kararlılık bölgesinin hesaplanması için ilk durumda zaman gecikmesi değeri $\tau_1 = \tau_2 = \tau = 0.6252s$ ve DTC'nin katılım oranı $\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.4$ olarak seçilmiştir. Bu zaman gecikmesi değerinde PI denetleyici kazanç değerlerinde Denklem (7.17)'den dolayı sistemin iki adet kompleks kök sınır eğrisi elde edilmiş ve Şekil 7.9'da gösterilmiştir. Elde edilen iki eğriden içeride yani küçük olan bölgeler sistemin sınır eğrileridir. Bu iki eğrinin kesişimi sistemin sınırdaki kararlı olmasını sağlayan kararlılık sınır eğrisidir. Elde edilen bölge Şekil 7.10'da gösterilmiştir. Kararlı bölge içerisinde sistemin kararlı, CRB üzerinde seçilen değerler için sistemin sınırdaki kararlı ve dışındaki değerler için kararsız olduğu görülmüştür. Şekil 7.10'da kararlı sınır eğrisini göstermek için kararlı CRB içerisinde $K_P = 0.5$ ve $K_I = 0.68$, kararlı CRB üzerinde gösterilen noktada $K_P = 0.5$ ve $K_P = 0.7$ ve CRB dışındaki noktada $K_P = 0.5$ ve $K_I = 0.72$ seçilen parametre değerlerinde frekans yanıtı Şekil 7.11'de sunulmuştur. Şekil 7.11'de $K_P = 0.5$ ve $K_I = 0.68$ için frekans tepkisinde meydana gelen salınımların gittikçe

azaldığı, $K_p = 0.5$ ve $K_p = 0.7$ için frekans tepkisinde salınımlar sönümlendiğinden dolayı sistemin sınırda kararlı olduğu, $K_p = 0.5$ ve $K_I = 0.72$ için frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar büyüdüğünden dolayı sistemin kararsız olduğu görülmüştür.

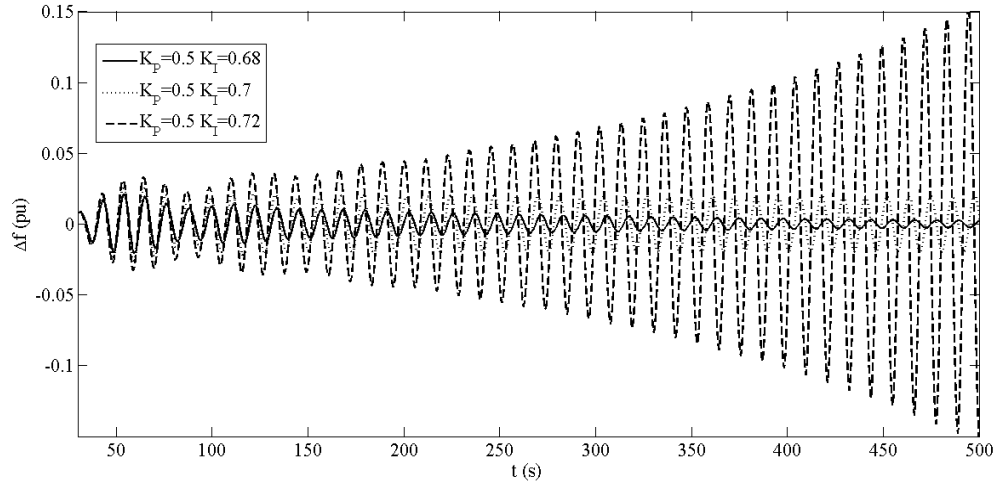
Zaman gecikmesinin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisini incelemek için $\tau = 0.4s$, $\tau = 0.5s$, $\tau = 0.6s$ gecikme değerlerinde sistemin kararlılık bölgeleri Şekil 7.12’de elde edilmiştir. Zaman gecikme değeri arttığında sistemdeki kararlılık bölgesinin daraldığı görülmektedir. Ayrıca $\tau = 1s$ için Şekil 7.13’de DTC kontrolünün kararlılık bölgesi üzerine etkisi incelenmiş ve DTC kontrolünün katılım oranı arttıkça kararlılık bölgeleri genişlemiştir.



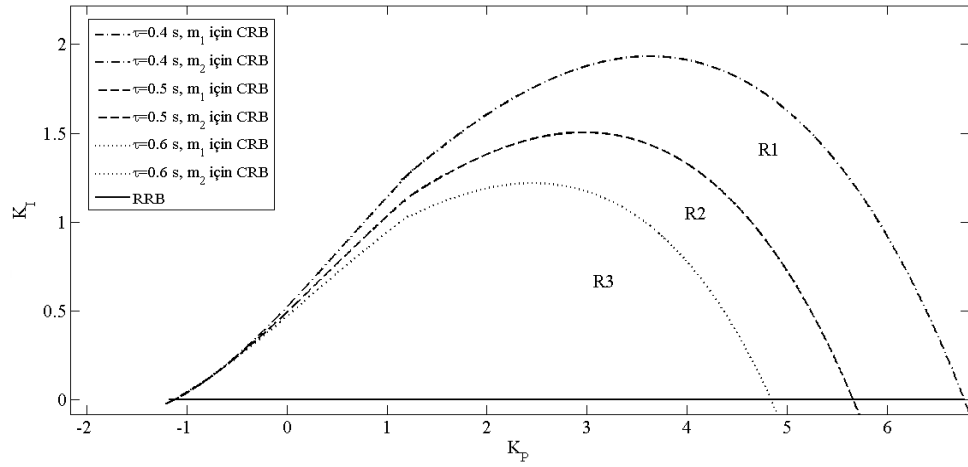
Şekil 7.9. $\tau_1 = \tau_2 = \tau = 0.6252s$ ve $\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.4$ için kararlı ve kararsız sınır eğrileri



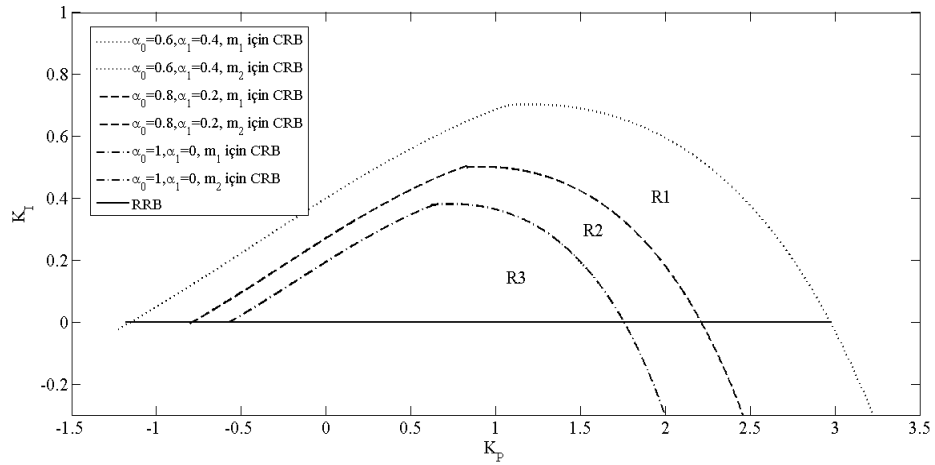
Şekil 7.10. $\tau_1 = \tau_2 = \tau = 0.6252s$ ve $\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.4$ için kararlılık bölgesi



Şekil 7.11. PI denetleyicinin farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi



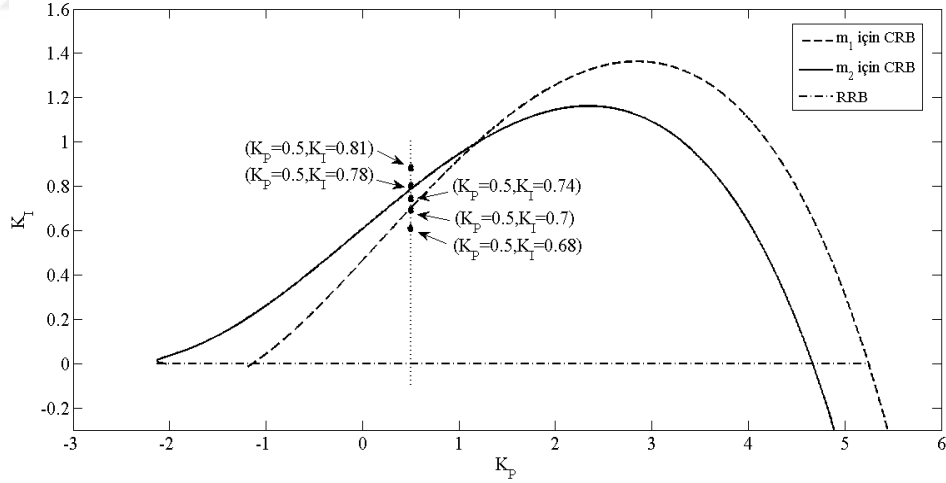
Şekil 7.12. Zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi



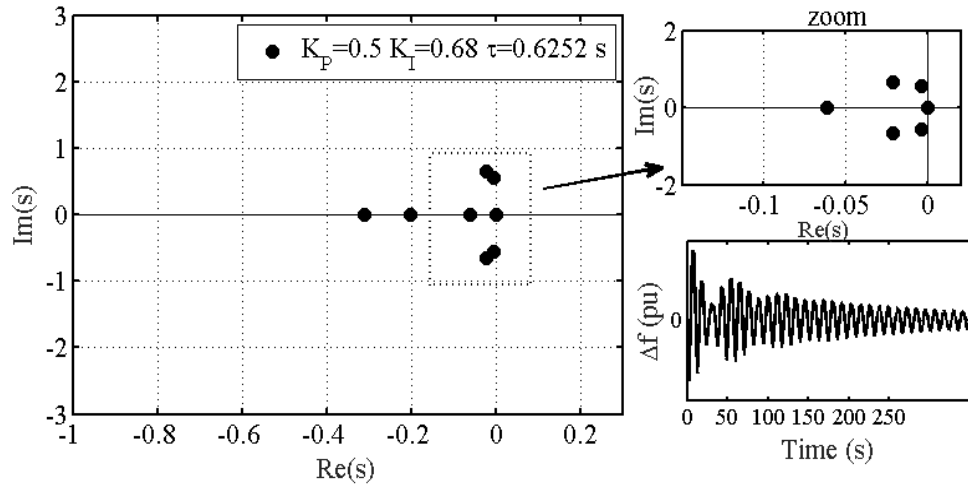
Şekil 7.13. $\tau = 1s$ için DTC kontrolünün kararlılık bölgesi üzerine etkisi

7.2.4 İki bölge YFK-DTC sistemi için hesaplanan kararlılık bölgelerinin doğrulanması

