



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

ZAMAN GECİKMELİ ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNİN
KARARLILIK ANALİZİ

ŞAHİN SÖNMEZ

Mart 2017

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

ZAMAN GECİKMELİ ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNİN
KARARLILIK ANALİZİ

ŞAHİN SÖNMEZ

Doktora Tezi

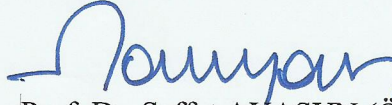
Danışman

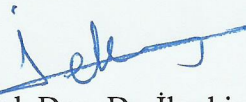
Prof. Dr. Saffet AYASUN

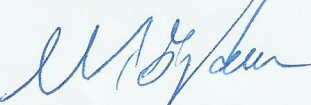
Mart 2017


Şahin SÖNMEZ tarafından **Prof. Dr. Saffet AYASUN** danışmanlığında hazırlanan “**ZAMAN GECİKMELİ ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.


Başkan : Prof. Dr. Tuncay CANDAN (Ömer Halisdemir Üniversitesi)


Üye : Prof. Dr. Saffet AYASUN (Ömer Halisdemir Üniversitesi)


Üye : Yrd. Doç. Dr. İbrahim EKE (Kırıkkale Üniversitesi)


Üye : Yrd. Doç. Dr. Mahmut Temel ÖZDEMİR (Fırat Üniversitesi)


Üye : Yrd. Doç. Dr. Kamil Fatih DİLAVER (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...

Doç. Dr. Murat BARUT
MÜDÜR V.

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.

Şahin SÖNMEZ

ÖZET

ZAMAN GECİKMELİ ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ

SÖNMEZ, Şahin

Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği AnaBilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. Saffet AYASUN

Mart 2017, 123 sayfa

Güç sistemlerinin kontrolünde haberleşme ağlarının yaygın kullanımı sistemde zaman gecikmelerinin yaşanmasına neden olmaktadır. Bu çalışmada, elektrik güç sistemlerinin kararlılığı ve performansı üzerinde zaman gecikmelerinin etkisi incelemiş ve sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesini hesaplamak için iki analitik yöntem önerilmiştir. Bunlar, üstel terimin eliminasyon yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemleridir. İlk olarak, belirli bir aralıkta seçilen denetleyici kazanç değerleri için, önerilen yöntemler kullanılarak kullanıcı tanımlı kazanç ve faz payı içeren zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli yük frekans kontrol sisteminde zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Benzer şekilde, üstel terimin eliminasyon yöntemi jeneratör uyarma kontrol sisteminin zaman gecikme değerlerinin hesaplanması için kullanılmıştır. Daha sonra, herhangi bir zaman gecikme değeri için kazanç ve faz payı içeren yük frekans kontrol sisteminin kararlılığını garantileyen tüm denetleyici kazanç değerlerini hesaplayan basit bir yöntem kullanılmıştır. Bu yaklaşım denetleyici parametre düzleminde kararlılık sınır eğrisini ve kararlılık bölgesini elde etmeye dayalıdır. Son olarak, benzetim çalışmaları ile önerilen yöntemlerin doğruluğu gösterilmiştir.

Anahtar Sözcükler: Güç sistemlerinin kontrolü, güç sistemlerinin kararlılığı, üstel terimin eliminasyon yöntemi, Rekasius yöntemi, zaman gecikmeli sistemler, kararlılık bölgesi, kazanç ve faz payı

SUMMARY

STABILITY ANALYSIS OF TIME DELAYED ELECTRICAL POWER SYSTEMS

SONMEZ, Şahin

Ömer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Prof. Dr. Saffet AYASUN

March 2017, 123 pages

The extensive usage of open communication networks in power system control causes inevitable time delays. This study investigates impacts of such delays on the stability and performance of electrical power systems and proposes two analytical methods without any approximation to compute delay margins. These methods are elimination of exponential term and Rekasius substitution methods. First, by using proposed methods, the time delay values are computed for a large set of controller gains in time delayed single and two area load frequency control systems including user defined gain and phase margins. Similarly, direct method is used to compute delay margin of a generator excitation control system. Then, an effective and simple graphical method is implemented to compute all stabilizing proportional-integral controller gains for a given time delay. The approach is based on extracting stability region and the stability boundary locus in the proportional-integral controller parameter space having user defined gain and phase margins. Finally, simulations studies are carried out to verify the effectiveness of the proposed methods

Keywords: Power system control, power system stability, time delayed systems, direct method, Rekasius substitution, stability region, gain and phase margins

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 Prof. Dr. Tuncay CANDAN'a, Yrd. Doç. Dr. Mahmut Temel ÖZDEMİR'e, Yrd. Doç. Dr. İbrahim EKE'ye ve Yrd. Doç. Dr. Kamil Fatih DİLAVER'e, Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümündeki değerli öğretim elemanlarına, çalışma hayatım boyunca sürekli yanımda olan ve bana her türlü desteği gösteren sevgili eşim hayatımın anlamı Kader SÖNMEZ' e ve oğlum Kerem SÖNMEZ'e, hiçbir zaman manevi desteklerini esirgemeyen anneme ve babama sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ	xiii
SİMGE VE KISALTMALAR	xvi
BÖLÜM I GİRİŞ	1
1.1 Amaç ve Kapsam	1
BÖLÜM II ZAMAN GECİKMELİ GÜÇ SİSTEM MODELİ	14
2.1 Giriş	14
2.2 Yük Frekans Kontrol Sistemi	14
2.2.1 Zaman gecikmeli yük frekans kontrol sistemi	17
2.2.1.1 Zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi	20
2.2.1.2 Zaman gecikmeli iki bölge YFK sistemi.....	21
2.3 Uyarma Kontrol Sistemi	24
2.3.2 Zaman gecikmeli uyarma kontrol sistemi	26
BÖLÜM III ZAMAN GECİKMELİ DİNAMİK SİSTEMLERİN KARARLILIK ANALİZİ.....	31
3.1 Giriş	31
3.2 Zaman Gecikmeli Sistemlerin Kararlılık Analizi	33
3.3 Zaman Gecikmeli Sistemlerde Gecikme Değerinin Hesaplanması: Üstel Terimin Eliminasyon Yöntemi	35
3.4 Zaman Gecikmeli Sistemlerde Gecikme Değerinin Hesaplanması: Rekasius Yerine Koyma Yöntemi.....	39
3.5 Zaman Gecikmeli Sistemlerde PI Denetleyici Parametre Değerlerinin Hesaplanması	43
BÖLÜM IV ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ: ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ YÖNTEMİ.....	47

4.1 Giriş	47
4.2 Zaman Gecikmeli Bir Bölgesi YFK Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması	47
4.2.1 Zaman gecikmeli bir bölgesi YFK sistemine üstel terimin eliminasyon yönteminin adım adım uygulanması.....	48
4.2.2 Zaman gecikmeli bir bölgesi YFK sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları	50
4.2.3 Zaman gecikmeli bir bölgesi YFK sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması	54
4.3 Zaman Gecikmeli İki Bölgesi YFK Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması	56
4.3.1 Zaman gecikmeli iki bölgesi YFK sistemine üstel terimin eliminasyon yönteminin adım adım uygulanması	56
4.3.2 Zaman gecikmeli iki bölgesi YFK sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları	59
4.3.3 Zaman gecikmeli iki bölgesi YFK sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması	64
BÖLÜM V ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ: REKASIUS YERİNE KOYMA YÖNTEMİ	66
5.1 Giriş	66
5.2 Zaman Gecikmeli Bir Bölgesi YFK Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması	66
5.2.1 Zaman gecikmeli bir bölgesi YFK sistemine Rekasius yerine koyma yönteminin adım adım uygulanması	67
5.2.2 Zaman gecikmeli bir bölgesi YFK sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları	70
5.2.3 Zaman gecikmeli bir bölgesi YFK sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması	73
5.3 Zaman Gecikmeli İki Bölgesi YFK Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması	74
5.3.1 Zaman gecikmeli iki bölgesi YFK sistemine Rekasius yerine koyma yönteminin adım adım uygulanması	75

5.3.2 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları	78
5.3.3 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması	81
BÖLÜM VI ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ: ÜSTEL TERİMİN ELİMİNASYON YÖNTEMİ	
	83
6.1 Giriş	83
6.2 Zaman Gecikmeli Jeneratör Uyarma Kontrol Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması	83
6.2.1 Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sistemine üstel terimin eliminasyon yönteminin adım adım uygulanması.....	83
6.2.2 Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları	86
6.2.3 Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması	87
BÖLÜM VII ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIĞINI SAĞLAYAN DENETLEYİCİ PARAMETRE UZAYINDA BÖLGELERİN HESAPLANMASI	
	91
7.1 Zaman Gecikmeli Bir Bölgeli YFK Sisteminin Kararlılığını Sağlayan Bölgelerin Hesaplanması	91
7.1.1 Önerilen yöntemin zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sistemine uygulanması	91
7.1.2 Zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sisteminin kararlılık bölgelerinin teorik ve benzetim sonuçları	93
7.2 Zaman Gecikmeli İki Bölgeli YFK Sisteminin Kararlılığını Sağlayan Bölgelerin Hesaplanması	99
7.2.1 Önerilen yöntemin zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sistemine uygulanması	99
7.2.2 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminin kararlılık bölgelerinin teorik ve benzetim sonuçları	103
BÖLÜM VIII SONUÇLAR VE ÖNERİLER	109

KAYNAKLAR	112
ÖZ GEÇMİŞ	121
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER (MAKALE, BİLDİRİ, POSTER VB.).....	122



ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için bir bölgeyi YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	51
Çizelge 4.2. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için bir bölgeyi YFK sisteminde Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikmesi sonuçları	51
Çizelge 4.3. $A=2$ ve $\phi=0^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları	51
Çizelge 4.4. $A=3$ ve $\phi=0^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları	52
Çizelge 4.5. $A=1$ ve $\phi=30^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları.....	52
Çizelge 4.6. $A=1$ ve $\phi=45^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları.....	52
Çizelge 4.7. $A=2$ ve $\phi=30^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları.....	52
Çizelge 4.8. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için iki bölgeyi YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	60
Çizelge 4.9. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için iki bölgeyi YFK sisteminde Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikmesi sonuçları.....	60
Çizelge 4.10. $A=2, \phi=0^\circ$ için iki bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları..	60
Çizelge 4.11. $A=1, \phi=20^\circ$ için iki bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları	61
Çizelge 4.12. $A=2, \phi=20^\circ$ için iki bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları	61
Çizelge 5.1. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için bir bölgeyi YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	71
Çizelge 5.2. $A=2, \phi=0^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları....	71
Çizelge 5.3. $A=3, \phi=0^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları....	71
Çizelge 5.4. $A=1, \phi=30^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları..	71
Çizelge 5.5. $A=1, \phi=45^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları.	72
Çizelge 5.6. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için iki bölgeyi YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları	78
Çizelge 5.7. $A=2, \phi=0^\circ$ için iki bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları....	79
Çizelge 5.8. $A=1, \phi=20^\circ$ için iki bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları..	79

Çizelge 5.9. $A=1, \phi=0$ durumu için 2. Bölgenin maksimum zaman gecikmesi sonuçları.....	79
Çizelge 6.1. GSD kazancı ve yük artışına göre maksimum zaman gecikmeleri	87



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Bir senkron jeneratörün YFK ve AVR sisteminin şematik diyagramı.....	16
Şekil 2.2. YFK sistemi blok diyagramı.....	16
Şekil 2.3. Zaman gecikmeli YFK sistemi blok diyagramı.....	16
Şekil 2.4. Zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sistemi	20
Şekil 2.5. GPMT eklenen zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sistemi blok diyagramı ...	20
Şekil 2.6. Zaman gecikmeli iki bölgeyi YFK sistemi.....	23
Şekil 2.7. GPMT içeren zaman gecikmeli iki bölgeyi YFK sistemi blok diyagramı	23
Şekil 2.8. AVR ve GSD içeren SMIB tek hat diyagramı	25
Şekil 2.9. AVR ve GSD içeren SMIB blok diyagramı	26
Şekil 2.10. AVR ve zaman gecikmesi içeren SMIB sisteminin detaylı blok diyagramı	26
Şekil 2.11. GSD'nin blok diyagramı	26
Şekil 3.1. Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre hareketi.....	34
Şekil 3.2. GPMT içeren zaman gecikmeli kontrol sistemi	44
Şekil 4.1. $K_P=0, K_I=0.4$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı	53
Şekil 4.2. $K_P = 0.6, K_I = 0.6$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı.....	54
Şekil 4.3. $A = 1, \phi = 0, A = 2, \phi = 0, A = 1, \phi = 30^\circ$ ve $K_P = 0.2, K_I = 0.4$ için kazanç payının frekans yanıtı üzerinde sönümlenme etkisi.....	54
Şekil 4.4. $K_P=0.05, K_I=0.2, K_P=0.1, K_I=0.15$ ve $K_P=0.2, K_I=0.1$ için kazanç ve faz payına göre maksimum zaman gecikmesinin değişimi	62
Şekil 4.5. $K_P=0.2, K_I=0.4$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı	62
Şekil 4.6. $K_P=0.4, K_I=0.6$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı	63
Şekil 4.7. $A=1, \phi=0^\circ; A=2, \phi=0^\circ; A=1, \phi=20^\circ$ ve $K_P=0.2, K_I=0.4$ için frekans değişimi üzerinde kazanç payının sönümlenme etkisi.....	63
Şekil 4.8. $A=2, \phi=0^\circ; A=1, \phi=20^\circ; A=2, \phi=20^\circ$ ve $K_P=0.2, K_I=0.4$ için frekans değişimi üzerinde kazanç ve faz payının sönümlenme etkisi	63
Şekil 5.1. $K_P = 0.4, K_I = 0.6$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı	72
Şekil 5.2. $K_P = 0.6$ için K_I 'ya göre maksimum zaman gecikmesinin değişimi	72
Şekil 5.3. $A=1, \phi=0; A=2, \phi=0; A=1, \phi=45^\circ$ ve $K_P=0.4, K_I=0.6$ için kazanç payının frekans yanıtı üzerinde sönümlenme etkisi.....	73

Şekil 5.4. $K_P = 0.1, K_I = 0.4$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı.....	80
Şekil 5.5. Maksimum zaman gecikmesinin T_{12} 'ye göre değişimi	80
Şekil 5.6. $A=1, \phi=0^\circ; A=2, \phi=0^\circ; A=1, \phi=20^\circ$ ve $K_P=0.1, K_I=0.4$ için frekans değişimi üzerinde kazanç payının sönümlleme etkisi.....	80
Şekil 6.1. Üç farklı yük durumu için GSD kazancına göre maksimum zaman gecikmesi değişimi	86
Şekil 6.2. Üç farklı yük durumu için GSD kazancına göre maksimum zaman gecikmesi değişimi	88
Şekil 6.3. $\tau_1^* = 0.0786 s$ değerinde jeneratörün terminal gerilimi değişimi.....	88
Şekil 6.4. $\tau_2^* = 0.3320 s$ değerinde jeneratörün terminal gerilimi değişimi	89
Şekil 6.5. $\tau_3^* = 0.4958 s$ değerinde jeneratörün terminal gerilimi değişimi	89
Şekil 7.1. $\tau = 3 s$ için PI denetleyici kazançlarının kararlılık bölgesi.....	93
Şekil 7.2. PI denetleyicinin farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi.....	94
Şekil 7.3. R2 bölgesinden seçilen denetleyici test noktası için sistemin frekans tepkisi	94
Şekil 7.4. $A=1, \phi=0^\circ$ için zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi	95
Şekil 7.5. $\tau = 3s$ için kazanç ve faz payının sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi.....	96
Şekil 7.6. $A=2, \phi=0^\circ$ için zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi	96
Şekil 7.7. $A=1, \phi=30^\circ$ için zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi	96
Şekil 7.8. $A \geq 3, \phi \geq 30^\circ$ için PI denetleyicilerin kararlılık bölgesi	98
Şekil 7.9. R1, R2 ve R3 bölgelerinde seçilen denetleyici kazançlarındaki frekans tepkisi.....	98
Şekil 7.10. $\tau = 3s$ için kararlı ve kararsız sınır eğrileri	104
Şekil 7.11. PI denetleyicinin farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi.....	104
Şekil 7.12. R3 bölgesinden seçilen denetleyici test noktası için sistemin frekans tepkisi.....	105
Şekil 7.13. R4 bölgesinden seçilen denetleyici test noktası için sistemin frekans tepkisi.....	105
Şekil 7.14. $A=1, \phi=0^\circ$ için sistemin farklı gecikme değerlerindeki kararlılık bölgeleri	105

Şekil 7.15. $A=2, \phi=0^\circ$ için sistemin farklı gecikme değerlerindeki kararlılık bölgeleri	106
Şekil 7.16. $A=1, \phi=20^\circ$ için sistemin farklı gecikme değerlerindeki kararlılık bölgeleri	106
Şekil 7.17. $\tau = 3s$ için kazanç ve faz payının sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi.....	106
Şekil 7.18. $A \geq 2$ ve $\phi \geq 20^\circ$ için PI denetleyicilerin kararlılık bölgesi.....	107
Şekil 7.19. R1, R2 ve R3 bölgelerinde seçilen denetleyici kazançlarındaki frekans tepkisi	107



SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
δ	: Rotor açısı
ΔP_d	: Elektrik yükünün değişimi
Δf	: Frekans değişimi
ΔP_C	: Denetleyici sinyalinin değişimi
ΔP_G	: Jeneratörün aktif güç değişimi
ΔQ_G	: Jeneratörün reaktif güç değişim
ΔP_V	: Valf/Kapak pozisyonunun değişimi
ΔP_m	: Türbin sisteminin mekanik güç değişimi
ω	: Açısal hız
$x(t)$: Durum değişkenleri
$u(t)$: Giriş sinyali
$y(t)$: Çıkış sinyali
ΔP_{ara-i}	: i . Bölgesi için bağlantı hattındaki aktif güç değişimi
M_i	: i . Bölgedeki jeneratörün eylemsizlik momenti
D_i	: i . Bölgedeki jeneratörün sönüm katsayısı
T_{gi}	: i . Bölgedeki devir sayısı regülatörü zaman sabiti
T_{chi}	: i . Bölgedeki türbin zaman sabiti
β_i	: i . Bölgedeki frekans yönelim sabiti
R_i	: i . Bölgedeki hız regülasyon yüzdesi
T_{ij}	: i . ve j . kontrol bölgeleri arasındaki bağlantı hattı senkronizasyon katsayısı
τ_i	: i . Bölgedeki zaman gecikmesi değeri
K_{Pi}	: i . Bölgedeki oransal denetleyici kazancı
K_{Ii}	: i . Bölgedeki integral denetleyici kazancı
ϕ	: Faz payı

τ^*	: Maksimum zaman gecikmesi
A	: Kazanç payı
ω_c	: Sanal eksen kesen kök
x_d, x_q	: d ve q eksenlerine ait senkron reaktanslar
x'_d	: d eksen geçici reaktans
K_A	: Uyarma kazancı
T_A	: Uyarma zaman sabiti
r_e, x_e	: İletim hattının direnci ve reaktansı
V_t	: Jeneratör terminal gerilimi
I_p, I_q	: Aktif ve reaktif yük akımı
i_d, i_q	: d ve q eksen endüvi akımı
V_d, V_q	: d ve q eksen endüvi gerilimi
E_{fd}	: Jeneratör alan gerilimi
H	: Atalet momenti
T'_{d0}	: d eksen geçici hal öncesi açık devre zaman sabiti
T_w	: Yüksek geçiren filtre zaman sabiti
K_P	: GSD kazanç parametresi
T_1	: Kompanzator zaman sabiti
T_2	: Kompanzator zaman sabiti
V_∞	: Sonsuz güçlü bara gerilimi
V_{ref}	: Referans gerilim
K_I-K_6	: Senkron jeneratör doğrusal sistem parametreleri
$x_\tau = x(t - \tau) \in \mathfrak{R}^n$: Zaman gecikmesi içeren durum değişkenleri
$y_\tau = y(t - \tau) \in \mathfrak{R}^m$: Zaman gecikmesi içeren cebirsel değişkenler

Kısaltmalar

Açıklama

PMU	: Fazör Ölçüm Birimi
WAMS	: Geniş Alan Ölçüm Sistemi
YFK	: Yük Frekans Kontrolü

PI	: Oransal – İntegral Denetleyici
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel Denetleyici
AGC	: Otomatik Üretim Kontrolü
GSD	: Güç Sistem Dengeleyici
GPMT	: Kazanç – Faz Payı Test Edici
GPM	: Kazanç – Faz Payı
AVR	: Otomatik Gerilim Regülatörü
ACE	: Alan Kontrol Hatası
RTU	: Uzak Uç Birimi
SMIB	: Tek Jeneratörlü Sonsuz Baralı
RRB	: Reel Kök Sınırı
CRB	: Kompleks Kök Sınırı
RT	: Kök Hareket Yönü

BÖLÜM I

GİRİŞ

1.1 Amaç ve Kapsam

Birçok fiziksel sistemin kontrolünde geri beslemeli denetleyici üzerinde bilgi sinyallerinin üretilmesi ve iletilmesi esnasında ihmal edilemeyen gecikmeler meydana gelir. Bu gecikmelerin dikkate alındığı sistemler zaman gecikmeli sistemler olarak adlandırılır. Zaman gecikmesi mekaniksel iletimler, sıvı iletimleri, metalürjikselle süreçler ve kontrol sistemleri gibi mühendislik alanlarında önemli bir inceleme alanı oluşturmaktadır. Zaman gecikmeli sistemlerin kontrolü son 20 yıldır önemini arttırmıştır ve kararlılık analizi, H_∞ kontrol, pasif kontrol, kalman filtresi ve raslantısal kontrol gibi birçok alanda ortaya çıkmıştır (Wu vd., 2010). Bu tez çalışmasında ise elektrik güç sistemlerinin kontrol edilmesinde yaşanan zaman gecikmelerinin sistemin dinamiğine ve kararlılığa olan etkisi incelenmiştir.

Enterkonnekte bir güç sistem kontrol biriminin temel amacı, frekansı, gerilimi ve gücü istenilen seviyede tutarak güvenli ve ekonomik olarak sistemin elektrik enerjisi üretimini, iletimini ve dağıtımını gerçekleştirmektir. Elektrik güç sistemlerinde aktif ve/veya reaktif güç talebinde herhangi bir değişiklik olması durumunda senkron jeneratörler, şebeke frekansını ve terminal gerilimini nominal değerlerde tutmak için, yük frekans kontrol ve uyarma kontrol sistemlerine sahiptirler (Saadat, 1999; Kundur, 1994). Güç talebinde meydana gelen değişiklikler sistemin frekansını ve gerilimini etkilediğinden sistemde, tekrardan güç dengesinin kurulabilmesi için akım, gerilim, güç, frekans gibi büyüklüklerin ölçülerek elde edilen verilerin merkezi kontrolöre aktarılması ve daha sonra kontrol merkezinden tekrar santrallere kontrol sinyallerinin gönderilmesi gerekmektedir. Bunun için, sistem verilerinin ölçülmesinde PMU'lar ve ölçülen verilerin iletilmesi için haberleşme ağları sistemde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu şekilde, PMU'lar ve haberleşme ağlarının kullanımı, sistemin dinamiğini ve çalışma performansını olumsuz yönde etkileyecek zaman gecikmelerine neden olmaktadır (Ayasun, 2009; Bevrani ve Hiyama, 2009; Bhowmik vd., 2004; Liu vd., 2007b; Naduvathuparambil vd., 2002; Yu ve Tomsovic, 2004). Elektrik güç sistemlerinde, ölçülen verileri uzak mesafelerden merkezi kontrolörlere aktarmak için telefon hatları,

fiber optik kablo hatları, enerji iletim hatları, uydu veya internet gibi çeşitli haberleşme ağları kullanılmaktadır. PMU'ların kullanımından dolayı sistemde gerilim transdüser gecikmesi ve veri işleme gecikmesi oluşacağından veri ölçüm zaman gecikmeleri gözlenmektedir. Ayrıca, kullanılan haberleşme ağının tipine bağlı olarak, toplam veri haberleşme gecikmesi 100-700 ms aralığında olduğu gözlemlenmiştir (Naduvathuparambil vd., 2002). Yük frekans kontrol sistemlerinde kullanılan haberleşme teknolojisine bağlı olarak toplam zaman gecikmesinin 5-15 s aralığında olabileceği gözlemlenmiştir (Liu vd., 2007b).

Elektrik güç sistemlerinde zaman gecikmesinin etkisinin incelendiği çalışmalar; Luque vd. (2002)'de elektrik güç sistemlerinin kontrolünde kullanılan haberleşme protokolleri ve sistemlerinde, veri iletim hızının sınırlanması, sistemler arasındaki veri alış verişi, veri işleme süresi gibi çeşitli faktörlerden dolayı gecikmelerin kontrol merkezindeki ölçüm hatalarına neden olduğu sunulmuştur. Ayrıca, ölçüm hatası ve gecikme arasındaki ilişkinin analitik bir modeli oluşturularak bir elektrik güç şebekesindeki deneysel verilerle kıyaslanmıştır. Naduvathuparambil vd. (2002)'de WAMS için kullanılan PMU güç sistemlerinde kullanılması ve ölçüm sistemlerinden alınan verilerin çeşitli haberleşme sistemleri yardımıyla uzak noktalara iletilmesi durumunda meydana gelen zaman gecikmeleri incelenmiştir. Bhowmik vd. (2004) tarafından yapılan başka bir çalışmada, yük frekans kontrol sistemi servisi için haberleşme ağı ihtiyaçlarına göre veri iletiminde sıralama teorisine dayalı veri haberleşme modelleri önerilmiştir. Önerilen modelde, yük frekans kontrol servisi üzerinde sinyal gecikmelerinin etkileri bu modele uygulanmış ve benzetim çalışması yapılmıştır. Chaudhuri vd. (2004) tarafından yapılan çalışmada, bir statik kompanzator sistemi oluşturularak geniş alan ölçüm sistemine dayalı sönümlenme kontrolörü tasarlamak için kullanılmıştır ve çeşitli çalışma koşullarında denetleyici performansı değerlendirilmiştir. Carullo ve Nwankpa (2005)'e göre, haberleşme gecikmesinden dolayı güç sisteminde ölçüm hatalarının sistemin çalışma karakteristiklerine olan etkisini incelemek için haberleşme sisteminin de içinde bulunduğu bir elektrik güç sistemi geliştirilmiştir. Bu sayede, bir kontrol merkezinde haberleşme sistemleri ile iletilen ölçüm verilerini gösteren bilgileri elde etmek için gömülü bir güç sistemi oluşturularak bir güç sisteminin hem fiziksel yapısı hem de gömülü bilgisayar ağı haberleşme sistemi olarak farklı bir sistem modeli geliştirilmiştir. Yang vd. (2005)'e göre, bölgesel bir güç üretim birimi için çok bölgeli YFK sisteminin zaman gecikmesi içeren ve gecikme olmadan kararlılık analizi benzetim çalışmalarıyla

incelenmiştir. Jia vd. (2008)'e göre, güç sistemindeki zaman gecikmesi dikkate alınarak küçük sinyal kararlı bölgelerinin sınırlarını belirlemek için bir algoritma sunulmuştur. Elde edilen sonuçlara göre, zaman gecikmesinin özellikle büyük olduğu durumlarda küçük sinyal kararlı bölgelerinin sınırlarına önemli etkilerinin olduğu elde edilmiştir. Singh vd. (2015) tarafından yapılan çalışmada, Markovian model yaklaşımı kullanılarak veri iletiminden dolayı meydana gelebilecek iletişim hattındaki düşmeler ve tahmini zaman gecikmelerine göre iki bölgeli termal bir güç sistemi için YFK sisteminin kararlılığı incelenmiştir. Oluşan zaman gecikmeleri dikkate alınarak parçacık sürü optimizasyon tekniği ile PI/PID denetleyiciler tasarlanmıştır. Singh vd. (2015)'de, zaman gecikmesi olan üstel terime 2.dereceden Pade yaklaşımı uygulanarak denetleyici performansı için tahmin edilen sabit ve değişken zaman gecikmeleri, çeşitli yük koşullarında üretim kısıtlama oranının ve devir sayısı regülatörünün hızının değiştirilip değiştirilmemesine göre iki bölgeli termal güç sisteminde denetleyicilere uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar frekans değişiminin, geçici yanıt ve kararlılık bakımından minimum olduğunu göstermiştir. Ye vd. (2015)'de, aşırı veya yetersiz yük atma durumlarında yaşanan zaman gecikmelerinin güç sistemindeki etkisinden dolayı meydana gelen frekans kararsızlıklarının benzetim çalışmaları analiz edilmiştir.

Ayasun (2009)'a göre denetleyici tasarımı ve sistemin dinamiğinin analizinde zaman gecikmelerinin dikkate alınması ve zaman gecikmesi içeren güç sistemlerinde karmaşık dinamik analizlerinin yapılabilmesi için analitik yöntemlerin geliştirilmesi gerekmektedir. Bu durumda, sistem için maksimum zaman gecikme değerinin başka bir ifade ile sistemin sınırdaki kararlı olduğu gecikme değerinin bilinmesi oldukça önemlidir. Bu gecikme bilgisi sayesinde, denetleyici tasarımı ve veri transferinde kullanılacak haberleşme ağ tipinin belirlenmesi sistemin kararlılığı açısından önemlidir. Böylece, sistemde yaşanan toplam zaman gecikmesinin maksimum zaman gecikmesinden daha düşük olacağı bir haberleşme ağı seçilmelidir.

Zaman gecikmeli güç sistemlerinin dinamik davranışının incelenmesinde genellikle aşağıdaki sorunlar dikkat çekmiştir.

1) Güç sistem dengeleyici (Chaudhuri vd., 2004; Wu vd., 2004a), yük frekans kontrolü (Liu vd., 2007b; Yu ve Tomsovic, 2004), tristör kontrollü seri kompanzatör (Liu vd., 2007b; Quanyuan vd., 2005) için denetleyici tasarımındaki zaman gecikmesinin etkisi,

2) Zaman gecikmelerinin nedenini belirlemek ve analiz etmek, zaman gecikmelerinin olumsuz etkilerini azaltmak için uygun yöntemler araştırmak (Luque vd., 2002; Carullo ve Nwankpa, 2005; Park ve Won, 2004),

3) Zaman gecikmeli geri beslemeli kontrol yapılarak güç sistemlerinde düzensiz ve periyodik olan salınımları ortadan kaldırmak (Chen vd., 2005; Okuno ve Fujii, 2005).

Zaman gecikmeli dinamik sistemlerde, maksimum zaman gecikmesini hesaplamak için literatürde kullanılan birçok yöntem mevcuttur. Bu yöntemler frekans düzleminde ve zaman düzleminde olmak üzere iki ayrı şekilde maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında kullanılmaktadır. Frekans düzleminde kullanılan yöntemler sabit zaman gecikmesi içeren sistemlerin kararlılık analizinde kullanılmaktadır ve bu yöntemlerin ortak noktası sistemi sınırdaki kararlı olacağı tüm sanal köklerin belirlenmesidir. Bu yöntemler beş gruba ayrılabilir:

1) Schur-Cohn (Hermite matris formu) (Chen vd., 1995; Fu vd., 2006; Gu vd., 2003)

2) Üstel terimin yok edilmesi yöntemi (Ayasun vd., 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; Hertz vd., 1984; Rekasius, 1980; Olgac ve Sipahi, 2002; Olgac ve Sipahi, 2004; Sipahi ve Olgac, 2005; Sönmez vd., 2014)

Bu yöntemler nümerik olarak birbirlerinden farklıdırlar ve sanal kök hesabında farklı sonuçlar üretebilirler. Bu yöntemlerin avantaj ve dezavantajları detaylı olarak incelenmesi Sipahi ve Olgac (2005)'de bulunmaktadır.

Elektrik güç sistemlerinin kararlılık analizi için frekans düzleminde kullanılan bu yöntemlerle ilgili çalışmalar, Liu vd. (2007b) 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. Benzetim çalışmaları yardımıyla sistemin kararlılık analizi gerçekleştirilmiştir. Başka bir çalışmada, Rekasius yöntemi kullanılarak tek jeneratörlü sonsuz baralı bir güç sisteminde veri ölçümü ve iletiminden dolayı yaşanan zaman gecikmesinin etkisini incelemiş ve sistemin kararlılığını kaybetmeden çalışabileceği teorik sonuçlar elde edilmiştir (Liu vd., 2007a; Liu vd., 2008). Macana vd. (2013)'de, Rekasius yöntemi kullanılarak mikro-şebekelerde yaşanan zaman gecikmelerinin YFK sisteminin kararlılığına olan etkisi incelenmiştir ve maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Sönmez vd. (2014)'de, Rekasius yöntemi yardımıyla zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sisteminde farklı denetleyici kazanç değerleri için maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması gerçekleştirilmiştir. Ayasun (2009); Sönmez vd. (2015); Ayasun ve Gelen (2010); Ayasun vd. (2014)'de, jeneratör uyarma kontrol sistemlerinde meydana gelen zaman gecikmelerinin gerilim kontrolünün kararlılığına olan etkisini analiz etmek için farklı denetleyici kazanç değerleri için üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak maksimum zaman gecikmeleri hesaplanmıştır. Sönmez vd. (2016)'da üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak bir ve iki bölgeli YFK sistemlerinde meydana gelen zaman gecikmelerinin sistemin frekans kararlılığına olan etkisi incelenmiş ve sistemde kullanılan PI denetleyicinin farklı kazanç parametre değerleri için maksimum zaman gecikmeleri hesaplanmıştır. Ayrıca, Sönmez ve Ayasun (2016b) tarafından yapılan çalışmada, güç sistem dengeleyici içeren jeneratör uyarma kontrol sistemi için belirlenen denetleyici parametre değerlerinde sistemin sınırda kararlı olacağı zaman gecikmesi değerleri üstel terimin eliminasyon yöntemi ile hesaplanmıştır.

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 kullanılmıştır (Jiang vd, 2012). Lyapunov kararlılık teorisine ve lineer matris eşitsizlik teknikleri kullanılarak yapılan çalışmalar, Yu vd. (2004) tarafından yapılan çalışmada, lineer matris eşitsizliği kullanılarak YFK sisteminde haberleşme şebekesinde görülen diğer problemler ve belirsiz zaman gecikmeleri dikkate alınarak sistemin iyi bir performans sağlayabileceği denetleyici parametreleri elde edilmiştir. Wu vd. (2004a)'da, lineer matris eşitsizliği kullanılarak modern bir denetleyici tasarımı tekniği ile çeşitli zaman gecikme değerleri için güç sistem dengeleyici tasarımı yapılmıştır. Yapılan çalışmada sistemin dinamik performansı iyileştirilirken zaman gecikmesi toleransı azalmıştır, zaman gecikmeli üç bölge YFK sisteminde lineer matris eşitsizliği tekniği kullanılarak H_∞ kontrol tasarımı ve iteratif lineer matris eşitsizliği tekniği yardımıyla da H_2/H_∞ kontrol tasarım yöntemleriyle optimal PI denetleyici parametrelerinin tasarlanması amaçlanmıştır. Bevrani ve Hiyama (2008)'de, haberleşme gecikmeli güç sisteminde frekans düzenlenmesi için gürbüz PI denetleyici tasarımı yönünde çalışılmıştır. Bunun için karma H_2/H_∞ kontrol tekniği üzerinden lineer matris eşitsizliği modelleri kullanılarak optimal denetleyici parametreleri tasarlanmıştır. Bevrani ve Hiyama (2009)'da, Lyapunov yöntemine ve Schur sistem derecesi düşürme yöntemlerine dayalı gecikmeye bağlı kararlılık içeren yeni bir yöntem kullanılarak geniş alan sönümlenme denetleyicileri ile gecikmeye bağlı kararlılık analizi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, güç sistemindeki maksimum zaman gecikmesi lineer matris eşitsizliği tekniği ve derece düşürme yöntemine göre hesaplanmıştır. Yao vd. (2011)'de, klasik faz geriletici-ilerletici ve gürbüz geniş alan sönümlenme denetleyici ile kontrol edilen iki bölge dört jeneratörlü bir güç sistemine uygulanmıştır. Ayrıca, sistem parametreleri dikkate alınarak sönümlenme performansı ve maksimum zaman gecikmesi arasındaki çalışma incelenmiştir. Jiang vd. (2012) tarafından yapılan başka bir çalışmada, bir ve iki bölge YFK sisteminde meydana gelen maksimum zaman gecikme değerleri lineer matris eşitsizliği tekniği ve Lyapunov kararlılık yöntemi kullanılarak analitik olarak hesaplanmıştır. Çalışmada, hem sabit zaman gecikmesinde hem de zamanla değişen gecikmeler analiz edilerek sistemin maksimum zaman gecikme değerleri elde edilmiş ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Wang vd. (2012)'de, geniş alanlı kapalı çevrimli güç sistemlerinin denetleyici tasarımı için ağ tabanlı kontrol sistemi önerilmiştir. Sistemde meydana gelen haberleşme gecikmeleri dikkate alınarak zamana göre değişen gecikmelerin sistemin kararlılığına olan etkisi incelenmiştir ve daha iyi bir güç sistemi performansının sağlanması için lineer matris eşitsizliği tekniğine dayalı denetleyici

tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan denetleyicilerin zaman gecikmesini olumsuz etkilerini tolere edebileceği sonuçlar elde edilmiştir. Zhang vd. (2013a) ve Zhang vd. (2013b)'de, Lyapunov teorisi ve lineer matris eşitsizliği tekniğine dayalı yeni bir kararlılık kriteri önerilmiştir. Bu yöntemde çok bölgeli YFK sistemlerinde hesaplama süresinin kısaltılması ve işlemsel doğruluk artırılması amaçlanmıştır. Farklı yük frekans kontrol bölgeleri arasındaki maksimum zaman gecikmelerinin bölgelere olan etkisi, denetleyici kazançları ve maksimum zaman gecikmeleri arasındaki ilişki incelenmiştir. Ayrıca, denetleyici tasarımı yapmak için yeni bir performans indeksi olarak maksimum zaman gecikmelerinin kullanımı tartışılmıştır. Önerilen yöntem PID denetleyici içeren iki ve üç bölgeli YFK sistemine uygulanmıştır. Yöntemin doğruluğu için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Liu vd. (2015)'de, düşük bant genişliğine sahip haberleşme kanalları bir mikro-şebekenin sekonder frekans kontrolündeki lokal kontrolörler ve merkezi kontrolörler arasındaki veri alış verişini sağlamak için kullanılmıştır. Bu çalışmada birden fazla dağıtık jeneratör bulunan bir mikro-şebeke sisteminin sekonder frekans kontrolü üzerindeki haberleşme gecikmelerinin etkisi incelenmiştir ve küçük sinyal model tabanlı bir yöntem mikro-şebekesinin kararlı olabileceği maksimum zaman gecikmelerinin altındaki değerleri bulmak için mikro-şebeke sistemine uygulanmıştır. Sekonder frekans kontrol kazançları ve maksimum zaman gecikmeleri arasındaki ilişki elde edilmiştir ve sekonder frekans kontrolü üzerinde zaman gecikmesinin etkisini azaltmak için bir kazanç programlama yaklaşımı önerilmiştir. Önerilen kazanç programlama yaklaşımı mikro-şebekenin sekonder frekans kontrolörünün sağlamlığını iyileştirebileceği doğrulanmıştır. Ramakrishnan ve Ray (2015)'de Lyapunov yöntemi kullanılarak orantılı zaman gecikmesi içeren YFK sistemde Lyapunov anlamında sistemin asimptotik kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesini hesaplamak için lineer matris eşitsizlik denklemi önerilmiştir. Önerilen yöntem kararlılık kriterine göre bilinmeyen yük değişimlerdeki yükün etkisi incelenmiştir. Bunun için zamana bağlı bir geri besleme yolu üzerindeki gecikme ve sabit zaman gecikmesi içeren birden fazla geri besleme yolu bulunan sistem incelenmiştir. Gerçek zamanlı olarak uygulanabilir sonuçlar elde edilmiştir. Zhao vd. (2015) tarafından, yenilenebilir enerji kaynaklarından dolayı meydana gelen bozukluklar zaman gecikmeli enterkonnekte güç sistemlerinde YFK probleminde detaylı olarak incelenmiştir. Çalışmada, sinyal iletimi gecikmesi düşünülerek iki denetleyici tasarım aşaması olan, geri besleme üzerinde bulunan denetleyici ve gecikme içeren geri besleme üzerinde bulunan denetleyici tasarım aşamaları gerçekleştirilmiştir. Lyapunov kararlılık teorisine göre, lineer matris

eşitsizliği formunda yeterli kararlılık şartları geliştirilmiştir. Matlab/Simulink ortamında oluşturulan iki bölgeyi YFK sisteminde analizler yapılmıştır.

Macana vd. (2013), Ayasun (2009), Ayasun vd. (2014), Ayasun ve Gelen (2010), Sönmez vd. (2016), Sönmez vd. (2014) ve Sönmez ve Ayasun (2016b)'de yapılan çalışmalarda frekans düzlemindeki yöntemler kullanılarak belirlenen denetleyici parametre değerleri için sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Kararlılık için maksimum zaman gecikmesinin bilinmesi yeterli olmasına rağmen, pratikte zaman gecikmeli sistemde meydana gelen herhangi bir bozucu etki sonrası sistemin tepkisinde sönümlenmesi zor olan veya uzun süre devam eden salınımlar meydana gelmektedir. Büyük genlikli salınımlar sistemin dinamik davranışını olumsuz etkileyebileceğinden, sistemin sanal eksenden daha uzak sol yarı bölgede çalıştırılması istenir. Bu nedenle kararlılık sınırına ek olarak, istenilen iyi bir dinamik performans sağlamak için (sönümlenme, sürekli durum hatası, yerleşme zamanı gibi) kazanç ve faz payı gibi diğer tasarım özellikleri maksimum zaman gecikmesinde dikkate alınmalıdır. Kazanç ve faz payı, kontrol sistemlerinde ileri besleme yönüne "sanal kompanzator" olarak nitelenen GPMT eklenerek değiştirilmektedir ve buna göre yeni bir karakteristik denklem elde edilir. Yeni karakteristik denklem dikkate alınarak kararlılık analizi yapılabilir (Chang ve Han, 1990; Wang, 2012; Wang, 2011a; Tan, 2005). İstenilen kazanç ve faz payının önemli ölçüde hem PI denetleyici parametrelerinin seçiminde hem de zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanmasında dikkate alınması gerekmektedir. Literatürde kazanç ve faz payı bulmaya yönelik veya kazanç ve faz payı dikkate alınarak sistemin sönümlenme etkisi, sistemin kararlılığını sağlayan denetleyici parametre değerlerinin hesaplanması konuları ile ilgili birçok çalışma mevcuttur (Ho vd., 1995; Ho vd., 1998; Hu vd., 2011; Chang and Han, 1990; Chang vd., 1993). Chang ve Han, (1990) tarafından yapılan çalışmada, kontrol sistemlerinin ileri besleme kısmına eklenen GPMT içeren basit bir yöntem, ayarlanabilir parametrelili zaman gecikmeli kontrol sistemlerinin kazanç ve faz payını analiz etmek için sunmuşlardır. Nie vd. (2009) tarafından yapılan çalışmada, çeşitli kontrol uygulamaları için kazanç ve faz payı Nyquist kararlılık kriterine göre belirlenmiştir. Chang vd. (1993)'de lineer olmayan kontrol sistemlerinin asimptotik kararlılığı için parametre düzleminde kazanç ve faz payı sınırlarını belirlemiştir ve istenilen kazanç ve faz payı için sınır eğrisinden faydalanılmıştır.

