



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

KESİRLİ DERECELİ KONTROLÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK
FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

NİĞDE ÖMER HALİSDEMİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SERKAN HORZUM

Haziran 2018

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

KESİRLİ DERECELİ KONTROLÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK
FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ

SERKAN HORZUM

Yüksek Lisans Tezi

Danışman

Prof. Dr. Saffet AYASUN

Haziran 2018

Serkan HORZUM tarafından Prof. Dr. Saffet AYASUN danışmanlığında hazırlanan “KESİRLİ DERECELİ KONTROLÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

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

Üye : Prof. Dr. Saffet AYASUN, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Üye : Dr.Öğr.Üyesi Şahin SÖNMEZ, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

ONAY:

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

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

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.

Serkan HORZUM

ÖZET

KESİRLİ DERECELİ KONTROLÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLILIK ANALİZİ

HORZUM, Serkan

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. Saffet AYASUN

Haziran 2018, 81 sayfa

Yük frekans kontrol sistemlerinde kullanılan fazör ölçüm cihazları ve haberleşme ağından dolayı, zaman gecikmeleri kaçınılmaz hale gelmiştir. Bu zaman gecikmeleri sistemin dinamik performansını olumsuz etkilemekte ve kararsızlıklara sebep olmaktadır. Bu tez çalışmasında, zaman gecikmesinin bir bölgesi YFK sisteminde klasik tamsayı katsayılı kontrolör yerine kesirli dereceli Oransal-İntegral (PI) kontrolör kullanılmıştır ve kesirli dereceli PI kontrolör tamsayı dereceli transfer fonksiyonu biçiminde yaklaşık olarak ifade edilmiştir. Çalışmanın ilk aşamasında, bir bölgesi YFK sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmeleri, literatürde mevcut olan Üstel Terimin Yok Edilmesi yöntemi ile PI kontrolörlü birinci ve ikinci dereceden kesirli dereceli yaklaşık transfer fonksiyonları ile modellenmiş YFK sistemi için teorik olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, PI kontrolör kazançlarının, maksimum zaman gecikmesine etkisi araştırılmıştır. Çalışmanın ikinci aşamasında ise, elde edilen teorik sonuçların doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, kesirli dereceli PI kontrolörün yaklaşık transfer fonksiyonu ile ifade edilmesi durumunda YFK sistemini kararsızlaştırdığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, sonuçların doğruluğu kullanılan teorik yöntemlerin uygun olduğunu göstermiştir.

Anahtar Sözcükler: Kararlılık, Kesirli Dereceli Yaklaşık Analiz, Kesirli Dereceli Kontrolör, Maksimum Zaman Gecikmesi, Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu, Yüksek Frekans Kontrolü, Zaman Gecikmesi.

SUMMARY

STABILITY ANALYSIS OF TIME DELAYED LOAD FREQUENCY CONTROL SYSTEMS WITH FRACTIONAL ORDER CONTROLLERS

HORZUM, Serkan

Nigde Omer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Professor Dr. Saffet AYASUN

June 2018, 81 pages

Time delays have become inevitable due to the use of phasor measurement units (PMUs) and communication network in Load Frequency Control (LFC) systems. Such time delays adversely affect the dynamic performance and may even cause instability. In this thesis, a fractional order proportional – integral (PI) controller is used in a single-area LFC system and the impact of time delays on the system dynamics is investigated. A first and second order rational polynomial are used to approximately represent the fractional-order PI controller. An analytical method, Elimination of Exponential Terms is used to compute maximum time delay at which the LFC system will be marginally stable. Finally, the accuracy of theoretical delay margin is investigated by time-domain simulations. The result indicate that approximation of fractional order PI controller destabilize the LFC system. Moreover, the accuracy of results indicate that the proposed theoretical method is an appropriate method to compute stability delay margins of LFC system.

Keywords: Stability, Grade Approximate Analysis, Fractional Grade Controller, Delay Margin, Control, Direct Method, Load Frequency Control, Time Delay.

ÖN SÖZ

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, haberleşme ve veri transferinden kaynaklanan zaman gecikmelerinin kesirli dereceli PI kontrolör içeren bir bölgeli YFK sistem dinamiğine olan etkisi araştırılmıştır. Bu amaçla, önce kesirli dereceli PI kontrolör 1. ve 2. dereceden rasyonel polinom fonksiyon olarak ifade edilmiştir. Daha sonra üstel terimin yok edilmesi yöntemi kullanılarak YFK sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri, PI kazanç ve kesir derecesinin farklı değerleri için analitik olarak hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre denetleyici tasarım ve kazanç değerlerinin seçiminde maksimum zaman gecikmelerinin mutlaka dikkate alınması gerektiği sonucuna varılmıştır. Ayrıca teorik ve benzetim sonuçları karşılaştırıldığında kesirli dereceli yaklaşık transfer fonksiyonlarının YFK sistem dinamiğini olumsuz etkilediğini ve hatta kritik değerleri aştığında kararsızlığa sebep olduğunu ortaya koymuştur. Ayrıca birinci ve ikinci dereceden kesirli dereceli yaklaşık transfer fonksiyonlarının, YFK sistemindeki etkisi ayrı ayrı incelenip sonrasında karşılaştırılmıştır.

Yüksek lisans tez çalışmamın yürütülmesi esnasında, çalışmalarına yön veren, bilgi ve tecrübesini esirgemeyen ve bana her türlü desteği sağlayan danışmanım, Sayın Prof. Dr. Saffet AYASUN' a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümündeki değerli öğretim elemanlarına, maddi ve manevi destekleri ile her zaman yanımda olan aileme teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
SİMGE VE KISALTMALAR DİZİNİ	xii
BÖLÜM I GİRİŞ	1
BÖLÜM II ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS SİSTEMİ	4
2.1 Yük Frekans Kontrolü	4
2.1.1 Jeneratör modeli	5
2.1.2 Yük modeli	7
2.1.3 Türbin modeli	8
2.1.4 Hız kontrol ünite modeli	9
2.2 Otomatik Üretim Kontrolü	14
2.2.1 Tek bölge sistemde otomatik üretim kontrolü	15
2.2.2 Çok bölge sistemde otomatik üretim kontrolü	16
2.3 Elektrik Güç Sistemlerinde Zaman Gecikmeleri	23
2.3.1 Haberleşme gecikmesinin sebepleri	25
BÖLÜM III KESİR DERECELİ PI KONTROLÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ BİR BÖLGELİ YFK SİSTEMİ	27
3.1 Giriş	27
3.2 Kesirli Dereceli PID Kontrollörler	27
3.3 Kesir Dereceli PI Kontrolör İçeren Zaman Gecikmeli Bir Bölge Yük Frekans Kontrol Sistemi	29
3.4 Kesir Dereceli Sistemlerin PI Kontrolörünün Tamsayı Dereceli Yaklaşımları	32
BÖLÜM IV ÜSTEL TERİMİN ELİMİNASYONU YÖNTEMİ	35
4.1 Giriş	35
4.2 Zaman Gecikmeli Sistemlerin Kararlılık Analizi	36

4.3 Zaman Gecikmeli Sistemlerde Gecikme Değerinin Hesaplanması: Üstel Terimin Eliminasyon Yöntemi.....	37
BÖLÜM V TEORİK MAKSİMUM ZAMAN GECİKME DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI.....	40
5.1 Kesir Dereceli PI Kontrolör İçeren Bir Bölgeli YFK Sistemi	40
5.2 Birinci Dereceden Tamsayı Yaklaşım Yük-Frekans Kontrol Sisteminin Analizi ...	41
5.3 İkinci Dereceden Tamsayı Yaklaşım Yük-Frekans Kontrol Sisteminin Analizi.....	45
BÖLÜM VI TEORİK SONUÇLARI BENZETİM ÇALIŞMALARI İLE DOĞRULANMASI.....	50
6.1 Giriş.....	50
6.1.1 Birinci dereceden tamsayı yaklaşımli PI kontrolör içeren bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminin benzetim analizi	50
6.1.2 İkinci dereceden tamsayı yaklaşımli PI kontrolör içeren bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminin benzetim analizi	58
BÖLÜM VII SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	67
KAYNAKLAR	69
EKLER	77
ÖZ GEÇMİŞ	81

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2. 1. Çeşitli iletişim bağlantılarıyla ilgili zaman gecikmesi değerleri	26
Çizelge 3.1. Farklı λ değerleri için yaklaşımlar	34
Çizelge 5.1. Sisteme ait parametre değerleri (Jiang Vd., 2012)	43
Çizelge 5.2. Birinci dereceden teorik hesaplanan maksimum gecikmeleri	44
Çizelge 5.3. İkinci dereceden teorik hesaplanan maksimum gecikmeleri	48
Çizelge 6.1. Birinci dereceden simulasyon ile bulunan maksimum gecikmeleri	51
Çizelge 6.2. İkinci dereceden simulasyon ile bulunan maksimum gecikmeleri	59

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Senkron jeneratör için LFC ve AVR diyagramı	5
Şekil 2.2. Jeneratör blok diyagramı	6
Şekil 2.3. Jeneratör ve yük blok diyagramı.....	7
Şekil 2.4. Jeneratör ve yükün blok diyagramı.....	8
Şekil 2.5. Tekrar ısıtılmayan buhar türbinleri için blok diyagramı.....	8
Şekil 2.6. Hız kontrol ünite sistemi.....	10
Şekil 2.7. Hız kontrol ünitesi kalıcı durum hız karakteristikleri.....	10
Şekil 2.8. Buhar türbini için hız kontrol sistemi blok diyagramı.....	12
Şekil 2.9. İzole edilmiş güç sistemi için LFC blok diyagramı.....	12
Şekil 2.10. LFC blok diyagramı, giriş $\Delta P_L(s)$ çıkış $\Delta\Omega(s)$	13
Şekil 2.11. İzole edilmiş güç sistemi için AGC blok diyagramı.....	15
Şekil 2.12. İzole edilmiş güç sistemi için AGC eşdeğer blok diyagramı	16
Şekil 2.13. İki bölgeli güç sistemi.....	17
Şekil 2.14. İki bölgeli güç sistemi için eşdeğer devre	17
Şekil 2.15. İki bölgeli bir sistem için yük-frekans kontrol blok diyagramı	20
Şekil 2.16. Bir ve iki bölgeli sistem için AGC blok diyagramı	22
Şekil 2.17. Ölçüm sistemlerindeki fazör ölçüm ünitelerinin yeri	22
Şekil 3.1. Bir bölgeli zaman gecikmeli YFK sistemi	30
Şekil 3.2. FOPI kontrolör içeren zaman gecikmeli bir bölgeli YFK sistemi.....	30
Şekil 4.1. Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre hareketi.....	37
Şekil 5.1. Bir bölgeli tamsayı yaklaşım yük frekans kontrol sisteminin dinamik modeli	40
Şekil 6.1. Zaman gecikmeli bir bölgeli birinci dereceden tamsayı yaklaşım içeren YFK sisteminin Simulink modeli	50
Şekil 6.2. $K_p=0.1$, $K_I=0.05$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 100$ sn için benzetim sonucu.....	52
Şekil 6.3. $K_p= 1$, $K_I= 1$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 0.2747$ sn için benzetim sonucu	53
Şekil 6.4. $K_p= 1$, $K_I= 1$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 0.285$ sn için benzetim sonucu	53
Şekil 6.5. $K_p= 1$, $K_I= 1$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 0.25$ sn için benzetim sonucu	54

Şekil 6.6. $K_P=1, K_I=0.4, \lambda=0.7, \tau_c= 0.4335$ sn için benzetim sonucu.....	55
Şekil 6.7. $K_P= 1, K_I= 0.4, \lambda=0.7, \tau_c=0.46$ sn için benzetim sonucu	55
Şekil 6.8. $K_P= 1, K_I= 0.4, \lambda=0.7, \tau_c=0.42$ sn için benzetim sonucu	56
Şekil 6.9. $K_P=1, K_I=0.05, \lambda=0.7, \tau_c= 0.580$ sn için benzetim sonucu.....	57
Şekil 6.10. $K_P= 1, K_I= 0.05, \lambda=0.7, \tau_c= 0.6$ sn için benzetim sonucu	57
Şekil 6.11. $K_P= 1, K_I= 0.05, \lambda=0.7, \tau_c= 0.56$ sn için benzetim sonucu	58
Şekil 6.12. Zaman gecikmeli bir bölgeyi yaklaşım içeren ikinci dereceden YFK sisteminin simulink modeli	58
Şekil 6.13. $K_P=0.1, K_I=0.05, \lambda=0.7, \tau_c= 100$ sn için benzetim sonucu.....	60
Şekil 6.14. $K_P= 1, K_I= 1, \lambda=0.7, \tau_c= 0.2381$ sn için benzetim sonucu	61
Şekil 6.15. $K_P= 1, K_I= 1, \lambda=0.7, \tau_c= 0.25$ sn için benzetim sonucu	61
Şekil 6.16. $K_P= 1, K_I= 1, \lambda=0.7, \tau_c= 0.23$ sn için benzetim sonucu	62
Şekil 6.17. $K_P=1, K_I=0.4, \lambda=0.7, \tau_c= 0.4115$ sn için benzetim sonucu.....	63
Şekil 6.18. $K_P= 1, K_I=0.4, \lambda=0.7, \tau_c= 0.425$ sn için benzetim sonucu	63
Şekil 6.19. $K_P= 1, K_I=0.4, \lambda=0.7, \tau_c= 0.4$ sn için benzetim sonucu	64
Şekil 6.20. $K_P=1, K_I=0.05, \lambda=0.7, \tau_c= 0.576$ sn için benzetim sonucu.....	65
Şekil 6.21. $K_P= 1, K_I=0.05, \lambda=0.7, \tau_c= 0.6$ sn için benzetim sonucu	65
Şekil 6.22. $K_P= 1, K_I=0.05, \lambda=0.7, \tau_c= 0.56$ sn için benzetim sonucu.....	66

SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
D	Yük sönümlenme sabiti
E	Jenaratörün terminal gerilimi
H	Per unit olarak jeneratör eylemsizlik sabiti
J	Eylemsizlik momenti
K_p	Oransal kontrolör
K_I	İntegral kontrolör
M	Jeneratör eylemsizlik sabiti
P_e	Elektriksel güç
P_m	Mekaniksel güç
p	Senkron makine kutup sayısı
R	Hız regülasyon düşüşü
T_a	İvmelendirme momenti
T_{ch}	Türbin zaman sabiti
T_e	Elektriksel moment
T_g	Devir sayısı regülatörü zaman sabiti
T_m	Mekanik moment
T_{ij}	i . ve j . kontrol bölgeleri arasındaki senkronizasyon güç katsayısı
X_{ara}	Hat reaktansı
W_k	Kinetik enerji
Δf	Frekans değişimi
ΔP_{ara}	Ara bağlantı hattı güç değişimi
ΔP_g	Hız Regülatörü çıkış gücü değişimi
ΔP_C	Kontrolör sinyalinin çıkışı

Simgeler	Açıklama
ΔP_L	Yük değişimi
ΔP_{ref}	Referans güç değişimi
ΔP_e	Elektriksel güç değişimi
ΔP_m	Jeneratörün mekanik gücünün değişimi
ΔP_V	Hidrolik yükselteç çıkış gücü değişimi
τ	Zaman gecikmesi
τ^*	Maksimum zaman gecikmesi
β	Frekans yönelim faktörü
δ	Faz açısı
ω_{sm}	Senkron hız
ω_m	Açısal hız
ω_e	Elektriksel açısal hız
ω_{NL}	Jeneratörün yüksüz durumdaki hızı
ω_{FL}	Jeneratörün tam yüklü durumdaki hızı
ω_0	Jeneratörün nominal veya ilgili hızı
$\Delta\omega_{ss}$	Sürekli durum frekans değişimi
θ_m	Rotorun açısal konum değişimi

Kısaltmalar	Açıklama
PMU	Fazör Ölçüm Birimi
YFK	Yük Frekans Kontrolü
OGR	Otomatik Gerilim Regülatörü
OÜK	Otomatik Üretim Kontrolü
PI	Oransal-Integral Kontrolör
mmf	Manyeto Motor Kuvveti
ACE	Bölge Kontrol Hatası
DFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
EHH	Gerilim Hattı Haberleşmesi
DSSS	Doğrudan Ardışık Spektrum Yayılım
FHSS	Frekans Atlamalı Yayık Spektrum

OFDM	Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama
VT	Gerilim Transdüseri
CT	Akım Transdüseri
p.u.	Per unit
Z.G.B.K	Zaman Gecikmesinden Bağımsız Kararlı



BÖLÜM I

GİRİŞ

Birçok fiziksel sistemin kontrolünde geri beslemeli denetleyici üzerinden bilgi sinyallerinin üretilmesi ve iletilmesi esnasında ihmal edilemeyen gecikmeler meydana gelmektedir. Bu gecikmelerin dikkate alındığı sistemler zaman gecikmeli sistemler olarak adlandırılır. Zaman gecikmesi mekaniksel iletimler, sıvı iletimleri, metalürjikel 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, bir bölgesel kesir dereceli kontrolörlü sistemlerin zaman gecikmeli yük frekans kontrol sistemine uygulanması incelenmiştir.

Yük frekans kontrolünde ortaya çıkan zaman gecikmeleri, sistem dinamiğini olumsuz etkileyerek kararsızlıklara neden olmaktadır. Bu nedenle, zaman gecikmeleri, kontrolör tasarım ve sistem dinamiğinin analizinde dikkate alınmalı ve zaman gecikmesi içeren güç sistemlerinin karmaşık dinamik analizlerinin yapılmasına imkan verecek analitik yöntemler geliştirilmelidir. Özellikle, sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesinin bilinmesi oldukça önemlidir. Maksimum zaman gecikme bilgisi, kontrolör tasarımı ve veri transferinde kullanılacak haberleşme ağ tipinin belirlenmesinde etkin bir rol oynamaktadır. Sistemin kararlılığı için, haberleşme ağında gözlemlenecek toplam zaman gecikmesinin maksimum zaman gecikmesinden daha düşük olacak şekilde bir haberleşme ağı seçilmelidir (Ayasun, 2009).

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 geliştirmek (Luque vd., 2002; 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 yöntem grubu maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında kullanılmaktadır. Frekans düzleminde kullanılan yöntemler sabit zaman gecikmesi içeren sistemlerin kararlılık analizinde kullanılmaktadır ve bu yöntemlerin ortak noktası sistemin sınırdaki kararlı olacağı tüm sanal köklerin belirlenmesidir. Bu tezde kullanılan yöntem Üstel terimin yok edilmesi yöntemidir (Ayasun vd., 2009; Ayasun vd., 2014; Walton ve Marshall, 1987; Sönmez vd., 2016).

Elektrik güç sistemlerinin kararlılık analizi için frekans düzleminde kullanılan bu yöntemlerle ilgili çalışmalar, 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 kararlı kılıcı içeren jeneratör uyarma kontrol sistemi için belirlenen denetleyici parametre değerlerinde sistemin sınırdaki kararlı olacağı zaman gecikmesi değerleri üstel terimin eliminasyon yöntemi ile hesaplanmıştır.

Endüstride sıkça kullanılan tam sayılı PI kontrolör yapısına ek olarak kesir dereceli PI kontrolörler de sıkça kullanılmaktadır. FOPI (PI^λ) kontrolörler, λ integrali ifadesini içeren kesir değeridir (Petras, 1999; Podlubny, 1999).

FOPI klasik PI kontrolörlere göre iki önemli özelliği vardır. Bu özellikler, kesirli kontrolörlerin kullanımı bir kontrol sisteminin tasarımında daha fazla esneklik sağlar ve kontrol edilebilen orijinal sistem kesirli bir sistem ise sistemin dinamik davranışlarını ayarlama da daha iyi bir fırsat elde edilir.

Bu tez çalışmasında; Matlab/Simulink programı ve Matlab M-file kullanılarak, kesir dereceli kontrolörün farklı parametreler için bir bölgesel YFK sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum gecikme değerleri belirlenmiştir. Maksimum zaman gecikmeler kesir dereceli yaklaşım kullanılarak farklı λ , K_p ve K_I değerlerinde Matlab/Simulink programı ilk önce birinci dereceden sisteme ikinci olarak ise ikinci dereceden sisteme uygulanmış ve teorik metotla bulunan maksimum zaman gecikmeleri ile karşılaştırılmıştır.

Bu tezin geriye kalan kısmı aşağıdaki biçimde düzenlenmiştir. Bölüm II'de yük frekans ve Otomatik Üretim Kontrolü konularında temel bilgiler sunulmakta ve güç sistemlerinde meydana gelen zaman gecikmeleri hakkında bilgi verilmiştir. Bölüm III'te kesirli dereceli sistemler tanımlanmış ve tamsayı dereceli yaklaşımı hakkında bilgi verilmiştir. Bölüm IV'de yük frekans kontrol sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesinin belirlenmesi için Üstel Terimin Eliminasyonu yöntemi ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Bölüm V'de zaman gecikmesi içeren birinci ve ikinci dereceden yaklaşımlı bir bölgesel YFK sisteminin Matlab M-file programı kullanılarak kararlılık analizleri sunulmuştur. Bölüm VI'de zaman gecikmesi içeren birinci ve ikinci dereceden yaklaşımlı bir bölgesel YFK sisteminin Matlab/Simulink programı kullanılarak benzetim analizleri sunulmuştur. Sonuç bölümünde ise elde edilen teorik ve benzetim sonuçları yorumlanmış ve ileride yapılabilecek araştırma konularında öneriler sunulmuştur.

BÖLÜM II

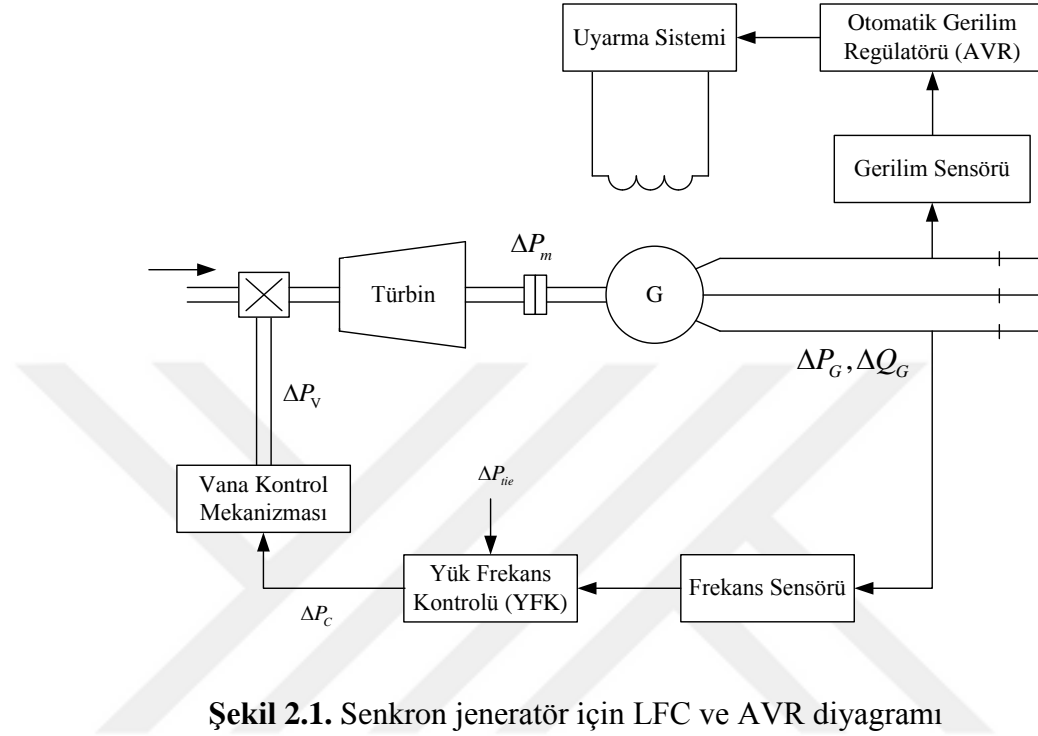
ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS SİSTEMİ

2.1 Yük Frekans Kontrolü

Yük frekans kontrolü (YFK) kavramı, güç sistemlerinin nominal çalışma şartlarındaki değişiklikler sonucu artan ya da azalan sistem frekansının ve bölgeler arasındaki bağlantı hatlardaki güç akışının yeniden nominal değerlerine getirilmesi olarak tanımlanmaktadır. Jeneratör hızı, rotorun hızı ile belirlendiği için frekansın kontrolü, jeneratör türbin hızının kontrolüne eşdeğer bir kavramdır. Yük frekans kontrolünün birinci görevi, frekansı belirli bir nominal değere ayarlamak ve seçilmiş jeneratörlerin aktif gücünü değiştirerek istenen değerlerde, kontrol alanları arasında güç alışverişini sağlamaktır. İkinci görevi ise, çalışma maliyetlerini minimum yapmak için üretimdeki gerekli değişimi birimler arasında paylaşmaktır. Temel olarak; güç sistemlerindeki kontrol bölgelerinde, yük frekans kontrol çevriminin rolü; aynı kontrol bölgesi içindeki bir ya da birkaç jeneratör ünitesinin aktif güç çıkışını ve frekansını kontrol etmektir. Tüm üretim kaynakları yük frekans kontrolüne iştirak ederlerse bu durumda sistem performansı mükemmelere yakın olabilir. Yük frekans kontrolü nedeniyle oluşan ilave maliyetler, sistem performansını yükseltmek suretiyle kabul edilebilir limitlere getirilebilir. Güç sisteminin yeterli kapasitede çalışabilmesi için frekans sabit kalmalıdır. YFK uygulamasının amaçları; sistem frekansını sabit tutmak, jeneratörler arasında yükü paylaşmak ve bağlantı hattında planlanan enerji alışverişini sağlamaktır. YFK sisteminin modeli Şekil 2.1'de bulunmakta olup, çalışma sistemi; bağlantı noktasındaki aktif güç değişimi (ΔP_g) ve frekans değişimi (Δf), rotor açısındaki değişimlerin ölçümleri ile belirlenir. Hata sinyali, örneğin Δf ve ΔP_{tie} , yükseltilip, karıştırılarak aktif güç yetki sinyaline (ΔP_v) dönüştürülür ve böylece torkta oluşacak artış için tahrik makinesine sinyal gönderilir (Saadat,1999; Kundur, 1994) .