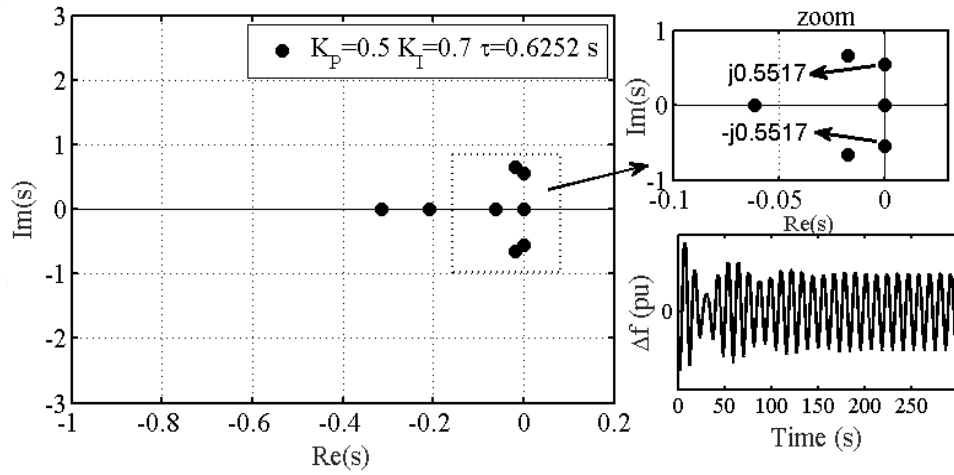
Bu bölümde, iki bölge YFK-DTC sisteminin kararlılık bölgelerinin hesaplanmasını ve elde edilen kararlılık bölgelerinin QPmR algoritması ve zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları yardımıyla doğrulanması sunulmuştur. Şekil 7.14'deki $\tau_1 = \tau_2 = \tau = 0.6252s$ ve katılım faktörü $\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.4$ olarak seçilen kararlılık bölgesinden sabit $K_p = 0.5$ değeri için dört farklı K_I değeri seçilerek sistemin tepkisi incelenmiştir. Şekil 7.15'de $K_p = 0.5$ ve $K_I = 0.68$ değeri için sistemin kökleri sol yarı düzlemde ve frekans tepkisi kararlıdır. Şekil 7.16'da $K_p = 0.5$ ve $K_I = 0.7$ değeri için sistemin kökleri $j\omega$ ekseninin üzerindedir ve sistem sınırda kararlıdır. Şekil 7.17'de ise $K_p = 0.5$ ve $K_I = 0.74$ değeri için sistemin köklerinden ikisi sağ yarı düzlemde ve sistem kararsızdır. Şekil 7.18'de ise $K_p = 0.5$ ve $K_I = 0.78$ değeri için sistemin köklerinden ikisi sağ yarı düzlemde, ikisi $j\omega$ eksenindedir ve sistem kararsızdır.



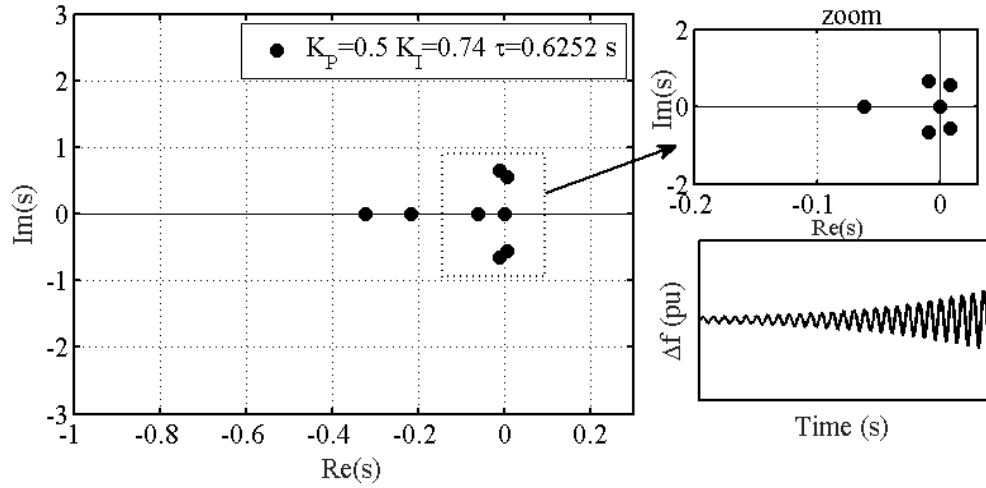
Şekil 7.14. CRB ve RRB eğrilerinin gösterilmesi



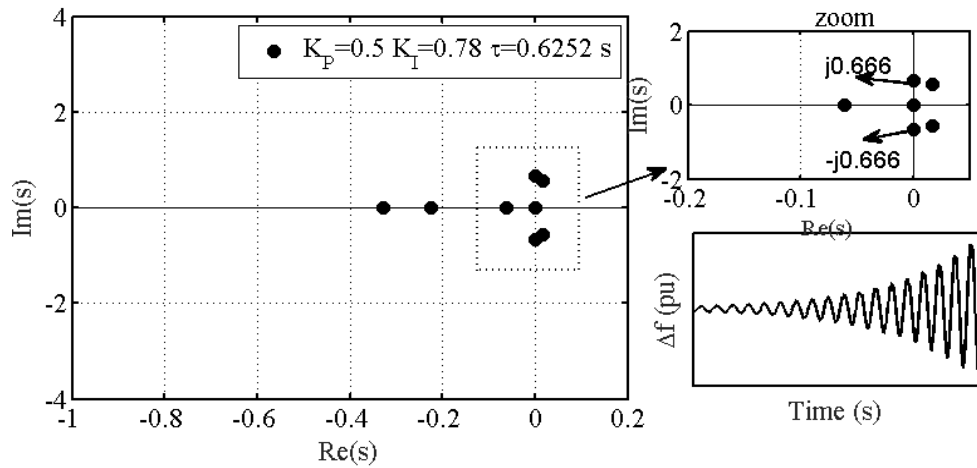
Şekil 7.15. Kararlı durum için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi



Şekil 7.16. Sınırdaki kararlılık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi



Şekil 7.17. Kararsızlık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi



Şekil 7.18. Kararsızlık durumu için baskın köklerin dağılımı ve frekans değişimi

7.3 Kharitonov Teoremi Kullanılarak Parametrik Belirsizlikleri Karşısında Gürbüz Denetleyici Parametrelerinin Tasarımı

Günümüzde karmaşık güç sistemlerinde, parametrik belirsizlikler büyük bir sorun oluşturmaktadır. YFK sistemine uygulanan kontrol tekniğinin, sistemin parametrik belirsizliklerine karşı sağlam olması çok önemlidir. Bu nedenle, bir kontrolörün tasarımı sırasında, kontrolörün parametre belirsizlikleriyle başa çıkma yeteneğine sahip olup olmadığını kontrol etmek önemlidir. Bu nedenle, Bölüm 5.3’de önerilen Kharitonov

teoremi kullanılarak zaman gecikmeli bir ve iki bölge YFK-DTC sistemlerinin, gürbüz PI denetleyici değerleri elde edilmiştir.

7.3.1 Bir bölge YFK-DTC sisteminin gürbüz denetleyici parametrelerinin tasarımı

Bu bölümde, Kharitonov teoreminin bir bölge YFK-DTC sistemine uygulanma adımları detaylı olarak aşağıda verilmiştir.

Adım 1: Sistem parametrelerinde $\delta = 10\%$ 'luk değişim olduğu varsayılmış ve zaman gecikmesi değeri $\tau = 0.25s$ ve denetleyici parametreleri DTC katılımı ($K_{P,DTC} = 0.5$, $K_{I,DTC} = 0.7$) olarak seçilmiştir. Klasik üretim birimi ve DTC grubunun katılım faktörleri $\alpha_0 = 0.6$ ve $\alpha_1 = 0.4$ olarak belirlenmiştir. $\delta = 10\%$ 'luk değişim altında sistem parametrelerinin alt ve üst sınır değerleri aşağıda verildiği biçimde elde edilmiştir.

$$M \in [7.92 \ 9.68], D \in [0.9 \ 1.1], T_g \in [0.18 \ 0.22], T_c \in [0.27 \ 0.33], \\ T_r \in [10.8 \ 13.2], F_p \in [0.15 \ 0.183], R \in [0.0818 \ 0.1].$$

2.Adım: Denklem (7.1) kullanılarak karakteristik denklem katsayılarının üst ve alt limit değerleri aşağıda verildiği gibi hesaplanmıştır.

$$p_5 \in [0.3401 \ 0.9277], p_4 \in [3.228 \ 7.2225], p_3 \in [7.7438 \ 14.2901], p_2 \in [3.393 \ 5.3808], \\ p_1 \in [1.3477 \ 1.5150], p_0 \in [0.0229 \ 0.028], q_2' \in [1.6701 \ 3.0492], q_1' \in [1.0309 \ 1.2600], \\ q_1'' \in [1.6701 \ 3.0492], q_0'' \in [1.0309 \ 1.2600].$$

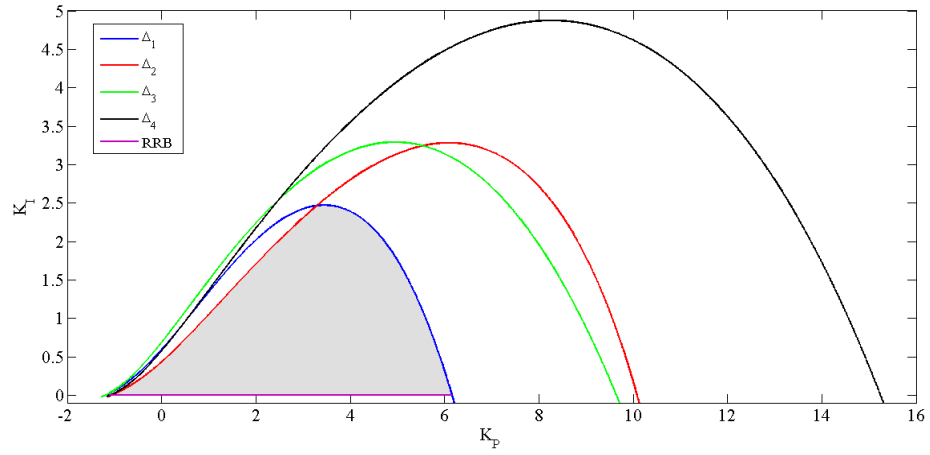
3.Adım: 2.Adım da bulunan karakteristik denklem katsayılarının alt ve üst limit değerleri kullanılarak Denklem (5.13)'de tanımlanan her bir vertex polinomunda yerine yazılarak dört adet karakteristik denklem elde edilmiştir. Daha sonra ise Denklem (5.6) ve (5.7)'de verilen SBL yöntemi yardımıyla sistemin her bir vertex polinomu için kararlılık bölgesi elde edilmiştir. Son olarak, vertex polinomlar kullanılarak elde edilen dört kararlılık bölgelerinin kesişimi $G_c(\omega, K_P, K_I) = \bigcap_{\eta=1}^4 G_{c\eta}(\omega, K_P, K_I)$ gürbüz

kararlılık bölgelerini vermektedir. Gürbüz kararlılık bölgelerini oluşturan denetleyici parametre değerleri, sistemin gürbüz denetleyici parametrelerini vermektedir.

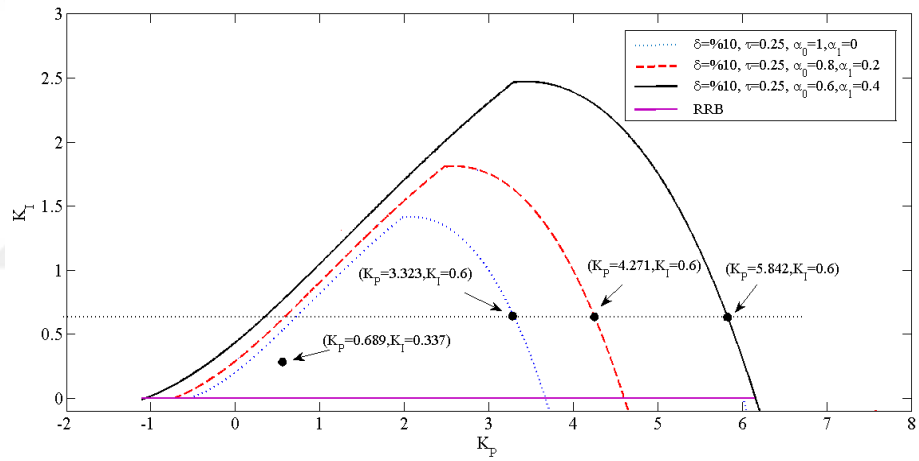
1.Adımda verilen sistem parametrelerinde $\delta = 10\%$ 'luk değişim ve $\tau = 0.25s$ için yukarıda tanımlanan adımlar kullanılarak sistemin vertex polinomlarına karşılık gelen dört adet kararlılık bölgesi Şekil 7.19'da gösterilmiştir. Mavi, siyah, yeşil ve kırmızı renklerle gösterilen dört farklı kararlılık bölgesinin dört köşe polinomunu temsil ettiği görülebilir. Tüm bu bölgeler gri renkle dolu bir kesişim alanına sahiptir. PI kontrolör kazançlarının parametre uzayındaki dört kararlılık bölgesinin kesişimi, bir bölge YFK-DTC sisteminin gürbüz kararlılık bölgesidir.