Klasik kontrol sistemlerinde PI/PID denetleyiciler, gürbüz çalışması, parametreleri kolaylıkla tasarlanan, tasarlanması için bir çok yöntem geliştirilen ve uygulanması basit olduğu için güç sistem kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır (Dorf ve Bishop, 2001; Xue vd., 2007; Ziegler ve Nichols, 1942). YFK sistemleri gibi elektrik güç kontrol sistemlerinde, sürekli durum hatalarını sıfır yapmak ve sistemin dinamik davranışını iyileştirmek için klasik PI ve PID denetleyiciler kullanılır (Fosha ve Elgead, 1970; Jaleeli vd., 1992; Kundur, 1994; Saadat, 1999). YFK sistemde 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; Alomoush, 2010).

Zaman gecikmeli YFK sistemlerinde, belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi değeri için sistemin kararlılığını sağlayan tüm PI denetleyici parametre değerlerini hesaplamak önemlidir. Bu parametre değerlerini, Tan vd. (2006) ve Söylemez vd. (2003) tarafından önerilen kararlılık sınır eğrisine dayalı bir grafiksel yöntem kullanılarak elde etmek mümkündür. Önerilen yöntem, sistemin belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi değeri için mümkün olduğu kadar çok küçük frekans aralıklarında PI/PID denetleyici parametre değerlerini (K_I, K_P) , (K_P, K_D) , (K_I, K_D) düzleminde hesaplamaktadır. Bu hesaplama işlemi, sistemin karakteristik denkleminin reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenerek kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Önerilen yöntem kullanılarak, zaman gecikmeli YFK sisteminde belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi değeri için PI denetleyici parametreleri (K_I, K_P) düzleminde bir kararlılık bölgesi elde edilmiştir (Sönmez ve Ayasun, 2016a), büyük rüzgar türbin sistemlerinde (Wang, vd., 2011b) ve zaman gecikmeli veya zaman gecikmesi içermeyen sistemlerin denetleyici tasarımı ve sentezinde etkili olarak uygulanmıştır (Hamamcı ve Köksal, 2010), GPM içeren zaman gecikmeli ve zaman gecikmesi içermeyen sistemlerde istenilen kazanç ve faz payını sağlayan denetleyici parametre değerlerinin hesaplanması gerçekleştirilmiştir (Kaya, 2004; Wang vd., 1999; Wang, 2014). Ayrıca, önerilen yöntem sayesinde zaman gecikmeli YFK sistemine GPMT eklenerek belirlenen zaman gecikmesi değerleri için istenilen kazanç ve faz payını sağlayan PI denetleyici parametre değerleri kararlılık bölgeleri üzerinde elde edilmiştir. Böylece, kararlılık bölgesinin hesaplanmasında

sistemi kararlı yapan denetleyici kazançlarının yanı sıra istenilen GPM değerlerinde PI denetleyici parametrelerinin belirlenmesi önemli bir konu olarak düşünülmüştür.

Bu tez çalışmasının literatüre olan önemli 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 yönteminin bir ve iki bölgeli YFK sisteminin maksimum zaman gecikme hesabında ilk defa kullanılmıştır. Bu sayede sistemde kullanılan haberleşme ağına, sistemin elektrik verilerinin ölçümüne ve bu verilerin transferinden dolayı meydana gelen toplam zaman gecikme değerini tolere edebilecek uygun denetleyici parametre seçimi sağlanmıştır.

Zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sistemine GPMT eklenerek istenilen kazanç ve faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerinin Rekasius ve üstel terimin yok edilmesi yöntemi ile hesaplanması, ilk defa bu tez çalışmasında gerçekleştirilmiştir. Kazanç ve faz payının zaman gecikmeli güç sistemlerinde uygulanmamış olması tezin önemini arttırmaktadır. Böylece, sistemde meydana gelen herhangi bir bozucu etki sonrası sistemin sınırdaki kararlı olduğu eksenden daha uzak sol yarı bölgedeki davranışı incelenmiştir. Bu durumda, sistemin daha az salınımla daha kısa sürede sürekli çalışma şartlarına ulaştığı görülmüştür.

Söylemez vd. (2003), Tan vd. (2003), Tan (2005) ve Tan vd. (2006)'da önerilen yöntem kullanılarak zaman gecikmeli YFK sistemlerinin herhangi bir zaman gecikmesi değeri için sistemin kararlılığını garantileyen PI denetleyici parametre değerleri hesaplanmıştır. Bu sayede, sistemin toplam zaman gecikme değerinin bilindiği varsayılarak bu gecikme değerinde sistemin kararlılığının garantileyen PI denetleyici parametre seti elde edilmiştir. Hesaplanan denetleyici parametre değerleri kullanılarak, sistemin kararlı çalışabileceği bir kararlılık bölgesi elde edilmiştir.

Son olarak, YFK sistemine GPMT eklenerek belirlenen gecikme değerinde istenilen kazanç ve faz payını sağlayan PI denetleyici parametre seti elde edilmiştir. Böylece, hesaplanan denetleyici parametre değerleri kullanılarak elde edilmiş olan kararlılık bölgelerinin sistemin çalışma performansının değerlendirilmesinde kullanılmıştır.

Bu tez çalışmasında bulunan bölümler aşağıdaki gibi düzenlenmiştir.

2. Bölümde, çok bölgeli zaman gecikmeli YFK sistemlerinin dinamik denklem modeli, zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sistemleri, zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin modeli ve bu sistemlere ait zaman gecikmeli karakteristik denklemlere yer verilmiştir.

3. Bölümde, zaman gecikmeli sistemlerde zaman gecikmesinin hesaplanması için kullanılan üstel terimin yok edilmesi yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemi verilmiştir. Ayrıca, sistemde yaşanan herhangi bir zaman gecikme değeri için sistemi sınırdaki kararlı yapan tüm denetleyici parametre değerlerinin hesabında kullanılan yöntem ayrıntılı olarak anlatılmıştır.

4. Bölümde, zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde GPMT eklenerek istenilen kazanç ve faz payı değerlerinde üstel terimin yok edilmesi yöntemi, belirli aralıkta seçilen PI denetleyici kazanç değerleri ve sistem parametre değerlerinde zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanması için kullanılmıştır.

İlk olarak, kazanç ve faz payının sistemde olmadığı durum için, sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmalarıyla gösterilmiştir. Ayrıca, üstel terimin yok edilmesi yöntemi ile elde edilen sonuçlar zaman düzleminde Lyapunov yöntemi kullanılarak elde edilen maksimum zaman gecikmesi değerleri ile detaylı olarak kıyaslanmıştır. Bu kıyaslama sonucunda, frekans düzleminde kullanılan üstel terimin yok edilmesi yönteminin Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçlara göre daha doğru sonuçlar verdiği görülmüştür.

4. bölümün devamında, sistemde GPMT olması durumu gözetilerek istenilen kazanç ve faz payı değerlerine karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri üstel terimin yok edilmesi yöntemi ile hesaplanmıştır. Böylece, hesaplanan zaman gecikmesi değerinde sistemin daha iyi bir dinamik performans gösterdiği ve kısa sürede sürekli duruma ulaştığı benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

5. Bölümde, 4. Bölümde dikkate alınan şartlar Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak yapılmıştır. İlk olarak, GPMT eklenmiş olan zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde, kazanç ve faz payının sistemde olmadığı durum için belirli aralıkta seçilen PI denetleyici kazanç değerleri ve sistem parametre değerlerinde sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmalarıyla gösterilmiştir.

5. Bölümün devamında, istenilen kazanç ve faz payına karşılık gelen zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Rekasius yöntemi kullanılarak yapılan zaman gecikmesi hesaplarının üstel teriminin yok edilmesi yöntemi kullanılarak elde edilen sonuçlarla aynı olduğu sonucuna varılmıştır. Ayrıca, bu bölümde iki bölgeli YFK sistemlerinde işlem yükünün azaltılması ve hesaplama hızının artırılması amaçlanarak bölgeler arasındaki güç transferinin zaman gecikmesi değerleri üzerindeki etkisi incelenmiştir.

6. Bölümde, uyarma kontrol sisteminde jeneratör sisteminin beslediği yük gruplarında herhangi bir değişiklik olması durumunda uyarma kontrol sisteminden kontrol sinyallerinin iletilmesi ve elektriksel büyüklüklerin ölçülmesi sırasında yaşanan zaman gecikmelerinin sistemin dinamik davranışına olan etkisi incelenmiştir. Güç sistem dengeleyici içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde üstel teriminin yok edilmesi yöntemi kullanılarak sistemin farklı denetleyici kazanç değerlerinde ve jeneratörün farklı yüklenme koşullarında dolayısıyla farklı çalışma noktalarında maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen teorik sonuçların doğruluğu Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmalarıyla gösterilmiştir.

7. Bölümde, zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde GPMT eklenerek istenilen kazanç ve faz payı değerlerinde belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi değeri için sistemin kararlılığını garanti eden PI denetleyici parametre değerleri hesaplanarak denetleyici parametre düzleminde bölgeler olarak gösterilmiştir. İlk olarak, kazanç ve faz payının sistemde olmadığı durum için denetleyici parametre değerleri hesaplanmıştır.

7. Bölümün devamında, sistemin kararlılık bölgelerinin kazanç ve faz payı eklenmesi durumundaki değişimini görmek için istenilen kazanç ve faz payını sağlayan PI

denetleyici parametre değerleri hesaplanmıştır. Hesaplanan kararlılık bölgelerinden seçilen denetleyici parametre değerleri için sistemin davranışı benzetim çalışmaları yardımıyla incelenmiştir.

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



BÖLÜM II

ZAMAN GECİKMELİ GÜÇ SİSTEM MODELİ

2.1 Giriş

Bir iletim hattında aktif ve reaktif güç akışı birbirinden bağımsız olarak varsayılmakta ve farklı kontrol sistemleri uygulanmaktadır. Reaktif güç, sistem frekansındaki değişimlerden daha az etkilenirken jeneratörün terminal geriliminin genliğindeki değişime bağlı olarak kontrol edilir. Fakat aktif güçteki değişim sistem frekansını önemli ölçüde etkiler. Böylece, aktif ve reaktif güç kontrolleri birbirinden ayrılır. YFK sisteminde aktif güç ile frekans ayarlanırken, AVR ise reaktif güç ile gerilim genliğinin ayarlanmasını sağlar. Yük frekans kontrol sistemi enterkonnekte sistemler için önemlidir ve enterkonnekte sistemlerin çalışmasını kontrol eder (Saadat, 1999).

Enterkonnekte bir güç sisteminde, YFK ve AVR her bir jeneratör sistemi için gereklidir. Şekil 2.1, YFK çevrimini ve AVR çevrimini göstermektedir. Bu kontrolörler özel bir çalışma koşulu için ayarlanır ve belirli sınırlar içerisinde frekans ve gerilimin genliğini korumak için yük talebindeki değişimleri dikkate alırlar. Aktif güçteki küçük değişimler genellikle rotor açısı δ 'daki değişimlere yani frekansı etkiler. Reaktif güç ise genellikle gerilimin genliğine yani jeneratör uyarma sistemine bağlıdır. Uyarma sisteminin zaman sabiti tahrik sisteminin zaman sabitinden çok daha küçüktür ve uyarma sisteminin geçici tepkisi çok daha hızlıdır. Ayrıca, YFK sistemini etkilemez. Böylece, YFK ve AVR çevrimleri arasındaki karşılıklı ilişki ihmal edilebilir. Yük frekans kontrolü ve gerilim kontrolü birbirinden bağımsız analiz edilebilir (Saadat, 1999).

2.2 Yük Frekans Kontrol Sistemi

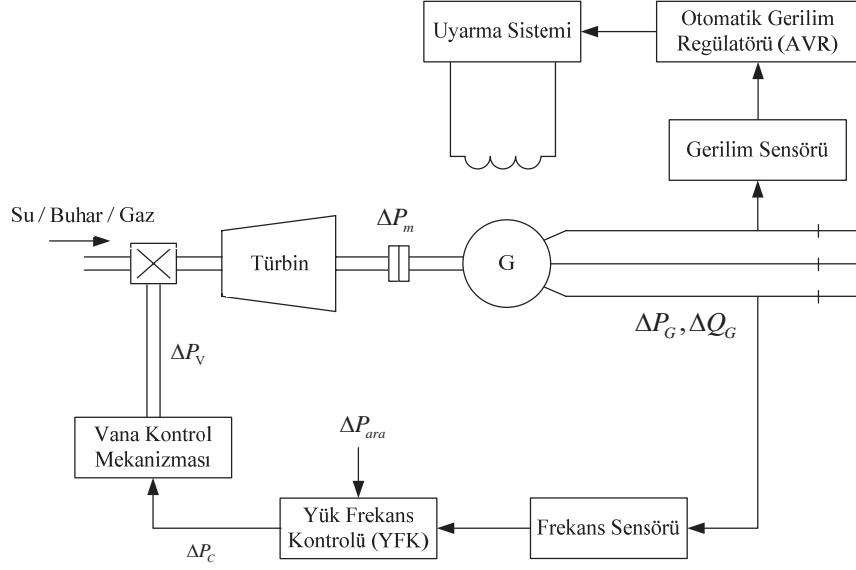
Bir güç sisteminde frekans aktif güç dengesine bağlıdır. Elektrik şebekesinde aktif güç talebindeki değişim frekansın değişimine neden olur ve frekanstaki değişim tüm sisteme yansır. Bu yüzden, sistem frekansı yük dengesizliğini ve sistem üretimini gösteren önemli bir kavramdır. Enerji üretimi ve tüketimi arasında herhangi bir kısa süreli dengesizlik, sistem frekansında ani bir değişime neden olur. Elektrik santralının çalışma frekansının üstünde bir değerde bulunması durumunda, sistemde bir tepki oluşmazsa

üretimde önemli kayıplar meydana gelebilir. Jeneratöre bağlı olarak üretilen aktif güç; buhar türbini, gaz türbini, su türbini veya dizel motor gibi mekanik güç üreten türbin sistemleri ile kontrol edilmektedir (Bevrani, 2009).

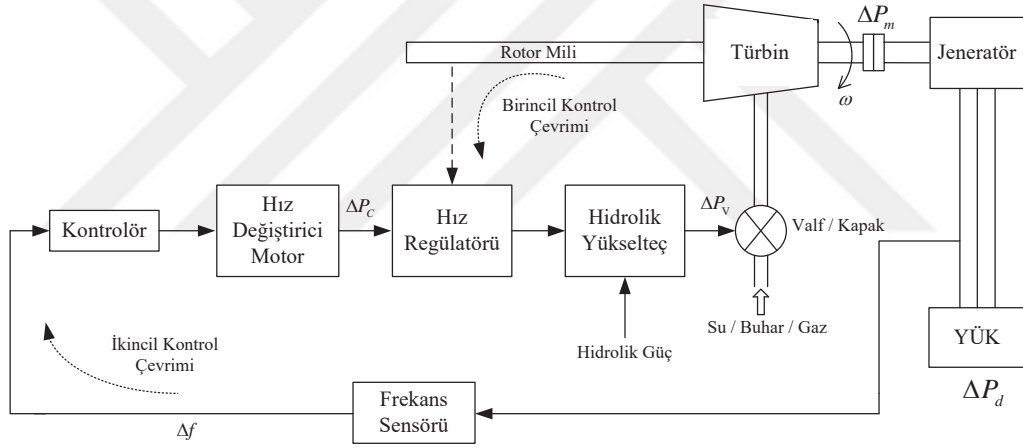
Şekil 2.2’de, yük frekans kontrol sisteminin basit bir diyagramı görülmektedir. Şekilde devir sayısı regülatörü, birincil ve ikincil kontrol çevrimleri hızdaki bir değişime karşı duyarlıdır. Ayrıca, hız değiştirici, türbin sisteminin sabit bir güç çıkışına ayarlanmasını sağlar ve hidrolik amplifikatör, türbine iletilecek mekaniksel gücün sağlanması için valf/kapak konumunu ayarlar (Bevrani, 2009).

Yük frekans kontrol sisteminin amacı, genel olarak sistemin nominal frekans değerinin korumak, farklı bölgelerdeki jeneratörlerin karşılayabileceği yükü paylaşmak ve bağlantı hattındaki güç değişimlerini kontrol etmektir. Şekil 2.2’de görüldüğü gibi, jeneratörün beslediği elektrik yükünde ΔP_d kadar bir değişim olması durumunda, Δf hata sinyali oluşur ve bu sinyal aktif gücü kontrol eden ΔP_c sinyaline dönüştürülür. ΔP_c sinyali torkta meydana gelen herhangi bir değişim için gerekli sinyali türbin sisteminin mekanik güç ihtiyacının karşılanacağı valf/kapak sistemine gönderir. Türbin sistemi ise ΔP_v değerine göre jeneratör sisteminin ω açısal hızının artmasını veya azalmasını sağlayarak frekansın nominal değerine getirilmesini sağlar. Bu durumda ΔP_G , belirli toleranslar dahilinde Δf frekans değişimini sağlayacaktır. (Saadat, 1999).

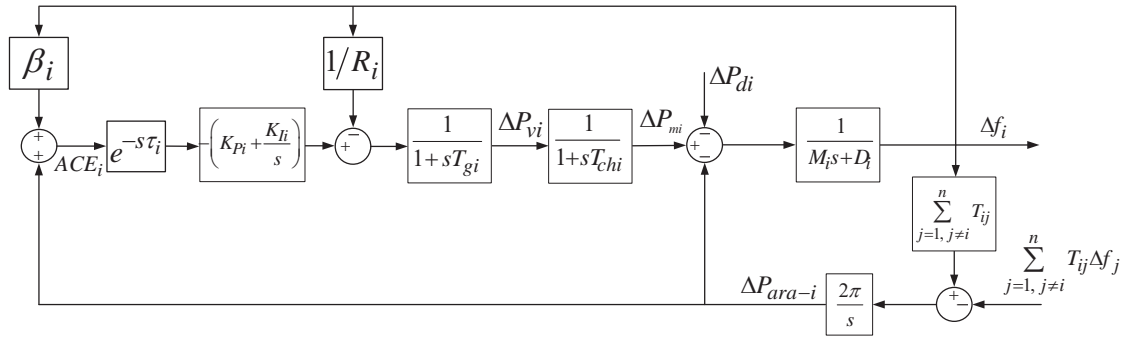
Her bir üretim biriminde devir sayısı regülatörü birincil hız kontrolünü sağlar ve tüm üretim birimleri kendi devir sayısı regülatörlerini kullanarak değişken yük durumlarında jeneratörde yapılması gereken genel değişikliği sağlarlar. Ancak, enterkonnekte güç sistemlerinde birincil kontrol, sistem frekansının düzenlenmesi için yeterli değildir. Böylece ikincil kontrol çevrimi, hız değiştirici motor vasıtasıyla referans yük ayar noktasını oluşturmak için gereklidir (Bevrani, 2009). İkincil kontrol çevrimi frekans değişimi üzerinde bir geri besleme sağlar ve dinamik kontrolörler ile birincil kontrol çevrimine eklenir. Sonuç olarak ΔP_c sinyali sistem frekansını düzenlemek için kullanılır. Güç sistemlerinde dinamik kontrolörler ise genellikle basit bir integral veya oransal-integral kontrolörden oluşur (Bevrani, 2009).



Şekil 2.1. Bir senkron jeneratörün YFK ve AVR sisteminin şematik diyagramı



Şekil 2.2. YFK sistemi blok diyagramı



Şekil 2.3. Zaman gecikmeli YFK sistemi blok diyagramı

2.2.1 Zaman gecikmeli yük frekans kontrol sistemi

YFK sistemleri lineer olmayan diferansiyel ve/veya diferansiyel cebirsel denklem takımlarıyla tanımlanır (Ayasun, 2009a; Jia vd., 2008). YFK sisteminde küçük bir bozucu etki halinde, lineer durum denklem modellerini elde etmek için lineer olmayan denklemler belirli bir denge noktası etrafında lineerleştirilir. Belirli bir denge noktası etrafında sistemin sürekli durum ve küçük sinyal kararlılığını incelemek için lineer denklem modelleri yeterli olmaktadır (Yu ve Tomsovic, 2004; Kundur, 1994; Jiang vd., 2012). Sistemde zaman gecikmesi olması durumunda, klasik YFK sistemine zaman gecikmesi terimi eklenerek gecikmeli bir sistem olarak değiştirilir. YFK sisteminde sabit veya zamanla değişen gecikmeler meydana gelebilir. Yu ve Tomsovic, (2004) ve Bhowmik vd. (2004)'de yapılan çalışmalarda yaşanan gecikmeler: 1) kontrol merkezinden her bir üretim birimine ACE sinyalinin iletilmesi, 2) RTU'lardan haberleşme sinyallerinin kontrol merkezine gönderilmesi olarak açıklanır. Kontrol merkezinin ölçülen verileri almak için beklediği düşünülürse, her bir gecikme durumu için analizler benzer olur. Bu yüzden, kontrol merkezinden tüm gecikmeler sabit veya zamanla değişen gecikmeler olarak anlaşılır. Çok bölgeli bir YFK sisteminin *i*. kontrol bölgesinin modeli Şekil 2.3'de verilmiştir. Şekil 2.3'de sistemde yaşanan tüm gecikmeler sabit bir gecikme olarak değerlendirilmiş ve kontrol çevrimine eklenmiştir. Şekil 2.3'de PI denetleyici yük frekans kontrolörü olarak kullanılmıştır. Çok bölgeli YFK sisteminin durum denklem modelleri:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + F\Delta P_d \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Burada

$$\begin{aligned} x_i(t) &= [\Delta f_i \quad \Delta P_{mi} \quad \Delta P_{vi} \quad \int ACE_i \quad \Delta P_{ara-i}]^T \\ y_i(t) &= [ACE_i \quad \int ACE_i]^T \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x(t) &= [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \cdots \quad x_n(t)]^T \\ y(t) &= [y_1(t) \quad y_2(t) \quad \cdots \quad y_n(t)]^T \end{aligned}$$

$$u(t) = [u_1(t) \quad u_2(t) \quad \cdots \quad u_n(t)]^T$$

$$\Delta P_d(t) = [\Delta P_{d1}(t) \quad \Delta P_{d2}(t) \quad \cdots \quad \Delta P_{dn}(t)]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \cdots & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22} & \cdots & A_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1} & A_{n2} & \cdots & A_{nn} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} B &= \text{diag}[B_1 \quad B_2 \quad \cdots \quad B_n] \\ C &= \text{diag}[C_1 \quad C_2 \quad \cdots \quad C_n], \\ F &= \text{diag}[F_1 \quad F_2 \quad \cdots \quad F_n] \end{aligned}$$

$$B_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_{gi}} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$F_i = \begin{bmatrix} -\frac{1}{M_i} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C_i = \begin{bmatrix} \beta_i & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{ii} = \begin{bmatrix} -\frac{D_i}{M_i} & \frac{1}{M_i} & 0 & 0 & -\frac{1}{M_i} \\ 0 & -\frac{1}{T_{chi}} & \frac{1}{T_{chi}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{R_i T_{gi}} & 0 & -\frac{1}{T_{gi}} & 0 & 0 \\ \beta_i & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 2\pi \sum_{j=1, j \neq i}^n T_{ij} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad A_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2\pi T_{ij} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$T_{ij} = T_{ji}$

β yönelim faktörü ile ağırlıklı olarak ifade edilen ve frekans değişimine bağlantı hattı güç değişiminin eklenmesiyle oluşturan bir kontrol sinyali ile istenilen amaçların gerçekleştirilebildiği gösterilmiştir. Bu kontrol sinyali *ACE* olarak bilinmektedir. $\int ACE$ ise alan kontrol hata sinyalinin integralini göstermektedir. *ACE*, üretim alanında MW olarak gerekli güç değişimini ifade etmektedir. Literatürde *ACE* Denklem (2.2) ile ifade edilmektedir.

$$ACE_i = \beta_i \Delta f_i + \Delta P_{ara-i} \quad (2.2)$$

Burada β 'nın birimi MW/Hz 'dir (Kundur, 1994). YFK sisteminde, i . kontrol bölgesi için bağlantı hattı güç değişimi ve frekansın lineer birleşimi dikkate alınarak bölge kontrol hata sinyali oluşturulur.

Şekil 2.3'den görüldüğü gibi gecikmeli ACE sinyali PI denetleyicinin girişine uygulanmıştır. Her bir kontrol alanı için bir PI denetleyici Denklem (2.3)'deki gibi seçilir.

$$u_i(t) = -K_{Pi}ACE_i - K_{Ii} \int ACE_i = -K_i y_i(t - \tau_i) = -K_i C_i x_i(t - \tau_i) \quad (2.3)$$

Kapalı çevrimli sistemin dinamik modeli Denklem (2.4)'de verilmiştir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{i=1}^n A_{di}x(t - \tau_i) + F\Delta P_d \quad (2.4)$$

Burada;

$$A_{di} = \text{diag} [0 \quad \cdots \quad -B_i K_i C_i \quad \cdots \quad 0]$$

$$K_i = [K_{Pi} \quad K_{Ii}]$$

$$K = \text{diag} [K_1 \quad K_2 \quad \cdots \quad K_n]$$

Çok bölgeli YFK sistemi $\tau_i = 1, \dots, n$ gibi farklı zaman gecikmelerine sahip olacaktır. Maksimum zaman gecikmesi hesabını basitleştirmek için, τ_i farklı zaman gecikmeleri sabit bir zaman gecikmesi olarak gösterilmiş ve tümü eşit alınmıştır. Bu basitleştirme işlemi Denklem (2.5)'de gösterildiği gibi basit bir model elde etmek mümkündür.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_d x(t - d(t)) + F\Delta P_d \quad (2.5)$$

Burada $A_d = A_{d1} + A_{d2} + \cdots + A_{dn}$ 'dir. Çok bölgeli YFK sisteminin karakteristik denklemi Denklem (2.6)'da verildiği gibi orantılı gecikme içeren üstel terimlere sahip olacaktır. Denklem (2.6)'da $a_k(s)$ reel katsayılı s bağlı polinomlardır.

$$\Delta(s, \tau) = \det \left[sI - A - A_d e^{-s\tau} \right] = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-ks\tau} = 0 \quad (2.6)$$

2.2.1.1 Zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi

Bölüm 2.2.1'de verilen zaman gecikmeli çok bölge YFK sisteminin dinamik denklem takımı kullanılarak Şekil 2.4'de, zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi ve Denklem (2.7)'de, zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin karakteristik denklemini elde edilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s) e^{-s\tau} = 0 \quad (2.7)$$

$a_0(s)$ ve $a_1(s)$ polinomlarının katsayıları:

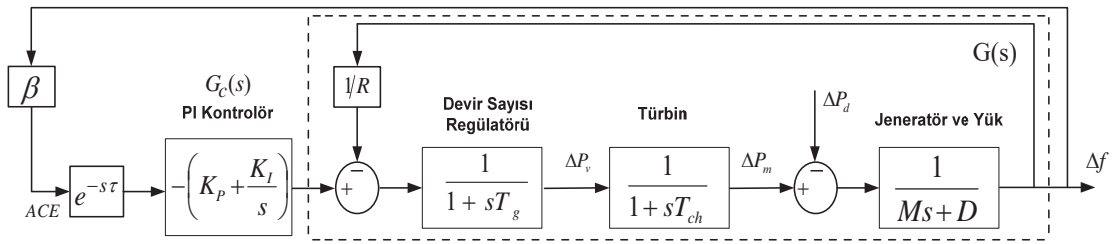
$$a_0(s) = p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s$$

$$a_1(s) = q_1 s + q_0$$

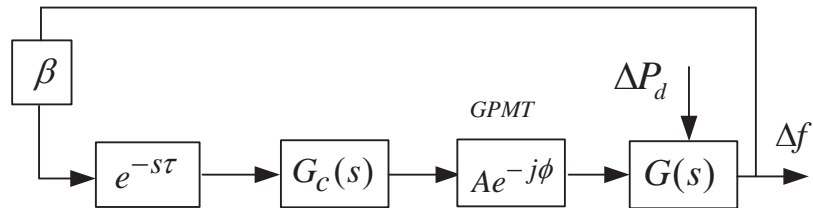
$$p_4 = RT_g T_{ch} M, \quad p_3 = MRT_{ch} + RDT_g T_{ch} + RT_g M,$$

$$p_2 = MR + RDT_{ch} + RT_g D,$$

$$p_1 = RD + 1, \quad q_1 = \beta RK_p, \quad q_0 = \beta RK_I$$



Şekil 2.4. Zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi



Şekil 2.5. GPMT eklenen zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi blok diyagramı

Şekil 2.5'den görüldüğü gibi frekanstan bağımsız olan ve $Ae^{-j\phi}$ ile ifade edilen kazanç ve faz payı test edici, Şekil 2.4'de zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sisteminin ileri besleme yönüne eklenmiştir. GPMT eklenmiş olan YFK sisteminin karakteristik denklemi ve katsayıları Denklem (2.8)'deki gibi düzenlenebilir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau') &= a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} Ae^{-j\phi} = 0 \\ &= a'_0(s) + a'_1(s)e^{-s\tau'} = 0\end{aligned}\quad (2.8)$$

Burada $a_0(s) = a'_0(s)$ 'dir ve polinomunun katsayıları değişmemiştir. $a_1(s)$ polinomu ise A kazanç payından dolayı $a'_1(s)$ olarak değiştirilmiştir.

$$\begin{aligned}a_0(s) &= a'_0(s) = p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s \\ a'_1(s) &= q'_1s + q'_0 \\ p_4 &= RT_g T_{ch} M, \quad p_3 = MRT_{ch} + RDT_g T_{ch} + RT_g M, \\ p_2 &= MR + RDT_{ch} + RT_g D, \\ p_1 &= RD + 1, \quad q'_1 = A\beta RK_P, \quad q'_0 = A\beta RK_I.\end{aligned}$$

2.2.1.2 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sistemi

Bölüm 2.2.1'de verilen zaman gecikmeli çok bölgeli YFK sisteminin dinamik denklem takımı kullanılarak Şekil 2.6'da, zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sistemi ve Denklem (2.9)'da, zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminin karakteristik denklemi elde edilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} + a_2(s)e^{-2s\tau} = 0 \quad (2.9)$$

Burada

$$\begin{aligned}a_0(s) &= p_9s^9 + p_8s^8 + p_7s^7 + p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 \\ a_1(s) &= q_6s^6 + q_5s^5 + q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s \\ a_2(s) &= r_3s^3 + r_2s^2 + r_1s + r_0\end{aligned}$$

Şekil 2.6’da verilen zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sistemine GPMT eklenerek Şekil 2.7 ile verilen GPMT içeren zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sistemi elde edilmiştir. Sisteme ait karakteristik denklem ve katsayıları aşağıda verildiği gibi düzenlenmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau') &= a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} A e^{-j\phi} + a_2(s)e^{-2s\tau} A^2 e^{-2j\phi} = 0 \\ &= a'_0(s) + a'_1(s)e^{-s\tau'} + a'_2(s)e^{-2s\tau'} = 0\end{aligned}\quad (2.10)$$

Burada $a_0(s) = a'_0(s)$ ’dir ve polinomunun katsayıları değişmemiştir. $a_1(s)$ polinomu A kazanç payından $a'_1(s)$ olarak ve $a_2(s)$ polinomu ise A^2 kazanç payından dolayı $a'_2(s)$ olarak değiştirilmiştir.

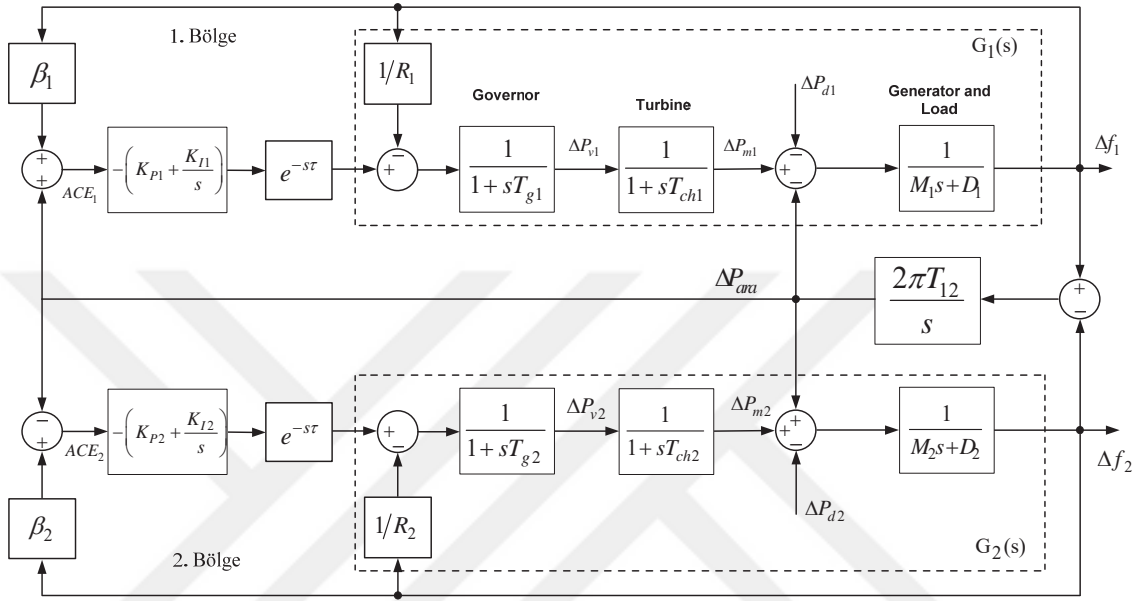
$$\begin{aligned}a'_0(s) &= a_0(s) = p_9s^9 + p_8s^8 + p_7s^7 + p_6s^6 + \\ &\quad p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 \\ a'_1(s) &= Aa_1(s) = q'_6s^6 + q'_5s^5 + q'_4s^4 + q'_3s^3 + q'_2s^2 + q'_1s \\ a'_2(s) &= A^2a_2(s) = r'_3s^3 + r'_2s^2 + r'_1s + r'_0\end{aligned}$$

Faz payının sistemde mevcut olan zaman gecikmesi ile toplam bir ifadesi olduğu $e^{-s\tau'}$ üstel terimi, Denklem (2.8) ve (2.10) ile gösterilmiştir. Dikkat edilecek olursa, Denklem (2.8) ve (2.10)’da sistemin maksimum zaman gecikmesi değerinde sanal eksen kesen kökü $s = j\omega_c$ olmak üzere $e^{-s\tau'}$ ifadesi, $e^{-j\phi}$ faz payı ve $e^{-s\tau}$ üstel terimin toplamı olarak Denklem (2.11)’de verilmiştir.

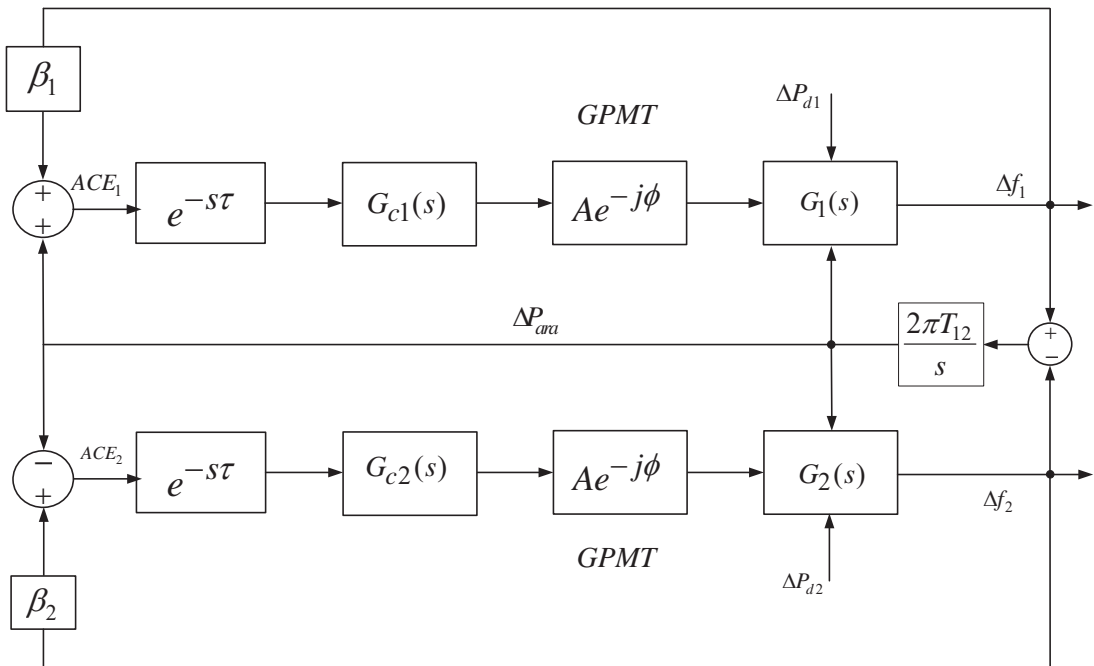
$$\tau' = \tau + \frac{\phi}{\omega_c}\quad (2.11)$$

Denklem (2.8) ve (2.10)’da, kazanç ve faz payı sisteme sonradan eklenen bir ifade olduğu için $A=1$ ve $\phi=0$ seçildiğinde, sistemde kazanç ve faz payının etkisinin olmadığı orijinal karakteristik denklemler, Denklem (2.7) ve (2.9) elde edilir. Kazanç-faz payı bakımından Denklem (2.8) ve (2.10) incelendiğinde, üç farklı durum görülebilir: a) $A=1$ olduğunda, sadece faz payının (ϕ) etkisi görülmektedir. b) $\phi=0$ olduğunda, karakteristik denklemde sadece kazanç payı dikkate alınarak incelenebilir.

c) Sistemde hem kazanç hem de faz payı birlikte değiştirilerek her iki parametrenin de sistem üzerindeki etkisi incelenebilir. Pratik kontrol sistemlerinde, GPMT blok diyagramı bulunmamaktadır. Sadece sistemin istenilen GPM değerlerinde dinamik performansının analiz edilebilmesi için sanal bir kompanzator olarak kontrol sistemine eklenmektedir (Argoun ve Bayoumi, 1993; Wang vd., 2012).



Şekil 2.6. Zaman gecikmeli iki bölge YFK sistemi



Şekil 2.7. GPMT içeren zaman gecikmeli iki bölge YFK sistemi blok diyagramı

2.3 Uyarma Kontrol Sistemi

Güç sistemlerinde, değişen yük şartları karşısında senkron jeneratörlerin terminal gerilimlerinin tekrardan nominal gerilim seviyelerine ayarlayabilmek için yüksek performansa sahip AVR içeren uyarma kontrol sistemleri bulunmaktadır. AVR içeren uyarma kontrol sistemleri, senkron jeneratörün uyarma sargılarını kontrol ederek bara geriliminin veya jeneratörün terminal geriliminin hızlı olarak kontrolünü sağlar. Uyarma kontrol sistemleri sayesinde, senkron jeneratörlerin senkronlayıcı momenti artırılarak meydana gelen arızalar, yük değişimleri gibi bozucu etki boyunca sistemdeki sürekli durum ve geçici durum kararlılığının sürdürülebilmesi önemlidir. Ancak, yüksek kazançlı ve hızlı tepki veren AVR sistemleri güç sistemlerinin dinamik kararlılığı üzerinde zayıf bir etkiye sahiptir. Enterkonnekte güç sisteminde, düşük frekanslı, küçük genlikli ve genellikle uzun süre devam eden elektromekaniksel salınımlar mevcuttur. Bu salınımlar sistemde güç transferini sınırlar ve sönümlenmeyen salınımlar büyüyerek kararsızlığa neden olabilir. Sistemde gözlemlenen salınımlar iki şekilde sınıflandırılabilir: i) 1-2 Hz aralığında olan lokal salınımlar, güç sisteminde bulunan herhangi bir enerji üretim santralinde jeneratörlerin veya santralde bulunan bir jeneratörün salınım yapmasıdır. ii) 0.2-1 Hz aralığında olan bölgeler arasındaki salınımlar, diğer bölgelerdeki jeneratörlerde dikkate alınarak üretim santrali gruplarının veya jeneratör gruplarının salınımları ile ilgilidir. Sistemde her iki tipte meydana gelen salınımları sönümleyebilmek için uyarma sistemlerinde yardımcı bir kontrol sinyali üretilerek senkron jeneratöre sönümleyici moment sağlanır. Bu yardımcı kontrol sinyali Şekil 2.11'de gösterilen GSD ile sağlanır. Rotorun hız bilgisi GSD'ye aktarılır ve AVR için referans sinyalin ayarlanması gerçekleştirilir. GSD, sanal düzlemin sol yarı bölgesine sistemin öz değerlerini kaydırarak salınımların sönüm oranının belirlenmesini sağlar ve bu sayede sistemin performansını iyileştirmeyi amaçlar. Sonuç olarak, sistemin küçük sinyal kararlılık sınırı artırılmış olunur. Şekil 2.11'de GSD blok diyagramında bulunan bloklar aşağıda açıklanmıştır (Sauer ve Pai, 2002; Shahgholian ve Faiz, 2010).

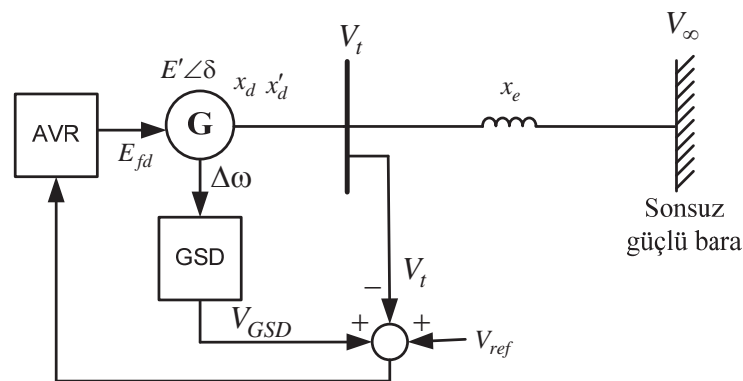
Kazanç bloğu, K_P ile gösterilen kazanç değeri sistemde meydana gelen sönümlenme değerlerine uygun olarak ayarlanmaktadır. K_P kazancının artması sistemi kararsızlığa götürebileceği için pratikte sistemin diğer kararlılık şartları da dikkate alınarak uygun bir değerde sönümlenin yapılabilmesi sağlanmalıdır.

Filtre bloğu, rotordaki salınımları değiştirmeden geçmesine izin veren, zaman sabiti T_w 'nin yeterince büyük olduğu yüksek geçiren bir filtre olarak çalışmaktadır. Filtreleme bloğunun olmaması durumunda rotor hızındaki sürekli değişimler jeneratörün terminal gerilimini değiştirebilir. Bu yüzden, filtreleme bloğu sadece rotor hızındaki değişimlere cevap verir. Filtreleme bloğunun zaman sabiti 1-20 saniye aralığında seçilebilir. Zaman sabiti istenilen frekanslardaki kararlı kılıcı sinyalleri geçmesine izin verecek kadar büyük olmalı ancak jeneratör geriliminde istenmeyen sapmalara neden olmayacak kadar küçük seçilmelidir.

