



T.C.
NİĞDE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

HABERLEŞME GECİKMESİ İÇEREN YÜK FREKANS KONTROL
SİSTEMLERİNİN KARARLI OLACAĞI MAKSİMUM ZAMAN
GECİKME DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI

ŞAHİN SÖNMEZ

Haziran 2013

T.C.
NİĞDE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

HABERLEŞME GECİKMESİ İÇEREN YÜK FREKANS KONTROL
SİSTEMLERİNİN KARARLI OLACAĞI MAKSİMUM ZAMAN GECİKME
DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI

ŞAHİN SÖNMEZ

Yüksek Lisans Tezi

Danışman

Doç. Dr. Saffet AYASUN

Haziran 2013

Şahin SÖNMEZ tarafından **Doç. Dr. Saffet AYASUN** danışmanlığında hazırlanan **“Haberleşme Gecikmesi İçeren Yük Frekans Kontrol Sistemlerinin Kararlı Olacağı Maksimum Zaman Gecikme Değerlerinin Hesaplanması”** adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Tankut YALÇINÖZ (Melikşah Üniversitesi)



Üye : Doç. Dr. Saffet AYASUN (Niğde Üniversitesi)



Üye : Doç. Dr. Ulaş EMİNOĞLU (Niğde 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. Osman SİVRİKAYA

MÜDÜR

TEZ BİLDİRİMİ

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



Şahin SÖNMEZ

ÖZET

HABERLEŞME GECİKMESİ İÇEREN YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMLERİNİN KARARLI OLACAĞI MAKSİMUM ZAMAN GECİKME DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI

SÖNMEZ, Şahin

Niğde Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman:

Doç. Dr. Saffet AYASUN

Haziran 2013, 96 Sayfa

Yük frekans kontrol sistemlerinde kullanılan fazör ölçüm cihazları ve haberleşme açısından dolayı, zaman gecikmeleri kaçınılmaz hale gelmiştir. Bu zaman gecikmeleri sistemin dinamiğini ve performansını olumsuz etkilemekte ve kararsızlıklara sebep olmaktadır. Bu tez çalışmasında, zaman gecikmesinin bir bölgesel yük frekans kontrol sistemi dinamiğine olan etkileri araştırılmıştır. Çalışmanın ilk aşamasında, bir bölgesel yük frekans kontrol sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmeleri, literatürde mevcut olan üstel terimin yok edilmesi ve Rekasius yöntemleri ile teorik olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, oransal – integral kontrolör kazançlarının, maksimum zaman gecikmesine etkisi araştırılmıştır. Çalışmanın ikinci aşamasında ise, elde edilen teorik sonuçların doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar, zaman gecikmesinin yük frekans kontrol sistemini kararsızlaştırdığını ortaya koymuştur. Ayrıca, sonuçların doğruluğu kullanılan teorik yöntemlerin uygun olduğunu göstermiştir.

Anahtar Sözcükler: Yük Frekans Kontrolü, Otomatik Üretim Kontrolü, Rekasius Metodu, Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu, Maksimum Zaman Gecikmesi, Kararlılık, Zaman Gecikmesi, MATLAB/SİMULİNK, Haberleşme Gecikmesi.

SUMMARY

COMPUTATION OF DELAY MARGINS FOR STABILITY OF LOAD FREQUENCY CONTROL SYSTEMS WITH COMMUNICATION DELAYS

SÖNMEZ, Şahin

Nigde University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical Electronic Engineering

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Saffet AYASUN

June 2013, 96 Pages

Due to the use of phasor measurement units and communication networks in load frequency control systems, time delays have become inevitable in electric power systems. These delays adversely affect the system dynamics and performance, and causes instability. In this thesis study, the effects of time delays on the single – area load frequency control system have been investigated. In the first stage of the study, the delay margins for stability of a single – area load frequency control system have been theoretically computed by using two existing methods, namely elimination of the exponential term and Rekasius substitution methods. Moreover, the quantitative effects of proportional – integral controller gains on the delay margin have been analyzed. In the second stage, the accuracy of the theoretical delay margin results has been proven by using Matlab/Simulink. The theoretical and simulation results clearly indicate that time delays destabilize the load frequency control systems. In addition, the accuracy of the delay margin results show that the theoretical methods used in this thesis are suitable for computation of delay margins in general.

Keywords: Load Frequency Control, Automatic Generation Control, Otomatik Üretim Kontrolü, Rekasius Substitution Method, Direct Method, Delay Margin, Stability, Time Delay, MATLAB/SİMULİNK, Communication Delay.

ÖN SÖZ

Bu yüksek lisans çalışmasında, bir bölgesel yüksek frekans kontrol sistem dinamiğine haberleşme ve veri transferinden kaynaklanan zaman gecikmesinin etkisi araştırılmıştır. Bu amaçla, sistemin kararlılık sınırını belirleyen ve sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini teorik olarak hesaplamak için iki farklı yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntemlerle, farklı PI kazanç değerleri için Bir bölgesel yüksek frekans kontrol sisteminde meydana gelen zaman gecikmeleri teorik olarak hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre denetleyici tasarım ve kazanç değerlerinin seçiminde zaman gecikmelerinin mutlaka dikkate alınması gerektiği sonucuna varılmıştır. Ayrıca teorik ve benzetim sonuçları, zaman gecikmesinin sistem dinamiğini olumsuz etkilediğini ve hatta kritik değerleri aştığında kararsızlığa sebep olduğunu ortaya koymuştur.

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

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

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xii
SİMGE VE KISALTMALAR DİZİNİ	xiii
BÖLÜM I GİRİŞ	1
BÖLÜM II YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİ	6
2.1 Yük Frekans Kontrolü	6
2.1.1 Yük frekans kontrol çevrimi	8
2.1.2 Jeneratör modeli	9
2.1.2.1 Jeneratörün salınım denklemleri	9
2.1.3 Yük modeli	15
2.1.4 Türbin modeli	16
2.1.5 Devir sayısı regülatörünün yapısı ve modeli	17
2.1.6 Hız regülasyon yüzdesi veya düşüşü	22
2.2 Otomatik Üretim Kontrolü	23
2.2.1 AGC içeren bir bölgesel yük frekans kontrol sistemi	24
2.3 İki Bölge Yüklü Frekans Kontrol Sistemi	24
2.3.1 Bağlantı hattı frekans yönelim kontrolü	30
2.4 Enterekte Güç Sisteminde Frekans Kontrolünün Genelleştirilmesi	32
2.5 Güç Sistemlerinde Zaman Gecikmeleri	36
2.5.1 Haberleşme gecikmesinin sebepleri	38
2.6 Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sistemi	39
BÖLÜM III REKASİUS YERİNE KOYMA YÖNTEMİ	44
3.1 Giriş	44
3.2 Rekasius Yerine Koyma Yöntemi	45
BÖLÜM IV ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ YÖNTEMİ	48
4.1 Giriş	48

4.2 Üstel Terimin Yok Edilmesi	48
4.2.2 Tek zaman gecikmeli durum.....	49
4.2.3 Orantılı zaman gecikmeli durum.....	53
BÖLÜM V REKASİUS YÖNTEMİNİN ZAMAN GECİKMELİ BİR BÖLGELİ	
YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİNE UYGULANMASI.....	57
5.1 Giriş	57
5.2 Zaman Gecikmeli Bir Bölge Yü Frekans Sistemi	57
5.3 Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması	60
5.4 Zaman Gecikmeli YFK Sisteminin Matlab/Simulink Analizi.....	66
BÖLÜM VI ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ YÖNTEMİNİN ZAMAN	
GECİKMELİ BİR BÖLGELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİNE	
UYGULANMASI.....	69
6.1 Giriş	69
6.2 Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması	69
6.3 Zaman Gecikmeli YFK Sisteminin Matlab/Simulink Analizi.....	75
BÖLÜM VII BİR BÖLGELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİ İÇİN	
SÖNÜMLEME FAKTÖRÜNE BAĞLI MAKSİMUM GECİKMENİN	
HESAPLANMASI.....	80
7.1 Giriş	80
7.2 Bir Bölge Yü Frekans Kontrol Sistemine Sönümlleme Faktörünün	
Uygulanması.....	81
BÖLÜM VIII SONUÇLAR.....	88
KAYNAKLAR	90
ÖZ GEÇMİŞ	95
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER	96

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre değişimi.....	4
Şekil 2.1. Bir senkron jeneratörün YFK ve AVR sisteminin şematik diyagramı.....	7
Şekil 2.2. Basit bir frekans kontrol çevrimi içeren senkron jeneratörün şematik blok diyagramı .	8
Şekil 2.3. Jeneratör blok diyagramı .	15
Şekil 2.4. Jeneratörün ve yükün blok diyagramı	16
Şekil 2.5. Basit bir buhar türbinin blok diyagramı	17
Şekil 2.6. Devir sayısı regülatör sistemi	17
Şekil 2.7. Devir sayısı regülatörü içeren jeneratör biriminin rotor hızı ile mekaniksel güç arasındaki ilişki .	19
Şekil 2.8. Yükte küçük bir adımlık artışa cevaplar	19
Şekil 2.9. Devir sayısı regülatörünün sürekli durum hız karakteristiği	20
Şekil 2.10. Buhar türbinine ait hız regülatör sisteminin blok diyagramı	21
Şekil 2.11. İzole bir güç sisteminin yük frekans kontrol blok diyagramı.....	21
Şekil 2.12 $\Delta P_L(s)$ girişi ve $\Delta f(s)$ çıkışı bulunan YFK blok diyagramı	22
Şekil 2.13 Hız düşüşüne sahip olan bir devir sayısı regülatörünün ideal sürekli durum karakteristiği	23
Şekil 2.14. İzole bir güç sistemine AGC 'nin eklenmesi	24
Şekil 2.15. Sadece birincil hız kontrolü bulunan iki bölgeli YKF sistemi	27
Şekil 2.16. 1. Bölge'de yük değişiminin etkisi	29
Şekil 2.17. İkincil kontrol içeren iki bölgeli sistemin blok diyagramı	31
Şekil 2.18. N kontrol bölgeli güç sistemi.....	32
Şekil 2.19. N kontrol bölgeli güç sisteminde i . kontrol bölgesinin bağlantı hattı güç değişimine ait blok diyagram.....	34
Şekil 2.20. i . kontrol bölgesi için blok diyagram	35
Şekil 2.21. İkincil kontrol çevrimi içeren i . kontrol bölgesine ait blok diyagram	35
Şekil 2.22. Ölçüm sistemlerindeki fazör ölçüm ünitelerinin yeri	36
Şekil 2.23. Zaman gecikmeli YFK sisteminin blok diyagramı	40
Şekil 5.1. Bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminin dinamik modeli.....	57

Şekil 5.2.	$K_p = 0.05$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi.....	65
Şekil 5.3.	$K_p = 0.1$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi.....	65
Şekil 5.4.	$K_p = 0.4$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi.....	65
Şekil 5.5.	Zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sisteminin Simulink modeli.....	66
Şekil 5.6.	$K_p = 0.2$ ve $K_I = 0.15$ bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.....	68
Şekil 5.7.	$K_p = 0.4$ ve $K_I = 0.4$ bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.....	68
Şekil 5.8.	$K_p = 0.6$ ve $K_I = 0.2$ bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.....	68
Şekil 6.1.	$K_p = 0$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi	74
Şekil 6.2.	$K_p = 0.2$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi	74
Şekil 6.3.	$K_p = 0.6$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi	75
Şekil 6.4.	Zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sisteminin Simulink modeli.....	75
Şekil 6.5.	$K_p = 0$ ve $K_I = 0.6$ için bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.....	79
Şekil 6.6.	$K_p = 0.6$ ve $K_I = 0.6$ bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.....	79
Şekil 6.7.	$K_p = 0.1$ ve $K_I = 0.2$ bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.....	79
Şekil 7.1.	Karakteristik denklem kökünün σ 'ya bağlı gecikme süresinin değişimi	81
Şekil 7.2.	$K_I = 0.4$ için sanal köklerin hareket doğrultusu.....	85

Şekil 7.3. $K_I = 0.6$ için sanal köklerin hareket doğrultusu.....	86
Şekil 7.4. $K_I = 0.4-1.0$ aralığı için zaman gecikmesi değerlerinin σ 'ya göre değişimi.....	86
Şekil 7.5. $K_I = 0.4$ için sönümleme faktörünün (σ) etkisi.....	86
Şekil 7.6. $K_I = 0.6$ için sönümleme faktörünün (σ) etkisi.....	87

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1. H 'in enerji üretim santraline göre değerleri	13
Çizelge 2.2. Çeşitli iletişim bağlantılarıyla ilgili zaman gecikmesi değerleri	39
Çizelge 5.1. Sisteme ait parametre değerleri	62
Çizelge 5.2. Önerilen yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin K_P ve K_I 'ya göre değişimi	63
Çizelge 5.3. Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin K_P ve K_I 'ya göre değişimi	64
Çizelge 6.1. Maksimum zaman gecikme değerlerinin K_I 'ya göre değişimi	72
Çizelge 6.2. Önerilen yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin K_P ve K_I 'ya göre değişimi	72
Çizelge 7.1. Sanal ekseni kesen ω_c köklerinin σ ve K_I 'ya göre değişimi	83
Çizelge 7.2. Zaman gecikmesi değerlerinin σ ve K_I 'ya göre değişimi	84

SİMGE VE KISALTMALAR DİZİNİ

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	Jenaratör 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	Mekaniksel 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	Governor 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	Mekaniksel 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

PMU

YFK

AVR

AGC

PI

mmf

ACE

DFT

PLC

DSSS

FHSS

OFDM

VT

CT

p.u.

Açıklama

Fazör Ölçüm Birimi

Yük Frekans Kontrolü

Otomatik Gerilim Regülatörü

Otomatik Üretim Kontrolü

Oransal-Integral Kontrolör

Manyeto Motor Kuvveti

Bölge Kontrol Hatası

Hızlı Fourier Dönüşümü

Gerilim Hattı Haberleşmesi

Doğrudan Ardışık Spektrum Yayılım

Frekans Atlamalı Yayık Spektrum

Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama

Gerilim Transdüseri

Akım Transdüseri

Per unit

BÖLÜM I

GİRİŞ

Yük frekans kontrol sistemi, her bir kontrol bölgesinde yük ile üretim arasındaki dengeyi sağlamak ve dolayısı ile yükün değişimine bağlı olarak oluşan sistem frekansındaki değişimleri yok etmek amacı ile uzun yıllardan beri elektrik güç sistemlerinin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır (Kundur, 1994).

Elektrik güç sistemlerinde aktif ve/veya reaktif güç talebinde herhangi bir değişiklik olduğu zaman senkron jeneratörler, sistem frekansını ve jeneratör terminal gerilimini nominal değerlerde tutmak için, yük frekans kontrol ve uyarma kontrol sistemlerine (otomatik gerilim regülatörü) sahiptirler (Kundur, 1994; Saadat, 1999). Yük frekans kontrol sistemlerinde, akım, gerilim, güç, frekans vb. büyüklükleri ölçmek için PMU'lar ve bunlardan elde edilen verileri merkezi kontrolörlere aktarmak ve kontrol merkezinden santrallere kontrol sinyallerini göndermek gerekmektedir. Bu nedenle, PMU'lar ve haberleşme ağları yaygın olarak kullanılmaktadır. PMU'lar ve haberleşme ağlarının yaygın kullanımı, sistem dinamik ve kararlılığını olumsuz etkileyecek zaman gecikmelerine sebep olmaktadır (Ayasun, 2009; Bevrani, ve Hiyama, 2009; Bhowmik vd., 2004; Liu vd., 2007; Naduvathuparambil vd., 2002; Yu ve Tomsovic, 2004). Elektrik güç sistemlerinde, ölçülen verileri uzak mesafelerden merkezi kontrolörlere aktarmak için telefon hatları, fiber optik kablo hatları, enerji iletim hatları, uydu veya internet gibi çeşitli haberleşme ağları kullanılmaktadır. PMU'ların kullanımından dolayı sistemde gerilim transdüser gecikmesi ve veri işleme gecikmesi oluşacağından toplam veri ölçüm zaman gecikmeleri gözlenmektedir. Kullanılan haberleşme ağının tipine bağlı olarak, toplam veri haberleşme gecikmesi 100-700 ms aralığında olduğu gözlemlenmiştir (Naduvathuparambil vd., 2002). Yük frekans kontrol sistemlerinde kullanılan haberleşme teknolojisine bağlı olarak toplam zaman gecikmesinin 5-15 s aralığında olabileceği gözlemlenmiştir (Liu vd., 2007).

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.

Güç sistemlerinde büyük zaman gecikmeleri kararsız bir etki oluşturarak kontrol sisteminin sönümlenme etkisini azaltır ve senkronizasyon kaybı, kararsızlık gibi beklenmeyen performanlara neden olur. Bu yüzden, kararlılık analizi ve kontrolör tasarım yöntemleri büyük zaman gecikmelerinde dikkate alınmalı ve zaman gecikmeli güç sistemlerinin kompleks dinamik davranışını incelemek için analitik yöntemler geliştirilmelidir (Ayasun, 2009).

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

- 1) Güç sistem kararlı kılıcı (Chaudhuri vd., 2004; Wu vd., 2009), yük frekans kontrolü (LFC) (Liu vd., 2007; Yu ve Tomsovic, 2004), tristör kontrollü seri kompanzator (Liu vd., 2007; Quanyuan vd., 2005) için kontrolör tasarımındaki zaman gecikme etkisini araştırmak,
- 2) Zaman gecikmelerinin nedenini belirlemek ve analiz etmek, zaman gecikmelerinin olumsuz etkilerini azaltmak için uygun yöntemler araştırmak,
- 3) Zaman gecikmeli geri beslemeli kontrol yapılarak güç sistemlerinde düzensiz ve periyodik olan salınımları ortadan kaldırmak.

Genellikle zaman gecikmeli sistemlerde maksimum gecikmeyi hesaplamak için literatürde birçok yöntem vardır. Bu yöntemlerin ortak noktası karakteristik denklemin tüm sanal köklerinin belirlenmesidir. Bu yöntemler beş temel gruba ayrılabilir:

- 1) Schur-Cohn (Hermite matris formu) (Chen vd., 1995; Gu vd., 2003; Fu vd., 2006)
- 2) Üstel terimin yok edilmesi yöntemi (Walton ve Marshall, 1987)

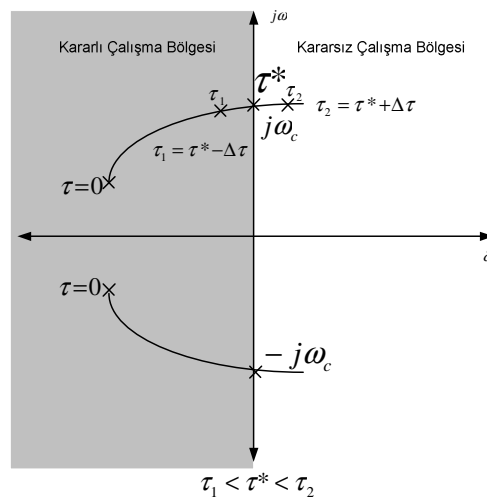
- 3) Matris pencil - Kronecker toplam metodu (Chen vd., 1995; Gu vd., 2003; Fu vd., 2006; su, 1995)
- 4) Kronecker çarpım ve temel dönüşüm (Louisell, 2001)
- 5) Rekasius yerine koyma yöntemi (Fazelinia vd., 2007; Hertz vd., 1984; Olgac ve Sipahi, 2002; Olgac ve Sipahi, 2004; Rekasius, 1980)

Bu yöntemler nümeriksel olarak birbirlerinden farklıdır ve sanal kök hesabında farklı sonuçlar üretebilirler. Bu yöntemlerin avantaj ve dezavantajlarının detaylı olarak kıyaslanması Sipahi ve Olgac (2005)'de bulunmaktadır. Son yıllarda, sadece iki yöntem zaman gecikmeli güç sistemlerinin kararlılık analizine uygulanmaktadır. Chen vd. (2005)'de verilen yöntem, zaman gecikmeli otomatik üretim kontrol sistemleri için maksimum gecikme zamanını hesaplamak için kullanılmıştır (Liu vd., 2007). Olgac ve Sipahi (2002)'de belirtilen Rekasius yerine koyma yöntemi, maksimum zaman gecikmesini hesaplamak için güç sistemlerinin küçük sinyal kararlılık analizine uygulanan bir yöntemdir (Jia vd., 2007).

Zaman gecikmeli yük frekans kontrol sisteminin kararlılık analizini yapabilmek için, sistemin karakteristik denkleminin köklerinin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değiştiğinin analiz edilmesi gerekmektedir. Ancak, zaman gecikmeli sistemin karakteristik denkleminde zaman gecikmesinden dolayı üstel terim ($e^{-s\tau}$) bulunmakta ve bu durum, köklerin belirlenmesini oldukça karmaşık hale getirmektedir. Üstel terimin mevcudiyeti, karakteristik denklemin sonsuz adet köke sahip olmasına neden olmaktadır. Sonsuz adet kökün değeri ve bunların zaman gecikmesinin (τ) değişimine göre nasıl değişebileceğinin analiz edilmesi oldukça zor bir problemdir. Ancak, kararlılık analizi yapabilmek için, bütün köklerin belirlenmesi zorunlu değildir. Köklerden hangilerinin zaman gecikmesine göre nasıl değişeceğini belirlenmesi kararlılık analizleri açısından yeterli olmaktadır. Yük frekans kontrol sisteminin kararlı olabilmesi için, karakteristik denkleme ait tüm kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmalıdır.

Zaman gecikmeli sistemlerde, sistemin kararlı çalışabileceği parametre değerlerinde gecikme şartlarının belirlenmesi ve sistemin kararlı çalışabileceği maksimum gecikme zamanının hesaplanması kararlılık çalışmalarındaki önemli amaçlardır. Toplam zaman

gecikmesi τ 'nin değişimi ile köklerden bazılarının konumunun değişeceği muhakkaktır. Köklerin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değişebileceği ve kararlı sistemin zaman gecikmesi τ 'nin değişimine göre nasıl kararsız olabileceği Şekil 1.1'de grafiksel olarak gösterilmiştir. Şekil 1.1'de grldği üzere sistemde herhangi bir zaman gecikmesi olmadığında ($\tau=0$), kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmakta ve dolayısı ile yük frekans kontrol sistemi kararlı olmaktadır. Zaman gecikmesi τ artırıldığında, bir çift kompleks kök, sol yarı bölge içerisinden, sağ yarı bölgeye doğru hareket etmeye başlayabilir. Kökler, sonlu bir zaman gecikme değerinde ($\tau = \tau^*$) sanal eksen $s = \pm j\omega_c$ noktalarında keserek, kompleks düzlemin sağ yarı bölgesine geçebilir. Köklerin, sanal eksen kestiği zaman gecikmesi değerinde sistem sınırda kararlıdır. Dolayısı ile kararlılık analizi açısından sistemin köklerinin hangi zaman gecikme değerinde sanal eksen üzerinde olacağının belirlenmesi yeterli olmaktadır. Bu zaman gecikme değeri, sistemin kararlılığını kaybetmeden dayanabileceği maksimum zaman gecikmesi olarak tanımlanmakta ve sistemin zaman gecikmesi açısından kararlılık sınırını temsil etmektedir. Verilen sistem parametre değerleri için, maksimum zaman gecikmesi ($\tau = \tau^*$) ile tanımlanan sistemin kararlılık sınırının belirlenmesi, sistem dinamiğinin analizi için oldukça önemli olmaktadır. Karakteristik denklemin kökleri $s^\tau = [s_1^\tau, s_2^\tau, \dots, s_n^\tau]$ şeklinde gösterilirse sistemin asimptotik kararlı olması, $\forall s_i^\tau \in C^-$ için $\max(\text{real}(s_i^\tau)) < 0$ şartının sağlanması gerekir.



Şekil 1.1. Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre değişimi.

Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı, sistemin karakteristik denkleminin kök konumuna bağlıdır. τ 'nın değişimi ile bazı köklerin yerleri de değişebilir. Sistem parametrelerine göre, iki farklı kararlılık durumu vardır (Gu vd., 2003; Walton ve Marshall, 1987):

1.Gecikmeden bağımsız kararlılık: $\max(\text{real}(s_i^\tau)) < 0$ kararlılık şartı tüm pozitif ve sonlu gecikme değerleri için sağlanırsa, $\tau \in [0, \infty)$, sistemin karakteristik denklemi zaman gecikmesinden bağımsız kararlılığa sahiptir (Gu vd., 2003; Walton ve Marshall, 1987).

2.Gecikmeye bağlı kararlılık: $\max(\text{real}(s_i^\tau)) < 0$ kararlılık şartı $\tau \in [0, \tau^*)$ aralığındaki gecikme değerleri için sağlanırsa, sistemin karakteristik denklemi zaman gecikmesine bağlı olarak kararlıdır ve $\tau \geq \tau^*$ değerleri için sistem kararsız olmaktadır (Gu vd., 2003; Walton ve Marshall, 1987).

Bu yüksek lisans tez çalışmasında; zaman gecikmesinin sistem kararlılığına olan etkisi araştırılmış ve Bir Bölgeli Yük Frekans Kontrol Sistemine literatürde bulunan Rekasius ve Üstel Terimin Yok Edilmesi yöntemleri uygulanarak teorik olarak sistemin kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen teorik sonuçların doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak ispatlanmıştır.

Bölüm II'de yük frekans ve otomatik üretim kontrol sistemleri hakkında temel bilgiler sunulmakta ve güç sistemlerinde meydana gelen zaman gecikmeleri hakkında bilgi verilmiştir. Bölüm III'te ve IV'de zaman gecikmesinin teorik olarak hesaplanmasında kullanılan Rekasius ve Üstel Terimin Yok Edilmesi yöntemleri ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Bölüm V, VI ve VII'de zaman gecikmesi içeren Bir Bölgeli Yük Frekans Kontrol Sisteminin Matlab/Simulink programı kullanılarak kararlılık analizleri sunulmuştur.