Ayrıca, gürbüz kararlılık bölgesi üzerine DTC kontrol çevrimi katılımı faktörünün etkisini göstermek için $\delta = 10\%$ 'luk değişim, $\tau = 0.25s$ ve farklı katılım faktörleri için ($\alpha_0 = 1, 0.8, 0.6$) sistemin gürbüz kararlılık bölgeleri elde edilmiş ve Şekil 7.20'de gösterilmiştir. Şekil 7.20'den görüldüğü üzere DTC kontrol çevrimi katılım faktörleri arttıkça sistemin gürbüz kararlılık bölgelerinin genişlediği başka bir anlamda sistemin kararlılık payı artmaktadır. Başka bir analiz, merkezi denetleyici birimi tarafında gözlemlenen zaman gecikmesinin gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinde etkisi incelenmiş ve $\tau = 0.125s, \tau = 0.25s$ ve $\tau = 0.5s$ olan zaman gecikmesi değerleri için elde edilen gürbüz kararlılık bölgeleri Şekil 7.21'de verilmiştir. Şekil 7.21'den görüldüğü üzere, merkezi denetleyici tarafında gözlemlenen zaman gecikmesi değeri arttıkça gürbüz kararlılık bölgelerinin daraldığı görülmektedir.

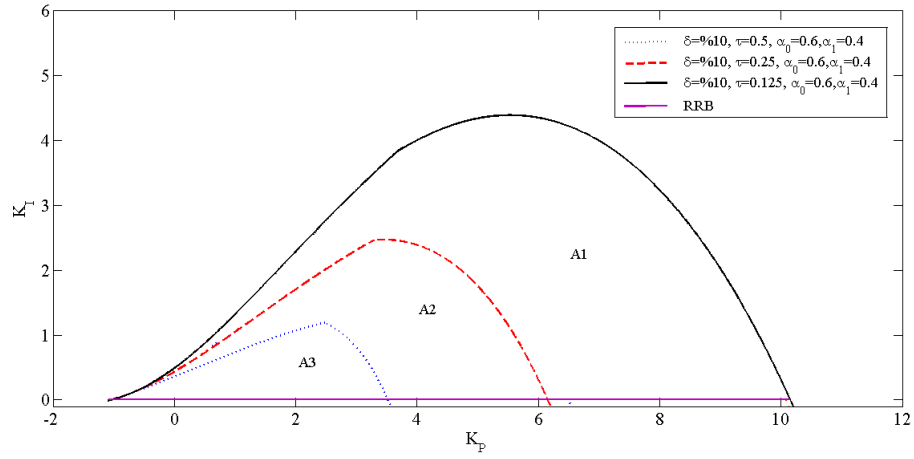
Sistem parametrelerinde meydana gelen farklı değişim oranlarında sistemin gürbüz kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Bu durum için, $\delta = \pm 5, \pm 10, \pm 15$ olan üç farklı değişim oranı dikkate alınarak $\tau = 0.25s$ ve katılım faktörleri $\alpha_0 = 0.6$ ve $\alpha_1 = 0.4$ için gürbüz kararlılık bölgeleri Şekil 7.22'de gösterilmiştir. Şekil 7.22'den görüldüğü gibi, sistem parametrelerinde değişim oranları, başka bir ifade ile YFK-DTC sistem parametrelerindeki belirsizlik arttıkça gürbüz kararlılık bölgelerinin küçüldüğü göze çarpmaktadır.



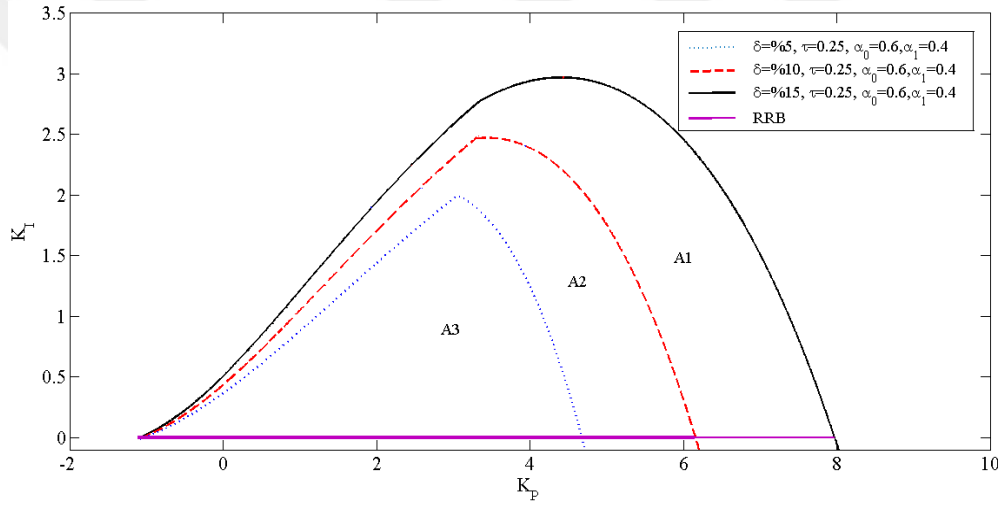
Şekil 7.19. Vertex polinomlardan elde edilen kararlılık bölgeleri ve gürbüz kararlılık bölgesi



Şekil 7.20. DTC kontrol çevrimi katılım oranlarının gürbüz kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi



Şekil 7.21. Farklı zaman gecikmesi değerlerinde gürbüz kararlılık bölgeleri



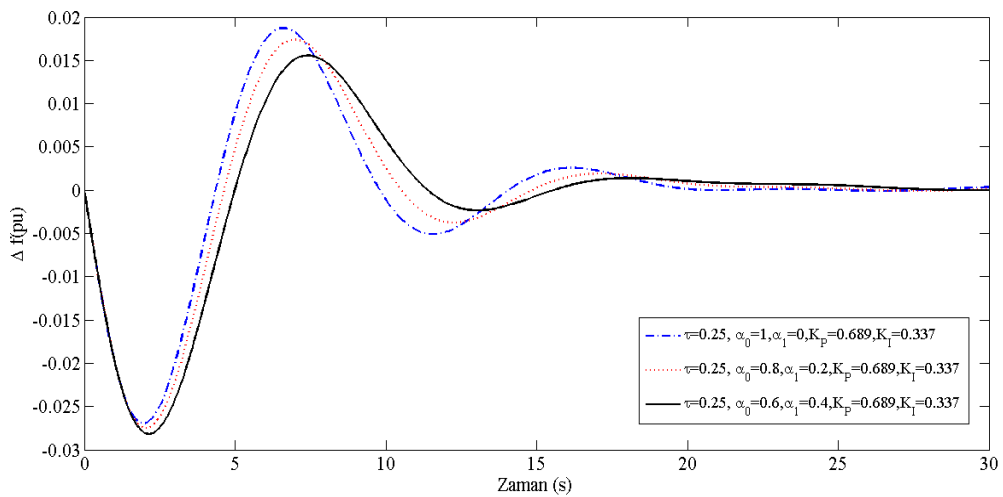
Şekil 7.22. Sistem parametrelerinin farklı değişim oranlarında gürbüz kararlılık bölgeleri

7.3.2 Bir bölge YFK-DTC sistemi için hesaplanan kararlılık bölgelerinin doğrulanması

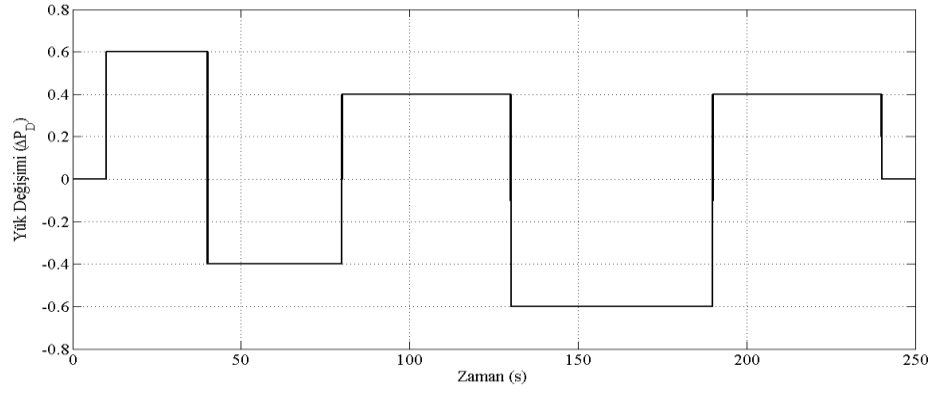
Şekil 7.20'de her üç gürbüz kararlılık bölgesinin içerisinde yer alan denetleyici kazanç değeri seçilerek aynı zamanda frekans düzenleme servisinde herhangi bir bozucu etki karşısında DTC kontrol çevrimi katılımının sistemin frekans tepkisi üzerinde etkisi incelenmiştir. Bu amaç için, Şekil 7.20'de verilen üç gürbüz kararlılık bölgesinin içerisinde yer alan $K_P = 0.689$ ve $K_I = 0.337$ denetleyici kazanç değerinde DTC'nin

farklı katılım oranları için sistemin frekans yanıtı Şekil 7.23 ile verilmiştir. Şekil 7.23'den, frekans düzenleme servisinde DTC katılım oranı arttıkça sistemin frekans tepkisinde salınımların gittikçe azaldığı ve sistemin alt ve üst aşım, yükselme zamanı ve yerleşme zamanı gibi performans özelliklerinde önemli bir şekilde iyileşme olduğu görülmektedir.