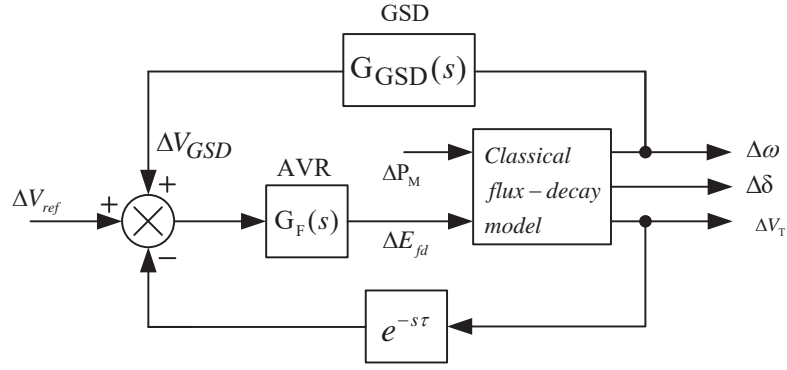
Faz kompanzasyonu bloğu, senkron jeneratörde meydana gelen salınımların sönmülenebilmesi için GSD, rotor hızındaki değişimler ile aynı fazda olan bir moment üretmelidir. Bu yüzden, GSD transfer fonksiyonu jeneratörün uyarma girişi ve üretilen moment arasındaki faz farkını kompanse etmek için uygun bir faz karakteristiğine sahip olmalıdır. Kompanzasyon yapmak için kullanılan faz karakteristiği sistemin şartlarına göre değişir. Farklı sistem şartlarında ve 0.1 – 2Hz arasında istenilen frekans aralığı için uygun bir faz karakteristiği seçilmelidir. Şekil 2.11'de istenilen faz kompanzasyonunun sağlanabilmesi için birinci dereceden bir blok kullanılmıştır.

Giriş sinyali, giriş sinyalleri rotor hızının, frekansın, sistemdeki elektrik gücünün değişimi olabilir. GSD'nin görevi rotor salınımlarını kontrol etmek olduğu için, daha çok rotor hızının değişimi kullanılır.

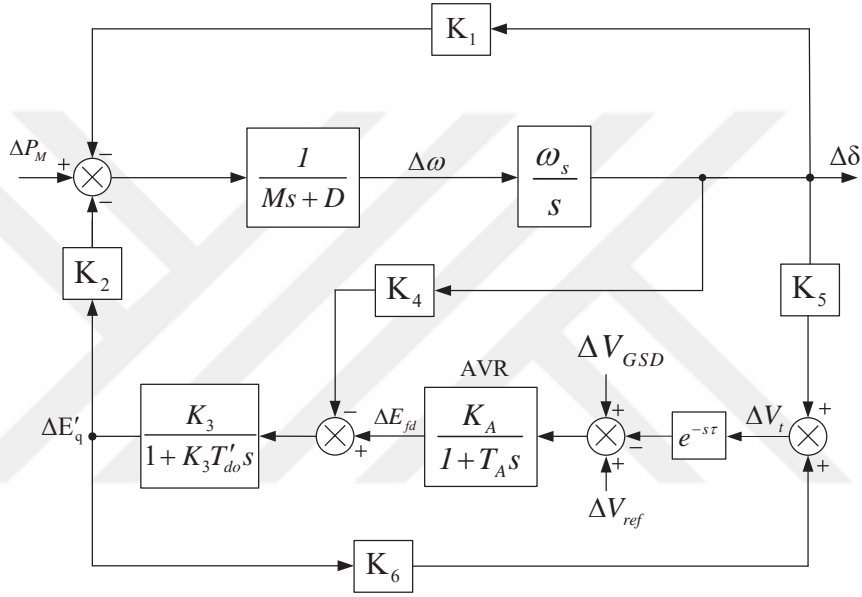
Tez çalışmasında, Şekil 2.8'de AVR ve GSD içeren tek jeneratörlü sonsuz baralı bir güç sisteminin tek hat diyagramı kullanılmıştır.



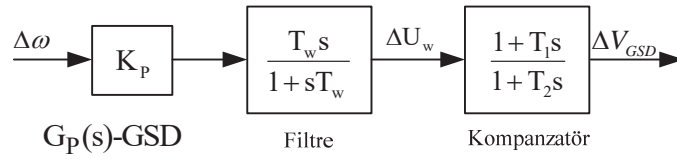
Şekil 2.8. AVR ve GSD içeren SMIB tek hat diyagramı



Şekil 2.9. AVR ve GSD içeren SMIB blok diyagramı



Şekil 2.10. AVR ve zaman gecikmesi içeren SMIB sisteminin detaylı blok diyagramı



Şekil 2.11. GSD'nin blok diyagramı

2.3.2 Zaman gecikmeli uyarma kontrol sistemi

GSD ve AVR içeren SMIB sisteminin tek hat diyagramı Şekil 2.8'de ve blok diyagramı Şekil 2.9'da görülmektedir. Sistemde gerilim genliğinin değişiminin tekrardan nominal seviyede tutulması için uyarma kontrol sistemine iletilen veri bilgisinden dolayı zaman gecikmesi yaşanmaktadır. YFK sisteminde olduğu gibi AVR sisteminde de yaşanan

zaman gecikmesi $e^{-s\tau}$ terimi ile gösterilmektedir. Şekil 2.10'da ise zaman gecikmesi ve AVR içeren SMIB sisteminin detaylı olarak blok diyagramı görülmektedir. Şekil 2.11'de ise GSD'nin kazanç, yüksek geçiren filtre ve faz ilerletici-geriletici blok diyagramı görülmektedir (Sauer ve Pai, 2002; Shahgholian ve Faiz, 2010). Şekil 2.9, 2.10 ve 2.11 kullanılarak, zaman gecikmeli durum denklemleri modeli Denklem (2.12) verilmiştir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_\tau x(t - \tau) + Bu(t) \quad (2.12)$$

Burada, $x(t) = [\Delta\delta \quad \Delta\omega \quad \Delta E'_q \quad \Delta E_{fd} \quad \Delta V_w \quad \Delta V_{GSD}]^T$ durum değişkenleri vektörünü tanımlar. Sistemin A ve A_d matrisleri, sistemin parametreleri cinsinden Denklem (2.14) ve (2.15)'de verilmiştir. Sistemin zaman gecikmesi içeren karakteristik denklemi:

$$\Delta(s, \tau) = \det(sI - A - A_\tau e^{-s\tau}) = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (2.13)$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_1}{M} & -\frac{D}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_4}{T_{d0}} & 0 & -\frac{K_3}{T_{d0}} & \frac{1}{T_{d0}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_A} & 0 & \frac{K_A}{T_A} \\ -\frac{K_P K_1}{M} & -\frac{K_P D}{M} & -\frac{K_P K_2}{M} & 0 & -\frac{1}{T_w} & 0 \\ -\frac{K_P K_1 T_1}{M T_2} & -\frac{K_P D T_1}{M T_2} & -\frac{K_P K_2 T_1}{M T_2} & 0 & \left(\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2 T_w}\right) & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix}; \quad (2.14)$$

$$A_\tau = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_A K_5}{T_A} & 0 & -\frac{K_6 K_A}{T_A} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix}^T \quad (2.15)$$

Denklem (2.13)'de verilen karakteristik denklemin $a_0(s)$ ve $a_1(s)$ polinomları, sistemin parametreleri cinsinden aşağıdaki gibi verilebilir.

$$a_0(s) = p_6 s^6 + p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0$$

$$a_0(s) = q_4 s^4 + q_3 s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0$$

$$p_6 = T_A T'_{d0} T_w M \omega_s T_2$$

$$p_5 = T'_{d0} T_w M \omega_s T_2 + K_3 T_A T_w M \omega_s T_2 + T_A T'_{d0} M \omega_s T_2 + T'_{d0} T_w D M \omega_s T_2 + T_A T'_{d0} T_w M \omega_s$$

$$p_4 = K_3 T_w M \omega_s T_2 + T'_{d0} M \omega_s T_2 + T'_{d0} T_w D \omega_s T_2 + T'_{d0} T_w M \omega_s + K_3 T_A M \omega_s T_2 + K_3 T_A T_w D \omega_s T_2 + K_3 T_A T_w M \omega_s + T_A T'_{d0} D \omega_s T_2 + T_A T'_{d0} M \omega_s + T_A T'_{d0} T_w D \omega_s + K_1 T_2 T_A T_w T'_{d0} \omega_s^2$$

$$p_3 = K_3 M \omega_s T_2 + K_3 T_w T_2 D \omega_s + K_3 T_w M \omega_s + T_2 T'_{d0} D \omega_s + T'_{d0} M \omega_s + T'_{d0} T_w D \omega_s + K_3 D T_A T_2 \omega_s + K_3 T_A M \omega_s + K_3 T_A T_w D \omega_s + T_A T'_{d0} D \omega_s + K_1 T_2 T_A T'_{d0} \omega_s^2 + K_1 T_w T_A T'_{d0} \omega_s^2 + K_1 T_2 T_w T'_{d0} \omega_s^2 + K_1 K_3 T_2 T_w T_A \omega_s^2 + K_2 K_P K_A T_1 T_w \omega_s - K_4 K_2 T_2 T_w T_A \omega_s^2$$

$$p_2 = K_3 T_2 D \omega_s + K_3 M \omega_s + K_3 T_w D \omega_s + T'_{d0} D \omega_s + K_3 D T_A \omega_s + K_1 T_A T'_{d0} \omega_s^2 + K_1 T_2 T'_{d0} \omega_s^2 + K_1 K_3 T_2 T_A \omega_s^2 + K_1 T_w T'_{d0} \omega_s^2 + K_1 K_3 T_w T_A \omega_s^2 + K_1 K_3 T_2 T_w \omega_s^2 + K_2 K_P K_A T_w \omega_s - K_4 K_2 T_2 T_A \omega_s^2 - K_4 K_2 T_w T_A \omega_s^2 - K_4 K_2 T_2 T_w \omega_s^2$$

$$p_1 = K_3 D \omega_s + K_1 \omega_s^2 T'_{d0} + K_1 \omega_s^2 K_3 T_A + K_1 \omega_s^2 T_2 K_3 + K_1 \omega_s^2 T_w K_3 - K_4 K_2 \omega_s^2 T_A - K_4 K_2 \omega_s^2 T_2 - K_4 K_2 \omega_s^2 T_w$$

$$p_0 = K_1 \omega_s^2 K_3 - K_4 K_2 \omega_s^2$$

$$q_4 = K_6 K_A M T_2 T_w \omega_s$$

$$q_3 = K_6 K_A D T_2 T_w \omega_s + K_6 K_A M T_2 \omega_s + K_6 K_A T_w M \omega_s$$

$$q_2 = K_6 K_A M \omega_s + K_6 K_A D T_2 \omega_s + K_6 K_A D T_w \omega_s + K_1 K_6 K_A T_2 T_w \omega_s^2 - K_2 K_5 K_A T_2 T_w \omega_s^2$$

$$q_1 = K_6 K_A D \omega_s + K_1 K_6 K_A T_2 \omega_s^2 + K_1 K_6 K_A T_w \omega_s^2 - K_2 K_5 K_A T_2 \omega_s^2 - K_2 K_5 K_A T_w \omega_s^2,$$

$$q_0 = K_1 K_6 K_A \omega_s^2 - K_2 K_5 K_A \omega_s^2$$

Burada, $K_1 - K_6$ parametrelerinin hesaplanması aşağıda verilmiştir (Sauer and Pai, 2002; Demello and Concordia, 1969; Shahgholian ve Faiz, 2010).

$$E_{qo} = \sqrt{(V_{to} + I_{qo} x_q)^2 + (I_{po} x_q)^2} \quad (2.16)$$

$$V_\infty = \sqrt{(V_{to} - I_{po} r_e - I_{qo} x_e)^2 + (I_{po} x_e - I_{qo} r_e)^2} \quad (2.17)$$

$$\sin \delta_o = \frac{V_{to} I_{po} (x_q + x_e) - r_e x_q (I_{po}^2 + I_{qo}^2)}{E_{qo} V_\infty} \quad (2.18)$$

$$\cos \delta_o = \frac{V_{to} (V_{to} - I_{qo} (x_q - x_e) - I_{po} r_e) - x_e x_q (I_{po}^2 + I_{qo}^2)}{E_{qo} V_\infty} \quad (2.19)$$

$$i_{qo} = \left[I_{po} (V_{to} + I_{qo} X_q) - I_{qo} I_{po} x_q \right] / E_{qo} \quad (2.20)$$

$$i_{do} = \left[I_{po}^2 x_q + I_{qo} (V_{to} + I_{qo} x_q) \right] / E_{qo} \quad (2.21)$$

$$V_{qo} = \left[(V_{to} + I_{qo} x_q) / E_{qo} \right] V_{to} \quad (2.22)$$

$$V_{do} = i_{qo} x_q \quad (2.23)$$

$$K_1 = \frac{x_q - x'_d}{x_e + x'_d} i_{qo} V_\infty \sin \delta_o + \frac{E_{qo} V_\infty \cos \delta_o}{x_e + x_q} \quad (2.24)$$

$$K_2 = \frac{V_\infty \sin \delta_o}{x_e + x'_d} \quad (2.25)$$

$$K_3 = \frac{x_e + x'_d}{x_e + x_d} \quad (2.26)$$

$$K_4 = \frac{x_d - x'_d}{x_e + x'_d} V_\infty \sin \delta_o \quad (2.27)$$

$$K_5 = \frac{x_q}{x_e + x_q} \frac{V_{do}}{V_{to}} V_\infty \cos \delta_o - \frac{x'_d}{x_e + x'_d} \frac{V_{qo}}{V_{to}} V_\infty \sin \delta_o \quad (2.28)$$

$$K_6 = \frac{x_e}{x_e + x'_d} \frac{V_{qo}}{V_{to}} \quad (2.29)$$

Denklem (2.16-2.29)'da verilen 'o' indisi sürekli durumdaki değerleri ifade etmektedir.

BÖLÜM III

ZAMAN GECİKMELİ DİNAMİK SİSTEMLERİN KARARLILIK ANALİZİ

3.1 Giriş

Zaman gecikmesi içeren YFK ve AVR sistemlerinin zaman gecikmesine göre kararlılık analizlerinin gerçekleştirilebilmesi için, zaman gecikmeli güç sisteminin dinamikleri zaman gecikmeli diferansiyel cebirsel denklemlerle aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Ayasun and Nwankpa, 2009; Jia vd., 2007).

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, x_{\tau_1}, x_{\tau_2}, \dots, x_{\tau_n}, y, y_{\tau_1}, y_{\tau_2}, \dots, y_{\tau_n}, \alpha) \\ 0 &= g(x, y, \alpha) \\ 0 &= g(x_{\tau_1}, y_{\tau_1}, \alpha) \\ 0 &= g(x_{\tau_2}, y_{\tau_2}, \alpha) \\ &\dots\dots\dots \\ 0 &= g(x_{\tau_n}, y_{\tau_n}, \alpha)\end{aligned}\tag{3.1}$$

Burada durum değişkenleri x ve x_{τ} ; uyarma, hız regülatörü, yük dinamiği, jeneratörün dinamiğini ifade eden diferansiyel denklem takımını, y ve y_{τ} ; yük baralarında gerilimin genliği, faz açısı gibi cebirsel denklem takımını ve $\alpha \in \mathcal{R}^k$ baralardaki aktif ve reaktif güç ihtiyacı, iletim hattı parametreleri, kontrol elemanlarının set noktalarını ve kazançları gibi parametreleri içeren vektör takımlarıdır. Uyarma, hız regülatörü, yük dinamiği gibi kontrol elemanları jeneratörün dinamiğini ifade eden diferansiyel denklem takımını oluştururken, yük baralarındaki aktif ve reaktif güç akışını tanımlayan denklemler ise cebirsel denklemleri ifade etmektedir.

Küçük sinyal kararlılığı, üretim ve yüklerdeki küçük değişimlerden dolayı sistemde sürekli olarak meydana gelen küçük bozululara karşı güç sisteminin kararlılığını koruyabilmesidir. Bozucu etkiler yeterince küçük olduğu düşünülür ve kararlılık analizi için sistemin denklemleri bir denge noktası etrafında lineerleştirilir. Küçük sinyal kararlılık analizi için Denklem (3.1), (x_0, y_0) denge noktasında lineerleştirilir ve aşağıdaki diferansiyel cebirsel denklemler kolaylıkla elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
\Delta \dot{x} &= A_0 \Delta x + A_1 \Delta x_{\tau_1} + A_2 \Delta x_{\tau_2} + \dots + A_n \Delta x_{\tau_n} + B_0 \Delta y + B_1 \Delta y_{\tau_1} + B_2 \Delta y_{\tau_2} + \dots + B_n \Delta y_{\tau_n} \\
0 &= C_0 \Delta x + D_0 \Delta y \\
0 &= C_1 \Delta x_{\tau_1} + D_1 \Delta y_{\tau_1} \\
0 &= C_2 \Delta x_{\tau_2} + D_2 \Delta y_{\tau_2} \\
&\dots \\
0 &= C_n \Delta x_{\tau_n} + D_n \Delta y_{\tau_n}
\end{aligned} \tag{3.2}$$

Burada;

$$\begin{aligned}
A_0 &= \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{\beta}; \quad B_0 = \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{\beta}; \quad C_0 = \left. \frac{\partial g}{\partial x} \right|_{\beta}; \quad D_0 = \left. \frac{\partial g}{\partial y} \right|_{\beta}; \\
A_i &= \left. \frac{\partial f}{\partial x_{\tau_i}} \right|_{\beta}; \quad B_i = \left. \frac{\partial f}{\partial y_{\tau_i}} \right|_{\beta}; \quad C_i = \left. \frac{\partial g}{\partial x_{\tau_i}} \right|_{\beta}; \quad D_i = \left. \frac{\partial g}{\partial y_{\tau_i}} \right|_{\beta}; \\
i &= 1, 2, \dots, n.
\end{aligned} \tag{3.3}$$

(x_0, y_0) denge noktasındaki durum değişkenlerine ve zaman gecikmeli durum değişkenlerine ilişkin Jacobian matrisleridir. Cebirsel Jacobian matrisler $D_0, D_1, D_2, \dots, D_n$ tekil değil ise, Denklem (3.2) ile ifade edilen diferansiyel cebirsel denklem, sıradan diferansiyel denklemlere kadar indirgenebilir. Birbirine yakın denge noktalarındaki lokal dinamikler, zaman gecikmeli sıradan diferansiyel denklemlerle incelenir.

$$\Delta \dot{x} = [\tilde{A}_0] \Delta x + [\tilde{A}_1] \Delta x_{\tau_1} + [\tilde{A}_2] \Delta x_{\tau_2} + \dots + [\tilde{A}_n] \Delta x_{\tau_n} \tag{3.4}$$

Burada;

$$[\tilde{A}_i] = [A_i] - [B_i][D_i]^{-1}[C_i]; \quad i = 0, 1, 2, \dots, n. \tag{3.5}$$

Zaman gecikmesinden bağımsız ($\tau_i = 0$) sistemlere benzer olarak, Denklem (3.4)'de verilen zaman gecikmeli sistemin kararlılığı aşağıda verilen üstel terimli karakteristik denklemin kökleri ile belirlenir.

$$\Delta(s, \tau) = \det \left[sI - \tilde{A}_0 - \sum_{k=1}^n \tilde{A}_k e^{-s\tau_k} \right] = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-s\tau_k} = 0 \quad (3.6)$$

Zaman gecikmeleri pozitif τ sayısının tam katları olduğunda, karakteristik denklem aşağıdaki forma dönüşür.

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

Burada $a_k(s)$, $k = 0, 1, \dots, n$ olmak üzere reel katsayılı s bağlı polinomlardır.

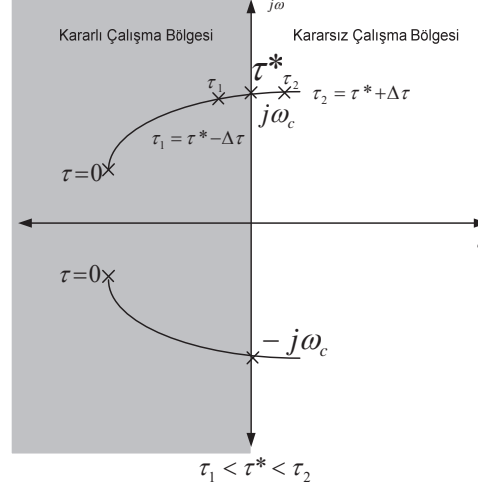
Denklem (3.6) ve (3.7)'nin kökleri zaman gecikmesi τ 'nin bir fonksiyonudur. Bu kökleri $s^\tau = [s_1^\tau, s_2^\tau, \dots, s_n^\tau]$ şeklinde gösterebiliriz. Sistemin asimptotik kararlı olması için, aşağıdaki şart sağlanmalıdır.

$$\forall s_i^\tau \in s^\tau \text{ veya } \forall s_i^\tau \in C^- \text{ için, } \max(\text{real}(s_i^\tau)) < 0 \quad (3.8)$$

Denklem (3.7)'deki tüm kökler kompleks yarı düzlemin sol yarı bölgesinde olursa, sistem küçük sinyal kararlıdır. Kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde en az bir kök varsa $\forall s_i^\tau \in C^+$, sistem kararsızdır. Ayrıca, $j\omega$ ekseninde birden fazla ve katlı olmayan kök varsa ve geri kalan diğer kökler kompleks yarı düzlemin sol yarı bölgesinde ise, sistem (x_0, y_0) denge noktasında sınırdaki veya kritik kararlıdır.

3.2 Zaman Gecikmeli Sistemlerin Kararlılık Analizi

Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık çalışmalarındaki temel amaç, sistemin kararlı çalışabileceği parametreler için gecikme şartlarını belirlemek ve sistemin kararlı çalışabileceği maksimum gecikme zamanını hesaplamaktır. Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı, Denklem (3.7) ile verilen karakteristik denklemin köklerinin konumuna bağlıdır. Denklem (3.7)'de τ değiştiğinde, bazı köklerin yerleri de değişebilir ve sistem parametrelerine göre, iki farklı kararlılık durumu vardır (Ayasun, 2009; Walton and Marshall, 1987):



Şekil 3.1. Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre hareketi

- i) **Gecikmeden bağımsız kararlılık:** Denklem (3.8)'deki kararlılık şartı tüm pozitif ve sonlu gecikme değerleri için sağlanırsa $\tau \in [0, \infty)$, karakteristik denklem (3.7) zaman gecikmesinden bağımsız kararlılığa sahiptir.
- ii) **Gecikmeye bağlı kararlılık:** Denklem (3.8)'deki kararlılık şartı $\tau \in [0, \tau^*)$ aralığındaki gecikme değerleri için sağlanırsa, karakteristik denklem (3.7) zaman gecikmesine bağlı olarak kararlıdır ve $\tau \geq \tau^*$ değerleri için sistem kararsız olmaktadır.

Gecikmeden bağımsız sistemlerin $\tau = 0$ anında kararlı olduğu görülür ve gecikmeden bağımsız güç sistemleri çeşitli sistem parametrelerinde veya çalışma noktalarında kararlı olduğu için bu durum, gecikmeden bağımsız güç sistemleri için kararlı olduğu sonucunu verir.

Zaman gecikmesine bağlı kararlılık durumunda ise, sistemin diğer tüm parametreleri sabit durumda iken, $\tau = 0$ 'dan başlayarak zaman gecikmesi τ arttıkça karakteristik denklemin kökleri gecikmeye bağlı olarak değişir. Bu durum, τ zaman gecikmesi arttıkça, bir veya daha fazla kompleks kök çifti sol yarı düzleme doğru taşınır. Herhangi bir zaman gecikmesi değeri için, kompleks kök çifti sanal eksene doğru, daha sonra kompleks düzlemin sağ yarı düzlemine geçer. Karakteristik denklemin sanal kökleri, τ^* zaman gecikmesi değerini yani maksimum gecikme değerini oluşturur. Sistem herhangi bir $\tau < \tau^*$ zaman gecikmesi değerinde kararlı olacaktır. Güç sistemlerinin gün

içerisindeki çalışmalarında, farklı zaman gecikmeleri oluşacaktır. Sistemin kararlı çalışması için bu gecikme değerlerinin maksimum gecikme değerinden (τ^*) küçük olması gerekmektedir. Bu yüzden, gerekli çalışma noktalarında maksimum gecikme değerlerinin belirlenmesi önemlidir.

3.3 Zaman Gecikmeli Sistemlerde Gecikme Değerinin Hesaplanması: Üstel Terimin Eliminasyon Yöntemi

Denklem (3.7), n dereceli orantılı üstel terim içeren bir karakteristik denklemdir. Önerilen yöntemle n dereceli orantılı üstel terim içeren karakteristik denklemde iteratif işlemler sonucunda üstel terimlerin eliminasyonu yapılmaktadır. Üstel terimin eliminasyon yöntemi, Denklem (3.7) ile verilen orantılı üstel terimler içeren karakteristik denklemlere uygulanmaktadır. Bu yüzden, üstel terimin eliminasyon yönteminin uygulanabilmesi için kazanç ve faz payı eklenmiş olan sistemlerde zaman gecikme ifadesinin orantılı bir şekilde değiştiğine dikkat edilmelidir. Kazanç ve faz payı eklenmiş olan karakteristik denklemde, kazanç ve faz payından dolayı sistemin n dereceli orantılı üstel terimleri içeren karakteristik denklemi, Denklem (3.9)'da verildiği gibi yazılabilir. Sonuç olarak, Denklem (3.7)'de verilen orijinal karakteristik denklem, GPMT içeren Denklem (3.9) gibi tekrar düzenlenirse n dereceli orantılı üstel terim içeren yeni bir karakteristik denklem elde edilir.

$$\Delta(s, \tau') = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-k\tau s} A^k e^{-jk\phi} = \sum_{k=0}^n a'_k(s) e^{-k\tau' s} = 0 \quad (3.9)$$

Denklem (3.9) ile verilen karakteristik denklemin $s = j\omega_c$ 'de bir çözümü varsa, $s = -j\omega_c$ 'de de bir çözümü olacaktır.

$$\Delta(-s, \tau') = \sum_{k=0}^n a'_k(-s) e^{k\tau' s} = 0 \quad (3.10)$$

Aşağıdaki denklemlerde iteratif olarak üstel terimin yok edilmesi açıklanmıştır (Ayasun, 2009; Walton and Marshall, 1987).

$$\begin{aligned}
\Delta^{(1)}(s, \tau') &= a'_0(-s)\Delta(s, \tau') - a'_n(s)e^{-n\tau's}\Delta(-s, \tau') \\
&= \sum_{k=0}^{n-1} [a'_0(-s)a'_k(s) - a'_n(s)a'_{n-k}(-s)]e^{-k\tau's}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Daha sonra,

$$\begin{aligned}
\Delta^{(1)}(-s, \tau) &= a'_0(s)\Delta(-s, \tau) - a'_n(-s)e^{n\tau's}\Delta(s, \tau) \\
&= \sum_{k=0}^{n-1} [a'_0(s)a'_k(-s) - a'_n(-s)a'_{n-k}(s)]e^{k\tau's}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Denklem (3.11) ve (3.12)'den görüldüğü gibi, Denklem (3.9)'un $s = j\omega_c$ 'de bazı τ' değerleri için çözümü varsa, aşağıdaki karakteristik denklemlerinde çözümü olmalıdır.

$$\begin{aligned}
\Delta^{(1)}(s, \tau') &= \sum_{k=0}^{n-1} a'_k(1)(s)e^{-k\tau's} = 0 \\
\Delta^{(1)}(-s, \tau') &= \sum_{k=0}^{n-1} a'_k(1)(-s)e^{k\tau's} = 0
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Burada,

$$a'_k(1)(s) = a'_0(-s)a'_k(s) - a'_n(s)a'_{n-k}(-s) \tag{3.14}$$

Denklem (3.13)'ün zaman gecikmesinin derecesi $(n-1)$ 'dir. Yeni bir polinom tanımlanarak zaman gecikmesinin terimlerini yok etmek için bu işlemler aynı şekilde tekrarlanır.

$$a'_k(r+1)(s) = a'_0(r)(-s)a'_k(r)(s) - a'_{n-r}(r)(s)a'_{n-r-k}(r)(-s) \tag{3.15}$$

Genel olarak karakteristik denklem aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\Delta^{(r)}(s, \tau') = \sum_{k=0}^{n-r} a'_k(r)(s)e^{-k\tau's} = 0 \tag{3.16}$$

Bu işlemleri n defa tekrarlayarak, en yüksek dereceli orantılı terimler yok edilebilir ve aşağıdaki karakteristik denklem elde edilebilir.

$$\Delta^{(n)}(s) = a_0^{(n)}(s) = 0 \quad (3.17)$$

Burada,

$$a_0^{(n)}(s) = a_0^{(n-1)}(-s)a_0^{(n-1)}(s) - a_1^{(n-1)}(s)a_1^{(n-1)}(-s) \quad (3.18)$$

$s=j\omega_c$, Denklem (3.9)'un bazı τ' değerleri için bir çözümü ise, karakteristik Denklem (3.9)'un sanal kökleri bu işlemler boyunca korunduğundan dolayı aynı zamanda Denklem (3.17)'nin de bir çözümüdür. Denklem (3.18)'de $s=j\omega_c$ yerine yazılırsa, aşağıdaki $W(\omega_c^2)$ polinomu elde edilir.

$$W(\omega_c^2) = a_0^{(n-1)}(-j\omega_c)a_0^{(n-1)}(j\omega_c) - a_1^{(n-1)}(j\omega_c)a_1^{(n-1)}(-j\omega_c) = 0 \quad (3.19)$$

Denklem (3.19)'un pozitif reel kökleri, $\omega_c > 0$ Denklem (3.9)'da verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerine eşit olmaktadır. Denklem (3.19)'da verilen polinomun köklerinin alacağı değerlere göre, aşağıdaki durumlar ortaya çıkabilir.

- i) Bu polinomun hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (3.9)'da verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde herhangi bir kökünün mevcut olmadığıdır. Bu durumda, zaman gecikmesi, sistemin kararlılığını etkilememekte ve sistem 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 (3.9)'da 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 sınırdaki kararlı olmaktadır. Eğer, $\tau' > \tau^*$ olursa, sistem kararsız hale gelmektedir.

Kazanç ve faz payı içeren sistemin maksimum zaman gecikmesinin teorik olarak hesaplanması Denklem (3.20) ile verilebilir (Walton and Marshall, 1987).

$$\tau' = \frac{1}{\omega_c} \text{Tan}^{-1} \left(\frac{\text{Im} \left\{ \left(a_0^{(n-1)}(j\omega_c) \right) / \left(a_1^{(n-1)}(j\omega_c) \right) \right\}}{\text{Re} \left\{ - \left(a_0^{(n-1)}(j\omega_c) \right) / \left(a_1^{(n-1)}(j\omega_c) \right) \right\}} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}; \quad r = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (3.20)$$

Denklem (3.20) ile kazanç ve faz payı içeren sistemin zaman gecikmesi değeri hesaplandığında, GPM'den dolayı orijinal sistemin sahip olduğu zaman gecikmesi değeri Denklem (3.21) ile hesaplanabilir.

$$\tau = \tau' - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (3.21)$$

Zaman gecikmeli karakteristik denklemin köklerinin reel eksene göre hareket yönünü bulmak için $\Delta(s, \tau') = 0$ ifadesinde bir kökün hareket yönü, $\Delta^{(1)}(s, \tau') = 0$ ifadesine karşılık gelen kök için aynıdır, aşağıdaki şart sadece $s = j\omega_c$ 'de kökün sanal eksenden geçişi için geçerlidir.

$$a_0^{(1)}(s) = a_0'(-j\omega_c)a_0'(j\omega_c) - a_n'(j\omega_c)a_n'(-j\omega_c) > 0 \quad (3.22)$$

Birden fazla zaman gecikmesi içeren karakteristik denklemin köklerinin sanal ekseni kesen kökü aşağıdaki denklemle belirlenebilir (Walton and Marshall, 1987).

$$RT \Big|_{s=j\omega_c} = \text{sgn} \left[aW'(\omega_c^2) \right] \quad (3.23)$$

Burada;

$$a = a_0^{(1)}(s)a_0^{(2)}(s) \cdots a_0^{(n-1)}(s) \Big|_{s=j\omega_c} \quad (3.24)$$

Denklem (3.19), tüm $\tau' \in \mathfrak{R}^+$ 'nın sadece pozitif reel köklerinin sonlu sayısını göstermektedir ve aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cq}\} \quad (3.25)$$

Denklem (3.25) ile ifade edilen her bir ω_c değerine karşılık gelen maksimum zaman gecikmeleri Denklem (3.20) ile hesaplanabilir. Bu zaman gecikme seti Denklem (3.26) ile verilmiştir.

$$\{\tau'_m\} = \{\tau'_{m1}, \tau'_{m2}, \dots, \tau'_{m,\infty}\} \quad m = 1, 2, \dots, q \quad (3.26)$$

Denklem (3.25)'deki pozitif reel kökler, bu pozitif reel köklere karşılık gelen Denklem (3.26)'daki maksimum zaman gecikme değerleri ve sistemin GPM de dikkate alınarak orijinal sisteme ait olan gecikme değerleri Denklem (3.21) ile hesaplanabilir. Hesaplanan gecikme değerleri Denklem (3.27) ile verilmiştir.

$$\{\tau_m\} = \{\tau_{m1}, \tau_{m2}, \dots, \tau_{m,\infty}\} \quad m = 1, 2, \dots, q \quad (3.27)$$

Denklem (3.27) ile verilen orijinal sistemin zaman gecikmesi değerlerinden minimum τ_m , $m = 1, 2, \dots, q$ olmak üzere, sistemde istenilen kazanç ve GPM'e karşılık gelen gecikme değerini ifade etmektedir.

$$\tau = \min(\tau_m) \quad (3.28)$$

3.4 Zaman Gecikmeli Sistemlerde Gecikme Değerinin Hesaplanması: Rekasius Yerine Koyma Yöntemi

Bölüm 3.3'de verilen üstel terimin yok edilmesi yönteminde olduğu gibi, Denklem (3.9)'un GPM içeren zaman gecikmeli bir sistemin karakteristik denklemi olduğu bilinmektedir.

$$e^{-s\tau'} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \tau' \in \mathfrak{R}^+, \quad T \in \mathfrak{R} \quad (3.29)$$

Denklem (3.9) ile verilen karakteristik denklemde üstel terimin ortadan kaldırılması için GPM'in de içerisinde bulunduğu üstel terimin yerine Denklem (3.29) ile verilen ifade yazılabilir (Rekasius, 1980; Olgac ve Sipahi, 2002; Sipahi ve Olgac, 2005). Denklem (3.29), verilen üstel terimin tam karşılığıdır ve Denklem (3.9)'da yerine yazıldığında sistemin sanal eksenini kesen kökü $s = j\omega_c$ olmak üzere, ilgili T değerlerine bağlı olarak Denklem (3.30) ile maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması yapılabilir. Ayrıca, Denklem (3.30), hesaplanan her bir T ve ω_c değerleri için sonsuz sayıda τ' hesaplanmasını sağlar (Rekasius, 1980; Olgac ve Sipahi, 2002; Sipahi ve Olgac, 2005).

$$\tau' = \frac{2}{\omega_c} \left[\tan^{-1}(\omega_c T) \pm \ell \pi \right] \quad \ell = 0, 1, 2, \dots \quad (3.30)$$

Denklem (3.29), Denklem (3.9)'da ilgili yere yazıldığında Denklem (3.31) ile ifade edilen yeni bir karakteristik denklem elde edilir.

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^p a'_k(s) \left(\frac{1-sT}{1+Ts} \right)^k = 0 \quad (3.31)$$

Burada p zaman gecikmeli terimin gecikme oranını ifade etmektedir. Denklem (3.31), $(1+Ts)^p$ ifadesi ile çarpılarak içerisinde T bilinmeyenleri bulunan Denklem (3.32) ile verilen üstel terimin ortadan kaldırıldığı s 'e bağlı yeni bir polinom elde edilir.

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^p a'_k(s) (1+Ts)^{p-k} (1-Ts)^k = \sum_{k=0}^{n+p} b_k(T) s^k = 0 \quad (3.32)$$

Burada n , Denklem (3.31) ile verilen s 'e bağlı $a'_k(s)$ polinomlarından en yüksek dereceye sahip olan polinomdur ve $a'_0(s)$ polinomu $a'_k(s)$ polinomları içerisindeki en yüksek (n) dereceye sahiptir. Rekasius yöntemi sayesinde, Denklem (3.32)'den görüldüğü gibi üstel terimin ortadan kaldırıldığı, T 'ye bağlı ve Denklem (3.32)'nin kökleri hesaplandığında kararlılık analizinin kolaylıkla yapıldığı bir polinomun elde edildiği görülmektedir. Ayrıca, Denklem (3.32) ile verilen polinomda $T \in \mathfrak{R}$ olduğundan T parametreleri reel negatif veya pozitif değerler olabilir.

Denklem (3.9) ile verilen gecikme terimini içeren n dereceli karakteristik denklem, Denklem (3.32) ile verilen üstel terim içermeyen $m = n + p$ dereceden bir polinoma dönüştürülür ve Denklem (3.9) ile verilen orijinal denklemin sanal eksen kesen kökleri Denklem (3.32)'de elde edilen polinom kullanılarak hesaplanabilmektedir. Denklem (3.9)'da $\Delta(s, \tau') = 0$ çözümünde (τ') maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması oldukça karmaşık işlemler gerektirdiğinden dolayı, Denklem (3.32)'de $\Delta(s, T) = 0$ çözümündeki T değerlerinin, T değerlerine karşılık gelen ω_c değerlerinin hesaplanması ve τ' maksimum zaman gecikmesinin bulunması daha basit olmaktadır. Böylece, Denklem (3.32)'de $\Delta(s, T) = 0$ yapan $s = j\omega_c$ 'de tüm $T \in \mathfrak{R}$ değerlerinin belirlenmesi önemlidir. Bu durumda, Routh-Hurwitz kriteri kullanılarak T değerleri belirlenebilir. Denklem (3.32)'deki T değerlerini belirlemek için, Denklem (3.33) ile verilen Routh tablosu oluşturulmuştur.

$$\begin{array}{cccc}
 s^m & b_m(T) & b_{m-2}(T) & \dots & b_0 \\
 s^{m-1} & b_{m-1}(T) & b_{m-3}(T) & \dots & \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\
 s^2 & R_{21}(T) & R_{22}(T) & & \\
 s^1 & R_{11}(T) & & & \\
 s^0 & R_{01}(T) & & &
 \end{array} \quad (3.33)$$

Burada $m = n + p$ 'dir ve Denklem (3.32)'de s 'nin en yüksek derecesidir. Routh tablosunun elemanları Denklem (3.34) ile oluşturulmuştur.

$$RA(i, j) = RA(i-2, j+1) - \frac{RA(i-1, j+1)RA(i-2, 1)}{RA(i-1, 1)} \quad (3.34)$$

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 kararsız köklerin sayısını vermektedir.

Denklem (3.32)'de tüm b_k katsayıları T 'ye bağlıdır ve ilk satırdaki elemanların pay ve paydaları T 'nin basit polinomlarıdır. Denklem (3.32)'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.

$$R_{11}(T) = 0 \quad (3.35)$$

Denklem (3.35) ile verilen polinom, sadece reel köklerinin dikkate alındığı $n.p$ dereceli bir polinomdur (Olgac and Sipahi, 2002; Sipahi and Olgac, 2005). Denklem (3.35)'de reel T değerleri hesaplandıktan sonra, Denklem (3.36) ile gösterilen ve Routh tablosunda s^2 satırındaki yardımcı denklem kullanılarak Denklem (3.9)'daki karakteristik denklemin sanal eksenini kesen kökleri hesaplanmaktadır.

$$R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0 \Rightarrow s = \pm j\omega_c = \pm j\sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} \quad (3.36)$$

$$R_{21}(T)R_{22}(T) > 0 \quad (3.37)$$

Hesaplanan her bir reel T değeri, Denklem (3.36)'da yerlerine yazıldığında Denklem (3.37)'de görüldüğü gibi $R_{21}(T)$ ve $R_{22}(T)$ işaretlerinin aynı olmasına dikkat edilmelidir. Bu sayede, sanal eksenini kesen köklerin olduğu belirlenmektedir. T değerleri Denklem (3.35)'de sonlu olarak belirlenir ve Routh tablosunun ilk sütun elemanlarındaki işaret değişimi, belirlenen T değerleri yerlerine yazıldığında görülebilir. Sistemin kararlılığı, elde edilen $\{T\}$ değerlerinin her biri için Routh tablosunun ilk sütun elemanlarındaki işaret değişimi kontrol edilerek belirlenebilir. $T=0$ olması durumu ise (Olgac and Sipahi, 2002)'de incelenmiştir. Denklem (3.35)'in çözümünden elde edilen m adet T değeri, Denklem (3.38) ile verilmiştir.

$$\{T_m\} = \{T_1, T_2, \dots, T_q\}, \quad m=1, 2, \dots, q \quad (3.38)$$

Denklem (3.38)'deki m adet T değerlerinden Denklem (3.37)'deki şartı sağlayanlar, Denklem (3.36)'da kullanılarak, Karakteristik Denklem (3.9) ve (3.32)'nin kompleks

eşlenik kökünün ($s = \pm j\omega_c$) hesaplanması sağlanır. Böylece, Denklem (3.37) şartını sağlayan her bir T değerine karşılık gelen ve sanal eksen kesen kökler Denklem (3.39)'daki gibi elde edilir.

$$\{\omega_{cm}\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cq}\}, \quad m=1, 2, \dots, q \quad (3.39)$$

Sonuç olarak, Denklem (3.30) kullanılarak her bir $\{T_m, \omega_{cm}\}$ $m=1, 2, \dots, q$ için, $\{\tau'_m\}$ maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanır.

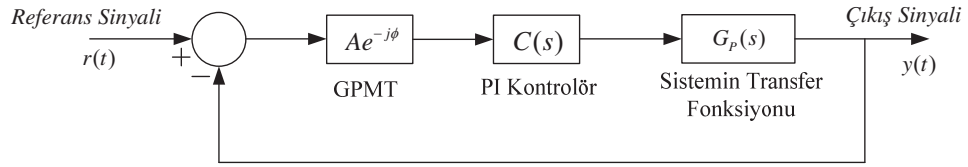
$$\{\tau'_m\} = \{\tau'_1, \tau'_2, \dots, \tau'_q\}, \quad m=1, 2, \dots, q \quad (3.40)$$

Ancak, sistemde bulunan GPM Denklem (3.9)'da üstel terim ifadesi olarak düzenlenmiştir. Bu yüzden, Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak elde edilen maksimum zaman gecikme değeri $\{\tau'_m\}$, bu gecikme değerinin hesaplanmasında kullanılan ω_{cm} kökü ve sisteme girilen faz payı değeri Denklem (3.21)'de kullanılarak istenilen GPM'e karşılık gelen orijinal sistemin zaman gecikmesi değerleri $\{\tau_m\}$ olarak hesaplanabilir. Hesaplanan $\{\tau_m\}$ zaman gecikme değerlerinden minimum olan değer sistemde istenilen kazanç ve faz payına karşılık gelen gecikme değerini ifade etmektedir.

$$\tau = \min(\tau_m) \quad (3.41)$$

3.5 Zaman Gecikmeli Sistemlerde PI Denetleyici Parametre Değerlerinin Hesaplanması

Bu bölümde, Şekil 3.2'de verilen GPMT içeren herhangi bir zaman gecikmeli kontrol sisteminde, sistemin belirli bir zaman gecikmesi değeri için ve istenilen GPM değerlerini sağlayan PI denetleyici parametre değerlerinin hesaplanması amaçlanmıştır. Hamamcı ve Köksal (2010); Tan (2005); Tan vd. (2006) ve Tan vd. (2003) tarafından yapılan çalışmalarda kullanılan bir yöntem sayesinde, sistemin kararlılığını garantileyen PI denetleyici parametre değerlerini hesaplamak mümkündür.