BÖLÜM II

YÜK FREKANS KONTROLÜ

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

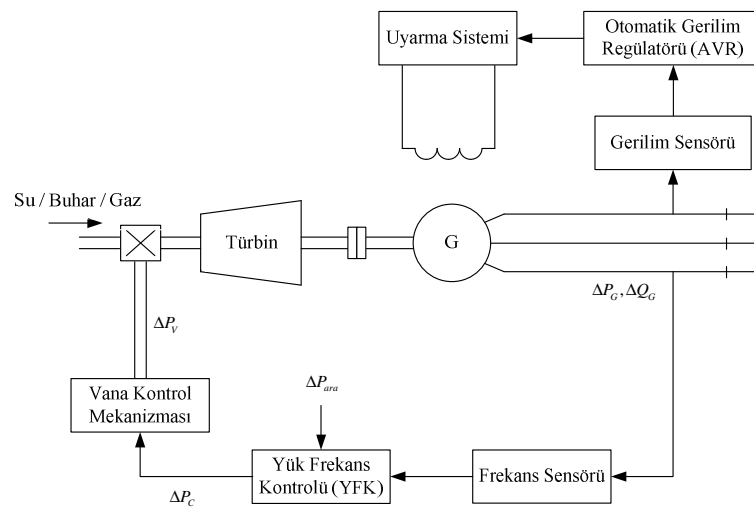
Enterkonnekte bir güç sisteminde, yük frekans kontrolü (YFK) ve otomatik gerilim kontrolü (AVR) her bir jeneratör sistemi için gereklidir. Şekil 2.1 yük frekans kontrol çevrimini (YFK) ve otomatik gerilim regülatör çevrimini (AVR) göstermektedir. Bu kontrolörler özel bir çalışma koşulu için ayarlanır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

2.1 Yük Frekans Kontrolü

Bir güç sisteminde frekans aktif güç dengesine bağlıdır. Bir elektrik şebekesinde aktif güç talebindeki değişim frekansın değişimine neden olur ve frekanstaki değişim tüm sisteme yansır. Bu yüzden sistem frekansı, yük dengesizliğini ve sistem üretimini gösteren önemli bir kavramdır. Enerji üretimi ve tüketimi arasında herhangi bir kısa süreli dengesizlik sistem frekansında ani bir değişime neden olur. Bu dengesizlik ise

enerji üretim santralindeki jeneratörün kinetik enerjisi ile ayarlanabilmektedir. Elektrik santralinin çalışma frekansının üstünde bir değerde bulunması durumunda, sistemde bir tepki oluşmazsa üretimde önemli kayıplar meydana gelebilir. Jeneratöre bağlı olarak üretilen aktif güç; buhar türbini, gaz türbini, su türbini veya dizel motor gibi mekanik güç üreten türbin sistemleri ile kontrol edilmektedir. Buhar veya su türbinlerinde mekaniksel güç, türbindeki su veya buhar akışı jeneratör miline gelen valf yardımıyla ayarlanarak kontrol edilir. Jeneratöre gelen buhar veya su aktif güç talebine göre sürekli olarak düzenlenir. Mekaniksel hızın değişimi ile üretilen enerjinin (jeneratör) frekans değişimi sağlanmış olur. Bir güç sisteminin verimli çalışması için frekansın sabit tutulması gerekir (Bevrani, 2009).

Yük frekans kontrol sisteminin kullanılma amacı genel olarak uygun frekans değerinin korunması, jeneratörler arasındaki yükün paylaşılması ve bağlantı hattı güç değişimlerinin kontrol edilmesi olarak ifade edilebilir. Frekanstaki ve bağlantı hattındaki aktif güç değişimi, rotor açısı δ 'nın değişimi ile belirlenir ve $\Delta\delta$ rotor hata açısı kullanılarak düzeltilir. Örneğin Δf ve ΔP_{ara} hata sinyalleri yükseltilir, karşılaştırılır ve aktif gücü kontrol eden ΔP_V sinyaline dönüştürülür. ΔP_V sinyali torkta meydana gelen herhangi bir artış için gerekli sinyali türbine gönderir. Türbin ise ΔP_G miktarına göre jeneratör çıkışında değişim oluşturur. Bu durumda ΔP_G , belirli toleranslar dahilinde Δf 'in ve ΔP_{ara} 'nın değerlerinin değişimini sağlayacaktır. (Kundur, 1994; Saadat, 1999).

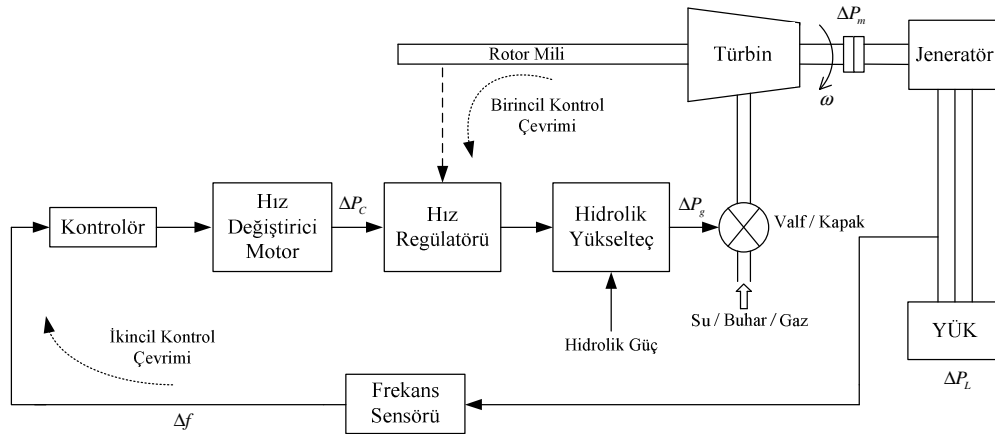


Şekil 2.1. Bir senkron jeneratörün YFK ve AVR sisteminin şematik diyagramı

Bir kontrol sisteminin tasarımında ve analizindeki ilk adım sistemin matematiksel olarak modellenmesidir. Sistemin matematiksel modelinin çıkarılmasında kullanılan yöntemler ise transfer fonksiyonu yöntemi ve durum değişkenleri yaklaşımıdır. Durum değişkenleri yaklaşımı lineer ayrıca nonlinear sistemleri tanımlamak için uygulanabilir. Transfer fonksiyonunu ve lineer durum denklemlerini kullanmak için sistem ilk olarak lineerleştirilmelidir. Uygun yaklaşımlar ve varsayımlar sistemi tanımlayan matematiksel denklemleri lineerleştirmek için yapılır ve bir transfer fonksiyon modeli elde edilir.

2.1.1 Yük frekans kontrol çevrimi

Birincil frekans kontrolünde büyük jeneratörler ek bir frekans kontrol çevrimine ihtiyaç duyar. Bir senkron jeneratörün şematik blok diyagramında, Şekil 2.2 'de görüldüğü gibi, frekans kontrol çevrimi kullanılmıştır (Bevrani, 2009).



Şekil 2.2. Basit bir frekans kontrol çevrimi içeren senkron jeneratörün şematik blok diyagramı.

Şekil 2.2'de devir sayısı regülatörü (speed governor) birincil ve ikincil kontrol çevrimleri hızdaki (frekansa) bir değişime karşı duyarlıdır. Hidrolik amplifikatör (hydraulic amplifier) yüksek buhar veya su basıncına karşı ana valf konumunu ayarlamak için gerekli mekaniksel gücü sağlar. Hız değiştirici (speed changer) türbinin sabit bir güç çıkışı ayarlamasını sağlar (Bevrani, 2009).

Her bir üretim biriminde devir sayısı regülatörü birincil hız kontrolünü sağlar ve tüm üretim birimleri kendi devir sayısı regülatörlerini kullanarak değişken yük durumlarında

jeneratörde yapılması gereken genel değişikliği sağlarlar. Ancak, enterkonnekte g¼c sistemlerinde birincil kontrol, sistem frekansının d¼zenlenmesi için yeterli değildir. B¼ylece ikincil kontrol çevrimi, hız değiştirici motor vasıtasıyla referans y¼k ayar noktasını oluşturmak için gereklidir (Bevrani, 2009).

İkincil kontrol çevrimi frekans değişimi ¼zerinde bir geri besleme sağlar ve dinamik kontrol¼rler ile birincil kontrol çevrimine eklenir. Sonuç olarak ΔP_C sinyali sistem frekansını d¼zenlemek için kullanılır. G¼c sistemlerinde dinamik kontrol¼rler genellikle basit bir oransal veya integral (PI) kontrol¼rden oluşur (Bevrani, 2009).

şekil 2.2'de frekans, ΔP_L y¼k değişiminin ardından geçici değişimler (Δf) g¼sterir. Sistemde geri besleme mekanizması devreye girer ve y¼k¼n değişimini izleyip mekanik g¼c ¼reten (ΔP_m) t¼rbin için uygun bir sinyal ¼retir ve sistem frekansı d¼zenler. Y¼k frekans kontrol sisteminde bulunan her bir elemanın blok diyagramı aşama aşama oluşturulmuştur (Bevrani, 2009).

2.1.2 Jenerat¼r modeli

2.1.2.1 Senkron jenerat¼r¼n salınım denklemleri

Normal şartlarda, rotor ekseni ve manyetik alan eksen bileşkesi sabittir. Rotor ekseni ve manyetik alan ekseni arasındaki açı, δ , rotor açısı veya moment açısı olarak bilinir. Jenerat¼rde herhangi bir elektriksel y¼k¼n değişimi sırasında, rotor hava aralığında oluşan d¼ner manyetik alana (m.m.f) bağlı olarak rotor hızlanır veya yavaşlar ve rotorda bir bağlı hız oluşur. Bu bağlı hızı tanımlayan denklemlere salınım denklemleri denir. Rotorun hızlanması veya yavaşlaması sırasında frekansta salınımlar oluşur. Bu salınım periyotlarından sonra rotor senkron hızına tekrar kilitlenirse jenerat¼r kararlılığını korur. Y¼kteki değişim aktif g¼c¼te herhangi bir değişime neden olmazsa rotor ilk andaki gibi hareketini devam ettirir. Jenerat¼rde y¼ke veya şebekeye bağlı bir değişim g¼zlenirse rotor, senkron olarak d¼ner alana g¼re yeni bir g¼c açısında çalışır (Saadat, 1999).

Senkron hızda (ω_{sm}) çalışan ve elektromanyetik momente (T_e) sahip olan bir senkron jeneratörde T_m mekaniksel moment ile tahrik edilen ve sürekli çalışma durumunda jeneratör kayıpları ihmal edilirse;

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_e}, T_m = \frac{P_m}{\omega_m} \quad (2.1)$$

$$T_m = T_e \quad (2.2)$$

Jeneratörde meydana gelen herhangi bir değişim anında rotorun hızlanması veya yavaşlanmasından dolayı oluşan T_a moment farkı:

$$T_a = T_m - T_e \quad (2.3)$$

J , jeneratör ve türbin sisteminin eylemsizlik momentlerinin birleşimidir ayrıca sürtünme ve sönümlenme momenti ihmal edilirse;

$$J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} = T_a = T_m - T_e \quad (2.4)$$

Burada, θ_m statorda referans eksene göre rotorun açısal konum değişimidir. Senkron hızla bağlı olarak rotorun açısal hızı dikkate alındığından rotor, sabit açısal hız (ω_{sm}) ile hareket eder.

$$\theta_m = \omega_{sm} t + \delta_m \quad (2.5)$$

Burada δ_m , $t=0$ anındaki rotor konumudur. Denklem (2.5)'in türevi alınarak rotor açısal hızı tespit edilir.

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_{ms} + \frac{d\delta_m}{dt} \quad (2.6)$$

Rotorun hızı Denklem (2.7) ile elde edilir.

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = \frac{d^2\delta_m}{dt^2} \quad (2.7)$$

Denklem (2.4)'de ilgili yere Denklem (2.7) yazılırsa;

$$J \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = T_m - T_e \quad (2.8)$$

Mekanik hız ω_m ile Denklem (2.8) çarpılarak;

$$J\omega_m \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = \omega_m T_m - \omega_m T_e \quad (2.9)$$

Açısal hızın moment ile çarpımı güce eşittir.

$$J\omega_m \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = P_m - P_e \quad (2.10)$$

$J\omega_m$ eylemsizlik momentidir ve M ile gösterilir. Ayrıca dönen bir parçanın kinetik enerjisiyle de ifade edilebilir;

$$W_k = \frac{1}{2} J\omega_m^2 = \frac{1}{2} M\omega_m \quad (2.11)$$

$$M = \frac{2W_k}{\omega_m} \quad (2.12)$$

M senkron jeneratörün eylemsizlik sabiti olarak adlandırılmasına rağmen, rotor hızı senkron hızın dışına çıktığında aslında M sabit değildir. Ancak, ω_m jeneratörün kararlı olduğu sürece çok büyük değerlerde değişmediği için M eylemsizlik momentinin senkron hızda elde edildiği varsayılır ve sabit olduğu kabul edilir.

$$M = \frac{2W_k}{\omega_{sm}} \quad (2.13)$$

Eylemsizlik sabiti salınım denkleminde ilgili yere yazılırsa;

$$M \frac{d^2 \delta_m}{dt^2} = P_m - P_e \quad (2.14)$$

Elektriksel güç açısı δ , mekaniksel güç açısı δ_m arasındaki bağıntı yazılırsa;

$$\delta = \frac{p}{2} \delta_m \quad (2.15)$$

Burada, p senkron jeneratörün kutup sayısıdır. Ayrıca;

$$\omega = \frac{p}{2} \omega_m \quad (2.16)$$

Elektriksel güç açısı δ , salınım denkleminde yazılırsa;

$$\frac{2}{p} M \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_m - P_e \quad (2.17)$$

Güç sistem analizinde sistem, per unit cinsinden ifade edildiği için salınım denklemini genellikle per unit olarak ifade edilir. Bu durumda S_B baz gücü Denklem (2.17) ile bölünerek ve Denklem (2.13) M eylemsizlik momentinin yerine kullanıldığında;

$$\frac{2}{p} \frac{2W_k}{\omega_{sm} S_B} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = \frac{P_m}{S_B} - \frac{P_e}{S_B} \quad (2.18)$$

Denklem (2.19) ile ifade edilen H sabiti veya per unit cinsinden eylemsizlik sabiti olarak bilinen bir ifade tanımlanır.

$$H = \frac{\text{İlgili hızdaki MJ cinsinden kinetik enerji}}{\text{MVA cinsinden senkron makinenin görünür gücü}} = \frac{W_k}{S_B} \quad (2.19)$$

H 'ın birimi saniyedir ve değeri 1 - 10 saniye aralığında değişir. MKS birim sisteminde eylemsizlik momentinden H 'ın hesaplanması Denklem (2.20) ile yapılabilir.

Depolanan enerji=Kinetik enerji

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} J \omega_{0m}^2 W .s \\ &= \frac{1}{2} J \omega_{0m}^2 x 10^{-6} MW .s \end{aligned} \quad (2.20)$$

$J = kg.m^2$ cinsinden eylemsizlik momenti

$\omega_{0m} =$ İlgili mekaniksel hız Rad/s

$$= 2\pi \frac{RPM}{60} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} H &= \frac{1}{2} \frac{J \omega_{0m}^2 x 10^{-6}}{MVA} \\ &= \frac{1}{2} \frac{J (2\pi RPM/60)^2 x 10^{-6}}{MVA} \\ &= 5.48 x 10^{-9} \frac{J (RPM)^2}{MVA} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Çizelge 2.1. H 'ın enerji üretim santraline göre değerleri

Üretim Birimi	H
Termik santral Birimi	
(a) 3600 dev / dak (2 kutuplu)	2.5 – 6.0
(b) 1800 dev / dak (4 kutuplu)	4.0 – 10.0
Hidrolik santral birimi	2.0 – 4.0

Senkron makinenin tipine ve boyutuna bağlı olarak H sabiti, Denklem (2.18)'de kullanılarak Denklem (2.23) elde edilir.

$$\frac{2}{p} \frac{2H}{\omega_{sm}} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_{m(pu)} - P_{e(pu)} \quad (2.23)$$

Burada $P_{m(pu)}$ ve $P_{e(pu)}$ per unit cinsinden mekaniksel ve elektriksel güçleri ifade etmektedir. Elektriksel açısal hız ile mekaniksel açısal hız arasında $\omega_{sm} = (2/p)\omega_e$ bağıntısı bulunmaktadır ve elektriksel açısal hız (ω_e) Denklem (2.23)'de yerine yazılırsa;

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_{m(pu)} - P_{e(pu)} \quad (2.24)$$

Yukarıdaki denklem f_0 frekans terimiyle de ifade edilebilir. Ayrıca ifadeyi basitleştirmek için pu notasyonu Denklem (2.24)'den kaldırılır, fakat güçler pu cinsindedir.

$$\frac{2H}{2\pi f_0} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_m - P_e \quad (2.25)$$

Yükte veya şebekede herhangi bir küçük değişim meydana geldiğinde Denklem (2.24) aşağıdaki gibi kullanılabilir.

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} = \Delta P_m - \Delta P_e \quad (2.26)$$

Hızdaki değişime göre;

$$\frac{d\Delta \frac{\omega}{\omega_s}}{dt} = \frac{1}{2H} (\Delta P_m - \Delta P_e) \quad (2.27)$$

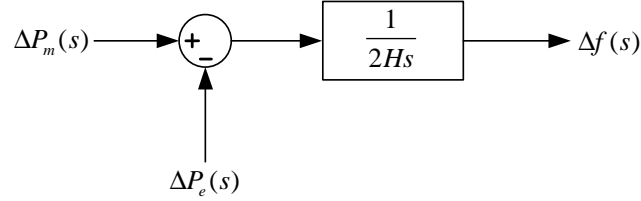
Hız per unit olarak ifade edilirse (Saadat, 1999);

$$\frac{d\Delta \omega}{dt} = \frac{1}{2H} (\Delta P_m - \Delta P_e) \quad (2.28)$$

Denklem (2.28)'in laplace dönüşümü alınırsa (Saadat, 1999);

$$\Delta f(s) = \frac{1}{2Hs} (\Delta P_m(s) - \Delta P_e(s)) \quad (2.29)$$

Denklem (2.29), Şekil 2.3.'deki blok diyagramla gösterilebilir (Saadat, 1999).



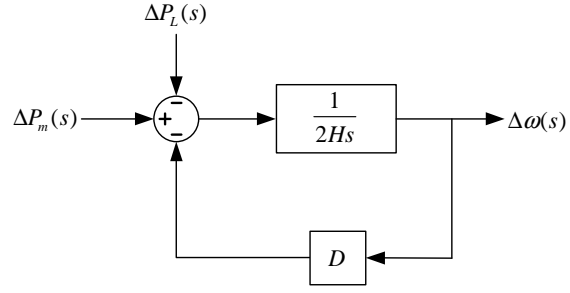
Şekil 2.3. Jeneratör blok diyagramı.

2.1.3 Yük modeli

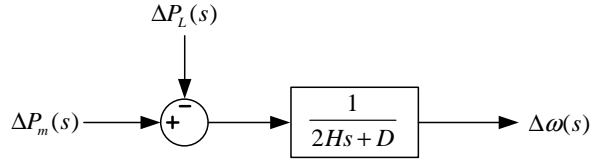
Güç sisteminin beslediği yükler çeşitli elektriksel cihazlardan oluşur. Aydınlatma yükleri ve ısıtıcı yükler gibi rezistif yükler için, elektriksel güç frekanstan bağımsızdır. Şebekenin beslediği fanlar, motorlar veya pompalar gibi indüktif yüklerin olması durumunda motor hızındaki değişimler nedeniyle elektriksel güç frekansla değişir. Bu tür yüklerin frekansa ne kadar duyarlı oldukları tüm tahrik cihazlarının hız yük karakteristiklerine bağlıdır. Bir yükün hız-yük karakteristiği aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Delta P_e = \Delta P_L + D\Delta\omega \quad (2.30)$$

Burada ΔP_L frekanstan bağımsız yük değişimidir ve $D\Delta\omega$ frekansa bağlı yük değişimidir. D yük sönümlenme sabitidir. Sönümlenme sabiti, frekanstaki % değişimin yükteki % değişime oranlanarak ifade edilmesidir. Örneğin, frekanstaki %1'lik bir değişim için yük %1.6 değiştirilirse, sönümlenme sabiti (D) 1.6 olur. Jeneratör blok diyagramına yük modeli eklenerek Şekil 2.4'de gösterilir;



a



b

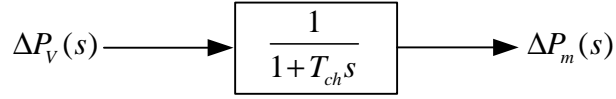
Şekil 2.4. Jeneratörün ve yükün blok diyagramı

2.1.4 Türbin modeli

Mekaniksel gücün kaynağı genellikle tahrik sistemi olarak ifade edilen türbinlerin oluşturduğu güç olarak bilinir. Türbin çeşitleri genellikle nehirlerde hidrolik türbinler, kömür, nükleer yakıt, gaz gibi yakıtların yakılmasından elde edilen buhar gücünün kullanıldığı buhar türbinleri ve gaz türbinleri olarak sınıflandırılabilir. Türbin modeli, ΔP_V vana konumundaki değişimler ile ΔP_m mekanik güç çıkışındaki değişimlerle ilişkilidir. Buhar türbini için en basit türbin modeli tek bir zaman sabiti ile aşağıdaki gibi oluşturulabilir.

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_m}{\Delta P_V} = \frac{1}{1 + T_{ch}s} \quad (2.31)$$

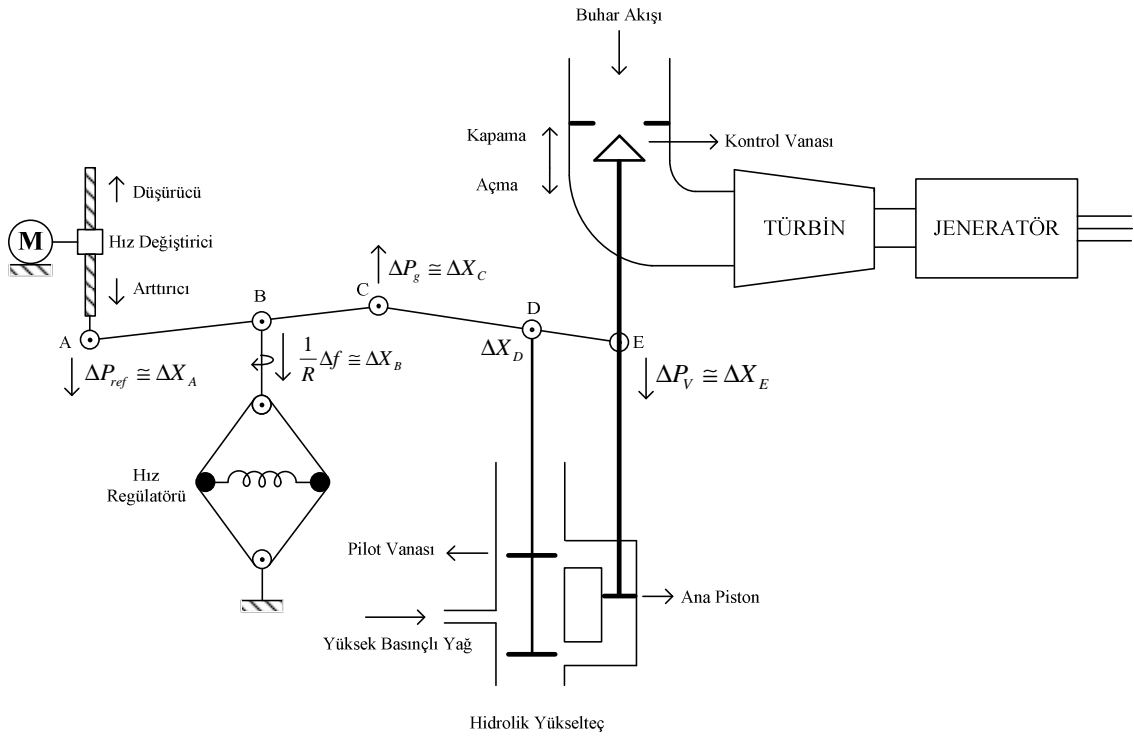
Zaman sabiti T_{ch} , 0.2 ile 2.0 arasında değişir. Basit bir türbinin blok diyagramı Şekil 2.5. ile gösterilmiştir.



Şekil 2.5. Basit bir buhar türbinin blok diyagramı

2.1.5 Devir sayısı regülatörünün yapısı ve modeli

Jeneratörün elektriksel yükü aniden arttığında; elektriksel güç, sistemi tahrik eden mekaniksel güçten büyük olur. Bu durumda mekaniksel güç, rotor sisteminde depolanan kinetik enerji ile sağlanır. Kinetik enerjideki azalma türbin hızında düşüğe, sonuç olarak jeneratör frekansında düşmeye neden olur. Hızdaki bu değişimden dolayı, sistemin hızını yeni bir sürekli çalışma noktasına getirilmesi mekaniksel gücün değişimini sağlayan su, buhar veya gaz türbinleri sayesinde sağlanır (Saadat, 1999). Aşağıdaki şekilde devir sayısı regülatörünün önemli kısımları gösterilmektedir.



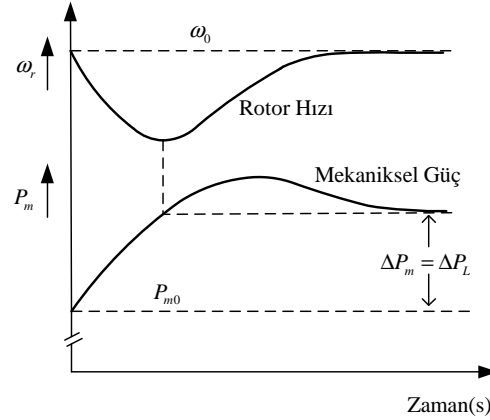
Şekil 2.6. Devir sayısı regülatör sistemi

Devir sayısı regülatörü, mil hızını bir pozisyon çıkışına çeviren mekaniksel bir çeviricidir. Devir sayısı regülatörü çıkışı hız değiştiricinin pozisyonu ile belirlenen bir hız - yük referansı (ΔP_{ref}) ile karşılaştırılır. Hata sinyali (ΔP_g), valfin pozisyonunu kontrol etmek için kullanılır (Darçın, 2004). ΔP_{ref} ve ΔP_g arasında bağıntı Denklem (2.32) ile ifade edilmiştir.