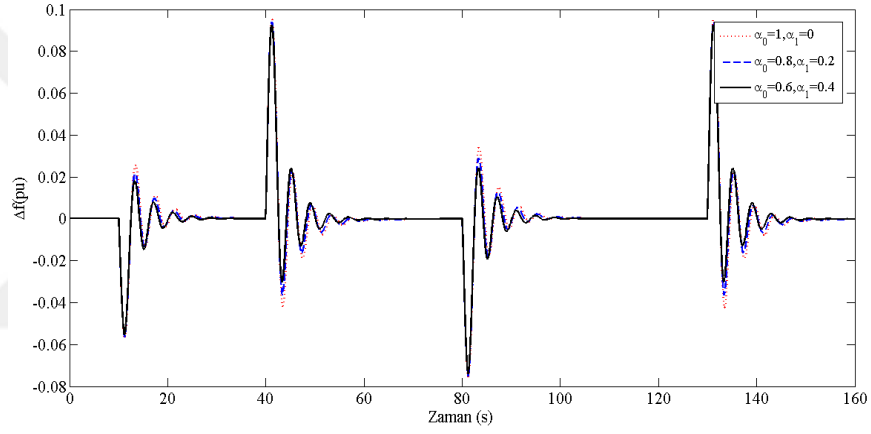
Gürbüz kararlılık bölgeleri, sistem parametrelerinde meydana gelen $\delta = 10\%$ 'luk değişim karşısında gürbüz kararlılık bölgesi sınırında seçilen PI denetleyici parametrelerinde sistemin kararlılığının sağlandığını ve iyi bir dinamik performans sergilediğini göstermektedir. Sistemin frekans yanıtını incelemek için Şekil 7.24'de gösterildiği gibi bir yük değişim senaryo grafiği oluşturulmuş ve sisteme uygulanmıştır. Şekil 7.20'den farklı katılım faktörleri kullanılarak elde edilen gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinden seçilmiş üç farklı $(K_P = 3.323, K_I = 0.6)$, $(K_P = 4.271, K_I = 0.6)$ ve $(K_P = 5.842, K_I = 0.6)$ denetleyici kazanç değerlerinde sistemin yük bozucu etkisi altında, frekans tepkisi elde edilmiş ve Şekil 7.25'de gösterilmiştir. Şekil 7.25 ve 7.26'dan görüldüğü üzere her üç denetleyici kazanç değeri için sistemin frekans tepkisinde meydana gelen salınımların kısa bir süre içerisinde sönümlendiği ve sistemin kararlılığa ulaştığı görülmektedir. Ayrıca, Şekil 7.26'dan görüldüğü üzere uygulanan yük bozucu etkisine göre DTC kontrol çevrimi katılım faktörü arttıkça frekans değişiminin azaldığı görülmektedir.



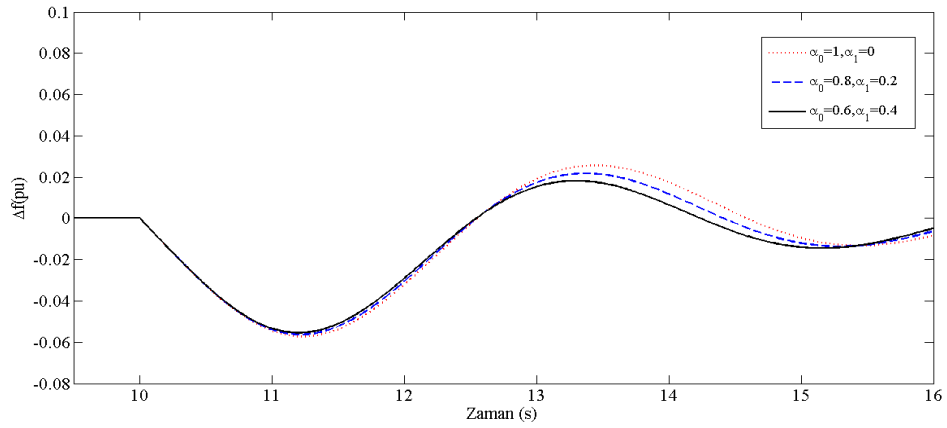
Şekil 7.23. DTC'lerin katılım faktörlerinin sistemin frekans tepkisi üzerindeki etkisi



Şekil 7.24. Yük bozucu etkisi olarak YFK-DTC sistemine uygulanan yük değişimi grafiği



Şekil 7.25. Gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinden seçilen farklı denetleyici kazanç değerleri için yük bozucu etkisi karşısında sistem frekansının tepkisi



Şekil 7.26. Şekil 7.25'in $t = 9s - 16s$ aralığı için yakınlaştırılmış görünümü

7.3.3 İki bölge YFK-DTC sisteminin gürbüz denetleyici parametrelerinin tasarımı

Bu bölümde, zaman gecikmesi içeren iki bölge YFK-DTC sisteminin gürbüz denetleyici parametre değerleri hesaplanmış ve elde edilen denetleyici parametrelerinin performansı büyük yük bozucu etkiler karşısında zaman düzleminde benzetim çalışmaları ile değerlendirilmiştir. Burada, her iki bölgenin bağlantı hattı güç katsayısının düşük değerleri için ayrılabilceği göz önüne alınmıştır. Dolayısıyla, iki bölge arasında güç akışının önemsiz olduğu değerlendirilmiştir (Lamba vd., 2019). Ayrıca, birinci kontrol bölgesi için dikkate alınan parametrik değerler tam olarak bir bölge YFK-DTC ile aynıdır (Ko ve Sung, 2018). İkinci kontrol bölgesinin parametrik değerleri Jiang vd., (2012)'de sunulan sistem parametreleri kullanılarak ikinci kontrol bölgesine ait gürbüz kararlılık parametre seti elde edilmiştir. Kharitonov teoreminin iki bölge YFK-DTC sistemine uygulanma adımları detaylı olarak aşağıda verilmiştir.

Adım 1: Sistem parametrelerinde $\delta=10\%$ 'luk değişim olduğu varsayılmış ve zaman gecikmesi değeri $\tau_1 = \tau_2 = \tau = 0.25s$ ve denetleyici parametreleri DTC katılımı ($K_{P,DTC} = 0.5$, $K_{I,DTC} = 0.7$) olarak seçilmiştir. Klasik üretim birimi ve DTC grubunun katılım faktörleri $\alpha_{01} = \alpha_{02} = 0.6$ ve $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 0.4$ olarak belirlenmiştir. $\delta=10\%$ 'luk değişim altında sistem parametrelerinin alt ve üst sınır değerleri aşağıda verildiği biçimde elde edilmiştir.

$$M \in [9 \ 11], D \in [0.9 \ 1.1], T_g \in [0.09 \ 0.11], T_c \in [0.27 \ 0.33], T_r \in [10.8 \ 13.2], \\ F_p \in [0.15 \ 0.183], R \in [0.045 \ 0.055].$$

2.Adım: Denklem (7.1) kullanılarak karakteristik denklem katsayılarının üst ve alt limit değerleri aşağıda verildiği gibi hesaplanmıştır.

$$p_5 \in [0.1063 \ 0.2899], p_4 \in [1.5975 \ 3.5701], p_3 \in [4.7168 \ 8.6774], p_2 \in [2.6267 \ 4.0903], \\ p_1 \in [1.1901 \ 1.2816], p_0 \in [0.0126 \ 0.0154], q_2' \in [0.9185 \ 1.6771], q_1' \in [0.5670 \ 0.6930], \\ q_1'' \in [0.9185 \ 1.6771], q_0'' \in [0.5670 \ 0.6930].$$

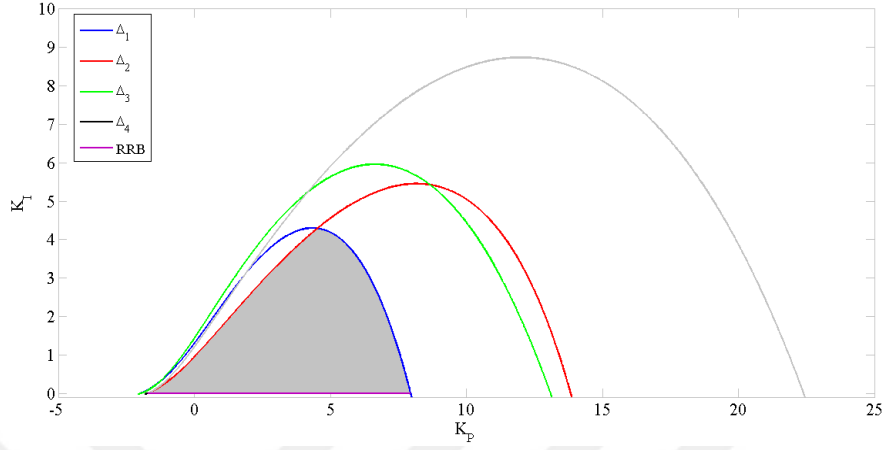
3.Adım: 2.Adım da bulunan karakteristik denklem katsayılarının alt ve üst limit değerleri kullanılarak Denklem (5.13)'de tanımlanan her bir vertex polinomunda yerine yazılarak dört adet karakteristik denklem elde edilmiştir. Daha sonra ise Denklem (5.6) ve (5.7)'de verilen SBL yöntemi yardımıyla sistemin her bir vertex polinomu için kararlılık bölgesi elde edilmiştir. Son olarak, vertex polinomlar kullanılarak elde edilen dört kararlılık bölgelerinin kesişimi $G_c(\omega, K_p, K_I) = \bigcap_{\eta=1}^4 G_{c\eta}(\omega, K_p, K_I)$ gürbüz kararlılık bölgelerini vermektedir. Gürbüz kararlılık bölgelerini oluşturan denetleyici parametre değerleri, sistemin gürbüz denetleyici parametrelerini vermektedir.

1.Adımda verilen sistem parametrelerinde $\delta = 10\%$ 'luk değişim ve $\tau = 0.25s$ için yukarıda tanımlanan adımlar kullanılarak sistemin vertex polinomlarına karşılık gelen dört adet kararlılık bölgesi Şekil 7.27'de gösterilmiştir. Mavi, siyah, yeşil ve kırmızı renklerle gösterilen dört farklı kararlılık bölgesinin dört köşe polinomunu temsil ettiği görülebilir. Tüm bu bölgeler gri renkle dolu bir kesişim alanına sahiptir. PI kontrolör kazançlarının parametre uzayındaki dört kararlılık bölgesinin kesişimi, ikinci bölgedeki YFK-DTC sisteminin gürbüz kararlılık bölgesidir.

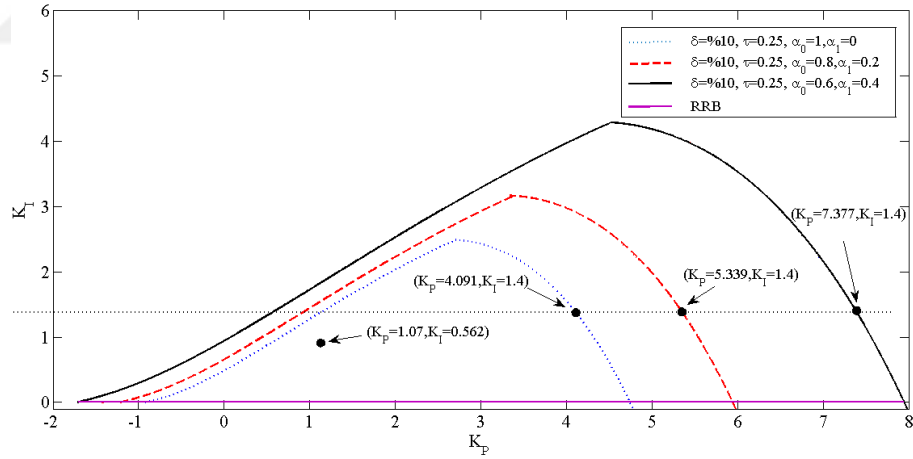
Ayrıca, gürbüz kararlılık bölgesi üzerine DTC kontrol çevrimi katılımı faktörünün etkisini göstermek için $\delta = 10\%$ 'luk değişim, $\tau = 0.25s$ ve farklı katılım faktörleri için ($\alpha_0 = 1, 0.8, 0.6$) sistemin gürbüz kararlılık bölgeleri elde edilmiş ve Şekil 7.28'de gösterilmiştir. Şekil 7.28'den görüldüğü üzere DTC kontrol çevrimi katılım faktörleri arttıkça sistemin gürbüz kararlılık bölgelerinin genişlediği başka bir anlamda sistemin kararlılık payı artmaktadır. Başka bir analiz, merkezi denetleyici birimi tarafında gözlemlenen zaman gecikmesinin gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinde etkisi incelenmiş ve $\tau = 0.125s, \tau = 0.25s$ ve $\tau = 0.5s$ olan zaman gecikmesi değerleri için elde edilen gürbüz kararlılık bölgeleri Şekil 7.29'da verilmiştir. Şekil 7.29'dan görüldüğü üzere, merkezi denetleyici tarafında gözlemlenen zaman gecikmesi değeri arttıkça gürbüz kararlılık bölgelerinin daraldığı görülmektedir.