Şekil 3.2. GPMT içeren zaman gecikmeli kontrol sistemi

Şekil 3.2’de gösterilen zaman gecikmeli kontrol sisteminde $G_P(s)$ transfer fonksiyonuna GPM ifadesi eklenerek Denklem (3.42)’de açık olarak yazılmıştır.

$$G_P(s)Ae^{-j\phi} = G(s)e^{-j\phi}e^{-s\tau} \quad (3.42)$$

Burada, A kazanç payı $G(s)$ transfer fonksiyonuna eklenmiştir ve Denklem (3.43)’de verilmiştir.

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.43)$$

Sistemin kontrolörü $C(s)$ ise klasik bir PI denetleyicidir ve Denklem (3.44) ile verilmiştir.

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (3.44)$$

Sistemin kapalı çevrim karakteristik polinomu Denklem (3.45) ile verilebilir.

$$\Delta(s, \tau) = 1 + G(s)C(s)e^{-(s\tau + j\phi)} = 0 \quad (3.45)$$

Denklem (3.43) ile verilen $G(s)$ polinomunun pay ve payda polinomları Denklem (3.46) ile gösterilebilir.

$$G(s) = \frac{N_e(s^2) + sN_o(s^2)}{D_e(s^2) + sD_o(s^2)} \quad (3.46)$$

Sistemin kapalı çevrim karakteristik polinomu Denklem (3.47) ile verilebilir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau) &= 1 + \left(\frac{sK_P + K_I}{s} \right) \left(\frac{N_e(s^2) + sN_o(s^2)}{D_e(s^2) + sD_o(s^2)} \right) e^{-(s\tau + j\phi)} \\ &= a'_0(s) + a'_1(s) e^{-(s\tau + j\phi)} = 0\end{aligned}\quad (3.47)$$

Dikkat edilecek olunursa, Denklem (3.43)'de verilen $N(s)$ pay polinomu ve $D(s)$ payda polinomu Denklem (3.47)'de s^2 olarak ifade edilmiştir. Burada, $N_e(s^2)$ polinomu $N(s)$ polinomunun çift dereceli ve $sN_o(s^2)$ polinomu $N(s)$ polinomunun tek dereceli polinomlarını oluşturmaktadır. Aynı şekilde, $D_e(s^2)$ $D(s)$ polinomunun çift dereceli ve $sD_o(s^2)$ polinomu $D(s)$ polinomunun tek dereceli polinomlarını oluşturmaktadır. Denklem (3.47)'de verilen $\Delta(s, \tau)$ karakteristik denkleminde $s = j\omega$ ve $e^{-(j\omega\tau + j\phi)} = \cos(\omega\tau + \phi) - j\sin(\omega\tau + \phi)$ olmak üzere, Denklem (3.47) ile karakteristik denklem reel ve sanal bileşenlerine ayrılabilir şekilde düzenlenerek K_P ve K_I parametreleri cinsinden Denklem (3.48)'de ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(j\omega, \tau) &= a'_0(j\omega) + a'_1(j\omega) e^{-(j\omega\tau + j\phi)} = R_\Delta + jI_\Delta = \\ &= K_P \left(\omega N_e(-\omega^2) \sin(\omega\tau + \phi) - \omega^2 N_o(-\omega^2) \cos(\omega\tau + \phi) \right) + \\ &= K_I \left(N_e(-\omega^2) \cos(\omega\tau + \phi) + \omega N_o(-\omega^2) \sin(\omega\tau + \phi) \right) - \omega^2 D_o(-\omega^2) + \\ &= j \left[\begin{array}{l} K_P \left(\omega N_e(-\omega^2) \cos(\omega\tau + \phi) + \omega^2 N_o(-\omega^2) \sin(\omega\tau + \phi) \right) + \\ K_I \left(-N_e(-\omega^2) \sin(\omega\tau + \phi) + \omega N_o(-\omega^2) \cos(\omega\tau + \phi) \right) + \omega D_e(-\omega^2) \end{array} \right] = 0\end{aligned}\quad (3.48)$$

Denklem (3.48)'de karakteristik denklemin reel ve sanal bileşenleri sıfıra eşitlenerek K_P ve K_I parametrelerinin ω bağlı katsayıları Denklem (3.49) ile düzenlenmiştir.

$$\begin{aligned}K_P A(\omega) + K_I B(\omega) + C(\omega) &= 0 \\ K_P D(\omega) + K_I E(\omega) + F(\omega) &= 0\end{aligned}\quad (3.49)$$

Burada,

$$A(\omega) = \left(\omega N_e(-\omega^2) \sin(\omega\tau + \phi) - \omega^2 N_o(-\omega^2) \cos(\omega\tau + \phi) \right)$$

$$B(\omega) = \left(N_e(-\omega^2) \cos(\omega\tau + \phi) + \omega N_o(-\omega^2) \sin(\omega\tau + \phi) \right)$$

$$C(\omega) = -\omega^2 D_o(-\omega^2)$$

$$D(\omega) = \left(\omega N_e(-\omega^2) \cos(\omega\tau + \phi) + \omega^2 N_o(-\omega^2) \sin(\omega\tau + \phi) \right)$$

$$E(\omega) = \left(-N_e(-\omega^2) \sin(\omega\tau + \phi) + \omega N_o(-\omega^2) \cos(\omega\tau + \phi) \right)$$

$$F(\omega) = \omega D_e(-\omega^2)$$

K_P ve K_I için Denklem (3.49) çözülerek, Denklem (3.50) elde edilir.

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{B(\omega)F(\omega) - E(\omega)C(\omega)}{A(\omega)E(\omega) - B(\omega)D(\omega)} \\ K_I &= \frac{D(\omega)C(\omega) - A(\omega)F(\omega)}{A(\omega)E(\omega) - B(\omega)D(\omega)} \end{aligned} \quad (3.50)$$

Denklem (3.50), 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 $\ell(K_I, K_P, \omega)$ kararlılık sınır eğrisi elde edilir. Denklem (3.50)'den elde edilen $\ell(K_I, K_P, \omega)$ kararlılık sınır eğrisi, kararlılık bölgesi üzerinde kompleks kök sınırı olarak tanımlanır. Ayrıca, $\Delta(s, \tau) = 0$ 'ın reel köklerinin $s=0$ 'da sanal eksenine keşebileceğinden dolayı Denklem (3.48)'de $\omega = 0$ için $\Im m\{\Delta(j\omega, \tau)\} = 0$ ve $\Re e\{\Delta(j\omega, \tau)\} = 0$ 'dan integral denetleyici kazancı $K_I=0$ olarak bulunur. $K_I=0$ doğrusu kararlılık bölgesi üzerinde reel kök sınırı olarak tanımlanır. Böylece, kararlılık sınır eğrisi $\ell(K_I, K_P, \omega)$ ve $K_I=0$ doğrusu denetleyici parametre düzlemini kararlı ve kararsız bölgelere ayırmaktadır. Elde edilen bölgeler içerisinden (K_I, K_P) test noktaları seçilerek sistemi kararlı yapan K_P ve $K_I=0$ parametrelerini içeren kararlılık bölgesi belirlenir (Hamamcı ve Köksal, 2010).

BÖLÜM IV

ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ: ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ YÖNTEMİ

4.1 Giriş

Bu bölümde, GPM içeren zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde, kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi =0$ olması durumu için sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır. Jiang vd. (2012) tarafından zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sistemine Lyapunov teoremi uygulanarak yapılan çalışmada elde edilen maksimum zaman gecikmesi sonuçları, üstel terimin eliminasyon yöntemi ile bulunan sonuçlarla kıyaslanmıştır. Bu çalışmada kullanılan sistemin katsayıları ve parametreleri Jiang vd. (2012)'den alınmıştır. Sistemin farklı PI denetleyici kazanç değerlerinde hesaplanan maksimum zaman gecikmelerinin doğruluğu Matlab/Simulink programı ile doğrulanmıştır. Daha sonra, kazanç ve faz payının $A>1$, $\phi>0$ olduğu durumlar için zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde belirlenen denetleyici parametre değerlerinde üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Seçilen kazanç ve faz payı değerlerine karşılık gelen zaman gecikmesi değerlerinde sistemin dinamik performansı Matlab/Simulink programı yardımıyla yapılan benzetim çalışmalarında incelenmiştir.

4.2 Zaman Gecikmeli Bir Bölgeli YFK Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

Bölüm 2'de verilen zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sisteminin karakteristik denkleminin kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi =0$ durumu için Denklem (2.7)'nin elde edildiği ancak, kazanç ve faz payı parametrelerinin $A>1$, $\phi>0$ durumu için Denklem (2.8)'in elde edildiği görülmüştür. Bölüm 3'de sunulan üstel terimin eliminasyon yönteminin amacı üstel terim içeren herhangi bir karakteristik denklemde üstel terimlerin yok edilmesi olduğundan dolayı hem Denklem (2.7) ($A=1$, $\phi =0$) için hem de Denklem (2.8) ($A>1$, $\phi>0$) için önerilen yöntem kullanılarak maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması kolaylıkla yapılabilir.

4.2.1 Zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemine üstel terimin eliminasyon yönteminin adım adım uygulanması

Aşağıda, üstel terimin eliminasyon yöntemi zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin karakteristik denkleminde uygulama adımları gösterilmiştir.

1. Adım: Kazanç ve faz payı eklenmiş zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi dikkate alınarak sistemin blok diyagramı Şekil 2.5’de ve karakteristik denklemi Denklem (2.8)’de verilmiştir.

2. Adım: Sisteme ait parametreler ($M=10$, $D=1$, $T_{ch}=0.3s$, $T_g=0.1s$, $R=1$, $\beta=21$), denetleyici parametreleri ($K_p=0.2$, $K_I=0.4$) ve istenilen kazanç - faz payı parametreleri ($A=2$, $\phi=30^\circ$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (2.8) yardımıyla bulunarak aşağıda verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau') = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} A e^{-j\phi} = a'_0(s) + a'_1(s)e^{-s\tau'} = 0 \quad (4.1)$$

$$\Delta(s, \tau') = 0.015s^4 + 0.2015s^3 + 0.52s^2 + 1.05s + (0.42s + 0.84)e^{-s\tau'} \quad (4.2)$$

3. Adım: Denklem (3.11)-(3.19) kullanılarak Denklem (4.2)'deki üstel terim aşağıda verildiği gibi yok edilmiştir ve sistemin sanal eksen kesen pozitif reel kökü Denklem (4.6)'nın çözümü ile $\omega_c = 0.9319 \text{ rad/s}$ olarak hesaplanmıştır.

$$\Delta(j\omega, \tau') = a'_0(j\omega) + a'_1(j\omega)e^{-j\omega\tau'} = 0 \quad (4.3)$$

$$\Delta(-j\omega, \tau') = a'_0(-j\omega) + a'_1(-j\omega)e^{j\omega\tau'} = 0$$

$$W(\omega^2) = a'_0(-j\omega) - a'_1(-j\omega) \frac{a'_0(j\omega)}{a'_1(j\omega)} = 0 \quad (4.4)$$

$$W(\omega^2) = a'_0(-j\omega)a'_1(j\omega) - a'_1(-j\omega)a'_0(j\omega) = 0 \quad (4.5)$$

$$W(\omega_c^2) = 0.000225\omega_c^8 + 0.0250\omega_c^6 - 0.1528\omega_c^4 + 0.9261\omega_c^2 - 0.7056 = 0 \quad (4.6)$$

4. Adım: 3. Adımda elde edilen $\omega_c = 0.9319 \text{ rad / s}$ pozitif reel köke karşılık gelen sistemin maksimum zaman gecikmesi değeri Denklem (3.20) ile elde edilen Denklem (4.7) kullanılarak $\tau' = 1.6222s$ olarak hesaplanmıştır.

$$\tau' = \frac{1}{\omega_c} \text{Tan}^{-1} \left(\frac{-0.0063\omega_c^5 + 0.0491\omega_c^3 + 0.8820\omega_c}{0.072\omega_c^4 - 0.0042\omega_c^2} \right) \quad (4.7)$$

5.Adım: Denklem (4.8) veya (3.21) kullanılarak, istenilen kazanç ve faz payına karşılık gelen sistemin zaman gecikmesi değeri $\tau = 1.0603s$ olarak hesaplanmıştır. Denklem (4.8) 'de $\omega_c = 0.9319 \text{ rad / s}$, $\tau' = 1.6222s$ ve $\phi = 30^\circ = 0.5235 \text{ rad}$ 'dır.

$$\tau = \tau' - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (4.8)$$

6. Adım: Denklem (3.23) kullanılarak 3. Adımda elde edilen pozitif reel kökün sanal eksenini keserek hangi düzleme geçtiğini incelemek için Denklem (4.9)'da $\omega_c = 0.9319 \text{ rad / s}$ kökü yerine yazılmıştır. Denklem (4.9)'da $\omega_c = 0.9319 \text{ rad / s}$ için $RT = +1$ olduğundan dolayı, bu durum kompleks eşlenik köklerin sol yarı düzlemde sanal eksenini keserek sağ yarı düzleme geçtiğini göstermektedir.

$$\begin{aligned} W'(\omega_c^2) &= 0.0009\omega_c^6 + 0.075\omega_c^4 - 0.3056\omega_c^2 + 0.9261 = 0 \\ RT|_{s=j\omega_c} &= \text{sgn} \left[W'(\omega_c^2) \right] = +1 \end{aligned} \quad (4.9)$$

Yukarıda üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sisteminde zaman gecikmesinin hesabı adım adım uygulanmıştır. Farklı denetleyici parametrelerinde ve istenilen kazanç-faz payı değerlerinde yukarıdaki adımlar uygulanarak sistemin zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır.

4.2.2 Zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları

$A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda ve $K_P=0-1$, $K_I=0.05-1.0$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için bir bölge YFK sisteminin maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 4.1'de gösterilmiştir. Çizelge 4.1 incelendiğinde K_P kazancı her bir değerinde sabit tutulduğunda, $K_I=0.05-1.0$ aralığı için maksimum zaman gecikme değerlerinin azaldığı görülmektedir. Dolayısıyla K_I kazancının artması sistemin kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Benzer biçimde, K_I kazanç değeri sabit iken ve $K_P=0-0.4$ aralığı için, K_P arttıkça maksimum zaman gecikmesi artmaktadır. Sonuç olarak, bu aralıkta K_P 'nin artması sistemi daha kararlı hale getirmektedir. Ancak, $K_P \geq 0.6$ için, K_P 'deki artış, maksimum zaman gecikme değerinde azalmaya sebep olmaktadır. K_P 'nin benzer etkisi, Ayasun, (2009) tarafından yapılan zaman gecikmeli jeneratör uyartım kontrol sisteminde, Sönmez vd. (2014) tarafından yapılan Rekasius yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçlarında ve Jiang vd. (2012) tarafından Lyapunov yöntemi kullanılarak bir ve iki bölge YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçlarında gözlenmiştir. K_I kazancı sabit tutulduğunda, K_P kazancındaki çok az bir değişim maksimum zaman gecikmesinde önemli bir değerde azalmaya neden olmuştur.

$A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda, önerilen yöntemle hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 4.1 ve Jiang vd. (2012)'de Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 4.2'deki sonuçlarla karşılaştırıldığında, iki önemli farklılık dikkat çekmektedir. Bunlardan birincisi, önerilen yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerleri, Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha büyüktür. İkincisi ise K_I değeri sabit tutulduğunda K_P kazancının artması zaman gecikmesi değerlerinde sürekli bir azalmaya neden olmaktadır. Önerilen yöntemle elde edilen teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha doğru ve tam sonuçlar olduğu, Bölüm 4.2.3'de Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için bir bölgeyi YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$\tau^*(s)$	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	30.915	15.201	9.960	7.335	3.382	2.042	0.923
0.05	31.875	15.681	10.280	7.575	3.501	2.122	0.970
0.1	32.751	16.119	10.571	7.794	3.610	2.194	1.012
0.2	34.223	16.856	11.062	8.162	3.792	2.313	1.079
0.4	35.834	17.658	11.594	8.558	3.980	2.426	1.118
0.6	34.922	17.195	11.278	8.312	3.826	2.281	0.947
1.0	0.595	0.586	0.575	0.564	0.516	0.463	0.361

Çizelge 4.2. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için bir bölgeyi YFK sisteminde Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikmesi sonuçları (Jiang vd., 2012)

$\tau^*(s)$	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	27.927	13.778	9.056	6.692	3.124	1.910	0.886
0.05	27.874	14.061	9.284	6.866	3.215	1.974	0.927
0.1	27.038	13.682	9.220	6.941	3.290	2.029	0.963
0.2	25.114	12.760	8.617	6.535	3.320	2.108	1.016
0.4	20.364	10.426	7.065	5.384	2.832	1.912	1.017
0.6	14.618	7.477	5.1567	3.958	2.130	1.475	0.827
1.0	0.546	0.538	0.530	0.522	0.482	0.438	0.348

Çizelge 4.3. $A=2$ ve $\phi=0^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	15.201	7.335	4.704	3.382	1.353	0.623
0.05	16.119	7.794	5.010	3.610	1.466	0.697
0.1	16.856	8.162	5.254	3.792	1.553	0.750
0.2	17.658	8.558	5.513	3.980	1.622	0.772
0.4	14.427	6.860	4.276	2.917	0.727	0.438
0.6	0.384	0.372	0.360	0.348	0.295	0.242

Çizelge 4.4. $A=3$ ve $\phi=0^\circ$ için bir bölge YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	9.960	4.704	2.938	2.042	0.623	0.136
0.05	10.833	5.140	3.227	2.258	0.726	0.207
0.1	11.412	5.426	3.414	2.393	0.777	0.251
0.2	11.278	5.332	3.318	2.281	0.640	0.262
0.4	0.378	0.360	0.341	0.322	0.242	0.168
0.6	0.183	0.176	0.169	0.162	0.132	0.103

Çizelge 4.5. $A=1$ ve $\phi=30^\circ$ için bir bölge YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	20.445	9.969	6.474	4.725	2.087	1.191
0.05	21.418	10.456	6.799	4.968	2.209	1.272
0.1	22.333	10.913	7.104	5.196	2.323	1.348
0.2	23.967	11.730	7.648	5.604	2.525	1.481
0.4	26.238	12.864	8.402	6.168	2.799	1.654
0.6	26.548	13.013	8.496	6.232	2.808	1.628

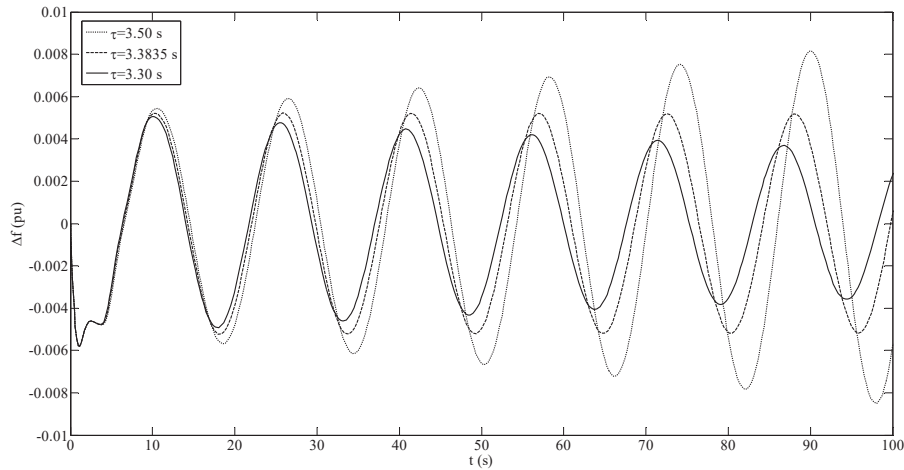
Çizelge 4.6. $A=1$ ve $\phi=45^\circ$ için bir bölge YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	15.210	7.353	4.732	3.419	1.440	0.766
0.05	16.189	7.843	5.058	3.664	1.562	0.847
0.1	17.124	8.310	5.370	3.898	1.679	0.925
0.2	18.838	9.167	5.941	4.326	1.892	1.065
0.4	21.441	10.467	6.806	4.973	2.209	1.269
0.6	22.361	10.922	7.105	5.192	2.299	1.301

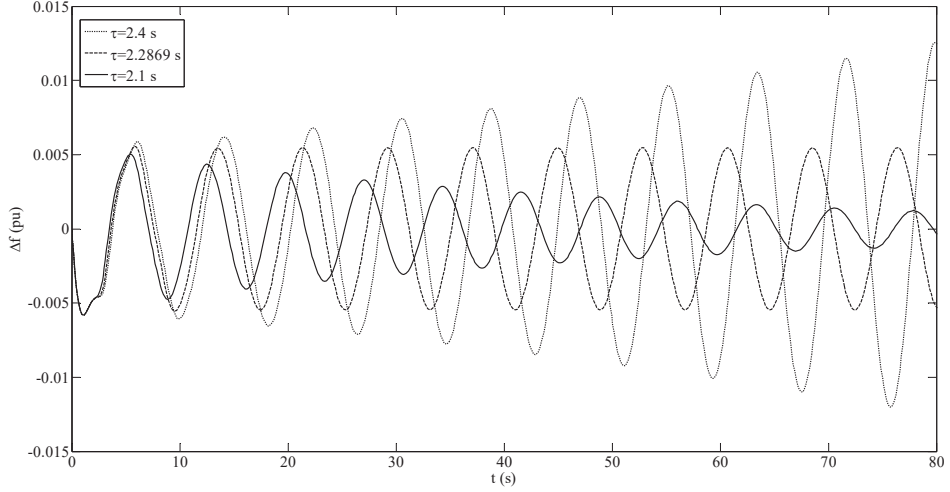
Çizelge 4.7. $A=2$ ve $\phi=30^\circ$ için bir bölge YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	K_P	0.05	K_P	0.05	K_P
0	9.969	4.725	2.970	2.087	0.727	0.226
0.05	10.913	5.196	3.284	2.323	0.844	0.303
0.1	11.730	5.604	3.555	2.525	0.942	0.363
0.2	12.864	6.168	3.927	2.799	1.060	0.422
0.4	11.302	5.324	3.284	2.211	0.457	0.207
0.6	0.198	0.187	0.175	0.163	0.113	0.063

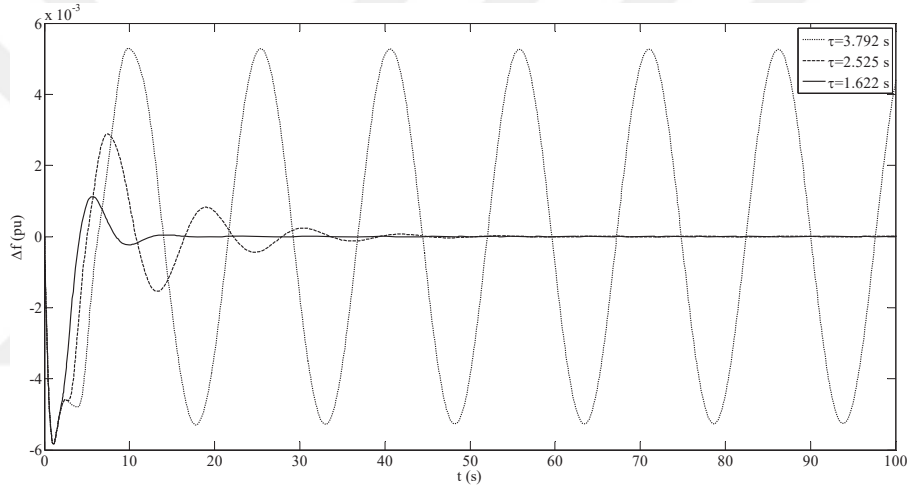
($A=2, \phi = 0^\circ$), ($A=3, \phi = 0^\circ$) olması durumunda ve $K_P=0-0.6$, $K_I=0.05-0.6$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için istenilen kazanç payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Seçilen bu kazanç payı değerlerinde hesaplanan zaman gecikmesi değerleri, $A=2, \phi = 0^\circ$ için Çizelge 4.3’de ve $A=3, \phi = 0$ için Çizelge 4.4’den görülmektedir. Çizelge 4.1, 4.3 ve 4.4 incelendiğinde, tüm PI denetleyici kazanç değerlerinde $A=1, A=2$ ve $A=3$ kazanç payı değerlerinde hesaplanan gecikme değerlerinin kazanç payı arttıkça fark edilebilir bir şekilde azaldığı görülmüştür. Benzer şekilde, $A=1, \phi=30^\circ$ ve $A=1, \phi=45^\circ$ olması durumunda ve $K_P=0-0.6$, $K_I=0.05-0.6$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için istenilen faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Seçilen faz payı değerlerinde hesaplanan zaman gecikmesi değerleri Çizelge 4.5 ve 4.6’dan görülmektedir. Çizelge 4.3 ve 4.4’de verilen kazanç payı etkisinde olduğu gibi, istenilen faz payı değerlerinde de tüm PI denetleyici kazanç değerlerindeki zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı, Çizelge 4.1’e kıyasla Çizelge 4.5 ve 4.6’dan görülmektedir. Ancak, zaman gecikmesi değerleri üzerinde, kazanç payının faz payından daha etkili olduğu ve zaman gecikmesi değerlerinin istenilen kazanç payı değerlerinde daha küçük değerler elde edildiği belirtilen çizelgelerden açıkça görülmektedir. Son olarak, hem kazanç payının hem de faz payının etkisini birlikte inceleyebilmek için $A=2, \phi=30^\circ$ değerlerinde zaman gecikmesi değerleri hesaplanmış ve Çizelge 4.7’de gösterilmiştir. Zaman gecikmesi değerleri üzerinde Çizelge 4.3’de verilen sadece kazanç payı ($A=2, \phi=0^\circ$) ve Çizelge 4.5’de verilen sadece faz payı ($A=1, \phi=30^\circ$) etkisi durumlarına kıyasla, istenilen kazanç ve faz payı değerlerinde zaman gecikme değerlerinin daha çok azaldığı Çizelge 4.7’den açıkça görülmektedir.



Şekil 4.1. $K_P=0, K_I=0.4$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı



Şekil 4.2. $K_P=0.6$, $K_I=0.6$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı



Şekil 4.3. $A=1$, $\phi = 0^\circ$, $A=2$, $\phi = 0^\circ$, $A=1$, $\phi = 30^\circ$ ve $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ için kazanç payının frekans yanıtı üzerinde sönümleme etkisi

4.2.3 Zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması

Üstel terimin yok edilmesi yöntemi ile hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek için sistemde $A=1$, $\phi = 0^\circ$ olması durumunda, $t=0$ anında $\Delta P_d=0.1$ pu yük değişimi sonucu meydana gelen yük bozucu etki sonrasında bir bölgeli YFK sisteminin frekans yanıtı incelenmiştir. $K_P=0$ $K_I=0.4$ için Çizelge 4.1'den görüldüğü gibi önerilen yöntemle $\tau^* = 3.382$ s ve aynı denetleyici kazanç değerlerinde Lyapunov yöntemi ile $\tau^* = 3.124$ s bulunmuştur. Ancak, Şekil 4.1'de görülen benzetim çalışmalarında ise $\tau^* = 3.384$ s olarak elde edilmiştir. $\tau^* = 3.384$ s değerinde sistemin frekans tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup sistem sınırdadır kararlıdır.

Ayrıca, Şekil 4.1'de $\tau = 3.3 s$ ve $\tau = 3.5 s$ zaman gecikme değerlerinde sistemin frekans tepkisi görülmektedir. $\tau = 3.3 s < \tau^* = 3.3816 s$ 'de frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar giderek küçülmekte ve sistem kararlı olmaktadır. $\tau = 3.5 s > \tau^* = 3.3816 s$ 'de ise frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar giderek artmakta ve sistemin kararsız olduğu görülmektedir. $K_P=0$, $K_I=0.4$ kazanç değerlerinde önerilen yöntemle hesaplanan maksimum zaman gecikme değerinin benzetim yöntemi ile bulunana göre bağıl yüzdeler hata oranının 0.391% olduğu ve Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonucun bağıl yüzdeler hata oranının 7.670% olduğu hesaplanmıştır.

Benzer şekilde, $A=1$, $\phi = 0^\circ$ olması durumunda $t=0$ anında $\Delta P_d=0.1 pu$ yük değişimi sonucu meydana gelen yük bozucu etki sonrasında bir bölgesel YFK sisteminin frekans yanıtı $K_P = 0.6, K_I = 0.6$ denetleyici kazanç değerleri incelenmiştir. Bu durumda, $K_P = 0.6, K_I = 0.6$ için Çizelge 4.1'den görüldüğü gibi önerilen yöntemle $\tau^* = 2.281 s$ ve aynı denetleyici kazanç değerlerinde Lyapunov yöntemi ile $\tau^* = 1.475 s$ bulunmuştur. Ancak, Şekil 4.2'de görülen benzetim çalışmalarında ise $\tau^* = 2.2869 s$ olarak elde edilmiştir ve $\tau^* = 2.2869 s$ değerinde sistem sınırda kararlıdır. Ayrıca Şekil 4.2'de $\tau = 2.1 s < \tau^* = 2.2869 s$ 'de sistemdeki frekans salınımları sönmülenererek sistem kararlı olmaktadır ve $\tau = 2.4 s > \tau^* = 2.2869 s$ 'de sistemdeki frekans salınımları artarak sistem kararsız olmaktadır. $K_P=0.6$, $K_I=0.4$ değerlerinde önerilen yöntemle hesaplanan maksimum zaman gecikmesinin bağıl yüzdeler hata oranının 0.258% olduğu ve Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçta ise 35.502% olduğu hesaplanmıştır.

Zaman düzlemi benzetim çalışmalarının devamında, sistemde meydana gelen herhangi bir bozucu etki sonrası istenilen kazanç ve/veya faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerlerinde sistemin frekans yanıtı incelenmiştir. Şekil 4.3, denetleyici kazançları $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ seçildiğinde, $(A=1, \phi=0)$, $(A=2, \phi=0)$ ve $A=1, \phi=30^\circ$ için $t=10s$ 'de meydana gelen $\Delta P_d=0.1 pu$ yük değişiminde YFK sisteminin frekans yanıtı kıyaslanmıştır. Çizelge 4.1'den bir bölgesel YFK sisteminin seçilen denetleyici parametrelerinde maksimum zaman gecikme değeri $\tau^* = 3.792 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.3'den görüldüğü üzere bu gecikme değerinde sistemin frekans yanıtında sönmülenermeyen salınımlar mevcut olup sistem sınırda kararlıdır. Ancak, frekans değişimindeki bu salınımlar pratik sistemlerde kabul edilemez. Sistemin bu genlikteki salınımlarını sönmülenerbilmek için, kazanç ve/veya faz payı sistemin zaman

gecikmesinin hesaplanmasında düşünülebilir. Çizelge 4.3 ve 4.5'den görüldüğü üzere, kazanç ve faz payı tabanlı maksimum zaman gecikmesi değerleri $A=2$, $\phi=0$ için $\tau = 1.622 s$ ve $A=1$, $\phi=30^\circ$ için $\tau = 2.525 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.3'den, $A=1$, $\phi=0$ durumunda hesaplanan zaman gecikmesi değerine kıyasla, sadece faz payının olması durumunda ($A=1$, $\phi=30^\circ$) frekans yanıtındaki salınımların kısa sürede sönümlendiği görülmektedir. Benzer şekilde, sadece kazanç payının olduğu durumda ($A=2$, $\phi=0$) sistemde meydana gelen salınımların çok daha kısa sürede sönümlendiği görülmektedir ve kazanç payının etkisinin daha büyük olduğu doğrudan görülmektedir. Bu benzetim çalışmalarından kazanç ve/veya faz payının zaman gecikmeli YFK sistemlerinde dinamik performansın iyileştirilmesi bakımından maksimum zaman gecikmesinin hesabında dikkate alınması gerektiği görülmüştür.

4.3 Zaman Gecikmeli İki Bölge YFK Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

Bölüm 4.2'de yapılan analizler bu kez zaman gecikmeli iki bölge YFK sistemi için yapılmıştır. Bölüm 2'de verilen zaman gecikmeli iki bölge YFK sisteminin kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi=0^\circ$ durumu için Denklem (2.9)'un elde edildiği, kazanç ve faz payı parametrelerinin $A>1$, $\phi > 0$ durumu için Denklem (2.10)'un elde edildiği görülmüştür. Bu bölümde, Bölüm 3'de sunulan üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak PI denetleyici kazançlarının farklı değerleri ve sisteme girilen kazanç-faz payı değerleri için iki bölge YFK sisteminin maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır.

4.3.1 Zaman gecikmeli iki bölge YFK sistemine üstel terimin eliminasyon yönteminin adım adım uygulanması

Aşağıda, üstel terimin eliminasyon yönteminin zaman gecikmeli iki bölge YFK sisteminin karakteristik denkleminde uygulama adımları gösterilmiştir.

1. Adım: Kazanç ve faz payı eklenmiş iki bölge YFK sisteminin blok diyagramı Şekil 2.7'de ve sistemin karakteristik denklemi, Denklem (2.10) ile verilmiştir.

2. Adım: Sisteme ait parametreler ($M_1=10$, $M_2=12$, $D_1=1$, $D_2=1.5$, $T_{ch1}=0.3s$, $T_{ch2}=0.4s$, $T_{g1}=0.1s$, $T_{g2}=0.17s$, $R_1=R_2=0.05$, $T_{12}=0.0796$ pu $\beta_1=21$, $\beta_2=21.5$), denetleyici parametreleri ($K_P = 0.2$, $K_I = 0.4$) ve istenilen kazanç - faz payı parametreleri ($A=2$, $\phi=20^\circ$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (2.10) yardımıyla aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau') &= a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} A e^{-j\phi} + a_2(s)e^{-2s\tau} A^2 e^{-2j\phi} = 0 \\ &= a'_0(s) + a'_1(s)e^{-s\tau'} + a'_2(s)e^{-2s\tau'} = 0\end{aligned}\quad (4.10)$$

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau') &= 0.000612s^9 + 0.0134s^8 + 0.1009s^7 + 0.3702s^6 + \\ &\quad 0.9244s^5 + 1.264s^4 + 1.1835s^3 + 0.0531s^2 + \\ &\quad \left(0.0236s^6 + 0.2802s^5 + 0.9660s^4 + 1.9251s^3 + 1.8923s^2 + 0.085s\right)e^{-s\tau'} \\ &\quad + \left(0.1806s^3 + 0.7309s^2 + 0.7564s + 0.0340\right)e^{-2s\tau'}\end{aligned}\quad (4.11)$$

3. Adım: Denklem (3.11)-(3.19) kullanılarak Denklem (4.11)'deki üstel terimler aşağıda verildiği gibi yok edilmiştir ve sistemin sanal eksenini kesen kompleks eşlenik kökleri Denklem (4.18)'in çözümü ile $\omega_{c1} = 1.0386$ rad / s ve $\omega_{c2} = 0.9367$ rad / s olarak elde edilmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(s, \tau') &= a'_0(-s)\Delta(s, \tau') - a'_2(s)e^{-2\tau's}\Delta(-s, \tau') \\ &= \sum_{k=0}^1 [a'_0(-s)a'_k(s) - a'_2(s)a'_{2-k}(-s)]e^{-k\tau's}\end{aligned}\quad (4.12)$$

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(-s, \tau') &= a'_0(s)\Delta(-s, \tau') - a'_2(-s)e^{2\tau's}\Delta(s, \tau') \\ &= \sum_{k=0}^1 [a'_0(s)a'_k(-s) - a'_2(-s)a'_{2-k}(s)]e^{k\tau's}\end{aligned}\quad (4.13)$$

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(s, \tau') &= a_0^{(1)}(s) + a_1^{(1)}(s)e^{-s\tau'} = 0 \\ \Delta^{(1)}(s, \tau') &= -3.7x10^{-7}s^{18} + 5.6x10^{-5}s^{16} - 0.0014s^{14} + \dots - 0.26s^4 + 0.52s^2 - 0.001 \\ &\quad + \left(-1.4x10^{-5}s^{15} + 1.44x10^{-4}s^{14} + 7.8x10^{-4}s^{13} + \dots - 4.42x10^{-5}s^2 + 0.0029s\right)e^{-s\tau'} = 0\end{aligned}\quad (4.14)$$

$$\Delta^{(2)}(s) = a_0^{(2)}(s) = 0 \quad (4.15)$$

$$a_0^{(2)}(s) = a_0^{(1)}(-s)a_0^{(1)}(s) - a_1^{(1)}(s)a_1^{(1)}(-s) \quad (4.16)$$

$$W(\omega_c^2) = a_0^{(1)}(-j\omega_c)a_0^{(1)}(j\omega_c) - a_1^{(1)}(j\omega_c)a_1^{(1)}(-j\omega_c) = 0 \quad (4.17)$$

$$W(\omega_c^2) = 1.4028 \times 10^{-13} \omega_c^{36} + 4.2592 \times 10^{-11} \omega_c^{34} + \dots + 0.266 \omega_c^4 + 0.0012 \omega_c^2 + 1.3378 \times 10^{-6} = 0 \quad (4.18)$$

4. Adım: 3. Adımda elde edilen pozitif reel köklere karşılık gelen kazanç-faz payı içeren sistemin maksimum zaman gecikmesi değerleri Denklem (3.20) ile elde edilen Denklem (4.19) kullanılarak $\tau_1' = \tau_1^* = 1.2802s$ ve $\tau_2' = \tau_2^* = 1.6156s$ olarak hesaplanmıştır.

$$\tau' = \frac{1}{\omega_c} \text{Tan}^{-1} \left(\frac{-5.4 \times 10^{-12} \omega_c^{33} - 1.12 \times 10^{-9} \omega_c^{31} + \dots + 0.003 \omega_c^3 + 3.345 \times 10^{-6} \omega_c}{5.4402 \times 10^{-11} \omega_c^{30} + 1.1154 \times 10^{-8} \omega_c^{28} + \dots + 5.2137 \times 10^{-8} \omega_c^3} \right) \quad (4.19)$$

5. Adım: Denklem (3.21) kullanılarak, istenilen kazanç ve faz payına karşılık gelen sistemin zaman gecikmesi değeri Denklem (4.20)'de $\omega_{c1} = 1.0386 \text{ rad/s}$, $\tau_1' = 1.2802s$ ve $\phi = 20^\circ = 0.3491 \text{ rad}$ için $\tau_1 = 0.9441s$ ve $\omega_{c2} = 0.9367 \text{ rad/s}$, $\tau_2' = 1.6156s$ ve $\phi = 20^\circ = 0.3491 \text{ rad}$ için $\tau_2 = 1.2429s$ olarak hesaplanmıştır. Bu gecikme değerlerinden minimum olan $\tau_1 = 0.9441s$ gecikme değeri sistemin istenilen kazanç ve faz payını sağladığı gecikme miktarıdır.

$$\tau = \tau' - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (4.20)$$

6. Adım: 3. Adımda elde edilen $\omega_{c1} = 1.0386 \text{ rad/s}$ ve $\omega_{c2} = 0.9367 \text{ rad/s}$ pozitif reel köklerinin sanal eksenini keserek hangi düzleme geçtiğini incelemek için Denklem (3.23) kullanılmıştır. Denklem (3.23)'de $\omega_{c1} = 1.0386 \text{ rad/s}$ ve $\omega_{c2} = 0.9367 \text{ rad/s}$ için $RT = +1$

olduğundan dolayı kompleks eşlenik kökler sol yarı düzlemden sanal eksenini keserek sağ yarı düzleme geçtiğini göstermektedir.

Yukarıda üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminde zaman gecikmesinin hesabı adım adım uygulanmıştır. Sonraki alt bölümde farklı denetleyici parametrelerinde ve istenilen kazanç-faz payı değerlerinde yukarıdaki adımlar uygulanarak elde edilen sonuçlar Bölüm 4.3.2’de verilmiştir.

4.3.2 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları

$A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda ve $K_P=0-1.0$, $K_I=0.05-1.0$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için iki bölgeli YFK sisteminin elde edilen teorik maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 4.8’de, Jiang vd. (2012) tarafından Lyapunov yöntemi ile elde edilen teorik sonuçlar ise Çizelge 4.9’da gösterilmiştir. Çizelge 4.8 incelendiğinde, Çizelge 4.1’de verilen bir bölgeli YFK sisteminin sonuçlarında olduğu gibi K_P kazancı sabit tutulduğunda, $K_I=0.05-1.0$ aralığı için maksimum zaman gecikme değerlerinin azaldığı görülmüştür. K_I kazanç değeri sabit iken ve $K_P=0-0.4$ aralığı için, K_P arttıkça maksimum zaman gecikmesi değerleri artmaktadır. Ancak, $K_P \geq 0.6$ için maksimum zaman gecikme değerinde azalma olduğu görülmüştür. Bu durum, denetleyici kazançlarının bir bölgeli YFK sisteminde olduğu gibi aynı özellikleri göstermektedir. Ayrıca, tüm denetleyici kazanç değerlerinde iki bölgeli YFK sisteminde maksimum gecikmeleri bir bölgeli YFK sistemine göre daha küçük olduğu görülmektedir. Ayrıca, Çizelge 4.8 ve 4.9 kıyaslandığında üstel terimin eliminasyon yönteminde Lyapunov yöntemine göre daha büyük zaman gecikmeleri hesaplanmıştır. Böylece, sistemin tolere edebileceği zaman gecikmesi değerlerinin daha büyük olduğu sonucu elde edilmiştir.

($A=2$, $\phi=0^\circ$) olması durumunda ve $K_P = 0 - 0.6$, $K_I = 0.05 - 0.6$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için istenilen kazanç payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Seçilen $A=2$, $\phi=0^\circ$ kazanç payı değerinde hesaplanan zaman gecikmesi değerleri Çizelge 4.10’dan görülmektedir. $A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminin Çizelge 4.8’de verilen maksimum zaman

gecikmesi değerleri, kazanç etkisinin görüldüğü ($A=2$, $\phi=0^\circ$) Çizelge 4.10'da hesaplanan zaman gecikmesi değerleri ile kıyaslandığında sistemin tüm PI denetleyici kazanç değerleri için zaman gecikmesi değerlerinin fark edilebilir bir şekilde azaldığı görülmektedir.