Bundan dolayı, tahrik makinesi, jeneratör çıkışından ΔP_g miktarında bir değişim vererek, belirli toleranslar dahilinde Δf ve ΔP_{tie} değerlerinde değişikliğe neden olur. Bir kontrol sisteminin tasarımı ve analizi yapılırken ilk yapılması gereken şey, sistemin dinamik modelinin elde edilmesidir. Bu modellerden yaygın olarak kullanılanlardan biri

transfer fonksiyonu metodu diğeri de durum değişken yaklaşımı metodudur (Saadat,1999).



Şekil 2.1. Senkron jeneratör için LFC ve AVR diyagramı

Durum değişken yaklaşımı metodu, lineer olmayan sistemlere de uygulanabilir. Transfer fonksiyonu ve lineer durum eşitliklerini kullanabilmek için, sistem öncelikle lineer duruma getirilmelidir. Sistemin tanımlanması için, matematiksel eşitliklerle uygun varsayımlar ve yaklaşımlar yapılarak, sistem lineer duruma getirilir. Böylece, birbirini takip eden bileşenler elde etmek için transfer fonksiyonu modeline ihtiyaç duyulur (Saadat,1999).

2.1.1 Jeneratör modeli

Bir senkron makineye salınım denklemi uygulanırsa, küçük bir hata ile;

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} = \Delta P_m - \Delta P_e \quad (2.1)$$

veya hızdaki küçük sapma şartları altında;

$$\frac{d\Delta \frac{\omega}{\omega_s}}{dt} = \frac{1}{2H}(\Delta P_m - \Delta P_e) \quad (2.2)$$

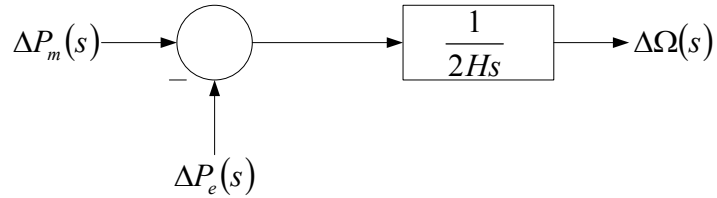
her üniteye hız ile ifade edilen

$$\frac{d\Delta \omega}{dt} = \frac{1}{2H}(\Delta P_m - \Delta P_e) \quad (2.3)$$

İfadesi Denklem (2.3)'e Laplace dönüşümünü uygulırsa;

$$\Delta \Omega(s) = \frac{1}{2Hs} [\Delta P_m(s) - \Delta P_e(s)] \quad (2.4)$$

ifadesi elde edilir. Yukarıdaki bu ifadenin blok diyagramı Şekil 2.2'de gösterilmiştir (Saadat,1999).



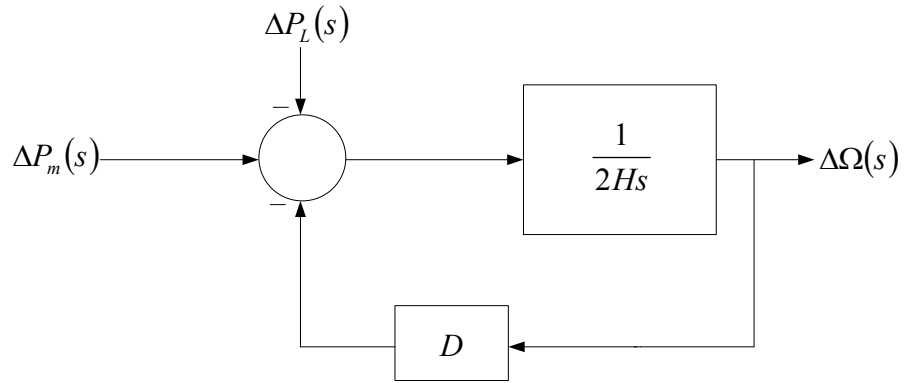
Şekil 2.2. Jeneratör blok diyagramı

2.1.2 Yük modeli

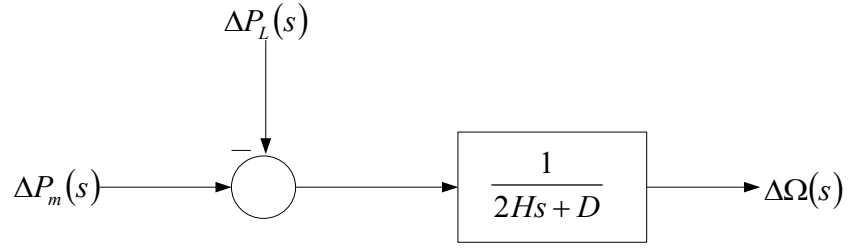
Bir güç sistemindeki yük, elektrikli cihazların çeşitliliğinden oluşur. Rezistif yüklerde (aydınlatma ve ısıtıcı yükleri gibi) elektriksel güç, frekanstan bağımsızdır. Motor yükleri ise, frekanstaki değişimlere karşı duyarlıdır. Frekanstaki bu duyarlılık, bütün hareketli donanımların hız-yük karakteristiklerinin karmasına bağlıdır (Saadat,1999; Kundur, 1994) . Karma yükün hız-yük karakteristiği;

$$\Delta P_e = \Delta P_L + D\Delta\omega \quad (2.5)$$

şeklinde olur. Denklem (2.5)'de ΔP_L , frekansa duyarlı olmayan yük değişimi; $D\Delta\omega$, frekansa duyarlı yük değişimini; D ise yükteki yüzde değişimin frekanstaki yüzde değişime oranı olarak verilmektedir. Örneğin, frekansta olabilecek %1 lik bir değişim yükte %1.6 bir değişime sebep oluyorsa $D=1.6$ 'dır. Şekil 2.3'te jeneratör blok diyagramı yük modeli ile birlikte gösterilmiştir. Şekil 2.3'teki basit geri besleme dönüşümü ortadan kaldırılarak, Şekil 2.4'teki blok diyagramı elde edilebilir (Saadat, 1999).



Şekil 2.3. Jeneratör ve yük blok diyagramı



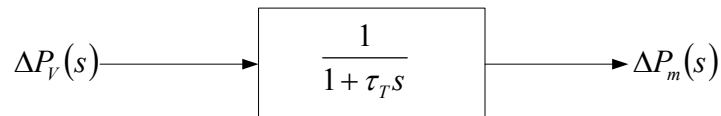
Şekil 2.4. Jeneratör ve yükün blok diyagramı

2.1.3 Türbin modeli

Mekanik gücün kaynağı, genellikle tahrik makinesi olarak bilinen hidrolik santrallerdeki hidrolik türbinler; kömür, gaz, nükleer yakıtların yanmasıyla elde edilen enerjinin buhar türbinlerinde kullanılması ve gaz türbinleridir. Şekil 2.5'teki türbin modeli için; mekanik çıkış gücündeki değişimler (ΔP_m), buhar valf durumundaki değişimlerle (ΔP_v) bağlantılıdır. Genel karakteristikler içerisinde çok farklı türbin tipleri bulunmaktadır (Saadat, 1999). Tekrar ısıtma yapılamayan buhar türbinleri için en basit tahrik makinesi modelinde tek bir zaman sabiti yaklaşımı yapılırsa, transfer fonksiyonu aşağıdaki biçimde ifade edilebilir.

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_m(s)}{\Delta P_v(s)} = \frac{1}{1 + \tau_T s} \quad (2.6)$$

Zaman sabiti τ_T , genellikle 0.2 ile 2.0 saniye arasında bir değer alır.



Şekil 2.5. Tekrar ısıtılmayan buhar türbinleri için blok diyagramı

2.1.4 Hız kontrol ünite modeli

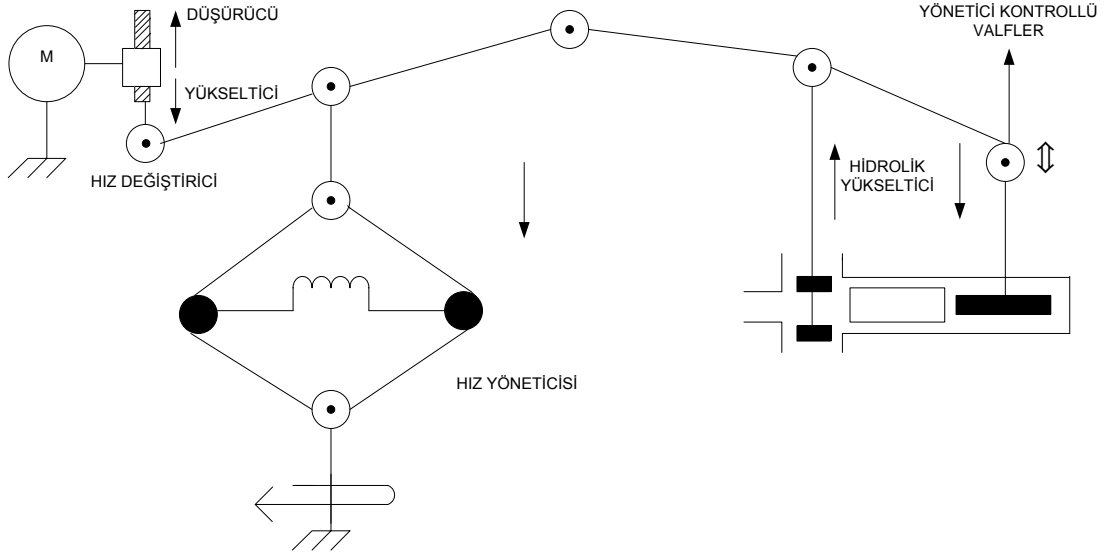
Jeneratörün elektriksel yükü aniden artırıldığında; elektriksel güç, mekanik güç girişini aşar. Bu güç yetersizliği, döner sistemde depolanan kinetik enerjiden karşılanır. Kinetik enerjide meydana gelen azalma, türbin hızını etkiler ve sonuç olarak jeneratör frekansı düşer. Hızdaki bu değişim türbin hız regülatörü tarafından hissedilir. Bu durumda türbin giriş vanasının ayarlanması sayesinde, mekanik güç çıkışı, yeni kalıcı durum hızına getirilerek sağlanır. En önce devreye giren kontrol ünitesi Hız Kontrol Ünitesidir. Bunlar sayesinde hızı hisseder ve hızdaki değişimi mekaniksel hareket ile sağlar. Fakat en modern kontrol ünitelerinde hız değişimini hissetmek için elektronik araçlar kullanılmaktadır (Saadat, 1999). Şekil 2.6'da bir Hız Kontrol Ünitesi'nin gerekli parçaları şematik olarak gösterilmiştir.

1.Hız Kontrol Ünitesi: Gerekli parçaları, türbin dingili tarafından kullanılan santrifüjlü flyball veya dişli takımlarıdır. Mekanizma, düşey hareketi aşağı ve yukarı yönlerde, orantılı olacak şekilde yaparak, hız değişimini sağlar.

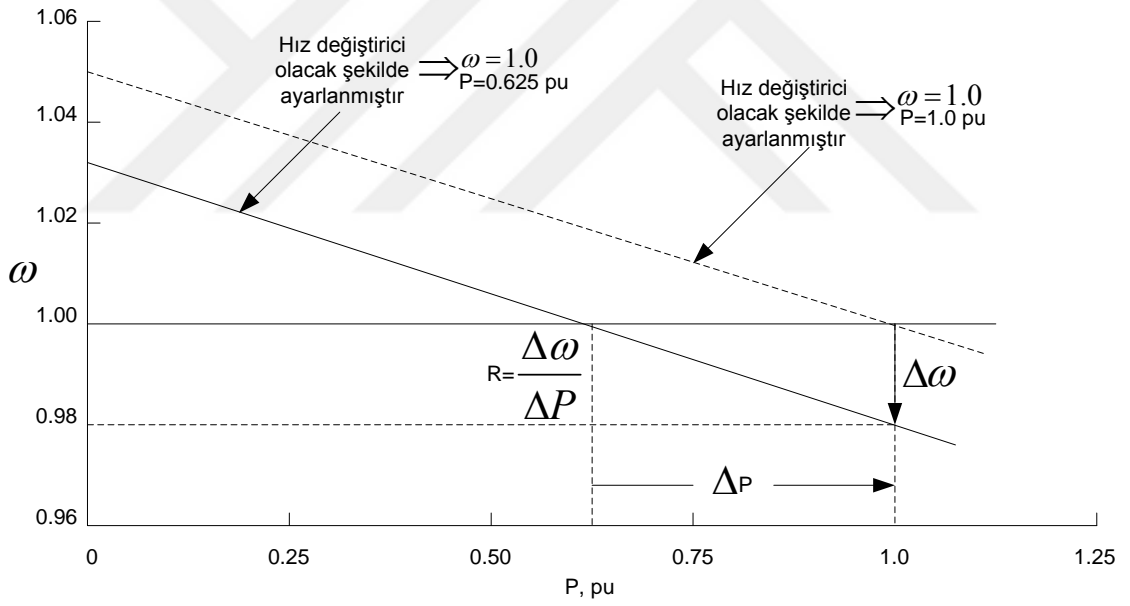
2.Bağlantı Mekanizması: Bir hidrolik yükseltici sayesinde flyball'daki hareket dönüşümü, türbin vanalarına gönderilir ve türbin vana hareketinden bir geri besleme sağlanır.

3.Hidrolik Yükseltici: Buhar vanalarının kontrolünün sağlanması için, büyük ölçekli mekaniksel güçlere ihtiyaç duyulur. Bu yüzden kontrol ünitesi hareketleri, hidrolik yükselticilerin birçok aşamasıyla yüksek güçlü kuvvetlere dönüştürülür.

4.Hız Değiştirici: Hız değiştirici, nominal çalışma frekansında yükü programlamak için elle yada otomatik olarak kontrol edilebilen bir servo motordan oluşur. Düzeltme noktası ayarlanarak, istenilen yük değişimi nominal çalışma frekansında programlanabilir.



Şekil 2.6. Hız kontrol ünite sistemi



Şekil 2.7. Hız kontrol ünitesi kalıcı durum hız karakteristikleri

Kalıcı durum için, yük arttığı zaman hızı düşürmek amacıyla, hızın düşmesine izin verecek şekilde kontrol üniteleri tasarlanmıştır. Şekil 2.7’de bir hız kontrol ünitesine ait kalıcı durum karakteristiklerini göstermektedir (Saadat,1999; Kundur, 1994) .

Eğrinin eğimi, hız regülasyonunu temsil etmektedir (R). Hız kontrol üniteleri, sıfırdan tam yüke kadar %5–6 civarında bir hız regülasyonuna sahiptir. Kontrol ünite mekanizması, bir karşılaştırıcı gibi davranır. Bu karşılaştırıcı çıkışı ΔP_g , referans ayar gücü olan ΔP_{ref} ile kontrol ünitesi hız karakteristiklerinden verilen güç olan $\frac{1}{R}\Delta\omega$ arasındaki farka eşittir.

$$\Delta P_g = \Delta P_{ref} - \frac{1}{R}\Delta\omega \quad (2.7)$$

ya da s düzleminde

$$\Delta P_g(s) = \Delta P_{ref}(s) - \frac{1}{R}\Delta\Omega(s) \quad (2.8)$$

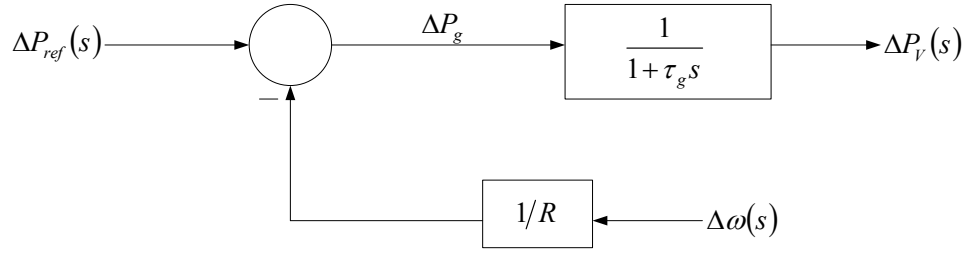
şeklinde ifade edilir.

ΔP_g gücü, hidrolik yükseltici sayesinde buhar valf pozisyonu gücü olan ΔP_v ye dönüştürülür. Lineer bir ilişki olduğu ve basit bir zaman sabiti olduğu kabul edilerek s düzleminde ilişkisi,

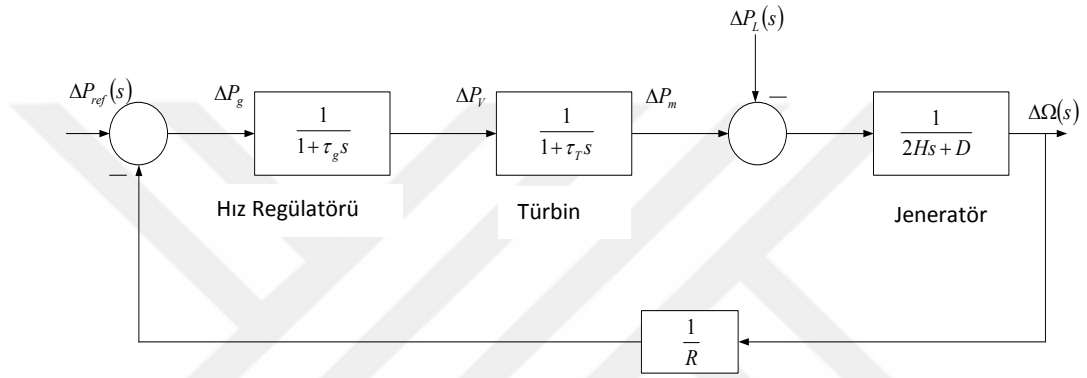
$$\Delta P_v(s) = \frac{1}{1 + \tau_g s} \Delta P_g(s) \quad (2.9)$$

şeklinde ifade edilir.

Denklem (2.8) ve (2.9) eşitlikleri Şekil 2.8’de gösterilen blok diyagramda görülmektedir. Şekil 2.4, Şekil 2.5 ve Şekil 2.8’de yer alan blok diyagramlar bir araya getirilirse, güç sisteminden izole edilmiş sistemin yük-frekans kontrolünü gösteren blok diyagramı elde edilir. Bu blok diyagramı Şekil 2.9’da verilmiştir.



Şekil 2.8. Buhar türbini için hız kontrol sistemi blok diyagramı



Şekil 2.9. İzole edilmiş güç sistemi için LFC blok diyagramı

Şekil 2.9'daki blok diyagramında; $-\Delta P_L(s)$ yük değişimi giriş olarak; $\Delta\Omega(s)$ frekans sapması da çıkış olarak yeniden çizilirse, Şekil 2.10'daki blok diyagram elde edilir. Şekil 2.10'ndaki blok diyagramın açık-çevrim transfer fonksiyonu;

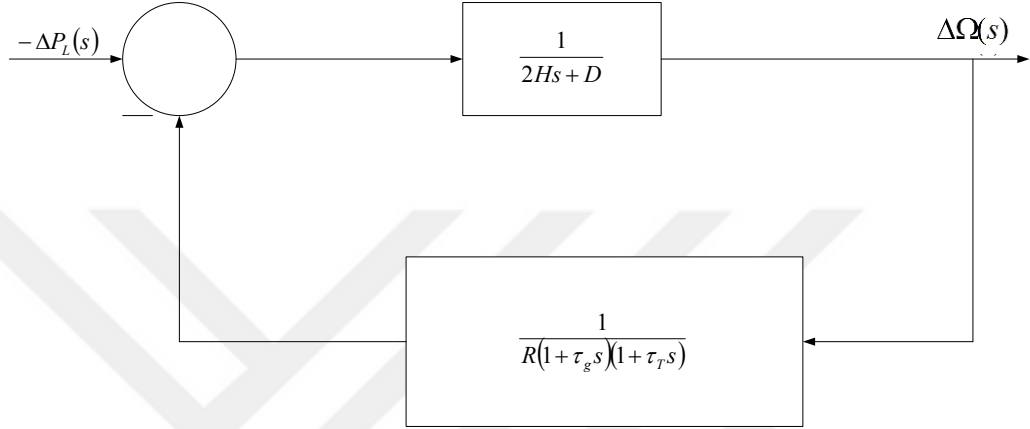
$$KG(s)H(s) = \frac{1}{R} \frac{1}{(2Hs+D)(1+\tau_g s)(1+\tau_T s)} \quad (2.10)$$

ve yük değişimi ΔP_L , frekans sapması $\Delta\Omega$ olunca kapalı-çevrim transfer fonksiyonu

$$\frac{\Delta\Omega(s)}{-\Delta P_L(s)} = \frac{(1+\tau_g s)(1+\tau_T s)}{(2Hs+D)(1+\tau_g s)(1+\tau_T s) + 1/R} \quad (2.11)$$

$$\Delta\Omega(s) = -\Delta P_L(s)T(s) \quad (2.12)$$

şeklinde ifade edilir.



Şekil 2.10. LFC blok diyagramı, giriş $\Delta P_L(s)$ çıkış $\Delta\Omega(s)$

Yük değişimi bir basamak girişidir, örneğin $\Delta P_L(s) = \Delta P_L / s$. Son değer teoreminden yararlanırsak, $\Delta\omega$ nın kalıcı durum değeri

$$\Delta\omega_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s\Delta\Omega(s) = (-\Delta P_L) \frac{1}{D + 1/R} \quad (2.13)$$

şeklinde bulunur. Sistemde frekansa duyarlı yük olmadığı takdirde ($D=0$), frekanstaki kalıcı durum sapması kontrol ünitesi hız regülasyonu tarafından belirlenir ve aşağıdaki gibi

$$\Delta\omega_{ss} = (-\Delta P_L)R \quad (2.14)$$

ifade edilir.

Kontrol ünitesi hız regülasyonu ile birlikte birçok jeneratör sisteme bağlandığı zaman, frekans içindeki kalıcı durum sapması

$$\Delta\omega_{ss} = (-\Delta P_L) \frac{1}{D + 1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_n} \quad (2.15)$$

haline gelir. Burada R_1, R_2, \dots, R_n n adet jeneratörün hız regülasyon katsayısını ifade etmektedir.

2.2 Otomatik Üretim Kontrolü

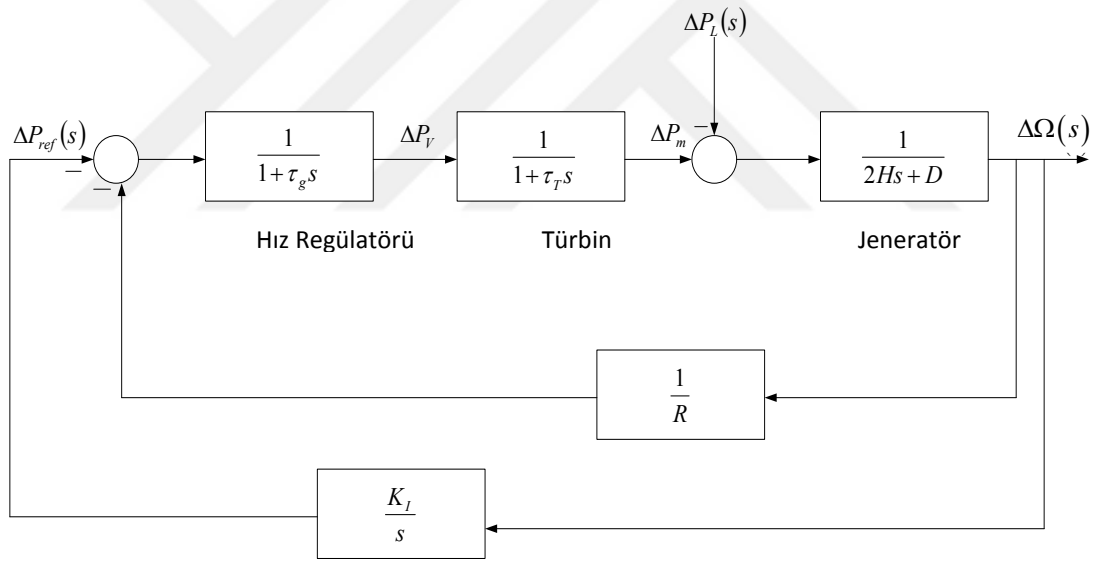
Eğer sistemdeki yük artırılırsa, hız kontrol ünitesi tarafından yeni yüke göre buhar girişi değeri ayarlanmadan önce türbin hızı düşer. Hız değerindeki değişim azaldığında, hata sinyali küçülür ve hız kontrol ünitesi flyball bileşeni sabit hız durumunu sürdürebileceği noktaya doğru yaklaşmaya çalışır. Fakat bu sabit hız ayar noktası olmayacaktır, sadece bir offset durumunu belirtecektir. Hız veya frekansı ayarlamanın bir yolu da, sistemin nominal değerinde bir integral kontrolör eklenmesidir. İntegral kontrolör ünitesi, sistemde bir periyot içinde meydana gelen ortalama hataları gösterir ve offset durumunun üstesinden gelebilir. Bu özelliklerinden dolayı sistemi tekrar ayar noktasına döndürebilir, bu yüzden bu integral hareketleri, kalıcı hal durumuna geçiş olarak isimlendirilir. Bu nedenle sistem yükünde devamlı olarak meydana gelen değişimlerde, frekans değeri nominal çalışma şartlarına ayarlanarak, üretimin kontrolü sağlanabilir. Bu çalışma sistemi, Otomatik Üretim Kontrolü (AGC) olarak adlandırılır (Saadat, 1999).