Sistem parametrelerinde meydana gelen farklı değişim oranlarında sistemin gürbüz kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Bu durum için, $\delta = \pm 5, \pm 10, \pm 15$ olan üç farklı değişim oranı dikkate alınarak $\tau = 0.25s$ ve katılım faktörleri $\alpha_0 = 0.6$ ve $\alpha_1 = 0.4$ için gürbüz kararlılık bölgeleri Şekil 7.30'da gösterilmiştir. Şekil 7.30'dan görüldüğü gibi, sistem

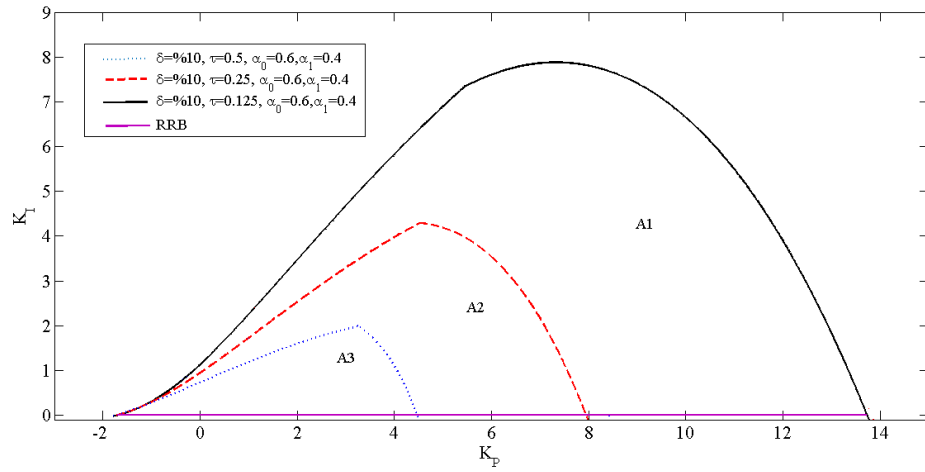
parametrelerinde değişim oranları, başka bir ifade ile YFK-DTC sistem parametrelerindeki belirsizlik arttıkça gürbüz kararlılık bölgelerinin küçüldüğü göze çarpmaktadır.



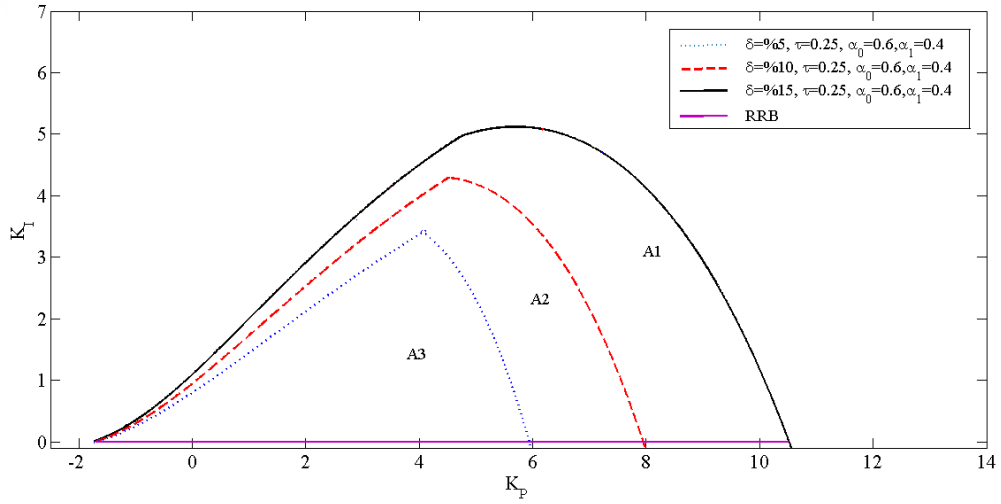
Şekil 7.27. Vertex polinomlardan elde edilen kararlılık bölgeleri ve gürbüz kararlılık bölgesi



Şekil 7.28. DTC kontrol çevrimi katılım oranlarının gürbüz kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi



Şekil 7.29. Farklı zaman gecikmesi değerlerinde gürbüz kararlılık bölgeleri



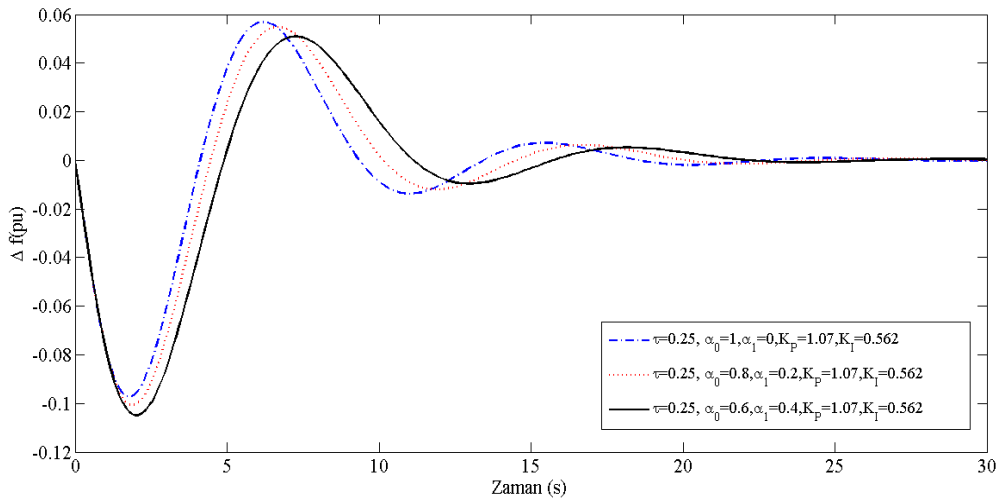
Şekil 7.30. Sistem parametrelerinin farklı değişim oranlarında gürbüz kararlılık bölgeleri

7.3.4 İki bölge YFK-DTC sistemi için hesaplanan kararlılık bölgelerinin doğrulanması

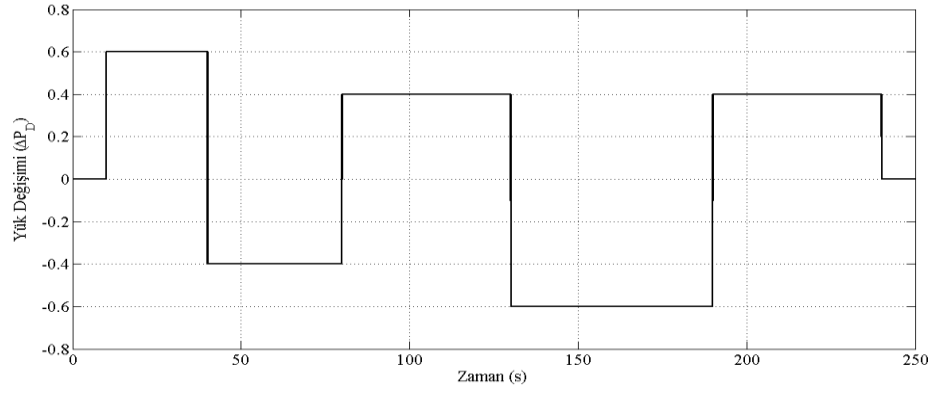
Bu bölümde, ikinci bölge için doğrulama sonuçları verilmiştir. Şekil 7.28'de her üç gürbüz kararlılık bölgesinin içerisinde yer alan denetleyici kazanç değeri seçilerek aynı zamanda frekans düzenleme servisinde herhangi bir bozucu etki karşısında DTC kontrol çevrimi katılımının sistemin frekans tepkisi üzerinde etkisi incelenmiştir. Bu amaç için,

Şekil 7.28'de verilen üç gürbüz kararlılık bölgesinin içerisinde yer alan $K_P = 1.07$ ve $K_I = 0.562$ denetleyici kazanç değerinde DTC'nin farklı katılım oranları için sistemin frekans yanıtı Şekil 7.31 ile verilmiştir. Şekil 7.31'den, frekans düzenleme servisinde DTC katılım oranı arttıkça sistemin frekans tepkisinde salınımların gittikçe azaldığı ve sistemin alt ve üst aşım, yükselme zamanı ve yerleşme zamanı gibi performans özelliklerinde önemli bir şekilde iyileşme olduğu görülmektedir.

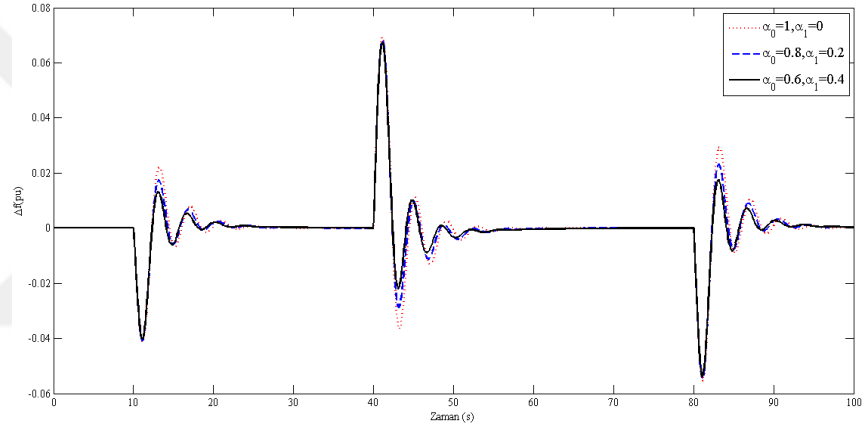
Gürbüz kararlılık bölgeleri, sistem parametrelerinde meydana gelen $\delta = 10\%$ 'luk değişim karşısında gürbüz kararlılık bölgesi sınırında seçilen PI denetleyici parametrelerinde sistemin kararlılığının sağlandığını ve iyi bir dinamik performans sergilediğini göstermektedir. Sistemin frekans yanıtını incelemek için Şekil 7.32'de gösterildiği gibi bir yük değişim senaryo grafiği oluşturulmuş ve sisteme uygulanmıştır. Şekil 7.28'den farklı katılım faktörleri kullanılarak elde edilen gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinden seçilmiş üç farklı $(K_P = 4.091, K_I = 1.4)$, $(K_P = 5.339, K_I = 1.4)$ ve $(K_P = 7.377, K_I = 1.4)$ denetleyici kazanç değerlerinde sistemin yük bozucu etkisi altında, frekans tepkisi elde edilmiş ve Şekil 7.33'de gösterilmiştir. Şekil 7.33 ve 7.34'den görüldüğü üzere her üç denetleyici kazanç değeri için sistemin frekans tepkisinde meydana gelen salınımların kısa bir süre içerisinde sönümlendiği ve sistemin kararlılığa ulaştığı görülmektedir. Ayrıca, Şekil 7.34'den görüldüğü üzere uygulanan yük bozucu etkisine göre DTC kontrol çevrimi katılım faktörü arttıkça frekans değişiminin azaldığı görülmektedir.