A'dan E'ye kadar olan bağlantı noktalarında ölçümler milimetre cinsindedir. Kullanılan büyüklükler ise güç artışı olduğundan MegaWatt olacaktır. Şekilde gösterilen ok yönleri ise hareketlerin frekans farkının pozitif olduğunu göstermektedir. Hata sinyali, ΔP_g , ΔX_C 'deki pozisyon değişimi ile ölçülür. Devir sayısı regülatörünün ΔP_{ref} ve ΔX_B 'deki pozisyon değişimi olan, Δf , jeneratörün frekans değişimi olmak üzere iki girişi vardır. Devir sayısı regülatörünün çalışması örneklenirse; üretilen gücün talep edilen güçten az olması durumunda frekans değeri düşecektir. Bu durumda jeneratörün yavaş olduğu ve hızlanması gerektiği anlamına gelmektedir. Hız değiştirici sistem, hızı arttırmak için A noktası aşağı yönde hareket sağlayacaktır. B noktası da frekanstaki azalmadan dolayı aşağı yönde hareket edecektir (örneğin $\Delta f = 50 - 49 = 1$ ok yönüne göre frekans değişiminin pozitif olması durumunda). Regülatör çıkışı C noktası yukarı, pilot vana girişi D noktası yukarı doğru ve ana piston E noktası aşağı yönde hareket edecektir. Kontrol vanası aşağı yönde hareket edeceğinden buhar girişi artacağından türbin daha hızlı dönecek ve jeneratör hızlanarak sistem frekansı istenilen değere getirilecektir. Böylece birincil kontrol işlemi tamamlanır. Sistemin yeni çıkış gücüne göre sistemi tekrar istenen frekans değerinde çalıştırmak ve üretimin kinetik enerjisini arttırmak için regülatör yük - frekans ayarı yapılarak ikincil kontrol işlemi sağlanır (Darçın, 2004).

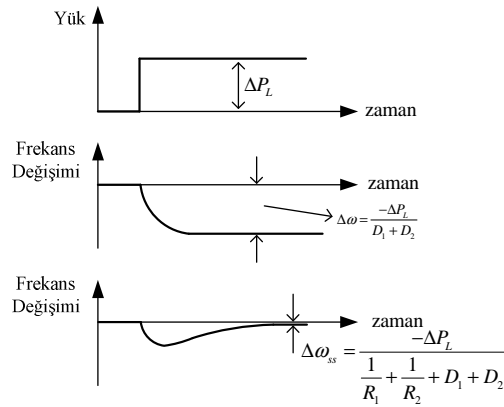
Şekil 2.7'den görüldüğü gibi, yükte bir değişim olduğunda devir sayısı regülatörü içeren jeneratör biriminin zamana göre yanıtını gösterilmektedir. P_e elektriksel güçte artış olması durumunda, rotorun eylemsizliğinin belirlediği oranda frekans bozulmasına neden olur. Rotor hızı düşerken türbinin mekaniksel gücü artmaya başlar. Bu durum karşılıklı olarak, rotor hızındaki düşme oranında türbinin mekaniksel gücünde azalmaya neden olur. Türbin gücü yükün gücünü aştığında rotor hızında artma meydana gelir. Rotor hızı nihayetinde referans değerine gelir ve sürekli durumda türbin gücü ilave yüke eşit olacak şekilde artar. Bir jeneratör izole bir yükü beslediğinde veya birden fazla

jeneratör bulunan sistemde sadece bir jeneratörün yükteki değişimlere cevap vermesi ihtiyacı duyulduğunda devir sayısı regülatörü yeterli olarak çalışır. Sisteme bağlı olan jeneratörler arasında güç yük paylaşımı için, hız regülasyonunun veya düşü özelliğinin daha fazla tartışılması gerekir (Demirören ve Zeynelgil, 2004).



Şekil 2.7. Devir sayısı regülatörü içeren jeneratör biriminin rotor hızı ile mekaniksel güç arasındaki ilişki

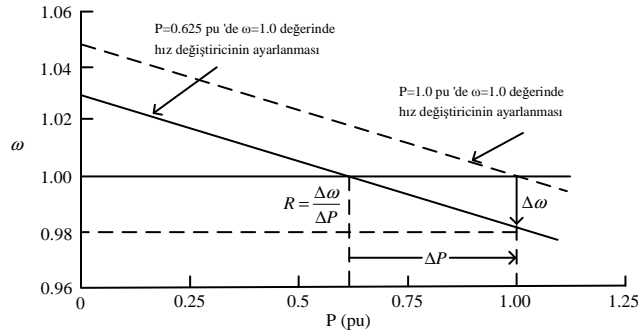
Sistemde yük değişimi olduğu anda devir sayısı regülatörünün etkisi Şekil 2.8 ile gösterilebilir.



Şekil 2.8. Yükte küçük bir adımlık artışa cevaplar

Devir sayısı regülatörleri aynı sisteme bağlı iki veya daha fazla birim olduğunda kullanılamaz çünkü her bir jeneratörün tam olarak aynı hız ayarına sahip olması gerekir. Aksi durumda jeneratörler birbirlerine karşı üstünlük sağlamaya çalışacak ve her biri

sistem frekansını kendi ayar noktasında kontrol etmeye çalışacaktır. Paralel çalışan iki veya daha fazla birim arasında dengeli yük paylaşımı yapmak için, devir sayısı regülatörlerinin, yük artarken hız azalacak şekilde bir özelliğe sahip olmalıdır (Kundur, 1994). Devir sayısı regülatörünün sürekli durum karakteristiği Şekil 2.9'da gösterilmiştir (Saadat, 1999).



Şekil 2.9. Devir sayısı regülatörünün sürekli durum hız karakteristiği

Eğrinin eğimi, R hız regülasyon düşüşünü göstermektedir. Devir sayısı regülatörleri genellikle yüksüz durumdan tam yüklü duruma %5-6'lık bir hız regülasyonuna sahiptir. Hız regülatör mekanizması bir karşılaştırıcı olarak çalışır. Bu karşılaştırıcı çıkışı ΔP_g , devir sayısı regülatörünün hız karakteristiklerinde verildiği gibi $\frac{1}{R} \Delta \omega$ gücü ve ΔP_{ref} referans gücü arasındaki farkı vermektedir.

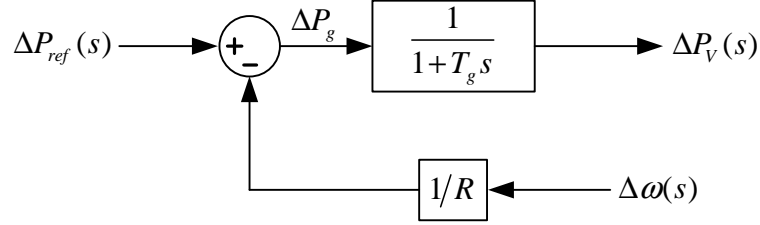
$$\Delta P_g = \Delta P_{ref} - \frac{1}{R} \Delta \omega \quad (2.32)$$

Denklem (2.32) s domeninde ifade edilirse;

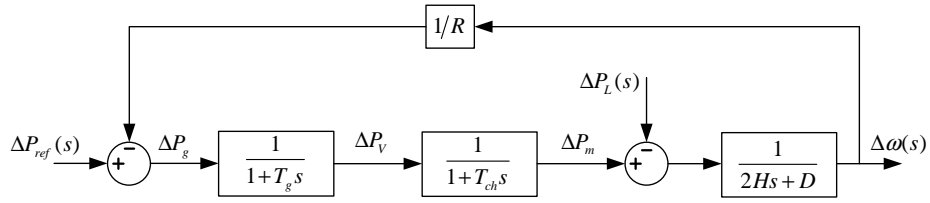
$$\Delta P_g(s) = \Delta P_{ref}(s) - \frac{1}{R} \Delta f(s) \quad (2.33)$$

ΔP_g gücü, hidrolik yükselteç vasıtasıyla ΔP_v buhar vanası pozisyon gücüne dönüştürülür. Lineer bir bağıntı varsayılarak ve basit bir T_g zaman sabiti düşünülerek s domeninde aşağıdaki bağıntı kurulabilir.

$$\Delta P_V(s) = \frac{1}{1+T_g s} \Delta P_g(s) \quad (2.34)$$



Şekil 2.10. Buhar türbinine ait hız regülatör sisteminin blok diyagramı



Şekil 2.11. İzole bir güç sisteminin yük frekans kontrol blok diyagramı

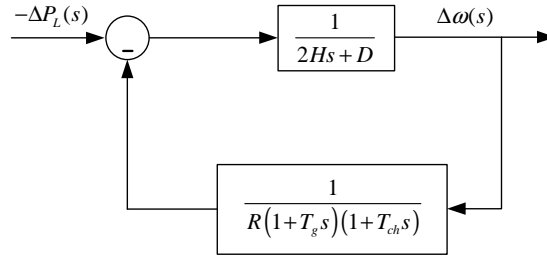
Denklem (2.33) ve (2.34) Şekil 2.11.'de verilen blok diyagramı göstermektedir. Şekil 2.4, Şekil 2.5 ve Şekil 2.10.'daki bloklar kullanılarak Şekil 2.11 ile gösterilen izole bir güç sisteminin yük frekans kontrol bloğunu oluşturmaktadır. Şekil 2.11'deki blok diyagram dikkate alınarak $-\Delta P_L(s)$ yük değişimini giriş olarak ve frekans değişimi $\Delta f(s)$ çıkış olarak alınarak Şekil 2.12'de gösterilen blok diyagram oluşturulur. Şekil 2.12'deki blok diyagramın açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem (2.35) ile verilmiştir.

$$KG(s)H(s) = \frac{1}{R} \frac{1}{(1+T_g s)(2Hs + D)(1+T_{ch} s)} \quad (2.35)$$

Kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem (2.36) ile verilmiştir.

$$\frac{\Delta \omega(s)}{-\Delta P_L(s)} = \frac{(1+T_g s)(1+T_{ch} s)}{(1+T_g s)(2Hs + D)(1+T_{ch} s) + 1/R} \quad (2.36)$$

$$\Delta\omega(s) = -\Delta P_L(s)T(s) \quad (2.37)$$



Şekil 2.12. $\Delta P_L(s)$ girişi ve $\Delta f(s)$ çıkışı bulunan YFK blok diyagramı

Yük değişimi basamak girişi $\Delta P_L(s) = \Delta P_L/s$ olarak değerlendirilebilir. Son değer teoremi kullanılarak $\Delta\omega$ sürekli durum değeri Denklem (2.38) ile belirlenir.

$$\Delta\omega_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta f(s) (-\Delta P_L(s)) \frac{1}{D+1/R} \quad (2.38)$$

Frekanstan bağımsız yük durumları için ($D=0$) frekanstaki sürekli durum değişimi hız regülasyon düşüşü ile belirlenir.

$$\Delta\omega_{ss} = (-\Delta P_L) R \quad (2.39)$$

Sisteme R_1, R_2, \dots, R_n devir sayısı regülasyonu içeren birden fazla jeneratör bağlandığında, frekanstaki sürekli durum değişimi Denklem (2.40) ile verilebilir.

$$\Delta\omega_{ss} = (-\Delta P_L(s)) \frac{1}{D+1/R_1+1/R_2+\dots+1/R_n} \quad (2.40)$$

2.1.6 Hız regülasyon yüzdesi veya düşüşü

R hız regülasyon düşüşü, üretim biriminin yük karakteristiğinin sürekli durum hızına göre belirlenir. Hız değişiminin ($\Delta\omega_r$) veya frekans değişiminin (Δf) Valf/kapak

pozisyonundaki (ΔP_V) veya çıkış gücündeki (ΔP_G) değişime oranı R hız regülasyon düşüşüne eşittir (Kundur, 1994).

$$\begin{aligned} \%R &= \frac{\text{hız yüzdesi veya frekans değişimi}}{\text{çıkış gücü değişim yüzdesi}} \times 100 \\ &= \left(\frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{\omega_0} \right) \times 100 \end{aligned} \quad (2.41)$$

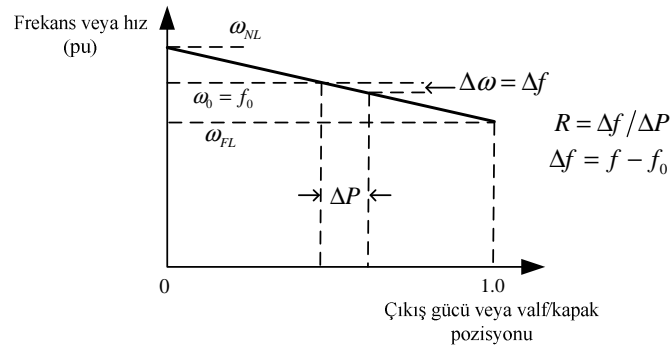
Burada;

ω_{NL} : yüksüz durumdaki hız

ω_{FL} : tam yüklü durumdaki hız

ω_0 : nominal veya ilgili hız

Örneğin, %5'lik hız düşüşü veya regülasyonun anlamı, frekansta %5'lik değişimin çıkış gücü veya valf pozisyonunda %100'lük değişime neden olmasıdır.



Şekil 2.13. Hız düşüşüne sahip olan bir devir sayısı regülatörünün ideal sürekli durum karakteristiği

2.2 Otomatik Üretim Kontrolü

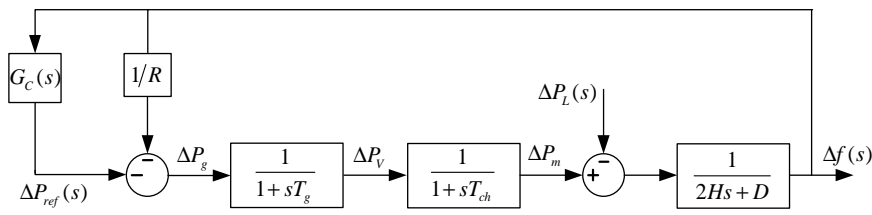
Birincil hız kontrol işlemi bulunan bir sistemde; sistem yükündeki herhangi bir değişim, frekansın yük üzerindeki etkisine ve devir sayısı regülatörünün düşü karakteristiğine bağlı olarak sürekli durum frekans değişimine neden olacaktır. Hızı ayarlanan tüm üretim birimleri yükün değişim bölgesine bakılmaksızın üretimde bütünsel bir değişim sağlayacaktır. Sistem frekansının tekrardan nominal değere getirilmesi (hız değiştirici

motor ile) yük referans noktasını ayarlayan ikincil kontrol işlemi gerektirir. Bu yüzden, istenilen bir şekilde sistem yükündeki değişimleri karşılamak için tahrik sistemi gücünün kontrol edilmesinin temel amacı seçilen üretim birimlerinin yük referans ayar noktalarının kontrolünün gerçekleştirilmesidir. Sistem yükü sürekli değiştiğinde, jeneratörlerin çıkışının otomatik olarak değişmesi gerekir (Kundur, 1994).

Otomatik üretim kontrolünün ilk amacı, frekansı belirlenen nominal değere ayarlamak ve seçilen jeneratörlerin çıkışını ayarlayarak kontrol bölgeleri arasındaki güç alışverişini istenilen değerlerde sürdürmektir. Bu işlem yaygın olarak yük frekans kontrolü olarak adlandırılır. Sistemin ikinci amacı ise çalışma maliyetlerini minimize etmek için üretimde ihtiyaç duyulan değişimi üretim birimleri arasında dağıtmaktır (Kundur, 1994).

2.2.1 AGC içeren bir bölgeyi yük frekans kontrol sistemi

Birincil YFK çevrimi ile sistem yükündeki bir değişim devir sayısı hız regülatörüne bağlı olarak, sürekli durum frekans değişimine neden olacaktır. Frekans değişimini sıfıra indirmek için reset işlemi yapılmalıdır. Reset işlemi hız ayar noktasını değiştirmek için yük referans ayar noktasına bir integral kontrolör girilerek yapılabilir. Son frekans değişimini sıfıra indirilmesi sağlanarak sistem tipi bir derece artar. İkincil kontrol çevrimini içeren YFK sistemi Şekil 2.14 ile gösterilmiştir (Saadat, 1999).



Şekil 2.14. İzole bir güç sistemine AGC 'nin eklenmesi

2.3 İki Bölgeyi Yük Frekans Kontrol Sistemi

Ani yük değişim durumunda izole bir güç sisteminin frekans analizinin yapılması için, Şekil 2.11'de gösterildiği gibi tek makineli eşdeğer devreden yola çıkılarak çok makineli bir sistemin dinamik modeli kullanılmıştır. Bu durumda önerilen model, çok makineli

bir sistemin tümü için eşdeğer bir frekans yanıt modeli olarak kullanılabilir (Demirören ve Zeynelgil, 2004).

Şekil 2.11 ile tanımlanan YFK sistem modeli, bağlantı hattı güç sinyali dikkate alınarak değiştirilmelidir. Ayrıca Şekil 2.11'de gösterilen eşdeğer model de tek bir sönümleme sabiti içeren jeneratörler ve sistem yüklerinin etkileri bir arada gösterilmektedir. Eşdeğer eylemsizlik sabiti, tüm jeneratör birimlerinin eylemsizlik sabitlerinin toplamına eşit olduğu varsayılır. Ayrıca, her bir kontrol çevrimi ve türbin-jeneratörler aynı regülasyon parametrelerine ve karakteristiklere sahip olduğu varsayılır. Eşdeğer modelin yalnızca izole bir güç sisteminin frekans yanıt analizini basitleştirmek için kullanıldığına dikkat edilmelidir (Demirören ve Zeynelgil, 2004).

İzole bir güç sisteminde güç değişiminin ayarlanması önemli bir kontrol sorunu değildir ve yük frekans kontrol sisteminin görevi sistem frekansını istenilen nominal değere getirmekle sınırlıdır. Enterkonnekte güç sistemlerinin tanımlandığı modeli genelleştirmek için, *kontrol bölgesi* kavramının kullanılması gerekir. Kontrol bölgesi, jeneratör ve yük gruplarını içeren uyumlu bir alanı tanımlar. Burada tüm jeneratörler, hız değiştirici ayarlarına veya yükteki değişimlere birlikte yanıt verir. Frekansın bir kontrol bölgesinin tüm noktalarında aynı olduğu varsayılır (Kundur, 1994).

Şekil 2.15 (a)'da gösterilen enterkonnekte bir güç sistemi X_{ara} bağlantı hattı reaktansı ile bağlı olan iki bölge içerir. Yük-frekans çalışmalarında her bir bölge, kendi performansının tamamen belirtildiği eşdeğer bir üretim birimi ile gösterilebilir. Bu tür sistem modelleri her bir bölge dahilinde makineler arasındaki osilasyonlar dikkate alınmadığı için kabul edilebilir (Kundur, 1994).

Şekil 2.15 (b)'de X_{ara} eşdeğer reaktansa sahip olan bağlantı hattının her iki tarafında bir gerilim kaynağı ile gösterilen her bir bölge sistemin elektriksel eşdeğer devresini göstermektedir. Normal çalışma durumunda, bağlantı hattı üzerinden transfer edilen aktif güç Denklem (2.42) ile verilebilir (Kundur, 1994).

$$P_{12} = \frac{|E_1||E_2|}{X_{12}} \sin \delta_{12} \quad (2.42)$$

Burada $X_{12} = X_1 + X_{ie} + X_2$, her iki bölgedeki jeneratörlerin ve bağlantı hattı reaktanslarının toplamını göstermektedir. $\delta_{12} = \delta_1 - \delta_2$, δ_1 ve δ_2 1. Bölge ve 2. Bölge'deki jeneratörlerin güç açısını ifade etmektedir ayrıca E_1 ve E_2 her iki bölgedeki jeneratörlerin terminal gerilimlerini göstermektedir (Kundur, 1994).

$\delta_1 = \delta_{10}$ ve $\delta_2 = \delta_{20}$ alınarak, bağlantı hattı güç akışında ΔP_{12} 'lik küçük bir değişim için Denklem (2.42) lineerleştirilebilir.

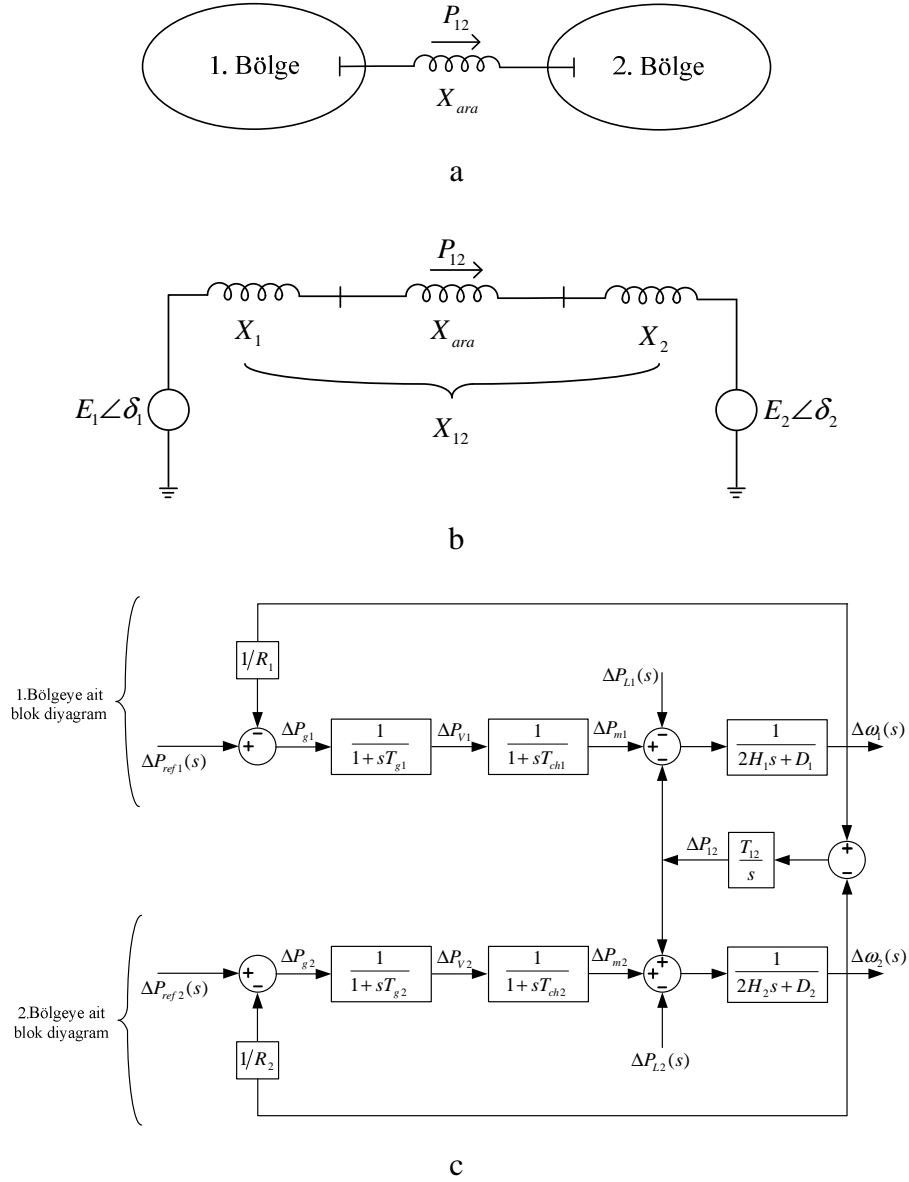
$$\begin{aligned}\Delta P_{12} &= \left. \frac{dP_{12}}{d\delta_{12}} \right|_{\delta_{12_0}} \Delta \delta_{12} \\ &= T_{12} \Delta \delta_{12}\end{aligned}\tag{2.43}$$

Burada T_{12} , $\delta_{12_0} = \delta_{1_0} - \delta_{2_0}$ başlangıç çalışma açısındaki güç açısı eğrisinin eğimidir. T_{12} 1. ve 2. Bölge arasındaki senkronizasyon güç katsayısı olarak tanımlanır.

$$T_{12} = \left. \frac{dP_{12}}{d\delta_{12}} \right|_{\delta_{12_0}} = \frac{|E_1||E_2|}{X_{12}} \cos \Delta \delta_{12_0}\tag{2.44}$$

Bağlantı hattı güç değişimi Denklem (2.45) ile tanımlanır.

$$\Delta P_{12} = T_{12} (\Delta \delta_1 - \Delta \delta_2)\tag{2.45}$$



Şekil 2.15. Sadece birincil hız kontrolü bulunan iki bölgeyi YFK sistemi, İki bölgeyi sistem (a), Elektriksel eşdeğer devre (b) ve İki bölgeyi sistemin blok diyagramı(c)

Sistemin blok diyagramı Şekil 2.15 (c)'de gösterilmiştir. Şekil 2.15 (c)'de her bir bölgenin eşdeğer eylemsizliği M , yük sönümlenme sabiti D , türbin ve R hız regülasyon düşüşü özelliğine sahip devir sayısı regülatörü bulunmaktadır. Bağlantı hattı, T_{12} senkronize güç katsayısı ile gösterilmiştir. ΔP_{12} 'nin pozitif elde edilmesi ($\Delta \delta_1 > \Delta \delta_2$ olması durumunda) 1. Bölge'den 2. Bölge'ye güç transferinin arttığını göstermektedir. Bu durum aynı zamanda 1. Bölge'de yükün artmasına ve 2. Bölge'de yükün azalmasına eşdeğerdir. Bu yüzden ΔP_{12} 'nin geri beslemesi 1. Bölge için negatif, 2. Bölge için

pozitif bir işaret alır. Sürekli durum frekans değişimi ($\Delta f = f - f_0$) iki bölge için aynıdır. ΔP_L toplam yük değişimi (Kundur, 1994);

$$\Delta \omega = \Delta \omega_1 = \Delta \omega_2 = \frac{-\Delta P_L}{(1/R_1 + 1/R_2) + (D_1 + D_2)} \quad (2.46)$$

1. Bölge'de ΔP_{L1} yük değişimi olduğu düşünülürse, sürekli durumda her iki bölge aynı sürekli durum frekans değişimine sahip olacaktır.

$$\Delta \omega = \Delta \omega_1 = \Delta \omega_2 \quad (2.47)$$

$$\Delta P_{m1} - \Delta P_{12} - \Delta P_{L1} = \Delta \omega D_1 \quad (2.48)$$

Aynı zamanda 2. Bölge için;

$$\Delta P_{m2} + \Delta P_{12} = \Delta \omega D_2 \quad (2.49)$$

Mekaniksel güçteki değişim hız regülasyon düşüşüne bağlıdır. Böylece;

$$\Delta P_{m1} = -\frac{\Delta \omega}{R_1} \quad (2.50)$$

$$\Delta P_{m2} = -\frac{\Delta \omega}{R_2} \quad (2.51)$$

Denklem (2.48)'de ilgili yere Denklem (2.50) ve Denklem (2.49)'da ilgili yere Denklem (2.51) yazılırsa (Kundur, 1994);

$$\Delta \omega \left(\frac{1}{R_1} + D_1 \right) = -\Delta P_{12} - \Delta P_{L1} \quad (2.52)$$

$$\Delta\omega\left(\frac{1}{R_2} + D_2\right) = \Delta P_{12} \quad (2.53)$$

Denklem (2.52) ve (2.53) çözülürse (Kundur, 1994);

$$\Delta\omega = \frac{-\Delta P_{L1}}{(1/R_1 + D_1) + (1/R_2 + D_2)} = \frac{-\Delta P_{L1}}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.54)$$

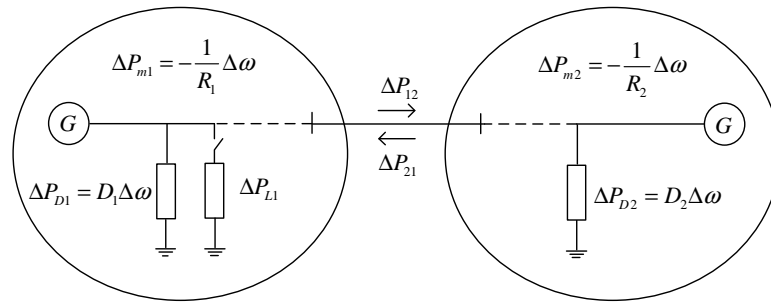
$$\beta_1 = \left(\frac{1}{R_1} + D_1\right)$$

$$\beta_2 = \left(\frac{1}{R_2} + D_2\right)$$

Burada β_1 ve β_2 frekans yönelim faktörü olarak bilinir. β_1 ve β_2 yönelim faktörü her iki bölgedeki frekans cevap karakteristiğini ifade etmektedir. Bağlantı hattındaki güç değişimi Denklem (2.55) ile verilebilir (Kundur, 1994).

$$\Delta P_{12} = \frac{-\Delta P_{L1} (1/R_2 + D_2)}{(1/R_1 + D_1) + (1/R_2 + D_2)} = \frac{-\Delta P_{L1} \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.55)$$

Yukarıdaki eşitlikler Şekil 2.16 ile ifade edilebilir (Kundur, 1994).