Çizelge 4.8. $A=1$, $\phi=0^\circ$ durumu için iki bölgeyi YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$\tau^*(s)$	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	30.812	15.090	9.842	7.211	3.225	1.843	0.591
0.05	31.772	15.570	10.162	7.450	3.345	1.922	0.638
0.1	32.647	16.008	10.453	7.669	3.453	1.993	0.676
0.2	34.122	16.744	10.943	8.035	3.631	2.106	0.725
0.4	35.728	17.542	11.470	8.424	3.802	2.184	0.684
0.6	34.809	17.068	11.136	8.155	3.588	1.881	0.481
1.0	0.510	0.498	0.485	0.472	0.416	0.357	0.243

Çizelge 4.9. $A=1$, $\phi=0^\circ$ durumu için iki bölgeyi YFK sisteminde Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikmesi sonuçları (Jiand vd., 2012)

$\tau^*(s)$	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	27.848	13.699	8.974	6.603	3.002	1.745	0.573
0.05	27.830	14.020	9.205	6.777	3.095	1.810	0.616
0.1	27.001	13.650	9.166	6.881	3.174	1.863	0.649
0.2	25.090	12.702	8.572	6.497	3.209	1.931	0.692
0.4	20.278	10.364	7.014	5.338	2.735	1.731	0.637
0.6	14.228	7.332	4.944	3.768	1.920	1.198	0.443
1.0	0.465	0.455	0.444	0.433	0.384	0.332	0.227

Çizelge 4.10. $A=2$, $\phi=0^\circ$ için iki bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	15.0904	7.2106	4.5647	3.2250	1.0957	0.2477
0.05	16.0079	7.6688	4.8695	3.4527	1.4617	0.3186
0.1	16.7442	8.0350	5.1113	3.6314	1.2802	0.3631
0.2	17.5421	8.4239	5.3583	3.8021	1.2802	0.3719
0.4	14.2467	1.0459	0.8707	0.7512	0.4368	0.2449
0.6	0.3429	0.3267	0.3100	0.2927	0.2213	0.1517

Çizelge 4.11. $A=1, \phi=20^\circ$ için iki bölgeli YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	23.8336	11.6055	7.5227	5.4760	2.3735	1.2941
0.05	24.8021	12.0897	7.8455	5.7180	2.4943	1.3742
0.1	25.7043	12.5406	8.1459	5.9431	2.6060	1.4475
0.2	27.2849	13.3301	8.6715	6.3363	2.7990	1.5709
0.4	29.3331	14.3502	9.3470	6.8381	3.0304	1.6949
0.6	29.2295	14.2860	9.2902	6.7801	2.9347	1.4955

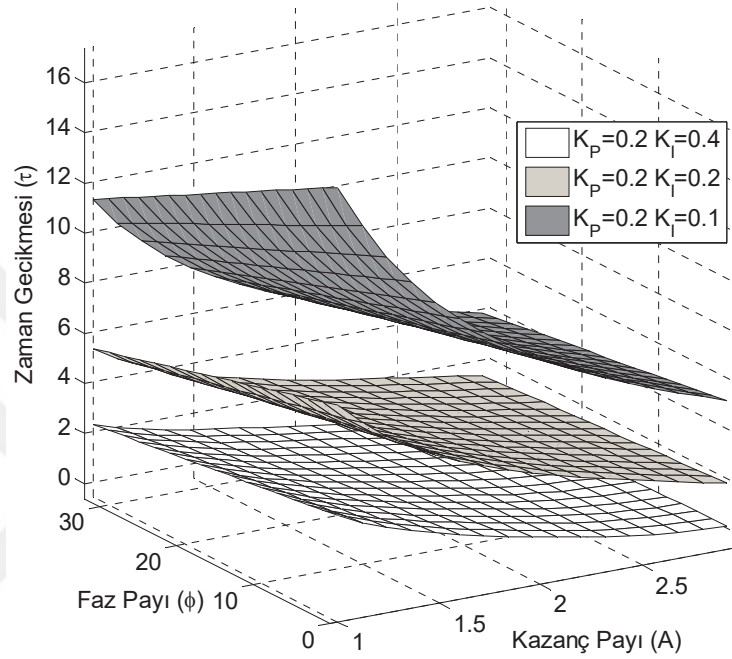
Çizelge 4.12. $A=2, \phi=20^\circ$ için iki bölgeli YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	11.606	5.4760	3.4171	2.3735	0.7045	0.0125
0.05	12.5406	5.9431	3.7279	2.6060	0.8171	0.0853
0.1	13.3301	6.3363	3.9882	2.7990	0.9014	0.1353
0.2	14.3502	6.8381	4.3127	3.0304	0.9441	0.1638
0.4	12.1778	0.8253	0.6629	0.5514	0.2574	0.0784
0.6	0.1951	0.1791	0.1626	0.1457	0.0763	0.0095

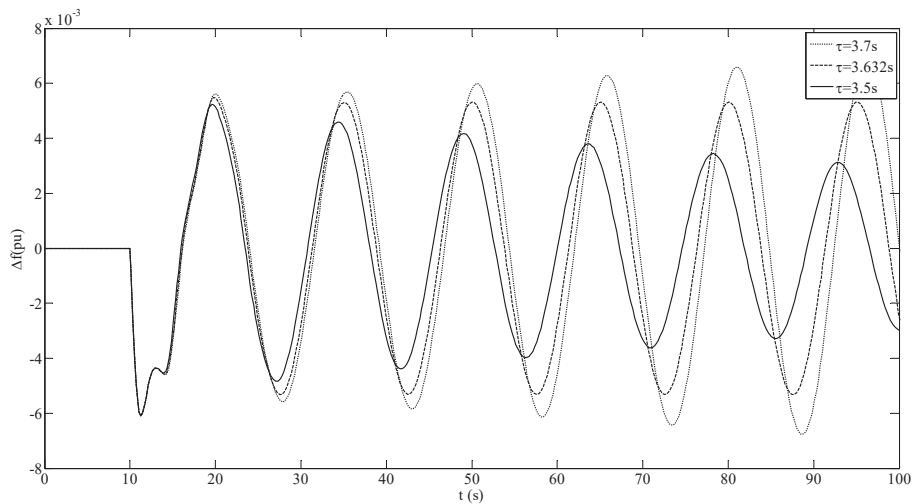
Faz payının $A=1, \phi=20^\circ$ olarak sisteme girilmesi durumunda ve $K_P = 0-0.6$, $K_I = 0.05-0.6$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için istenilen faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri hesaplanarak Çizelge 4.11'de verilmiştir. $A=1, \phi=20^\circ$ olan istenilen faz payı değerlerinde tüm PI denetleyici kazanç değerlerindeki zaman gecikmesi değerleri Çizelge 4.8 ile kıyaslandığında zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı görülmüştür. Ancak, zaman gecikmesi değerleri üzerinde, kazanç payının faz payından daha etkili olduğu ve zaman gecikmesi değerlerinin istenilen kazanç payı değerlerinde daha küçük değerler elde edildiği belirtilen çizelgelerden açıkça görülmektedir.

Son olarak, hem kazanç payının hem de faz payının etkisini birlikte inceleyebilmek için $A=1, \phi=20^\circ$ değerlerinde maksimum zaman gecikmeleri hesaplanmış ve Çizelge 4.12'de gösterilmiştir. Sadece kazanç payının olduğu Çizelge 4.10'dan ve sadece faz payının olduğu Çizelge 4.11'den görüldüğü üzere kazanç ve faz payının birlikte olan etkisinin daha fazla olduğu Çizelge 4.12'den açıkça görülmektedir. Şekil 4.4'de, PI denetleyici parametreleri $K_P=0.05, K_I=0.2, K_P=0.1, K_I=0.05$ ve $K_P=0.2, K_I=0.1$ denetleyici kazanç değerlerinde istenilen kazanç-faz payı aralıklarda maksimum zaman

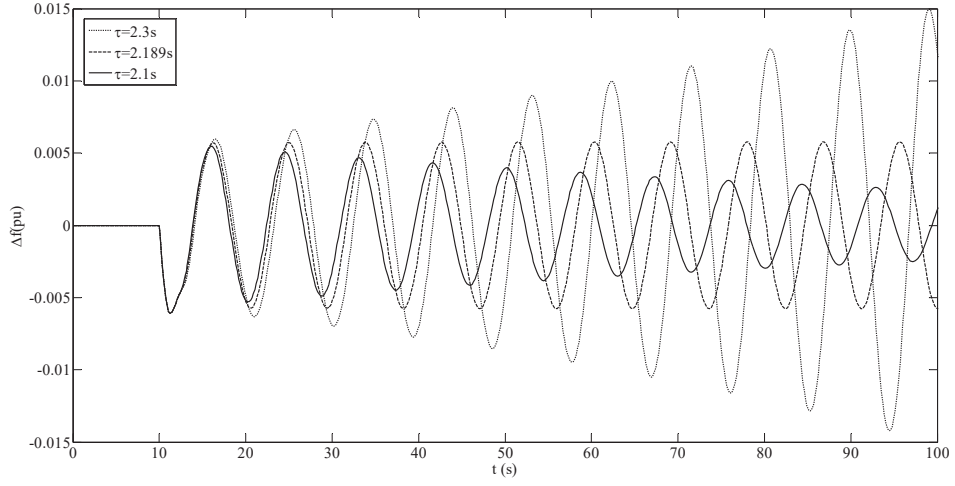
gecikmesi değerlerinin değişimi sunulmuştur. Şekil 4.4 incelendiğinde, kazanç payı sabit tutulduğunda ve faz payı $[0-20^{\circ}]$ aralığında arttırıldığında zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı görülmektedir. Ayrıca, faz payı sabit tutulduğunda ve kazanç payı $[1-3]$ aralığında arttırıldığında zaman gecikme değerlerinin daha fazla azaldığı açık bir şekilde görülmektedir.



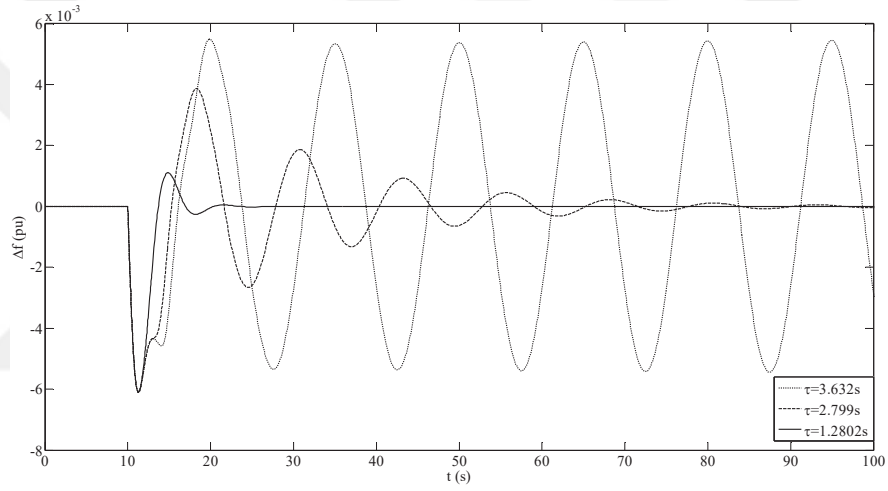
Şekil 4.4. $K_P=0.05$, $K_I=0.2$, $K_P=0.1$, $K_I=0.15$ ve $K_P=0.2$, $K_I=0.1$ için kazanç ve faz payına göre maksimum zaman gecikmesinin değişimi



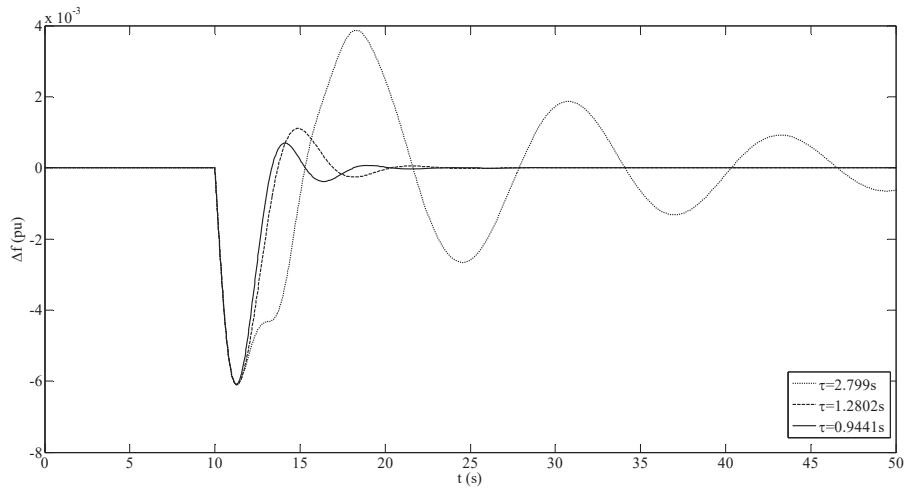
Şekil 4.5. $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı



Şekil 4.6. $K_P=0.4$, $K_I=0.6$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı



Şekil 4.7. $A=1$, $\phi=0^\circ$; $A=2$, $\phi=0^\circ$; $A=1$, $\phi=20^\circ$ ve $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ için frekans değişimi üzerinde kazanç payının sönümleme etkisi



Şekil 4.8. $A=2$, $\phi=0^\circ$; $A=1$, $\phi=20^\circ$; $A=2$, $\phi=20^\circ$ ve $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ için frekans değişimi üzerinde kazanç ve faz payının sönümleme etkisi

4.3.3 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması

Üstel terimin yok edilmesi yöntemi ile hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek için sistemde $A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda, $t=10s$ anında $\Delta P_{d1}=\Delta P_{d2}=0.1 pu$ yük değişimi sonucu meydana gelen yük bozucu etki sonrasında iki bölgeli YFK sisteminin seçilen PI denetleyici kazanç değerlerindeki frekans yanıtı incelenmiştir. Çizelge 4.8'den görüldüğü üzere $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ için $\tau^*=3.631 s$ ve $K_P=0.4$, $K_I=0.6$ için $\tau^*=2.184 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.5'de ve 4.6'da yapılan benzetim çalışmalarında $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ için $\tau^*=3.631 s$ ve $K_P=0.4$, $K_I=0.6$ için $\tau^*=2.189 s$ olarak elde edilmiştir. Önerilen yöntemin doğruluğu Şekil 4.5 ve 4.6'da gösterilen benzetim çalışmalarıyla ispatlanmıştır. Ayrıca, teorik sonuçların benzetim çalışmalarına oldukça yakın olduğu görülmektedir. Şekil 4.5'de $\tau=3.7 s > \tau^*=3.632s$ değerinde sistemin kararsız ve $\tau^*=3.632s > \tau=3.5 s$ değerinde sistemin kararlı olduğu görülmektedir. Ayrıca, Şekil 4.6'da $\tau=2.3 s > \tau^*=2.189s$ değerinde sistemin kararsız ve $\tau^*=2.189s > \tau=2.1 s$ değerinde sistemin kararlı olduğu görülmektedir. Çizelge 4.8 ve 4.9 denetleyici parametrelerinin tüm değerleri için kıyaslandığında, üstel terimin yok edilmesi yöntemi ile elde edilen sonuçların Lyapunov yöntemine göre daha doğru ve büyük zaman gecikmeleri hesaplanmıştır. Böylece, sistemin tolere edebileceği zaman gecikmesi değerlerinin daha büyük olduğu sonucu elde edilmiştir.

Zaman düzlemi benzetim çalışmalarının devamında, sistemde meydana gelen herhangi bir bozucu etki sonrası istenilen kazanç ve/veya faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerlerinde sistemin frekans yanıtı incelenmiştir. Şekil 4.7, denetleyici kazanç değerleri $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ seçildiğinde, $(A=1, \phi=0^\circ)$, $(A=2, \phi=0^\circ)$ ve $(A=1, \phi=20^\circ)$ için $t=10s$ 'de meydana gelen $\Delta P_{d1}=\Delta P_{d2}=0.1 pu$ yük değişiminde YFK sisteminin frekans yanıtı kıyaslanmıştır. Çizelge 4.8'den iki bölgeli YFK sisteminin seçilen denetleyici parametrelerinde maksimum zaman gecikme değeri $\tau=3.631 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.7'den görüldüğü üzere bu gecikme değerinde sistemin frekans yanıtında sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup sistem sınırdadır kararlıdır. Ancak, frekans değişimindeki bu salınımlar pratik sistemlerde kabul edilemez. Böylece, YFK sisteminin herhangi bir bozucu etki sonrası ölçüm ve veri transferinden

kaynaklanan haberleşme zaman gecikmesi neticesinde sistemin frekans tepkisinde meydana gelen büyük genlikli salınımların sönmülenebilmesi için, kazanç ve/veya faz payı sistemin zaman gecikmesinin hesaplanmasında düşünölmelidir.

Çizelge 4.10 ve 4.11'den göröldüğü üzere, kazanç ve faz payı dikkate alınarak $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ için hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değeri $A=2$, $\phi=0^\circ$ 'da $\tau=1.2802 s$ ve $A=1$, $\phi=20^\circ$ 'de $\tau=2.7990 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.7'den, $A=1$, $\phi=0^\circ$ durumunda hesaplanan zaman gecikmesi değeri kıyasla, sadece faz payının olması durumunda ($A=1$, $\phi=20^\circ$) frekans yanıtındaki salınımların kısa sürede sönmülendiği görölmektedir. Benzer şekilde, sadece kazanç payının olduğu durumda ($A=2$, $\phi=0^\circ$) sistemde meydana gelen salınımların çok daha kısa sürede sönmülendiği görölmektedir ve kazanç payının etkisinin daha büyük olduğu doğrudan görölmektedir. Bu benzetim çalışmalarından kazanç ve/veya faz payının zaman gecikmeli YFK sistemlerinde dinamik performansın iyileştirilmesi bakımından maksimum zaman gecikmesinin hesabında dikkate alınması gerektiğini göstermektedir.

Kazanç ve faz payının birlikte kullanılması durumunda sistemin frekans tepkisinde meydana gelen salınımların zamana göre değişimi yapılan benzetim çalışmalarıyla Şekil 4.8'de gösterilmiştir. $A=2$, $\phi=0^\circ$ kazanç payı girilmesi durumunda $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ denetleyici kazanç değeri için Çizelge 4.10'da $\tau=1.2802 s$ ve $A=2$, $\phi=20^\circ$ faz payı girilmesi durumunda $K_P=0.2$, $K_I=0.4$ için Çizelge 4.11'de $\tau=2.7990 s$ olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, $A=2$, $\phi=20^\circ$ kazanç ve faz payı değeri sisteme girildiğinde belirtilen denetleyici kazanç değeri için Çizelge 4.12'de zaman gecikmesi değeri $\tau=0.9441 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.7 ve Şekil 4.8 kıyaslandığında, $t=10s$ 'de meydana gelen $\Delta P_{d1}=\Delta P_{d2}=0.1 pu$ yük bozucu etki sonrası $A=2$, $\phi=20^\circ$ kazanç-faz payı değeri sistemin frekans tepkisinde meydana gelen salınımların sadece kazanç veya sadece faz payının kullanılması durumlarına göre daha kısa sürede sönmülendiği ve sürekli durum hatasının kısa sürede minimum değere ulaştığı görölmektedir.

BÖLÜM V

ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ: REKASİUS YERİNE KOYMA YÖNTEMİ

5.1 Giriş

Bu bölümde kazanç ve faz payı içeren zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde, kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi=0$ olması durumu için Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Jiang vd. (2012) tarafından yapılan Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçlarla, Rekasius yöntemi kullanılarak elde edilen sonuçlar kıyaslanmıştır. Ayrıca, frekans düzleminde kullanılan Rekasius yöntemi ve üstel terimin eliminasyon yöntemi ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada kullanılan sistemin katsayıları ve parametreleri Jiang vd. (2012)'den alınmıştır. Sistemin farklı PI denetleyici kazanç değerlerinde hesaplanan maksimum zaman gecikmelerinin doğruluğu Matlab/Simulink programı ile doğrulanmıştır. Daha sonra, Bölüm 4'de olduğu gibi kazanç ve faz payının $A > 1$, $\phi > 0^\circ$ olduğu durumlar için zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde belirlenen denetleyici parametre değerlerinde Rekasius yöntemi kullanılarak zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Seçilen kazanç ve faz payı değerlerine karşılık gelen zaman gecikmesi değerlerinde sistemin dinamik performansı Matlab/Simulink programı yardımıyla yapılan benzetim çalışmalarında incelenmiştir.

5.2 Zaman Gecikmeli Bir Bölgeli YFK Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

Bölüm 4.2'de verilen üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak yapılan işlem adımları bu bölümde Rekasius yöntemi kullanılarak gösterilmiştir. Daha sonra, seçilen denetleyici parametre değerleri için işlem adımları tekrarlanarak sistemin maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Kazanç ve faz payı parametrelerinin $A=1$, $\phi=0^\circ$ durumu için Denklem (2.7)'nin elde edildiği ancak, kazanç ve faz payı parametrelerinin $A > 1$, $\phi > 0^\circ$ durumu için Denklem (2.8)'in elde edildiği görülmüştür.

5.2.1 Zaman gecikmeli bir bölgesel YFK sistemine Rekasius yerine koyma yönteminin adım adım uygulanması

Aşağıda, Rekasius yerine koyma yöntemi zaman gecikmeli bir bölgesel YFK sisteminin karakteristik denkleminin uygulama adımları gösterilmiştir.

1. Adım: Kazanç ve faz payı eklenmiş zaman gecikmeli bir bölgesel YFK sistemi dikkate alınarak sistemin blok diyagramı Şekil 2.5’de ve karakteristik denklemi Denklem (2.8)’de verilmiştir.

2. Adım: Bölüm 4.2.1’de verilen sisteme ait parametreler, denetleyici parametreleri ($K_P = 0.4$, $K_I = 0.6$) ve istenilen kazanç - faz payı parametreleri ($A=1, \phi=0^\circ$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (2.8) yardımıyla aşağıda verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau') = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} A e^{-j\phi} = a'_0(s) + a'_1(s)e^{-s\tau'} = 0 \quad (4.1)$$

$$\Delta(s, \tau') = 0.015s^4 + 0.2015s^3 + 0.52s^2 + 1.05s + (0.84s + 1.26)e^{-s\tau'} \quad (4.2)$$

3. Adım: Denklem (3.29) kullanılarak Denklem (4.2)’deki üstel terim aşağıda verildiği gibi yok edilmiştir.

$$e^{-s\tau'} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \tau' \in \mathfrak{R}^+, \quad T \in \mathfrak{R} \quad (4.3)$$

$$\Delta(s, T) = a'_0(s) + a'_1(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right) = 0 \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \Delta(s, T) &= b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0 = 0 \\ b_5 &= 0.015T, \quad b_4 = 0.2015T + 0.015, \quad b_3 = 0.52T + 0.2015, \\ b_2 &= 0.21T + 0.52, \quad b_1 = -1.26T + 1.89, \quad b_0 = 1.26. \end{aligned} \quad (4.5)$$

4. Adım: Denklem (4.5)’de elde edilen yeni polinomda T değerleri hesaplanarak sistemin sanal eksenini kesen köklerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu yüzden,

Denklem (3.33) kullanılarak Denklem (4.5)'in Routh tablosu ve Denklem (3.34) ile Routh tablosunun elemanlarının hesaplanmıştır.

$$\begin{array}{cccc}
 s^5 & b_5 & b_3 & b_1 \\
 s^4 & b_4 & b_2 & b_0 \\
 s^3 & R_{31} & R_{32} & 0 \\
 s^2 & R_{21} & R_{22} & 0 \\
 s^1 & R_{11} & 0 & 0 \\
 s^0 & R_{22} & 0 & 0
 \end{array} \tag{4.6}$$

Routh tablosu elemanları aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 R_{31}(T) &= \frac{4.07 \times 10^5 T^2 + 1.62 \times 10^5 T + 1.21 \times 10^4}{8.06 \times 10^5 T + 6 \times 10^4}, \\
 R_{32}(T) &= \frac{-5.08 \times 10^4 T^2 + 6.87 \times 10^4 T + 5.67 \times 10^3}{4.03 \times 10^4 T + 3 \times 10^3}, \\
 R_{21}(T) &= \frac{1.45 \times 10^7 T^3 - 7.88 \times 10^6 T^2 + 2.2 \times 10^6 T + 2.3 \times 10^5}{2.032 \times 10^7 T^2 + 8.12 \times 10^6 T + 6.045 \times 10^5}, \\
 R_{22}(T) &= b_0 = 1.26, \\
 R_{11}(T) &= \frac{-3.65 \times 10^{10} T^4 + 2.82 \times 10^{10} T^3 - 2.68 \times 10^{10} T^2 + 2.95 \times 10^9 T + 5.598 \times 10^8}{2.9 \times 10^{10} T^3 - 1.576 \times 10^9 T^2 + 4.356 \times 10^9 T + 4.586 \times 10^8}.
 \end{aligned}$$

5.Adım: Denklem (3.35)'de verilen $R_{11}(T) = 0$ denklemi kurularak reel T değerlerinin hesaplanması sağlanmıştır. 4. Adımda Routh tablosunda hesaplanan $R_{11}(T) = 0$ elemanı kullanılarak 4 adet kök elde edilmiştir. Bu köklerden, 2 adet reel T değerleri bulunmaktadır.

$$T_1 = 0.23888, T_2 = -0.09608 \tag{4.7}$$

6.Adım: Denklem (3.37) 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. 5.Adımda hesaplanan her bir reel T değerinin bu şartı sağlayıp sağlamadığı incelenmiştir.

Routh tablosu sonucundan $R_{22}(T)$ polinomu sabit bir polinom olarak elde edilmiştir ve değeri $R_{22}(T) = 1.26$ 'dır. $T_1 = 0.23888$ değerinde $R_{21}(T) = 0.24358$ olarak hesaplanmıştır. $R_{22}(T) = 1.26 > 0$ ve $R_{21}(T) = 0.24358 > 0$ aynı işarete sahip olduğundan $s = \pm j\omega_c = \pm j2.27439$ olmak üzere sanal eksen kesen kökler elde edilir. $T_2 = -0.09608$ değerinde ise $R_{21}(T) = -0.01075$ olarak hesaplanmıştır. $R_{22}(T) = 1.26$ ve $R_{21}(T) = -0.01075$ zıt işaretli olduğundan sistemin sanal eksen üzerinde kökünün olmadığını göstermektedir.

7.Adım: 6.Adımda bir adet T değeri ($T_1 = 0.23888$) ve bu T değerine karşılık gelen bir adet ω_c ($\omega_c = 2.27439$ rad/s) sanal kök değeri hesaplanmıştır. $T_1 = 0.23888$ ve $\omega_c = 2.27439$ rad/s değerleri Denklem (3.30)'da veya (4.8)'de yerlerine yazılarak sistemin maksimum zaman gecikmesi $\tau' = \tau^* = 0.4376$ s olarak hesaplanmıştır.

$$\tau' = \frac{2}{\omega_c} (\tan^{-1}(\omega_c T)) \quad (4.8)$$

8.Adım: 2. Adımda dikkat edilecek olunursa, sisteme faz payı $\phi = 0^\circ$ olarak girilmiştir. Bu durum, faz payının zaman gecikmesi hesabında önemli olmadığını göstermektedir. Sistemde faz payı olması durumunda Denklem (3.21) kullanılarak faz payının etkisi dikkate alınmalıdır. Bu durum, Denklem (4.9) incelenirse daha net olarak görülebilir. Denklem (4.9)'da $\phi = 0^\circ$, $\omega_c = 2.27439$ rad/s için $\tau' = \tau^* = 0.4376$ s olduğu görülmektedir.

$$\tau = \tau' - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (4.9)$$

Yukarıda verildiği gibi Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminde belirlenen denetleyici parametreleri ve istenilen kazanç-faz payı değerlerinde yukarıdaki adımlar uygulanarak zaman gecikmeli bir bölge sisteminin zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır.

5.2.2 Zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları

$A=1, \phi=0^\circ$ olması durumunda ve $K_p=0-1$, $K_I=0.05-1.0$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için bir bölge YFK sisteminin maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 5.1'de gösterilmiştir. Çizelge 5.1 incelendiğinde, Bölüm 4.2'de elde edilen Çizelge 4.1 ile aynı sonuçların hesaplandığı görülmüştür. Bu durumda, K_p kazancı her bir değerinde sabit tutulduğunda, $K_I=0.05-1.0$ aralığında artması sistemin kararlılığını olumsuz yönde etkilemiştir. Benzer biçimde, K_I kazanç değeri sabit iken ve $K_p=0-0.4$ aralığında artması durumunda zaman gecikme değerlerinde de artış gözlenmiştir. Ancak, $K_p \geq 0.6$ değerlerinde zaman gecikme değerlerinin azaldığı görülmüştür. Çizelge 4.2'de Lyapunov yönteminin verdiği sonuçlar Çizelge 5.1'de Rekasius yönteminin sonuçlarıyla kıyaslandığında Bölüm 4.2'de üstel terimin eliminasyon yönteminde olduğu gibi Rekasius yönteminde de daha büyük zaman gecikmelerinin hesaplandığı görülmüştür.

Belirlenen kazanç payı değerlerinde Rekasius ve üstel terimin eliminasyon yöntemi ile aynı zaman gecikmesi sonuçları hesaplanmıştır. Bu durum, kazanç payı değerleri ($A=2, \phi=0^\circ$), ($A=3, \phi=0^\circ$) olarak ve denetleyici parametreleri $K_p=0-0.6$, $K_I=0.05-0.6$ aralığında seçilerek görülmüştür. Seçilen bu kazanç payı değerlerinde hesaplanan zaman gecikmesi değerleri, $A=2, \phi=0^\circ$ için Çizelge 5.2'den ve $A=3, \phi=0^\circ$ için Çizelge 5.3'den görülmektedir. Çizelge 5.2 ve 5.3 incelendiğinde, aynı kazanç payı değerlerinde Bölüm 4.2'deki Çizelge 4.3 ve Çizelge 4.4'de aynı sonuçların alındığı görülmüştür. Seçilen tüm denetleyici kazanç değerlerinde $A=1$, $A=2$ ve $A=3$ olarak kazanç payı arttıkça zaman gecikme değerlerinin azaldığı görülmüştür. Benzer şekilde, belirlenen faz payı değerlerinde Rekasius ve üstel terimin eliminasyon yönteminin aynı sonuçları verdiği, $A=1, \phi=30^\circ$ ve $A=1, \phi=45^\circ$ olarak ve $K_p=0-0.6$, $K_I=0.05-0.6$ aralığında seçilerek ve PI denetleyici kazanç değerleri için faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri hesaplanarak görülmüştür. Seçilen faz payı değerlerinde hesaplanan zaman gecikmesi değerleri Çizelge 5.4 ve 5.5'den görülmektedir. Çizelge 5.4 ve 5.5 incelendiğinde, aynı faz payı değerlerinde Çizelge 4.5 ve Çizelge 4.6'da aynı sonuçların alındığı görülmüştür. Çizelge 5.4 ve 5.5'de de istenilen faz payı değerinde tüm PI denetleyici kazanç değerlerindeki zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı görülmüştür.

Çizelge 5.1. $A=1, \phi=0^\circ$ durumu için bir bölge YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$\tau^*(s)$	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	30.915	15.201	9.960	7.335	3.382	2.042	0.923
0.05	31.875	15.681	10.280	7.575	3.501	2.122	0.970
0.1	32.751	16.119	10.571	7.794	3.610	2.194	1.012
0.2	34.223	16.856	11.062	8.162	3.792	2.313	1.079
0.4	35.834	17.658	11.594	8.558	3.980	2.426	1.118
0.6	34.922	17.195	11.278	8.312	3.826	2.281	0.947
1.0	0.595	0.586	0.575	0.564	0.516	0.463	0.361

Çizelge 5.2. $A=2, \phi=0^\circ$ için bir bölge YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	15.201	7.335	4.704	3.382	1.353	0.623
0.05	16.119	7.794	5.010	3.610	1.466	0.697
0.1	16.856	8.162	5.254	3.792	1.553	0.750
0.2	17.658	8.558	5.513	3.980	1.622	0.772
0.4	14.427	6.860	4.276	2.917	0.727	0.438
0.6	0.384	0.372	0.360	0.348	0.295	0.242

Çizelge 5.3. $A=3, \phi=0^\circ$ için bir bölge YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

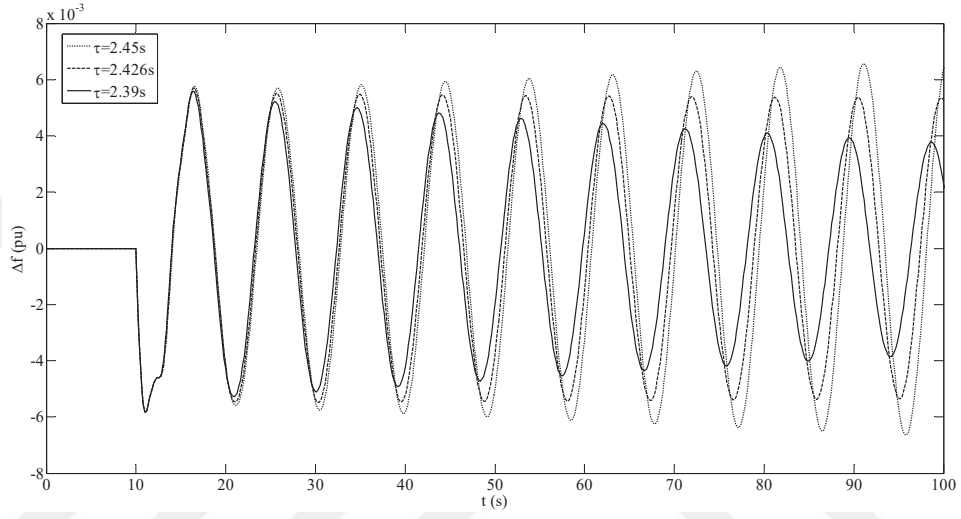
$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	9.960	4.704	2.938	2.042	0.623	0.136
0.05	10.833	5.140	3.227	2.258	0.726	0.207
0.1	11.412	5.426	3.414	2.393	0.777	0.251
0.2	11.278	5.332	3.318	2.281	0.640	0.262
0.4	0.378	0.360	0.341	0.322	0.242	0.168
0.6	0.183	0.176	0.169	0.162	0.132	0.103

Çizelge 5.4. $A=1, \phi=30^\circ$ için bir bölge YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

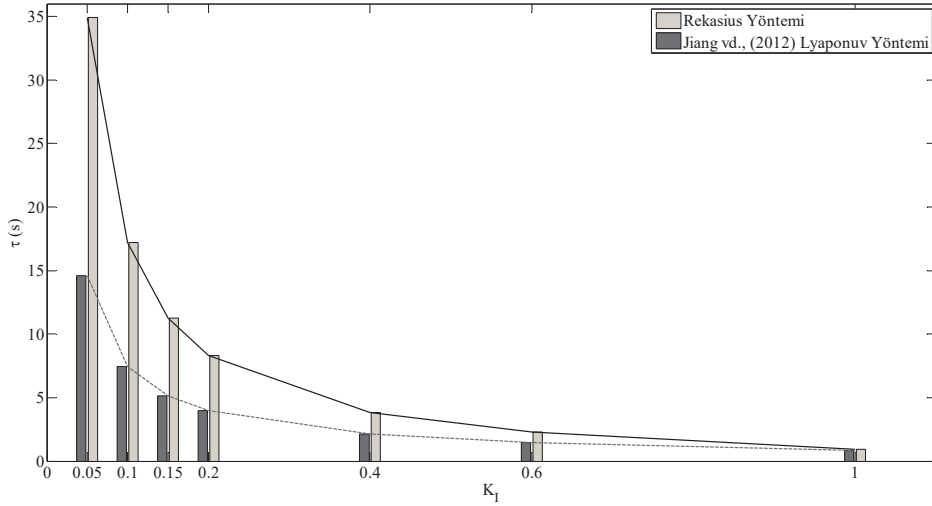
$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	20.445	9.969	6.474	4.725	2.087	1.191
0.05	21.418	10.456	6.799	4.968	2.209	1.272
0.1	22.333	10.913	7.104	5.196	2.323	1.348
0.2	23.967	11.730	7.648	5.604	2.525	1.481
0.4	26.238	12.864	8.402	6.168	2.799	1.654
0.6	26.548	13.013	8.496	6.232	2.808	1.628

Çizelge 5.5. $A=1, \phi=45^\circ$ için bir bölgeyi YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

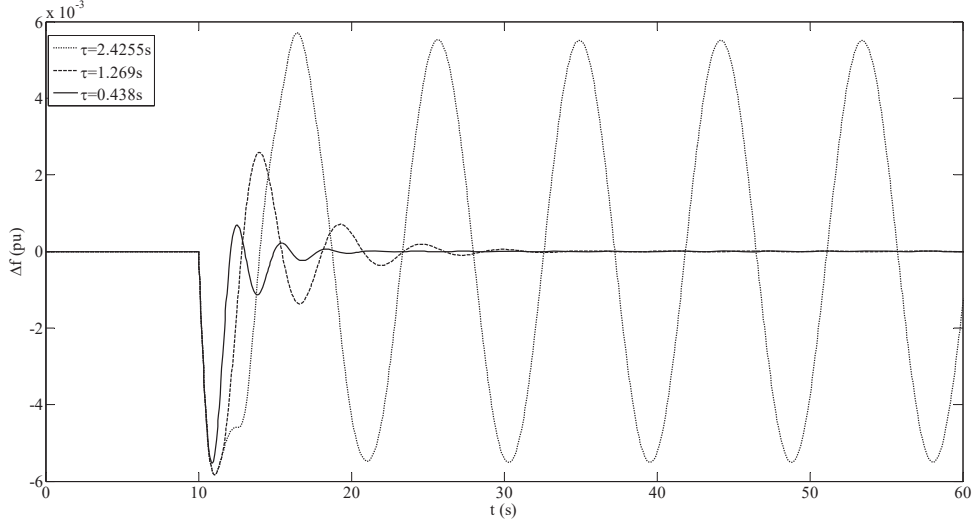
$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	15.210	7.353	4.732	3.419	1.440	0.766
0.05	16.189	7.843	5.058	3.664	1.562	0.847
0.1	17.124	8.310	5.370	3.898	1.679	0.925
0.2	18.838	9.167	5.941	4.326	1.892	1.065
0.4	21.441	10.467	6.806	4.973	2.209	1.269
0.6	22.361	10.922	7.105	5.192	2.299	1.301



Şekil 5.1. $K_P = 0.4, K_I = 0.6$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı



Şekil 5.2. $K_P = 0.6$ için K_I 'ya göre maksimum zaman gecikmesinin değişimi



Şekil 5.3. $A=1, \phi=0$; $A=2, \phi=0$; $A=1, \phi=45^\circ$ ve $K_P=0.4, K_I=0.6$ için kazanç payının frekans yanıtı üzerinde sönümlenme etkisi

5.2.3 Zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması

Rekasius yöntemi ile hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri, $A=1, \phi=0^\circ$ olması durumunda, $t=10s$ anında $\Delta P_d=0.1$ yük değişimi sonucu meydana gelen yük bozucu etki sonrasında bir bölge YFK sisteminin frekans yanıtı incelenerek doğrulanmıştır. Çizelge 5.1'den görüldüğü üzere $K_P = 0.4, K_I = 0.6$ için maksimum zaman gecikme değeri $\tau^* = 2.4255 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.1'de görülen benzetim çalışmasında $K_P = 0.4, K_I = 0.6$ için $\tau^* = 2.426 s$ olarak elde edilmiştir ve $\tau^* = 2.426 s$ değerinde sistemin sınırdaki kararlı olduğu görülmüştür. Ayrıca, Şekil 5.1'de $\tau = 2.39 s < \tau^* = 2.426 s$ 'de frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar küçüldüğünden dolayı sistem kararlı olmaktadır. $\tau = 2.45 s > \tau^* = 2.426 s$ 'de ise frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar büyüdüğünden dolayı sistemin kararsız olduğu görülmüştür. Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçları kıyaslamak için $K_P = 0.4, K_I = 0.6$ değerlerinde Rekasius yöntemi ile hesaplanan maksimum zaman gecikmesinin bağıl yüzdeleri hata oranı 0.041% olduğu ve aynı denetleyici kazanç değerlerinde Çizelge 4.2'de Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikme değerine göre 21.19% olduğu hesaplanmıştır. Bu durum, frekans düzleminde kullanılan Rekasius ve üstel terimin eliminasyon yönteminin zaman gecikmesinin hesaplanması bakımından aynı sonuçları ürettiğini ve zaman düzleminde kullanılan Jiang vd. (2012)'ye göre daha doğru sonuçlar elde edildiğini göstermiştir. Şekil 5.2'de

ise Lyaponuv yöntemi ile elde edilen sonuçlar ile Rekasius veya üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak elde edilen sonuçlar grafik olarak gösterilmiştir. $K_P=0.6$ kazanç değeri sabit tutularak $K_I=0.05-1.0$ aralığında değiştirilmiştir. K_I belirtilen aralık değerlerinde arttırıldığında her iki yöntemin de maksimum zaman gecikme değerlerinin azaldığı görülmektedir. Ancak, Lyaponuv yönteminin, Rekasius yöntemine ve üstel terimin eliminasyon yöntemine göre daha küçük maksimum zaman gecikmeleri ürettiği görülmektedir.

Zaman düzlemi benzetim çalışmalarının devamında, sistemde meydana gelen herhangi bir bozucu etki sonrası istenilen kazanç ve/veya faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerlerinde sistemin frekans yanıtı incelenmiştir. Şekil 5.3, denetleyici kazançları $K_P=0.4$, $K_I=0.6$ seçildiğinde, $(A=1, \phi=0^\circ)$, $(A=2, \phi=0^\circ)$ ve $(A=1, \phi=45^\circ)$ için $t=10s$ 'de meydana gelen $\Delta P_d=0.1 pu$ yük değişiminde YFK sisteminin frekans yanıtı kıyaslanmıştır. Çizelge 5.1'den bir bölgeli YFK sisteminin seçilen denetleyici parametrelerinde maksimum zaman gecikme değeri $\tau^* = 2.4255 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.1'den bu gecikme değerinde sistemin sınırda kararlı olduğu görülmektedir. Ancak, frekans değişimindeki bu salınımların daha kısa sürede sönümlenerek sürekli duruma ulaşması istenir. Bu yüzden, Çizelge 5.2 ve 5.5'den görüldüğü üzere, kazanç ve faz payı tabanlı maksimum zaman gecikmesi değerleri $A=2$, $\phi=0^\circ$ için $\tau = 0.438 s$ ve $A=1$, $\phi=45^\circ$ için $\tau = 1.269 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.3'den, $A=1$, $\phi=0^\circ$ durumunda hesaplanan zaman gecikmesi değerine kıyasla, sadece kazanç payının olduğu durumda ($\tau = 0.438 s$) sistemin frekans yanıtında meydana gelen salınımların sadece faz payının olması durumuna ($\tau = 1.269 s$) göre çok daha kısa sürede sönümlendiği görülmektedir ve kazanç payının etkisinin daha büyük olduğu doğrudan görülmektedir.

5.3 Zaman Gecikmeli İki Bölgeli YFK Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

Bölüm 4.3'de zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminde üstel terimin eliminasyon yöntemi ile hesaplanan gecikme değerleri bu bölümde Rekasius yöntemi kullanılarak gösterilmiştir. Bu bölümde de, kazanç ve faz payı parametrelerinin farklı durumları için zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır.

5.3.1 Zaman gecikmeli iki bölge YFK sistemine Rekasius yerine koyma yönteminin adım adım uygulanması

Aşağıda, Rekasius yönteminin zaman gecikmeli iki bölge YFK sisteminin karakteristik denkleminde uygulama adımları gösterilmiştir.

1. Adım: Kazanç ve faz payı eklenmiş iki bölge YFK sisteminin blok diyagramı Şekil 2.7’de ve sistemin karakteristik denklemi, Denklem (2.10) ile verilmiştir.