Birçok kontrol bölgesinden oluşan bir enterkonnekte şebekede AGC'nin görevi; yükleri sistemde bulunan jeneratörlere dağıtmak ve böylece düzgün frekans koşullarını sürdürürken, bağlantı noktalarında meydana gelen planlanmış güç değişimlerinin kontrolünü doğru yapmak ve maksimum ekonomi koşullarını sağlamaktır. Yapılan inceleme zamanla değişmeyen sistemler için geçerlidir ve bu yüzden kalıcı durum

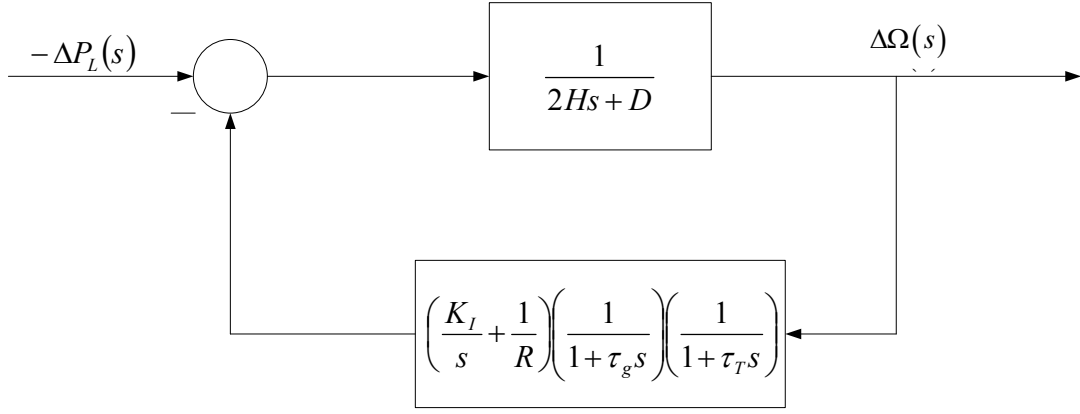
başarısı sağlanmaktadır. Büyük sistemlerde meydana gelen geçici arızalar ve acil durumlarda, AGC devre dışı bırakılır ve diğer acil uygulamalar kullanılır. Bir sonraki bölümde, AGC'nin bir enterkonnekte güç sisteminde olduğunu düşünerek incelemeler yapılacaktır.

2.2.1 Tek bölge sistemde otomatik üretim kontrolü

Başlıca yük-frekans kontrolü dönüşümlerinde, sistem yükünde meydana gelen değişimler, kontrol ünitesi hız regülasyonuna bağlı olarak kalıcı durum frekans sapmasına neden olurlar. Frekans sapmasını sıfıra düşürmek için, kalıcı hal geçiş hareketi sağlanmak zorundadır. Bu hareketi, sistem üzerinde bir integral kontrolör tanımlanıp, yük referans ayarlarını düzeltmek suretiyle, hız ayar noktası değiştirilmiş olur (Saadat, 1999; Kundur, 1994; Arifoğlu, 2002).



Şekil 2.11. İzole edilmiş güç sistemi için AGC blok diyagramı



Şekil 2.12. İzole edilmiş güç sistemi için AGC eşdeğer blok diyagramı

İntegral kontrolör, sistem tipini 1 artırır. Yük-frekans kontrolü sistemi, ikincil kontrol ilavesi ile Şekil 2.11’de gösterilmiştir.

İstenilen geçici bir cevap için, integral kontrolör kazancı K_I mutlaka ayarlanmalıdır. Paralel kolların birleştirilmesi sonucu oluşan eşdeğer devre Şekil 2.12’ de verilmiştir. Şekil 2.12’deki blok diyagram için kapalı çevrim transfer fonksiyonu yazılırsa,

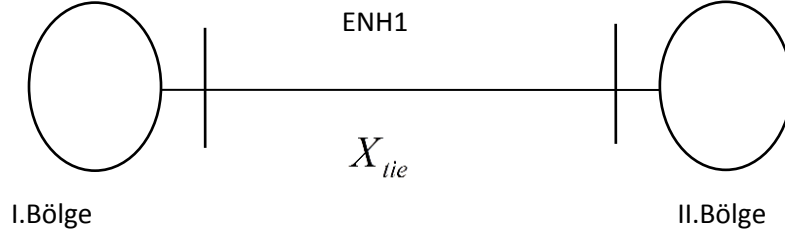
$$\frac{\Delta\Omega(s)}{-\Delta P_L(s)} = \frac{s(1 + \tau_g s)(1 + \tau_T s)}{s(2Hs + D)(1 + \tau_g s)(1 + \tau_T s) + K_I + s/R} \quad (2.16)$$

şeklinde olur.

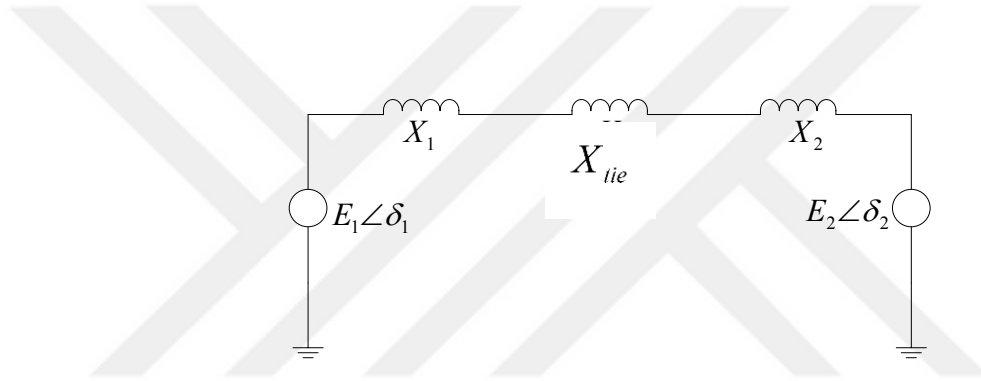
2.2.2 Çok bölgeli sistemde otomatik üretim kontrolü

Birçok durumda, jeneratörlerin bir bölümü birbirleriyle yakından kuplajlıdır ve uyum içinde çalışırlar. Bundan başka, jeneratör türbinleri aynı cevap karakteristiklerine sahip olmak isterler. Bunun gibi jeneratörlerin bir bölümü uyumludurlar. Bölge kontrolü yerine, yük frekans kontrolü ile tüm sistemin tanımlanması mümkündür. Çok bölgeli sistemlerde otomatik üretim kontrolünün gerçekleştirilmesi için, öncelikle Şekil 2.13’ te bulunan 2 bölgeli sistem üzerinde çalışılmalıdır. Enterkonnekte eşdeğer üretim ünitesinin bağlantı hattı ile kayıpsız olduğu ve reaktansı X_{ie} olan iki bölgenin verildiği

kabul edilir. Her bir bölge bir gerilim kaynağı ve eşdeğer reaktanstan oluşmak üzere Şekil 2.14'te gösterilmiştir (Saadat, 1999; Kundur, 1994) .



Şekil 2.13. İki bölge güç sistemi



Şekil 2.14. İki bölge güç sistemi için eşdeğer devre

Normal çalışma pozisyonunda Şekil 2.13'de gösterildiği gibi; I.bölgeden II.bölgeye aktarılan aktif güç değeri,

$$P_{12} = \frac{|E_1||E_2|}{X_{12}} \sin \delta_{12} \quad (2.17)$$

$$X_{12} = X_1 + X_{tie} + X_2, \quad \delta_{12} = \delta_1 - \delta_2$$

şeklinde verilebilir.

Denklem (2.17), bağlantı noktası için küçük bir sapmayla lineer hale dönüştürülebilir.

$$\Delta P_{12} = \left. \frac{dP_{12}}{d\delta_{12}} \right|_{\delta_{12_0}} \Delta \delta_{12} = P_s \Delta \delta_{12} \quad (2.18)$$

P_s 'nin değeri, başlangıç çalışma açısındaki güç açı eğrisinin eğimidir $\delta_{12_0} = \delta_{1_0} - \delta_{2_0}$

. Bu durum senkronize edilmiş güç katsayısı olarak tanımlanır. Bu nedenle

$$P_s = \left. \frac{dP_{12}}{d\delta_{12}} \right|_{\delta_{12_0}} = \frac{|E_1||E_2|}{X_{12}} \cos \Delta \delta_{12_0} \quad (2.19)$$

eşitliğini elde ederiz. Bağlantı noktası güç saptması, bu formdan çıkarılırsa;

$$\Delta P_{12} = P_s (\Delta \delta_1 - \Delta \delta_2) \quad (2.20)$$

elde edilir.

Bağlantı noktası güç akışı, akışın yönüne bağlı olarak bir bölgede yük artışı, diğer bölgede yük düşüşü olarak ortaya çıkar. Akışın yönü, faz açısı farkı ile belirlenmiştir. Eğer $\Delta \delta_1 > \Delta \delta_2$ ise güç akışı; (1) nolu bölgeden, (2) nolu bölgeye doğru gerçekleşir. Şekil 2.15'de iki bölge bir sistemde primer kontrol çevrimi içeren yük-frekans kontrolü blok diyagramı yer almaktadır. Yük değişimi ΔP_{L1} (1) nolu bölgede olduğunda; kalıcı durum halinde, her iki bölgede aynı kalıcı hal frekans sapmasına sahip olacaklardır.

$$\Delta \omega = \Delta \omega_1 - \Delta \omega_2 \quad (2.21)$$

ve

$$\Delta P_{m1} - \Delta P_{12} - \Delta P_{L1} = \Delta \omega D_1 \quad (2.22)$$

$$\Delta P_{m2} + \Delta P_{12} = \Delta \omega D_2$$

Mekanik güç değişimi, kontrol ünitesi hız karakteristikleri tarafından belirlenir ve

$$\Delta P_{m1} = \frac{-\Delta \omega}{R_1} \quad (2.23)$$

$$\Delta P_{m2} = \frac{-\Delta \omega}{R_2}$$

(2.23) eşitlikleri, (2.22) eşitliğinde yerine konularak $\Delta \omega$ nın çözümü yapılırsa;

$$\Delta \omega = \frac{-\Delta P_{L1}}{\left(\frac{1}{R_1} + D_1\right) + \left(\frac{1}{R_2} + D_2\right)} = \frac{-\Delta P_{L1}}{B_1 + B_2} \quad (2.24)$$

$$B_1 = \frac{1}{R_1} + D_1 \quad (2.25)$$

$$B_2 = \frac{1}{R_2} + D_2$$

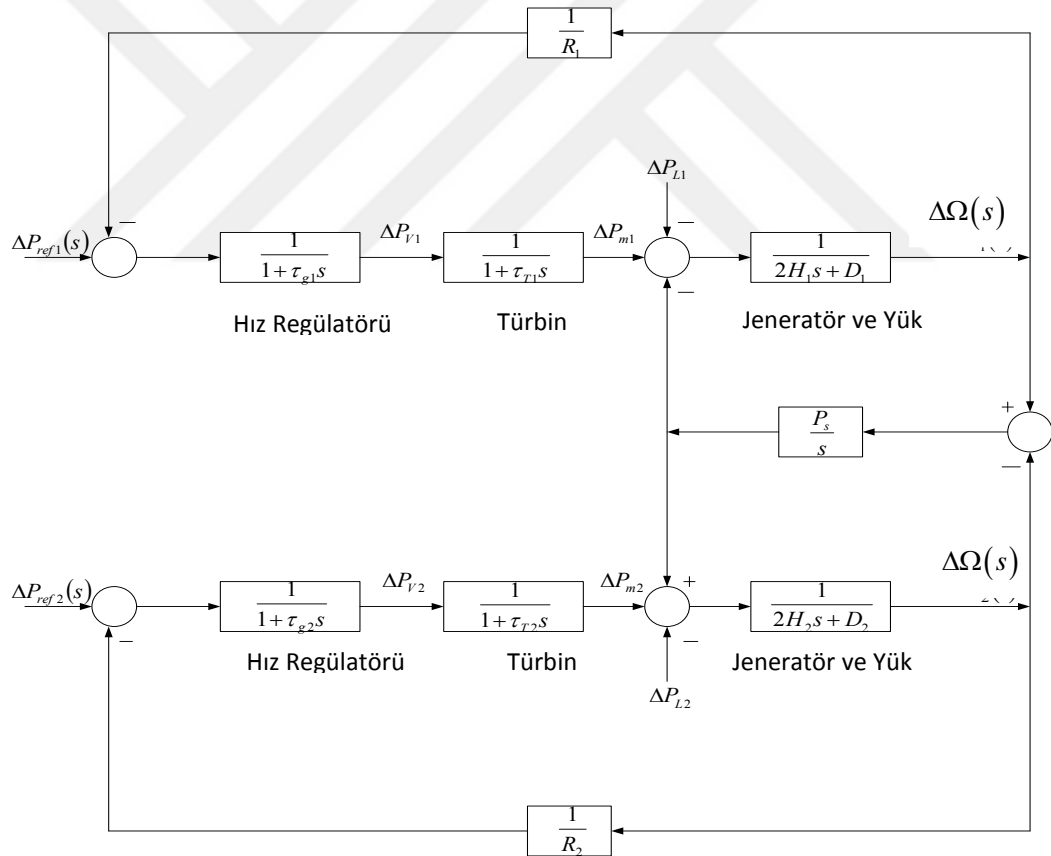
B_1 ve B_2 frekans bias faktörleri olarak tanımlanır. Bağlantı noktasındaki güç değişimi,

$$\Delta P_{12} = -\frac{\left(\frac{1}{R_2} + D_2\right)\Delta P_{L1}}{\left(\frac{1}{R_1} + D_1\right)\left(\frac{1}{R_2} + D_2\right)} = \frac{B_2}{B_1 + B_2}(-\Delta P_{L1}) \quad (2.26)$$

şeklinde elde edilir.

Normal çalışma modu için basit kontrol stratejileri aşağıdaki gibi verilebilir:

- 1) Nominal çalışma frekansın korunması (50 Hz)
- 2) Çalışma programındaki bağlantı hattı akışının sürdürülmesi
- 3) Her bölgenin kendi yük değişimini karşılaması



Şekil 2.15. İki bölge için yük-frekans kontrol blok diyagramı

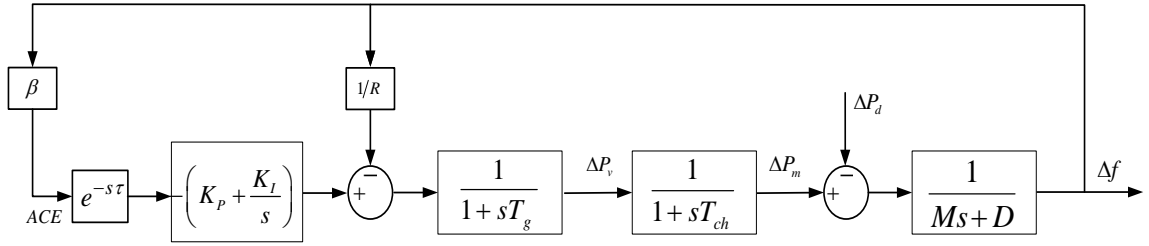
Her bir bölgenin, bölge kontrol hatasını sıfıra çekmeye çalıştığı yerlerde geleneksel yük-frekans kontrolü, bağlantı hattı bias kontrolüne dayanmaktadır. Her bir bölgenin kontrol hatası (Area Control Error, ACE), bağlantı hattı hatası ve frekansın lineer kombinasyonundan oluşur.

$$ACE_i = \sum_{j=1}^n \Delta P_{ij} + K_i \Delta \omega \quad (2.27)$$

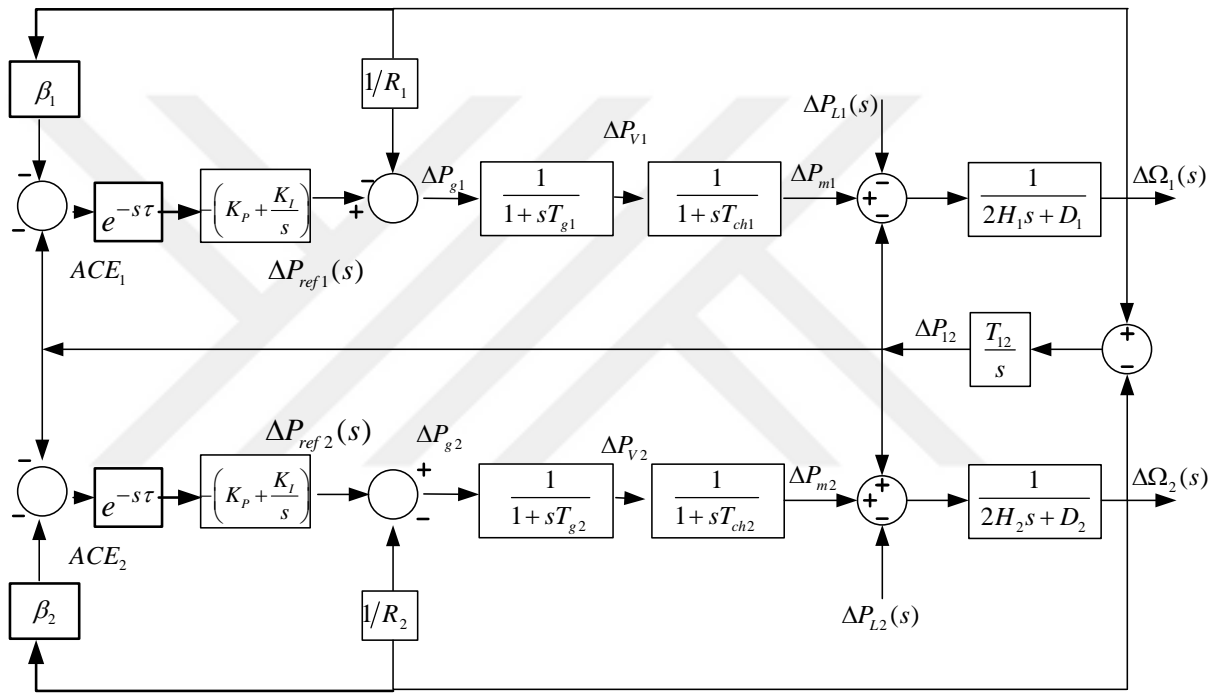
Bölge biaslaması K_i , komşu bölgelerde meydana gelen bir arıza esnasında bölgelerin birbirini etkileme miktarını belirler. Bölge biaslaması K_i , frekans bias faktörüne eşit seçildiği zaman tüm bölge için istenilen çalışma performansına ulaşılır, örneğin, $B_i = \frac{1}{R_i} + D_i$. Bu nedenle, iki bölgeli bir sistem için ACE;

$$\begin{aligned} ACE_1 &= \Delta P_{12} + B_1 \Delta \omega_1 \\ ACE_2 &= \Delta P_{21} + B_2 \Delta \omega_2 \end{aligned} \quad (2.28)$$

haline gelir. Böylece ΔP_{12} ve ΔP_{21} programlanan çalışma seviyesine ulaşır. Bölge kontrol hatası aktivasyon sinyallerini kullanarak, referans güç ayar noktalarında değişiklikleri oluşturur ve kalıcı hal durumuna ulaşıldığında ΔP_{12} ve $\Delta \omega$ değerlerini sıfıra götürür. İntegral kazanç değeri, bölgenin kararsızlık moduna gitmesini önleyecek kadar küçük seçilmelidir. Şekil 2.17 da iki bölgeli bir sistemin basit AGC blok diyagramı görülmektedir. Blok diyagramı kolaylıkla n -bölgeli bir sistem için genişletilebilir.



(a)



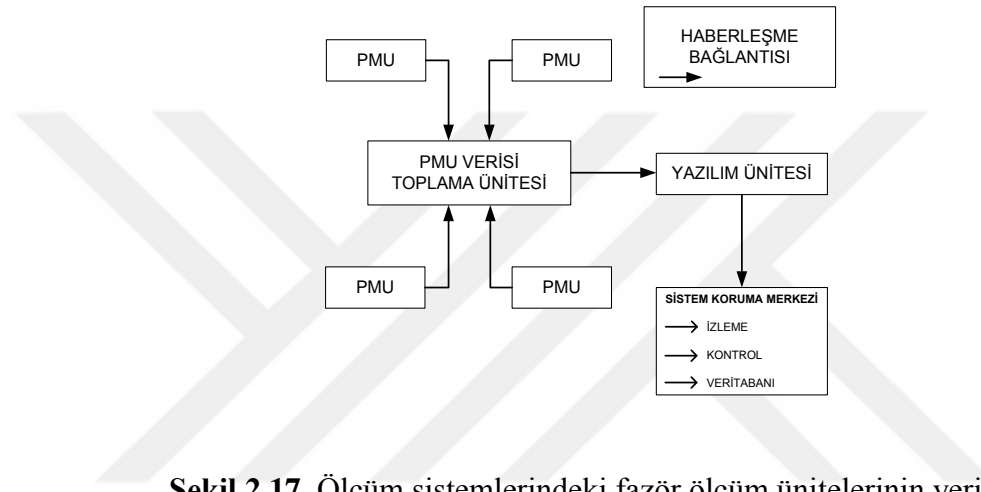
(b)

Şekil 2.16. Bir ve iki bölge için AGC blok diyagramı

Bir bölge YFK sistemi (a), İki bölge YFK sistemi (b)

2.3 Elektrik Güç Sistemlerinde Zaman Gecikmeleri

Güç sistemlerinde ölçüm sistemi olarak fazör ölçüm üniteleri (PMUs) kullanılmaktadır. Fazör ölçüm üniteleri akım, gerilim ve frekans gibi elektriksel büyüklükleri ayrık fourier dönüşümü (DFT) kullanarak ölçüm yapılmasını sağlar. Fazör ölçüm ünitesinin mesaj gönderim formatı ve bağlantının veri oranı sistemdeki haberleşme gecikmesini belirler. Ayrıca DFT'nin pencereleme boyutuna bağlı olarak işlem gecikmesi bulunmaktadır. (Naduvathuparambil vd., 2002)



Şekil 2.17. Ölçüm sistemlerindeki fazör ölçüm ünitelerinin yeri

Ölçüm sistemlerinde kullanılan haberleşme bağlantıları hem kablolu (telefon hatları, fiber optikler, güç hatları) hem de kablosuz (uydu haberleşmesi) haberleşme türlerini içermektedir. Meydana gelen gecikme süresinin büyüklüğü önemlidir ve bağlantı türü ile ilişkilidir. Bu yüzden güç sistem tasarımına ve analizine dahil edilmez. Ölçüm sistemleri için haberleşme türleri aşağıda verilmiştir (Naduvathuparambil vd., 2002).

1. Telefon hatları: Telefon hatlarının kullanımı günümüzde devam etmektedir ve hat üzerinden yaklaşık olarak 56 kbps veri transfer oranı sunmaktadır. Fakat trafo merkezlerinde izolasyon devrelerine ihtiyaç duyulmasından dolayı bu hız 9.6 kbps kadar düşer. Telefon hatlarının kullanımındaki avantaj, kurulumunun kolay olması ve kullanımının ekonomik olarak uygun olmasıdır. Çevirmeli veya kiralanmış hatlar bu tür sistemlerde kullanılmaktadır.

2.Fiber optik kablolar: Birçok tesis haberleşme amaçlı olarak fiber optik kabloları seçmekte ve fiber optik haberleşmeye talep hızlı bir şekilde artmaktadır. Fiber kablolar saniyede 50 milyondan 1 milyara kadar veri aktarım hızı sunabilmektedir. Ölçüm sistemlerinde bant genişliğinin küçük bir kısmı kullanılır ve geri kalan bant genişliği internet ve görüntülü görüşme gibi diğer servislerin sağlanması için kullanılmaktadır. Fiber optik kabloların RF ve atmosferik şartlardan etkilenmemesi ve yüksek bant genişliği sağlaması önemli avantajları olarak düşünülebilir. Fiber kabloların başlangıç kurulum maliyetlerinin yüksek olması ve uzun mesafeli kullanımlarda fiber optik sistem uzmanlarının yetersiz olması fiber optiklerin önemli dezavantajını oluşturmaktadır.

3.Uydu haberleşmesi: Düşük yörünge uyduları, güç sisteminin izlenmesini ve kontrolünü yapan sistem koruma merkezleri ve fazör ölçüm üniteleri arasında veri alışverişinde kullanılabilir. Uydu ile yapılan haberleşmenin yüksek maliyetli olması, bant genişliğinin dar olması ve bağlantı gecikmelerinin yaşanması gibi dezavantajları bulunmaktadır.

4.Gerilim hattı haberleşmesi: Gerilim hattı haberleşmesi (Power Line Communication) hızlı bir haberleşme tekniğidir. Mevcut elektrik şebekesi üzerinden 4 Mbps veri hızı sunarak ölçüm sistemlerinde kullanılmaktadır. Gerilim hattı teknolojisi ile veri ve sesin iletimi için orta ve düşük gerilimli elektrik şebekesi kullanılır. Bu sistemle hem ölçüm sistemindeki gerekli haberleşmeler hem de diğer ağ haberleşmeleri sağlanır. Doğrudan ardışık spektrum yayılımı (DSSS), frekans atlamalı yayık spektrum (FHSS) veya dikgen frekans bölüşümlü çoğullama (OFDM) gibi yayılım spektrum teknikleri kullanılarak çok yönlü yayılma ve aynı zamanda kanal sinyallerinin karışması nedeniyle haberleşme sorunları yaşanmakta böylece bit hata oranı artmaktadır.