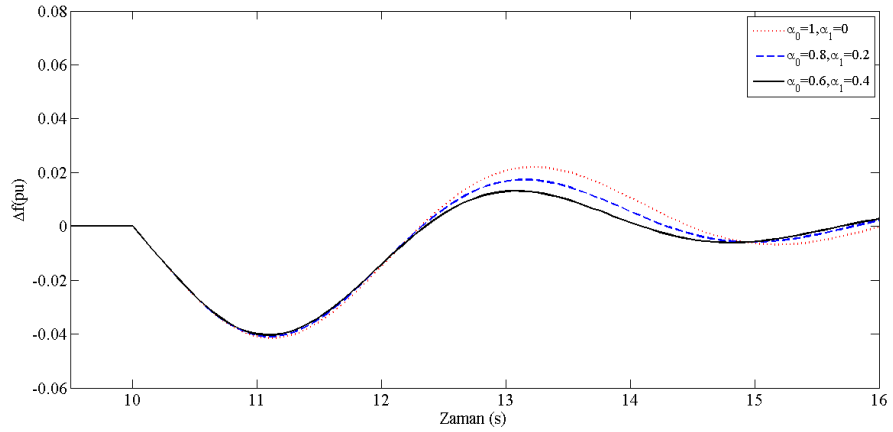
Şekil 7.31. DTC'lerin katılım faktörlerinin sistemin frekans tepkisi üzerindeki etkisi



Şekil 7.32. Yük bozucu etkisi olarak YFK-DTC sistemine uygulanan yük değişimi grafiği



Şekil 7.33. Gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinden seçilen farklı denetleyici kazanç değerleri için yük bozucu etkisi karşısında sistem frekansının tepkisi



Şekil 7.34. Şekil 7.33'ün $t = 9s-16s$ aralığı için yakınlaştırılmış görünümü

BÖLÜM VIII

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması, DTC kontrol çevrimi içeren bir ve iki bölgeli YFK sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kapsamlı bir kararlılık analizini sunmaktadır. Tez çalışmasının iki temel amacı bulunmaktadır. İlk amacı, bir ve iki bölgeli YFK-DTC sistemlerinin tolere edebileceği kararlı zaman gecikme değerlerinin hesaplanmasıdır. Bu amacı yerine getirmek için zaman gecikmesinin hesaplanması amacıyla Bölüm 4'de sunulan Rekasius yerine koyma (Rekasius, 1980) ve üstel terimlerin yok edilmesi (Walton ve Marshall, 1987) yöntemleri uygulanmıştır. Zaman gecikmesinin hesaplanması, teorik sonuçlar ve gecikmeye bağlı kararlılık analizleri Bölüm 6'da sunulmuştur. Tez çalışmasının ikinci önemli amacı, bir ve iki bölgeli YFK-DTC sistemlerinin denetleyici parametre tasarımını ve gürbüz denetleyici parametre değerlerinin elde edilmesidir. Bu amaç için, Bölüm 5'de sunulan kararlılık sınır eğrisi yöntemi ve Kharitonov teoremi (Kharitonov, 1978) uygulanmıştır. Denetleyici parametre tasarımı ve gürbüz denetleyici parametre seti sonuçları Bölüm 7'de sunulmuştur.

Bölüm 6'da üstel terimlerin yok edilmesi ve Rekasius yerine koyma yöntemleri ile seçilen PI denetleyici parametre seti için bir ve iki bölgeli YFK-DTC güç sistemlerinin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Bu analiz özellikle, YFK-DTC sistemlerinde merkezi denetleyici tarafında gözlemlenen zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanmasını içermektedir. Bölüm 6'da elde edilen sonuçlar, DTC kontrol çevriminin frekans düzenleme servisine olan katılım oranı arttıkça seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için sistemin zaman gecikme değerlerinin arttığını göstermiştir. Bu durum, DTC kontrol çevriminin frekans düzenleme servisindeki paylaşım oranı arttıkça sistemin kararlılık marjının genişlediğini göstermektedir. Her iki yöntemle elde edilen sonuçlarda aynı olduğu görülmüş ve seçilen PI denetleyici parametre seti için aynı zaman gecikme değerleri elde edilmiştir. Bölüm 6'da elde edilen teorik zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek için QPmR algoritması ve MATLAB/Simulink ile gerçekleştirilen zaman düzlemindeki benzetim çalışmaları yapılmıştır. Hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerinden küçük zaman gecikmesi değerlerinde sistemin kararlı, maksimum zaman gecikmesi değerinde sınırdaki kararlı ve daha büyük zaman gecikmesi değerlerinde ise kararsız olduğu

gözlemlenmiştir. Benzetim çalışmaları, elde edilen teorik sonuçların doğruluğunu kanıtlamıştır.

Bölüm 5'de, yapılan analizde Tan (2005) ve Tan vd. (2006) tarafından önerilen yöntem kullanılarak, Bölüm 7'de zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK-DTC sisteminde, sistemin kararlılığını garantileyen denetleyici parametre değerleri (K_I , K_P) düzleminde elde edilen grafiklerde gösterilmiştir. Bu bölüm kapsamında, DTC kontrol çevrimlerinin farklı katılım oranları ve farklı zaman gecikme değerlerinde kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Zaman gecikme değerlerinin, YFK-DTC sistemlerinin kararlılık bölgeleri üzerinde olumsuz bir etkisinin olduğu görülmüştür. Zaman gecikme değerleri arttıkça, YFK-DTC sistemlerinin kararlılık bölgelerinin daraldığı görülmüştür. YFK-DTC sistemlerinin katılım oranlarının kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi incelendiğinde önemli bir sonuç göze çarpmıştır. DTC kontrol çevriminin katılım oranları arttıkça hem bir bölgeli hem de iki bölgeli YFK sistemlerinin kararlılık bölgelerinin genişlediği dolayısıyla, sistemin kararlılık marjının arttığı görülmektedir. Ayrıca, elde edilen kararlılık bölgeleri sınırları üzerinde sistemin kararlılık analizleri Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışmaları yardımıyla yapılmıştır. Kararlılık bölgeleri üzerinde, içerisinde ve dışarısında seçilen PI denetleyici test noktalarında sistemin frekans tepkisi incelenmiştir. Kararlılık sınırı üzerinde seçilen test noktasında sistemin frekans tepkisinden sınırda kararlı olduğu içerisinde seçilen değerlerde kararlı dışında seçilen test noktalarında kararsız olduğu benzetim çalışmalarında görülmüştür. Bu sayede, teorik sonuçların doğruluğu benzetim çalışmaları ortamında da desteklenmiştir.

Son olarak, Bölüm 5'de önerilen Kharitonov teoremi kullanılarak, Bölüm 7'de bir ve iki bölgeli YFK-DTC sistemlerinin gürbüz denetleyici parametre seti elde edilmiştir. Gürbüz denetleyici parametre değerleri üzerinde zaman gecikme değerlerinin etkisi incelendiğinde, zaman gecikme değerleri arttıkça gürbüz denetleyici setin azaldığı ve zaman gecikmesi değerlerinin olumsuz bir etkisinin olduğu görülmüştür. Ayrıca, DTC kontrol çevrimlerinin farklı katılım oranları etkisi altında gürbüz PI denetleyici parametre setleri belirlenmiştir. Bölüm 7'deki kararlılık sınır eğrisi yöntemi kullanılarak DTC kontrol çevriminin kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisinin benzer sonuçları Kharitonov teoremi kullanılarak da gözlemlenmiştir. DTC katılım oranı arttıkça kararlılık bölgesinin genişlediği görülmüştür. Sistem parametrelerinin farklı değişim oranlarında gürbüz kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi incelenmiş ve parameter

değişim oranı arttıkça gürbüz denetleyici setin azaldığı yani kararlılık bölgelerinin daraldığı gözlemlenmiştir. Elde edilen gürbüz PI denetleyici kazanç değerlerinin gürbüz frekans kararlılığı üzerindeki etkisi, büyük yük bozucu etkileri karşısında test edilmiştir. Bu analizler neticesinde, yük bozucu senaryoları karşısında sistemin gürbüz PI denetleyici kazanç değerlerinin frekansın gürbüz kararlılığını sağladığını göstermiştir.

Gelecek dönemde yapılacak bir diğer çalışmada ise, bir ve iki bölgeli YFK-DTC sistemine, frekans düzlemi yöntemleri kullanılarak orantısız zaman gecikmeleri dikkate alınarak kararlılık gecikme marjlarının hesaplanması yapılacaktır.



KAYNAKLAR

Ahn, C., Li, C.T. and Peng, H., “Optimal decentralized charging control algorithm for electrified vehicles connected to smart grid”, *Journal of Power Sources* 196(23), 10369–10379, 2011.

Ayasun, S., “Computation of time delay margin for power system small-signal stability”, *European Transactions on Electrical Power* 19(7), 949-968, 2009.

Ayasun, S. and Gelen, A., “Stability analysis of a generator excitation control system with time delays”, *Electrical Engineering* 91(6), 347-355, 2010.

Ayasun, S., Eminoglu, U. and Sonmez, S., “Computation of stability delay margin of time-delayed generator excitation control system with a stabilizing transformer”, *Mathematical Problems in Engineering* 1-10, 2014.

Ayasun, S. and Nwankpa, C.O., "Impact of dynamic demand response on stability delay margin of single-area load frequency control system with communication delay", *International Congress on Engineering and Technology Sciences (ICETS 2017)*, 2017.

Babahajiani, P., Shafiee, Q. and Bevrani, H., “Intelligent demand response contribution in frequency control of multi-area power systems”, *IEEE Transactions on Smart Grid* 9(2), 1282-1291, 2018.

Bao, YQ., Li, Y., Wang, B., Hu, M. and Chen, P., “Demand response for frequency control of multi-area power system”, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy* 5(1), 20–29, 2017.

Beil, I., Hiskens, I. and Backhaus, S., “Frequency regulation from commercial building HVAC demand response”, *Proceedings of the IEEE* 104(4), 745-757, 2016.

Bervani, H., Robust Power System Frequency Control, **Springer**, New York, 2009.

Bharti, K., Singh, V. P. and Singh, S. P., “Impact of intelligent demand response for load frequency control in smart grid perspective”, **IETE Journal of Research** 1-12, 2020.

Chen, J., Gu, G. and Nett, C.N., “A new method for computing delay margins for stability of linear delay systems”, **System and Control Letters** 26(2), 101–117, 1995.

Datta, M., Senjyu, T., Yona, A., Funabashi, T. and Kim, C.H., “A frequency-control approach by photovoltaic generator in a PV-diesel hybrid power system”, **IEEE Transactions on Energy Conversion** 26(2), 559–571, 2011.

Delille, G., Francois, B. and Malarange, G., “Dynamic frequency control support by energy storage to reduce the impact of wind and solar generation on isolated power system’s inertia”, **IEEE Transactions on Sustainable Energy** 3(4), 931–939, 2012.

Dong, C., Jia, H., Xu, Q., Xiao, J., Xu, Y., Tu, P., Lin, P., Li, X. and Wang, P., “Time-delay stability analysis for hybrid Energy storage system with hierarchical control in DC micro-grids”, **IEEE Transactions on Smart Grid** 9(6), 6633-6645, 2018.

Falahati, S., Taher, S.A. and Shahidehpour, M., “A new smart charging method for EVs for frequency control of smart grid”, **International Journal of Electrical Power & Energy Systems** 83, 458–469, 2016.

Fazelinia, H., Sipahi, R. and Olgac, N., “Stability robustness analysis of multiple time delayed systems using “building block” concept”, **IEEE Transactions on Automatic Control** 52(5), 799–810, 2007.