2. Adım: Bölüm 4.3.1’de verilen sisteme ait parametreler, denetleyici parametreleri ($K_p=0.1$, $K_I=0.4$) ve istenilen kazanç - faz payı parametreleri ($A=1$, $\phi=20^\circ$) için sistemin karakteristik denklemi, Denklem (2.10) yardımıyla aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau') &= \sum_{k=0}^2 a'_k(s) e^{-k\tau' s} = a'_0(s) + a'_1(s) e^{-s\tau'} + a'_2(s) e^{-2s\tau'} = \\ &0.0006s^9 + 0.0134s^8 + 0.1009s^7 + 0.3702s^6 + 0.9244s^5 + 1.2s^4 + 1.184s^3 + 0.053s^2 + \\ &(0.0059s^6 + 0.0818s^5 + 0.7313s^4 + 0.9355s^3 + 0.0425s^2) e^{-s\tau'} + \\ &(0.0113s^3 + 0.0908s^2 + 0.1849s + 0.0085) e^{-2s\tau'} = 0 \end{aligned} \quad (4.10)$$

3. Adım: Karakteristik denklemde üstel terimin yerine Denklem (3.29) veya Denklem (4.11) ile verilen ifade yazılarak Denklem (4.12) ve Denklem (4.13) elde edilir.

$$e^{-s\tau'} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \tau' \in \mathfrak{R}^+, \quad T \in \mathfrak{R} \quad (4.11)$$

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^2 a'_k(s) \left(\frac{1-sT}{1+Ts} \right)^k = 0 \quad (4.12)$$

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^{11} b_k(T) s^k = b_{11} s^{11} + b_{10} s^{10} + b_9 s^9 + \dots + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 = 0 \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} b_{11} &= 0.000612T^2, \quad b_{10} = 0.013T^2 + 0.001T, \\ b_9 &= 0.1009T^2 + 0.0269T + 0.0006, \quad b_8 = 0.3643T^2 + 0.2017T + 0.0134, \\ b_7 &= 0.8426T^2 + 0.7404T + 0.1009; \quad b_6 = 0.906T^2 + 1.8488T + 0.3761, \end{aligned}$$

$$b_5 = 0.4635T^2 + 2.5281T + 1.006, b_4 = -0.7916T^2 + 2.3445T + 1.622,$$

$$b_3 = 0.1423T^2 - 0.0754T + 1.926, b_2 = 0.0085T^2 - 0.3697T + 1.0795,$$

$$b_1 = 0.227 - 0.017T, b_0 = 0.009.$$

4.Adım: Denklem (3.33) ve (3.34) yardımıyla Routh tablosu oluşturmuştur ve Routh tablosunun her bir elemanı T cinsinden hesaplanmıştır.

$$\begin{array}{ccccccc}
s^{11} & b_{11} & b_9 & b_7 & b_5 & b_3 & b_1 \\
s^{10} & b_{10} & b_8 & b_6 & b_4 & b_2 & b_0 \\
s^9 & R_{91} & R_{92} & R_{93} & R_{94} & R_{95} & 0 \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
s^2 & R_{21} & R_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
s^1 & R_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
s^0 & R_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{array} \tag{4.14}$$

5.Adım: Denklem (3.35) ile verilen ve 4.Adımda elde edilen $R_{11}(T)$ aşağıda verildiği gibi sıfıra eşitlenerek reel T değerleri hesaplanmıştır. $R_{11}(T)$, 18. dereceden bir polinom olarak elde edilmiştir ve çözümünden 18 adet kök hesaplanmıştır. Bu köklerden reel olanlar aşağıda verilmiştir. $R_{11}(T)$ 'nin diğer kökleri ise kompleks köklerdir.

$$\begin{aligned}
R_{11}(T) = & (3.508 \times 10^{16} T^{18} - 9.974 \times 10^{18} T^{17} + 7.442 \times 10^{20} T^{16} - 5.024 \times 10^{21} T^{15} + \\
& 1.176 \times 10^{22} T^{14} - 8.842 \times 10^{21} T^{13} - 1.703 \times 10^{20} T^{12} - 4.090 \times 10^{21} T^{11} \\
& + 2.896 \times 10^{21} T^{10} + 3.433 \times 10^{21} T^9 + 3.417 \times 10^{21} T^8 + 1.940 \times 10^{21} T^7 + \\
& 8.690 \times 10^{20} T^6 + 2.885 \times 10^{20} T^5 + 7.224 \times 10^{19} T^4 + 1.324 \times 10^{19} T^3 + 1.554 \times 10^{18} T^2 + \\
& 9.90 \times 10^{16} T + 2.555 \times 10^{15}) = 0
\end{aligned}$$

$$T_1 = 2.09212, T_2 = 2.21536, T_3 = -0.14963, T_4 = -0.15085, \\
T_5 = -0.09262, T_6 = -0.09289, T_7 = 26.97504, T_8 = 27.01376.$$

6.Adım: Denklem (3.37) ile verilen $R_{21}(T)R_{22}(T) > 0$ şartının sağlanması koşuluyla $s = \pm j\omega_c$ sanal kökleri hesaplanabilir. 5.Adımda hesaplanan her bir reel T değerinin bu

şartı sağlayıp sağlamadığı incelenmiştir. $R_{22}(T)= 0.0085$ olan sabit bir polinomdur. $T_1=2.09212$ ve $T_2=2.21536$ kökleri $R_{21}(T)$ 'de yazıldığında, $R_{21}(T_1)= 0.1181$ ve $R_{21}(T_2)=0.12$ olarak bulunmuştur. $R_{21}(T)$ ve $R_{22}(T)$ polinomlarının her iki kök için de aynı işarete sahip olduğu görülmüştür. Daha sonra, Denklem (3.36) ile verilen $R_{21}(T)s^2+R_{22}(T)=0$ eşitliği kullanılarak $s=\pm j\omega_{c1}=\pm j0.41226$ ve $s=\pm j\omega_{c2}=\pm j0.40767$ olmak üzere sanal eksen kesen kökler elde edilmiştir.

7.Adım: 6.Adımda iki adet T değeri ve bu T değerlerine karşılık gelen iki adet sanal kök değeri hesaplanmıştır. Denklem (3.30)'da veya (4.15)'de $T_1 = 2.09212$ ve $\omega_{c1} = 0.41226$ rad/s için $\tau'_1 = 3.453$ s, $T_2 = 2.21536$ ve $\omega_{c2} = 0.40767$ rad/s için $\tau'_2 = 3.604$ s olarak hesaplanmıştır.

$$\tau' = \frac{2}{\omega_c} \left(\tan^{-1}(\omega_c T) \right) \quad (4.15)$$

8.Adım: 7.Adımda hesaplanan gecikme değerlerinde faz payının etkisini dikkate alarak Denklem (3.21) veya Denklem (4.16) ile istenilen kazanç ve faz payına karşılık gelen, sistemin zaman gecikmesi değeri $\omega_{c1} = 0.41226$ rad/s, $\tau'_1 = 3.453$ s ve $\phi = 20^\circ = 0.3491$ rad için $\tau_1 = 2.606$ s ve $\omega_{c2} = 0.40767$ rad/s, $\tau'_2 = 3.604$ s ve $\phi = 20^\circ = 0.3491$ rad için $\tau_2 = 2.747$ s olarak hesaplanmıştır. Bu gecikme değerlerinden minimum olan $\tau_1 = 2.606$ s gecikme değeri sistemin istenilen kazanç ve faz payını sağladığı gecikme miktarıdır.

$$\tau = \tau' - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (4.16)$$

Bir sonraki bölümde, Rekasius yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminde farklı denetleyici parametrelerinde ve istenilen kazanç-faz payı değerlerinde belirtilen adımlar uygulanarak zaman gecikmeli iki bölgeli sistemin zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır.

5.3.2 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları

$A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda ve $K_P=0-1$, $K_I=0.05-1.0$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için iki bölgeli YFK sisteminin maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 5.6'da gösterilmiştir. Çizelge 5.6 incelendiğinde, Bölüm 4.3'de elde edilen Çizelge 4.8 ile aynı sonuçların hesaplandığı görülmüştür. K_P ve K_I 'nin zaman gecikmesi değerleri üzerindeki teorik etkisi Bölüm 4.2.2, 4.3.2 ve 5.2.2'de olduğu gibi bu bölümde elde edilen sonuçlarda da görülmüştür. Ayrıca, iki bölgeli YFK sistemi için Çizelge 4.9'da Lyapunov yönteminin verdiği sonuçlar Çizelge 5.6'da Rekasius yönteminin sonuçlarıyla kıyaslandığında Bölüm 4.3'de üstel terimin eliminasyon yönteminde olduğu gibi Rekasius yönteminde de daha büyük zaman gecikmelerinin hesaplandığı görülmüştür.

Belirlenen kazanç payı değerlerinde Rekasius ve üstel terimin eliminasyon yönteminin aynı sonuçları verdiği görülmüştür. Bu durum için, kazanç payı değeri ($A=2$, $\phi=0^\circ$) olarak ve denetleyici parametreleri $K_P=0-0.6$, $K_I=0.05-0.6$ aralığında seçilmiştir. Seçilen bu kazanç payı değerlerinde hesaplanan zaman gecikmesi değerleri, $A=2$, $\phi=0^\circ$ için Çizelge 5.7'den görülmektedir. Çizelge 5.7'de ve Çizelge 4.10'da aynı kazanç payı için aynı zaman gecikmesi sonuçlarının hesaplandığı görülmüştür. Ayrıca, seçilen tüm denetleyici kazanç değerlerinde kazanç payı arttıkça zaman gecikme değerlerinin azaldığı görülmüştür.

Çizelge 5.6. $A=1$, $\phi=0^\circ$ durumu için iki bölgeli YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$\tau^*(s)$	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	30.812	15.090	9.842	7.211	3.225	1.843	0.591
0.05	31.772	15.570	10.162	7.450	3.345	1.922	0.638
0.1	32.647	16.008	10.453	7.669	3.453	1.993	0.676
0.2	34.122	16.744	10.943	8.035	3.631	2.106	0.725
0.4	35.728	17.542	11.470	8.424	3.802	2.184	0.684
0.6	34.809	17.068	11.136	8.155	3.588	1.881	0.481
1.0	0.510	0.498	0.485	0.472	0.416	0.357	0.243

Çizelge 5.7. $A=2$, $\phi=0^\circ$ için iki bölgeli YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	15.0904	7.2106	4.5647	3.2250	1.0957	0.2477
0.05	16.0079	7.6688	4.8695	3.4527	1.4617	0.3186
0.1	16.7442	8.0350	5.1113	3.6314	1.2802	0.3631
0.2	17.5421	8.4239	5.3583	3.8021	1.2802	0.3719
0.4	14.2467	1.0459	0.8707	0.7512	0.4368	0.2449
0.6	0.3429	0.3267	0.3100	0.2927	0.2213	0.1517

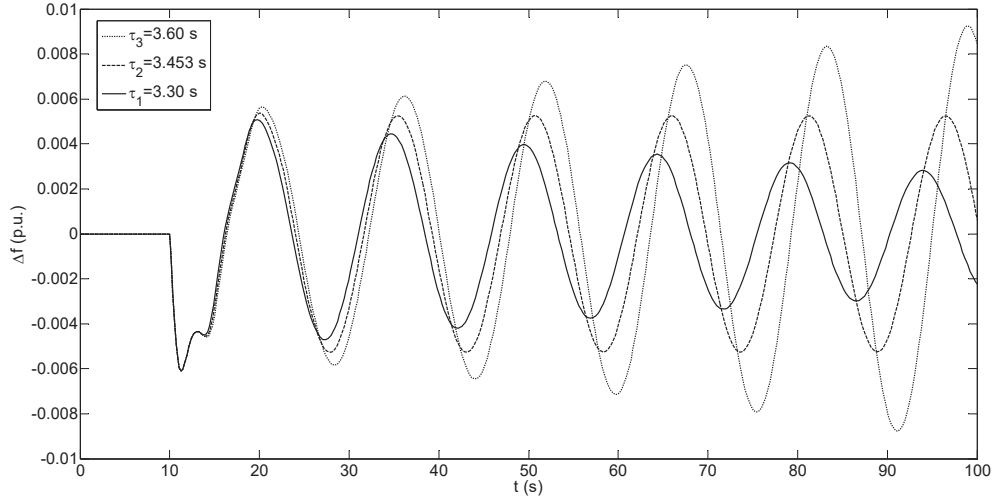
Çizelge 5.8. $A=1$, $\phi=20^\circ$ için iki bölgeli YFK sisteminin zaman gecikmesi sonuçları

$\tau(s)$	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6
0	23.8336	11.6055	7.5227	5.4760	2.3735	1.2941
0.05	24.8021	12.0897	7.8455	5.7180	2.4943	1.3742
0.1	25.7043	12.5406	8.1459	5.9431	2.6060	1.4475
0.2	27.2849	13.3301	8.6715	6.3363	2.7990	1.5709
0.4	29.3331	14.3502	9.3470	6.8381	3.0304	1.6949
0.6	29.2295	14.2860	9.2902	6.7801	2.9347	1.4955

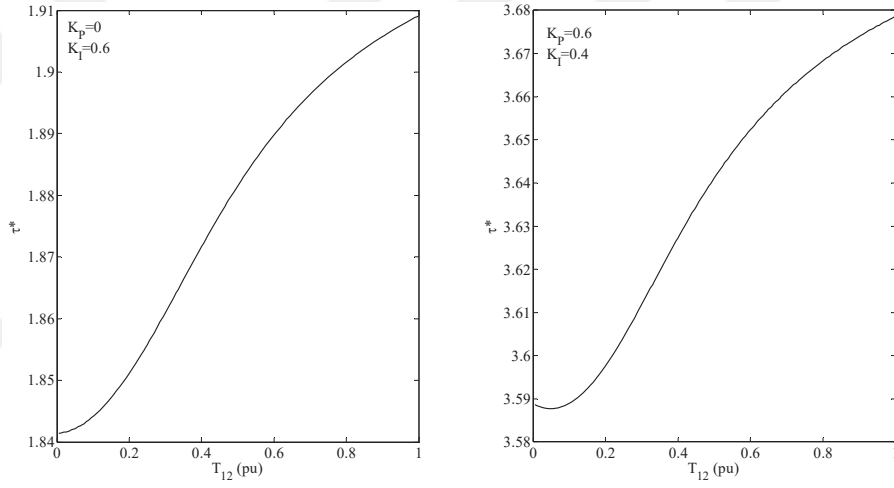
Çizelge 5.9. $A=1$, $\phi=0$ durumu için 2. Bölgenin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$\tau^*(s)$	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	30.807	15.087	9.838	7.207	3.222	1.841	0.598
0.05	31.766	15.566	10.158	7.447	3.342	1.921	0.644
0.1	32.642	16.004	10.450	7.665	3.450	1.991	0.682
0.2	34.117	16.741	10.939	8.032	3.629	2.104	0.733
0.4	35.723	17.539	11.466	8.421	3.800	2.184	0.670
0.6	34.806	17.066	11.134	8.154	3.589	1.893	0.499
1.0	0.526	0.513	0.500	0.487	0.429	0.369	0.252

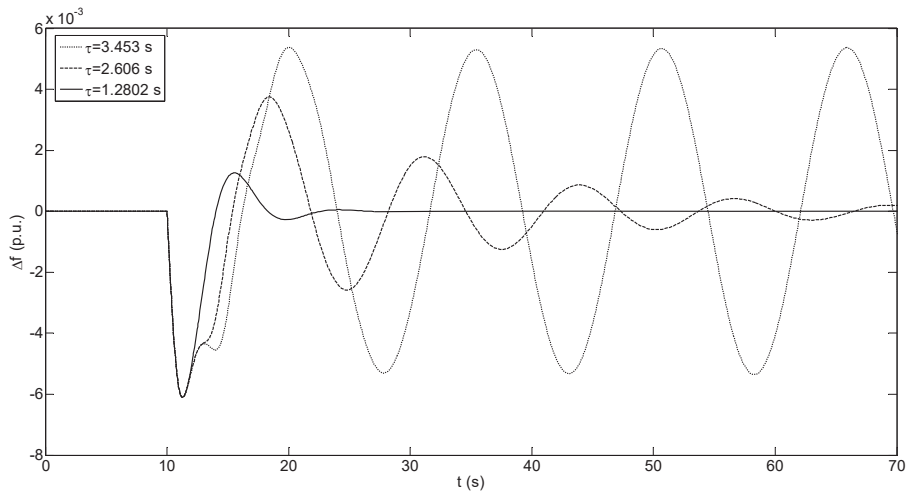
Benzer şekilde, belirlenen faz payı değerlerinde Rekasius ve üstel terimin eliminasyon yönteminin aynı sonuçları verdiğini görmek için bu kez, $A=1$, $\phi=20$ ve $K_P=0-0.6$, $K_I=0.05-0.6$ aralığında seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri Çizelge 5.8'de verilmiştir. Çizelge 5.8 ve 4.11 incelendiğinde, aynı faz payı değerlerinde sonuçların alındığı görülmüştür. Çizelge 5.8 ve 4.11'de istenilen faz payı değerinde tüm PI denetleyici kazanç değerlerindeki zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı görülmüştür.



Şekil 5.4. $K_P = 0.1, K_I = 0.4$ için farklı zaman gecikmelerinde frekans yanıtı



Şekil 5.5. Maksimum zaman gecikmesinin T_{12} 'ye göre değişimi



Şekil 5.6. $A=1, \phi=0^\circ; A=2, \phi=0^\circ; A=1, \phi=20^\circ$ ve $K_P=0.1, K_I=0.4$ için frekans değişimi üzerinde kazanç payının sönümleme etkisi

5.3.3 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması

Rekasius yöntemi ile hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri, $A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda, $t=10s$ anında $\Delta P_{d1}=\Delta P_{d2}=0.1 pu$ yük değişimi sonucu meydana gelen yük bozucu etki sonrasında iki bölgeli YFK sisteminin frekans yanıtı incelenerek doğrulanmıştır. Çizelge 5.6'dan görüldüğü üzere $K_P=0.1$, $K_I=0.4$ için maksimum zaman gecikme değeri $\tau^*=3.453 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.4'de görülen benzetim çalışmasında $K_P=0.1$, $K_I=0.4$ için $\tau^*=3.453 s$ olarak elde edilmiştir ve bu gecikme değerinde sistemin sınırdaki kararlı olduğu görülmüştür. Ayrıca, Şekil 5.4'de $\tau = 3.30 s < \tau^* = 3.453 s$ 'de frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar küçüldüğünden dolayı sistem kararlı olmaktadır. $\tau = 3.60 s > \tau^* = 3.453 s$ 'de ise frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar büyüdüğünden dolayı sistemin kararsız olduğu görülmüştür.

Yapılan başka bir analizde, yük frekans kontrol sistemlerinde bölge sayısının artması hem üstel terimin eliminasyon yönteminde hem de Rekasius yönteminde aşırı bir işlem yoğunluğu ve karmaşıklık getirdiği görülmüştür. Bu işlem yükü ve karmaşıklığı, bölgeler arasında bulunan bağlantı hattının sistemin derecesini arttırdığından dolayı meydana geldiği açıkça görülmektedir. Bu yüzden, iki bölgeli YFK sisteminde bağlantı hattı güç değişiminin zaman gecikmesine olan etkisini izlemek için $K_P=0$, $K_I=0.6$ ve $K_P=0.6$, $K_I=0.4$ kazanç değerleri sabit tutularak $T_{12}=0.01-1.0$ aralığında değişimi sonucu sistemin maksimum zaman gecikmesi değerlerinin değişimi incelenmiştir. İki bölgeli YFK sisteminde bağlantı hattının olmaması durumunda iki bölgeli sistem, birbirinden ayrı iki sistem olarak düşünülebilir ve Şekil 2.6'dan görüldüğü gibi 1. Bölge ve 2. Bölge olarak ayrılabilir. 1. Bölge, 2. Bölge ve iki bölgeli YFK sisteminde denetleyici kazanç değerlerine göre hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerini inceleyerek iki bölgeli YFK sisteminin ayrık iki sistem olarak kararlılık analizleri yapılabilir. Böylece, Çizelge 5.1'de bir bölgeli YFK sisteminin maksimum zaman gecikme değerleri 1. Bölge'nin maksimum zaman gecikmesi değerlerini göstermektedir, Çizelge 5.9 ise 2. Bölge'nin maksimum zaman gecikmesi değerlerini göstermektedir ve son olarak Çizelge 5.6 iki bölgeli YFK sisteminin maksimum zaman gecikme değerlerini göstermektedir. Çizelge 5.1, 5.6 ve 5.9 incelendiğinde aynı denetleyici

kazanç değerlerinde zaman gecikme değerlerinin birbirine çok yakındır. Bu sonuç, iki farklı bölgenin maksimum zaman gecikmesi değerlerinin, ayrı birer sistem olmaları durumunda birbirlerinden etkilenmediğini göstermektedir. Bu durumda, zaman gecikmesi bakımından iki bölgeyi birbirinden ayırmak söz konusu olabilir. Denklem (2.1)'de iki sistemi birbirine bağlayan A_{ij} matrisinde neredeyse tüm satır ve sütunlar sıfır olduğundan iki bölge arasında daha az bir bağlantı etkisi oluşmaktadır ve T_{12} bağlantı hattı senkronizasyon katsayısı ile birinci ve ikinci YFK bölgesi bağlanmaktadır.

İki bölgeli YFK sisteminde maksimum zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanması için $T_{12}=0.0796$ seçilmiştir. Ayrıca T_{12} 'nin, $T_{12}=0.01-1.0$ pu olan değişiminin iki bölgeli YFK sisteminin zaman gecikme değerlerine olan etkisini görmek önemlidir. Şekil 5.5'den görüldüğü üzere $K_P=0$, $K_I=0.6$ ve $K_P=0.6$, $K_I=0.4$ kazanç değerlerinde $T_{12}=0.01$ 'den $T_{12}=1.0$ pu/rad değerleri arasında değiştirildiğinde maksimum zaman gecikmesinde önemli bir değişim olmadığı görülmüştür. Bu durumda N bölgeli YFK sistemi için maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında N adet bir bölgeli YFK sistemine ayrılması, maksimum zaman gecikmesi hesabının işlem karmaşıklığının olmadığı daha rahat ve kolay bir hesaplama işlemi olduğunu göstermektedir.

Zaman düzlemi benzetim çalışmalarının devamında, sistemde meydana gelen herhangi bir bozucu etki sonrası istenilen kazanç ve/veya faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerlerinde sistemin frekans yanıtı incelenmiştir. Şekil 5.6, denetleyici kazançları $K_P=0.1$, $K_I=0.4$ seçildiğinde, $(A=1, \phi=0^\circ)$, $(A=2, \phi=0^\circ)$ ve $(A=1, \phi=20^\circ)$ için $t=10s$ 'de meydana gelen $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2}=0.1$ pu yük değişiminde YFK sisteminin frekans yanıtı kıyaslanmıştır. Çizelge 5.6'dan bir bölgeli YFK sisteminin seçilen denetleyici parametrelerinde maksimum zaman gecikme değeri $\tau^* = 3.453 s$ olarak hesaplanmıştır ve bu gecikme değerinde sistem sınırda kararlıdır. Çizelge 5.7 ve 5.8'den görüldüğü üzere, kazanç ve faz payı tabanlı maksimum zaman gecikmesi değerleri $A=2, \phi=0^\circ$ için $\tau = 1.2802 s$ ve $A=1, \phi=20^\circ$ için $\tau = 2.606 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.6'dan, $A=1, \phi=0^\circ$ durumunda hesaplanan zaman gecikmesi değerine kıyasla, sadece kazanç payının olduğu durumda ($\tau = 1.2802 s$) sistemin frekans yanıtında meydana gelen salınımların sadece faz payının olması durumuna ($\tau = 2.606 s$) göre çok daha kısa sürede sönümlendiği görülmektedir ve kazanç payının etkisinin daha büyük olduğu doğrudan görülmektedir.

BÖLÜM VI

ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ: ÜSTEL TERİMİN ELİMİNASYON YÖNTEMİ

6.1 Giriş

Bu bölümde, GSD içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde, jeneratörün farklı yüklenme şartlarındaki dolayısıyla farklı çalışma noktalarındaki kararlılığı incelenmiştir. İlk olarak, farklı yük koşullarında GSD'nin farklı kazanç değerleri kullanılarak sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri üstel terimin eliminasyon yöntemi ile hesaplanmıştır. Daha sonra, hesaplanan zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek ve sistemin kararlılık analizini yapabilmek için Matlab/Simulink programı yardımıyla benzetim çalışmaları yapılmıştır.

6.2 Zaman Gecikmeli Jeneratör Uyarma Kontrol Sisteminde Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

Şekil 2.8'de verilen SMIB sisteminin tek hat diyagramı ve Şekil 2.9'da verilen SMIB blok diyagramı kullanılarak GSD'nin çeşitli kazanç değerlerinde ($K_P=0-30$) ve $P_L=0.1-1.0$ pu yük değişim aralığında maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Sönüm katsayısı $D=0$ ve yük değişimi boyunca, güç faktörü $pf=\cos\phi=0.9$ geri güç faktöründe sabit olarak seçilmiştir. Sistemin diğer parametreleri: $x_d=1.60$ pu, $x_q=1.55$ pu, $x'_d=0.32$ pu, $M=6.0$, $T'_{do}=6.0$ s $\omega_0=3.77$ rad/s $K_A=50$, $T_A=0.05$ s, $T_1=0.5$ s, $T_2=0.1$ s, $T_w=2$ s, $r_e=0$, $x_e=0.4$ pu, $V_{to}=1.0$ pu. Jeneratörün $P_L=0.5$ pu yüklenme durumu için Denklem (2.24-2.29) kullanılarak K_1-K_6 doğrusal sistem parametreleri: $K_1=1.0058$, $K_2=0.8441$, $K_3=0.360$, $K_4=1.0805$, $K_5=0.0468$, $K_6=0.4991$ olarak hesaplanmıştır.

6.2.1 Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sistemine üstel terimin eliminasyon yönteminin adım adım uygulanması

Aşağıda, üstel terimin eliminasyon yöntemi zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin karakteristik denklemine uygulama adımları gösterilmiştir.

1. Adım: Sistem parametreleri ve $K_p=20$ kazanç değerinde Denklem (2.13)'e göre sistemin karakteristik denklemi, Denklem (6.1) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau) = & a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} = \\ & 135.72s^6 + 4.2 \times 10^3 s^5 + 3.97 \times 10^4 s^4 + 6.1 \times 10^5 s^3 + 2.57 \times 10^6 s^2 + 1.43 \times 10^6 s + 2.67 \times 10^5 \\ & + (1.13 \times 10^4 s^4 + 1.19 \times 10^5 s^3 + 7.14 \times 10^5 s^2 + 6.9 \times 10^6 s + 3.3 \times 10^6)e^{-s\tau} \end{aligned} \quad (6.1)$$

2. Adım: Denklem (3.11)-(3.19) kullanılarak Denklem (6.1)'deki üstel terim aşağıda verildiği gibi yok edilmiştir ve Denklem (6.4)'ün çözümü ile $\omega_{c1}=13.1187$ rad/s, $\omega_{c2}=11.0473$ rad/s ve $\omega_{c3}=2.5140$ rad/s olarak sistemin sanal eksenini kesen 3 adet kompleks eşlenik kökü hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega, \tau) = & a_0(j\omega) + a_1(j\omega)e^{-j\omega\tau} = 0 \\ \Delta(-j\omega, \tau) = & a_0(-j\omega) + a_1(-j\omega)e^{j\omega\tau} = 0 \end{aligned} \quad (6.2)$$

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

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

$$\begin{aligned} W(\omega_c^2) = & 1.84 \times 10^4 \omega_c^{12} + 6.89 \times 10^6 \omega_c^{10} - 2.98 \times 10^9 \omega_c^8 + 1.82 \times 10^{11} \omega_c^6 + \\ & 5.92 \times 10^{12} \omega_c^4 - 4.23 \times 10^{13} \omega_c^2 - 1.07 \times 10^{13} = 0 \end{aligned} \quad (6.5)$$

3. Adım: 2. Adımda elde edilen $\omega_{c1}=13.1187$ rad/s, $\omega_{c2}=11.0473$ rad/s ve $\omega_{c3}=2.5140$ rad/s pozitif reel köklerine karşılık gelen sistemin maksimum zaman gecikmesi değerleri Denklem (3.20)'den elde edilen Denklem (6.6) kullanılarak sırasıyla $\tau_1^* = 0.0786$ s, $\tau_2^* = 0.3320$ s ve $\tau_3^* = 0.4958$ s olarak hesaplanmıştır.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \text{Tan}^{-1} \left(\frac{k_9 \omega_c^9 + k_7 \omega_c^7 + k_5 \omega_c^5 + k_3 \omega_c^3 + k_1 \omega_c}{k_{10} \omega_c^{10} + k_8 \omega_c^8 + k_6 \omega_c^6 + k_4 \omega_c^4 + k_2 \omega_c^2 + k_0} \right) \quad (6.6)$$

Burada;

$$k_0 = -8.79 \times 10^{11}, k_1 = 2.86 \times 10^{12}, k_2 = -1.26 \times 10^{12}, k_3 = 1.47 \times 10^{13}, k_4 = 2.411 \times 10^{12}, \\ k_5 = -1.13 \times 10^{11}, k_6 = -4.351 \times 10^{10}, k_7 = -4.24 \times 10^9, k_8 = -4.66 \times 10^7, k_9 = 3.14 \times 10^7, \\ k_{10} = 1.53 \times 10^6.$$

4.Adım: Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin Şekil 2.8'de gösterilen blok diyagramı incelendiğinde kazanç ve faz payının içermediği başka bir ifadeyle $A = 1, \phi = 0$ söylenebilir. Bu yüzden, Denklem (3.21)'de veya (6.7)'de $\tau'_1 = \tau_1^* = 0.0786 \text{ s}$, $\tau'_2 = \tau_2^* = 0.3320 \text{ s}$ ve $\tau'_3 = \tau_3^* = 0.4958 \text{ s}$ olduğu görülmektedir. Hesaplanan bu gecikme değerlerinden $\tau'_1 = \tau_1^* = 0.0786 \text{ s}$ değeri sistemin sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikme değeridir.

$$\tau = \tau' - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (6.7)$$

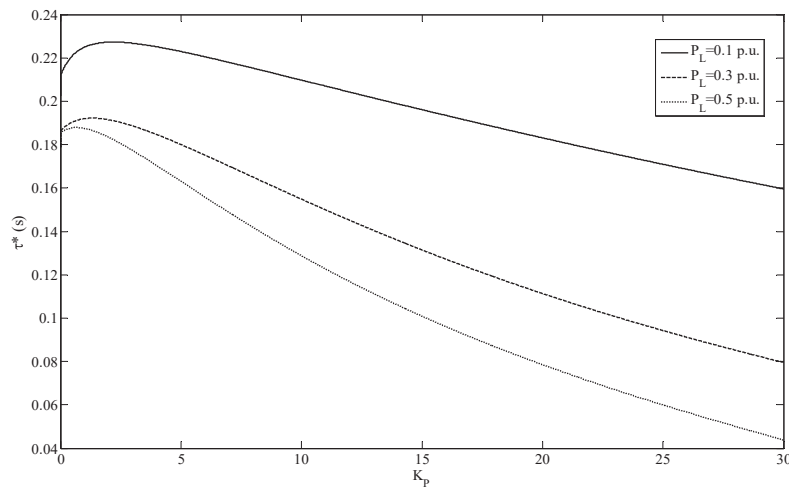
5. Adım: 2. Adımda elde edilen pozitif reel köklerin sanal eksenini keserek hangi düzleme geçtiğini incelemek için Denklem (3.23)'den elde edilen Denklem (6.8)'de $\omega_{c1} = 13.1187 \text{ rad/s}$ için $RT = +1$, $\omega_{c2} = 11.0473 \text{ rad/s}$ için $RT = -1$, ve $\omega_{c3} = 2.5140 \text{ rad/s}$ için $RT = +1$ olarak hesaplanmıştır. Bu durum ω_{c1} kökünün sanal eksenini keserek sağ yarı düzleme geçtiğini, ω_{c2} 'nin sanal eksenini keserek sol yarı düzleme geçtiğini ve ω_{c3} kökünün tekrardan sanal eksenini keserek sağ yarı düzleme geçtiğini göstermektedir.

$$W'(\omega_c^2) = 11.04 \times 10^4 \omega_c^{10} + 34.45 \times 10^6 \omega_c^8 - 11.92 \times 10^9 \omega_c^6 + 5.46 \times 10^{11} \omega_c^4 + \\ 11.84 \times 10^{12} \omega_c^2 - 4.23 \times 10^{13} = 0 \quad (6.8) \\ RT|_{s=j\omega_c} = \text{sgn} \left[W'(\omega_c^2) \right]$$

Yukarıda üstel terimin yok edilmesi yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde zaman gecikmesinin hesabı adım adım gösterilmiştir. Bir sonraki bölümde, GSD kazanç değerlerinde ve jeneratörün farklı çalışma noktalarında yukarıdaki adımlar uygulanarak sistemin zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır.

6.2.2 Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sistemi için teorik zaman gecikmesi sonuçları

$P_L = 0.1, 0.3, \text{ ve } 0.5 \text{ pu}$ üç farklı yük değeri için GSD kazancına göre maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 6.1'de gösterilmiştir. Çizelge 6.1 incelendiğinde, $P_L = 0.1 \text{ ve } 0.3 \text{ pu}$ için $K_P = 0-5$ aralığında kazanç arttıkça, maksimum zaman gecikmesinin de arttığı görülmektedir. Bu durum, K_P kazancının belirtilen aralıkta sistemin kararlılığını arttırdığını göstermektedir. Ancak, $P_L = 0.5 \text{ pu}$ için K_P arttıkça zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı görülmektedir. $K_P > 5$ kazanç değerlerinde jeneratörün her üç yük durumu için de sistemin kararlılığının olumsuz yönde etkilendiğini göstermektedir. Çizelge 6.1'de dikkat çeken başka bir sonuç ise, her bir yük ve kazanç değerinde üç farklı zaman gecikmesi hesaplandığı görülmektedir. Bu zaman gecikme değerlerinden minimum olan değerler sistemin maksimum zaman gecikme değerini vermektedir. Ayrıca, GSD kazancı her bir değerinde sabit tutulduğunda jeneratör yükünün artması durumunda maksimum zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı yani sistemin yük artması durumunda kararlılığın olumsuz yönde etkileneceği görülmektedir. Çizelge 6.1'de verilen sonuçlar, Şekil 6.1'de grafik olarak sunulmuştur. Şekil 6.1'de, $P_L = 0.1, 0.3 \text{ ve } 0.5 \text{ pu}$ yük durumları için $K_P = 0-30$ aralığında hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerinin değişimi görülmektedir.



Şekil 6.1. Üç farklı yük durumu için GSD kazancına göre maksimum zaman gecikmesi değişimi

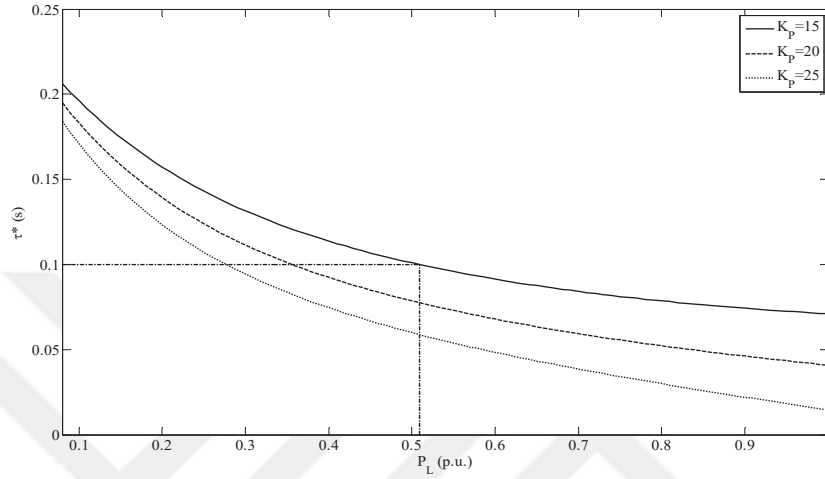
Çizelge 6.1. GSD kazancı ve yük artışına göre maksimum zaman gecikmeleri

$\tau^*(s)$	$P_L (pu)$		
	0.1	0.3	0.5
$K_P = 0$	0.2023	0.1789	0.1788
	0.6263	0.5477	0.4579
	0.3138	0.3518	0.3678
$K_P = 5$	0.2230	0.1801	0.1632
	0.4848	0.4303	0.3774
	0.3525	0.4039	0.4262
$K_P = 10$	0.2098	0.1549	0.1289
	0.4580	0.3945	0.3539
	0.3652	0.4247	0.4508
$K_P = 15$	0.1962	0.1315	0.1010
	0.4402	0.3735	0.3407
	0.3764	0.4440	0.4738
$K_P = 20$	0.1832	0.1114	0.0786
	0.4260	0.3592	0.3320
	0.3867	0.4623	0.4958
$K_P = 25$	0.1710	0.0943	0.0600
	0.4141	0.3488	0.3258
	0.3964	0.4799	0.5171
$K_P = 30$	0.1596	0.0796	0.0439
	0.4038	0.3408	0.3214
	0.4056	0.4970	0.5378

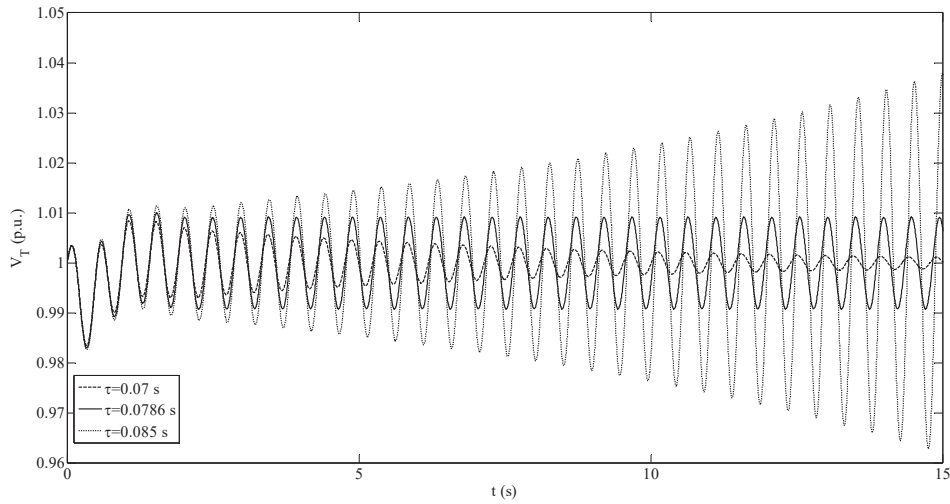
6.2.3 Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde benzetim yöntemi ile teorik sonuçların doğrulanması

Şekil 6.2’de GSD'nin üç farklı kazanç değeri için ($K_P=15, 20$ ve 25) maksimum zaman gecikmesi değerinin P_L yük değerine göre değişimi görülmektedir. GSD kazancı belirlenen herhangi bir değer için sabit tutularak jeneratör yükünün artması durumunda maksimum zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı görülmektedir. Bu durum, jeneratör yükünün artmasının sistemi daha kararsız yapmaktadır. Ayrıca, Şekil 6.2’de sistemin kararlılığını kaybetmeden çalışabileceği herhangi bir zaman gecikmesi değerinde jeneratörün ne kadarlık bir yükte çalışabileceği incelenebilir. Bu durumda, sistemde elektriksel verilerinin ölçülmesinden ve iletilmesinden dolayı yaşanan zaman gecikmesin $0.1s$ olduğunu kabul edelim. $0.1s$ değerinde ve GSD kazancının $K_P=15$ olduğu eğriye dikkat edilirse, jeneratörün yaklaşık olarak 0.51 pu bir yüklenmeye kadar kararlı olacağı görülmektedir ve $0.1s$ değeri sistemin tolere edebileceği maksimum kararlılık sınırı olduğu söylenebilir. Ancak, 0.51 pu yük değerinin aşılması sonucunda ise sistemin tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesi değeri azalacağından

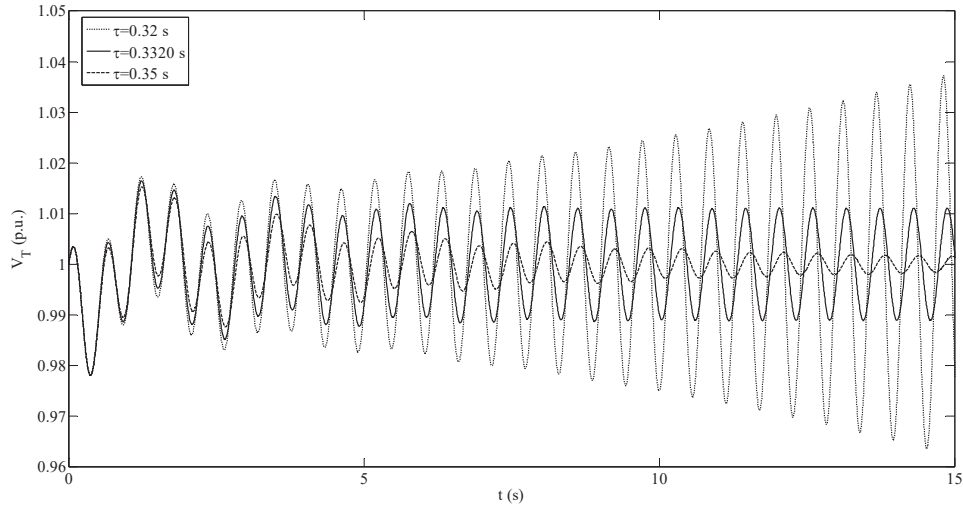
(0.1s'nin altında kaldığından) dolayı sistemde kararsızlık meydana gelmektedir. Aksi durumda ise, jeneratörün 0.51pu yük değerinin altındaki yüklenme şartlarında sistemin maksimum zaman gecikme değeri 0.1s'nin üzerinde olacağından sistem kararlılığını kaybetmeden çalışabileceğini göstermektedir. Sonuç olarak, 0.1s değeri sistemin maksimum yüklenebilirliğini ve kararlılık sınırını vermektedir.