Şekil 2.16. 1. Bölge'de yük değişiminin etkisi

1. Bölge'de ΔP_{L1} yük artışı her iki bölgede de frekansın düşmesine ve bağlantı hattından ΔP_{12} güç aktarımına neden olur. ΔP_{12} 'nin negatif işaretli olması 2. Bölge'den 1. Bölge'e

güç akışı olduğunun göstergesidir. Bağlantı hattındaki güç değişimi bir bölgeden diğerine $(1/R + D)$ hız regülasyon katkısını yansıtır. Benzer olarak 2. Bölge'de ΔP_{L2} yük değişimi için Denklem (2.53) ve (2.54) elde edilir (Kundur, 1994).

$$\Delta \omega = \frac{-\Delta P_{L2}}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.56)$$

$$\Delta P_{12} = -\Delta P_{21} = \frac{-\Delta P_{L2} \beta_1}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.57)$$

Yukarıdaki bağıntılar enterkonnekte sistemlerde yük frekans kontrol sisteminin temelini oluşturmaktadır.

2.3.1 Bağlantı hattı frekans yönelim kontrolü

İkincil kontrolün temel amacı her iki bölge arasındaki yük ve üretim dengesini sağlamaktır. Bu kontrol işlemi; frekansın çizelge değerinde olması ve komşu bölgeler ile net güç değişiminin çizelge değerinde olması gerekir (Kundur, 1994).

Belirli bir bölgedeki ikincil kontrol, ideal olarak sadece bu bölgedeki değişimler için yapılabilir. Başka bir ifadeyle, 1. Bölge'de yük değişimi mevcutsa ikincil kontrol sadece 1. Bölge için geçerli olur ve 2. Bölge dikkate alınmaz. Denklem (2.54)'den (2.57)'e kadar olan denklemlerin tanımı, yönelim faktörü (β) ile ağırlıklı olarak ifade edilen ve frekans değişimine bağlantı hattı güç değişiminin eklenmesiyle oluşturan bir kontrol sinyali ile istenilen amaçların gerçekleştirilebildiği gösterilmiştir. Bu kontrol sinyali *bölge kontrol hatası (ACE)* olarak bilinmektedir. Denklem (2.52) ve (2.53)'den görüldüğü gibi bir bölge için uygun bir yönelim faktörü, seçilen bölgenin frekans - yanıt karakteristiği β 'dir. Böylece, 2. Bölge için bölge kontrol hatası (Kundur, 1994);

$$ACE_2 = \Delta P_{21} + \beta_2 \Delta \omega_2 \quad (2.58)$$

$$\beta_2 = \frac{1}{R_2} + D_2 \quad (2.59)$$

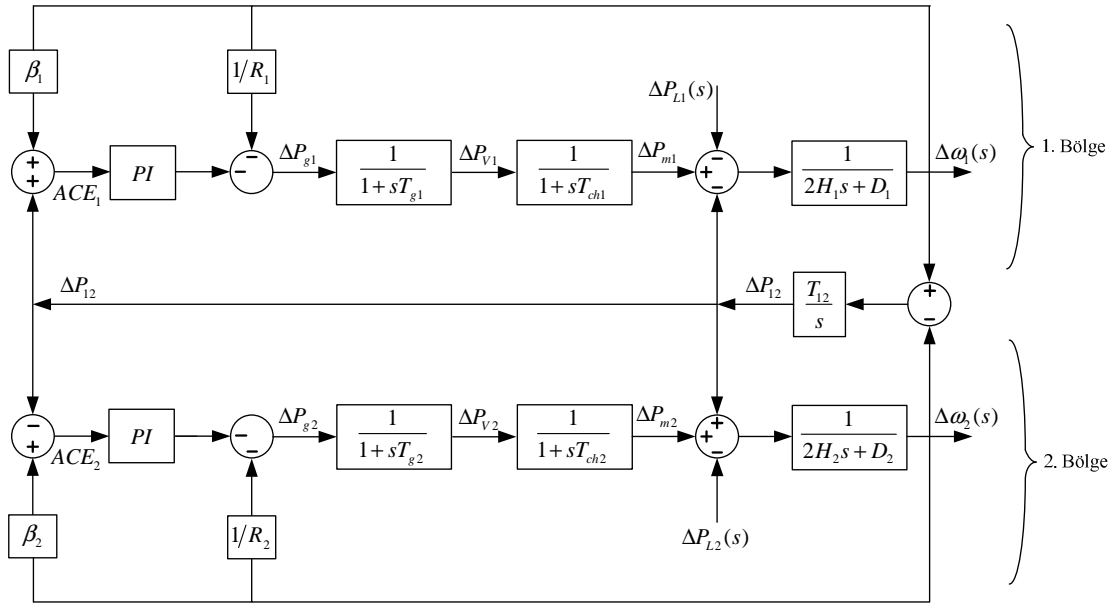
Benzer olarak 1. Bölge için;

$$ACE_1 = \Delta P_{12} + \beta_1 \Delta \omega_1 \quad (2.60)$$

$$\beta_1 = \frac{1}{R_1} + D_1 \quad (2.61)$$

ACE , üretim alanında MW olarak gerekli güç değişimini ifade etmektedir. Literatürde ACE 'yi ifade etmek için birçok alternatif yöntem kullanılmıştır. Yaygın olarak kullanılan alternatif bir denklem $ACE = \Delta P_{ara} + \beta \Delta \omega$ 'dir. Burada frekans yönelim faktörü (β)'nın birimi MW/Hz 'dir (Kundur, 1994).

Şekil 2.17'de gösterilen blok diyagram ikincil kontrolün nasıl uygulandığını göstermektedir. İkincil kontrol her bir bölgede seçilmiş birimlere uygulanır. Yönelim faktörünün belirlenmesi için ihtiyaç duyulan bölge frekans - yanıt karakteristiği, büyük bir birimin ani yük kaybı gibi önemli bir bozucuyu izleyen grafiksel verilerin incelenmesi ile belirlenebilir.



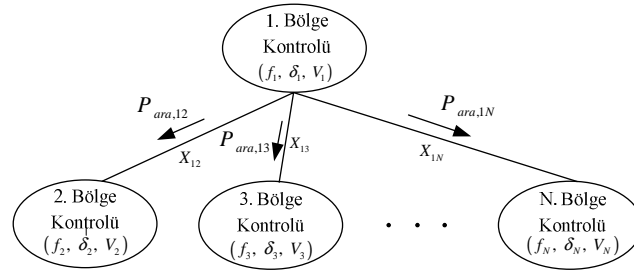
Şekil 2.17. İkincil kontrol içeren iki bölgeyi sistemin blok diyagramı

Burada ΔP_{12} ve ΔP_{21} iki bölge arasındaki güç değişimini ifade etmektedir. Her iki bölgedeki ACE , referans güç ayar noktasındaki değişimleri etkinleştirmek için uyarı

sinyali kullanır. Sürekli duruma ulaşıldığında ΔP_{12} ve $\Delta\omega$ sifıra düşecektir. İntegratör kazanç sabitleri bağlı bulunduğu bölgeyi kararsızlığa götürmeyecek kadar yeterince küçük seçilmelidir. İki bölge için basit bir AGC blok diyagramı Şekil 2.17'de gösterilmiştir (Saadat, 1999).

2.4 Enterkonnekte Güç Sisteminde Frekans Kontrolünün Genelleştirilmesi

Enterkonnekte (çok bölge) bir güç sistemi yüksek gerilim iletim hatları veya bağlantı hatları ile birbirine bağlı bölgelerden oluşur. Enterkonnekte sistemde her bir kontrol bölgesinde ölçülen frekansın değişimi, iki bölge arasındaki bağlantı hattı güç değişiminin göstergesidir ve bu durum tek bölge kontrol sisteminde söz konusu değildir. Enterkonnekte bir güç sisteminin her bir kontrol bölgesindeki YFK sistemi, diğer kontrol bölgeleri arasındaki güç değişiminin kontrolünü yapmalıdır. Şekil 2.18, N kontrol bölge bir güç sistemini göstermektedir.



Şekil 2.18. N kontrol bölge güç sistemi

Belirli iki bölge arasındaki güç akışı dikkate alınarak sistem genelleştirilmesi yapılırsa;

1. Bölge'den 2. Bölge'ye bağlantı hattı üzerinden güç akışı;

$$P_{12} = \frac{E_1 E_2}{X_{12}} \sin(\delta_1 - \delta_2) \quad (2.62)$$

$\delta_1 = \delta_{10}$ ve $\delta_2 = \delta_{20}$ alınarak başlangıç çalışma noktası civarında Denklem (2.62) lineerleştirilirse;

$$\Delta P_{ara,12} = T_{12} (\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) \quad (2.63)$$

$$T_{12} = \frac{|E_1||E_2|}{X_{12}} \cos(\delta_{10} - \delta_{20}) \quad (2.64)$$

Güç açısı ve frekans arasındaki bağıntı dikkate alındığında Denklem (2.63), aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta P_{ara,12} = 2\pi T_{12} \left(\int \Delta f_1 - \int \Delta f_2 \right) \quad (2.65)$$

Δf_1 ve Δf_2 1. Bölge ve 2. Bölge'deki frekans değişimidir. Denklem (2.65)'de laplace dönüşümü yapılırsa;

$$\Delta P_{ara,12}(s) = \frac{2\pi}{s} T_{12} (\Delta f_1(s) - \Delta f_2(s)) \quad (2.66)$$

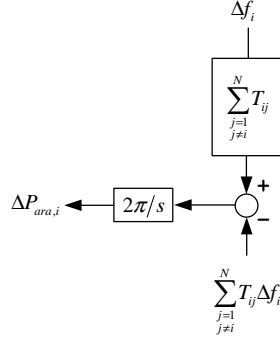
Benzer olarak 1. Bölge ve 3. Bölge arasındaki bağlantı hattı güç değişimi Denklem (2.67) ile verilebilir.

$$\Delta P_{ara,13}(s) = \frac{2\pi}{s} T_{13} (\Delta f_1(s) - \Delta f_3(s)) \quad (2.67)$$

Denklem (2.66) ve (2.67) dikkate alınarak, 1. Bölge ve diğer iki bölge arasındaki (2. Bölge ve 3. Bölge) toplam bağlantı hattı güç değişimi Denklem (2.68) ile hesaplanabilir.

$$\Delta P_{ara,1} = \Delta P_{ara,12} + \Delta P_{ara,13} = \frac{2\pi}{s} \left[\sum_{j=2,3} T_{1j} \Delta f_1 - \sum_{j=2,3} T_{1j} \Delta f_j \right] \quad (2.68)$$

Aynı şekilde N kontrol bölgesi için, 1. Bölge ile diğer bölgeler arasındaki toplam bağlantı hattı güç değişimi;



Şekil 2.19. N kontrol bölgesi güç sisteminde *i*. kontrol bölgesinin bağlantı hattı güç değişimine ait blok diyagram

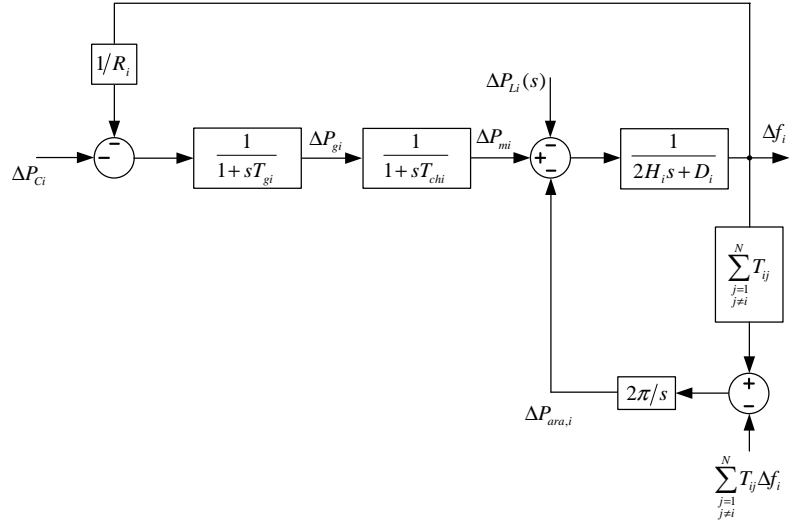
$$\Delta P_{ara,i} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \Delta P_{ara,ij} = \frac{2\pi}{s} \left[\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N T_{ij} \Delta f_i - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N T_{ij} \Delta f_j \right] \quad (2.69)$$

Denklem (2.69), Şekil 2.19'daki blok diyagramın elde edilmesini ifade etmektedir. Bir bölge için bağlantı hattı güç değişiminin etkisi o bölgenin yük değişimine eşdeğerdir. Bu yüzden $\Delta P_{ara,i}$, ΔP_m mekaniksel güç değişimine ve bölge yük değişimi ΔP_L 'ye eklenmelidir. Şekil 2.14 ve Şekil 2.19'daki blok diyagramların birleştirilmesiyle N kontrol bölgesi bir güç sisteminde, *i*. kontrol bölgesi için Şekil 2.20 ile gösterilen basitleştirilmiş blok diyagram oluşturulabilir.

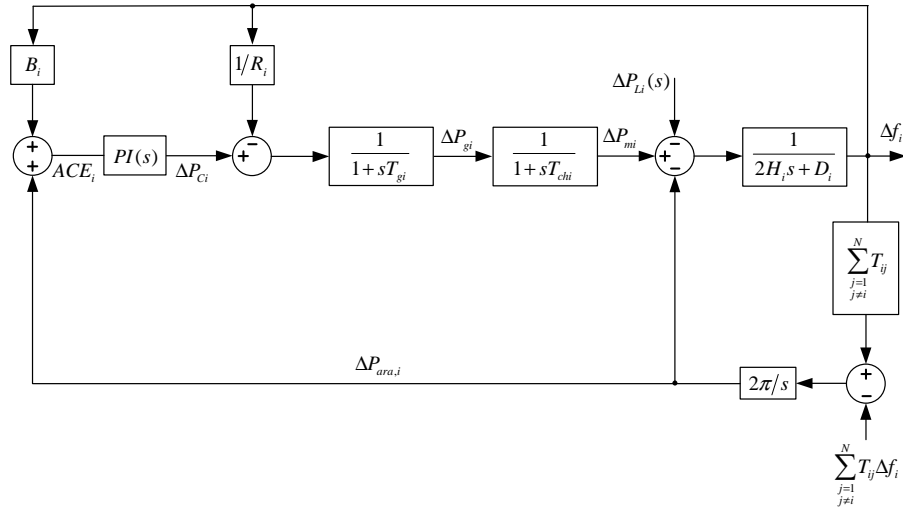
Bir sonraki aşamada ise bir bağlantı hattının olması durumunda ikincil kontrol çevriminin düşünülmesidir. İzole bir kontrol bölgesi durumunda, bu çevrim basit bir dinamik kontrolör boyunca kontrol bölgesi frekans değişiminden bir geri besleme ile uygulanır. Bu yapı sürekli durum frekans değişimini sıfıra çekmek için yeterli bir ikincil kontrol işlemi sağlar.

Çok bölgesli bir güç sisteminde, bölge frekansının düzenlenmesine ek olarak, ikincil kontrol çizelgelenmiş değerde komşu bölgeler ile net güç değişimini korumalıdır. Bu durum genellikle ikincil kontrol geri besleme bloğundaki frekans değişimine bağlantı hattı güç akış değişimi eklenerek elde edilir. *i*. kontrol bölgesi için bağlantı hattı güç değişimi ve frekansın lineer birleşimi dikkate alınarak bölge kontrol hatası oluşturulur.

$$ACE_i = \Delta P_{ara,i} + \beta_i \Delta f_i \quad (2.70)$$



Şekil 2.20. *i*. kontrol bölgesi için blok diyagram



Şekil 2.21. İkincil kontrol çevrimi içeren *i*. kontrol bölgesine ait blok diyagram

β_i frekans yönelim faktörü Denklem (2.71) ile ifade edilebilir.

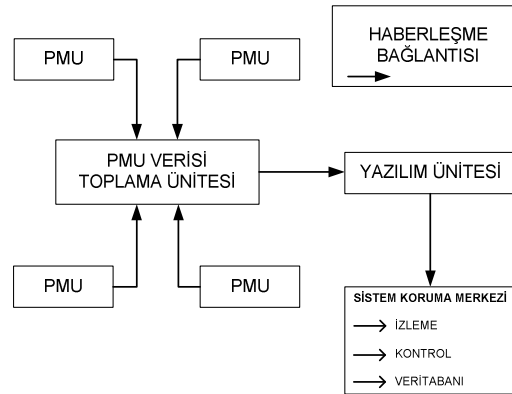
$$\beta_i = \frac{1}{R_i} + D_i \quad (2.71)$$

Şekil 2.21'de gösterilen blok diyagramda, ikincil kontrolün Denklem (2.70) ve Şekil 2.20 kullanılarak nasıl uygulandığı gösterilmektedir.

Lokal yük değişimlerinin etkileri ve diğer bölgeler ile olan bağlantı iki girişli bir sinyal olarak düşünülebilir. Her bir kontrol bölgesi kendi bağlantı hattı güç değişimini ve bölge kontrol merkezindeki frekansını izler. *ACE* sinyali hesaplanır ve *PI* kontrolörüne aktarılır. Sonuç olarak, elde edilen kontrol sinyali türbin - devir sayısı regülatör birimine uygulanır. Böylece beklendiği gibi ikincil kontrol, Şekil 2.21'de gösterildiği gibi temel YFK sisteminin amaçlarını karşılayabilir ayrıca bölge frekansını ve çizelgelenmiş değerde bağlantı hattı güç değişimini sürdürür (Bevrani, 2009).

2.5 Güç Sistemlerinde Zaman Gecikmeleri

Güç sistemlerinde ölçüm sistemi olarak fazör ölçüm üniteleri (PMU) kullanılmaktadır. Fazör ölçüm üniteleri akım, gerilim ve frekans gibi elektriksel büyüklükleri hızlı 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.



Şekil 2.22. 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 tasarımı 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 alış verişinde 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 (PLC) 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 yollu 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 yönlü yayılım ve sinyal sönümle dezavantajları bulunmaktadır.

2.5.1 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 2.2. 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 2.2 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.

2.6 Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sistemi

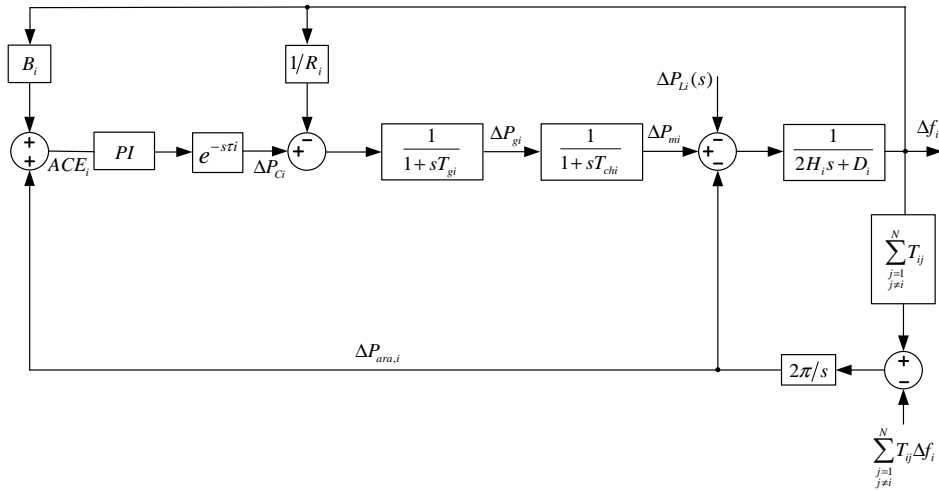
Mühendisliğin uygulama alanlarında gecikme konusu ve gecikmeden dolayı sistemin kararlılığı önemli bir araştırma alanıdır. Gecikme, genellikle güç sisteminin kontrol tasarımlarında ihmal edilir. Ancak son yıllarda güç sisteminin kontrol tasarımında önemli bir konu haline gelmiştir (Chaudhuri vd., 2004; Demirören ve Zeynelgil, 2004; Snyder vd., 2000; Wu vd., 2004). Çeşitli elektriksel büyüklüklerin ölçülmesi ve bu ölçüm sinyallerinin kontrolöre iletilmesi arasında meydana gelen gecikme önemli bir problemdir. Enterkonktekte bir güç sisteminde bir geri besleme sinyali için bu gecikme süresi genellikle 0.1-1.0 saniye arasında değişmektedir (Chaudhuri vd., 2004; Demirören ve Zeynelgil, 2004).

Lokal bir kontrol bölgesindeki küçük zaman gecikmelerinin aksine N bölgeyi bir güç sisteminde haberleşme gecikmeleri 10 milisaniyeden 100 milisaniyelere kadar değişebilir (Bevrani, 2009).

Güç sisteminde geri besleme kontrol çevrimindeki gecikme, sistemde kararsızlığa neden olur ve kontrol sisteminin sönümlenme etkisini azaltır. Ayrıca bazı durumlarda güç sisteminde senkronizasyon kaybı yaşanabilir (Bevrani, 2009).

YFK sisteminin kontrol çıkışındaki haberleşme gecikmesi uzak uç birimlerden kontrol merkezine aktarılan bağlantı hattı güç akışındaki ve frekans ölçümündeki gecikmeler olarak düşünülebilir. Kontrol merkezi, her bir üretim birimine iletilecek kontrol sinyalini üretir ve *ACE* sinyali olarak üretim birimlerine gönderir (Bevrani, 2009).

Şekil 2.23'de gösterilen zaman gecikmeli YFK sisteminde haberleşme gecikmesi $e^{-s\tau}$ ekponansiyel fonksiyonu ile ifade edilmektedir. Burada τ gecikme zamanını göstermektedir. YFK sisteminde yükte herhangi bir değişim meydana geldiğinde bölge frekansında geçici Δf frekans değişimi yaşanır daha sonra geri besleme mekanizması çalışarak uygun kontrol sinyali üretir ve yük talebini karşılamak için üretimi tekrardan ayarlar. Birbirine bağlı kontrol bölgeleri arasındaki denge haberleşme bağlantısı üzerinden alınan frekans ve bağlantı hattı güç değişimi bilgileri değerlendirilerek elde edilir. Kontrol bölgeleri arasındaki dengesizlik anında *PI* kontrolörler, gerekli *ACE* sinyalinin üretilmesini sağlar (Bevrani, 2009).



Şekil 2.23. Zaman gecikmeli YFK sisteminin blok diyagramı

Yük frekans kontrol sistemlerinin modellenmesi ve analizinde, doğrusal sistem modelleri yaygın olarak kullanılmaktadır. YFK sisteminde her bir kontrol bölgesindeki

tüm üretim birimleri bir eşdeğer üretim birimi olarak basitleştirilebilir. Şekil 2.23'de gösterildiği gibi N kontrol bölgesi içeren YFK sisteminin dinamik modeli Denklem (2.72) ile ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + F\Delta P_L \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.72}$$

Denklem (2.72)'de kullanılan matrisler ve durum değişkenleri aşağıdaki gibi yazılabilir (Jiang vd., 2012; Kundur, 2004).

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

$$\begin{aligned}x(t) &= [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \cdots \quad x_n(t)]^T \\ y(t) &= [y_1(t) \quad y_2(t) \quad \cdots \quad y_n(t)]^T \\ u(t) &= [u_1(t) \quad u_2(t) \quad \cdots \quad u_n(t)]^T \\ \Delta P_d(t) &= [\Delta P_{L1}(t) \quad \Delta P_{L2}(t) \quad \cdots \quad \Delta P_{Ln}(t)]^T\end{aligned}$$

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

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

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

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

Burada, $\Delta f, \Delta P_m, \Delta P_v, \Delta P_L$ sırası ile frekans, jeneratör mekanik giriş gücü, vananın konumu ve yükteki değişimi ifade etmektedir. ACE ve $\int ACE$ ise bölge kontrol hata sinyalini ve integralini göstermektedir.