5.Mikrodalga Haberleşmesi: Mikrodalga haberleşme sistemleri, kurulumunun kolay olması ve yüksek güvenilirlik sağlamasından dolayı kablosuz hatlarla kıyaslandığında daha fazla tercih edilmektedir. Sayısal mikrodalga bağlantıları analog mikrodalga bağlantılarının yerine tercih edilmektedir. Sayısal mikrodalga bağlantıları, frekans bandının 10 GHz'den daha yüksek ve 10 GHz'den daha düşük olmak üzere iki kategoriye ayrılabilir. 10 GHz'in altındaki frekans bantları 30 mil kadar mesafede uzun bir yayılım süresine sahiptir. 10 GHz'in üzerindeki frekans bantlarında 5 mil'den daha

az uzaklık sınırı vardır. Mikrodalga bağlantılarının kullanımında çok yollu yayılım ve sinyal sönümle dezavantajları bulunmaktadır.

2.3.1 Haberleşme gecikmesinin sebepleri

Güç sistemleri, fazör ölçüm üniteleri ve haberleşme bağlantıları içerdiğinden dolayı zaman gecikmeleri yaşanmaktadır. Meydana gelen bu zaman gecikmeleri aşağıdaki nedenlere bağlı olarak sıralanabilir (Naduvathuparambil vd., 2002).

1.Transdüser gecikmeleri: Gerilim transdüseri (VT) ve akım transdüseri (CT) örnekleme anında gerilimin ve akımın etkin değerlerini ölçmek için kullanılır.

2.DFT'nin pencereleme boyutu: DFT'nin pencereleme boyutu DFT kullanarak fazörleri hesaplamak için gerekli olan örnekleme sayıdır.

3.İşlem süresi: DFT'nin yardımıyla transdüser verilerinin fazör bilgisine dönüştürülmesi için gerekli süredir.

4.PMU çıkışının veri boyutu: Veri çerçevesi, üstbilgi çerçevesi ve konfigürasyon çerçevesinde bulunan bilgi bitlerinin boyutu PMU'nun veri boyutunu oluşturmaktadır.

5.Çoklayıcı ve veri alış verişi: Haberleşme bağlantıları ile veri alındığında ve iletildiğinde veri işleme cihazı ve haberleşme bağlantısı arasındaki veri alış verişi gecikmelere neden olur.

6.Haberleşme bağlantıları: Haberleşme bağlantısının tipi ve merkezi işlem ünitesine iletilen PMU çıkışının uzaklığı gecikme süresine eklenebilir.

7.Veri yoğunlaştırıcı: Veri yoğunlaştırıcıları, merkezi işlem biriminde bulunan veri toplama merkezleridir ve haberleşme bağlantısı üzerinden iletilen tüm PMU verilerini toplamaktadır.

Çizelge 2.1. Çeşitli iletişim bağlantılarıyla ilgili zaman gecikmesi değerleri

Haberleşme bağlantısı	Zaman gecikmesi (milisaniye)
Fiber optik kablo	≈ 100 – 150
Sayısal mikrodalga bağlantı	≈ 100 – 150
Gerilim hattı (PLC)	≈ 150 – 350
Telefon hattı	≈ 200 – 300
Uydu bağlantısı	≈ 500 – 700

Çizelge 2.1 güç sistemlerinde haberleşme bağlantılarının süresini göstermektedir. Fiber optik kablolarla yapılan haberleşme bağlantısında minimum zaman gecikmesi olmakta ve sistemin kararlılığı artırılır. Ancak uydu haberleşmesinde diğer haberleşme bağlantılarına göre zaman gecikmesinin yüksek olduğu görülmektedir(Naduvathuparambil vd., 2002). Bir ve iki bölgeli YFK sistemlerinin zaman gecikmesi ilave edilmiş blok diyagramı Şekil 2.17’de sunulmuştur.

BÖLÜM III

KESİR DERECELİ PI KONTROLÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ BİR BÖLGELİ YFK SİSTEMİ

3.1 Giriş

Bu Bölümde yük frekans kontrol (YFK) Sistemi için kesir dereceli PID kontrolörlerin avantajları, dezavantajları, matematiksel modelleri ve tamsayı yaklaşımı incelenmiştir. YFK sistemi izole edilmiş enterkonnekte güç sistemlerinde, kaliteli güç sağlamada çok önemli rol oynamaktadır. Kaliteli güç kaynağını korumak amacıyla, YFK sistemi yüksek bozunum yeteneğine ve parametrik belirsizliklere karşı dayanıklı olmalıdır. Kesir dereceli kontrolörler, değişken santral kazancı ve bozunumun yanısıra sabit durum hatasını ortadan kaldırma özelliğine sahip olmalıdır. Bu tür YFK sistemler için kesir dereceli PID kontrol sistemi (FOPID) oldukça uygundur. Bu FOPID kontrolörler ile daha önce kullanılan yöntemlere göre yüzde elli daha güvenilir sonuçlar elde edilmektedir (Sondhi ve Hote, 2014).

3.2 Kesirli Dereceli PID Kontrollörler

Modern zamanlarda elektrik enerjisinin ana kaynağı suyun akışından oluşan kinetik enerji, fosil yakıt ve nükleer fisyonun termal enerjisidir. Bu enerji senkron jeneratörler yardımıyla birincil sargıdaki mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürülür. Birincil sargı sistemi güç frekans dengesi ile kontrol edilir. Bu işlem genellikle YFK ve Ototmatik Üretim Kontrolü (AGC) ile kontrol edilebilir (Sondhi ve Hote, 2014; Kundur, 2012).

Bütün güç sistemleri üretim, iletim ve dağıtım ünitelerinden meydana gelir. Bu üniteler iletim hattının farklı noktalarında bulunur. Bu gibi sistemlerde frekans ve güç dalgalanması çok sık meydana gelir. Bu nedenle güç sisteminin öngörülen gerilim seviyeleri ve senkronizasyonu geçici bozulma sırasında muhafaza edilir. Böylece güç sistemindeki kararlılık sürdürülebilir. Bu senkronizasyon ve kararlılık kontrolü YFK sistemi tarafından gerçekleştirilmektedir. Böylece YFK sistemi, kaliteli ve güvenilir

elektrik enerjisi sağlayan enerji sistem tasarımı için önemli bir bileşen olarak kabul edilir (Sondhi ve Hote, 2014; Carpentier, 1985; Guazza, 1966).

Elektrik sistemi bir veya birkaç bölgele izole edilmiş enterkonnekte sistemin bir araya gelmesiyle oluşur. Bu tür elektrik sistemlerinde YFK sistemi önemli rol oynar. Bir bölgele güç sisteminde YFK sisteminin görevi nominal değer etrafındaki frekans dalgalanmalarını düzenlemektir. Fakat enterkonnekte güç sisteminde iki veya daha fazla alan bağımsız kontrol edilebilir. Bu gibi sistemlerde frekans ile birlikte her bir alan için üretimde kontrol edilmesi gerekir. Bu planlanmış güç alışverişini sürdürmek için gereklidir. Yük frekans kontrolünün ana amacı değişken talep edilen güç ile frekansın iki bölgele güç sisteminde nominal değerde tutulmasıdır. Buradaki ana düşünce yük ile jeneratör arasındaki dengedir. Bu konu izole edilmiş güç sisteminde uygulanmaz yani YFK sistemi sadece frekansı düzenler. Bunu başarmak için sağlam ve etkin bir kontrol algoritmasına ihtiyaç vardır. Yük frekans kontrolü yaparken birkaç önemli kural göz ardı edilmemelidir (Sondhi ve Hote, 2014; Shayeghi vd., 2009). Bunlar,

- a) Frekans sapmasının sıfırda tutması
- b) Yük bozunumunun reddetmesi
- c) Diğer alanlar arasındaki yük akışının minimum olması
- d) Modellemenin gerçekliği ve sistemin lineer olmayışı

Bu nedenle YFK sistemi problemi optimize edilip yüksek doğrulukta kontrol edilmelidir. Bu görevi gerçekleştirmek için geleneksel yük frekans kontrolünde bir bölgele güç sistemini PI ile kontrol edilmelidir (Sondhi ve Hote, 2014; Tan, 2009). Fakat bu sistemin dezavantajı sistemin performansı PI kazançlı kontrolör tarafından sınırlandırılmasıdır. Bu tip kontrolörler yüksek salınım ve kararsızlığa sebep olur. Son yıllarda belirsiz sistemler için kesirli dereceli kontrol çok etkili bir algoritma olarak ortaya çıkmıştır. Bu nedenle bir ve iki bölgele sistemlerde kesirli dereceli YFK sistemi önerilen bir metottur (Sondhi ve Hote, 2014). Literatürde YFK tasarımı için pek çok metot kullanılır. Genel olarak kullanılan metot PID kontroldür. Fakat çok değişkenli parametreler mevcut olduğundan tek başına PID kontrol yetersiz kalmaktadır. Literatürde birçok kontrol tekniği mevcut olmasına rağmen belirsiz parametreler ve bozunumlar, hala bu konu ile ilgili geliştirilecek yeni teknikler olduğunu göstermektedir. Son araştırmalarda görüldüğü gibi yük frekans sistemi tasarımında kesirli dereceli kontrolör kullanılmıştır. Son gelişmelere göre kesirli dereceli

kontrolörler belirsiz parametrelili sistemler üzerinde mükemmel sonuçlar elde edilmiştir. Hatta kesirli dereceli kontrolörler; bozunum etkisini azalttığı, az miktarda yüksek frekans gürültüsünü azalttığı ve kalıcı hata durumunu en aza indirdiği görülmüştür. Aynı zamanda kesirli dereceli kontrolörler doğrusal olmayan sistemlerde daha kararlı durumlarda gözlenmiştir. Daha birçok avantajları literatürde kolayca bulunabilir (Sondhi ve Hote, 2012; Sondhi ve Hote, 2014). Bütün bu özellikler sayesinde kesirli dereceli kontrol uygulanabilir ve tercih edilen bir kontrol stratejisidir. Kesirli dereceli kontrol ile ilgili çeşitli uygulamaları robotik, güç elektroniği ve proses kontrol gibi birçok alanda mevcuttur (Jezierski ve Ostalczyk, 2009; Saha, 2010; Jesus vd., 2010; Sondhi ve Hote, 2014). Yük frekans kontrolü problemlerini çok yönlü ve etkili bir şekilde kesirli dereceli kontrol yöntemi ile ele alınabilir. Yük frekans kontrol sistemi iyi kararlılık sağlamıştır, hatta belirsiz parametrelerde bile iyi dinamik performans göstermiştir. Bu sebeple bir ve iki bölgeli sistemlerde YFK Sistemi için kesirli dereceli Oransal-İntegral ve Türev kontrol (FOPID) önerilen bir metottur.

Kesirli dereceli integral ve kesirli dereceli türev kontrolü anlamak için öncelikle FOPID kontrolü tanımlamak çok önemlidir. Kesirli dereceli matematiksel terimlerin tanımlanması, kontrol sisteminde kesirli dereceli hesaplamaların kullanımını yaygınlaştırdı (Sondhi ve Hote, 2012; Sondhi ve Hote, 2014).

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s^\lambda} + K_I s^\mu \quad (3.1)$$

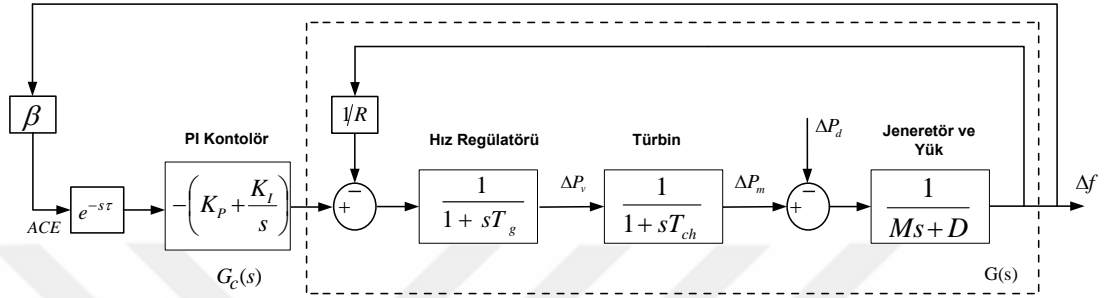
Denklem (3.1) de belirtilen λ ve μ , 0 ile 2 arasında birer aralıktır. Eğer λ ve μ , 2'den büyük ise kontrolör yüksek dereceden kontrolör yapısına dönüşür ve bu kontrolör karşılaştırılan klasik PID özelliğinden tamamen farklıdır (Sondhi ve Hote, 2012; Sondhi ve Hote, 2014; Charef, 2006).

3.3 Kesir Dereceli PI Kontrolör İçeren Zaman Gecikmeli Bir Bölge Yüklü Frekans Kontrol Sistemi

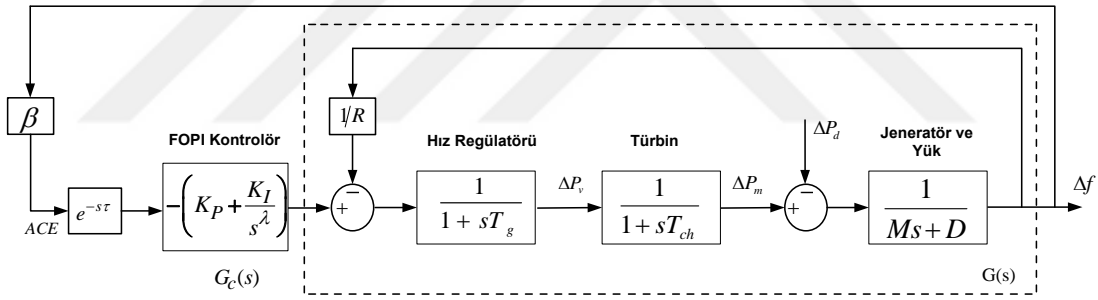
Kesir dereceli PI kontrolörler klasik PI kontrolörler kadar endüstride sıkça kullanılmaktadır. FOPI (PI^λ) kontrolörler, λ integrali ifadesini içeren kesirli

değerlerdir. Kontrolörün transfer fonksiyonunun genel ifadesi Denklem (3.2) ile verilmiştir (Petras, 1999; Podlubny, 1999).

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s^\lambda} \quad (3.2)$$



Şekil 3.1. Bir bölgeyi zaman gecikmeli YFK sistemi



Şekil 3.2. FOPI kontrolör içeren zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sistemi

Klasik PI kontrolör içeren bir bölgeyi YFK sistemi Şekil 3.1’de verilmiştir. Kesir dereceli PI kontrolör (FOPI) kullanılması durumunda Şekil 3.2’de verildiği gibi zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sistemi düzenlenmiştir. Dikkat edilecek olunursa, $\lambda = 1$ olması durumunda tam sayı dereceli PI kontrolör elde edilmekte ve sistemin karakteristik denklemi, Denklem (3.3)’de verildiği gibi tam sayı dereceli olmaktadır.

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = P(s, \lambda) + Q(s, \lambda)e^{-s\tau} = p_4s^3 + p_3s^2 + p_2s^1 + p_1 + \beta R(K_P + \frac{K_I}{s^\lambda})e^{-s\tau} = 0 \quad (3.3)$$

Kesirli türev ve/veya integrallerin rasyonel yaklaşımlarının hesaplanması ve kesir dereceli sistemlerinin zaman cevabı analizi incelendiğinde kesir dereceli geçiş fonksiyonları ile ifade edilmiş sistemlerin çıkış sinyallerinin hesaplanması amaçlanmaktadır. Bunun için 0.1'den 0.9'a kadar tüm kesirli dereceler için tamsayı dereceli yaklaşımlar, sürekli kesir açılımı metodunu (continued fractional expansion method CFE) kullanarak elde edilmiştir (Press vd., 1992).

Diferansiyel denklemlerle ifade edilen sistemler ve bu sistemlerin çıkışlarını, s domeninde (Laplace) analiz edilirken tamsayı dereceli değerler kümesi ile bu reel sistemleri modellemek ve çözmek üretmek yeterli olmayabilir. Buyüzden s domeninde bu sistemleri kesir dereceli modelleme yapmak daha gerçekçi bir yaklaşım olur. Kesirli hesaplama 300 yıllık matematiksel bir konudur (Cao vd., 2005; Petras, 2010). Fakat kesir derecelerinin hesaplamasına dair sınırlı bilgi olması ve fiziksel uygulamalarının istenilen düzeyde yapılamaması nedeniyle sistemlere kesir dereceli yaklaşımın uygulanması pek rağbet görmemiştir (Cao vd., 2005). Ancak kesir dereceli sistem tasarım modelleri, bir sistemin reel yapısına daha yakın olmaktadır (Nonnenmacher ve Glöckle, 1991; Westerlund, 1994). Son zamanlarda bu alanda önemli çalışmalar yapılmıştır (Podlubny, 1999; Hwang ve Cheng, 2006; Chen vd., 2006; Tan vd., 2009; Efe, 2009) ve araştırmacılar, özellikle sistemlere daha iyi bir yaklaşımın yapılması adına kesir dereceli diferansiyel denklemlerin çeşitli materyaller (fraktans gibi) geliştirilerek modellenebileceğini göstermişlerdir (Cao vd., 2005; Petras, 2010; Nonnenmacher ve Glöckle, 1991; Westerlund, 1994; Podlubny, 1999; Hwang ve Cheng, 2006; Chen vd., 2006; Tan vd., 2009; Efe, 2009; Nakagava ve Sorimachi, 1992). Kesir dereceli hesaplama fizik ve kimya sistematiğinin yanı sıra, elektriksel devre, kontrol teorilerinde ve sistem tasarımında önemli bir rol oynamaktadır (Hartley ve Lorenzo, 2002; Skaar vd., 1988; Goldberger vd., 1985; Hartley vd., 1995). Ayrıca bu matematik, sinyal işlemede kesir dereceli Fourier dönüşümü gibi pek çok alanda kullanılmaya başlamıştır (Özaktaş vd., 2001).

Kesir dereceli diferansiyel sistemler, s ortamında s^λ ve $s^{-\lambda}$; $\lambda \in R$, gibi ifadeler veya bunların kombinasyonundan oluşturulan transfer fonksiyonları ile ifade edilmektedir. Mevcut yazılım programlarının çoğu λ terimini tamsayı kabul ederek sistemin frekans ve zaman düzleminde davranışlarına yaklaşık çözümler üretmektedirler. Kesir dereceli bir transfer fonksiyonun belli bir bant aralığında yerine

geçebilecek aynı davranışa sahip fakat gerçekleştirilmesi mümkün ve daha kolay olan bir tamsayı dereceli transfer fonksiyonu kullanılabilir. Böyle bir yaklaşımı elde etmek için birçok yöntem bulunmaktadır (Podlubny vd., 2002; Charef, 2006; Dorcak vd., 2003; Krishna ve Reddy, 2008; Varshney vd., 2007; Chen vd., 2004; Shyu vd., 2009; Vinagre vd., 2001). Fakat literatürde var olan çalışmaların çoğu $s^{0.5}$ ya da $s^{-0.5}$ için yapılmışlardır (Podlubny vd., 2002; Charef, 2006; Dorcak vd., 2003; Krishna ve Reddy, 2008; Varshney vd., 2007; Chen vd., 2004; Shyu vd., 2009; Vinagre vd., 2001). Ayrıca bazı yaklaşım yöntemlerinin daha iyi frekans domeni davranışı gösterirken bazılarının daha iyi zaman düzlemi cevabı verdiğini belirtmek gerekir ki bu da en iyi yaklaşım metodunun hangisi olduğu kesin olarak belirtmeyi zorlaştırmaktadır (Podlubny vd., 2002).

3.4 Kesir Dereceli Sistemlerin PI Kontrolörünün Tamsayı Dereceli Yaklaşımları

Kesir dereceli sistemlerin tamsayı dereceli yaklaşımlarının elde edilmesi için birçok yöntem bulunmaktadır. Bu yöntemler arasında en önemli yaklaşımlardan biri de sürekli kesir açılımı yöntemidir (CFE) (Press vd., 1992).

$$(1 + x)^\lambda = \frac{1}{1-} \frac{\lambda x}{1+} \frac{(1+\lambda)x}{2+} \frac{(1-\lambda)x}{3+} \frac{(2+\lambda)x}{2+} \frac{(2-\lambda)x}{5+} \quad (3.8)$$

Bu formülasyonda s^λ 'nın hesaplanması için $x = s - 1$ olarak alınır. Hesaplanan tüm yaklaşımlar Tablo 3.1'de sırasıyla verilmiştir. Verilmiş olan tablonun literatürde yer almasının, bu alanda yapılacak olan çalışmalara önemli katkılar sağlayacağı açıktır. Dolayısıyla uzun matematiksel işlemler de göze alınarak bu tablo oluşturulmuştur. Yukarıdaki (3.8) nolu denklemden yararlanarak λ 'ya bağlı birinci ve ikinci dereceden tamsayı dereceli yaklaşım eşdeğerleri aşağıdaki gibi elde edilir.

Denklem (3.8) incelendiğinde;

$$(1+X)^\lambda = \frac{1}{1 - \frac{\lambda X}{1 + \frac{(1+\lambda)X}{2 + \frac{(1-\lambda)X}{3 + \frac{(2+\lambda)X}{2 + \frac{(2-\lambda)X}{5+\dots}}}}} \quad (3.9)$$

şelinde ifade edilmektedir.

Birinci dereceden yaklaşım için Denklem (3.9)'da yer alan tüm denklemin sadece Denklem (3.10)'da ki kısmı alınarak analiz edilir.

$$(1+X)^\lambda = \frac{1}{1 - \frac{\lambda X}{1 + \frac{(1+\lambda)X}{2}}} \quad (3.10)$$

Denklem (3.10)'dan faydalanılarak birinci dereceden yaklaşım:

$$s^\lambda = \frac{(1+\lambda)s + (1-\lambda)}{(1-\lambda)s + (1+\lambda)} \quad (3.11)$$

olarak ifade edilir.

İkinci dereceden yaklaşım için Denklem (3.9)'da yer alan tüm denklemin sadece Denklem (3.12)'da ki kısmı alınarak analiz edilir.

$$(1+X)^\lambda = \frac{1}{1 - \frac{\lambda X}{1 + \frac{(1+\lambda)X}{2 + \frac{(1-\lambda)X}{3 + \frac{(2+\lambda)X}{2}}}}} \quad (3.12)$$

Denklem (3.12)'dan faydalanılarak ikinci dereceden yaklaşım:

İkinci dereceden yaklaşım:

$$s^\lambda = \frac{(\lambda+2)(\lambda+1)s^2 - 2(\lambda+2)(\lambda-2)s + (\lambda-2)(\lambda-1)}{(\lambda-2)(\lambda-1)s^2 - 2(\lambda+2)(\lambda-2)s + (\lambda+2)(\lambda+1)} \quad (3.13)$$

Bu bağlamda λ 'nın tamsayı olmayan ondalık değerleri için tamsayı dereceli yaklaşımlarını veren bir tablonun hazırlanılmasının, kesir dereceli matematik kullanan süreçlerde ve özellikle kontrol sistem tasarımı alanında oldukça yararlı ve ileri çalışmalar için de hızlandırıcı olacağı düşünülmektedir. Dolayısıyla bu çalışmada sürekli kesir açılımı metodunu (Podlubny vd., 2002) kullanarak $\lambda = 0.1, 0.2, \dots, 0.9$ için tüm s^λ 'nin tam sayı dereceli yaklaşımları hesaplanmış ve tablolaştırılmıştır (Tan ve Özyetkin, 2009).