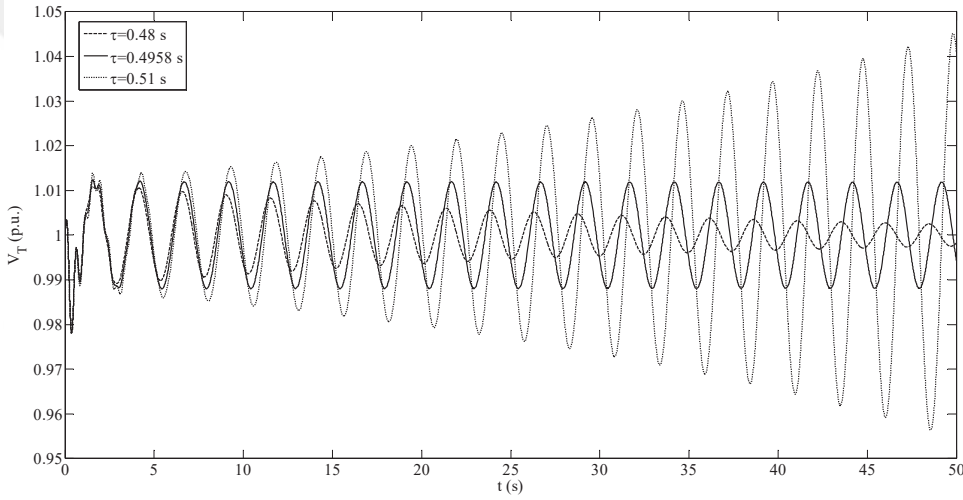
Şekil 6.2. Üç farklı yük durumu için GSD kazancına göre maksimum zaman gecikmesi değişimi



Şekil 6.3. $\tau_1^* = 0.0786$ s değerinde jeneratörün terminal gerilimi değişimi



Şekil 6.4. $\tau_2^* = 0.3320 s$ değerinde jeneratörün terminal gerilimi değişimi



Şekil 6.5. $\tau_3^* = 0.4958 s$ değerinde jeneratörün terminal gerilimi değişimi

Matlab/Simulink programı benzetim çalışmaları yardımıyla Çizelge 6.1'de hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek için yük değeri $P_L = 0.5 pu$ ve GSD kazancı, $K_P = 20$ olarak seçilmiştir. Bu durumda, 2.Adımda belirlenen $\omega_{c1} = 13.1187$, $\omega_{c2} = 11.0473$ ve $\omega_{c3} = 2.5140 rad/s$ reel köklerine karşılık gelen kök hareketi $RT_1 = +1$, $RT_2 = -1$, $RT_3 = +1$ ve maksimum zaman gecikmeleri $\tau_1^* = 0.0786 s$, $\tau_2^* = 0.3320 s$, $\tau_3^* = 0.4958 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 6.3'de, $\tau_1^* = 0.0786 s$ gecikme değerinde sistemin sınırdaki kararlı olduğu, $\tau_1^* = 0.0786 s > \tau = 0.07 s$ değerinde sistemin tepkisinde meydana gelen salınımların azalarak kararlılığa gittiği ve son olarak, $\tau = 0.085 s > \tau_1^* = 0.0786 s$ değerinde sistemin

tepkisinde meydana gelen salınımların artarak kararsızlığa gittiği görülmektedir. Ayrıca bu gözlem, $\omega_{c1} = 13.1187$ kökünün hareketine bakılarak da benzer şeyleri söylemek mümkündür. Yani, $\omega_{c1} = 13.1187$ kökü için $RT_1 = +1$ olduğundan dolayı $\tau_1^* = 0.0786$ s değerinde ω_{c1} kökü $s = \pm j\omega_{c1} = \pm j13.1187$ rad/s noktalarında sanal eksenini keserek sağ yarı düzleme geçmektedir. Bu yüzden, $\tau > \tau_1^* = 0.0786$ s değerlerinde sistemin kararsız olduğunu söyleyebiliriz.

Şekil 6.4 incelendiğinde Zaman gecikmesi $\tau_2^* = 0.3320$ s oluncaya kadar arttırılmaya devam edilirse, $\omega_{c2} = 11.0473$ değerinde $RT_2 = -1$ olduğundan $s = \pm j\omega_{c2} = \pm j11.0473$ rad/s kökü $\tau_2^* = 0.3320$ s değerinde sanal eksenini keserek sol yarı düzleme doğru hareket etmektedir. Bu durumda sistem $\tau_1^* = 0.0786$ s $< \tau < \tau_2^* = 0.3320$ s aralığında kararsız olduğu ve $\tau > \tau_2^* = 0.3320$ s değerinde ise kararlı olduğu Şekil 6.4'den görülmektedir.

Son olarak, Şekil 6.5 incelendiğinde zaman gecikmesi değeri $\tau_3^* = 0.4958$ s kadar arttırılmaya devam edilirse, $\omega_{c3} = 2.5140$ rad/s değerinde $RT_3 = +1$ olduğundan $s = \pm j\omega_{c3} = \pm j2.5140$ rad/s kökü $\tau_3^* = 0.4958$ s değerinde sanal eksenini keserek sol yarı düzlemde sağ yarı düzleme doğru geçmektedir. Şekil 6.5'den görüldüğü gibi, $\tau = 0.48 < \tau_3^* = 0.4958$ s değerinde sistem kararlı, $\tau_3^* = 0.4958$ s değerinde sınırda kararlı ve $\tau = 0.51$ s $> \tau_3^* = 0.4958$ s değerinde ise sistem kararsız olmaktadır.

BÖLÜM VII

ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIĞINI SAĞLAYAN DENETLEYİCİ PARAMETRE UZAYINDA BÖLGELERİN HESAPLANMASI

7.1 Zaman Gecikmeli Bir Bölge YFK Sisteminin Kararlılığını Sağlayan Bölgelerin Hesaplanması

Hamamcı ve Köksal (2010), Tan (2005) ve Tan vd. (2006) tarafından önerilen yöntem, zaman gecikmeli bir sistemin denetleyici parametre değerlerini hesaplayarak denetleyici parametre düzleminde bir kararlılık bölgesi elde etmeyi amaçlayan bir yöntemdir. Bu bölümde, Bölüm 3.5’de önerilen yöntem kullanılarak zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminde, kullanılan PI denetleyicinin sistemin kararlılığını garantileyen parametre değerleri hesaplanmıştır. Şekil 2.5’de verilen zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemine dikkat edildiğinde sistemin parametre değerleri sabit tutularak, sistem için belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi değerinde ve istenilen kazanç-faz payı değerinde dolayısıyla belirlenen sistem özelliklerini sağlayan PI denetleyici parametre değerleri hesaplanmıştır. Daha sonra, hesaplanan parametre değerleri kullanılarak (K_I , K_P) düzleminde bir kararlılık bölgesi elde edilmiştir. Bu bölge üzerinden belirlenen test noktaları kullanılarak, sistemin kararlılık bölgeleri belirlenmiş ve denetleyici parametre değerlerinin doğruluğu göstermek için Matlab/Simulink programı yardımıyla benzetim çalışması yapılmıştır.

7.1.1 Önerilen yöntemin zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemine uygulanması

Denklem (2.8)’de verilen karakteristik denklemin kararlılık bölgesinin sınırlarını elde etmek için Denklem (7.1)’de $\omega_c > 0$ olmak üzere $s = j\omega_c$ yazılabilir.

$$\Delta(j\omega, \tau) = a'_0(j\omega_c) + a'_1(j\omega_c)e^{-(j\omega_c\tau + j\phi)} = 0 \quad (7.1)$$

Dikkat edilecek olunursa Denklem (2.8)’de kazanç ve faz payı eklenmiş sistemde zaman gecikmesi terimi düzenlenerek τ' olarak yazılmıştı. Ancak, bu bölümde kazanç

ve faz payı ifadesi açık bir şekilde yazılarak ve Denklem (7.1)'de denetleyicinin parametreleri de dikkate alınarak Denklem (7.2)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\Delta(j\omega_c, \tau) = p_4(j\omega_c)^4 + p_3(j\omega_c)^3 + p_2(j\omega_c)^2 + p_1(j\omega_c) + A\beta R(K_P(j\omega_c) + K_I)e^{-j(\omega_c\tau + \phi)} = 0 \quad (7.2)$$

Denklem (7.2)'de $e^{-j(\omega_c\tau + \phi)} = \cos(\omega_c\tau + \phi) - j\sin(\omega_c\tau + \phi)$ açık bir şekilde yazılırsa ve denetleyici parametreleri cinsinden düzenlenirse Denklem (7.2), Denklem (7.3)'teki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega_c, \tau) &= [A\beta R\omega_c \sin(\omega_c\tau + \phi)]K_P + [A\beta R \cos(\omega_c\tau + \phi)]K_I + p_4\omega_c^4 - p_2\omega_c^2 + \\ &\quad j([A\beta R\omega_c \cos(\omega_c\tau + \phi)]K_P + [-A\beta R \sin(\omega_c\tau + \phi)]K_I - p_3\omega_c^3 + p_1\omega_c) = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \tau) &= \Re(\Delta(j\omega_c, \tau)) + j\Im(\Delta(j\omega_c, \tau)) = 0 \end{aligned} \quad (7.3)$$

Burada, $\Re\{\Delta(j\omega_c, \tau)\}$ ve $\Im\{\Delta(j\omega_c, \tau)\}$ Denklem (7.3)'ün reel ve sanal kısımlarını göstermektedir. Denklem (7.3)'ün reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenerek aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\begin{aligned} K_P A(\omega_c) + K_I B(\omega_c) + C(\omega_c) &= 0 \\ K_P D(\omega_c) + K_I E(\omega_c) + F(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \quad (7.4)$$

$$\begin{aligned} A(\omega_c) &= A\beta R\omega_c \sin(\omega_c\tau + \phi), \quad B(\omega_c) = A\beta R \cos(\omega_c\tau + \phi), \\ C(\omega_c) &= p_4\omega_c^4 - p_2\omega_c^2, \quad D(\omega_c) = A\beta R\omega_c \cos(\omega_c\tau + \phi), \\ E(\omega_c) &= -A\beta R \sin(\omega_c\tau + \phi), \quad F(\omega_c) = -p_3\omega_c^3 + p_1\omega_c. \end{aligned}$$

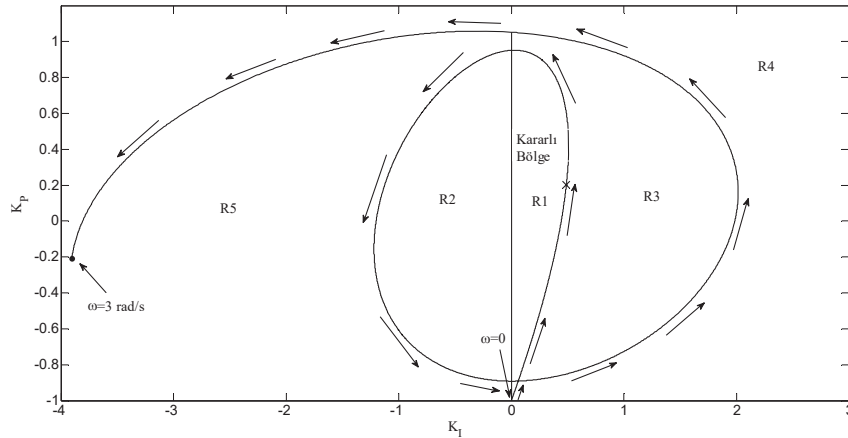
K_P ve K_I için Denklem (7.4)'ün çözümü, Denklem (7.5)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{B(\omega_c)F(\omega_c) - E(\omega_c)C(\omega_c)}{A(\omega_c)E(\omega_c) - B(\omega_c)D(\omega_c)} \\ K_I &= \frac{D(\omega_c)C(\omega_c) - A(\omega_c)F(\omega_c)}{A(\omega_c)E(\omega_c) - B(\omega_c)D(\omega_c)} \end{aligned} \quad (7.5)$$

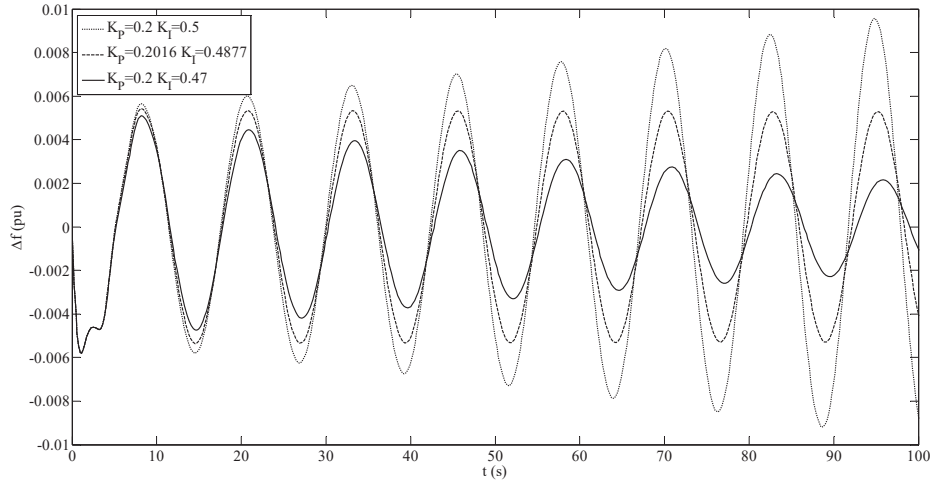
Denklem (7.5)'de ω_c değerleri istenilen bir aralıkta değiştirilerek K_P ve K_I 'nın çözümü (K_I, K_P) düzleminde $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ kararlılık sınır eğrisi elde edilebilir. Ayrıca, Denklem (7.3) ile verilen karakteristik denklemin herhangi bir reel kökü $\omega_c = 0$ 'da orjini keserek sağ yarı düzleme geçebilir. Bu yüzden, Denklem (7.3)'de $\omega_c = 0$ yazıldığında $K_I = 0$ doğrusu elde edilmektedir. Kararlılık sınır eğrisi $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ ve $K_I = 0$ doğrusu denetleyici parametre düzlemini kararlı ve kararsız bölgelere ayırmaktadır. Herhangi bir bölge içerisinde bir (K_I, K_P) test noktası seçilerek sistemi kararlı yapan K_P ve K_I parametrelerinin değerlerini içeren kararlılık bölgesi belirlenebilir. Denklem (7.3)'den elde edilen $K_I = 0$ doğrusu kararlılık bölgesi üzerinde RRB ve Denklem (7.5)'den elde edilen eğri kararlılık bölgesi üzerinde CRB olarak tanımlanır (Hamamcı ve Köksal, 2010).

7.1.2 Zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sisteminin kararlılık bölgelerinin teorik ve benzetim sonuçları

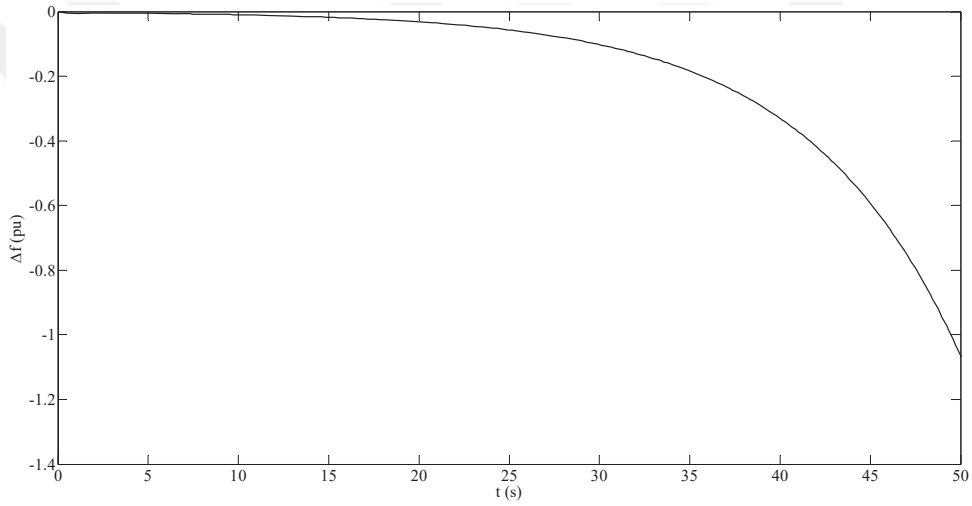
Bu bölümde zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sisteminin istenilen GPM parametresi için ve seçilen belirli bir ω_c frekans aralığı için sistemin kararlılık sınır eğrisi ve kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Denklem (7.2) – (7.5) kullanılarak istenilen GPM parametresi ve zaman gecikmesi değeri dikkate alınarak kararlılık bölgeleri hesaplanmıştır. Zaman gecikmeli bir bölgeli YFK Sistemine ait parametreler Bölüm 4.2.1'de verilmiştir.



Şekil 7.1. $\tau = 3$ s için PI denetleyici kazançlarının kararlılık bölgesi



Şekil 7.2. PI denetleyicinin farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi

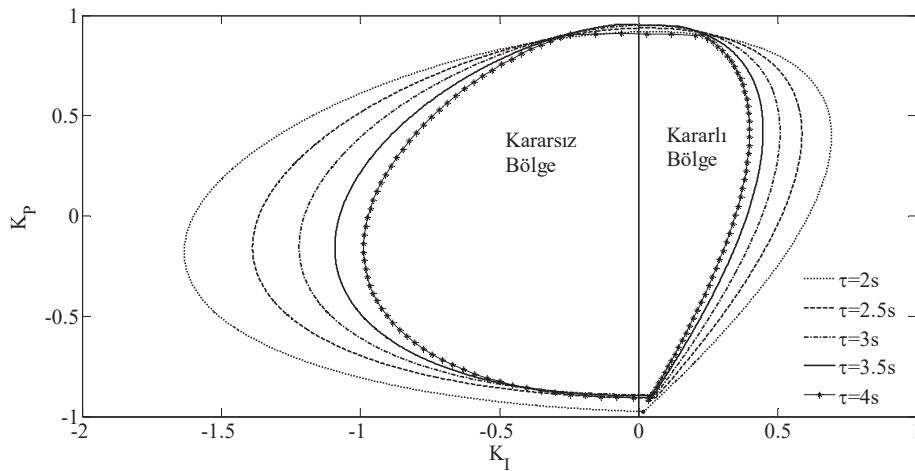


Şekil 7.3. R2 bölgesinden seçilen denetleyici test noktası için sistemin frekans tepkisi

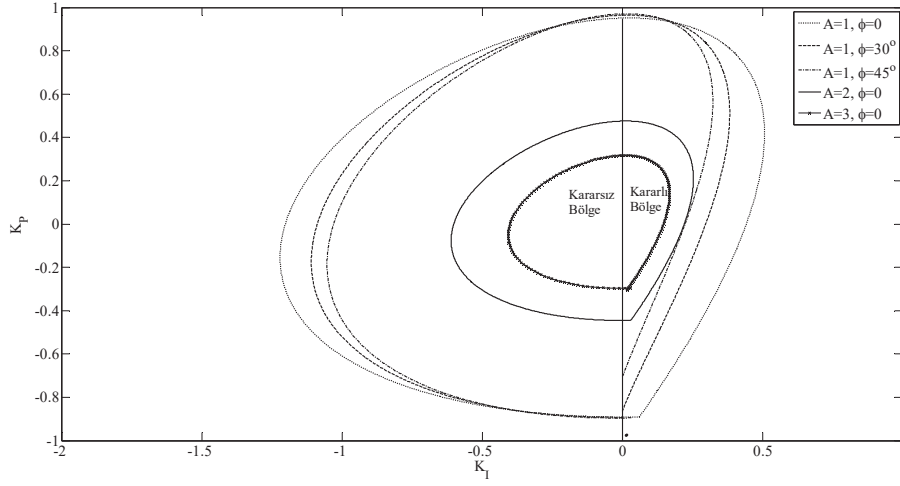
Sistemde kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda, denetleyici parametre tasarımı veya kararlılık bölgesinin hesaplanması için zaman gecikmesi değeri $\tau=3$ s olarak seçilmiştir. Bu gecikme değerinde, $\omega_c \in [0,3]$ aralığında hesaplanan PI denetleyici kazanç değerlerinde sistemin kompleks kök sınır eğrisi elde edilmiş ve Şekil 7.1'de gösterilmiştir. Şekil 7.1'de gösterilen ok yönleri ω_c 'nin artışı göstermektedir. Ayrıca, Denklem (7.2)'de verilen zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sisteminin reel kökleri $s=0$ 'da sanal eksenini kesebileceğinden dolayı $\omega_c=0$ için Denklem (7.3)'de $K_I=0$ olarak hesaplanmaktadır. $K_I=0$ doğrusu Şekil 7.1'de, parametre düzlemini kararlı ve kararsız bölgelere ayırmıştır. Şekil 7.1'de R1, R2, R3, R4 ve R5 ile adlandırılan bölgelerden seçilen denetleyici parametre değerleri kullanılarak benzetim çalışmaları yapılmış ve sistemin kararlılık bölgesi R1 olarak belirlenmiştir. Bunu için, $t=0$ s anında

$\Delta P_d=0.1$ pu yük artışı için belirtilen bölgelerden seçilen (K_I , K_P) değerlerinde sistemin frekans yanıtı incelenmiştir. Şekil 7.1'de, R1 bölgesinden $K_P =0.2$, $K_I =0.47$, CRB üzerinde 'x' ile işaretlenen noktada $K_P =0.2016$, $K_I =0.4877$ ve R3 bölgesinden $K_P =0.2$, $K_I =0.5$ noktalarında sistemin frekans yanıtı incelenmiş ve Şekil 7.2'de gösterilmiştir. Şekil 7.2'den görüldüğü üzere R1 bölgesinden seçilen $K_P =0.2$, $K_I =0.47$ denetleyici kazanç değerlerinde sistemin kararlı, CRB üzerinden seçilen $K_P =0.2016$, $K_I =0.4877$ kazanç değerlerinde sistemin sınırda kararlı ve R3 bölgesinden seçilen $K_P =0.2$, $K_I =0.5$ kazanç değerlerinde sistemin kararsız olduğu görülmüştür. Ayrıca, Şekil 7.3'den görüldüğü üzere R2 bölgesinden $K_P =0.2$, $K_I =-0.2$ test noktası seçilerek sistemin R2 bölgesinde eksponansiyel olarak kararsız olduğu görülmüştür.

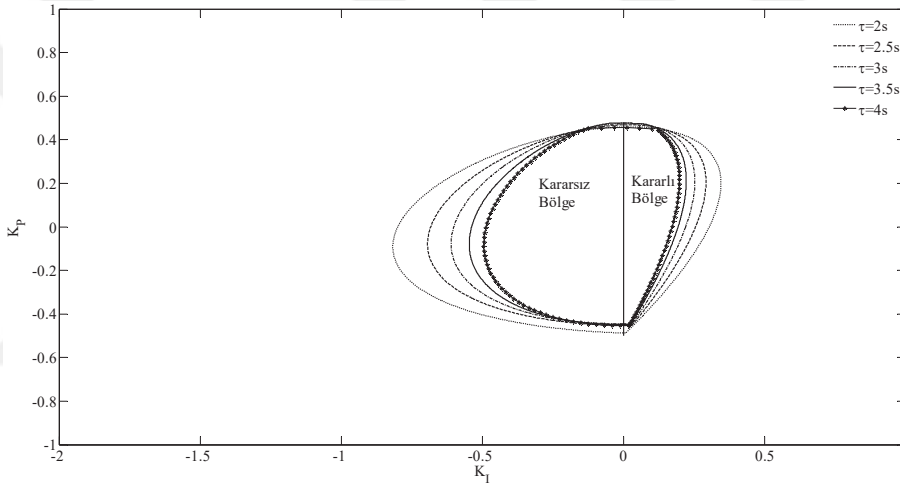
Sistemde kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda, zaman gecikmesinin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisini incelemek için $\tau=2$ s, $\tau=2.5$ s, $\tau=3$ s, $\tau=3.5$ s ve $\tau=4$ s gecikme değerlerinde sistemin kararlılık bölgeleri elde edilmiş ve Şekil 7.4'de gösterilmiştir. Şekil 7.4 incelendiğinde, $\tau=2$ s'den $\tau=4$ s'ye kadar zaman gecikmesi değerleri arttırıldığında sistemin kararlılık bölgelerinin daraldığı görülmüştür. Şekil 7.5 de, $\tau=3$ s için $A=1$, $\phi=0^\circ$, $A=1$, $\phi=30^\circ$, $A=1$, $\phi=45^\circ$, $A=2$, $\phi=0^\circ$, $A=3$, $\phi=0^\circ$ için kazanç ve faz payı değerlerindeki kararlılık bölgeleri verilmiştir. Şekil 7.5 incelendiğinde $A=1$, $\phi=0^\circ$, $A=1$, $\phi=30^\circ$ ve $A=1$, $\phi=45^\circ$ değerlerinde faz payı arttıkça kararlılık bölgelerinin daraldığı görülmüştür. Ancak $A=1$, $\phi=0^\circ$, $A=2$, $\phi=0^\circ$ ve $A=3$, $\phi=0^\circ$ değerlerinde kazanç payının arttıkça faz payına göre daha küçük kararlılık bölgelerinin elde edildiği Şekil 7.5'den açıkça görülmektedir.



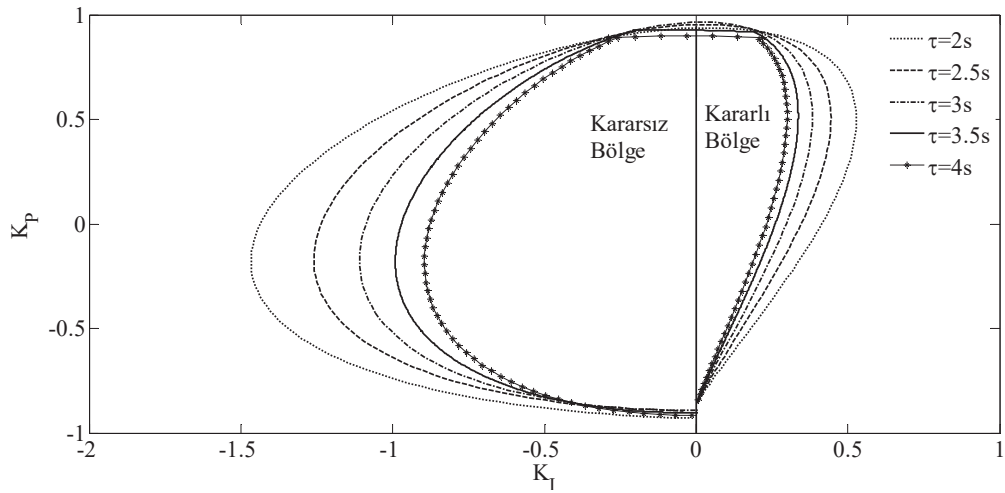
Şekil 7.4. $A=1$, $\phi=0^\circ$ için zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi



Şekil 7.5. $\tau = 3s$ için kazanç ve faz payının sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi



Şekil 7.6. $A=2, \phi=0^\circ$ için zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi

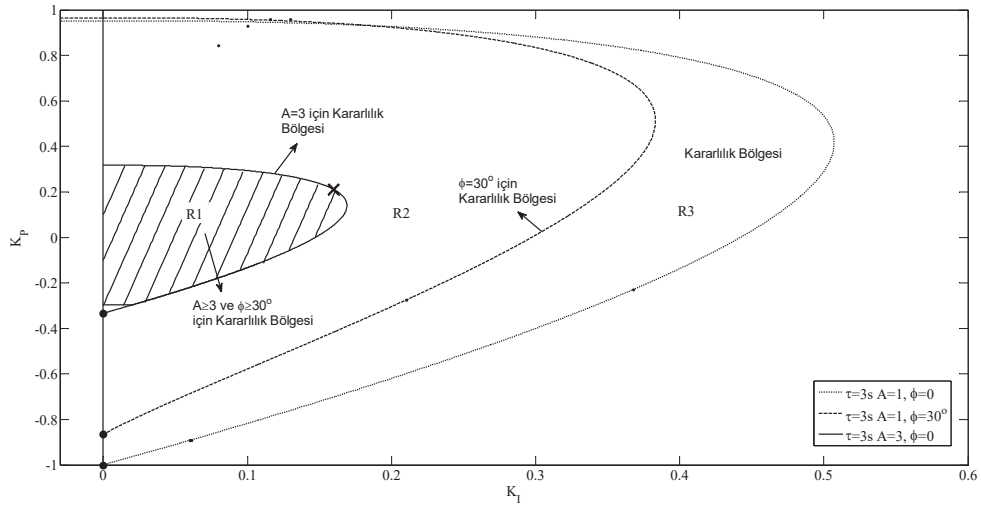


Şekil 7.7. $A=1, \phi=30^\circ$ için zaman gecikmesi değerlerinin sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi

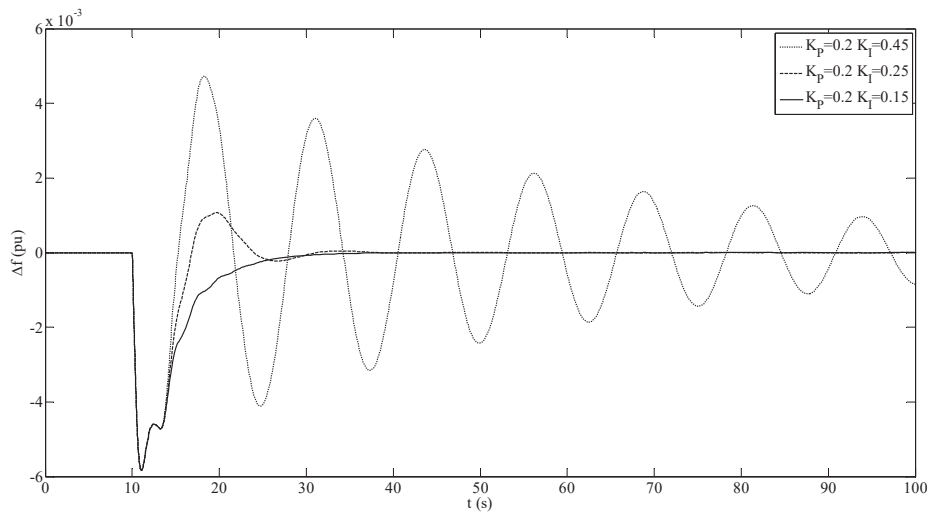
Kararlılık bölgesi veya YFK sistemindeki denetleyici tasarımı ile ilgili çalışmaların devamında, istenilen kazanç ve/veya faz payını sağlayan denetleyici parametre değerleri hesaplanmış ve elde edilen sonuçların doğruluğu gösterilmiştir. Yapılan analizlerde kazanç ve faz payı birbirinden ayrı olarak dikkate alınmıştır. İlk durumda, sistemde $A=2$, $\phi=0$ olan kazanç payı olması durumunda, zaman gecikmesinin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisini incelemek için $\tau=2 s$, $\tau=2.5 s$, $\tau=3 s$, $\tau=3.5 s$ ve $\tau=4 s$ gecikme değerlerinde sistemin kararlılık bölgeleri elde edilmiş ve Şekil 7.6'da gösterilmiştir. Şekil 7.6 zaman gecikmesi bakımından incelendiğinde $\tau=2 s$ 'den $\tau=4 s$ 'ye kadar zaman gecikmesi değerleri arttırıldığında sistemin kararlılık bölgelerinin daraldığı görülmüştür. Şekil 7.6, $A=1$, $\phi=0$ olduğu durumda elde edilen Şekil 7.4'deki kararlılık bölgeleri ile karşılaştırıldığında, Şekil 7.6'da kararlılık bölgelerinin daraldığı görülmüştür. İkinci durumda, sistemde $A=1$, $\phi=30^\circ$ olan faz payı olması durumunda, $\tau=2 s$, $\tau=2.5 s$, $\tau=3 s$, $\tau=3.5 s$ ve $\tau=4 s$ gecikme değerlerindeki kararlılık bölgelerinin değişimi Şekil 7.7'de verilmiştir. Kazanç payında olduğu gibi $\tau=2 s$ 'den $\tau=4 s$ 'ye kadar arttırılması durumunda kararlılık bölgelerinin küçüldüğü görülmüştür. $A=1$, $\phi=0$ olduğu durumdaki Şekil 7.4'de verilen kararlılık bölgeleri ile kıyaslandığında kararlılık bölgelerinin Şekil 7.7'de daraldığı görülmektedir. Ancak, Şekil 7.6 ve Şekil 7.7 kararlılık bölgeleri bakımından kıyaslandığında seçilen gecikme değerlerinde kazanç payının, faz payına göre kararlılık bölgeleri üzerinde daha etkili olduğu kararlılık bölgelerinin daha çok küçüldüğü Şekil 7.5'den görülmüştür.

Şekil 7.8'de zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sisteminde istenilen kazanç ve/veya faz payının sistemin sönümlenme etkisi üzerinde etkisini görmek için kazanç ve faz payının olmadığı ($A=1$, $\phi=0^\circ$), sadece kazanç payının olması durumunda ($A=3$, $\phi=0^\circ$) ve kazanç-faz payının birlikte olması durumunda ($A=1$, $\phi=30^\circ$), $\tau=3 s$ için sistemin kararlılık bölgeleri gösterilmiştir. Şekil 7.8'de, R1, R2 ve R3 ile işaretlenen bölgelerin kararlılık sınırı $A=1$, $\phi=30^\circ$, $A=3$, $\phi=0$ ve $A=1$, $\phi=0$ için elde edilen kararlılık bölgelerinin kesişimi $A \geq 3$ ve $\phi \geq 30^\circ$ olan kazanç ve faz payı değerleri sisteme girildiğinde elde edilen bölgeyi göstermektedir. Sistemin herhangi bir bozucu etki sonrası frekans tepkisinde meydana gelen salınımların kısa sürede sönümlenmesini incelemek için R1, R2 ve R3 bölgelerinin içerisinde seçilen PI denetleyici parametre değerleri ile sistemin $t=10s$ anında $\Delta P_d=0.1 pu$ olan yük değişimi sonrasında frekans

yanıtının değişimi Şekil 7.9'da gösterilmiştir. R3 bölgesinden seçilen $K_P=0.2$, $K_I=0.45$ kazanç değerlerinde sistemin frekans tepkisinde meydana gelen salınımların uzun süre devam ettiği grlmştir. R2 bölgesinden seçilen $K_P=0.2$, $K_I=0.25$ kazanç değerlerinde sistemin tepkisindeki salınımların daha kısa sürede sönümlendiği grlmştir. Hem kazanç hem de faz payının etkisinin görüldüğü R1 bölgesinden seçilen $K_P=0.2$, $K_I=0.15$ denetleyici kazanç değerlerinde ise sistemin frekans tepkisinde salınımlar meydana gelmeden kısa bir sürede sürekli duruma ulaştığı dolayısıyla R3 ve R2 bölgesinden seçilen denetleyici kazançlarının gösterdiği etkiye göre daha kısa sürede ve daha az salınımla sistemin sürekli duruma ulaştığı görülmektedir.



Şekil 7.8. $A \geq 3$, $\phi \geq 30^\circ$ için PI denetleyicilerin kararlılık bölgesi



Şekil 7.9. R1, R2 ve R3 bölgelerinde seçilen denetleyici kazançlarındaki frekans tepkisi

7.2 Zaman Gecikmeli İki Bölge YFK Sisteminin Kararlılığını Sağlayan Bölgelerin Hesaplanması

Bu bölümde, Bölüm 7.1'de olduğu gibi Hamamcı ve Köksal (2010), Tan (2005) ve Tan vd. (2006) tarafından önerilen yöntem kullanılarak zaman gecikmeli iki bölge YFK sisteminde kullanılan PI denetleyicinin sistemin kararlılığını garantileyen parametre değerleri hesaplanmıştır. Şekil 2.7'de zaman gecikmeli iki bölge YFK sistemi ve Denklem (2.10)'da ise sistemin karakteristik denklemi verilmiştir. Sisteme girilen herhangi bir zaman gecikmesi değerinde ve kazanç ve faz payı değerlerini sağlayan denetleyici kazançları kullanılarak (K_I , K_P) düzleminde kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Elde edilen kararlılık bölgelerindeki denetleyici parametre değerlerinin doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir.

7.2.1 Önerilen yöntemin zaman gecikmeli iki bölge YFK sistemine uygulanması

Denklem (2.10)'da verilen karakteristik denkleme önerilen yöntemin uygulanabilmesi için Denklem (2.10) aşağıdaki gibi düzenlenerek yöntemin uygulanabileceği daha basit bir denklem haline getirilmiştir. Denklem (2.10)'da verilen karakteristik polinom, Denklem (7.6) ile açık bir formda yazılmıştır.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau) &= a'_0(s) + a'_1(s)e^{-(s\tau + j\phi)} + a'_2(s)e^{-2(s\tau + j\phi)} \\ &= p_9s^9 + p_8s^8 + p_7s^7 + p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + \\ &\quad \left(q'_6s^6 + q'_5s^5 + q'_4s^4 + q'_3s^3 + q'_2s^2 + q'_1s \right) e^{-(s\tau + j\phi)} + \\ &\quad \left(r'_3s^3 + r'_2s^2 + r'_1s + r'_0 \right) e^{-2(s\tau + j\phi)} = 0\end{aligned}\tag{7.6}$$

Denklem (7.6) ile verilen karakteristik denklem K_P ve K_I cinsinden Denklem (7.7) ve (7.8)'de ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau) &= p_9s^9 + p_8s^8 + p_7s^7 + p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + \\ &\quad \left(q''_5s^5 + q''_4s^4 + q''_3s^3 + q''_2s^2 + q''_1s \right) (K_Ps + K_I) e^{-(s\tau + j\phi)} + \\ &\quad \left(r''_1s + r''_0 \right) (K_Ps + K_I)^2 e^{-2(s\tau + j\phi)} = 0\end{aligned}\tag{7.7}$$

Burada, Denklem (7.6) K_P ve K_I cinsinden ifade edilmesi gerektiğinden dolayı q'' ve r'' indisleri Denklem (7.7)'de sistemin geri kalan parametreleri cinsinden ifadesini göstermektedir.

$$\Delta(s, \tau) = P(s) + Q(s)(K_P s + K_I) e^{-(s\tau + j\phi)} + R(s)(K_P s + K_I)^2 e^{-2(s\tau + j\phi)} = 0 \quad (7.8)$$

Burada,

$$\begin{aligned} P(s) &= p_9 s^9 + p_8 s^8 + p_7 s^7 + p_6 s^6 + p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2, \\ Q(s) &= q_5'' s^5 + q_4'' s^4 + q_3'' s^3 + q_2'' s^2 + q_1'' s, \\ R(s) &= r_1'' s + r_0'' . \end{aligned}$$

Denklem (7.8) incelendiğinde bilinmeyeni $(K_P s + K_I) e^{-(s\tau + j\phi)}$ olan ikinci dereceden bir polinom olduğu görülmektedir. Bu yüzden, Denklem (7.8) K_P ve K_I cinsinden çözümlenerek Denklem (7.9) ve (7.10) ile verilmiştir.

$$(K_P s + K_I) e^{-(s\tau + j\phi)} = \frac{-Q(s) + \sqrt{Q(s)^2 - 4P(s)R(s)}}{2R(s)} \quad (7.9)$$

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

Denklem (2.8)'de verilen karakteristik denklemin kararlılık bölgesinin sınırlarını elde etmek için Denklem (7.9) ve (7.10)'da $\omega_c > 0$ olmak üzere $s = j\omega_c$ yazılabilir.

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

$$(K_P(j\omega_c) + K_I) e^{-(j\omega_c\tau + j\phi)} = \frac{-Q(j\omega_c) + \sqrt{Q(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R(j\omega_c)}}{2R(j\omega_c)} \quad (7.12)$$

Denklem (7.11) ve (7.12)'de $e^{-j(\omega_c\tau+\phi)} = \cos(\omega_c\tau+\phi) - j\sin(\omega_c\tau+\phi)$ açık bir şekilde yazılırsa ve denetleyici parametreleri cinsinden düzenlenirse, Denklem (7.11)'i Denklem (7.13)'teki gibi ve Denklem (7.12)'yi Denklem (7.14)'teki gibi ifade edilebilir.

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

$$\begin{aligned}
& K_P(\omega_c \sin(\omega_c\tau + \phi)) + K_I(\cos(\omega_c\tau + \phi)) + \\
& \Re \left\{ \frac{Q(j\omega_c) + \sqrt{Q(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R(j\omega_c)}}{2R(j\omega_c)} \right\} + \\
& j \left[K_P(\omega_c \cos(\omega_c\tau + \phi)) + K_I(-\sin(\omega_c\tau + \phi)) \right] + \\
& \Im \left\{ \frac{Q(j\omega_c) + \sqrt{Q(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R(j\omega_c)}}{2R(j\omega_c)} \right\} = 0
\end{aligned} \tag{7.14}$$

Denklem (7.13) ve (7.14)'ün reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenerek, Denklem (7.13) için Denklem (7.15) ve Denklem (7.14) için Denklem (7.16) eşitlikleri kurulmuştur.

$$\begin{aligned}
K_P A_1(\omega_c) + K_I B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) &= 0 \\
K_P D_1(\omega_c) + K_I E_1(\omega_c) + F_1(\omega_c) &= 0
\end{aligned} \tag{7.15}$$

$$A_1(\omega_c) = \omega_c \sin(\omega_c\tau + \phi),$$

$$B_1(\omega_c) = \cos(\omega_c\tau + \phi),$$

$$C_1(\omega_c) = \Re \left\{ \frac{Q(j\omega_c) - \sqrt{Q(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R(j\omega_c)}}{2R(j\omega_c)} \right\},$$

$$D_1(\omega_c) = \omega_c \cos(\omega_c\tau + \phi),$$

$$E_1(\omega_c) = -\sin(\omega_c\tau + \phi),$$

$$F_1(\omega_c) = \Im m \left\{ \frac{Q(j\omega_c) - \sqrt{Q(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R(j\omega_c)}}{2R(j\omega_c)} \right\}.$$

$$\begin{aligned} K_P A_2(\omega_c) + K_I B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c) &= 0 \\ K_P D_2(\omega_c) + K_I E_2(\omega_c) + F_2(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \quad (7.16)$$

$$A_2(\omega_c) = \omega_c \sin(\omega_c \tau + \phi), \quad B_2(\omega_c) = \cos(\omega_c \tau + \phi),$$

$$C_2(\omega_c) = \Re \left\{ \frac{Q(j\omega_c) + \sqrt{Q(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R(j\omega_c)}}{2R(j\omega_c)} \right\},$$

$$D_2(\omega_c) = \omega_c \cos(\omega_c \tau + \phi), \quad E_2(\omega_c) = -\sin(\omega_c \tau + \phi),$$

$$F_2(\omega_c) = \Im m \left\{ \frac{Q(j\omega_c) + \sqrt{Q(j\omega_c)^2 - 4P(j\omega_c)R(j\omega_c)}}{2R(j\omega_c)} \right\}.$$

K_P ve K_I için Denklem (7.15)'in çözümü, Denklem (7.17)'de ve Denklem (7.16)'nın çözümü, Denklem (7.18)'deki gibi olur.

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{B_1(\omega_c)F_1(\omega_c) - E_1(\omega_c)C_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)E_1(\omega_c) - B_1(\omega_c)D_1(\omega_c)} \\ K_I &= \frac{D_1(\omega_c)C_1(\omega_c) - A_1(\omega_c)F_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)E_1(\omega_c) - B_1(\omega_c)D_1(\omega_c)} \end{aligned} \quad (7.17)$$

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{B_2(\omega_c)F_2(\omega_c) - E_2(\omega_c)C_2(\omega_c)}{A_2(\omega_c)E_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)D_2(\omega_c)} \\ K_I &= \frac{D_2(\omega_c)C_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)F_2(\omega_c)}{A_2(\omega_c)E_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)D_2(\omega_c)} \end{aligned} \quad (7.18)$$

Denklem (7.17) ve (7.18)'de K_P ve K_I 'nın çözümü yapılarak (K_I, K_P) düzleminde Denklem (7.17) ve (7.18)'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_I, K_P) test noktaları seçilerek yapılan benzetim çalışmasında sistemi kararlı yapan sınır eğrisi belirlenmiştir. Ayrıca, Denklem (7.7)'de verilen zaman gecikmeli iki bölgeyi YFK

sisteminin reel kökleri $s=0$ 'da sanal eksenine kesebileceğinden dolayı $\omega_c=0$ için Denklem (7.7)'de $K_I=0$ olarak hesaplanmıştır. Kararlılık sınır eğrisi $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ ve $K_I=0$ doğrusu denetleyici parametre düzlemini kararlı ve kararsız bölgelere ayırmaktadır. Herhangi bir bölge içerisinde bir (K_I, K_P) test noktası seçilerek sistemi kararlı yapan K_P ve K_I parametrelerinin değerlerini içeren kararlılık bölgesi belirlenebilir.