Fernandez-Blanco, R., Arroyo, J.M., Alguacil, N. and Guan, X., “Incorporating price-responsive demand in energy scheduling based on consumer Payment minimization”, **IEEE Transactions on Smart Grid** 7(2), 817–826, 2016.

Fu, P., Niculescu, S.I. and Chen. J., “Stability of linear neutral time-delay systems: exact conditions via matrix pencil solutions”, **IEEE Transactions on Automatic Control** 51(6), 1063-1069, 2006.

Gu, K., Kharitonov, V.L. and Chen, J., Stability of Time Delay Systems, **Springer Science & Business Media**, Birkhauser Boston, MA, 2003.

Gündüz, H., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “A comprehensive gain and phase margins based stability analysis of micro-grid frequency control system with constant communication time delays”, **IET Generation, Transmission and Distribution** 11(3), 719-729, 2017.

Gündüz, H., Ayasun, S. ve Sönmez, Ş., “Zaman gecikmeli mikro-şebeke sistemlerin Rekasius yerine koyma yöntemiyle kazanç ve faz payı tabanlı kararlılık analizi”, **Journal of Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University**, 34(1), 553-567, 2019.

Güngör, V.C., Şahin, D., Koçak, T., Ergut, S., Buccella, C., Cecati, C. and Hancke, G.P., “A survey on smart grid potential applications and communication requirements”, **IEEE Transactions on Industrial Informatics** 9(1), 28-42, 2013.

Habibi, F., Naghshbandy, A.H. and Bevrani, H., “Robust voltage controller design for an isolated Microgrid using Kharitonov’s theorem and D-stability concept”, **International Journal of Electrical Power & Energy Systems** 44(1), 656-665, 2013.

Hajibandeh, N., Ehsan, M., Soleymani, S., Shafie-khah, M. and Catalao, J.P.S., “The mutual impact of demand response programs and renewable energies: A survey”, **Energies** 10(9), 1353, 2017.

Hamamcı, S.E., Köksal, M., “Calculation of all stabilizing fractional-order PD controllers for integrating time delays”, **Computers and Mathematics with Applications** 59(5), 1621-1629, 2010.

Hongjie, J., and Xiaodan, Y., “A simple method for power system stability analysis with multiple time delays”, *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, Pittsburgh, USA, s.1-7, 20-24 July, 2008.

Hosseini, S.A., Toulabi, M., Dobakhshari, A.S., Ashouri-Zadeh, A. and Ranjbar, A.M., “Delay compensation of demand response and adaptive disturbance rejection applied to power system frequency control”, *IEEE Transactions on Power Systems* 35(3), 2037–2046, 2020.

Hua, C. and Wang, Y., “Delay-dependent stability for load frequency control system via linear operator inequality”, *IEEE Transactions on Cybernetics* 1-9, 2020.

Hui, H., Ding, Y., Song, Y. and Rahman, S., “Modeling and control of flexible loads for frequency regulation services considering compensation of communication latency and detection error”, *Applied Energy* 250, 161-174, 2019.

Hund, T.D., Gonzalez, S. and Barrett, K., “Grid-tied PV system energy smoothing”, *35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Honolulu, HI, USA, s.2762-2766, 20-25 June, 2010.

Jiang, L., Yao, W., Wu, Q.H., Wen, J.Y. and Cheng, S.J., “Delay-dependent stability for load frequency control with constant and time-varying delays”, *IEEE Transactions on Power Systems* 27(2), 932-941, 2012.

Jin, L., Zhang, C.K., He, Y., Jiang, L. and Wu, M., “Delay-dependent stability analysis of multi-area load frequency control with enhanced accuracy and computation efficiency”, *IEEE Transactions on Power Systems* 34(5), 3687-3696, 2019.

Katipoglu, D., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Stability delay margin computation of load frequency control system with demand response”, *1st Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, Nevşehir, Turkey, s.473-478, 12-15 June, 2019.

Katipoglu, D., Naveed, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “The effect of demand response control on stability delay margins of load frequency control systems with communication time delays”, ***Accepted for Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences (In Press)***, 2020.

Khalil, A. and Peng, A.S., “An accurate method for delay margin computation for power system stability”, ***Energies*** 11(12), 3466, 2018a.

Khalil, A. and Peng, A.S., “Delay margin computation for load frequency control system with plug-in electric vehicles”, ***International Journal of Power and Energy Systems*** 38(8), 1-17, 2018b.

Khalil, A. and Peng, A.S., “A new method for computing the delay margin for the stability of load frequency control systems”, ***Energies*** 11(12), 3460, 2018c.

Kharitonov, V.L., “Asymptotic stability of an equilibrium position of a family systems of linear differential equations”, ***Differential'nye Uraveniya*** 14(11), 2086–2088, 1978.

Ko, K.S. and Sung, D.K., “The effect of EV aggregators with time-varying delays on the stability of a load frequency control system”, ***IEEE Transactions on Power Systems*** 33(1), 669-680, 2018.

Kozhushko, Y., Pavković, D., Karbivska, T., Safronov, P. and Bondarenko, O., “Robust control of battery-supercapacitor energy storage system using kharitonov theorem”, ***IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)***, Setubal, Portugal, 8-10 July, 2020.

Kumar, S.S., Shreesha, C., “Design of robust PID controller for a CSTR plant with interval parametric uncertainty using Kharitonov theorem”, ***International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)***, Melmaruvathur, India, s. 430-433, 20-21 April, 2016.

Kundur, P., Power System Stability and Control, ***McGraw-Hill Inc.***, New York, 1994.

Lamba, R., Singla, S.K. and Sondhi, S., “Design of fractional order PID controller for load frequency control in perturbed two area interconnected system”, ***Electric Power Components and Systems*** 47(11-12), 998–1011, 2019.

Li, Y. J., Xu, Z., Ngan, H.W. and Wong, S.C., “A novel topology design for integration of offshore wind farm via high-voltage DC transmission”, ***Electric Power Components and Systems*** 43(8-10), 1100–1112, 2015.

Liu, H., Qi, J., Wang, J., Li, P., Li, C. and Wei, H., “EV dispatch control for supplementary frequency regulation considering the expectation of EV owners”, ***IEEE Transactions on Smart Grid*** 9(4), 3763-3772, 2018.

Liu, K., Seuret, A., Xia, Y., Gouaisbaut, F. and Ariba, Y., “Bessel-Laguerre inequality and its application to systems with infinite distributed delays”, ***Automatica*** 109, 108562, 2019.

Liu, M., Yang, L., Gan, D., Wang, D., Gao, F. and Chen, Y., “The stability of AGC systems with commensurate delays”, ***International Transactions on Electrical Energy Systems*** 17(6), 615-627, 2007.

Liu, Z., Zhu, C. and Jiang, Q., “Stability analysis of time delayed power system based on Cluster Treatment of Characteristic Roots method”, ***IEEE Power and Energy Society General Meeting***, Pittsburgh, PA, s.1-6, 20-24 July, 2008.

Louisell, J., “A matrix method for determining the imaginary axis eigenvalues of a delay system”, ***IEEE Transactions on Automatic Control*** 46(12), 2008–2012, 2001.

Lucas, K.E., Pagano, D.J., Vaca-Benavides, D.A., Garcia-Arcos, R., Rocha, E.M., Medeiros, R.L.P. and Rios, S.J., “Robust control of interconnected power electronic converters to enhance performance in dc distribution systems: A case of study”, ***IEEE Transactions on Power Electronics*** 36(4), 4851-4863, 2021.

Luo, X., Xia, S. and Chan, K.W., “A decentralized charging control strategy for plug-in electric vehicles to mitigate wind farm intermittency and enhance frequency regulation”, *Journal of Power Sources* 248, 604 – 614, 2014.

Macana, C.A., Mojica-Nava, E. and Quijano, N., “Time-delay effect on load frequency control for microgrids”, *IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control (ICNSC)*, Evry, France, s.544-549, 10-12 April, 2013.

Mary, T.J. and Rangarajan, P., “Delay-dependent stability analysis of microgrid with constant and time-varying communication delays”, *Electric Power Components and Systems* 44(13), 1441-1452, 2016.

Masuta, T. and Yokoyama, A., “Supplementary load frequency control by use of a number of both electric vehicles and heat pump water heaters”, *IEEE Transactions on Smart Grid* 3(3), 1253–1262, 2012.

Munoz-Benavente, I., Hansen, A.D., Gomez-Lazaro, E., García-Sánchez, T., Fernandez-Guillamon, A. and Molina-García, A., “Impact of combined demand-response and wind power plant participation in frequency control for multi-area power systems”, *Energies* 12(9), 1687, 2019.

Naduvathuparambil, B., Valenti, M.C. and Feliachi, A., “Communication delays in wide area measurement systems”, in *Proceedings 2002 Southeastern Symposium on System Theory*, Alabama, Huntsville, USA, s. 118-122, 2002.

Naveed, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Identification of stability delay margin for load frequency control system with electric vehicles aggregator using rekasius substitution”, *2019 IEEE Milan PowerTech.*, Milan, Italy, s.1-6, 23-27 June, 2019.

Naveed, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “The impact of electric vehicles aggregator with communication time delay on stability regions and stability delay margins of load frequency control system”, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy* 1-7, 2020.

Olgac, N. and Sipahi, R., “An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time invariant (LTI) systems”, *IEEE Transactions on Automatic Control* 47(5), 793-797, 2002.

Olgac, N. and Sipahi, R., “A practical method for analyzing the stability of neutral type LTI-time delayed systems”, *Automatica* 40(5), 847-853, 2004.

Pekaş, L. and Gao, Q., “Spectrum Analysis of LTI continuous-time systems with constant delays: A literature overview of some recent results”, *IEEE Access* 6, 35457–35491, 2018.

Pham, T.N., Nahavandi, S., Hien, L.V., Trinh, H. and Po, K., “Static output feedback frequency stabilization of time-delay power systems with coordinated electric vehicles state of charge control”, *IEEE Transactions on Power Systems* 32(5), 3862-3874, 2017.

Pillai, J. and Bak-Jensen, B., “Integration of vehicle-to-grid in the western Danish power system”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 2(1), 12-19, 2011.

Pourmousavi, S.A. and Nehrir, M.H., “Real time central demand response for primary frequency regulation in microgrid”, *IEEE Transactions on Smart Grid* 3(4), 1988-1996, 2012.

Pourmousavi, S.A. and Nehrir, M.H., “Introducing dynamic demand response in the LFC model”, *IEEE Transactions on Power Systems* 29(4), 1562-1572, 2014.

Raouf, B., Akbarimajd, A., Dejamkhooy, A. and SeyedShenava, S., “Robust distributed control of reactive power in a hybrid, wind diesel power system with STATCOM”, *International Transactions on Electrical Energy Systems* 29(4), e2780, 2019.

Rekasius, Z.V., “A stability test for systems with delays”, *Joint Automatic Control Conference*, San Francisco, CA, Paper No. TP9-A, 1980.

Saadat, H., Power System Analysis, *McGraw-Hill Inc.*, New York, 1999.

Schweppe, F.C., Tabors, R.D., Kirtley, J.L., Outhred, H.R., Pickel, F.H. and Cox, A.J. "Homeostatic utility control", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 99(3), 1151-1163, 1980.

Sekyung, H., Soohee, H. and Sezaki, K., "Development of an optimal vehicle-to-grid aggregator for frequency regulation", *IEEE Transactions on Smart Grid* 1(1), 65–72, 2010.

Seuret, A. and Gouaisbaut, F., "Wirtinger-based integral inequality: Application to time-delay systems", *Automatica* 49(9), 2860-2866, 2013.