Çizelge 3.1. Farklı λ değerleri için yaklaşımlar

	1.dereceden yaklaşım	2.dereceden yaklaşım
$s^{0.1}$	$\frac{1.22s + 1}{s + 1.22}$	$\frac{1.351s^2 + 4.67s + 1}{s^2 + 4.67s + 1.351}$
$s^{0.2}$	$\frac{1.5s + 1}{s + 1.5}$	$\frac{1.833s^2 + 5.5s + 1}{s^2 + 5.5s + 1.833}$
$s^{0.3}$	$\frac{1.857s + 1}{s + 1.857}$	$\frac{2.5126s^2 + 6.5714s + 1}{s^2 + 6.5714s + 2.5126}$
$s^{0.4}$	$\frac{2.333s + 1}{s + 2.333}$	$\frac{3.5s^2 + 8s + 1}{s^2 + 8s + 3.5}$
$s^{0.5}$	$\frac{3s + 1}{s + 3}$	$\frac{5s^2 + 10s + 1}{s^2 + 10s + 5}$
$s^{0.6}$	$\frac{4s + 1}{s + 4}$	$\frac{7.428s^2 + 13s + 1}{s^2 + 13s + 7.428}$
$s^{0.7}$	$\frac{5.67s + 1}{s + 5.67}$	$\frac{11.77s^2 + 18s + 1}{s^2 + 18s + 11.77}$
$s^{0.8}$	$\frac{9s + 1}{s + 9}$	$\frac{21s^2 + 28s + 1}{s^2 + 28s + 21}$
$s^{0.9}$	$\frac{19s + 1}{s + 19}$	$\frac{50.1s^2 + 58s + 1}{s^2 + 58s + 50.1}$

BÖLÜM IV

ÜSTEL TERİMİN ELİMİNASYONU YÖNTEMİ

4.1 Giriş

Zaman gecikmeli sistemin kararlılığı aşağıda verilen üstel terimli karakteristik denklemin kökleri ile belirlenir.

$$\Delta(s, \tau) = \det \left[sI - \tilde{A}_0 - \sum_{k=1}^n \tilde{A}_k e^{-s\tau_k} \right] = \sum_{k=0}^n P_k(s) e^{-s\tau_k} = 0 \quad (4.1)$$

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

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^n P_k(s) e^{-ks\tau} = 0 \quad (4.2)$$

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

Denklem (4.1) ve (4.2)'nin kökleri zaman gecikmesi τ 'nin bir fonksiyonudur. Bu kökler $s^\tau = [s_1^\tau, s_2^\tau, \dots, s_n^\tau]$ şeklinde gösterilebilir. Sistemin asimptotik kararlı olması için, aşağıdaki şart sağlanmalıdır.

$$\forall s_i^\tau \in s^\tau \text{ veya } \forall s_i^\tau \in C^- \text{ için, } \max(\text{real}(s_i^\tau)) < 0 \quad (4.3)$$

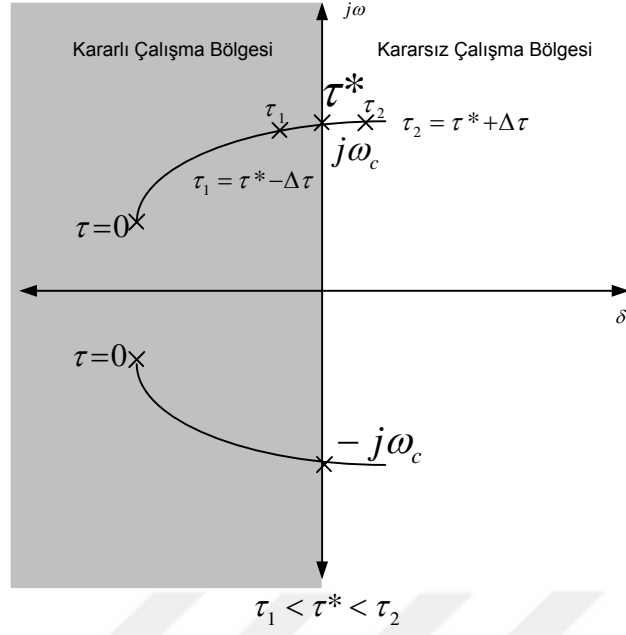
Denklem (4.2)'deki tüm kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde olursa, sistem küçük sinyal kararlıdır. Kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde en az bir kök varsa $\forall s_i^\tau \in C^+$, sistem kararsızdır. Ayrıca, $j\omega$ ekseninde birden fazla ve katlı olmayan kök varsa ve geri kalan diğer kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde ise, sistem denge noktasında sınırdaki veya kritik kararlıdır. (Ayasun and Nwankpa, 2009; Jia vd., 2007).

4.2 Zaman Gecikmeli Sistemlerin Kararlılık Analizi

Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık çalışmalarındaki temel amaç, sistemin sınırdaki kararlı olacağı parametreler için gecikme şartlarını belirlemek ve sistemin kararlı çalışabileceği maksimum gecikme zamanını hesaplamaktır. Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı, Denklem (4.2) ile verilen karakteristik denklemin köklerinin konumuna bağlıdır. Denklem (4.2)'de τ değiştiğinde, bazı köklerin yerleri de değişebilir ve sistem parametrelerine göre, iki farklı kararlılık durumu vardır (Ayasun, 2009; Walton and Marshall, 1987):

- i) **Gecikmeden bağımsız kararlılık:** Denklem (4.3)'deki kararlılık şartı tüm pozitif ve sonlu gecikme değerleri için sağlanırsa $\tau \in [0, \infty)$, karakteristik Denklem (4.2) zaman gecikmesinden bağımsız kararlılığa sahiptir.
- ii) **Gecikmeye bağlı kararlılık:** Denklem (4.3)'deki kararlılık şartı $\tau \in [0, \tau^*)$ aralığındaki gecikme değerleri için sağlanırsa, karakteristik Denklem (4.2) zaman gecikmesine bağlı olarak kararlıdır ve $\tau \geq \tau^*$ değerleri için sistem kararsız olmaktadır.

Şekil 4.1'de gösterildiği gibi 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 sağ 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.



Şekil 4.1. Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre hareketi

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

Sistemde tek bir zaman gecikmesi bulunuyorsa, Denklem (4.2) de verilen karakteristik denklem dikkate alınarak Denklem (4.3) elde edilir (Ayasun 2009).

$$\Delta(s, \tau) = P(s) + Q(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (4.3)$$

Karakteristik denklem $\Delta(s, \tau) = 0$, s ve τ 'ya bağlı bir fonksiyondur. Gecikmeden bağımsız sistemin kararlı olabilmesi için, $\Delta(s, 0) = 0$ karakteristik denkleminin tüm kökleri kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde olmalıdır. τ 'nun bazı sonlu değerleri için, $\Delta(s, \tau) = 0$ denkleminin sanal eksen üzerinde kökü ($s = j\omega_c$) varsa (burada c , sanal eksen üzerindeki kökü ifade etmektedir.), köklerin kompleks eşleniğinin simetrik özelliğinden dolayı aynı τ değeri için, $\Delta(-s, \tau) = 0$ denkleminde aynı kök değeri elde edilmelidir. Böylece, belirlenen τ değerleri için $\Delta(s, \tau) = 0$ ve $\Delta(-s, \tau) = 0$ denklemlerinin sanal eksen üzerinde ortak bir kökü vardır.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau) &= P(s) + Q(s)e^{-s\tau} = 0 \\ \Delta(-s, \tau) &= P(-s) + Q(-s)e^{s\tau} = 0\end{aligned}\tag{4.4}$$

Denklem (4.4)'deki üstel terim elimine edilerek, aşağıdaki polinomal ifade elde edilir.

$$P(s)Q(-s) - P(-s)Q(s) = 0\tag{4.5}$$

Denklem (4.5)'de s yerine $j\omega_c$ yazılırsa, ω_c^2 polinomu elde edilir:

$$W(\omega_c^2) = P(j\omega_c)Q(-j\omega_c) - P(-j\omega_c)Q(j\omega_c) = 0\tag{4.6}$$

Denklem (4.3) 'de verilen tek zaman gecikmesi içeren üstel terimli karakteristik denklem, Denklem (4.6) ile verilen yeni bir polinoma dönüştürülür. Bu yeni polinomun pozitif reel kökleri, ($\omega_c > 0$) Denklem (4.3)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerine eşit olmaktadır. Bu polinomun kökleri standart bir yöntemle belirlenebilir. Denklem (4.6)'de verilen polinomun köklerinin alacağı değerlere göre, aşağıdaki durumlar ortaya çıkabilir.

1.Durum: Denklem (4.6)'daki polinomun hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (4.3)'de 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 $\tau \geq 0$ kararlıdır. Sistem, *gecikmeden bağımsız kararlı* olmaktadır.

2.Durum: Denklem (4.6)'daki polinomun en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bunun anlamı, Denklem (4.3)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift kompleks eşlenik ($s = \pm j\omega_c$) kökünün var olduğudur. Bu durumda, sistemin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, *gecikmeye bağlı kararlı* olmaktadır.

ω_c pozitif reel kökü için, maksimum zaman gecikmesi, τ^* , Denklem (4.4) kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilebilir (Walton ve Marshall, 1987).

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \text{Tan}^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{(P(j\omega_c))/(Q(j\omega_c))\}}{\text{Re}\{-(P(j\omega_c))/(Q(j\omega_c))\}} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}; \quad r = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (4.7)$$

Denklem (4.7) ile kazanç ve faz payı içeren sistemin zaman gecikmesi değeri hesaplanabilir.



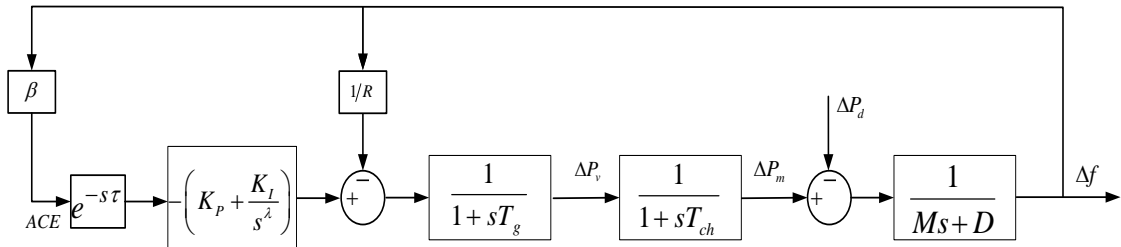
BÖLÜM V

TEORİK MAKSİMUM ZAMAN GECİKME DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI

5.1 Kesir Dereceli PI Kontrolör İçeren Bir Bölge YFK Sistemi

Kesirli dereceli PI kontrol içeren zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi Şekil 5.1’de gösterilmiştir. Şekil 5.1’de M, D, R, β, T_{ch} ve T_g sırası ile jeneratör eylemsizlik momenti, jeneratör sönüm katsayısı, hız regülasyon yüzdesi yada düşüşünü, frekans yönelim faktörü, devir sayısı regülatörü ve türbin zaman sabitlerini ifade etmektedir. Ayrıca K_p, K_I ve λ kesirli dereceli PI denetleyici kazanç değerlerini ve integral denetleyicinin kesir değerini göstermektedir.

Şekil 2.16’de Bir bölge veri iletim zaman gecikmesi içeren yük-frekans kontrol sisteminin blok diyagramında s yerine tamsayı yaklaşımı yapılarak s^λ şeklinde değiştirilmiştir.



Şekil 5.1. Bir bölge tamsayı yaklaşım yük frekans kontrol sisteminin dinamik modeli

Bu kapalı çevrim sistemin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerinin yapılabilmesi için öncelikle, sisteme ait karakteristik denklemin elde edilmesi gerekmektedir. Karakteristik denklem Denklem (5.1)’de verilmiştir.

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = P(s, \lambda) + Q(s, \lambda)e^{-s\tau} = p_4s^3 + p_3s^2 + p_2s^1 + p_1 + \beta R(K_p + \frac{K_I}{s^\lambda})e^{-s\tau} = 0 \quad (5.1)$$

Burada, karakteristik denklemin katsayıları sistem parametreleri:

$$\begin{aligned}
 p_4 &= RT_g T_{ch} M, \quad p_3 = MRT_{ch} + RDT_g T_{ch} + RT_g M, \\
 p_2 &= MR + RDT_{ch} + RT_g D, \quad p_1 = RD + 1 \\
 q_1 &= \beta RK_p, \quad q_0 = \beta RK_I
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

olarak ifade edilir.

5.2 Birinci Dereceden Tamsayı Yaklaşım Yük-Frekans Kontrol Sisteminin Analizi

Yük frekans kontrol sistemlerinin modellenmesi ve analizinde, Şekil 5.1'de blok diyagramı verilen bir bölgeyi tamsayı yaklaşım yük frekans kontrol sisteminin doğrusal sistem modelleri yaygın olarak kullanılmaktadır. (Jiang vd., 2012),(Kundur, 1994).

Denklem (5.1)'de verilen karakteristik denklemde s^λ yerine Denklem (3.11)'de verilen birinci dereceden yaklaşım denklemi konularak karakteristik Denklem (5.3) şekline dönüştürülür.

$$\Delta(s, \tau) = P'_0(s) + Q'_0(s)e^{-s\tau} = 0 \tag{5.3}$$

$$\begin{aligned}
 P'_0(s, \lambda) &= p'_4 s^4 + p'_3 s^3 + p'_2 s^2 + p'_1 s + p'_0 s \\
 Q'_0(s, \lambda) &= q'_1 s + q'_0
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Burada, karakteristik denklemin yeni katsayıları sistem parametreleri:

$$\begin{aligned}
 p'_4 &= (1 + \lambda)p_4 \\
 p'_3 &= (1 + \lambda)p_3 + (1 - \lambda)p_4 \\
 p'_2 &= (1 + \lambda)p_2 + (1 - \lambda)p_3 \\
 p'_1 &= (1 + \lambda)p_1 + (1 - \lambda)p_2 \\
 p'_0 &= (1 - \lambda)p_1 \\
 q'_1 &= (1 + \lambda)q_1 + (1 - \lambda)q_0 \\
 q'_0 &= (1 + \lambda)q_0 + (1 - \lambda)q_1
 \end{aligned}$$

olarak ifade edilir.

Denklem (5.3)'deki üstel terim elimine edilerek, aşağıdaki polinomal ifade elde edilir.

$$P_0'(s)P_0'(-s) - Q_0'(s)Q_0'(-s) = 0 \quad (5.5)$$

Denklem (5.5)'de s yerine $j\omega_c$ yazılırsa, ω_c^2 polinomu elde edilir:

$$W'(\omega_c^2) = P_0'(j\omega_c)P_0'(-j\omega_c) - Q_0'(j\omega_c)Q_0'(-j\omega_c) = 0 \quad (5.6)$$

Denklem (5.4)'da verilen $P'(s, \lambda)$ ve $Q'(s, \lambda)$ polinomları Denklem (5.6)'da yerine yazılacak olursa, yük frekans kontrol sistemine ait aşağıda verilen yeni bir karakteristik denklem elde edilir

$$W'(\omega_c^2) = t_8' \omega_c^8 + t_6' \omega_c^6 + t_4' \omega_c^4 + t_2' \omega_c^2 + t_0' = 0 \quad (5.7)$$

Elde edilen bu yeni karakteristik polinomun katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$t_8' = p_4'^2, \quad t_6' = p_3'^2 - 2p_2'p_4', \quad t_4' = p_2'^2 + 2p_0'p_4' - 2p_1'p_3'$$

$$t_2' = p_1'^2 - q_1'^2 - 2p_0'p_2', \quad t_0' = p_0'^2 - q_0'^2$$

Denklem (5.4)'da verilen $P'(s, \lambda)$ ve $Q'(s, \lambda)$ polinomları, Denklem (5.7)'de yerine yazılacak olursa, yük frekans kontrol sistemi için maksimum zaman gecikme değerini, sistem parametreleri cinsinden teorik olarak hesaplama imkanı veren aşağıdaki formül elde edilir.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \text{Tan}^{-1} \left(\frac{a'_5 \omega_c^5 + a'_3 \omega_c^3 + a'_1 \omega_c}{a'_4 \omega_c^4 + a'_2 \omega_c^2 + a'_0} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}; \quad (5.8)$$

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

Burada

$$a'_5 = -p'_4 q'_1, \quad a'_4 = p'_4 q'_0 - p'_3 q'_1, \quad a'_3 = p'_2 q'_1 - p'_3 q'_0,$$

$$a'_2 = p'_1 q'_1 - p'_2 q'_0, \quad a'_1 = p'_1 q'_0 - p'_0 q'_1, \quad a'_0 = p'_0 q'_0$$

sistem parametreleri cinsinden katsayılarıdır.

Çizelge 5.1. Sisteme ait parametre değerleri (Jiang Vd., 2012)

T_{ch}	T_g	R	D	β	M	ΔP_d
0.3 s	0.1 s	0.05	1.0	21.0	10 s	0.1

Çizelge 5.2. Birinci dereceden teorik hesaplanan maksimum gecikmeleri

	$K_p = 0,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.9305
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	5.1635	1.5968
0.7	Z.G.B.K	Z.G.B.K	5.2460	2.8184	1.2402
1.0	30.9290	9.9691	3.3881	2.0465	0.9213
1.1	Z.G.B.K	8.2178	3.0674	1.8753	0.8334
1.2	Z.G.B.K	7.1155	2.8176	1.7340	0.7515
	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.5965
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	24.6172	4.2759	1.3271
0.7	Z.G.B.K	Z.G.B.K	5.0475	2.7907	1.2325
1.0	32.7647	10.5807	3.6168	2.1982	1.0105
1.1	Z.G.B.K	9.1160	3.3501	2.0569	0.9411
1.2	Z.G.B.K	8.1751	3.1385	1.9378	0.8734
	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.7483	0.3293
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	5.2340	2.2268	0.5123
0.7	Z.G.B.K	18.0765	4.1892	2.4112	0.9193
1.0	35.8481	11.6034	3.9858	2.4280	1.1104
1.1	Z.G.B.K	11.5909	3.9594	2.4186	1.1275
1.2	Z.G.B.K	12.0679	3.9498	2.4081	1.1249
	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.6864	0.4325	0.2531
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	2.4693	0.6542	0.3468
0.7	Z.G.B.K	10.9271	3.2577	1.6770	0.5276
1.0	34.9371	11.2866	3.8289	2.2776	0.9172
1.1	Z.G.B.K	12.7183	4.0226	2.2438	1.0539
1.2	Z.G.B.K	16.0250	4.2296	2.5096	1.1304
	$K_p = 1,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 1,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	0.5289	0.4372	0.3058	0.2436	0.1666
0.4	0.5386	0.4700	0.3535	0.2909	0.2066
0.7	0.5488	0.5051	0.4130	0.3536	0.2621
1.0	0.5579	0.5392	0.4843	0.4360	0.3407
1.1	Z.G.B.K	0.5897	0.5484	0.5030	0.3994
1.2	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.5845	0.5496	0.4456

Çizelge 5.2’de Z.G.B.K, Zaman Gecikmesinden Bağımsız Kararlı anlamına gelmektedir. Çizelge 5.2’de K_P ; 0, 0.1, 0.4, 0.6, 1 değerleri, K_I ; 0.05, 0.15, 0.4, 0.6, 1 değerleri, λ ; 0.1, 0.4, 0.7, 1, 1.1, 1.2 değerleri ve Çizelge 5.1’de verilen parametrelerle birlikte Matlab M-file’de yerine konularak sistemin sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikme τ_c değerleri bulunmuştur ve ilgili M-File analizi EK-A’da verilmiştir.

Benzetim sonuçlarında birçok genelleme yapmak mümkündür. Birinci dereceden sistemlerde; K_P ve λ değeri sabit tutulup K_I değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır. Aynı şekilde K_I ve λ değeri sabit tutulup K_P değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır.

5.3 İkinci Dereceden Tamsayı Yaklaşım Yük-Frekans Kontrol Sisteminin Analizi

Yük frekans kontrol sistemlerinin modellenmesi ve analizinde, Şekil 5.1’de blok diyagramı verilen bir bölgeyi tamsayı yaklaşım yük frekans kontrol sisteminin doğrusal sistem modelleri yaygın olarak kullanılmaktadır. (Jiang vd., 2012),(Kundur, 1994).

Denklem (5.1)’de verilen karakteristik denklemde s^λ yerine Denklem (3.13)’de verilen ikinci dereceden yaklaşım denklemi konularak karakteristik Denklem (5.9) şekline dönüştürülür.

$$\Delta(s, \tau) = P_0'(s) + Q_0'(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (5.9)$$

$$P_0'(s, \lambda) = p_5' s^5 + p_4' s^4 + p_3' s^3 + p_2' s^2 + p_1' s + p_0' s \quad (5.10)$$

$$Q_0'(s, \lambda) = q_2' s^2 + q_1' s + q_0'$$

Burada, karakteristik denklemin yeni katsayıları sistem parametreleri:

$$p_5' = (\lambda + 1)(\lambda + 2)p_4$$

$$p_4' = (\lambda + 1)(\lambda + 2)p_3 - 2(\lambda - 2)(\lambda + 2)p_4$$

$$p_3' = (\lambda + 1)(\lambda + 2)p_2 - 2(\lambda - 2)(\lambda + 2)p_3 + (\lambda - 1)(\lambda - 2)p_4$$

$$p_2' = (\lambda + 1)(\lambda + 2)p_1 - 2(\lambda - 2)(\lambda + 2)p_2 + (\lambda - 1)(\lambda - 2)p_3$$

$$p_1' = -2(\lambda - 2)(\lambda + 2)p_1 + (\lambda + 1)(\lambda + 2)p_2$$

$$p_0' = (\lambda - 1)(\lambda - 2)p_1$$

$$q_2' = (\lambda - 1)(\lambda - 2)q_0 + (\lambda + 1)(\lambda + 2)q_1$$

$$q_1' = -2(\lambda - 2)(\lambda + 2)(q_0 + q_1)$$

$$q_0' = (\lambda + 1)(\lambda + 2)q_0 + (\lambda - 1)(\lambda - 2)q_1$$

olarak ifade edilir.

Denklem (5.9)'deki üstel terim elimine edilerek, aşağıdaki polinomal ifade elde edilir.

$$P_0'(s)P_0'(-s) - Q_0'(s)Q_0'(-s) = 0 \quad (5.11)$$

Denklem (5.11)'de s yerine $j\omega_c$ yazılırsa, ω_c^2 polinomu elde edilir:

$$W'(\omega_c^2) = P_0'(j\omega_c)P_0'(-j\omega_c) - Q_0'(j\omega_c)Q_0'(-j\omega_c) = 0 \quad (5.12)$$

Denklem (5.10)'da verilen $P'(s, \lambda)$ ve $Q'(s, \lambda)$ polinomları Denklem (5.12)'da yerine yazılacak olursa, yük frekans kontrol sistemine ait aşağıda verilen yeni bir karakteristik denklem elde edilir

$$W'(\omega_c^2) = t_{10}'\omega_c^{10} + t_8'\omega_c^8 + t_6'\omega_c^6 + t_4'\omega_c^4 + t_2'\omega_c^2 + t_0' = 0 \quad (5.13)$$

Elde edilen bu yeni karakteristik polinomun katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$t_{10}' = p_5'^2, \quad t_8' = -2p_3'p_5' + p_4'^2, \quad t_6' = 2p_1'p_5' + p_3'^2 - 2p_2'p_4',$$

$$t_4' = p_2'^2 + 2p_0'p_4' - 2p_1'p_3' - q_2'^2, \quad t_2' = p_1'^2 + 2q_0'q_2' - 2p_0'p_2' - q_1'^2, \quad t_0' = p_0'^2 - q_0'^2$$

Denklem (5.10)'da verilen $P'(s, \lambda)$ ve $Q'(s, \lambda)$ polinomları, Denklem (5.13)'de yerine yazılacak olursa, yük frekans kontrol sistemi için maksimum zaman gecikme değerini, sistem parametreleri cinsinden teorik olarak hesaplama imkanı veren aşağıdaki formül elde edilir.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \text{Tan}^{-1} \left(\frac{a_7' \omega_c^7 + a_5' \omega_c^5 + a_3' \omega_c^3 + a_1' \omega_c}{a_6' \omega_c^6 + a_4' \omega_c^4 + a_2' \omega_c^2 + a_0'} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}; \quad (5.14)$$

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

Burada

$$\begin{aligned} a_7' &= -p_5' q_2', & a_6' &= p_4' q_2' - p_5' q_1', & a_5' &= p_3' q_2' + p_4' q_1' - p_5' q_0', \\ a_4' &= p_3' q_1' - p_4' q_0' - p_2' q_2', & a_3' &= -p_2' q_1' - p_3' q_0' - p_1' q_2', & a_2' &= p_2' q_0' - p_1' q_1' - p_0' q_2', \\ a_1' &= p_0' q_1' - p_1' q_0', & a_0' &= -p_0' q_0' \end{aligned}$$

sistem parametreleri cinsinden katsayılardır.

Çizelge 5.3. İkinci dereceden teorik hesaplanan maksimum gecikmeleri

	$K_p = 0,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.6993
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	17.6596	7.5738	1.2929
0.7	Z.G.B.K	25.9066	6.4703	3.6889	1.2214
1.0	30.8937	9.9356	3.3426	1.9860	0.8375
1.1	Z.G.B.K	8.2395	3.2430	1.8680	0.8020
1.2	Z.G.B.K	7.3466	3.2278	1.7211	0.7483
	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 1$
Λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.5133
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	24.7063	6.5751	0.7542
0.7	Z.G.B.K	24.0273	6.3953	3.5908	1.0834
1.0	32.7296	10.5473	3.5707	2.1360	0.9206
1.1	Z.G.B.K	9.3792	3.3572	2.0581	0.9042
1.2	Z.G.B.K	8.2975	3.1708	1.8974	0.8638
	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.6640	0.3011
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	8.1103	1.7032	0.3470
0.7	Z.G.B.K	18.6416	5.4226	2.6174	0.5512
1.0	35.8155	11.5727	3.9413	2.3652	1.0126
1.1	Z.G.B.K	11.5671	3.9001	2.1270	1.1571
1.2	Z.G.B.K	11.5564	3.8974	2.1024	1.1462
	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.6445	0.4086	0.2342
0.4	Z.G.B.K	28.6107	1.1064	0.5101	0.2582
0.7	59.3816	14.5428	3.6801	1.0311	0.3595
1.0	34.9075	11.2602	3.7895	2.2207	0.8355
1.1	Z.G.B.K	11.5671	3.9761	2.2511	0.9876
1.2	Z.G.B.K	15.5200	4.1855	2.4286	1.0209
	$K_p = 1,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 1,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	0.5332	0.4357	0.2986	0.2345	0.1558
0.4	0.5499	0.4656	0.3289	0.2582	0.1664
0.7	0.5712	0.5108	0.3891	0.3150	0.2090
1.0	0.5907	0.5612	0.4808	0.4157	0.3006
1.1	Z.G.B.K	0.5856	0.5421	0.4560	0.3556
1.2	Z.G.B.K	0.6008	0.5766	0.4930	0.3987

Çizelge 5.3’de Z.G.B.K, Zaman Gecikmesinden Bağımsız Kararlı anlamına gelmektedir. Çizelge 5.3’de K_P ; 0, 0.1, 0.4, 0.6, 1 değerleri, K_I ; 0.05, 0.15, 0.4, 0.6, 1 değerleri, λ ; 0.1, 0.4, 0.7, 1, 1.1, 1.2 değerleri ve Çizelge 5.1’de verilen parametrelerle birlikte Matlab M-file’de yerine konularak sistemin sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikme τ_c değerleri bulunmuştur ve ilgili M-File analizi EK-B’da verilmiştir.