Burada $\Delta P_{ara,i}$, i . kontrol bölgeleri arasındaki bağlantı hattı güç değişimidir. Analizleri basitleştirmek için, kontrol merkezi ile santral arasında, kontrol sinyalinin transferinden kaynaklanan zaman gecikmesi, ACE sinyalinin iletilmesinde ortaya çıkan gecikme miktarı ile toplanıp tek bir zaman gecikmesi olarak ifade edilmiş ve Şekil 2.23'de i . kontrol bölgesi için $e^{-s\tau_i}$ ile gösterilmiştir (Jiang vd., 2012; Yu ve Tomsovic, 2004). Bu durumda, Şekil 2.23'den görüldüğü üzere, oransal-integral (PI) denetleyicinin girişi ACE sinyalidir.

$$\begin{aligned} u(t) &= -K_p ACE - K_i \int ACE \\ &= -Ky(t - \tau) = -KCx(t - \tau) \end{aligned} \quad (2.73)$$

Her bir bölge için Denklem (2.73)'de olduğu gibi bir PI kontrolör tasarlanır ve N kontrol bölgesi bulunan YFK sisteminin kapalı çevrim modeli Denklem (2.74) ile ifade edilebilir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{i=1}^n A_{di} x(t - \tau_i(t)) + F \Delta P_L \quad (2.74)$$

Denklem (2.74)'e ait matrisler aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{aligned} A_{di} &= \text{diag} [0 \quad \dots \quad -B_i K_i C_i \quad \dots \quad 0] \\ K_i &= [K_{pi} \quad K_{fi}] \\ K &= \text{diag} [K_1 \quad K_2 \quad \dots \quad K_n] \end{aligned}$$

YFK sisteminde N kontrol bölgesi için $\tau_i(t), i=1, \dots, n$ şeklinde birden fazla zaman gecikmesi bloğu içermektedir. Maksimum zaman gecikmesinin analizini basitleştirmek için, her bir zaman gecikmesi değerinin diğerine eşit olduğu varsayıp tek bir zaman gecikmesi $\tau(t)$ olarak ifade edilir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_d x(t - \tau(t)) + F \Delta P_L \quad (2.75)$$

Denklem (2.75)'de verilen ifade de A_d aşağıdaki gibi verilebilir.

$$A_d = \sum_{i=1}^n A_{di} \quad (2.76)$$

YFK sisteminde her bir kontrol bölgesi arasındaki net bağlantı hattı güç değişimi Denklem (2.77) ile verilebilir.

$$\sum_{i=1}^n \Delta P_{ara,i} = 0 \quad (2.77)$$

BÖLÜM III

REKASIUS YERİNE KOYMA YÖNTEMİ

3.1 Giriş

Lineer zamanla değişmeyen zaman gecikmeli sistemlerin genel dinamik denklem ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{k=1}^n B_k x(t - k\tau) \quad (3.1)$$

Açıkça görüldüğü gibi, gecikme ifadesi (τ), karakteristik denkleme üstel terimin eklenmesiyle elde edilir. Bu durum kararlılığı, çok karmaşık bir yapı haline getirerek sistemin sonsuz sayıda karakteristik köke sahip olmasına neden olur. Bazı çalışmalarda belirtildiği gibi, (Chen vd., 1995; Niculescu, 2001; Park, 1999) zaman gecikmesine sahip olan sistemlerin kararlılık problemi tamamen çözülmüş değildir. Bu bölümde analitik yeni bir yöntem açıklamış ve bu sorunun çözümü için bir metodoloji verilmiştir. Denklem (3.1)'deki sistemin karakteristik denklemi aşağıdaki gibi oluşturulabilir.

$$\Delta(s, \tau) = \det \left(sI - A - \sum_{k=1}^n B_k e^{-ks\tau} \right) = 0 \text{ ve } \tau > 0 \quad (3.2)$$

Denklem (3.2) genel biçimde yazılırsa;

$$\Delta(s, \tau) = a_n(s)e^{-ns\tau} + a_{n-1}(s)e^{-(n-1)s\tau} + \dots + a_0(s) = \sum_{k=0}^n a_k(s)e^{-ks\tau} \quad (3.3)$$

Burada $a_k(s)$, s 'nin reel katsayılarını da içeren $n - k$ dereceli polinomlardır. Bu sistem "gecikmeli" sistem olarak adlandırılır. Fakat $a_0(s)$ herhangi bir zaman gecikmesi terimi içermez. Denklem (3.3), τ 'nin tam sayı katları şeklinde ifade edilerek n sayıdaki orantılı zaman gecikmesi terimini ifade eder.

Üstel terimli Denklem (3.3)'ün tüm karakteristik kökleri sanal düzleminin sol yarı bölgesinde bulunması durumunda, Denklem (3.1)'deki lineer sistem asimptotik olarak kararlıdır. Üstel terimli Denklem (3.3)'ün sonsuz sayıda kökü bulunduğu için, köklerin durumunu incelemek karmaşık ve zor olan işlemler gerektirecektir.

Bu bölümde sunulan metodoloji önceki çalışmalarda zaman gecikmeli sistemlere uygulanmıştır (Hertz vd., 1984; Jia vd., 2007; Olgac vd., 1997; Rekasius, 1980; Snyder vd., 2000; Thowsen, 1981; Thowsen, 1982).

Daha önceden bu konuyla ilgili yapılan çalışmada (Rekasius, 1980), $e^{-s\tau}$ 'nun elimine edilmesi önerilmiştir. Bu işlem üstel terim içeren karakteristik denklem (3.3)'ü, tamamen sanal kökleri bulunan ve kolaylıkla analiz edilen cebirsel bir polinom şekline dönüştürür (Olgac ve Sipahi, 2002).

3.2 Rekasius Yerine Koyma Yöntemi

Denklem (3.3), $e^{-ks\tau}$ üstel terimini içerdiğinden karakteristik denklem köklerini doğrudan belirlemek oldukça zor olmaktadır. Bu zorluğu ortadan kaldırmak için Rekasius tarafından sunulan $s \in C^0$ ($s = j\omega_c$) ve $\tau \in \mathfrak{R}^+$ içeren Denklem (3.4) kullanılarak Denklem (3.3) çözülebilir (Rekasius, 1980).

$$e^{-s\tau} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad T \in \mathfrak{R} \quad (3.4)$$

Denklem (3.4), Denklem (3.3)'de ilgili yere yazılması ile herhangi bir hata olmadan Denklem (3.3) çözülebilir. Ayrıca Denklem (3.5) kullanılarak ω_c ve T değerlerine bağlı olarak gerekli maksimum zaman gecikmesi τ^* değerleri hesaplanabilir.

$$\tau = \frac{2}{\omega_c} \left[\tan^{-1}(\omega_c T) \pm \ell\pi \right] \quad \ell = 0, 1, 2, \dots \quad (3.5)$$

Denklem (3.4) eşitliği, Denklem (3.3)'de kullanılarak, Denklem (3.6) elde edilir.

$$CE(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right)^k = 0 \quad (3.6)$$

Denklem (3.6)'da eşitliğin her iki tarafı da $(1+Ts)^n$ ile çarpılarak Denklem (3.7) ile ifade edilen yeni bir polinom elde edilir.

$$CE(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) (1-Ts)^k (1+Ts)^{n-k} = 0 \quad (3.7)$$

$$CE(s, \tau) = \sum_{k=0}^{2n} b_k s^k = 0 \quad (3.8)$$

Burada $b_k \in R$, $(k=0,1,2,\dots,2n)$ A , B matrislerine ve T parametresine bağlı katsayılarıdır. Rekasius yerine koyma yöntemi uygulandıktan sonra karakteristik Denklem (3.3), Denklem (3.8) ile gösterildiği gibi polinom bir denkleme dönüştürülür. Denklem (3.8) bazı nümeriksel algoritmalarla kolaylıkla çözülebilir. Denklem (3.3) ve Denklem (3.8) sadece s 'in sanal eksen üzerinde değerlerinin olması durumunda birbirine eşittir. s 'in sanal eksen üzerindeki değerleri için sistem sınırda kararlı durumdadır. Böylece bu şart sistemin maksimum gecikme zamanını belirlemek için kullanılabilir.

Denklem (3.8)'e bağlı olarak Denklem (3.9) ile gösterilen Routh tablosu oluşturulabilir.

$$RA(T) = \begin{bmatrix} b_m & b_{m-2} & b_{m-4} & \cdots \\ b_{m-1} & b_{m-3} & b_{m-5} & \cdots \\ b_{m-2,1} & b_{m-2,2} & b_{m-2,3} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{1,1} & R_{1,2} & 0 & \cdots \\ R_{0,1} & 0 & 0 & \cdots \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Burada m Denklem (3.8)'de s 'in en büyük derecesidir. Routh tablosunun elemanları Denklem (3.10) kullanılarak belirlenir.

$$RA(i, j) = RA(i-2, j+1) - \frac{RA(i-1, j+1)RA(i-2, 1)}{RA(i-1, 1)} \quad (3.10)$$

Burada $RA(i, j)$ Routh tablosunun ij 'inci elemanıdır ve $i=2,3,4,\dots, j=1,2,3,\dots$ olarak değerler almaktadır. Routh kararlılık kriterine göre $RA(T)$ 'nin ilk sütun elemanlarındaki işaret değişiminin sayısı, sistemin kararsız köklerinin sayısına eşittir. Burada Routh tablosunun ilk sütunu $FC(T)$ olarak ve $FC(T)$ 'deki elemanların işaret değişim sayısı ise $NS(T)$ olarak ifade edilebilir.

$$FC(T) = [b_m, b_{m-1}, R_{m-2,1}, \dots, R_{1,1}, R_{0,1}]^T \quad (3.11)$$

$$NS(T) = \{ FC(T) \text{ 'nin işaret değişim sayısı} \} \quad (3.12)$$

Denklem (3.8)'deki b_k 'nin tüm katsayıları T 'nin rasyonel fonksiyonları olduğundan NS ve FC aynı zamanda T 'ye bağlıdır. T 'nin değeri değiştirilerek $FC(T)$ 'nin işaret değişimleri gözlenebilir. $T = T^*$ değerinde elemanlardan biri sıfır olursa bu durumda NS 'in değeri de değişir ve $T = T^*$ değerinde bazı özdeğerlerin sanal eksenini kestiği anlaşılır. Bu durumda, kök $j\omega_c$ ve $FC(T^*)$ 'nin sıfır elemanı $R_{k,1}$ 'dir. Denklem (3.13)'den ω_c 'nin değeri belirlenebilir.

$$R_{k+1,1}s^{k+1} + R_{k+1,2}s^k + \dots + R_{k+1,k+1}s + R_{k+1,k+2} = 0 \quad (3.13)$$

Denklem (3.5)'de ω_c ve T^* yerine yazılarak τ_i^* $i=0,1,2,\dots$ zaman gecikme değerleri hesaplanabilir. Elde edilen zaman gecikme değerlerinden τ_i^* 'nin minimum değeri sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini ifade etmektedir.

$$\tau_{lim} = \min_{i \in Z} (\tau_i^*) \quad (3.14)$$

BÖLÜM IV

ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ YÖNTEMİ

4.1 Giriş

Bu bölümde, üstel terimin yok edilmesi için Bölüm III'de önerilen yönteme alternatif olabilecek bir yöntem sunulmuştur (Walton ve Marshall, 1987). Önerilen yöntem üstel terim içeren karakteristik denklemlerde en yüksek dereceden orantılı üstel terimleri elimine ederek basit bir polinoma dönüştüren analitik bir yöntemdir. Bu yüzden, kesin çözüm üretir ve yeni polinomun reel kökleri tam olarak karakteristik denklemin sanal köklerine eşittir. Elde edilen polinom ayrıca gecikmeye bağlı olarak sistemin kararlılığını inceleme imkanı vermekte ve zaman gecikmesi açısından karakteristik denklemin köklerinin hareket doğrultusunu belirleyen önemli bir özelliği bulunmaktadır.

Önerilen yöntem, herhangi bir yaklaşıklık içermeyen analitik bir prosedürdür ve bu yöntemle elde edilen sonuçlar, zaman düzlemindeki yöntemlerden daha doğru sonuçlar vermektedir. Zaman gecikmesi içeren elektrik güç sistemlerinin küçük sinyal kararlılık ve zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılık analizlerinde etkin bir şekilde kullanılmıştır (Ayasun, 2009; Ayasun ve Gelen, 2010). Ayrıca diğer zaman gecikmeli mekaniksel sistemler (Filipovic ve Olgac, 2002; Jalili ve Olgac, 1999; Ji, 2003), predator-prey sistemleri (Yan ve Li, 2006; Yan ve Chu, 2006) ve lojistik model (Song ve Peng, 2006) gibi sistemlerin kararlılığının incelenmesinde kullanılmaktadır.

4.2 Üstel Terimin Yok Edilmesi

Herhangi bir sistemin asimptotik kararlı olması için yeterli ve gerekli koşul, karakteristik Denklem (3.3) ile verilen eşitliğin tüm köklerinin kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmasıdır. Denklem (3.3)'den görüldüğü gibi karakteristik denklemde üstel terim bulunmaktadır. Üstel terimin mevcudiyeti karakteristik denklemin sonsuz adet köke sahip olmasına neden olmaktadır. Sonsuz adet kökün değeri ve bunların zaman gecikmesi τ 'nin değişimine göre nasıl değişeceğinin analiz edilmesi oldukça zor bir problemdir. Kullanılan yöntemle hem tek zaman gecikmesi

hem de orantılı zaman gecikmesi içeren sistemlere ait karakteristik denklemlerde, maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanır. Önerilen yöntem, herhangi bir ihmal veya yaklaşım yapmadan karakteristik denklemde üstel terimi elimine eder. Böylece karakteristik denklem, üstel terim içermeyen yeni bir polinoma dönüştürülür. Elde edilen polinomun pozitif reel kökleri karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerine eşit olacaktır. Zaman gecikmeleri pozitif τ sayısının tam sayı katları olduğunda gecikme değerleri orantılı olarak adlandırılır.

4.2.2 Tek zaman gecikmeli durum

Sistemde sadece tek bir zaman gecikmesi bulunuyorsa, Denklem (3.3) de verilen karakteristik denklem dikkate alınarak Denklem (4.1) elde edilir (Ayasun, 2009).

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (4.1)$$

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.

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau) &= a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} = 0 \\ \Delta(-s, \tau) &= a_0(-s) + a_1(-s)e^{s\tau} = 0 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Denklem (4.2)'deki üstel terim elimine edilerek, aşağıdaki polinom elde edilir.

$$a_0(s)a_0(-s) - a_1(s)a_1(-s) = 0 \quad (4.3)$$

Denklem (4.3)'de s yerine $j\omega_c$ yazılırsa, ω_c^2 polinomu elde edilir:

$$W(\omega_c^2) = a_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c) - a_1(j\omega_c)a_1(-j\omega_c) = 0 \quad (4.4)$$

Denklem (4.1) 'de verilen tek zaman gecikmesi içeren üstel terimli karakteristik denklem, Denklem (4.4) ile verilen yeni bir polinoma dönüştürülür. Bu yeni polinomun pozitif reel kökleri, ($\omega_c > 0$) Denklem (4.1)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerine eşit olmaktadır. Bu polinomun kökleri standart bir yöntemle belirlenebilir. Denklem (4.4)'de verilen polinomun köklerinin alacağı değerlere göre, aşağıdaki durumlar ortaya çıkabilir.

1.Durum: Denklem (4.4)'deki polinomun hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (4.1)'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 (4.4)'deki polinomun en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bunun anlamı, Denklem (4.1)'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 (4.2) kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilebilir (Walton ve Marshall, 1987). Maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında kullanılan Denklem (4.5), Denklem (4.6)'da verilen ifadelerden türetilmiştir.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{(a_0(j\omega_c))/(a_1(j\omega_c))\}}{\text{Re}\{-(a_0(j\omega_c))/(a_1(j\omega_c))\}} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}; \quad r = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega_c, \tau^*) &= a_0(j\omega_c) + a_1(j\omega_c)e^{-j\omega_c \tau^*} = 0 \\ e^{-j\omega_c \tau^*} &= \cos(\omega_c \tau^*) - j\sin(\omega_c \tau^*) = -\frac{a_0(j\omega_c)}{a_1(j\omega_c)} \\ \cos(\omega_c \tau^*) &= \operatorname{Re} \left\{ -\frac{a_0(j\omega_c)}{a_1(j\omega_c)} \right\} \\ \sin(\omega_c \tau^*) &= \operatorname{Im} \left\{ \frac{a_0(j\omega_c)}{a_1(j\omega_c)} \right\} \end{aligned} \quad \dots(4.6)$$

Denklem (4.1)'e ait kökün, τ 'nun arttırılması ile sanal eksenini kesmesi ($s = j\omega_c$), Denklem (4.4) ile elde edilen pozitif köklerin $\operatorname{Re}[ds/d\tau]$ 'ya göre signum ifadesinden belirlenebilir. Kritik karakteristik köklerin sanal eksenini kesen köklere sahip olması için gerekli koşul köklerin sanal eksene doğru hareket etmeleridir (karşıtlık şartı). Bu durumda,

$$\operatorname{Re} \left[\frac{ds}{d\tau} \right]_{s=j\omega_{ck}} \neq 0 \quad (4.7)$$

Burada, $\operatorname{Re}(\bullet)$ kompleks bir değişkenin reel kısmını göstermektedir. Kökün durumuna göre signum ifadesi köklerin hareket doğrultusunun (RT) belirlenmesini sağlar.

$$RT|_{s=j\omega_{ck}} = \operatorname{sgn} \left\{ \operatorname{Re} \left[\frac{ds}{d\tau} \right]_{s=j\omega_c} \right\} \quad (4.8)$$

s , τ 'nun bir fonksiyonudur ve Denklem (4.1)'in τ 'ya bağlı olarak türevi alınarak Denklem (4.9) elde edilir.

$$\frac{ds}{d\tau} = \frac{a_1(s)se^{-s\tau}}{a_0'(s) + a_1'(s)e^{-s\tau} - a_1(s)\tau e^{-s\tau}} \quad (4.9)$$

Burada $a_0'(s)$ ve $a_1'(s)$, $a_0(s)$ ve $a_1(s)$ 'in s 'e göre birinci dereceden türevidir. Denklem (4.1) kullanılarak tekrardan ifade yazılırsa;

$$\frac{ds}{d\tau} = -s \left[\frac{a'_0(s)}{a_0(s)} - \frac{a'_1(s)}{a_1(s)} + \tau \right]^{-1} \quad (4.10)$$

Denklem (4.10)'da s yerine $j\omega_c$ yazılarak ifade derlenirse;

$$\begin{aligned} RT|_{s=j\omega_c} &= -sgn \left[\operatorname{Re} \left(j\omega_c \left(\frac{a'_0(j\omega_c)}{a_0(j\omega_c)} - \frac{a'_1(j\omega_c)}{a_1(j\omega_c)} + \tau \right)^{-1} \right) \right] \\ &= -sgn \left[\operatorname{Re} \left(\frac{1}{j\omega_c} \left(\frac{a'_0(j\omega_c)}{a_0(j\omega_c)} - \frac{a'_1(j\omega_c)}{a_1(j\omega_c)} + \tau \right) \right) \right] \\ &= sgn \left[\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\omega_c} \left(\frac{a'_1(j\omega_c)}{a_1(j\omega_c)} - \frac{a'_0(j\omega_c)}{a_0(j\omega_c)} \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (4.11)$$

Köklerin hareket doğrultusu (RT), τ zaman gecikmesinden bağımsız olduğuna dikkat edilmelidir. Bu durum, $\Delta(j\omega_c, \tau) = 0$ yapan her bir ω_c değerine bağlı olarak sonsuz sayıda τ elde edilmesine rağmen, bu noktadaki köklerin özelliği daima aynı olacaktır. Denklem (4.11) basitleştirilirse köklerin RT bilgisi $W(\omega_c^2)$ polinomundan kolaylıkla elde edilebilir (Walton ve Marshall, 1987). $s = j\omega_c$ yazılarak $W(\omega_c^2) = 0$ eşitliğini yapılırsa; Denklem (4.4)'den $a_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c) = a_1(j\omega_c)a_1(-j\omega_c)$ eşitliği elde edilir. Böylece;

$$\begin{aligned} RT|_{s=j\omega_c} &= sgn \left[\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\omega_c} \left(\frac{a'_1(j\omega_c)a_1(-j\omega_c)}{a_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c)} - \frac{a'_0(j\omega_c)}{a_0(j\omega_c)} \right) \right) \right] \\ &= sgn \left[\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\omega_c} \left(\frac{a'_1(j\omega_c)a_1(-j\omega_c) - a'_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c)}{a_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c)} \right) \right) \right] \\ &= sgn \left[\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\omega_c} (a'_1(j\omega_c)a_1(-j\omega_c) - a'_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c)) \right) \right] \end{aligned} \quad (4.12)$$

$a_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c) = |a_0(j\omega_c)|^2 > 0$ 'dır. Sonuç olarak, $\operatorname{Im}(z) = (z - \bar{z})/2j$ özelliği kullanılarak, herhangi bir kompleks z sayısı için, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$RT|_{s=j\omega_c} = \operatorname{sgn} \frac{1}{2j\omega_c} [(a'_1(j\omega_c)a_1(-j\omega_c) - a_1(j\omega_c)a'_1(-j\omega_c)) - a'_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c) + a_0(j\omega_c)a'_0(-j\omega_c))] \quad (4.13)$$

Sonuç olarak:

$$RT|_{s=j\omega_c} = \operatorname{sgn} [W'(\omega_c^2)] \quad (4.14)$$

Denklem (4.14) ω_c^2 'ye göre türevi ifade etmektedir. Zaman gecikmesine bağlı olarak kökün incelenmesi, önerilen yöntemin önemli bir özelliğidir. Bu ifade, $s = j\omega_c$ 'de $\tau_1 = \tau^* - \Delta\tau$ 'dan $\tau_2 = \tau^* + \Delta\tau$ 'ya ($0 < \tau < 1$) kadar τ 'nun artışına bağlı olarak köklerin hareket doğrultusunu belirlemek için basit bir kriter vermektedir. $RT = +1$ olduğunda $s = j\omega_c$ kökü sanal eksen üzerinden sağ yarı kararlılık bölgesine veya $RT = -1$ olduğunda $s = j\omega_c$ kökü sanal eksen üzerinden sol yarı kararlılık bölgesine geçer.

4.2.3 Orantılı zaman gecikmeli durum

Tek zaman gecikmeli durum için verilen yöntem, birden fazla orantılı zaman gecikmesi içeren sistemlerin kararlılık analizine kolaylıkla uygulanabilir. Orantılı zaman gecikmesi içeren sistemin karakteristik denklemi Denklem (3.3) ile verilmiştir. Tek zaman gecikmeli duruma benzer olarak, Denklem (3.3) ile verilen karakteristik denklemin $s = j\omega_c$ 'de bir çözümü varsa, $\Delta(-s, \tau) = 0$ çözümü olacaktır.

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-k\tau s} = 0 \quad (4.15)$$

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

Tek zaman gecikmeli durumda üstel terim ve zaman gecikmesi τ elimine edilmişti. Aynı şekilde orantılı zaman gecikmesinde de üstel terim ve zaman gecikmesi τ elimine edilmek istenmektedir. Aşağıdaki denklemlerde orantılı zaman gecikmesinde üstel terimin elimine edilmesi açıklanmıştır (Walton ve Marshall, 1987).

$$\begin{aligned}
\Delta^{(1)}(s, \tau) &= a_0(-s)\Delta(s, \tau) - a_n(s)e^{-n\tau s}\Delta(-s, \tau) \\
&= \sum_{k=0}^{n-1} [a_0(-s)a_k(s) - a_n(s)a_{n-k}(-s)]e^{-k\tau s}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Daha sonra,

$$\begin{aligned}
\Delta^{(1)}(-s, \tau) &= a_0(s)\Delta(-s, \tau) - a_n(-s)e^{n\tau s}\Delta(s, \tau) \\
&= \sum_{k=0}^{n-1} [a_0(s)a_k(-s) - a_n(-s)a_{n-k}(s)]e^{k\tau s}
\end{aligned} \tag{4.17}$$

Denklem (4.16) ve (4.17)'den görüldüğü gibi, Denklem (3.3) ve (4.15)'in $s = j\omega_c$ 'de bazı τ değerleri için çözümü varsa, aşağıdaki karakteristik denklemlerinde çözümü olmalıdır.

$$\begin{aligned}
\Delta^{(1)}(s, \tau) &= \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(s)e^{-k\tau s} = 0 \\
\Delta^{(1)}(-s, \tau) &= \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(-s)e^{k\tau s} = 0
\end{aligned} \tag{4.18}$$

Burada,

$$a_k^{(1)}(s) = a_0(-s)a_k(s) - a_n(s)a_{n-k}(-s) \tag{4.19}$$

Denklem (4.18)'nin orantılı zaman gecikmesinin derecesi $(n-1)$ 'dir. Yeni bir polinom tanımlanarak orantılı zaman gecikmesinin terimlerini elimine etmek için bu işlemler aynı şekilde tekrarlanır.

$$a_k^{(r+1)}(s) = a_0^{(r)}(-s)a_k^{(r)}(s) - a_{n-r}^{(r)}(s)a_{n-r-k}^{(r)}(-s) \tag{4.20}$$

Genel olarak karakteristik denklem aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\Delta^{(r)}(s, \tau) = \sum_{k=0}^{n-r} a_k^{(r)}(s)e^{-k\tau s} = 0 \tag{4.21}$$

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

$$\Delta^{(n)}(s) = a_0^{(n)}(s) = 0 \quad (4.22)$$

Burada,

$$a_0^{(n)}(s) = a_0^{(n-1)}(-s)a_0^{(n-1)}(s) - a_1^{(n-1)}(s)a_1^{(n-1)}(-s) \quad (4.23)$$

$s = j\omega_c$ 'nin Denklem (3.3)'de bazı τ değerleri için çözümü varsa, ayrıca Denklem (4.22)'de de bir çözümü vardır. Çünkü karakteristik Denklem (3.3)'ün sanal kökleri bu işlemler boyunca korunur. Denklem (4.23)'de $s = j\omega_c$ yerine yazılırsa, aşağıdaki ω_c^2 polinomu elde edilir.

$$W(\omega_c^2) = a_0^{(n-1)}(-j\omega_c)a_0^{(n-1)}(j\omega_c) - a_1^{(n-1)}(j\omega_c)a_1^{(n-1)}(-j\omega_c) = 0 \quad (4.24)$$

Denklem (4.24) ile ifade edilen polinom Denklem (4.4)'ün genelleştirilmesi ile elde edilir ve bu polinom, Denklem (3.3)'ün sanal kökleri mevcutsa bu sanal köklerin belirlenmesini sağlamaktadır. Zaman gecikmesinin teorik değerleri Denklem (4.25) ile hesaplanabilir.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \text{Tan}^{-1} \left(\frac{\text{Im} \left\{ \frac{a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)} \right\}}{\text{Re} \left\{ -\frac{a_0^{(n-1)}(j\omega_c)}{a_1^{(n-1)}(j\omega_c)} \right\}} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}; \quad r = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (4.25)$$

Ayrıca, orantılı zaman gecikmeli karakteristik denklemin köklerinin hareket doğrultusunu bulmak için Denklem (4.14) ile verilen ifadeye benzer bir denkleme ihtiyaç duyulmaktadır. Walton ve Marshall (1987)'de belirtildiği gibi, $\Delta(s, \tau) = 0$ ifadesinde bir kökün hareket doğrultusu (RT), $\Delta^{(1)}(s, \tau) = 0$ ifadesine karşılık gelen kök için aynıdır, aşağıdaki şart sadece $s = j\omega_c$ 'de kökün sanal eksen den geçişi için geçerlidir.

$$a_0^{(1)}(s) = a_0(-j\omega_c)a_0(j\omega_c) - a_n(j\omega_c)a_n(-j\omega_c) > 0 \quad (4.26)$$

Birden fazla orantılı zaman gecikmesi içeren karakteristik denklemin köklerinin hareketi aşağıdaki denklemle belirlenebilir.

$$RT|_{s=j\omega_c} = \text{sgn}[aW'(\omega_c^2)] \quad (4.27)$$

Burada;

$$a = a_0^{(1)}(s)a_0^{(2)}(s)\cdots a_0^{(n-1)}(s)|_{s=j\omega_c} \quad (4.28)$$

Tek ve orantılı zaman gecikmeli durumlar için Denklem (4.4) ve (4.24) polinomları, tüm $\tau \in \mathfrak{R}^+$ 'nın sadece pozitif reel köklerinin sonlu sayısını göstermektedir. Aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cq}\} \quad (4.29)$$

Denklem (4.29) ile ifade edilen sonlu q sayısı, sadece n dereceli sistemi etkilemez aynı zaman da $a_k(s)$ polinomlarının katsayılarını da etkiler. Ayrıca, her bir $\omega_{cm}, m=1,2,\dots,q$ için Denklem (4.5) veya (4.25) kullanılarak sonsuz sayıda τ_m^* değerleri periyodik olarak hesaplanabilir.

$$\{\tau_m^*\} = \{\tau_{m1}^*, \tau_{m2}^*, \dots, \tau_{m,\infty}^*\} \quad m=1,2,\dots,q \quad (4.30)$$

Burada, $\tau_{m,r+1} - \tau_{m,r} = 2\pi/\omega_c$ tekrarlama periyodudur. Maksimum gecikme tanımına göre, minimum $\tau_m^*, m=1,2,\dots,q$ sistemin maksimum zaman gecikmesi değeridir.

$$\tau^* = \min(\tau_m^*) \quad (4.31)$$

BÖLÜM V

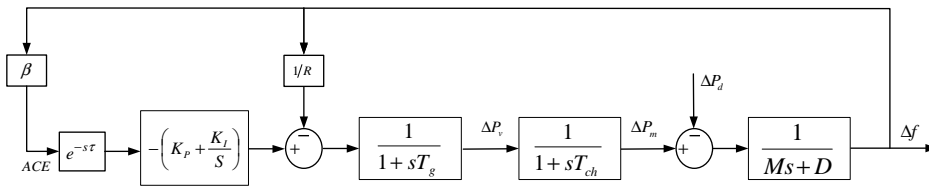
REKASIUS YÖNTEMİNİN ZAMAN GECİKMELİ BİR BÖLGELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİNİNE UYGULANMASI

5.1 Giriş

Bu bölümde, Şekil 5.1'de verilen zaman gecikmeli YFK sisteminin Rekasius yöntemi (Olgac ve Sipahi, 2002; Rekasius, 1980; Sipahi ve Olgac, 2005) kullanılarak, analitik olarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Ayrıca Matlab/Simulink programı kullanılarak teorik olarak hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerlerinin doğruluğu gösterilmiştir.