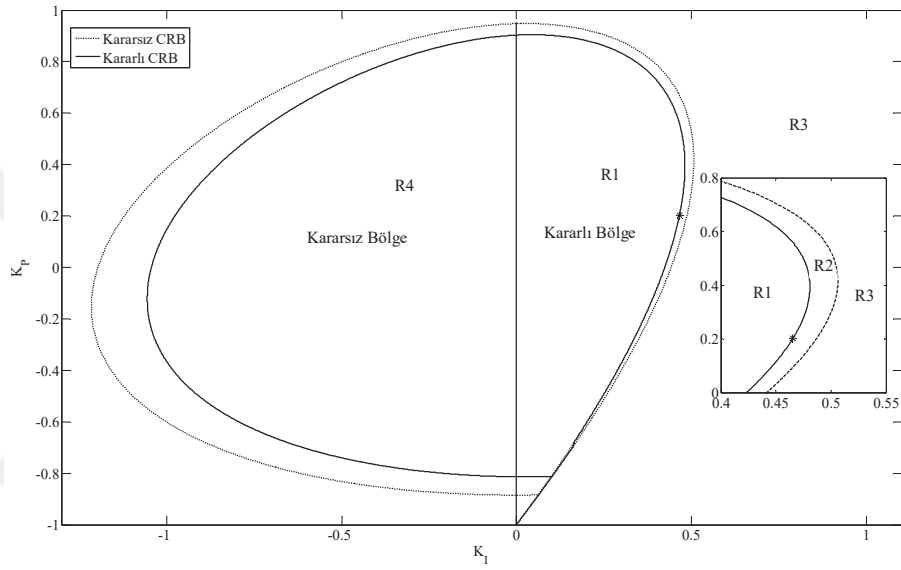
7.2.2 Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminin kararlılık bölgelerinin teorik ve benzetim sonuçları

Bu bölümde zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminin istenilen GPM parametresi için ve seçilen belirli bir ω_c frekans aralığı için sistemin kararlılık sınır eğrisi ve kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Denklem (7.17) ve (7.18) kullanılarak istenilen GPM parametresi ve zaman gecikmesi değeri dikkate alınarak kararlılık bölgeleri hesaplanmıştır. Denklem (7.17) ve (7.18)'in çözümünden iki adet kararlılık sınır eğrisi elde edilebileceğinden dolayı bu eğrilerden biri sistemin kararlılık bölgesini verecektir. Zaman gecikmeli iki bölgeli YFK Sistemine ait parametreler Bölüm 4.3.1'de verilmiştir.

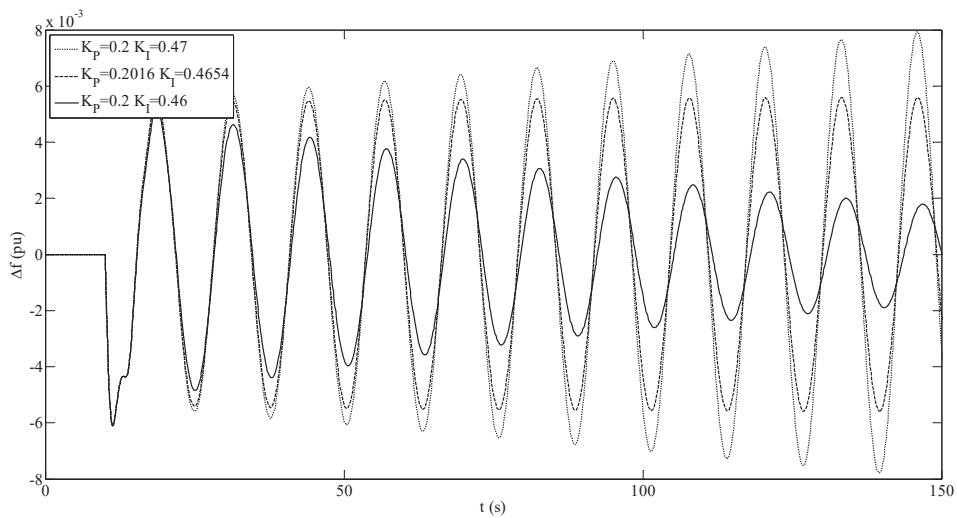
Sistemde kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda, denetleyici parametre tasarımı veya kararlılık bölgesinin hesaplanması için zaman gecikmesi değeri $\tau=3$ s olarak seçilmiştir. Bu gecikme değerinde, $\omega_c \in [0,3]$ aralığında hesaplanan PI denetleyici kazanç değerlerinde Denklem (7.17) ve (7.18)'den dolayı sistemin iki adet kompleks kök sınır eğrisi elde edilmiş ve Şekil 7.10'da gösterilmiştir. Elde edilen kararlılık sınır eğrilerinden seçilen PI denetleyici test noktaları ile sistemin kararlılığını sağlayan sınır eğrisi Şekil 7.10'da belirlenmiştir. Ayrıca, Denklem (7.7)'de verilen zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminin reel kökleri $s=0$ 'da sanal eksenine kesebileceğinden dolayı $\omega_c=0$ için $K_I=0$ doğrusu RRB olarak hesaplanmaktadır ve $K_I=0$ doğrusu Şekil 7.10'da, parametre düzlemini kararlı ve kararsız bölgelere ayırmıştır.

Şekil 7.10, R1, R2, R3 ve R4 ile adlandırılan 4 adet bölgeye ayrılmıştır. Bu bölgelerden seçilen test noktaları ile sistemin kararlılık bölgesini belirleyebilmek için R1 bölgesinde veya kararlı CRB içerisinde $K_P=0.2$, $K_I=0.46$, kararlı CRB üzerinde '*' ile gösterilen noktada $K_P=0.2016$, $K_I=0.4654$ ve R2 bölgesi olan kararlı CRB ile kararsız CRB

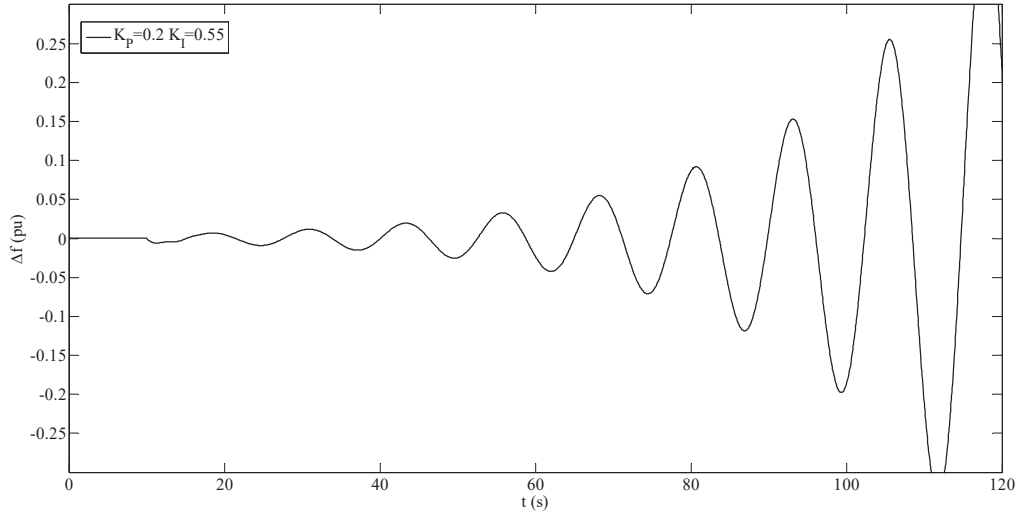
arasında seçilen $K_P=0.2$, $K_I=0.47$ denetleyici parametrelerinde, sistemin $t=10s$ anında $\Delta P_d=0.1 pu$ olan yük değişimi sonrasında frekans yanıtı Şekil 7.11'de sunulmuştur. Şekil 7.11'de $K_P=0.2$, $K_I=0.46$ için frekans tepkisinde meydana gelen salınımların gittikçe azaldığı, $K_P=0.2016$, $K_I=0.4654$ için frekans tepkisinde salınımlar sönümlenmediğinden dolayı sistemin sınırdaki kararlı olduğu ve $K_P=0.2$, $K_I=0.47$ için frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar büyüdüğünden dolayı sistemin kararsız olduğu görülmüştür. Bu benzetim çalışması yardımıyla kararlı ve kararsız CRB kolaylıkla belirlenmiştir.



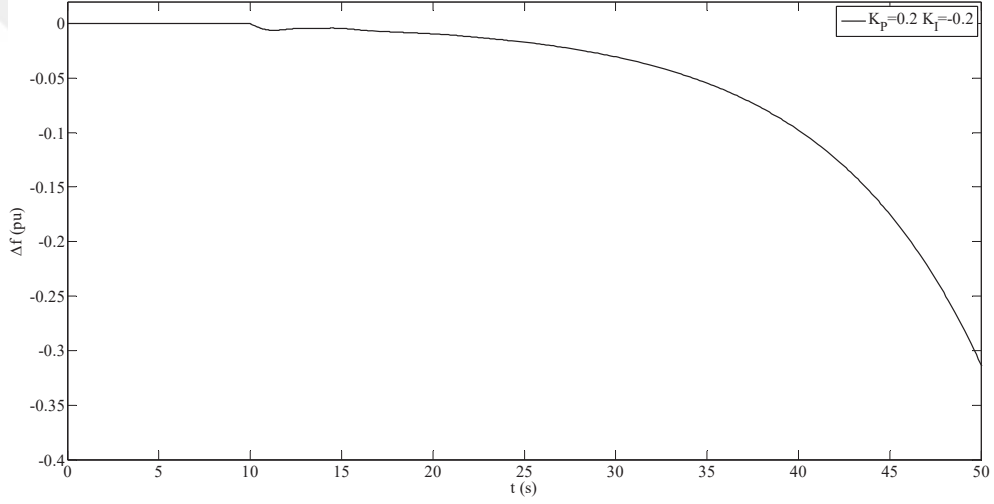
Şekil 7.10. $\tau = 3 s$ için kararlı ve kararsız sınır eğrileri



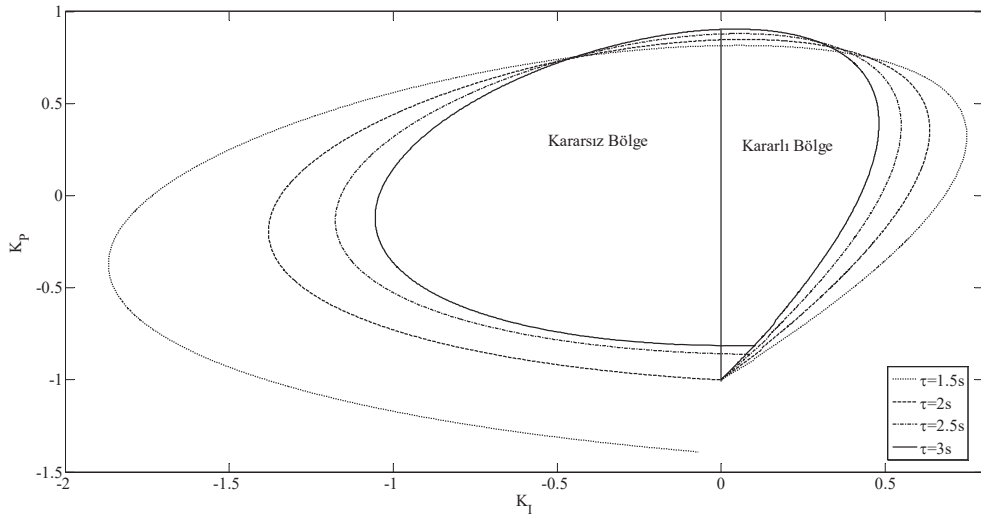
Şekil 7.11. PI denetleyicinin farklı kazanç değerlerindeki frekans tepkisi



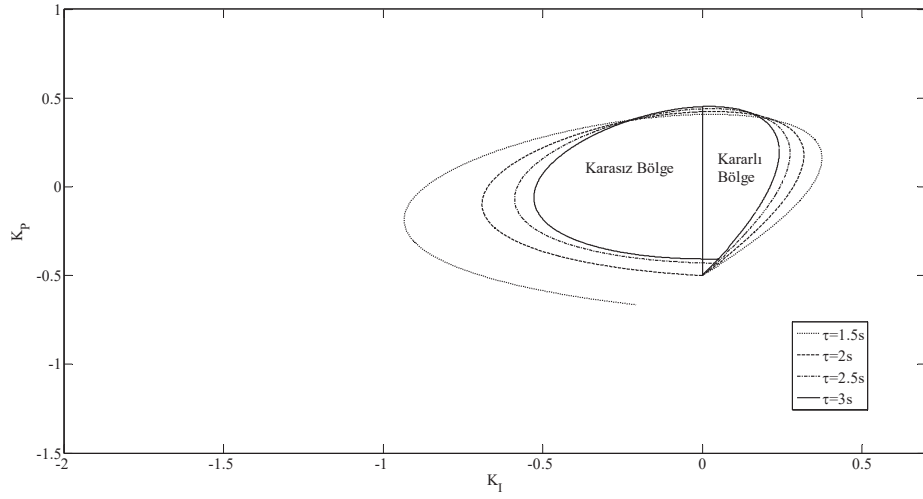
Şekil 7.12. R3 bölgesinden seçilen denetleyici test noktası için sistemin frekans tepkisi



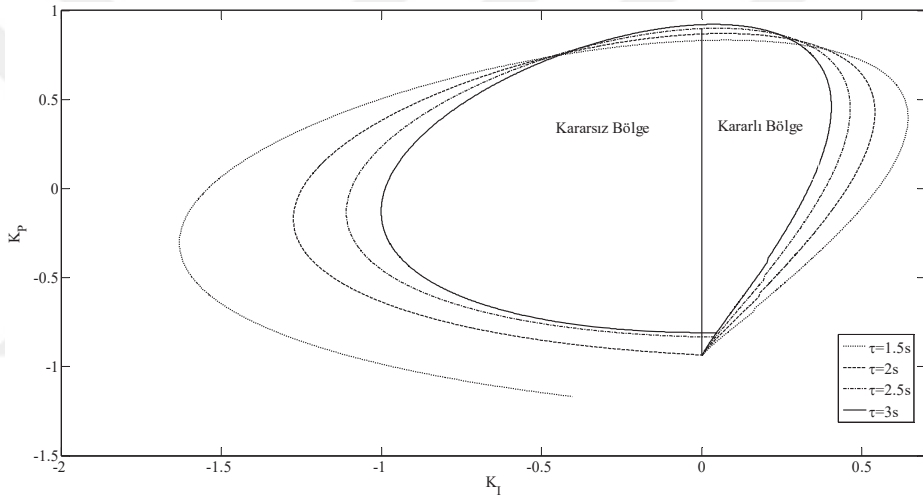
Şekil 7.13. R4 bölgesinden seçilen denetleyici test noktası için sistemin frekans tepkisi



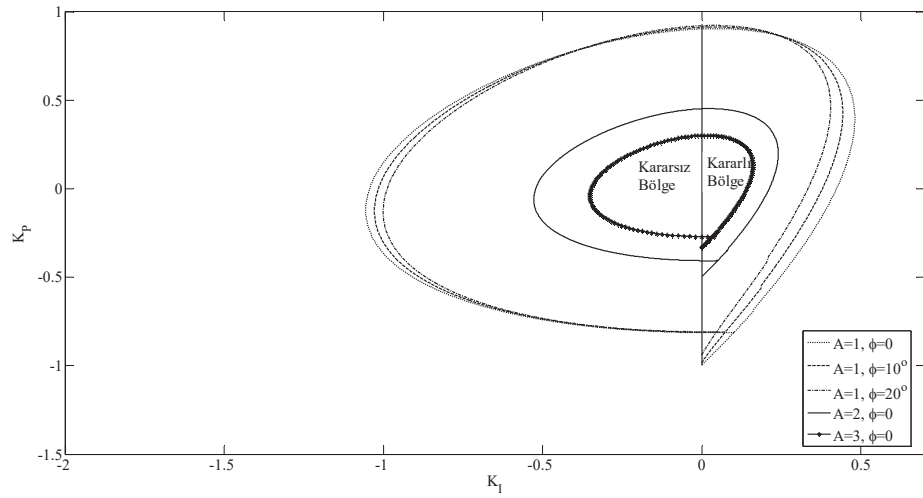
Şekil 7.14. $A=1$, $\phi=0^\circ$ için sistemin farklı gecikme değerlerindeki kararlılık bölgeleri



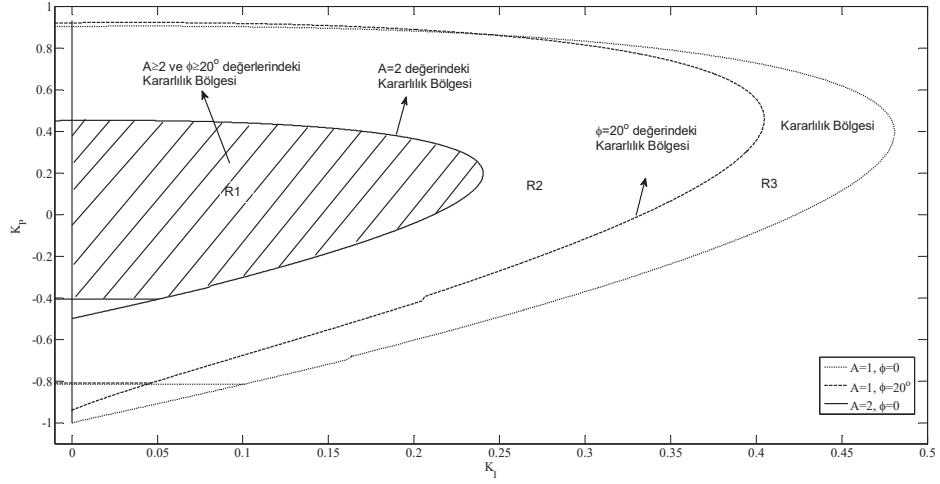
Şekil 7.15. $A=2, \phi=0^\circ$ için sistemin farklı gecikme değerlerindeki kararlılık bölgeleri



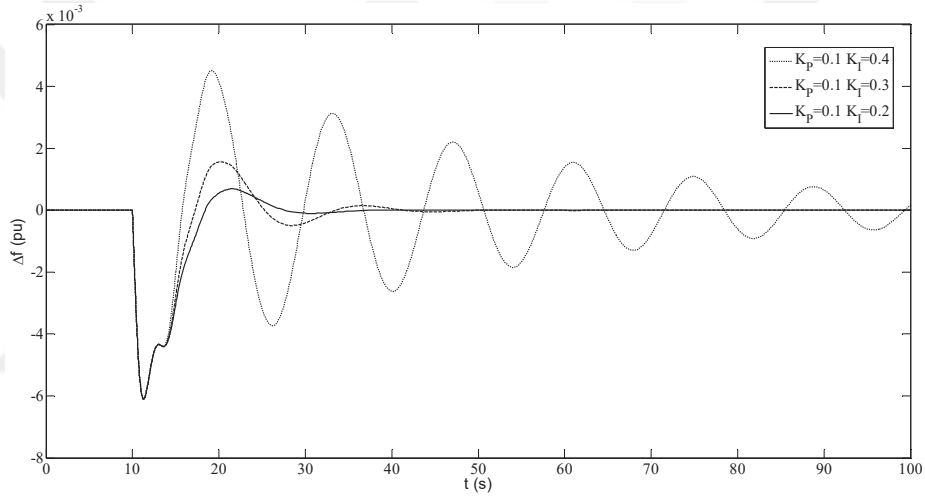
Şekil 7.16. $A=1, \phi=20^\circ$ için sistemin farklı gecikme değerlerindeki kararlılık bölgeleri



Şekil 7.17. $\tau = 3s$ için kazanç ve faz payının sistemin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi



Şekil 7.18. $A \geq 2$ ve $\phi \geq 20^\circ$ için PI denetleyicilerin kararlılık bölgesi



Şekil 7.19. R1, R2 ve R3 bölgelerinde seçilen denetleyici kazançlarındaki frekans tepkisi

Şekil 7.10'da R3 bölgesinde sistemin davranışını incelemek için $K_P=0.2$, $K_I=0.55$ denetleyici parametrelerinde, $t=10s$ anında $\Delta P_d=0.1 pu$ olan yük değişimi sonrasında sistemin frekans yanıtı Şekil 7.12'de gösterilmiştir. Şekil 7.12'de görüldüğü üzere sistemin frekans tepkisinde meydana gelen salınımlar sürekli büyüdüğünden dolayı sistemin kararsız olduğu görülmektedir. Benzer şekilde, R4 bölgesinde sistemin davranışını incelemek için $K_P=0.2$, $K_I=-0.2$ denetleyici parametrelerinde, $t=10s$ anında $\Delta P_d=0.1 pu$ olan yük değişimi sonrasında sistemin frekans yanıtı Şekil 7.13'de gösterilmiştir. Şekil 7.13'de sistemin exponansiyel olarak kararsız olduğu görülmüştür.

Sistemde kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda, zaman gecikmesinin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisini incelemek için $\tau = 1.5 s$, $\tau = 2 s$, $\tau = 2.5 s$ ve

$\tau = 3 s$ gecikme değerlerinde sistemin kararlılık bölgeleri elde edilmiş ve Şekil 7.14'de gösterilmiştir. Şekil 7.14 incelendiğinde, $\tau = 1.5 s$ 'den $\tau = 3 s$ 'ye kadar zaman gecikmesi değerleri arttırıldığında sistemin kararlılık bölgelerinin daraldığı görülmüştür. Zaman gecikmesinin kararlılık bölgesi üzerindeki etkisi, kazanç ve faz payının $A=2$, $\phi=0^\circ$ olması durumunda Şekil 7.15'de ve $A=1$, $\phi=20^\circ$ olması durumunda Şekil 7.16'da benzer şekilde sonuçlandığı görülebilir.

Şekil 7.17'de kazanç veya faz payının $\tau = 3s$ için kararlılık bölgeleri gösterilmiştir. Şekil 7.17'de $A=1$, $\phi=0$ olduğu durumda hesaplanan kararlılık bölgesinin $A=2$, $\phi=0$ ve $A=3$, $\phi=0$ olduğu kazanç payı ile $A=1$, $\phi=10^\circ$ ve $A=1$, $\phi=20^\circ$ olduğu faz payındaki kararlılık bölgeleri kıyaslandığında kararlılık bölgelerinin $A=2$ ve $A=3$ olduğu istenilen kazanç paylarında daha küçük bölgeler elde edildiği gösterilmiştir.

Şekil 7.18'de zaman gecikmeli iki bölgeli YFK sisteminde istenilen kazanç ve/veya faz payının sistemin sönümlenme etkisi üzerinde etkisini görmek için kazanç ve faz payının $A=1$, $\phi=0$, sadece kazanç payının olması durumunda ($A=2$, $\phi=0$) ve sadece faz payının birlikte olması durumunda ($A=1$, $\phi=20^\circ$), $\tau = 3s$ için sistemin kararlılık bölgeleri gösterilmiştir. Şekil 7.18'de, R1, R2 ve R3 ile işaretlenen bölgelerin kararlılık sınırı $A=1$, $\phi=20^\circ$, $A=2$, $\phi=0$ ve $A=1$, $\phi=0$ için elde edilen kararlılık bölgelerinin kesişimi $A \geq 2$ ve $\phi \geq 20^\circ$ olan kazanç ve faz payı değerleri sisteme girildiğinde elde edilen bölgeyi göstermektedir. Sistemin herhangi bir bozucu etki sonrası frekans tepkisinde meydana gelen salınımların kısa sürede sönümlenmesini incelemek için R1, R2 ve R3 bölgelerinin içerisinden seçilen PI denetleyici parametre değerleri ile sistemin $t=10s$ anında $\Delta P_d=0.1 pu$ olan yük değişimi sonrasında frekans yanıtının değişimi Şekil 7.19'da gösterilmiştir. R3 bölgesinden seçilen $K_p=0.1$, $K_I=0.4$ kazanç değerlerinde sistemin frekans tepkisinde uzun süre salınımların devam ettiği, R2 bölgesinden seçilen $K_p=0.1$, $K_I=0.3$ kazanç değerlerinde sistemin tepkisindeki salınımların daha kısa sürede sönümlendiği ve hem kazanç hem de faz payının etkisinin görüldüğü R1 bölgesinden seçilen $K_p=0.1$, $K_I=0.2$ denetleyici kazanç değerlerinde ise sistemin frekans tepkisinde salınımlar meydana gelmeden kısa bir sürede sürekli duruma ulaştığı görülmektedir.

BÖLÜM VIII

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, zaman gecikmeli güç sistemlerinde haberleşme ve veri transferinden meydana gelen zaman gecikmelerinin sistemin kararlılığına olan etkisi incelenmiştir. Bölüm 3'de verilen üstel terimin eliminasyon yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemi, zaman gecikmeli sistemlerde sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması için bu tez çalışmasında kullanılan yöntemlerdir.

Bölüm 4 ve 5'de zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde $A=1$, $\phi=0$ olması durumunda belirlenen denetleyici parametre değerleri için sistemin maksimum zaman gecikme değerleri üstel terimin eliminasyon yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemi ile hesaplanmıştır. Sistemde yaşanan maksimum zaman gecikme bilgisinin bilinmesi durumunda, uygun denetleyici parametrelerinin seçilmesi ile sistemin dinamiğinin ve kararlılığının sağlandığı görülmüştür. Ancak, bu gecikme değerinde sistemin tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar meydana gelmektedir. Bu yüzden, sistemin sanal eksenden daha uzak olan sol yarı bölgede çalışması sağlanarak sistemin tepkisinde meydana gelen salınımların daha kısa sürede sönümlenmesi amaçlanmıştır. Böylece, sisteme girilen kazanç ve faz payı parametrelerinde ve belirlenen denetleyici kazanç değerlerinde zaman gecikmesi değerleri üstel terimin eliminasyon yöntemi ve Rekasius yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır. Hesaplanan gecikme değerlerinde benzetim çalışmaları yapılarak herhangi bir bozucu etki sonrası sistemin tepkisinde meydana gelen salınımların daha kısa sürede sönümlenerek sürekli duruma ulaştığı görülmüştür. Ayrıca, istenilen kazanç payında hesaplanan gecikme değerlerinin istenilen faz payına göre daha düşük olduğu ve benzetim çalışmalarında, kazanç payı ile hesaplanan gecikme değerleri sisteme girildiğinde salınımların faz payı ile hesaplanan gecikme değerlerine göre daha kısa sürede sönümlendiği görülmüştür.

Bölüm 6'da ise, Bölüm 4 ve 5'de yapılan analizlere benzer bir analiz zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde yapılmıştır. Bölüm 6'da, GSD içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde, GSD'nin farklı kazanç değerlerinde ve jeneratörün farklı yüklenme şartlarında üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak

sistemin tolere edebileceği maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Ancak, bir ve iki bölgeli YFK sistemlerinde hesaplanan gecikme değerlerinden farklı olarak uyarma kontrol sisteminde maksimum zaman gecikmesi hesabı için sanal ekseni kesen üç adet pozitif reel kökün elde edildiği görülmüştür. Hesaplanan üç adet gecikme değerlerinin doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak yapılan benzetim çalışmalarında görülmüştür. Ayrıca, sistemin ölçüm ve veri transferinden kaynaklanan zaman gecikme değeri bilindiği takdirde kararlılığını kaybetmeden maksimum yüklenebilirlik sınırının belirlenmesi çalışmanın önemini arttırmıştır. Böylece, sistemin istenilen herhangi bir gecikme değeri için veya belirlenen herhangi bir yük değeri için kararlılığını kaybetmeden çalışabilmesi belirlenebilmiştir.

Bölüm 7'de yapılan analizde, Hamamcı ve Köksal (2010), Tan (2005) ve Tan vd. (2006) tarafından önerilen yöntem kullanılarak zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde, sistemin kararlılığını garantileyen denetleyici parametre değerleri (K_I, K_P) düzleminde elde edilen grafiklerde gösterilmiştir. $A=1$, $\phi=0$ olması durumunda, belirlenen zaman gecikmesi için sistemin kararlılık bölgesi hesaplanmıştır. Daha sonra, hesaplanan kararlılık bölgelerinden seçilen denetleyici parametrelerinde sistemin kararlılık analizi yapılmıştır. Bu sayede, sistemin kararlılığını garantileyen denetleyici parametreleri elde edilmiştir. Ayrıca, zaman gecikmesi değerlerinin bu bölgeler üzerindeki etkisi incelenmiştir. Diğer bölümlerde yapılan analizlerde kullanılan kazanç ve faz payı performans ölçüsü dikkate alınarak, istenilen kazanç ve faz değerlerini sağlayan denetleyici parametre değerlerinde kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Kazanç ve faz payının etkisini incelemek için Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışmaları yapılmış ve benzetim çalışmaları sonucunda hesaplanan denetleyici kazanç değerlerinde sistemin frekans tepkisinde meydana gelen salınımların kısa sürede sönümlendiği görülmüştür. Böylece, sistemin dinamik performansının ve kararlılığının istenilen kazanç - faz payı ve belirlenen zaman gecikmesi değerinde elde edilen denetleyici kazanç değerleri ile iyileştirildiği görülmüştür. Bölüm 4, 5, 6 ve 7'de yapılan zaman gecikmeli güç sistemlerinin kararlılık analizleri ile tez çalışması sonlandırılmıştır.

Daha sonra yapılacak olan çalışmalarda, zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde kesir dereceli PI denetleyici kullanılması durumunda üstel terimin eliminasyon yöntemi kullanılarak sistemin denetleyici kazanç değerleri ve denetleyicinin kesir derecesi değerleri için maksimum zaman gecikme değeri

hesaplanacaktır. Ayrıca, sisteme girilen kazanç ve faz payı dikkate alınarak gecikme değerlerinin değişimi incelenecektir.

Çalışmaların devamında, Hamamcı ve Köksal (2010), Tan (2005) ve Tan vd. (2006) tarafından önerilen yöntem kullanılarak kesir dereceli denetleyici içeren zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK sisteminde denetleyicinin kesir derecesi değerlerinde ve belirlenen zaman gecikmesi değeri için PI denetleyici düzleminde kararlılık bölgeleri hesaplanacaktır. Ayrıca, istenilen kazanç - faz payı değerlerini sağlayan kesir dereceli sistemin denetleyici parametre değerleri elde edilecektir.

Gelecek dönemde yapılacak bir diğer çalışmada ise, bir ve iki bölgeli YFK sistemine, dinamik talep cevap çevrimi ilave edilecek ve zaman gecikmeli YFK sisteminin dinamik ve frekans regülasyonuna etkileri detaylı bir şekilde analiz edilecektir. Bu sayede, YFK sisteminde primer ve sekonder kontrol çevrimlerine ek olarak üçüncü bir kontrol çevrimi ile sistem frekansının kontrol edilebilir yüklerle göre regüle edilmesi amaçlanmaktadır.

KAYNAKLAR

Alomoush, M.I., “Load frequency control and automatic generation control using fractional-order controllers”, *Electrical Engineering* 91(7), 357-368, 2010.

Argoun, M.B. and Bayoumi, M.M., “Robust gain and phase margins for interval uncertain systems”, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Canadian, s. 349-352, 14-17 September, 1993.

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 Nwankpa, C.O., “Stability of a Two-Area Automatic Generation Control System with Communication Delays”, *International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2009)*, Bursa, TURKEY, s. 65-69, 5-8 November, 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., Eminoğlu, U. and Sönmez, Ş., “Computation of Stability Delay Margin of Time-Delayed Generator Excitation Control System with a Stabilizing Transformer”, *Mathematical Problems in Engineering* 2014, 1-10, 2014.

Bevrani, H. and Hiyama, T., “Robust decentralised PI based LFC design for time delay power systems”, *Energy Conversion and Management* 49(2), 193-204, 2008.

Bevrani, H. and Hiyama, T., “On load-frequency regulation with time delays: design and real-time implementation”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 24(1), 292-300, 2009.

Bhowmik, S., Tomsovic, K. and Bose, A., “Communication model for third party load frequency control”, *IEEE Transactions on Power Systems* 19(1),543-548, 2004.

Carullo, S. P. and Nwankpa, C.O., “Experimental Validation of a Model for an Information-Embedded Power System”, *IEEE Transactions on Power Delivery* 20(3), 1853-1863, 2005.

Chang, C.H., Han, K.W., “Gain margins and phase margins for control systems with adjustable parameters”, *Journal of Guidance Control and Dynamics Dyna* 13(3), 404-408, 1990.

Chang, M.K., Chang, C.K. and Han, K.W., “Gain margins and phase margins for nonlinear control systems with adjustable parameters”, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Toronto, s. 2123-2130, 2-8 October, 1993.

Chaudhuri, B., Majumder, R. and Pal, B.C., “Wide-area measurement-based stabilizing control of power system considering signal transmission delay”, *IEEE Transactions on Power Systems* 19(4), 1971–1979, 2004.

Chen, H.K., Lin, T.N. and Chen, J.H., “Dynamic analysis, controlling chaos and chaotification of a SMIB power system”, *Chaos Solitons and Fractals* 24(5), 1307-1315, 2005.

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.

Demello, F.P. and Concordia, C., “Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 88(4), 316-329, 1969.

Dorf, R.C. and Bishop, R.H., Modern control systems, *Prentice-Hall*, New Jersey, USA, 2001.

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.

Fosha, C.E. and Elgead, O.I., “The megawatt frequency control problem: a new approach via optimal control theory”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 89(4), 563–577, 1970.

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*, **Birkhauser** Boston, MA, 2003.

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

Hertz, D., Jury, E.I. and Zeheb. E., “Simplified analytic stability test for systems with commensurate time delays”, *IEE Proceeding D-Control Theory and Applications* 131(1), 52–54, 1984.

Ho, W.K., Hang, C.C. and Cao, L.S., “Tuning of PID controllers based on gain and phase margins specifications”, *Automatica* 31(3), 497–502 ,1995.

Ho, W.F., Wang, Q.G. and Lee, T.H., “PI Tuning in Terms of Gain and Phase Margins”, *Automatica* 34(9), 1145-1149, 1998.

Hu, W., Xiao, G. and Li, X., “An analytical method for PID controller tuning with specified gain and phase margins for integral plus time delay processes”, *ISA Trans* 50(2), 268–276, 2011.

Jia, H.J., Yu, X.D., Yu, Y., Wang, C., “ Power system small-signal stability region with time delay”, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems* 30(1), 16-22; 2008.

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.

Kaya, İ., “Tuning PI controllers for stable processes with specifications on gain and phase margins”, *ISA Transactions* 43(2), 297-304, 2004.

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

Liu, Z.Y., Jiang, Q.Y. and Cao, Y.J., “Stability of Power System in Consideration of Signal Time Delays”, *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, FL, s. 1-7, 24-28 June, 2007a.

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, 2007b.

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.

Liu, S., Wang, X. and Liu, P.X., “Impact of Communication Delays on Secondary Frequency Control in an Islanded Microgrid”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62(4), 2021-2031, 2015.

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.

Luque, J., Escudero, J.I. and Pérez, F., “Analytic Model of the Measurement Errors Caused by Communications Delay”, *IEEE Transactions Power Delivery* 17(2), 334-337, 2002.

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, 2013.

Naduvathuparambil, B., Valenti, M. C. and Feliachi, A., “Communication delays in wide area measurement systems”, *Thirty-Fourth Southeastern Symposium on System Theory*, Alabama, Huntsville, USA, s. 118-122, 19-19 March, 2002.

Nie, Z.Y., Wang, Q.G., Wu, M. and He Y., “Combined gain and phase margins”, *ISA Transaction* 48(4), 428-433, 2009.

Okuno, H and Fujii, T., “Delayed feedback controlled power system”, *SICE Annual Conference*, Okayama, Japan, s. 2659–2663, 8-10 August, 2005.

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.

Park, C.W. and Won W.H., “Time-delay compensation for induction motor vector control system”, *Electric Power System Research* 68(3), 238–247, 2004.

Peter, W.S. and Pai, M.A., Power System Dynamics and Stability, *Published by Pearson Education (Singapore) Pte. Ltd.*, Patparganj Delhi, Indian, 2002.

Quanyuan, J., Zhenyu, Z. and Yijia, C., “Wide-area TCSC controller design in consideration of feedback signals time delays”, *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, San Francisco, USA, s.1676-1680, 12-16 June, 2005.

Ramakrishnan, K. and Ray, G., “Improved Results on Delay-Dependent Stability of LFC Systems with Multiple Time-Delays”, *Automation and Electrical Systems* 26(3), 235-240, 2015.

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.

Sauer, P.W. and Pai, M.A., Power System Dynamics and Stability, *1st Indian Reprint* Singapore, Asia, 2002.

Shahgholian, G. and Faiz, J., “The effect of power system stabilizer on small-signal stability in single-machine-infinite-bus”, *International Journal of Electrical and Power Engineering* 4(2), 45-53, 2010.

Simulink, Model-Based and System-Based Design, Using Simulink. Natick, *MathWorks*, MA, USA, 2000.

Singh, V.P., Kishor, N. and Samuel, P., “Communication Time Delay Estimation for Load Frequency Control in Two-Area Power System”, *Ad. Hoc. Networks* 41, 69-85, 2016.

Sipahi, R. and Olgac, N., “A Comparative Survey in Determining The Imaginary Characteristic Roots of LTI Time Delayed Systems”, *16th IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic, s. 390–399, 3-8 July, 2005.

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., Eminoğlu U. and Ayasun, S., “An Exact Method to Compute Time Delay Margin for Stability of Time-Delayed Generator Excitation Control System”, *International Research Journal of Engineering and Technology* 2(8), 276-283, 2015.

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., " Stability Region in the Parameter Space of PI Controller for a Single-Area Load Frequency Control System With Time Delay", *IEEE Transactions on Power Systems* 31(1), 829-830, 2016a.

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, 2016b.

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., Kaya, I. and Atherton, D.P., "Computation of stabilizing PI and PID controllers", *IEEE intconf on the control application*, s. 876–881, 2003.

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.

Walton, K.E. and Marshall, J.E., "Direct method for TDS stability analysis", *IEEE Proceeding Part D*. 134, 101-107, 1987.

Wang, Q.G., Fung, H.W. and Zhang Y., "PID tuning with exact gain and phase margins", *ISA Transactions* 38(3), 243-249, 1999.

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, 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.

Wang, D.J., “A PID controller set of guaranteeing stability and gain and phase margins for time-delay systems”, *Journal of Process Control* 22(7), 1298-1306, 2012.

Wang, S., Meng, X. and Chen, T., “Wide-Area Control of Power Systems Through Delayed Network Communication”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 20(2), 495-503, 2012.

Wang, Y.J., “Determination of all feasible robust PID controllers for open-loop unstable plus time delay processes with gain margin and phase margin specifications”, *ISA Transactions* 53(2), 628-646, 2014.

Wu, H., Tsakalis, K. and Heydt, G.T., “Evaluation of time delay effects to wide-area power system stabilizer design”, *IEEE Transactions on Power Systems* 19(4), 1935–1941, 2004.

Wu, M., He, Y. and She, J.H., “Stability Analysis and Robust Control of Time-Delay Systems”, *Science Press*, New York, 2010.

Xue, D., Chen, Y. and Atherton, D.P., *Linear feedback control: analysis and design with MATLAB*, *SIAM*, Philadelphia, USA, 2007.

Yang, L., Hong, L., Wang, D., Gan, D., Qiu, J., Jiang, D., Gao, F. and Chen, Y., “A Preliminary Study of AGC Structure for a Regional System Considering Communication Delays”, *IEEE Power Engineering Society General Meeting* 1, 618-623, 2005.

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.

Ye, L., Baohui, Z., Zhe, G. and Zhiqian, B., “Influences of the time delay on the control effect of under-frequency load shedding in power systems”, *Control and Decision Conference (CCDC)*, Qingdao, China, s. 5182 – 5186, 23-25 May, 2015.

Yu, X. and Tomsovic, K., “Application of linear matrix inequalities for load frequency control with communication delays”, *IEEE Transactions on Power Systems* 19(3), 1508-1515, 2004.

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.

Zhao, X., Sun, Y., Yuan, C., Wei, Z. and Sun, G., “Robust load frequency control of multi-area interconnected power system with time delay”, *34th Chinese Control Conference (CCC)*, Hangzhou, China, s. 8969-8974, 28-30 July, 2015.

Ziegler, J.G. and Nichols, N.B., “Optimum settings for automatic controllers,” *Transactions ASME* 64, 759–768, 1942.

ÖZ GEÇMİŞ

Şahin SÖNMEZ 14.04.1988 tarihinde Elazığ'da doğdu. İlk, orta ve lise öğretimini Elazığ'da tamamladı. 2006 yılında girdiği Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Haziran 2010'da mezun oldu. Eylül 2010'da Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine başladı. Şubat 2012'de Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne araştırma görevlisi olarak atanmıştır. Bu tarihten itibaren Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır. Yüksek lisans öğrenimini Haziran 2013'de Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Enerji Tesisleri Anabilim Dalı'nda tamamladı. Ağustos 2013'de Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Enerji Tesisleri Anabilim Dalı'nda başladığı doktora öğrenimine halen devam etmektedir. Zaman gecikmeli elektrik güç sistemlerinin kararlılık analizi üzerine çalışmalar yapmaktadır.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER (MAKALE, BİLDİRİ, POSTER VB.)

Bu tez çalışmasından, 8 (sekiz) adet uluslararası makale ve 2 (iki) adet ulusal bildiri üretilmiştir. Bu üretilen çalışmalar aşağıda sunulmuştur.

SCI/SCI-E kapsamında taranan dergilerde yapılan yayınlar:

1. 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”, *Accepted for Publication in Transactions of the Institute of Measurement and Control*, DOI: 10.1177/0142331217690221, Jan. 2017.
2. Sönmez, Ş., Ayasun, S. and Nwankpa, C., “An Exact Method for Computing Delay Margin for Stability of Load Frequency Control Systems with Constant Communication Delays”, *IEEE Trans. Power Systems*, 31(1), 370-377, 2016.
3. Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Stability Region in the Parameter Space of PI Controller for a Single-Area Load Frequency Control System with Time Delay”, *IEEE Trans. Power Systems*, 31(1), 829-830, 2016.
4. Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Effect of Load Increase and Power System Stabilizer on Stability Delay Margin of Generator Excitation Control System”, *Turk J Elec Eng & Comp Sci*, 24(6), 5183-5194, 2016.
5. Ayasun, S., Eminoğlu, U., Sönmez, Ş., “Computation of Stability Delay margin of Time-Delayed Generator Excitation Control System with a Stabilizing Transformer”, *Mathematical Problems in Engineering*, Article ID: 392535, 1-10. 2014.

Diğer hakemli dergilerde taranan dergilerde yapılan yayınlar:

1. Sönmez, Ş., Ayasun, S., “Stability regions in controller parameter space of DC motor speed control system with communication delays”, *International Journal of Scientific Engineering and Applied Science*, 2(6), 86-93. 2016.
2. Sönmez, Ş., Eminoğlu, U. and Ayasun, A., “An exact Method to Compute Time Delay Margin for Stability of Time-Delayed Generator Excitation Control System”, *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, 2(8), 276-283, 2015.
3. 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.

Ulusal konferanslarda sunulan ve bildiri kitabına basılan bildiriler:

1. Sönmez, Ş. ve Ayasun, S., “Güç Sistem Dengeleyici İçeren Zaman Gecikmeli Jeneratör Uyarma Kontrol Sisteminin Kararlılık Analizi”, *Elektrik Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu 2016 (EEB 2016)*, Tokat, s. 30-34, 11-13 Mayıs 2016.
2. Sönmez, Ş. ve Ayasun, S., “Zaman Gecikmesi İçeren İki Bölgeli Yük Frekans Kontrol Sisteminin Kararlılık Analizi”, *III. Elektrik Tesisat Ulusal Kongre ve Sergisi-Güç ve Enerji Sistemleri Sempozyumu*, İzmir, s. 236-241, 21-24 Kasım 2013.