Benzetim sonuçlarında birçok genelleme yapmak mümkündür. Birinci dereceden sistemlerde; K_P ve λ değeri sabit tutulup K_I değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır. Aynı şekilde K_I ve λ değeri sabit tutulup K_P değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır.

Çizelge 5.2 ile çizelge 5.3 karşılaştırılacak olursa ikinci dereceden sistemde Z.G.B.K alan azalmıştır. Bunun anlamı ikinci dereceden sistemde daha fazla sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikme τ_c değerleri vardır. Aynı zamanda ikinci dereceden sistemlerde çizelgenin genellikle sağ alt köşegendeki sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikme τ_c değerleri birinci dereceden sistemlere göre azalma göstermektedir. Fakat ikinci dereceden sistemlerde çizelgenin genellikle sol üst köşegendeki sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikme τ_c değerleri birinci dereceden sistemlere göre artma göstermektedir.

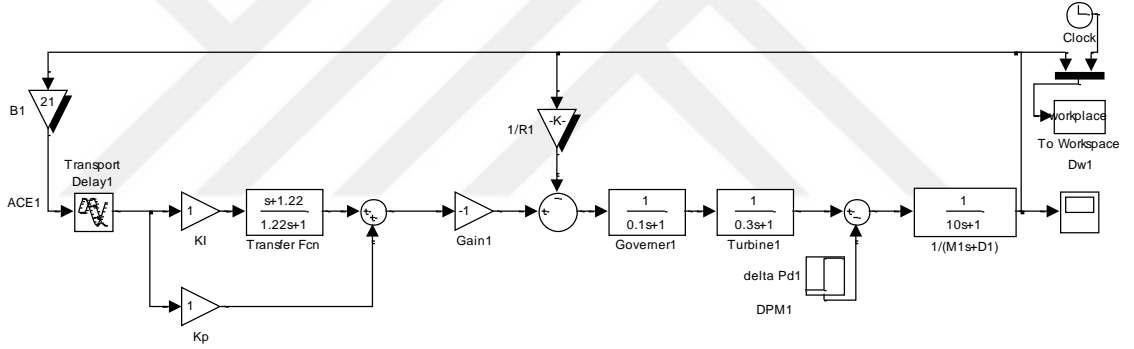
BÖLÜM VI

TEORİK SONUÇLARI BENZETİM ÇALIŞMALARINI İLE DOĞRULANMASI

6.1 Giriş

Zaman gecikmeli tamsayı yaklaşımı Matlab/Simulink modelini kullanarak, önceki bölümde teorik metotla elde edilen sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme (τ_c) değerleri bu bölümde benzetim çalışmaları ile farklı λ , K_P ve K_I değerleri ile belirlenmiştir.

6.1.1 Birinci dereceden tamsayı yaklaşımı PI kontrolör içeren bir bölge yük frekans kontrol sisteminin benzetim analizi



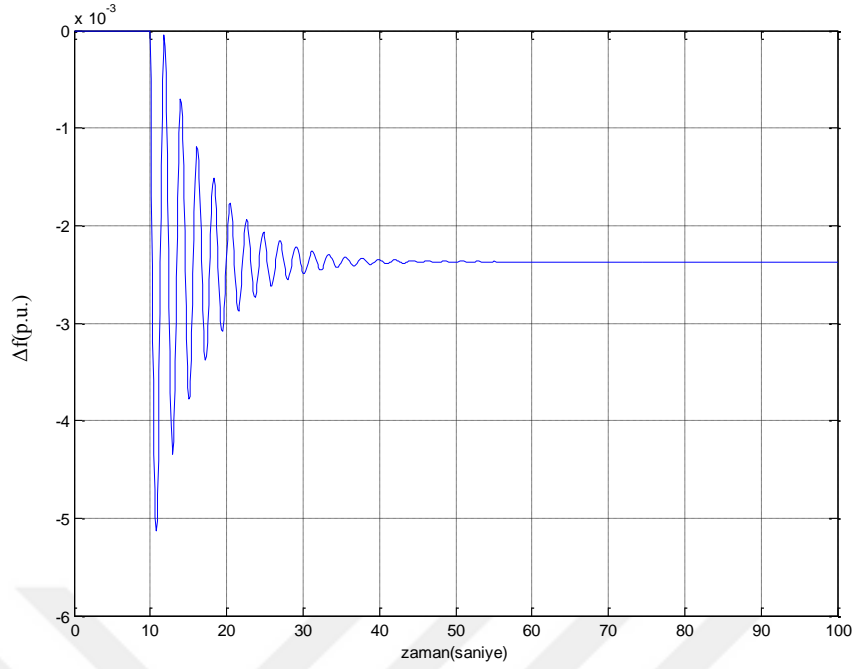
Şekil 6.1. Zaman gecikmeli bir bölge birinci dereceden tamsayı yaklaşım içeren YFK sisteminin Simulink modeli

Şekil 6.1’de birinci dereceden tamsayı yaklaşımı PI kontrolör içeren bir bölge YFK sisteminin Simulink modeli verilmiştir.

Farklı parametre değerleri için elde edilen maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 6.1 de verilmektedir.

Çizelge 6.1. Birinci dereceden simulasyon ile bulunan maksimum gecikmeleri

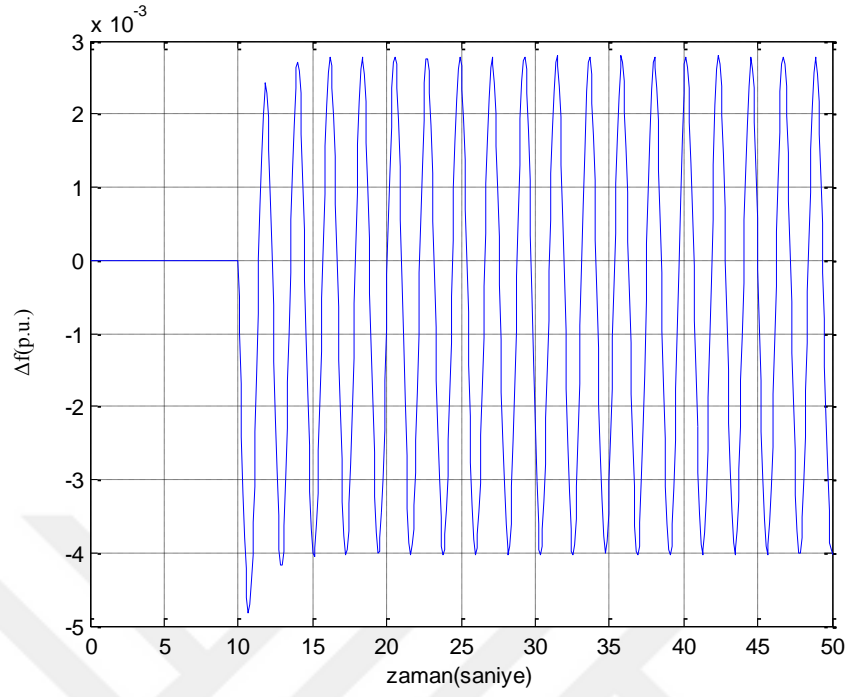
	$K_P = 0,$ $K_I = 0.05$	$K_P = 0,$ $K_I = 0.15$	$K_P = 0,$ $K_I = 0.4$	$K_P = 0,$ $K_I = 0.6$	$K_P = 0,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.95
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	5.15	1.597
0.7	Z.G.B.K	Z.G.B.K	5.23	2.8099	1.242
1.0	30.9151	9.9595	3.383	2.043	0.924
	$K_P = 0.1,$ $K_I = 0.05$	$K_P = 0.1,$ $K_I = 0.15$	$K_P = 0.1,$ $K_I = 0.4$	$K_P = 0.1,$ $K_I = 0.6$	$K_P = 0.1,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.606
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	25	4.27	1.335
0.7	Z.G.B.K	Z.G.B.K	5.03	2.785	1.236
1.0	32.7509	10.5712	3.6125	2.195	1.0145
	$K_P = 0.4,$ $K_I = 0.05$	$K_P = 0.4,$ $K_I = 0.15$	$K_P = 0.4,$ $K_I = 0.4$	$K_P = 0.4,$ $K_I = 0.6$	$K_P = 0.4,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.764	0.334
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	5.22	2.227	0.532
0.7	Z.G.B.K	18.1	4.183	2.409	0.945
1.0	35.8338	11.5940	3.984	2.426	1.1199
	$K_P = 0.6,$ $K_I = 0.05$	$K_P = 0.6,$ $K_I = 0.15$	$K_P = 0.6,$ $K_I = 0.4$	$K_P = 0.6,$ $K_I = 0.6$	$K_P = 0.6,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.701	0.439	0.2567
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	2.47	0.686	0.359
0.7	Z.G.B.K	10.9	3.25	1.703	0.5575
1.0	34.9216	11.2776	3.829	2.282	0.949
	$K_P = 1,$ $K_I = 0.05$	$K_P = 1,$ $K_I = 0.15$	$K_P = 1,$ $K_I = 0.4$	$K_P = 1,$ $K_I = 0.6$	$K_P = 1,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	0.538	0.444	0.3102	0.2471	0.1691
0.4	0.5599	0.4874	0.3653	0.3005	0.21351
0.7	0.580	0.5325	0.4335	0.3707	0.2747
1.0	0.597	0.577	0.517	0.4647	0.3618



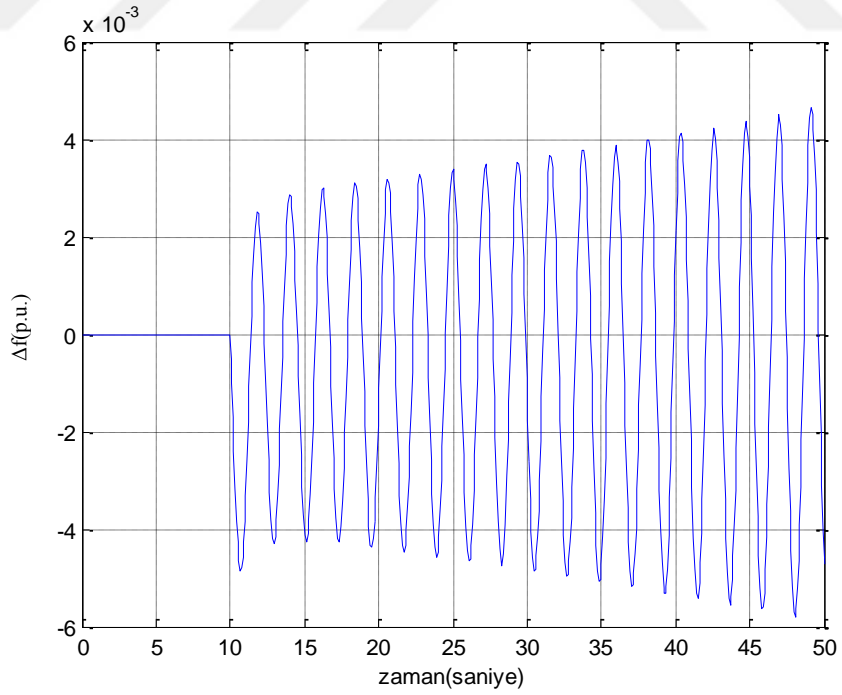
Şekil 6.2. $K_p=0.1$, $K_I=0.05$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 100$ sn için benzetim sonucu

Çizelge 6.1’de Z.G.B.K , Zaman Gecikmesinden Bağımsız Kararlı anlamına gelmekte olup Çizelge 6.1’den alınan $K_p=0.1$, $K_I=0.05$, $\lambda = 0.7$ değerleri Matlab/Simulink modelini kullanarak sistemin sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikme τ_c değeri, deneme yöntemi (matematiksel) bulunamamıştır Şekil 6.2 de gösterildiği gibi zaman gecikmesi $\tau_c= 100$ sn’ye kadar artsa da grafikte bir değişim olmamakta ve sistem kararlı olmaktadır.

Çizelge 6.1’den alınan $K_p= 1$, $K_I= 1$, $\lambda =0.7$ değerleri Matlab/Simulink modelini kullanarak sistemin sınırdaki kararlı olduğu τ_c değeri, deneme yöntemi (matematiksel) ile benzetim sonucu $\tau_c= 0.2747$ sn bulunur. Şekil 6.3’ de görüldüğü gibi benzetim sonuçları elde edilmiş ve açıkça görüldüğü üzere sistemin sınırdaki kararlı olduğu bu $\tau_c= 0.2747$ sn değerinde sınırdaki kararlıdır. Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Teorik olarak sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikmesi Çizelge 5.2’den $K_p= 1$, $K_I= 1$, $\lambda =0.7$ değerleri için τ_c değeri 0.2621 sn hesaplanmıştır. Teorik sonucu ile benzetim sonucu karşılaştırılacak olursa %4.8’lik bir fark olduğu ortaya çıkmıştır.

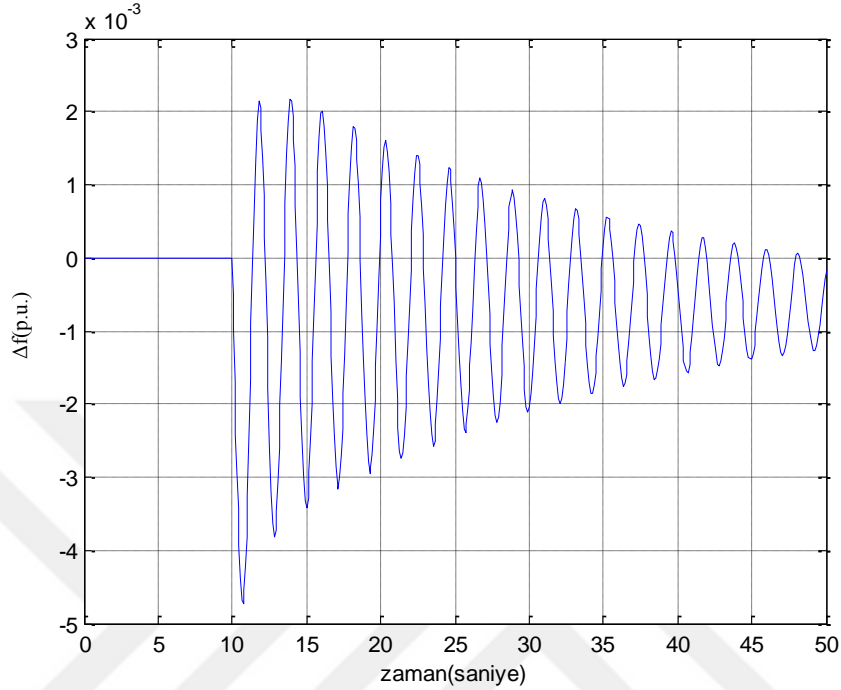


Şekil 6.3. $K_p=1$, $K_I=1$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.2747$ sn için benzetim sonucu



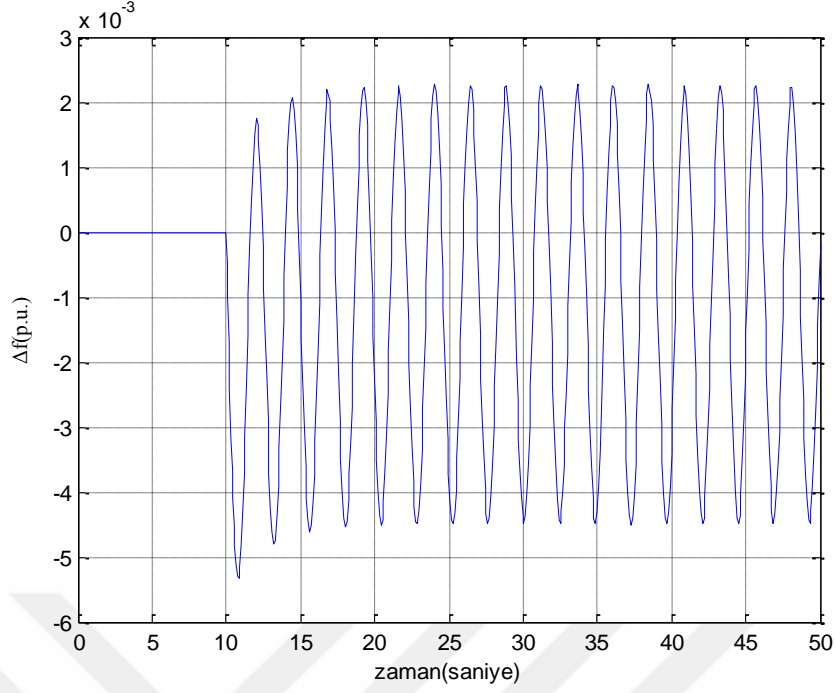
Şekil 6.4. $K_p=1$, $K_I=1$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.285$ sn için benzetim sonucu

Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale gececektir. Bu durum $\tau_c = 0.285$ sn değeri için Şekil 6.4 ' de gösterilmiştir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale gececektir. Bu durum $\tau_c = 0.25$ sn değeri için Şekil 6.5 ' de gösterilmiştir.

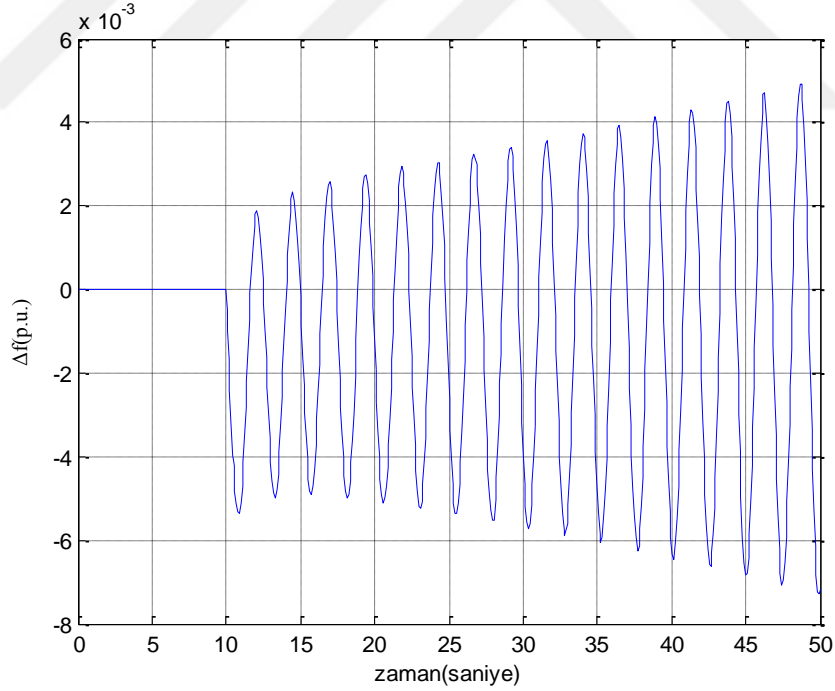


Şekil 6.5. $K_p=1$, $K_I=1$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.25$ sn için benzetim sonucu

Çizelge 6.1'den aldığımız $K_p=1$, $K_I=0.4$, $\lambda=0.7$ değerleri Matlab/Simulink modelini kullanarak sistemin sınırda kararlı olduğu τ_c değeri, deneme yöntemi (matematiksel) ile benzetim sonucu $\tau_c=0.4335$ sn bulunur. Şekil 6.6 ' de grldğu gibi benzetim sonuçları elde edilmiş ve açıkça grldğu üzere sistemin sınırda kararlı olduğu bu $\tau_c=0.4335$ sn değerinde sınırda kararlıdır. Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale gececektir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale gececektir. Teorik olarak sınırda kararlı olduğu maksimum zaman gecikmesi izelge 5.2'den $K_p=1$, $K_I=0.4$, $\lambda=0.7$ değerleri için τ_c değeri 0.4130 sn hesaplanmıştır. Teorik sonucu ile benzetim sonucu karşılaştırılacak olursa %4.96'lik bir fark olduğu ortaya çıkmıştır.

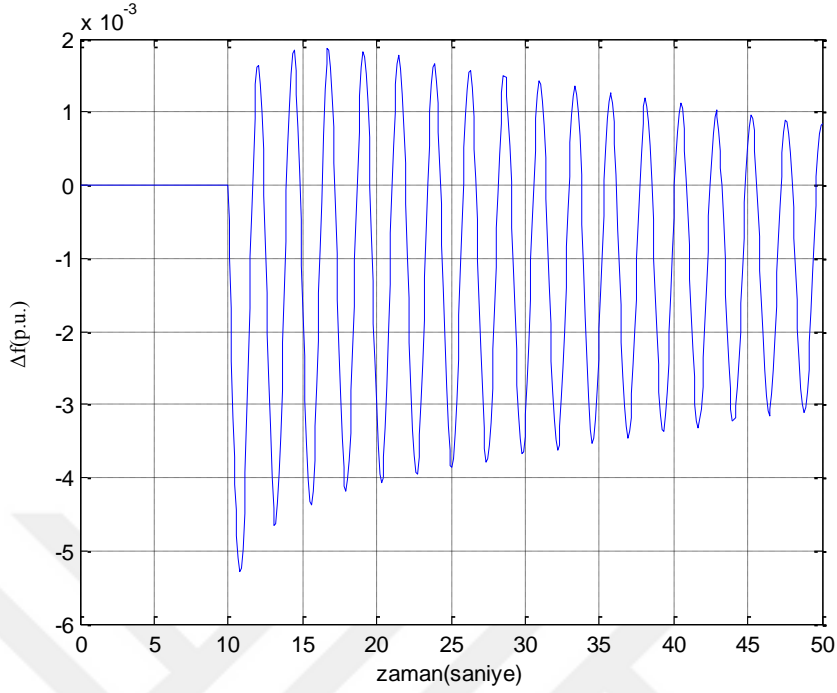


Şekil 6.6. $K_p=1$, $K_I=0.4$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.4335$ sn için benzetim sonucu



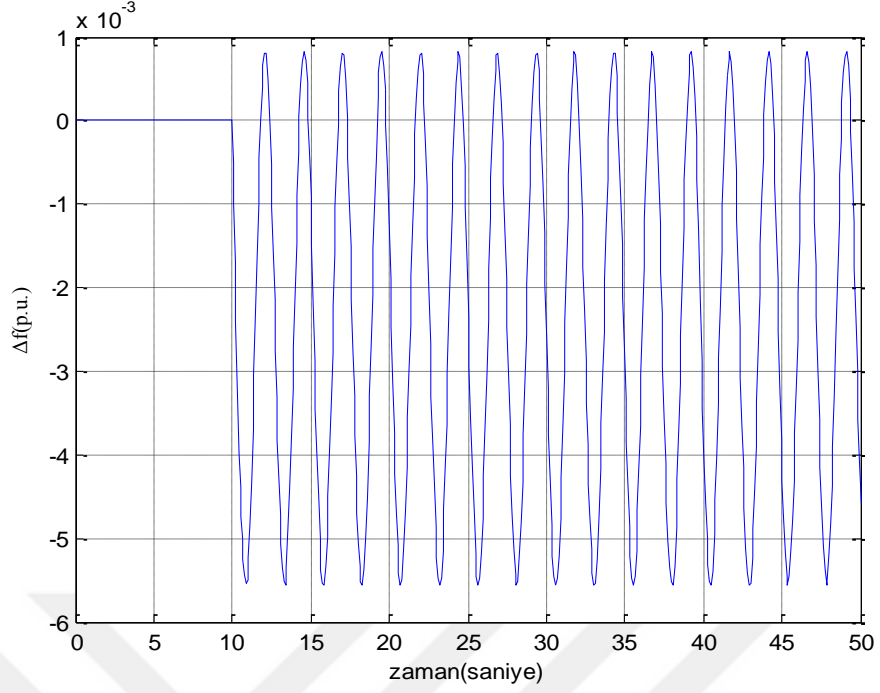
Şekil 6.7. $K_p=1$, $K_I=0.4$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.46$ sn için benzetim sonucu

Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.46$ sn değeri için Şekil 6.7 ' de gösterilmiştir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.42$ sn değeri için Şekil 6.8 ' de gösterilmiştir.

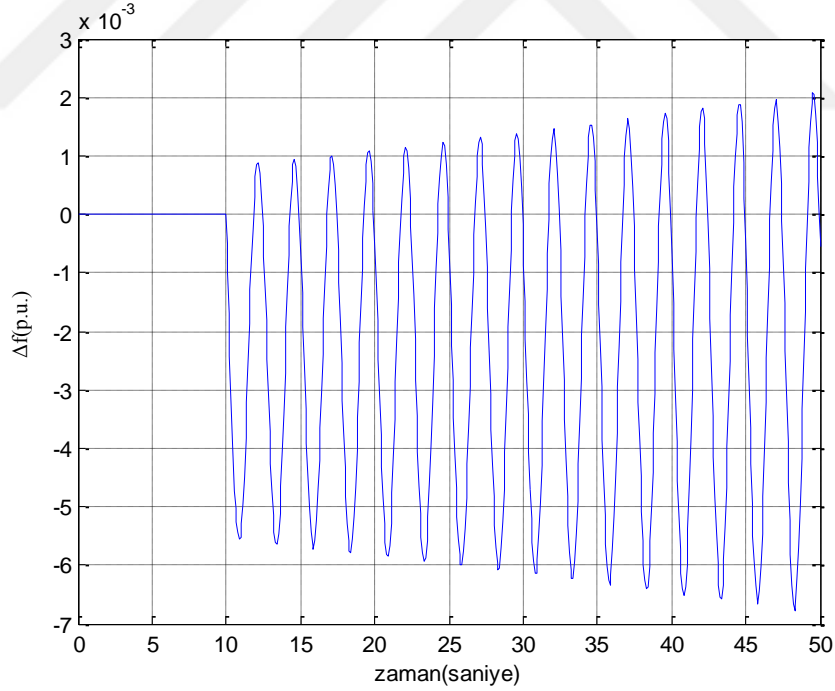


Şekil 6.8. $K_p=1$, $K_I=0.4$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.42$ sn için benzetim sonucu

Çizelge 6.1'den alınan $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda=0.7$ değerleri Matlab/Simulink modelini kullanarak sistemin sınırdaki kararlı olduğu τ_c değeri, deneme yöntemi (matematiksel) ile benzetim sonucu $\tau_c=0.580$ sn bulunur. Şekil 6.9 'de görüldüğü gibi benzetim sonuçları elde edilmiş ve açıkça görüldüğü üzere sistemin sınırdaki kararlı olduğu bu $\tau_c=0.580$ sn değerinde sınırdaki kararlıdır. Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Teorik olarak sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikmesi Çizelge 5.2'den $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda=0.7$ değerleri için τ_c değeri 0.5488 sn hesaplanmıştır. Teorik sonucu ile benzetim sonucu karşılaştırılacak olursa %5.68'lik bir fark olduğu ortaya çıkmıştır.