5.2 Zaman Gecikmeli Bir Bölge Yüklü Frekans Sistemi

Bir bölge yüklü frekans kontrol sisteminin farklı PI kazanç değerlerinde sistemin kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri analitik olarak hesaplanmış ve Matlab/Simulink programı kullanılarak maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu gösterilmiştir. Şekil 5.1'de zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin dinamik modeli verilmiştir.



Şekil 5.1. Bir bölge yüklü frekans kontrol sisteminin dinamik modeli.

Yük frekans kontrol sistemlerinin modellenmesinde ve analizinde, doğrusal sistem modelleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 5.1'de blok diyagramı verilen bir bölge yüklü frekans kontrol sisteminin dinamik modeli aşağıdaki biçimde ifade edilebilir (Jiang vd., 2012; Kundur, 1994):

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + F\Delta P_d \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{5.1}$$

Sisteme ait durum değişkenleri, çıkış değişkenleri ve matrisler aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}x(t) &= [\Delta f \quad \Delta P_m \quad \Delta P_v \quad \int ACE]^T \\ y(t) &= [ACE \quad \int ACE]^T \\ A &= \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & \frac{1}{M} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{ch}} & \frac{1}{T_{ch}} & 0 \\ -\frac{1}{RT_g} & 0 & -\frac{1}{T_g} & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_g} & 0 \end{bmatrix}, \\ F &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{M} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde net bağlantı hattı güç değişimi (ΔP_{ara}) olmadığından, bölge kontrol hatası (ACE) Denklem (5.2) ile tanımlanmaktadır.

$$ACE = \beta\Delta f\tag{5.2}$$

Analizleri basitleştirmek için, kontrol merkezi ile santral arasında, kontrol sinyalinin transferinden kaynaklanan zaman gecikmesi, ACE sinyalinin iletilmesinde ortaya çıkan gecikme miktarı ile toplanıp tek bir zaman gecikmesi olarak ifade edilmiş ve Şekil 5.1'de $e^{-s\tau}$ ile gösterilmiştir (Jiang vd., 2012; Yu ve Tomsovic, 2004). Bu durumda, Şekil 5.1'den görüldüğü üzere, oransal-integral (PI) denetleyicinin girişi ACE sinyalidir.

$$\begin{aligned}u(t) &= -K_p ACE - K_I \int ACE \\ &= -Ky(t-\tau) = -Kcx(t-\tau)\end{aligned}\tag{5.3}$$

Burada $K = [K_p \quad K_I]$, K_p ve K_I sırası ile oransal ve integral kazançlardır. Denklem (5.3)'de verilen giriş sinyali, Denklem (5.1)'de yerine yazılırsa, bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminin kapalı çevrim modeli elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + A_d x(t - \tau) + F \Delta P_d \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Burada $A_d = -BKC$ olarak ifade edilmektedir.

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_p \beta}{T_g} & 0 & 0 & -\frac{K_I \beta}{T_g} \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Bu kapalı çevrim sisteminin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerinin yapılabilmesi için öncelikle, sisteme ait karakteristik denklemin elde edilmesi gerekmektedir. Denklem (5.6) ile sisteme ait karakteristik denklem elde edilir.

$$\Delta(s, \tau) = \det [sI - A - A_d e^{s\tau}] = a_0(s) + a_1(s) e^{-s\tau} = 0 \quad (5.6)$$

Burada, τ toplam zaman gecikmesini, $a_0(s)$ ve $a_1(s)$ ise reel katsayılı polinomları ifade etmektedir. Bu polinomlar ve ilgili katsayıları, sistem kazanç ve zaman sabitleri cinsinden aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} a_0(s) &= p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s \\ a_1(s) &= q_1 s + q_0 \end{aligned} \quad (5.7)$$

$a_0(s)$ ve $a_1(s)$ polinom katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} p_4 &= RT_g T_{ch} M, \quad p_3 = MRT_{ch} + RDT_g T_{ch} + RT_g M, \\ p_2 &= MR + RDT_{ch} + RT_g D, \quad p_1 = RD + 1 \\ q_1 &= \beta RK_p, \quad q_0 = \beta RK_I \end{aligned} \quad (5.8)$$

5.3 Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

YFK sisteminin kararlı olabilmesi için, Denklem (5.6)'da verilen karakteristik denkleme ait kökler, kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmalıdır. Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerinde ($\tau = \tau^*$) Şekil 1.1'de gösterildiği üzere, karakteristik denklem sanal eksen üzerinde köklere sahip olacaktır. Burada amaç, karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin ($s = \pm j\omega_c$) olacağı maksimum zaman gecikmesi değerini analitik olarak hesaplamaktır. Bu karakteristik denklemin, $e^{-s\tau}$ terimi nedeniyle, sonsuz adet kökü olmakta ve bu durum köklerin ve sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerinin hesaplanmasını zorlaştırmaktadır. Bu güçlük, Rekasius yerine koyma yöntemi ile kolaylıkla aşılabılır. Bunun için, $s = j\omega_c$, olmak üzere Denklem (5.6)'daki üstel terim yerine aşağıdaki ifade kullanılmaktadır (Ayasun vd., Aralık 2012; Olgac ve Sipahi, 2002; Rekasius, 1980).

$$e^{-s\tau} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \tau \in \mathfrak{R}^+, \quad T \in \mathfrak{R} \quad (5.9)$$

Burada, T hesaplanması gereken yeni bir değişkendir. Bu eşitliğin Denklem (5.6)'da yerine yazılması ile YFK sistemine ait yeni karakteristik denklem ve ilgili katsayıları Denklem (5.10a) ve Denklem (5.10b) verilmiştir.

$$\Delta(s, T) = k_5 s^5 + k_4 s^4 + k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (5.10a)$$

$$\begin{aligned} k_5 &= Tp_4, \quad k_4 = p_4 + Tp_3, \quad k_3 = p_3 + Tp_2, \\ k_2 &= p_2 + T(p_1 - q_1), \quad k_1 = p_1 + q_1 - q_0 T, \quad k_0 = q_0 \end{aligned} \quad (5.10b)$$

Dikkat edilecek olursa, yukarıda verilen yeni karakteristik denklemde üstel terim yoktur ve bütün katsayılar yeni değişken T 'nin bir fonksiyonudur. Eğer Denklem (5.10a)'da verilen yeni karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerinin belirlenmesini sağlayan T değeri ve ilgili kökler $s = \pm j\omega_c$ bilinirse, Rekasius yöntemine göre sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi, ω_c ve T değerlerine bağlı olarak Denklem (5.11) ifadesi ile belirlenebilir (Ayasun vd., Aralık 2012; Olgac ve Sipahi, 2002; Rekasius, 1980).

$$\tau^* = \frac{2}{\omega_c} \left[\tan^{-1}(\omega_c T) \pm \ell \pi \right] \quad \ell = 0, 1, 2, \dots \quad (5.11)$$

Denklem (5.10a)'da verilen yeni karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki $s = \pm j \omega_c$ köklerini sağlayan T değerlerinin hesaplanması için, Routh-Hurwitz kriteri uygulanır. Sistemin Routh-Hurwitz analiz tablosu ve buna ilişkin katsayılar sırasıyla Denklem (5.12) ve (5.13) ile verilmiştir.

$$\begin{array}{cccc} s^5 & m_5 & m_3 & m_1 \\ s^4 & m_4 & m_2 & m_0 \\ s^3 & R_{31} & R_{32} & 0 \\ s^2 & R_{21} & R_{22} & 0 \\ s^1 & R_{11} & 0 & 0 \\ s^0 & R_{01} & 0 & 0 \end{array} \quad (5.12)$$

$$\begin{aligned} R_{31} &= \frac{m_4 m_3 - m_5 m_2}{m_4}, R_{32} = \frac{m_4 m_1 - m_5 m_0}{m_4}, R_{22} = m_0 \\ R_{21} &= \frac{R_{31} m_2 - m_3 m_4}{R_{31}}, R_{11} = \frac{R_{21} R_{32} - R_{31} R_{22}}{R_{21}}, R_{01} = m_0 \end{aligned} \quad (5.13)$$

Burada, sanal eksen üzerinde köklerin bulunabilmesi için s^1 'e ait satırın tüm elemanları sıfır olmalıdır. Denklem (5.12)'de açıkça görüldüğü üzere, sanal eksen üzerinde köklerin var olması için $R_{11} = 0$ olmalıdır.

$$t_7 T^7 + t_6 T^6 + \dots + t_1 T + t_0 = 0 \quad (5.14)$$

R_{11} katsayısını sıfır yapan T değerleri, Denklem (5.14) ile elde edilen polinomun $T_C = \{T_1, T_2, \dots, T_7\}$ kökleridir. Denklem (5.9)'da tanımlandığı üzere bu köklerden reel olanlar dikkate alınır. Belirlenen reel T değerleri kullanılarak sistemin sanal eksen üzerindeki köklerinin belirlenmesi için, s^2 terimine ait satır kullanılarak aşağıda verilen yardımcı denklem elde edilir.

$$R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0 \quad (5.15)$$

Denklem (5.15)'den görüleceği üzere köklerin sanal eksen üzerinde olabilmesi için R_{21} ve R_{22} katsayılarının aynı işaretli olması gerekir. Bu tür katsayılar için, sanal eksen üzerindeki kökler ise Denklem (5.16) ile aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$\omega_c = \sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} \quad (5.16)$$

Hesaplanan kökler (ω_c) ve bunlara ilişkin reel T değerleri Denklem (5.11)'de yerine konularak her bir kök için maksimum zaman gecikmesi belirlenir. Hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerlerinden en küçüğü ise sistemin sınırdaki kararlı olarak çalışabileceği maksimum zaman gecikmesidir.

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 5.1'de verilen sistem parametreleri kullanılarak, Denklem (5.11) ile ifade edilen zaman gecikmesi hesabını daha açık şekilde göstermek amacıyla $K_p = 0.6 s$ ve $K_I = 0.6 s^{-1}$ değerleri için hesaplamalar adım adım olarak aşağıda verilmiştir.

1. Adım: Sistem elemanlarının zaman sabitleri ve kazançlar Denklem (5.7) ve (5.8)'de yerine yazılarak, karakteristik denklem aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\Delta(s, \tau) = (0.015s^4 + 0.2015s^3 + 0.52s^2 + 1.05s) + (0.63s + 0.63)e^{-s\tau} = 0$$

2. Adım: Denklem (5.9)'da verilen Rekasius eşitliği kullanılarak oluşturulan sistemin yeni karakteristik denkleminin ($\Delta(s, T)$) Denklem (5.10b)'de verilen katsayıları aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$m_5 = 0.015T; m_4 = 0.2015T + 0.015; m_3 = 0.52T + 0.2015;$$

$$m_2 = 0.42T + 0.52; m_1 = -0.63T + 1.68; m_0 = 0.63$$

3.Adım: Elde edilen bu katsayılar Routh-Hurwitz kriteri kullanılarak, tablo elemanları Denklem (5.13) vasıtasıyla T cinsinden hesaplanır. Tablodan elde edilen katsayılar kullanılarak Denklem (5.14) ile T değerleri hesaplanır. Bunlardan reel değerli olanlar aşağıda verilmiştir.

$$T_1 = 1.61878; T_2 = -0.09500; T_3 = -0.07444$$

4.Adım: Belirlenen T değerleri kullanılarak Routh tablosunda $R_{21}(T)$ değerleri hesaplanır. Tabloda $R_{22}(T)=m_o=0.63$ olduğundan köklerin sanal eksen üzerinde olması için R_{21} 'i pozitif yapan T değerleri sadece $T_1=1.61878$ çözümüdür. Bu değer için $R_{21}=0.98072$, olup Denklem (5.16) kullanılarak $\omega_c=0.80149 \text{ rad/s}$ olarak hesaplanır. Belirlenen ω_c ve T değerlerine bağlı olarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi Denklem (5.11) kullanılarak $\tau^* = 2.28112 \text{ s}$ elde edilir. Dolayısıyla sistemin kararlı olarak çalışabileceği maksimum zaman gecikmesi değeri belirlenmiş olur.

Çizelge 5.2. Önerilen yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin K_p ve K_I 'ye göre değişimi (Ayasun vd., Aralık 2012)

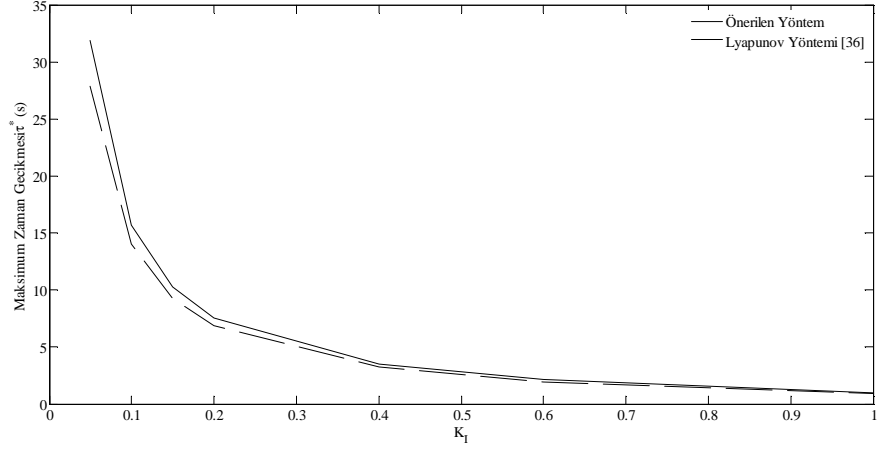
$\tau^*(s)$	K_I						
K_p	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	30.9151	15.2014	9.9595	7.3354	3.3816	2.0421	0.9229
0.05	31.8750	15.6813	10.2794	7.5752	3.5014	2.1218	0.9704
0.1	32.7509	16.1192	10.5712	7.7940	3.6103	2.1938	1.0124
0.2	34.2258	16.8562	11.0621	8.1616	3.7922	2.3127	1.0785
0.4	35.8338	17.6579	11.5940	8.5578	3.9802	2.4255	1.1183
0.6	34.9216	17.1950	11.2776	8.3121	3.8260	2.2811	0.9474
1.0	0.5954	0.5857	0.5753	0.5643	0.5158	0.4634	0.3610

Çizelge 5.3. Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin K_p ve K_I 'ya göre değişimi (Jiang vd., 2012)

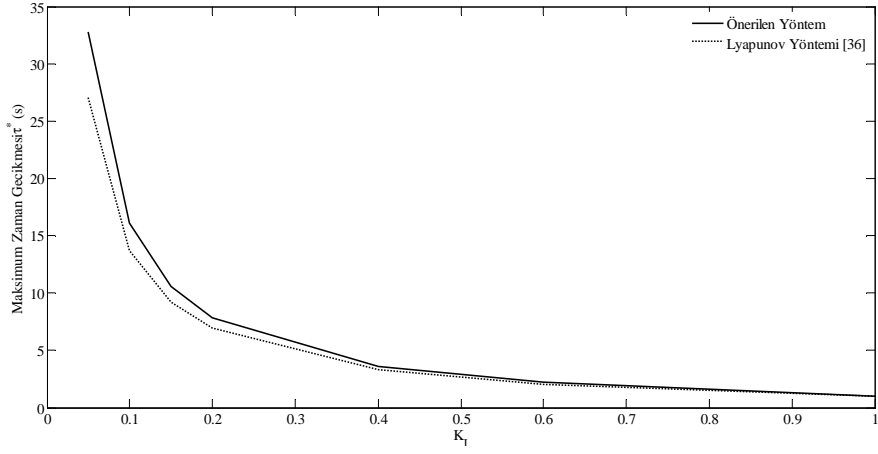
$\tau^*(s)$	K_I						
K_p	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	27.927	13.778	9.056	6.692	3.124	1.910	0.886
0.05	27.874	14.061	9.284	6.866	3.215	1.974	0.927
0.1	27.038	13.682	9.220	6.941	3.290	2.029	0.963
0.2	25.114	12.760	8.617	6.535	3.320	2.108	1.016
0.4	20.364	10.426	7.065	5.384	2.832	1.912	1.017
0.6	14.618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

Bu işlemler farklı K_p ve K_I kontrolör kazanç değerleri için yapılarak, sistemin sınırdaki kararlı olacağı teorik maksimum zaman gecikmesi değerleri Çizelge 5.2'de verilmiştir.

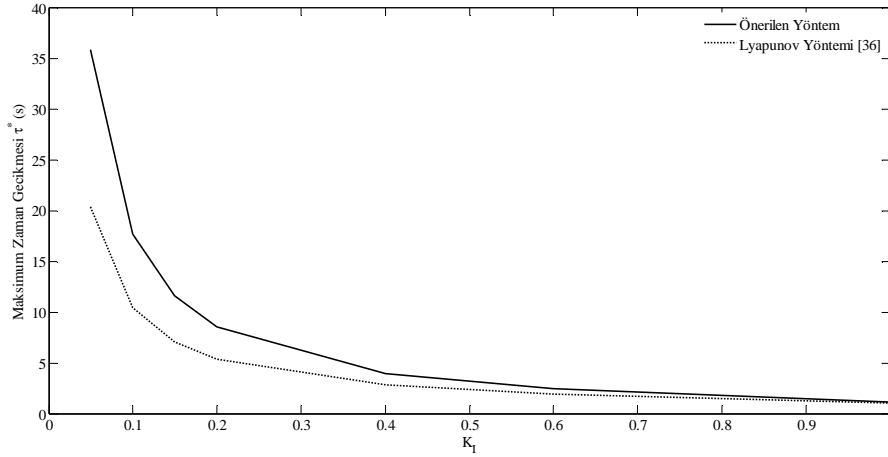
Sonuçlardan görüldüğü üzere, K_p değeri sabit tutulup K_I değeri artırıldığında, τ^* değeri azalmaktadır. Maksimum zaman gecikmesi azaldığından, K_I kazancının artması sistem kararlılığını olumsuz etkilememektedir. Benzer biçimde, K_I kazanç değeri sabit iken ve $K_p = 0-0.4$ aralığı için, K_p arttıkça maksimum zaman gecikmesi artmaktadır. Sonuç olarak, bu aralıkta K_p 'nin artması sistemi daha kararlı hale getirmektedir. Ancak, $K_p \geq 0.6$ için, K_p 'deki artış, maksimum zaman gecikme değerinde azalmaya sebep olmaktadır. PI denetleyici için bulunan τ^* değerleri, Çizelge 5.2'de sunulan Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında, iki önemli farklılık dikkate değerdir. Bunlardan birincisi, önerilen yöntemle elde edilen τ^* değerleri, Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha büyüktür. $K_p = 0.05$, $K_p = 0.1$ ve $K_p = 0.4$ oransal kazanç değerleri sabit tutularak $K_I = 0.05-1.0$ aralığında her iki yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerleri Şekil 5.2, 5.3 ve 5.4'de gösterilmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere, belirlenen K_p kazanç değerlerinde önerilen yöntemle elde edilen teorik maksimum zaman gecikmesi değerleri Lyapunov yöntemi ile elde edilen değerlerden biraz daha büyük olduğu görülmektedir. İkincisi ise, K_p kazancının yukarıda açıklanan etkisi Lyapunov yönetiminde ortaya çıkmamaktadır. Başka bir ifadeyle, sabit K_I değeri için, K_p kazancının artması, τ^* 'da sürekli bir azalmaya neden olmaktadır. Önerilen yöntemle elde edilen teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha doğru ve tam sonuçlar olduğu, bir sonraki bölümde Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir.



Şekil 5.2. $K_p = 0.05$ ve $K_I = 0.05 - 1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi



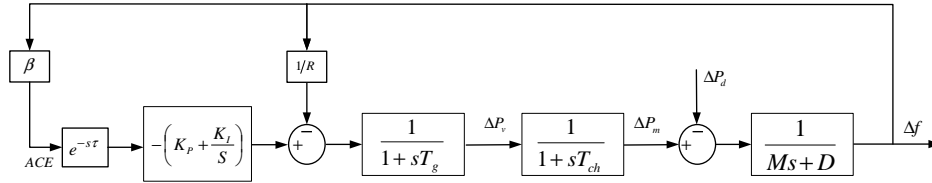
Şekil 5.3. $K_p = 0.1$ ve $K_I = 0.05 - 1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi



Şekil 5.4. $K_p = 0.4$ ve $K_I = 0.05 - 1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi

5.4 Zaman Gecikmeli YFK Sisteminin Matlab/Simulink Analizi

Zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin Simulink modeli Şekil 5.5'de verilmiştir. Zaman gecikmesi Simulink programında "transport delay" olarak ifade edilen blokla gösterilmiştir. Bu sisteme ait parametreler Çizelge 5.1 ile verilmiştir (Jiang vd., 2012).



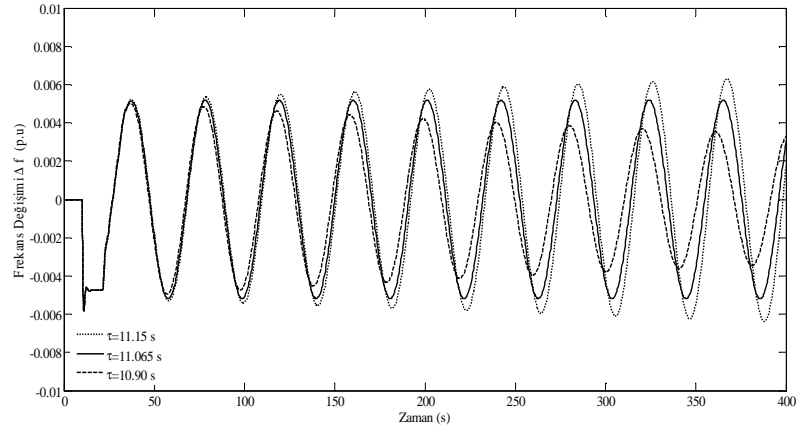
Şekil 5.5. Zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin Simulink modeli

Elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek için Matlab/Simulink programı kullanılarak, farklı PI denetleyici kazanç değerlerinde benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu amaçla, PI denetleyici kazanç değerleri $K_p = 0.2$ ve $K_i = 0.15$ olarak seçilmiştir. Bu kazanç değerlerinde Çizelge 5.2 ve 5.3'den görüldüğü üzere, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri $\tau^* = 11.0621s$, Lyapunov yöntemi ile ise $\tau^* = 9.220s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.6'da üç farklı zaman gecikme değerleri için ($\tau_1 = 10.90s$, $\tau_2 = 11.065s$, $\tau_3 = 11.15s$), frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Zaman gecikmesi $\tau_2 = 11.065s$ olduğunda, sistem tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup, sistem sınırda kararlıdır. Bu gecikme değeri, benzetim yoluyla elde edilen ve sistemin sınırda kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim yoluyla elde edilen bu değer, önerilen teorik yöntemle elde edilen zaman gecikme değeri ($\tau^* = 11.0621s$) ve Lyapunov yöntemi ile elde edilen değer ($\tau^* = 9.220s$) ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin daha doğru bir sonuç verdiği açık bir biçimde görülmektedir. Benzer biçimde, Şekil 5.6'dan görüldüğü üzere, zaman gecikmesi daha büyük bir değere arttırıldığında ($\tau_3 = 11.15s > \tau^* = 11.0621s$), frekansdaki değişim zamanla arttığından dolayı sistem kararsız hale gelmektedir. Aynı şekilde gecikme değeri, maksimum gecikme değerinden daha küçük bir değere ($\tau_1 = 10.90s < \tau^* = 11.0621s$) azaltıldığında ise, frekansdaki salınımlar sönümlenerek sistem kararlı hale gelmektedir. Lyapunov yöntemi ile elde

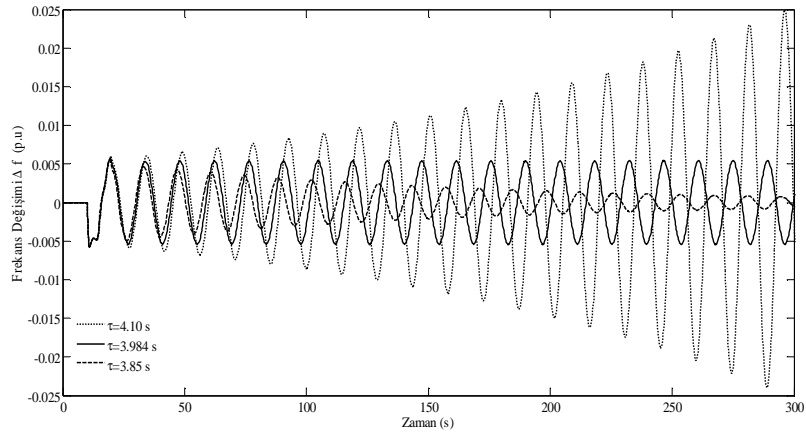
edilen $\tau^* = 9.220 s$ maksimum zaman gecikme değerinde sistemin kararlı olduğu Şekil 5.6'dan çok açık olarak görülmektedir.