Seuret, A. and Gouaisbaut, F., "Hierarchy of LMI conditions for the stability analysis of time-delay systems", *Systems & Control Letters* 81, 1-7, 2015.

Sharma, J., Hote, Y.V. and Prasad, R., "PID controller design for interval load frequency control system with communication time delay", *Control Engineering Practice* 89, 154-168, 2019.

Shi, Q., Cui, H., Li, F., Li, Y., Ju, W. and Sun, Y., "A hybrid dynamic demand control strategy for power system frequency regulation", *CSEE Journal of Power and Energy Systems* 3(2), 176-185, 2017.

Shi, Q., Li, F., Liu, G., Shi, D., Yi, Z. and Wang, Z., "Thermostatic load control for system frequency regulation considering daily demand profile and progressive recovery", *IEEE Transactions on Smart Grid* 10(6), 6259-6270, 2019.

Simulink, Simulation and Model-Based Design, Natick, **MathWorks**, MA, USA, 2019.

Singh, V.P., Samuel, P. and Kishor, N., "Impact of demand response for frequency regulation in two-area thermal power system", *International Transactions on Electrical Energy Systems* 27(2), 1-23, 2016.

Sondhi, S. and Hote, Y.V., “Fractional order PID controller for perturbed load frequency control using Kharitonov’s theorem”, ***International Journal of Electrical Power & Energy Systems*** 78, 884-896, 2016.

Sönmez, Ş., Ayasun, S. and Eminoğlu, U., “Computation of time delay margins for stability of a single-area load frequency control system with communication delays”, ***WSEAS Transactions on Power Systems*** 9, 67-76, 2014.

Sönmez, Ş., Ayasun, S. and Nwankpa, C. O., "An exact method for computing delay margin for stability of load frequency control systems with constant communication delays", ***IEEE Transactions on Power Systems*** 31(1), 370-377, 2016.

Sönmez, Ş. and Ayasun, S., "Effect of load increase and power system stabilizer on stability delay margin of a generator excitation control system", ***Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Science*** 24(6), 5183-5194, 2016a.

Sönmez Ş. and Ayasun S., “Computation of PI controllers ensuring desired gain and phase margins for two-area load frequency control system with communication time delays”, ***Electric Power Components and Systems*** 46(8), 938-947, 2018a.

Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Gain and phase margins based delay-dependent stability analysis of single-area load frequency control system with constant communication time delay”, ***Transactions of the Institute of Measurement and Control*** 40(5), 1701-1710, 2018b.

Sönmez, Ş., “Computation of stability regions for load frequency control systems including incommensurate time delays”, ***Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*** 27(6), 4596-4607, 2019.

Sönmez Ş. ve Ayasun S., “Rekasius yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması”, ***Ömer Halisdemir Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*** 8(2), 783–795, 2019a.

Sönmez S. and Ayasun S., “Gain and phase margins-based delay margin computation of load frequency control systems using Rekasius substitution”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control* 41(12), 3385-3395, 2019b.

Söylemez, M.T., Munro, N., and Baki, H., “Fast calculation of stabilizing PID controllers”, *Automatica* 39(1), 121–127, 2003.

Su, J.H., “The asymptotic stability of linear autonomous systems with commensurate time delays”, *IEEE Transactions on Automatic Control* 40(6), 1114-1117, 1995.

Tan, N., “Computation of stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay”, *ISA Transaction* 44(2), 213-223, 2005.

Tan, N., Kaya, İ., Celaledin, Y. and Atherton, D.P., “Computation of stabilizing PI and PID controllers using the stability boundary locus”, *Energy Conversion and Management* 47(18-19), 3045-3058, 2006.

Türksoy, Ö., Ayasun, S., Hameş, Y. and Sönmez, S., “Computation of robust PI-based pitch controller parameters for large wind turbines”, *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 43(1), 57-63, 2020.

Veronica, A.J.S.J., Kumar, N.S. and Gonzalez-Longatt, F., “Robust PI controller design for frequency stabilisation in a hybrid microgrid system considering parameter uncertainties and communication time delay”, *IET Generation, Transmission & Distribution* 13(14), 3048-3056, 2019.

Villena, J., Viguera-Rodriguez, A., Gomez-Lazaro, E., Fuentes-Moreno, J.A., Munoz-Benavente, I. and Molina-García, Á., “An analysis of decentralized demand response as frequency control support under critical wind power oscillations”, *Energies* 8(11), 12881–12897, 2015.

Vyhlídal, T. and Zitek, P., “Mapping based algorithm for large-scale computation of quasi-polynomial zeros”, *IEEE Transactions Automatic Control* 2054(1), 171-177, 2009.

Vyhlídal, T., Olgaç, N. and Kučera, V., “Delayed resonator with acceleration feedback – Complete stability analysis by spectral methods and vibration absorber design”, *Journal of Sound and Vibration* 333(25), 6781–6795, 2014.

Walton, K.E. and Marshall, J.E., “Direct method for TDS stability analysis”, *In IEE Proceedings D-Control Theory and Applications* 134(2), 101-107, 1987.

Wang, Y.J., “Graphical computation of gain and phase margin specifications-oriented robust PID controllers for uncertain systems with time-varying delay”, *Journal of Process Control* 21(4), 475-488, 2011.

Wang, W., Xu, Y. and Khanna, M., “A survey on the communication architectures in smart grid”, *Computer Networks* 55(15), 3604-3629, 2011a.

Wang, J., Tse, N. and Gao, Z., “Synthesis on-PI-based pitch controller of large wind turbine generator”, *Energy Conversion and Management* 52(2), 1288-1294, 2011b.

Weckx, S., D'Hulst, R. and Driesen, J., “Primary and secondary frequency support by a multi-agent demand control system”, *IEEE Transactions on Power Systems* 30(3), 1394-1404, 2015.

Yan, Y., Qian, Y., Sharif, H. and Tipper, D., “A survey on smart grid communication infrastructures: motivations, requirements and challenges”, *IEEE Communications Surveys and Tutorials* 15(1), 5-20, 2013.

Yang, B., Makarov, Y., Desteese, J., Viswanathan, V., Nyeng, P., McManus, B. and Pease, J., “On the use of energy storage technologies for regulation services in electric power systems with significant penetration of wind energy”, *5th International Conference on European Electricity Market*, Lisboa, Portugal, s.1-6, 28-30 May, 2008.

Yao, W., Jiang, L., Wu, Q. H., Wen, J.Y. and Cheng, S.J., “Delay-dependent stability analysis of the power system with a wide-area damping controller embedded”, *IEEE Transactions on Power Systems* 26(1), 233-240, 2011.

Yao, W., Jiang, L., Wu, Q. H., Wen, J.Y. and Cheng, S.J., “Wide-area damping controller of FACTS devices for inter-area oscillations considering communication time delays”, *IEEE Transactions on Power Systems* 29(1), 318-329, 2014.

Zaman, M.U., Bukhari, S.B.A., Haider, R., Khan, M.O., Baloch, S. and Kim, C.H., “Sensitivity and stability analysis of power system frequency response considering demand response and virtual inertia”, *IET Generation, Transmission & Distribution* 14(6), 986-996, 2020.

Zaman, M.S.U., Bukhari, S.B.A., Hazazi, K.M., Haider, Z.M., Haider, R. and Kim, C.H., “Frequency response analysis of a single-area power system with a modified LFC model considering demand response and virtual inertia”, *Energies* 11(4), 787, 2018.

Zeng, H.B., Liu X.G. and Wang, W., “A generalized free-matrix-based integral inequality for stability analysis of time-varying delay systems”, *Applied Mathematics and Computation* 354, 1-8, 2019.

Zhang, C.K., Jiang, L., Wu, Q.H., He, Y. and Wu, M., “Delay-dependent robust load frequency control for time delay power systems”, *IEEE Transactions on Power Systems* 28(3), 2192-2201, 2013a.

Zhang, C.K., Jiang, L., Wu, Q.H., He, Y. and Wu, M., “Further results on delay-dependent stability of multi-area load frequency control”, *IEEE Transactions on Power Systems* 28(4), 4465-4474, 2013b.

Zhang, C.K., He, Y., Jiang, L., Wu, M. and Zeng, H.B., “Delay-variation-dependent stability of delayed discrete-time systems”, *IEEE Transactions on Automatic Control* 61(9), 2663-2669, 2016.

Zhang, C.K., Long, F., He, Y., Yao, W., Jiang, L. and Wu, M., “A relaxed quadratic function negative-determination lemma and its application to time-delay systems”, *Automatica* 113, 108764, 2020.

Zhou, S.J., Zeng, H.B. and Xia, H.Q., “Load frequency stability analysis of time-delayed multi-area power systems with EVs aggregators based on Bessel-Legendre inequality and model reduction technique”, *IEEE Access* 8, 99948-99955, 2020.

Zhu, Q., Jiang, L., Yao, W., Zhang, C.K. and Luo, C., “Robust load frequency control with dynamic demand response for deregulated power systems considering communication delays”, *Electric Power Components and Systems* 45(1), 75-87, 2017.



ÖZ GEÇMİŞ

Deniz KATIPOĞLU tarihinde'da doğdu. İlk, orta ve lise öğretimini Erzurum'da tamamladı. 2008 yılında girdiği Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Haziran 2013'de mezun oldu. Şubat 2014'de Atatürk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine başladı. Mayıs 2014'de Aksaray Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne araştırma görevlisi olarak atanmıştır. Bu tarihten itibaren Aksaray Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır. Yüksek lisans öğrenimini Haziran 2017'de Atatürk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Haberleşme Anabilim Dalı'nda tamamladı. Ağustos 2017'de Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Enerji Tesisleri Anabilim Dalı'nda başladığı doktora öğrenimine halen devam etmektedir. Dinamik talep cevabı içeren yük frekans kontrol sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi üzerine çalışmalar yapmaktadır.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

Bu tez çalışmasından, 1 (bir) adet uluslararası makale ve 3 (üç) adet uluslararası bildiri üretilmiştir. Bu üretilen çalışmalar aşağıda sunulmuştur.

SCI/SCI-E kapsamında taranan dergilerde yapılan yayınlar:

1. Katipoğlu, D., Sönmez, Ş., Ayasun, S. and Naveed, A., “The Effect of Demand Response Control on Stability Delay Margins of Load Frequency Control Systems with Communication Time-Delays”, *Turk J Elec Eng & Comp Sci*, 29(3), 1383-1400, 2021

Uluslararası konferanslarda sunulan ve bildiri kitabına basılan bildiriler:

1. Katipoğlu, D., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Stability Delay Margin Computation of Load Frequency Control System with Demand Response”, *1st Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)* Nevşehir, Turkey, s. 473-478, 12-15 June, 2019.
2. Naveed, A., Katipoğlu, D., Sönmez, Ş. ve Ayasun, S., “Delay-dependent Stability Analysis of a Single-Area Load Frequency Control System Enhanced by Electric Vehicles Aggregator and Demand Response Control ”, *2. International Turkic World Congress on Science and Engineering (TURK-COSE 2020)* Nur-Sultan (Astana), Kazakhstan, 14-15 November, 2020.
3. Katipoğlu, D., Naveed, A., Sönmez, Ş. ve Ayasun, S., “Elektrikli Araçlar ve Dinamik Talep Cevabı İçeren Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sisteminin Kararlılık Bölgesini Oluşturan PI Denetleyici Kazançlarının Belirlenmesi”, *3. International Turkic World Congress on Science and Engineering (TURK-COSE 2021)* Nur-Sultan (Astana), Kazakhstan, 14-15 June, 2021.