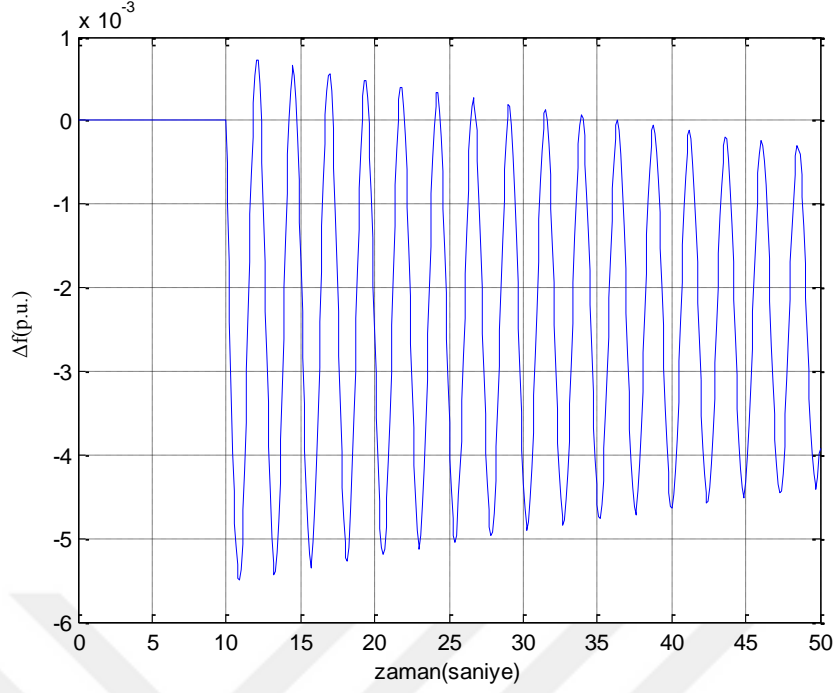


Şekil 6.9. $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 0.580$ sn için benzetim sonucu



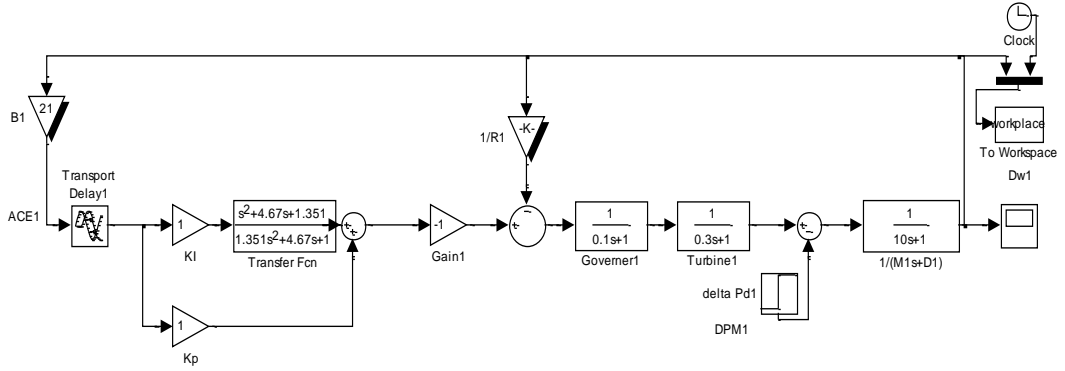
Şekil 6.10. $K_p= 1$, $K_I= 0.05$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 0.6$ sn için benzetim sonucu

Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.6$ sn değeri için Şekil 6.10 ' de gösterilmiştir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.56$ sn değeri için Şekil 6.11 ' de gösterilmiştir.



Şekil 6.11. $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.56$ sn için benzetim sonucu

6.1.2 İkinci dereceden tamsayı yaklaşımlı PI kontrolör içeren bir bölge yük frekans kontrol sisteminin benzetim analizi



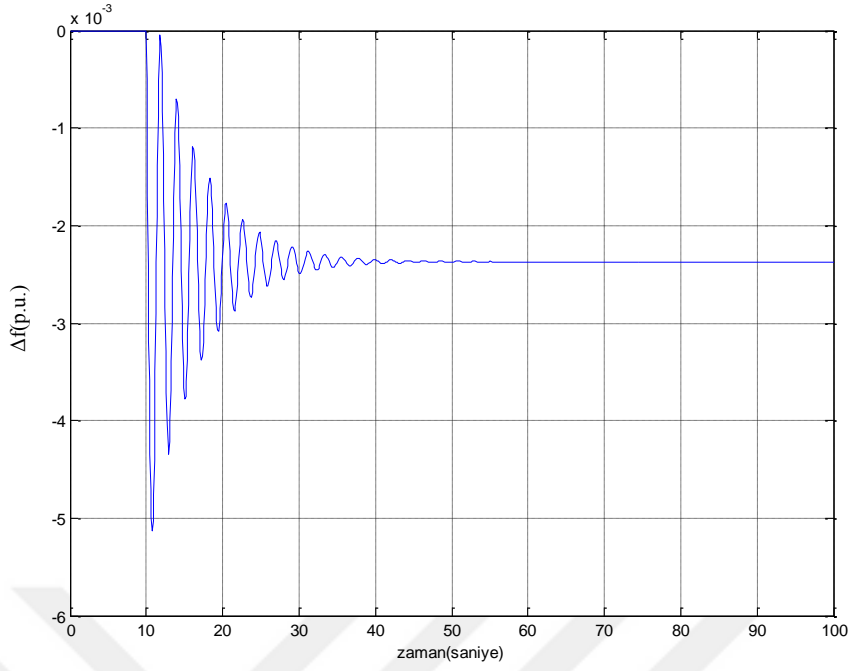
Şekil 6.12. Zaman gecikmeli bir bölge yük frekans kontrol sisteminin ikinci dereceden YFK sisteminin simulink modeli

Şekil 6.12’de birinci dereceden tamsayı yaklaşımlı PI kontrolör içeren bir bölge yük frekans kontrol sisteminin Simulink modeli verilmiştir.

Farklı parametre değerleri için elde edilen maksimum zaman gecikme değerleri Çizelge 6.2 de verilmektedir.

Çizelge 6.2. İkinci dereceden simulasyon ile bulunan maksimum gecikmeleri

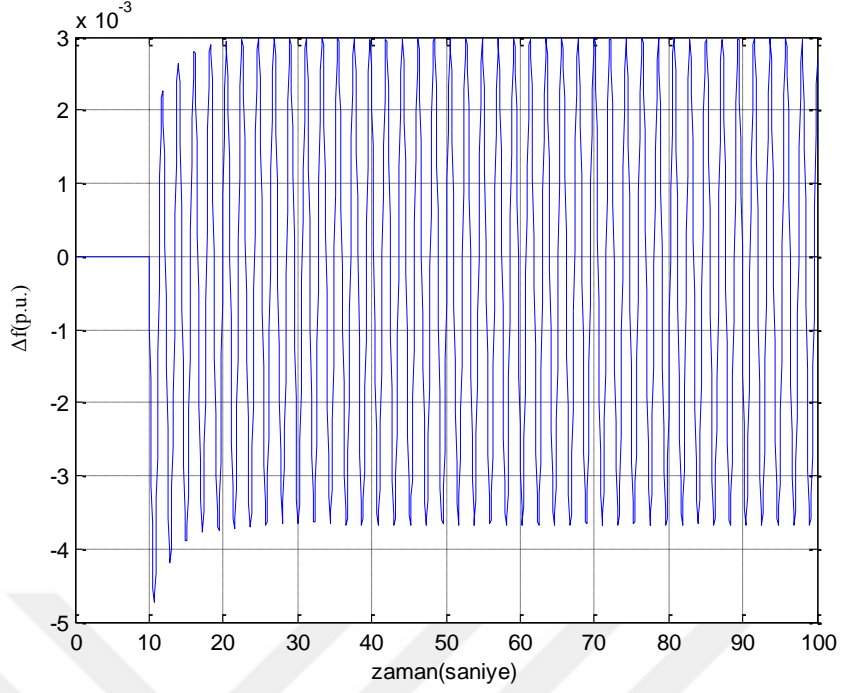
	$K_p = 0,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.705
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	17.7	7.57	1.324
0.7	Z.G.B.K	26	6.493	3.715	1.2845
1.0	30.9151	9.9595	3.383	2.043	0.924
	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.1,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.5175
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	14.7	6.59	0.792
0.7	Z.G.B.K	24	6.41	3.619	1.152
1.0	32.7509	10.5712	3.6125	2.195	1.0145
	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.4,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.668	0.3035
0.4	Z.G.B.K	Z.G.B.K	8.12	1.73	0.3733
0.7	Z.G.B.K	18.65	5.44	2.647	0.624
1.0	35.8338	11.5940	3.984	2.426	1.1199
	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 0.6,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	Z.G.B.K	Z.G.B.K	0.648	0.411	0.236
0.4	Z.G.B.K	28.5	1.13	0.5315	0.2773
0.7	Z.G.B.K	14.55	3.70	1.08	0.4165
1.0	34.9216	11.2776	3.829	2.282	0.949
	$K_p = 1,$ $K_I = 0.05$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.15$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.4$	$K_p = 1,$ $K_I = 0.6$	$K_p = 1,$ $K_I = 1$
λ	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$	$\tau_c(s)$
0.1	0.535	0.437	0.2999	0.2358	0.157
0.4	0.553	0.471	0.3384	0.269	0.1768
0.7	0.576	0.522	0.4115	0.3424	0.2381
1.0	0.597	0.577	0.517	0.4647	0.3618



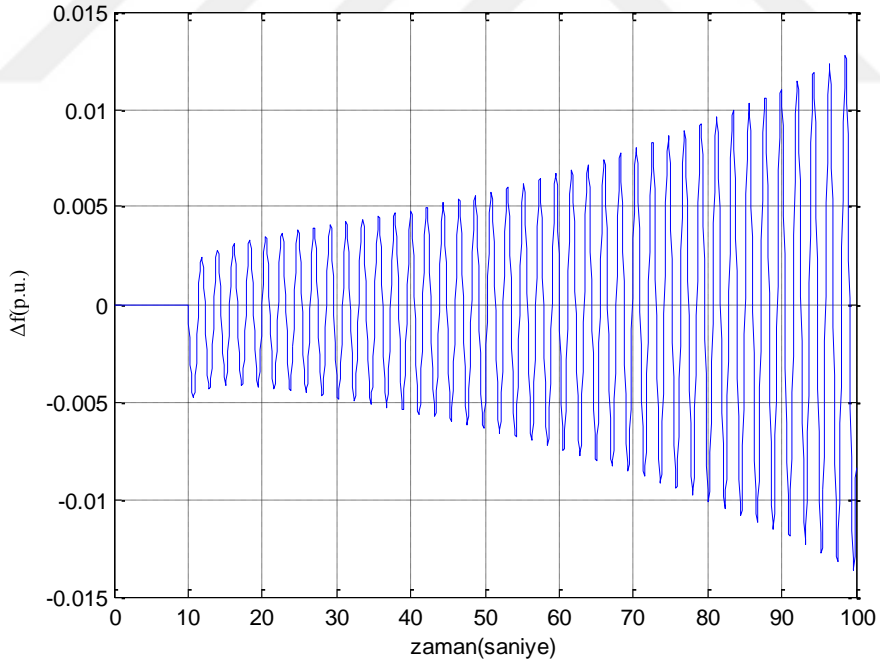
Şekil 6.13. $K_p = 0.1$, $K_I = 0.05$, $\lambda = 0.7$, $\tau_c = 100$ sn için benzetim sonucu

Çizelge 6.2’de Z.G.B.K , Zaman Gecikmesinden Bağımsız Kararlı anlamına gelmekte olup Çizelge 6.2’den aldığımız $K_p=0.1$, $K_I=0.05$, $\lambda = 0.7$ değerleri Matlab/Simulink modelini kullanarak sistemin sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikme τ_c değeri, deneme yöntemi (matematiksel) bulunamamıştır. Şekil 6.13 de gösterildiği gibi zaman gecikmesi $\tau_c = 100$ sn’ye kadar artsada grafikte bir değişim olmamakta ve sistem kararlı olmaktadır.

Çizelge 6.2’den aldığımız $K_p = 1$, $K_I = 1$, $\lambda = 0.7$ değerleri Matlab/Simulink modelini kullanarak sistemin sınırdaki kararlı olduğu τ_c değeri, deneme yöntemi (matematiksel) ile benzetim sonucu $\tau_c = 0.2381$ sn bulunur. Şekil 6.14 ’ de görüldüğü gibi benzetim sonuçları elde edilmiş ve açıkça görüldüğü üzere sistemin sınırdaki kararlı olduğu bu $\tau_c = 0.2381$ sn değerinde sınırdaki kararlıdır. Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Teorik olarak sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikmesi Çizelge 5.3’den $K_p = 1$, $K_I = 1$, $\lambda = 0.7$ değerleri için τ_c değeri 0.2090 sn hesaplanmıştır. Teorik sonucu ile benzetim sonucu karşılaştırılacak olursa %13.92’lik bir fark olduğu ortaya çıkmıştır.

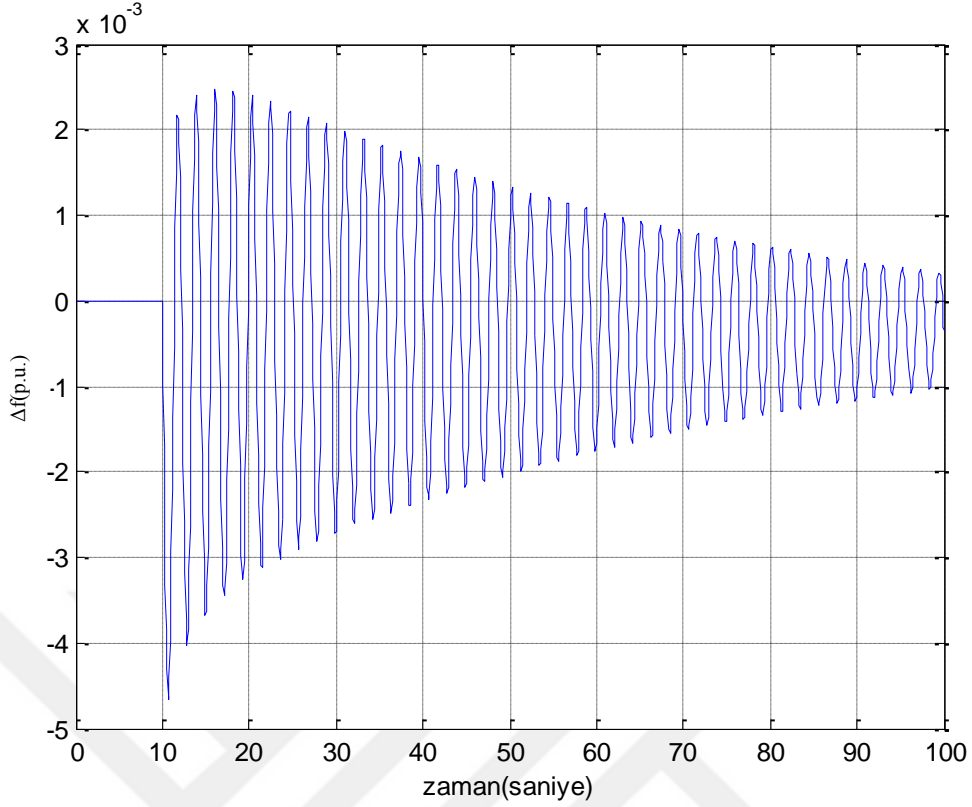


Şekil 6.14. $K_p = 1$, $K_I = 1$, $\lambda = 0.7$, $\tau_c = 0.2381$ sn için benzetim sonucu



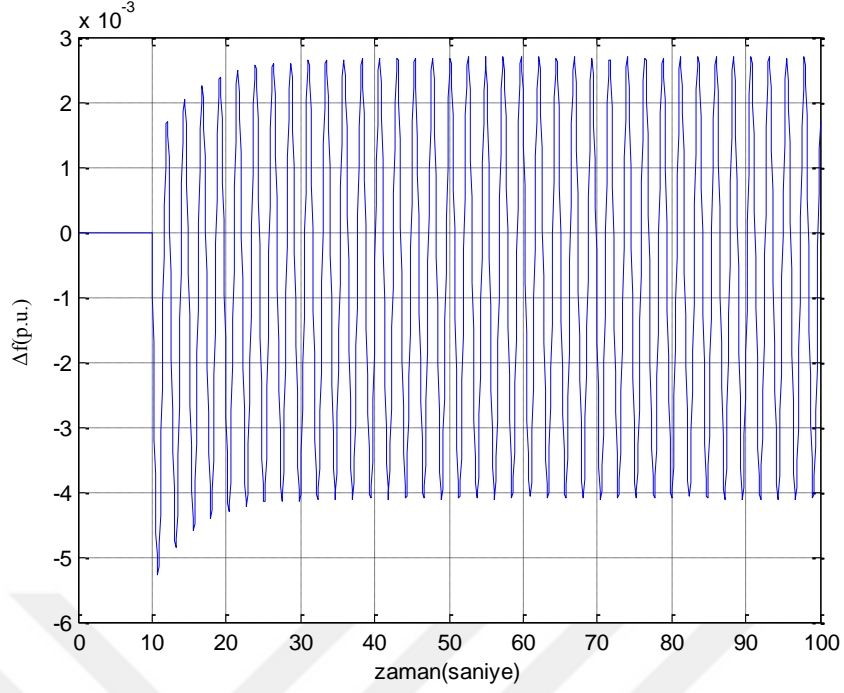
Şekil 6.15. $K_p = 1$, $K_I = 1$, $\lambda = 0.7$, $\tau_c = 0.25$ sn için benzetim sonucu

Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.25$ sn değeri için Şekil 6.15 ' de gösterilmiştir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.23$ sn değeri için Şekil 6.16 ' de gösterilmiştir.

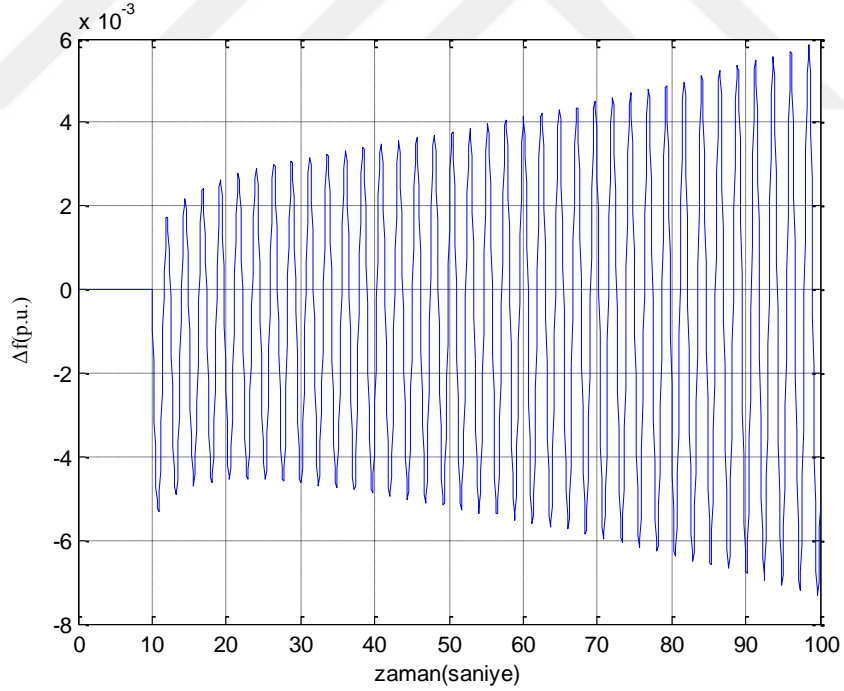


Şekil 6.16. $K_p=1$, $K_I=1$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.23$ sn için benzetim sonucu

Çizelge 6.2'den aldığımız $K_p=1$, $K_I=0.4$, $\lambda=0.7$ değerleri Matlab/Simulink modelini kullanarak sistemin sınırdaki kararlı olduğu τ_c değeri, deneme yöntemi (matematiksel) ile benzetim sonucu $\tau_c=0.4115$ sn bulunur. Şekil 6.17 'de görüldüğü gibi benzetim sonuçları elde edilmiş ve açıkça görüldüğü üzere sistemin sınırdaki kararlı olduğu bu $\tau_c=0.4115$ sn değerinde sınırdaki kararlıdır. Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Teorik olarak sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikmesi Çizelge 5.3'den $K_p=1$, $K_I=0.4$, $\lambda=0.7$ değerleri için τ_c değeri 0.3891 sn hesaplanmıştır. Teorik sonucu ile benzetim sonucu karşılaştırılacak olursa %2.24'lik bir fark olduğu ortaya çıkmıştır.

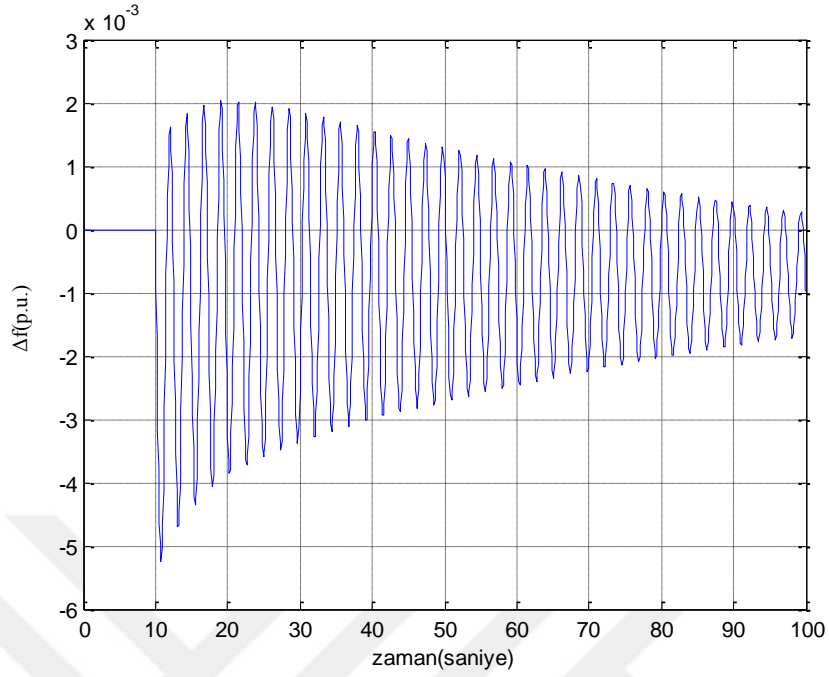


Şekil 6.17. $K_P=1$, $K_I=0.4$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 0.4115$ sn için benzetim sonucu



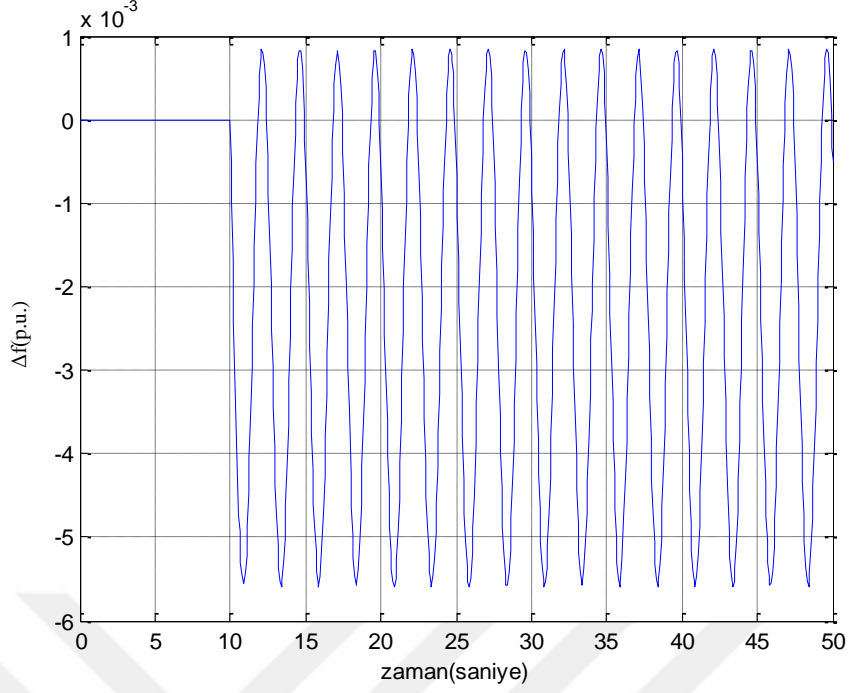
Şekil 6.18. $K_P= 1$, $K_I=0.4$, $\lambda =0.7$, $\tau_c= 0.425$ sn için benzetim sonucu

Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.425$ sn değeri için Şekil 6.18 ' de gösterilmiştir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.4$ sn değeri için Şekil 6.19 ' de gösterilmiştir.