$K_p = 0.4$ ve $K_I = 0.4$ PI kontrolör kazançlarında simülasyon sonucu Şekil 5.7'de gösterilmiştir. Çizelge 5.2 ve 5.3'den görüldüğü üzere, bu kazanç değerlerinde, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri $\tau^* = 3.9802 s$ Lyapunov yöntemi ile ise $\tau^* = 2.832 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.7'de üç farklı zaman gecikme değeri için ($\tau_1 = 3.85 s$, $\tau_2 = 3.984 s$, $\tau_3 = 4.10 s$) frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Simülasyon sonucundan görüldüğü gibi $\tau_1 = 3.85 s$ değerinde sistem kararlı, $\tau_2 = 3.984 s$ değerinde sınırda kararlı ve $\tau_3 = 4.10 s$ değerinde sistemin kararsız olduğu görülmektedir. Önerilen yöntemle hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerinin doğruluğu Şekil 5.7'de simülasyon sonucuyla gösterilmiştir.

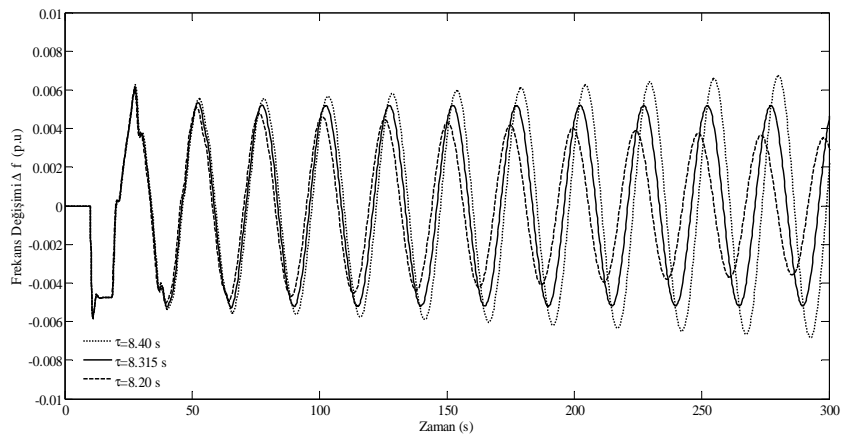
Son olarak $K_p = 0.6$ ve $K_I = 0.2$ PI kontrolör kazançlarında simülasyon sonucu Şekil 5.8'de gösterilmiştir. Çizelge 5.2 ve 5.3'den görüldüğü üzere, bu kazanç değerlerinde, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri $\tau^* = 8.3121 s$ Lyapunov yöntemi ile ise $\tau^* = 3.958 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.8'de üç farklı zaman gecikme değeri için ($\tau_1 = 8.20 s$, $\tau_2 = 8.315 s$, $\tau_3 = 8.40 s$) frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Simülasyon sonucundan görüldüğü gibi $\tau_1 = 8.20 s$ değerinde sistem kararlı, $\tau_2 = 8.315 s$ değerinde sınırda kararlı ve $\tau_3 = 8.40 s$ değerinde sistemin kararsız olduğu görülmektedir. Önerilen yöntemle hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerinin doğruluğu Şekil 5.8'de simülasyon sonucuyla gösterilmiştir.



Şekil 5.6. $K_p = 0.2$ ve $K_f = 0.15$ bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi



Şekil 5.7. $K_p = 0.4$ ve $K_f = 0.4$ bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi



Şekil 5.8. $K_p = 0.6$ ve $K_f = 0.2$ bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi

BÖLÜM VI

ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ YÖNTEMİNİN ZAMAN GECİKMELİ BİR BÖLGELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİNE UYGULANMASI

6.1 Giriş

Bu bölümde, Şekil 5.1'de verilen zaman gecikmeli YFK sistemine üstel terimin yok edilmesi yöntemini uygulayarak, analitik olarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Ayrıca Matlab/Simulink programı kullanılarak teorik olarak hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerlerinin doğruluğu gösterilmiştir.

6.2 Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması

Yük frekans kontrol sisteminin kararlı olabilmesi için gerek ve yeter koşul, Denklem (5.6)'da verilen karakteristik denkleme ait köklerin, kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmasıdır. Sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerinde ($\tau = \tau^*$) Şekil 1.1'de gösterildiği üzere, karakteristik denklem sanal eksen üzerinde köklere sahip olacaktır. Bu yöntemin amacı, karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin ($s = j\omega_c$) olacağı maksimum zaman gecikmesi değerini analitik olarak hesaplamaktır. Kompleks kökler eşlenik olarak bulunacağından, $\tau = \tau^*$ değerinde, hem $s = j\omega_c$ ve hem de $s = -j\omega_c$ kökleri Denklem (5.6)'da verilen karakteristik denklemi sağlayacaktır. Bu kök değerleri Denklem (5.6)'da yerine yazılarak aşağıda verilen iki denklem kolaylıkla elde edilebilir.

$$\begin{aligned} a_0(j\omega_c) + a_1(j\omega_c)e^{-j\omega_c\tau} &= 0 \\ a_0(-j\omega_c) + a_1(-j\omega_c)e^{j\omega_c\tau} &= 0 \end{aligned} \quad (6.1)$$

Yukarıda verilen iki denklem arasından üstel terim yok edilecek olursa, aşağıda verilen ω_c^2 'nin fonksiyonu olan bir polinom elde edilir (Ayasun, 2009; Walton ve Marshall, 1987; Ayasun vd., Ekim 2012).

$$W(\omega_c^2) = a_0(j\omega_c)a_0(-j\omega_c) - a_1(j\omega_c)a_1(-j\omega_c) = 0 \quad (6.2)$$

Denklem (5.6)'da verilen $a_0(s)$ ve $a_1(s)$ polinomları Denklem (6.2)'de yerine yazılacak olursa, yük frekans kontrol sistemine ait aşağıda verilen yeni bir karakteristik denklem elde edilir.

$$W(\omega_c^2) = t_8\omega_c^8 + t_6\omega_c^6 + t_4\omega_c^4 + t_2\omega_c^2 + t_0 = 0 \quad (6.3)$$

Elde edilen bu yeni karakteristik polinomun katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} t_8 &= p_4^2, t_6 = p_3^2 - 2p_4p_2, t_4 = p_2^2 - 2p_3p_1 \\ t_2 &= p_1^2 - (\beta RK_p)^2, t_0 = -(\beta RK_I)^2 \end{aligned} \quad (6.4)$$

Dikkat edilecek olursa, Denklem (5.6)'daki üstel terim içeren karakteristik denklem, üstel terim içermeyen Denklem (6.3)'de verilen sıradan bir polinoma dönüştürülmüştür. Bu yeni polinomun pozitif reel kökleri, $\omega_c > 0$ Denklem (5.6)'da verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerine eşit olmaktadır. Doğal olarak, Denklem (6.3)'de verilen polinomun reel kökleri, üstel terim içeren karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde bulunan köklerinden daha kolay bir biçimde hesaplanabilir. Denklem (6.3)'de verilen polinomun köklerinin alacağı değerlere göre, aşağıdaki durumlar ortaya çıkabilir.

1. Durum: Bu polinomun hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (5.6)'da verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde herhangi bir kökünün mevcut olmadığıdır. Bu durumda, zaman gecikmesi, sistemin kararlılığını etkilememekte ve sistem zaman gecikmesinin tüm sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olmaktadır.

2. Durum: Bu denklemin en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bunun anlamı, Denklem (5.6)'da verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift kompleks eşlenik ($s = \pm j\omega_c$) kökünün var olduğudur. Bu durumda, sistemin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, maksimum zaman gecikmesi

$\tau = \tau^*$ değerinde sınırda kararlı olmaktadır. Eğer, $\tau > \tau^*$ olursa, sistem kararsız hale gelmektedir. Denklem (6.9) kullanılarak, herhangi bir pozitif reel kök ω_c için ilgili maksimum zaman gecikme değeri hesaplanabilir. (Ayasun, 2009; Walton ve Marshall, 1987; Ayasun vd., Ekim 2012):

Denklem (6.3)'de verilen polinomun köklerinden sadece bazıları pozitif reel olabilir. Bu köklerin adedi q olmak üzere, pozitif reel köklerden oluşan set aşağıdaki biçimde tanımlanabilir.

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cq}\} \quad (6.5)$$

Pozitif reel köklerden her biri için, Denklem (6.9)'da verilen analitik ifade kullanılarak ilgili maksimum zaman gecikme değeri kolaylıkla hesaplanabilir. Bu gecikme değerleri aşağıda verilen set ile tanımlanmıştır.

$$\{\tau_m^*\} = \{\tau_{m1}^*, \tau_{m2}^*, \dots, \tau_{m,\infty}^*\}, m = 1, 2, \dots, q \quad (6.7)$$

Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değeri ise Denklem (6.7)'de verilen set elemanlarından en küçük değere sahip olan zaman gecikme değeri olacaktır.

$$\tau^* = \min(\tau_m^*) \quad (6.8)$$

Denklem (6.9), yük frekans kontrol sistemi için maksimum zaman gecikme değerlerini, sistem parametreleri cinsinden teorik olarak hesaplama imkanı veren analitik bir formüldür.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{k_5 \omega_c^5 + k_3 \omega_c^3 + k_1 \omega_c}{k_4 \omega_c^4 + k_2 \omega_c^2} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}; \quad (6.9)$$

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

Burada, $\tau_{m,r+1} - \tau_{m,r} = \frac{2\pi}{\omega_c}$ zaman gecikmesinin tekrarlama periyodunu ifade etmektedir.

Denklem (6.9) ile verilen ifadenin katsayıları sistem parametreleri cinsinden aşağıda verilmiştir.

$$k_5 = -p_4\beta RK_p, k_4 = (p_3\beta RK_p - p_4\beta RK_I)$$

$$k_3 = (p_2\beta RK_p - p_3\beta RK_I), k_2 = (p_2\beta RK_I - p_1\beta RK_p)$$

$$k_1 = \beta RK_I p_1$$

Bir bölgeyi yük frekans kontrol sistemi için, sanal ekseni kesen her bir frekans değeri için pozitif köklerin hareket doğrultusu, Denklem (6.3) ile verilen polinomun ω_c^2 'ye göre türevi alınarak elde edilen Denklem (6.10) ile kolaylıkla hesaplanabilir.

$$RT = \text{sgn}[W'(\omega_c^2)] = 4t_8\omega_c^6 + 3t_6\omega_c^4 + 2t_4\omega_c^2 + t_2 \quad (6.10)$$

Çizelge 6.1. Maksimum zaman gecikme değerlerinin K_I 'ya göre değişimi

K_I	$\tau^* (s)$	
	Önerilen Yöntem	Lyapunov Yöntemi (Jiang Vd., 2012)
0.05	30.9151	27.9268
0.1	15.2014	13.7775
0.15	9.9595	9.0560
0.2	7.3354	6.6915
0.4	3.3816	3.1241
0.6	2.0421	1.9104
1.0	0.9229	0.8858

Çizelge 6.2. Önerilen yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin K_p ve K_I 'ya göre değişimi (Ayasun vd., Ekim 2012)

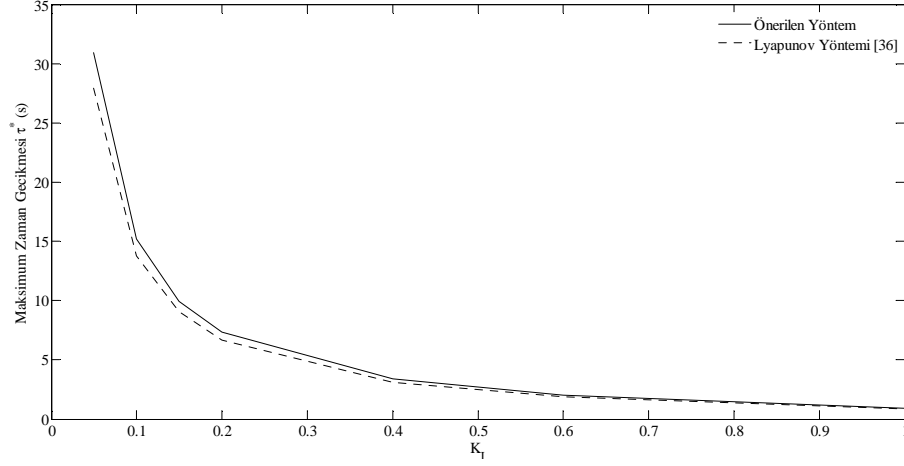
$\tau^*(s)$	K_I						
K_p	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1.0
0	30.9151	15.2014	9.9595	7.3354	3.3816	2.0421	0.9229
0.05	31.8750	15.6813	10.2794	7.5752	3.5014	2.1218	0.9704
0.1	32.7509	16.1192	10.5712	7.7940	3.6103	2.1938	1.0124
0.2	34.2258	16.8562	11.0621	8.1616	3.7922	2.3127	1.0785
0.4	35.8338	17.6579	11.5940	8.5578	3.9802	2.4255	1.1183
0.6	34.9216	17.1950	11.2776	8.3121	3.8260	2.2811	0.9474
1.0	0.5954	0.5857	0.5753	0.5643	0.5158	0.4634	0.3610

Teorik maksimum zaman gecikme değerleri, integral (I) ve oransal-integral (PI) denetleyici için hesaplanmıştır ve elde edilen sonuçlar Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

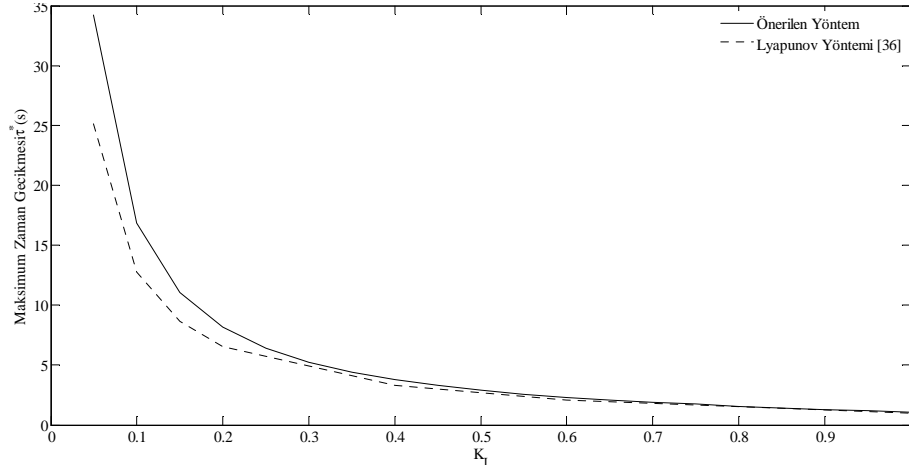
Çizelge 6.1'de , $K_p = 0$ ve $K_I = 0.05 - 1.0$ aralığı için hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri (τ^*) verilmiştir. Sonuçlardan görüldüğü üzere, integral kontrol kazancı arttıka, τ^* azalmakta ve dolayısıyla sistem daha kararsız hale gelmektedir. Ayrıca, nerilen yöntemle elde edilen τ^* değerleri, Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden biraz daha büyük olmaktadır. Çizelge 6.1 dikkate alınarak, her iki yöntemin maksimum zaman gecikmesi değerleri Şekil 6.1'de açık bir Şekilde gözlenebilmektedir.

Çizelge 6.2'de ise farklı PI denetleyici kazanç değerleri için hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri verilmiştir. Sonuçlardan görüldüğü üzere, K_p değeri sabit tutulup K_I değeri artırıldığında, τ^* değeri azalmaktadır. Maksimum zaman gecikmesi azaldığından, K_I kazancının artması sistem kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Benzer biçimde, K_I kazanç değeri sabit iken ve $K_p = 0 - 0.4$ aralığı için, K_p arttıka maksimum zaman gecikmesi artmaktadır. Sonuç olarak, bu aralıka K_p 'nin artması sistemi daha kararlı hale getirmektedir. Ancak, $K_p \geq 0.6$ için, K_p 'deki artış, maksimum zaman gecikme değerinde azalmaya sebep olmaktadır. K_p 'nin benzer etkisi, daha önce yapılan bir çalışmada sunulan zaman gecikmeli jeneratör uyarım kontrol sisteminde de gözlenmiştir (Ayasun ve Gelen, 2012). PI denetleyici için bulunan τ^* değerleri, izelge 5.3'de sunulan Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında, iki önemli farklılık dikkate değerdir. Bunlardan birincisi, önerilen yöntemle elde edilen τ^* değerleri, Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha büyüktür. İkincisi ise, K_p kazancının yukarıda açıklanan etkisi Lyapunov yönteminde ortaya çıkmamaktadır. Başka bir ifadeyle, Sabit K_I değeri için, K_p kazancının artması, τ^* 'da sürekli bir azalmaya neden olmaktadır. Çizelge 6.2 dikkate alınarak $K_p = 0.2$ ve $K_p = 0.6$ sabit kazanç değerlerinde $K_I = 0.05 - 1.0$ aralığında her iki yöntemle hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerleri Şekil 6.2 ve Şekil 6.3'de

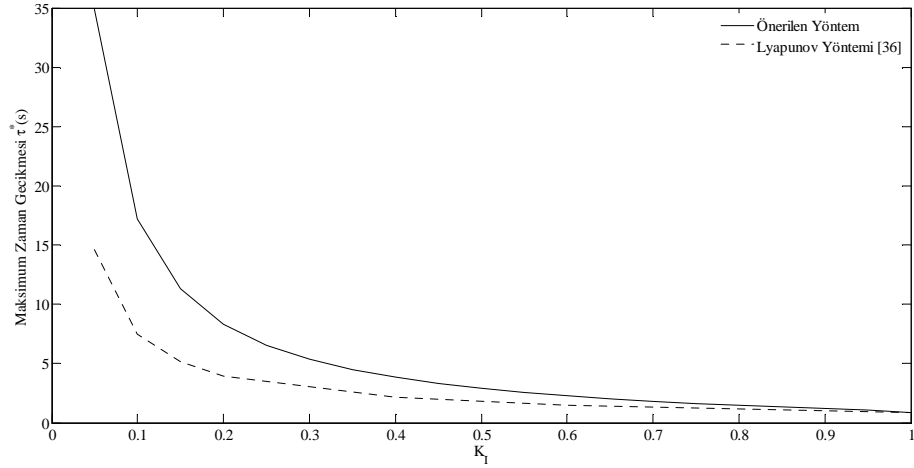
gösterilmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere belirlenen K_p kazanç değerlerinde önerilen yöntemle elde edilen teorik maksimum zaman gecikmesi değerleri Lyapunov yöntemi ile elde edilen değerlerden biraz daha büyüktür. Bir sonraki bölümde, Matlab/Simulink programı kullanılarak önerilen yöntemle elde edilen teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha doğru ve tam sonuçlar olduğu gösterilmiştir.



Şekil 6.1. $K_p = 0$ ve $K_t = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi



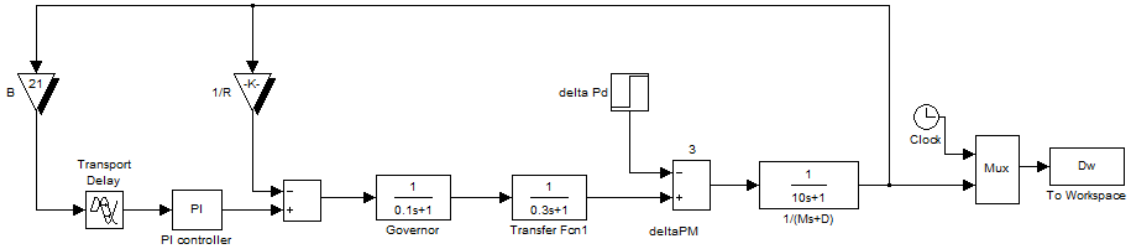
Şekil 6.2. $K_p = 0.2$ ve $K_t = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi



Şekil 6.3. $K_p = 0.6$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için maksimum zaman gecikmesinin değişimi

6.3 Zaman Gecikmeli YFK Sisteminin Matlab/Simulink Analizi

Zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin Simulink modeli Şekil 6.4'de verilmiştir. Sistemde bulunan PI denetleyicinin farklı kazanç değerleri için maksimum zaman gecikme değeri τ^* Denklem (6.9)'da verilen formül kullanılarak hesaplanmış ve Çizelge 6.2'de verilmiştir. Elde edilen teorik zaman gecikme değerlerinin doğruluğu Şekil 6.4'de verilen Simulink modeli kullanılarak gösterilmiştir. Bu sisteme ait parametreler Çizelge 5.1 ile verilmiştir (Jiang vd., 2012).



Şekil 6.4. Zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin Simulink modeli

Önerilen teorik yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek için, integral (I) ve PI denetleyicisi içeren benzetim çalışmaları yapılmıştır. İntegral denetleyici için $K_I = 0.6$ seçilmiştir. Çizelge 6.1'den açıkça görüldüğü üzere, bu kazanç değerinde, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri $\tau^* = 2.0421 s$ Lyapunov yöntemi ile ise $\tau^* = 1.9104 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil

6.5’de üç farklı zaman gecikme değerleri için ($\tau_1 = 2.0 s$, $\tau_2 = 2.0478 s$, $\tau_3 = 2.1 s$) frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Bu şekilden açıkça görüldüğü üzere, zaman gecikmesi $\tau_2 = 2.0478 s$ olduğunda, sistem tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup, sistem sınırdadır. Bu gecikme değeri, benzetim yoluyla elde edilen ve sistemin sınırdadır kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim yoluyla elde edilen bu değer, önerilen teorik yöntemle edilen zaman gecikme değeri ($\tau^* = 2.0421 s$) ve Lyapunov yöntemi ile elde edilen değer ($\tau^* = 1.9104 s$) ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin daha doğru bir sonuç verdiği açık bir biçimde görülmektedir.

Ayrıca, Şekil 6.5’den görüldüğü üzere, zaman gecikmesi daha büyük bir değere arttırıldığında ($\tau_3 = 2.1 s > \tau^* = 2.0421 s$), sistem kararsız hale gelmektedir. Aynı şekilde gecikme değeri, maksimum gecikme değerinden daha küçük bir değere ($\tau_1 = 2.0 s < \tau^* = 2.0421 s$) azaltıldığında ise sistem kararlı hale gelmektedir. Şekil 6.5’de $\tau_3 = 2.1 s$ için verilen grafikte görüldüğü gibi salınımların sürekli artması ve sistemin tepkisinin sonsuza gitmesi, sistemin kararsız bir davranış gösterdiğini ispatlar niteliktedir. Benzer biçimde, $\tau_1 = 2.0 s$ için verilen frekans değişiminde, zaman gecikmesinin kritik değerden küçük olması durumunda ise salınımların azaldığı görülmektedir.

Önerilen yöntemle hesaplanan teoriksel maksimum zaman gecikme değeri ($\tau^* = 2.0421 s$) ve Jiang vd., (2012) ile hesaplanan maksimum zaman gecikme değeri ($\tau^* = 1.9104 s$) simülasyonla elde edilen ($\tau^* = 2.0478 s$) değerle kıyaslandığında önerilen yöntemin simülasyon sonucuna daha yakın olduğu görülmektedir. Önerilen yöntemde simülasyon sonucuna göre 0.278 % hata olduğu hesaplanırken Jiang vd., (2012)’de hata oranı 6.710% olduğu hesaplanmıştır. Bu durum, önerilen yöntemin daha doğru sonuç verdiğini göstermektedir.

Ayrıca sistemin sanal eksen kesen kökünün haret doğrultusu Denklem (6.19) kullanılarak belirlenmiştir. İncelenen kazanç değerlerinde ($K_p = 0$, $K_I = 0.6$) sistemin sanal eksen üzerinde $\omega_c = 0.6153 rad / s$ değerinde bir tane kökü bulunmaktadır. Bu

kökün hareket doğrultusu, Denklem (6.19) ile belirlenmiş ve $RT=+1$ olarak bulunmuştur. Bu da $\omega_c = 0.6153 \text{ rad} / s$ kökünün sol yarı kararlılık bölgesinden sağ yarı kararsızlık bölgesine doğru hareket ettiğini göstermektedir.

PI denetleyici için elde edilen sonuçları doğrulamak için kazanç değerleri $K_p = 0.6$ ve $K_I = 0.6$ olarak seçilmiştir. Çizelge 6.2 ve 5.2'den görüldüğü üzere, bu kazanç değerinde, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri $\tau^* = 2.2811 s$ Lyapunov yöntemi ile ise $\tau^* = 1.475 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 6.6'da üç farklı zaman gecikme değerleri için ($\tau_1 = 2.1 s$, $\tau_2 = 2.2869 s$, $\tau_3 = 2.4 s$) frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Bu şekilden açıkça görüldüğü üzere, zaman gecikmesi $\tau_2 = 2.2869 s$ olduğunda, sistem tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup, sistem sınırda kararlıdır. Bu gecikme değeri, benzetim yoluyla elde edilen ve sistemin sınırda kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim yoluyla elde edilen bu değer, önerilen teorik yöntemle edilen zaman gecikme değeri ($\tau^* = 2.2811 s$) ve Lyapunov yöntemi ile elde edilen değer ($\tau^* = 1.475 s$) ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin daha doğru bir sonuç verdiği açık bir biçimde görülmektedir. Benzer biçimde, Şekil 6.6'dan görüldüğü üzere, zaman gecikmesi daha büyük bir değere arttırıldığında ($\tau_3 = 2.4 s > \tau^* = 2.2811 s$), sistem kararsız hale gelmektedir. Aynı şekilde gecikme değerini, maksimum gecikme değerinden daha küçük bir değere ($\tau_1 = 2.1 s < \tau^* = 2.2811 s$) azaltıldığında ise sistem kararlı hale gelmektedir. Şekil 6.6, Lyapunov yöntemi ile elde edilen $\tau^* = 1.475 s$ maksimum zaman gecikme değerinde sistemin kararlı olduğunu çok açık bir biçimde göstermektedir.