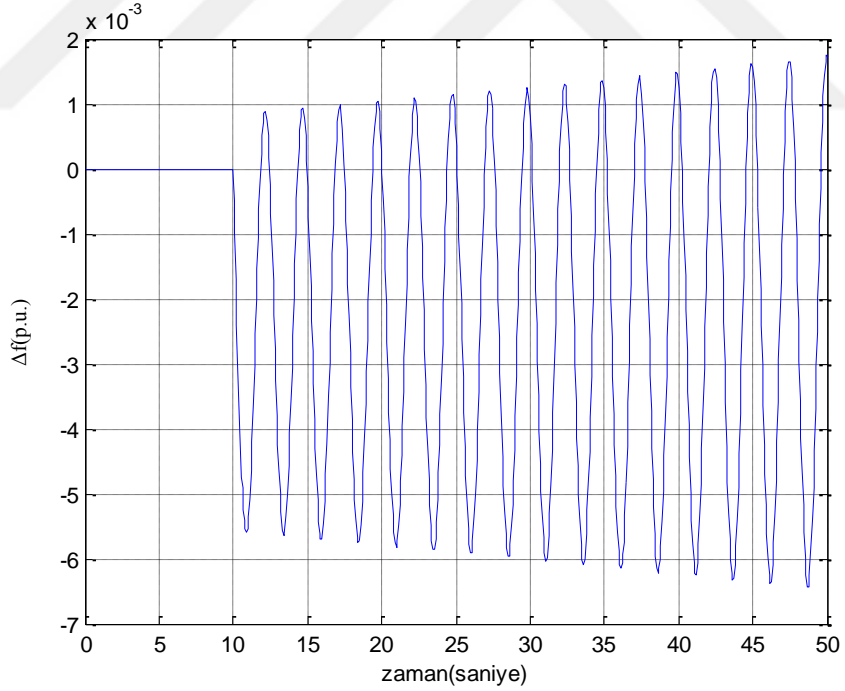


Şekil 6.19. $K_p=1$, $K_I=0.4$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.4$ sn için benzetim sonucu

Çizelge 6.2'den aldığımız $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda=0.7$ değerleri Matlab/Simulink modelini kullanarak sistemin sınırdaki kararlı olduğu τ_c değeri, deneme yöntemi (matematiksel) ile benzetim sonucu $\tau_c=0.576$ sn bulunur. Şekil 6.20 'de görüldüğü gibi benzetim sonuçları elde edilmiş ve açıkça görüldüğü üzere sistemin sınırdaki kararlı olduğu bu $\tau_c=0.576$ sn değerinde sınırdaki kararlıdır. Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Teorik olarak sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikmesi Çizelge 5.3'den $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda=0.7$ değerleri için τ_c değeri 0.5712 sn hesaplanmıştır. Teorik sonucu ile benzetim sonucu karşılaştırılacak olursa %0.84'lik bir fark olduğu ortaya çıkmıştır.

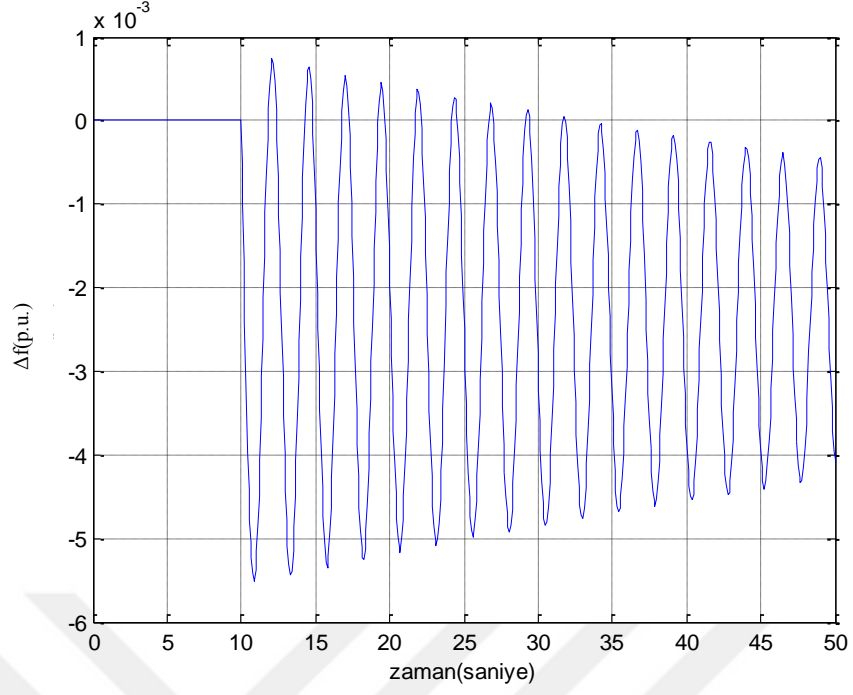


Şekil 6.20. $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.576$ sn için benzetim sonucu



Şekil 6.21. $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.6$ sn için benzetim sonucu

Bu değerden artış olduğunda sistem kararsız hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.6$ sn değeri için Şekil 6.21 ' de gösterilmiştir. Bu değerden azalış olduğunda ise sistem kararlı hale geçecektir. Bu durum $\tau_c = 0.56$ sn değeri için Şekil 6.22 ' de gösterilmiştir.



Şekil 6.22. $K_p=1$, $K_I=0.05$, $\lambda=0.7$, $\tau_c=0.56$ sn için benzetim sonucu

BÖLÜM VII

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, YFK sisteminde tamsayı dereceli PI kontrolör yerine kesirli dereceli PI kontrolör kullanılmıştır. Kesir dereceli PI kontrol bloğu tamsayı yaklaşım ile oluşturulup birinci ve ikinci dereceden analizlere hazırlanmıştır. Daha sonra üstel terimin eliminasyonu yöntemi kullanılarak YFK sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değeri analitik olarak hesaplanmıştır. Matlab/Simulink programı kullanılarak, YFK sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme değerleri farklı λ , K_p ve K_I için belirlenmiştir. Zaman gecikmeli kesir dereceli sistemin teorik olarak hesaplanan maksimum zaman gecikmeleri ile Matlab/Simulink programı kullanılarak kesir dereceli kontrolörlü yaklaşık zaman gecikmeleri, birinci ve ikinci dereceden sistemlerde ayrı ayrı karşılaştırılmıştır. Matlab/Simulink programı ile farklı λ , K_p ve K_I değerlerinde yapılan benzetim sonuçlarında birçok genelleme yapmak mümkündür.

Birinci dereceden sistemlerde teorik olarak hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri; K_p değeri sabit tutulup K_I değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır. Aynı şekilde K_I değeri sabit tutulup K_p değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır. Birinci dereceden sistemlerde benzetim yöntemi ile bulunan maksimum zaman gecikme değerleri; K_p değeri sabit tutulup K_I değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır. Aynı şekilde K_I değeri sabit tutulup K_p değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır.

İkinci dereceden sistemlerde teorik olarak hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri ; K_p değeri sabit tutulup K_I değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır. Aynı şekilde K_I değeri sabit tutulup K_p değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır. İkinci dereceden sistemlerde benzetim yöntemi ile bulunan maksimum zaman gecikme değerleri; K_p değeri sabit tutulup K_I değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır. Aynı şekilde K_I değeri sabit tutulup K_p değeri azaltılırsa maksimum zaman gecikme değeri artmaktadır.

Kesir dereceli yaklaşımda önerilen yöntemler; ilk olarak sistemi kontrol edebilmek için K_p ve K_I değerlerini çok küçük değerler kullanılmamalıdır. Fakat başka bir çalışma ile kararsızlığına neden olan küçük K_p ve K_I değerlerin sebepleri araştırılıp daha kararlı ve kontrol edilebilir sistemler tasarlanabilir. Ayrıca ileride yapılacak çalışmalarda daha yüksek dereceden yaklaşımların maksimum zaman gecikmesine etkisi araştırılmalıdır.



KAYNAKLAR

Arifoğlu, U., Gc Sistemlerinin Bilgisayar Destekli Analizi, *Alfa Yayınları*, İstanbul, 2002.

Ayasun, S., “Computation of time delay margin for power system small-signal stability”, *European Transactions on Electrical Power* 19, 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, 347-355, 2010.

Ayasun, S., Eminoğlu, U. and Sönmez, Ő., “Computation of Stability Delay Margin of Time-Delayed Generator Excitation Control System with a Stabilizing Transformer”, *Mathematical Problems in Engineering* 92, 1-10, 2014.

Bevrani H. ve 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. ve Bose, A., “Communication model for third party load frequency control,” *IEEE Transactions on Power Systems* 19(1), 543-548, 2004.

Cao, J. Y., Liang, J. and Cao, B. G., “Optimization of fractional order PID controllers based on genetic algorithms”, *Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, s. 70-75, 18-21 August, 2005.

- Carpentier, J., “To be or not to be modern that is the question for automatic generation control (point of view of a utility engineer)”, *Electric Power Energy Systems* 7, 81-91, 1985.
- Charef, A., “Modeling and analog realization of the fundamental linear fractional order differential equation”, *Nonlinear Dynamics* 46, 195-210, 2006.
- 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, Y. Q., Vinagre, B. M. and Podlubny, I., “Continued fraction approaches to discretizing fractional order derivatives – an expository review”, *Nonlinear Dynamics* 38, 155-170, 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, Y. Q., Ahn, H. S. and Podlubny, I., “Robust stability check of fractional order linear time invariant systems with interval uncertainties”, *Signal Processing* 86, 2611-2618, 2006.
- Dorcak, L., Petras, I., Terpak, J. and Zborovjan, M., “Comparison of the methods for discrete approximation of the fractional order operator”, *Acta Montanistica Slovaca* 8, 236-239, 2003.
- Efe, M. Ö., “ADALINE based robust control in robotics: a Riemann-Liouville fractional differintegration based learningscheme”, *Soft Computing-A Fusion of Foundations, Methodologies and Applications* 13(1), 23-29, 2009.

Goldberger, A. L., Bhargava, V., West, B. J. And Mandell, A. J. , “On the mechanism of cardiac electrical stability”, *Biophysics Journal* 48, 100-108, 1985.

Guazza, G., “Non-interacting controls of interconnected electric power system”, *IEEE Transaction on Power Appratus System* 85, 727-41, 1966.

Hartley, T. T., Lorenzo, C. F. and Qammar, H. K., “Chaos in a fractional order Chua system”, *IEEE Transactions on Circuits and System: Part I* 42(8), 485-490, 1995.

Hartley, T. T. and Lorenzo, C. F., “Dynamics and control of initialized fractional-order systems”, *Nonlinear Dynamics* 29, 201-233, 2002.

Hwang, C. and Cheng, Y. C., “A numerical algorithm for stability testing of fractional delay systems”, *Automatica* 42, 825-831, 2006.

Jesus, IS., Machado, JAT. and Barbosa, RS., “Control of a Heat Diffusion System Throught a Fractional Order Nonlinear Algorithm”, *Computers and Mathematics with Applications* 59, 1687-94, 2010.

Jezierski, E. and Ostalczyk, P., “ Fractional-Order Mathematical Model of Pneuematic Muscle Drive for Robotic Applications”, *Robot Motion Control LNCIS* 396, 113-22, 2009.

Jia, H.J., Yu, X.D., Yu, Y. and 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. Wen, J. Y. Cheng S. J. and Wu, Q. H. “Delay-dependent stability for load frequency control with constant and time varying delay”, *IEEE Transactions on Power Systems* 25, 20-28, 2012.

Krishna, B.T. and Reddy, K. V. V. S., “Active and passive realization of fractance device of order $1/2$ ”, *Active and Passive Electronic Components* 60, 90-95, 2008.

Kundur, P., Power System Stability and Control, *McGraw-Hil*, New York, 2012.

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

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.

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

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

Nakagava, N and Sorimachi, K., “Basic characteristics of a fractance device”, *IEICE Transactions Fundamentals* 75(12), 1814-1818, 1992.

Nonnenmacher, T. F., and Glöckle, W. G. “A fractional model for mechanical stress relaxation”, *Philosophical Magazine Letters* 64(2), 89-93, 1991

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, 793-797, 2002.

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

Özaktaş, H. M., Zalevsky, Z. and Kutay, M. A., Fractional Fourier transform with applications in optics and signal processing, *Wiley*, Philadelphia, 2001.

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.

Petras, I., “A note on fractional-order Volta’s system”, *Communications Nonlinear Science and Numerical Simulation* 15, 384-393, 2010.

Phadke, A. G: “Synchronized phasor measurements in power systems,” *IEEE Computer Applications in Power* 6, 10-15, 1993.

Press, W. H., Teukolsky, S. A., Vetterling, W. T., and Flannery, B. P., Numerical Recipes in C. The Art of Scientific Computing, 2nd edition, *Cambridge University Press*, Cambridge, 1992.

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.

Podlubny, I., “Fractional-order systems and $PI^\lambda D^\mu$ - controllers”, *IEEE Transactions on Automatic Control* 44(1), 208-214, 1999.

Podlubny, I., Petras, I., Vinagre, B. M., O’leary, P. And Dorcak, L., “Analogue realizations of fractional order controllers”, *Nonlinear Dynamics* 29, 281-296, 2002.

Rekasius, Z. V. “A stability test for systems with delays”, *Proceedings of Joint Automatic Control Conference*, San Francisco, CA, s. TP9-A, 1980.

Saadat, H., Power System Analysis, *Mc.Graw-Hill*, USA, 1999.

Saha, S., “Design of Fractional Order Phase Shaper for Iso Damper Control of a PHWR. Under Step-Back Condition”, *IEEE Transactions on Nuclear Science* 57, 1602-12, 2010.

Shayeghi, H., Shayanfar, HA. and Jalili, A., “Load Frequency Control Strategies: A State of-the-Art Survey for the Researcher”, *Energy Conversion Management* 50, 344-53, 2009.

Shyu, J. J., Pei, S. C. and Chan, C. H., “An iterative method for the design of variable fractional order FIR differintegrators”, *Signal Processing* 89, 320-327, 2009.

Sipahi R. ve Olgac, N., “Complete stability robustness of third-order LTI multiple time-delay systems”, *Automatica* 41(8), 1413–1422, 2005.

SIMULINK, Model-Based and System-Based Design, Using Simulink, *MathWorks*, Nutick, MA, 2000

Skaar, S. B., Michel, A. N. and Miller, R. K., “Stability of viscoelastic control systems”, *IEEE Transactions on Automatic Control* 33(4), 348-357, 1988.

Sondhi, S. ve Hote, Y.V., “Fractional Order Controller and its Applications: a Review”, *Asia-Pacific Microwave Conference*, Thailand, s.343-353, 2012.

Sondhi, S. ve Hote, Y.V., “Fractional order PID controller for load frequency control”, *Energy Conversion and Management Elsevier Publication* 85, 343-353, 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., “ 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, 2016.

Tan, N. ve Özyetkin, M. M., “Kesirli dereceli transfer fonksiyonlarının tamsayı dereceli yaklaşım modellerinin incelenmesi ve PI kontrolör tasarımı”, *TOK*, İstanbul, s.75-79, 2009.

Tan, N., Özgüven, Ö. F. and Özyetkin, M. M., “Robust stability analysis of fractional order interval polynomials”, *ISA Transactions* 48, 166-172, 2009.

Tan, W., “Tunning of PID Load Frequency Controller for Power Systems”, *Energy Conversion and Management* 50, 465-72, 2009.

Varshney, P., Gupta, M. and Visweswaran, G. S., “New switched capacitor fractional order integrator”, *Journal of Active and Passive Devices* 2, 187-197, 2007.

Vinagre, B. M., Podlubny, I., Hernandez, A. and Feliu, V., “Some approximation of fractional fractional order operators used in control theory and applications”, *Journal of Fractional Calculus Appied Analysis* 4, 47-66, 2001.

Walton K. E. ve Marshall, J. E., “Direct method for TDS stability analysis,” *IEE Proceeding Part D* 134, 101–107, 1987.

Westerlund, S., “Capacitor theory”, *IEEE Transactions on Dielectrics Electron Insulation* 1(5), 826-839, 1994

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, s.86-91, 2010.

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

EK-A Birinci Dereceden Yük-Frekans Kontrol Sisteminin M-FILE Analizi

% This M file computes delay marging for small-signal stability of

% SMIB system for a given equilibrium point

```
B=21;  
R=0.05;  
Tch=0.3;  
Tg=0.1;  
M=10;  
D=1;
```

```
delay=[];  
allpoles=[];  
Kp=input('Kp=');  
KI=input('KI=');  
L=input('L=');
```

% Coefficients of the characteristic equation

% $P(s,L)=p_4*s^4+p_3*s^3+p_2*s^2+p_1*s+p_0$

% $Q(s,L)=q_1*s+q_0$

```
p4 = L*M*R*Tch*Tg + M*R*Tch*Tg;
```

```
p3 = M*R*Tch + M*R*Tg + L*M*R*Tch + M*R*Tch*Tg + R*Tch*Tg*D -  
L*M*R*Tch*Tg + L*R*Tch*Tg*D + L*M*R*Tg;
```

```
p2 = M*R + L*M*R + M*R*Tch + M*R*Tg + R*Tch*D + R*Tg*D - L*M*R*Tch -  
L*M*R*Tg + L*R*Tch*D + L*R*Tg*D + R*Tch*Tg*D - L*R*Tch*Tg*D;
```

```
p1 = 1 + L + M*R + R*D - L*M*R + L*R*D + R*Tch*D + R*Tg*D - L*R*Tch*D -  
L*R*Tg*D;
```

```
p0 = 1 - L + R*D - L*R*D;
```

```
q1 = B*KI*R + B*Kp*R - B*KI*L*R + B*Kp*L*R;
```

```
q0 = B*KI*R + B*Kp*R + B*KI*L*R - B*Kp*L*R;
```

% polynomial $W(Wc^2)$

% $W = w_8*Wc^8 + w_6*Wc^6 + w_4*Wc^4 + w_2*Wc^2 + w_0$;

```
w8= p4^2;  
w6= p3^2 - 2*p2*p4;  
w4= p2^2 + 2*p0*p4 - 2*p1*p3;  
w2= -2*p0*p2 + p1^2 - q1^2;  
w0= p0^2 - q0^2;
```

% real-positive root of $W(Wc^2)$

EK-A (Devamı) Birinci Dereceden Yük-Frekans Kontrol Sisteminin M-FİLE Analizi

```
poles=roots([w8 0 w6 0 w4 0 w2 0 w0]);  
realindex=find(poles>0 & imag(poles)==0);  
wc=poles(realindex);
```

$$f1 = -p0*q1*wc + p2*q1*wc^3 - p3*q0*wc^3 - p4*q1*wc^5;$$
$$f2 = -p0*q0 + p2*q0*wc^2 - p4*q0*wc^4 - p1*q1*wc^2 + p3*q1*wc^4;$$

```
if f1>0 & f2>0  
    delay_up=(1/wc)*[atan2(f1,f2)]  
elseif f1>0 & f2<0  
    delay_up=(1/wc)*[atan2(f1,f2)]  
elseif f1<0 & f2>0  
    delay_up=(1/wc)*[2*pi+atan2(f1,f2)]  
elseif f1<0 & f2<0  
    delay_up=(1/wc)*[2*pi+atan2(f1,f2)]  
end
```

EK-B İkinci Dereceden Yük-Frekans Kontrol Sisteminin M-FILE Analizi

% This M file computes delay marging for small-signal stability of

% SMIB system for a given equilibrium point

B=21;
R=0.05;
Tch=0.3;
Tg=0.1;
M=10;
D=1;

delay=[];
allpoles=[];
Kp=input('Kp=');
KI=input('KI=');
L=input('L=');

% Coefficients of the characteristic equation

% $P(s,L)=p5*s^5+p4*s^4+p3*s^3+p2*s^2+p1*s+p0$

% $Q(s,L)=q2*s^2+q1*s+q0$

$$p5 = M*R*Tch*Tg*L^2 + 3*M*R*Tch*Tg*L + 2*M*R*Tch*Tg;$$

$$p4 = 2*M*R*Tch + 2*M*R*Tg + 3*L*M*R*Tch + 3*L*M*R*Tg + 8*M*R*Tch*Tg + 2*R*Tch*Tg*D + L^2*M*R*Tch + L^2*M*R*Tg - 2*L^2*M*R*Tch*Tg + L^2*R*Tch*Tg*D + 3*L*R*Tch*Tg*D;$$

$$p3 = 2*M*R + 3*L*M*R + 8*M*R*Tch + 8*M*R*Tg + 2*R*Tch*D + 2*R*Tg*D + L^2*M*R + L^2*R*Tch*D + L^2*R*Tg*D + 3*L*R*Tch*D + 3*L*R*Tg*D + 2*M*R*Tch*Tg + 8*R*Tch*Tg*D - 2*L^2*M*R*Tch - 2*L^2*M*R*Tg + L^2*M*R*Tch*Tg - 2*L^2*R*Tch*Tg*D - 3*L*M*R*Tch*Tg;$$

$$p2 = 3*L + 2*R*D + L^2 + 8*M*R + 3*L*R*D + 2*M*R*Tch + 2*M*R*Tg + 8*R*Tch*D + 8*R*Tg*D - 2*L^2*M*R + L^2*R*D - 2*L^2*R*Tch*D - 2*L^2*R*Tg*D - 3*L*M*R*Tch - 3*L*M*R*Tg + 2*R*Tch*Tg*D + L^2*M*R*Tch + L^2*M*R*Tg + L^2*R*Tch*Tg*D - 3*L*R*Tch*Tg*D + 2;$$

$$p1 = 8*R*D - 2*L^2 + 2*M*R - 3*L*M*R + 2*R*Tch*D + 2*R*Tg*D + L^2*M*R - 2*L^2*R*D + L^2*R*Tch*D + L^2*R*Tg*D - 3*L*R*Tch*D - 3*L*R*Tg*D + 8;$$

$$p0 = 2*R*D - 3*L + L^2 - 3*L*R*D + L^2*R*D + 2;$$

$$q2 = B*KI*R*L^2 - 3*B*KI*R*L + 2*B*KI*R + 2*B*Kp*R + 3*B*Kp*L*R + B*Kp*L^2*R;$$

$$q1 = 8*B*KI*R + 8*B*Kp*R - 2*B*KI*L^2*R - 2*B*Kp*L^2*R;$$

$$q0 = 2*B*KI*R + 2*B*Kp*R + 3*B*KI*L*R - 3*B*Kp*L*R + B*KI*L^2*R + B*Kp*L^2*R;$$

EK-B (Devamı) İkinci Dereceden Yük-Frekans Kontrol Sisteminin M-FİLE Analizi

```
% polynomial W(Wc^2)
% W= w8*Wc^8+w6*Wc^6+w4*Wc^4+w2*Wc^2+w0;

w10=p5^2;

w8= -2*p3*p5 + p4^2;

w6= 2*p1*p5 + p3^2 - 2*p2*p4;

w4=- q2^2 - 2*p1*p3 + 2*p0*p4 + p2^2;

w2=p1^2 + 2*q0*q2 - q1^2 - 2*p0*p2;

w0=p0^2 - q0^2;

% real-positive root of W(Wc^2)
poles=roots([w10 0 w8 0 w6 0 w4 0 w2 0 w0]);
realindex=find(poles>0 & imag(poles)==0);
Wc=poles(realindex);

f1 = Wc*p0*q1 + Wc*p1*q0 - Wc^3*p1*q2 - Wc^3*p2*q1 - Wc^3*p3*q0 +
Wc^5*p3*q2 + Wc^5*p4*q1 + Wc^5*p5*q0 - Wc^7*p5*q2;

f2 = Wc^2*p0*q2 - p0*q0 - Wc^2*p1*q1 + Wc^2*p2*q0 - Wc^4*p2*q2 +
Wc^4*p3*q1 - Wc^4*p4*q0 + Wc^6*p4*q2 - Wc^6*p5*q1;

if f1>0 & f2>0
    delay_up=(1/Wc)*[atan2(f1,f2)]
elseif f1>0 & f2<0
    delay_up=(1/Wc)*[atan2(f1,f2)]
elseif f1<0 & f2>0
    delay_up=(1/Wc)*[2*pi+atan2(f1,f2)]
elseif f1<0 & f2<0
    delay_up=(1/Wc)*[2*pi+atan2(f1,f2)]
end
```

ÖZ GEÇMİŞ

Serkan Horzum 05.02.1989 tarihinde Uşak'ta doğdu. İlk orta ve lise öğretimini Ankara'da tamamladı. 2007 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Haziran 2012'de mezun oldu. 2012 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Yüksek Lisans Öğrenimine başladı. Eylül 2013 – Eylül 2014 arasında İstanbul Aydın Üniversitesi, Anadolu BİL MYO Elektrik Programına Öğretim Görevlisi olarak atandı ve Elektrik ve Enerji Bölümü Bölüm Başkanlığı ve Elektrik Program Başkanlığı görevini üstlendi. Eylül 2014 – Şubat 2016 arasında Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi, Teknik Bilimler MYO Elektronik ve Otomasyon Programına Öğretim Görevlisi olarak atandı. Şubat 2016'dan bu yana Ege Üniversitesi Aliğa MYO Elektrik Programına Öğretim Görevlisi olarak atandı ve Elektrik Program Başkanlığı görevini üstlendi.