Maksimum zaman gecikme değerleri önerilen yöntemde $\tau^* = 2.2811 s$ ve Jiang vd., (2012)'de $\tau^* = 1.475 s$ olarak hesaplanmış ve simülasyonla elde edilen ($\tau^* = 2.2869 s$) değerle kıyaslandığında önerilen yöntemde simülasyon sonucuna göre 0.254 % hata olduğu hesaplanırken Jiang vd., (2012)'de hata oranı 35.502 % olduğu hesaplanmıştır.

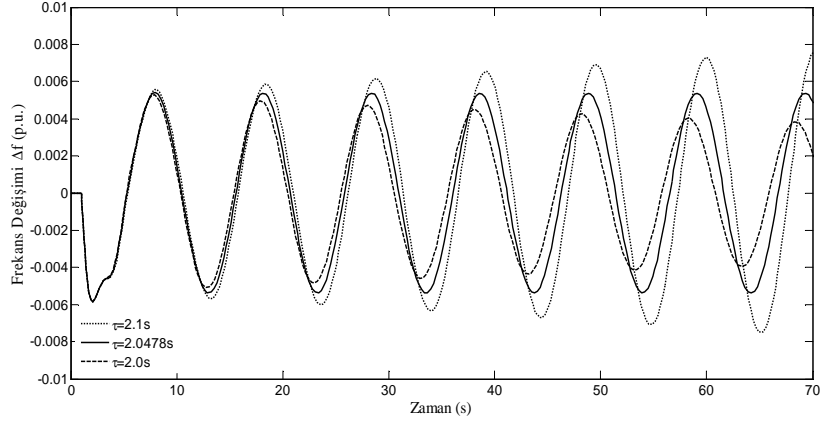
Belirlenen kazanç değerlerine göre ($K_p = 0.6$, $K_I = 0.6$) sistemin $\omega_c = 0.8015 \text{ rad} / s$ değerinde sanal eksenini kesen bir tane kökünün olduğu belirlenmiştir. Denklem (6.19)'a

göre kökün hareket doğrultusu, $RT=+I$, sol yarı kararlılık bölgesinden sağ yarı kararsızlık bölgesine doğru hareket ettiği belirlenmiştir.

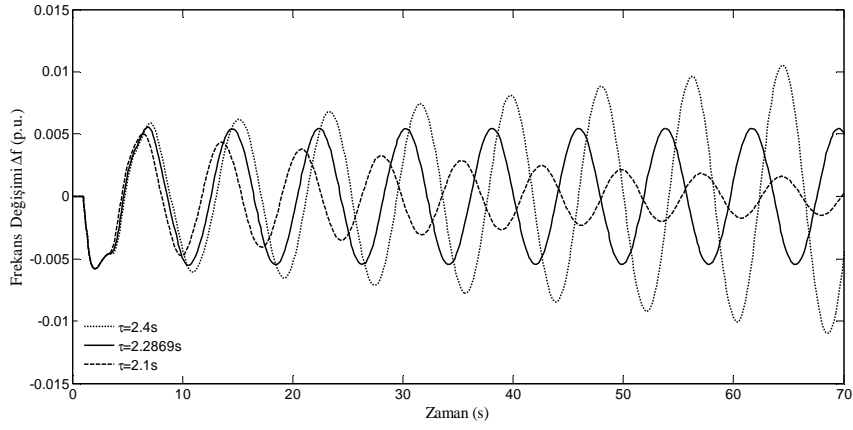
Son olarak $K_p = 0.1$ ve $K_I = 0.2$ PI kontrolör kazançlarında simülasyon sonucu Şekil 6.7'de gösterilmiştir. Çizelge 6.2 ve 5.2'den görüldüğü üzere, bu kazanç değerlerinde, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri $\tau^* = 7.7940 s$ Lyapunov yöntemi ile ise $\tau^* = 6.9410 s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 6.7'de üç farklı zaman gecikme değeri için ($\tau_1 = 7.9 s$, $\tau_2 = 7.7950 s$, $\tau_3 = 7.6 s$) frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Simülasyon sonucundan görüldüğü gibi $\tau_1 = 7.9 s$ değerinde sistem kararlı, $\tau_2 = 7.7950 s$ değerinde sınırda kararlı ve $\tau_3 = 7.6 s$ değerinde sistemin kararsız olduğu görülmektedir. Önerilen yöntemle hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerinin doğruluğu simülasyon sonucuyla gösterilmiştir.

$K_p = 0.1$ ve $K_I = 0.2$ PI kontrolör kazançlarında maksimum zaman gecikme değerleri önerilen yöntemde $\tau^* = 7.7940 s$ ve Jiang vd., (2012)'de $\tau^* = 6.9410 s$ olarak hesaplanmış ve simülasyonla elde edilen ($\tau^* = 7.7950 s$) değerle kıyaslandığında önerilen yöntemde simülasyon sonucuna göre 0.012 % hata olduğu hesaplanırken Jiang vd., (2012)'de hata oranı 10.956 % olduğu hesaplanmıştır.

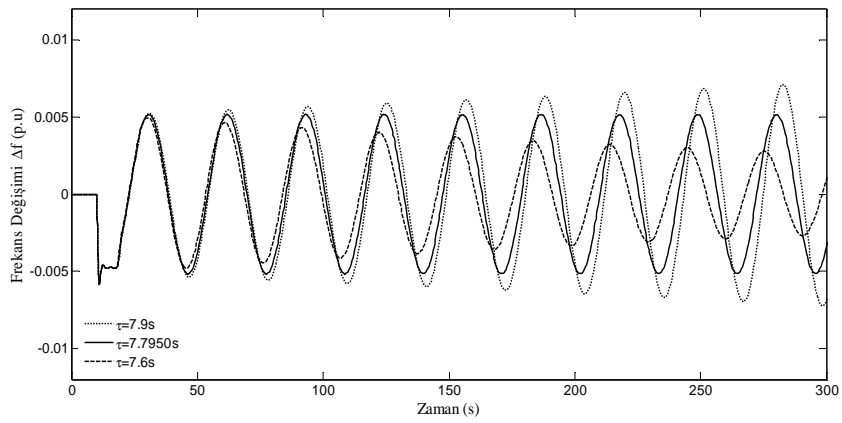
Belirlenen kazanç değerlerinde ($K_p = 0.1$, $K_I = 0.2$) sistemin sanal eksenini kesen $\omega_c = 0.2016 rad/s$ değerinde bir tane kökü bulunmaktadır. Bu kökün Denklem (6.19) kullanılarak hareket doğrultusu, $RT=+I$, sol yarı kararlılık bölgesinden sağ yarı kararsızlık bölgesine doğru hareket ettiği belirlenmiştir.



Şekil 6.5. $K_p = 0$ ve $K_i = 0.6$ için bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.



Şekil 6.6. $K_p = 0.6$ ve $K_i = 0.6$ bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.



Şekil 6.7. $K_p = 0.1$ ve $K_i = 0.2$ bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.

BÖLÜM VII

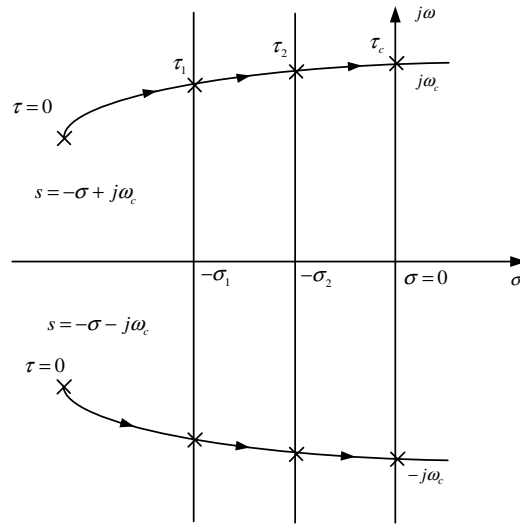
BİR BÖLGELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİ İÇİN SÖNÜMLEME FAKTÖRÜNÜNE BAĞLI MAKSİMUM GECİKMENİN HESAPLANMASI

7.1 Giriş

Bölüm V'de ve VI'da bir bölgesel YFK sisteminin, belirlenen kazanç değerlerinde kararlı olabileceği maksimum zaman gecikmesi (τ^*) değerleri iki farklı yöntemle teorik olarak hesaplanmış ve Matlab/Simulink benzetim programı ile doğruluğu gösterilmişti. Hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerinde sistemin tepkisinde sönümlenmeyen osilasyonlar mevcut olup sınırda kararlı denilen bir çalışma göstermektedir. Bu durum, Bölüm V'de ve VI'da verilen grafiklerde gösterilmiştir. Sistemin belirlenen kazanç değerlerinde maksimum gecikme süresinden daha kısa bir sürede sönümlenmesi ve daha kısa sürede kararlı yapıya ulaşması istenildiğinde, sönümleme faktörü (σ) olarak adlandırılan bir indeksle osilasyonların daha kısa sürede sönümlenmesi sağlanabilmektedir (Yang ve Sun, 2013). Burada σ değeri, $j\omega$ ekseninin yatay düzlemde kestiği noktayı göstermektedir. Şekil 7.1'de $\sigma=0$ değeri başlangıç durumundaki $j\omega$ eksenini ifade etmekte ve sistemin kökleri sanal eksen $s = \pm j\omega_c$ noktalarında kesmiştir. $-\sigma_2$ değeri $j\omega$ ekseninin yatay olarak σ_2 kadar sol yarı bölgeye kaydırıldığını göstermektedir. Bu durumda yeni $j\omega$ ekseninin σ_2 noktası üzerinde olduğu ifade edilmektedir. Aynı zamanda $-\sigma_1$ değeri $j\omega$ ekseninin yatay olarak σ_1 kadar sol yarı bölgeye kaydırıldığını göstermekte ve yeni $j\omega$ ekseninin σ_1 noktası üzerinde olduğu ifade edilmektedir.

Şekil 7.1'de görüldüğü üzere sistemde herhangi bir zaman gecikmesi olmadığında ($\tau=0$), kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmakta ve dolayısı ile yük frekans kontrol sistemi kararlı olmaktadır. Zaman gecikmesi τ artırıldığında, bir çift kompleks kök ($s = -\sigma \pm j\omega_c$), sol yarı bölge içerisinden, sağ yarı bölgeye doğru hareket etmeye başlayabilir. Kökler, belirlenen σ_1 sönümleme değerine τ_1 süresinde ulaşmaktadır. Bu durum sistemin osilasyon süresinin arttığını göstermektedir. σ_2

sönümlenme değerine ise τ_2 süresinde ulaşmakta ve sistem tepkisinde görülen osilasyonların sönümlenme süresi önceki değerlere göre artmaktadır. Son olarak sistemin sonlu bir zaman gecikme değerinde ($\tau = \tau_c$) süresinde, sanal eksenini $s = \pm j\omega_c$ noktalarında kestiği anda, sistemin tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olur ve sistem sınırdaki kararlı duruma geçer. Dolayısıyla ile sistemin köklerinin hangi σ sönümlenme değerinde sol yarı kararlılık düzlemindeki yerinin belirlenmesi ve bulunduğu konuma gelme süresi belirlenebilmektedir.



Şekil 7.1. Karakteristik denklem kökünün σ 'ya bağlı gecikme süresinin değişimi

7.2 Bir Bölge YFK Sistemine Sönümlenme Faktörünün Uygulanması

Denklem (5.6) ile verilen karakteristik denklemde $a_0(s)$ ve $a_1(s)$ polinomlarında $s' = s - \sigma$ dönüşümü uygulanarak $j\omega$ ekseninin sol yarı düzleminde σ değeri kadar yatay olarak hareketi sağlanır.

$$\begin{aligned}
 a_0(s') &= p_4(s - \sigma)^4 + p_3(s - \sigma)^3 + p_2(s - \sigma)^2 + p_1(s - \sigma) + p_0 \\
 a_1(s') &= q_1(s - \sigma) + q_0 \\
 p_4 &= RT_g T_{ch} M, \quad p_3 = MRT_{ch} + RDT_g T_{ch} + RT_g M, \\
 p_2 &= MR + RDT_{ch} + RT_g D, \quad p_1 = RD + 1, \quad p_0 = 0 \\
 q_1 &= \beta RK_p, \quad q_0 = \beta RK_I
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

Denklem (5.6)'daki karakteristik denklemde dönüşüm sonrası elde edilen polinomlar ve yeni katsayıları Denklem (7.2) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}
a_0(s') &= x_4 s^4 + x_3 s^3 + x_2 s^2 + x_1 s + x_0 \\
a_1(s') &= y_1 s + y_0 \\
x_4 &= p_4, \quad x_3 = p_3 - 4\sigma p_4, \quad x_2 = p_2 - 3\sigma p_3 + 6\sigma^2 p_4 \\
x_1 &= p_1 - 2\sigma p_2 + 3\sigma^2 p_3 - 4\sigma^3 p_4, \\
x_0 &= \sigma^4 p_4 - \sigma^3 p_3 + \sigma^2 p_2 - \sigma p_1, \\
y_1 &= q_1, \quad y_0 = q_0 - \sigma q_1
\end{aligned} \tag{7.2}$$

σ 'ya bağlı olarak elde edilen yeni karakteristik denklem aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta(s, \tau, \sigma) = a_0(s') + a_1(s')e^{-s'\tau} \tag{7.3}$$

Bölüm IV'de verilen üstel terimin yok edilmesi yönteminde Denklem (4.2) ve (4.3), Denklem (7.3) ile ifade edilen yeni karakteristik denkleme uygulanarak $e^{-s'\tau}$ üstel teriminin yok edilmesi sağlanır. Üstel terim yok edildikten sonra elde edilen yeni karakteristik polinom $W(\omega_c^2)$ ve katsayıları Denklem (7.4) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}
W(\omega_c^2) &= t_8 \omega_c^8 + t_6 \omega_c^6 + t_4 \omega_c^4 + t_2 \omega_c^2 + t_0 = 0 \\
t_8 &= x_4^2 \\
t_6 &= x_3^2 - 2x_4 x_2 \\
t_4 &= x_2^2 - 2x_3^2 x_1 + 2x_0 x_4 \\
t_2 &= x_1^2 - y_1^2 - 2x_2 x_0 \\
t_0 &= T_0^2 - y_0^2;
\end{aligned} \tag{7.4}$$

Denklem (7.3)'deki üstel terim içeren yeni karakteristik denklem, üstel terim içermeyen Denklem (7.4)'de verilen sıradan bir polinoma dönüştürülmüştür. Bu yeni polinomun pozitif reel kökleri, $\omega_c > 0$, Denklem (7.3)'de verilen karakteristik denklemin σ değerine göre belirlenen yeni sanal eksen üzerindeki köklerine eşit olmaktadır. Doğal olarak, Denklem (7.4)'de verilen polinomun reel kökleri, üstel terim içeren karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde bulunan köklerinden daha kolay bir biçimde hesaplanabilir.

Herhangi bir pozitif reel kök ω_c için, ilgili zaman gecikme değerinin hesaplanmasında kullanılan formül ve ilgili katsayıları Denklem (7.5) ile verilmiştir.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{k_5 \omega_c^5 + k_3 \omega_c^3 + k_1 \omega_c}{k_4 \omega_c^4 + k_2 \omega_c^2 + k_0} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c};$$

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

$$k_5 = -x_4 y_1, \quad k_4 = x_3 y_1 - x_4 y_0 \quad (7.5)$$

$$k_3 = x_2 y_1 - x_2 y_0, \quad k_2 = x_2 y_0 - x_1 y_1,$$

$$k_1 = y_0 x_1 - x_0 y_1, \quad k_0 = -x_0 y_0$$

Denklem (7.4) ile ω_c değerleri hesaplanmış ve Denklem (7.5) kullanılarak hesaplanan ω_c değerlerine bağlı olarak zaman gecikmesi değerleri elde edilmiştir. Hesaplanan değerler Çizelge 7.1 ve 7.2 ile verilmiştir.

Çizelge 7.1. Sanal eksen kesen ω_c köklerinin σ ve K_I 'ya göre değişimi

ω_c	K_I			
	0.4	0.6	0.8	1.0
0	0.4045	0.6153	0.8367	1.0714
0.05	0.4121	0.6310	0.8624	1.1104
0.1	0.4139	0.6433	0.8864	1.1503
0.15	0.4099	0.6521	0.9091	1.1920
0.2	0.3997	0.6577	0.9308	1.2366
0.25	0.3828	0.6600	0.9517	1.2857
0.3	0.3580	0.6588	0.9720	1.3415
0.35	0.3234	0.6539	0.9921	1.4079
0.4	0.2750	0.6451	1.0123	1.4913

Çizelge 7.1'de σ ve K_I 'nın her bir değerine karşılık gelen, sistemin hesaplanan sanal kökleri (ω_c) gösterilmiştir. Sisteme ait sanal kökler başlangıçta sol yarı düzlemde bulunmaktadır. Daha sonra sol yarı düzlemde sağ yarı düzleme doğru hareket etmektedir. Köklerin hareket doğrultusu (RT), Denklem (4.13) kullanılarak belirlenmiştir. Her bir adımda hesaplanan kökün hareket doğrultusu $RT=+1$ olarak belirlenmiştir. Bu durum, sistemin sanal kök değerinin sağ yarı düzleme doğru hareket ettiğini göstermektedir. $K_I = 0.4$ ve $K_I = 0.6$ kazanç değerleri için hesaplanan sanal köklerin hareket doğrultusu Şekil 7.2 ve 7.3'de gösterilmiştir.

Çizelge 7.2. Zaman gecikmesi değerlerinin σ ve K_I 'ya göre değişimi

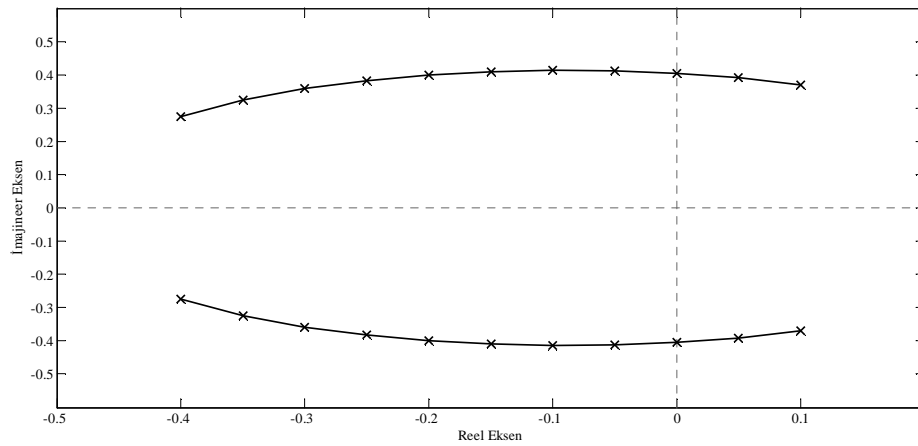
τ (s)	K_I			
	0.4	0.6	0.8	1.0
0	3.3816	2.0421	1.3532	0.9229
0.05	3.0232	1.8591	1.2344	0.8324
0.10	2.7345	1.7040	1.1303	0.7499
0.15	2.4973	1.5712	1.0383	0.6738
0.20	2.2994	1.4570	0.9566	0.6028
0.25	2.1327	1.3582	0.8839	0.5351
0.30	1.9913	1.2728	0.8187	0.4689
0.35	1.8706	1.1989	0.7603	0.4018
0.40	1.7675	1.1353	0.7078	0.3294

Çizelge 7.2'de $K_I = 0.4-1.0$ aralığında sadece integral kontrolör kazancı kullanılarak, σ 'nın değişimine bağlı olarak zaman gecikmeleri hesaplanmıştır. Çizelge 7.2'de $\sigma = 0-0.4$ ve $K_I = 0.4-1.0$ aralığında hesaplanan τ zaman gecikmesi değerleri gösterilmiştir. $\sigma = 0$ 'da ve $K_I = 0.4-1.0$ aralığında hesaplanan zaman gecikmesi değerleri, Çizelge 5.1 ve 6.2 dikkate alındığında $K_P = 0$ ve $K_I = 0.4-1.0$ aralığındaki hesaplanan zaman gecikmesi değerlerine eşit olduğu görülmüştür. K_I 'nın Çizelge 7.2'de verilen her bir değeri için σ değeri arttıkça zaman gecikmesinin düştüğü görülmüştür. Bu durumda sistem tepkisinde meydana gelen osilasyonlar daha kısa sürede sönümlenmiş ve sistemin kararlılığı artırılmıştır. Şekil 7.4'de $K_I = 0.4-1.0$ aralığı için hesaplanan zaman gecikmesi değerlerinin değişimi daha açık bir şekilde görülmektedir.

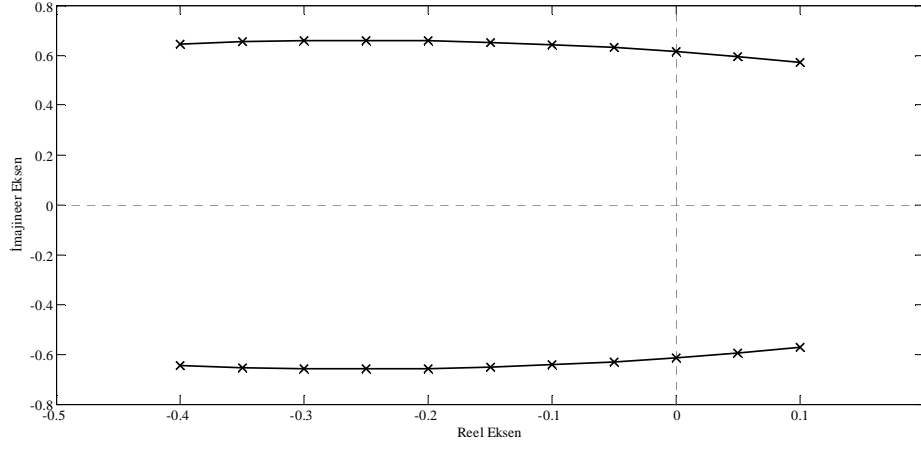
Çizelge 7.2'de görüldüğü üzere, $K_I = 0.4$ integral kazancında $\sigma_0 = 0$, $\sigma_1 = 0.05$ ve $\sigma_2 = 0.1$ değerleri için sırasıyla $\tau_1 = 3.3816$ s, $\tau_2 = 3.0232$ s ve $\tau_3 = 2.7345$ s zaman gecikmesi değerleri verilmiştir. $\sigma_0 = 0$ değeri için elde edilen $\tau_1 = 2.0421$ s zaman gecikmesi değeri sistemin kararlılığını koruyabileceği maksimum zaman gecikmesi değerini göstermektedir. Bu gecikme değerinde sistemin tepkisinde sönümlenmeyen osilasyonlar mevcut olup sistem sınırda kararlı durumdadır. Ayrıca $\sigma_0 = 0$ değeri $j\omega$ ekseninin başlangıç değerini göstermektedir. $\sigma_1 = 0.05$ değerinde, $j\omega$ eksenini σ_1 kadar sol yarı bölgeye doğru kaydırılmıştır. Bu durumda, Karakteristik Denklem (7.3)'ün

kökleri yeni $j\omega$ eksenini $\sigma_0=0$ değerine göre daha kısa sürede keseceğinden sistemdeki osilasyonlar daha kısa sürede sönümlenecek ve sistem daha kısa sürede kararlı yapıya ulaşacaktır. Aynı zamanda $\sigma_2=0.1$ değerinde $j\omega$ eksenini σ_2 kadar sol yarı bölgeye doğru kaydırılmıştır. Bu durumda, Karakteristik Denklem (7.3)'ün kökleri yeni $j\omega$ eksenini $\sigma_1=0.05$ değerine göre daha kısa sürede keseceğinden sistemdeki osilasyonlar $\sigma_1=0.05$ değerine göre sönümlenme süresi kılalacak ve sistem daha kısa sürede kararlı yapıya ulaşacaktır. Şekil 7.5'de σ değerlerine göre elde edilen zaman gecikmesi değerleri Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir.

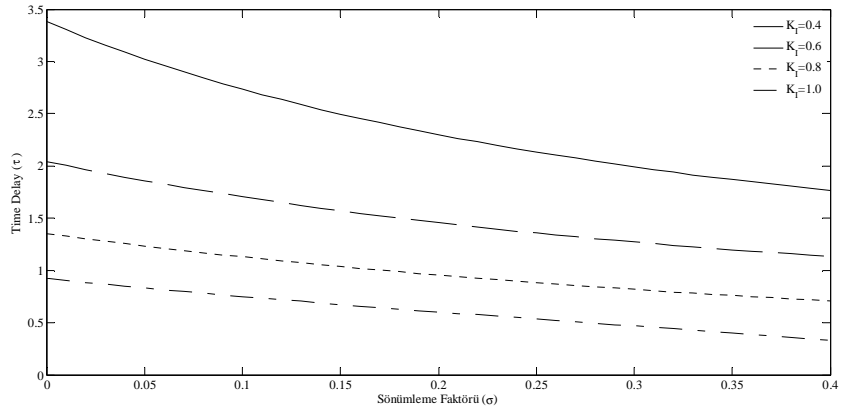
$K_I=0.6$ kazanç değerinde $\sigma_0=0$, $\sigma_1=0.05$ ve $\sigma_2=0.1$ değerleri için sırasıyla $\tau_1=2.0421 s$, $\tau_2=1.8591 s$ ve $\tau_3=1.7040 s$ zaman gecikmesi değerleri verilmiştir. $\sigma_0=0$ değeri için elde edilen $\tau_1=2.0421 s$ zaman gecikmesi değeri sistemin kararlılığını koruyabileceği maksimum zaman gecikmesi değerini göstermektedir. Bu gecikme değerinde sistemin tepkisinde sönümlenmeyen osilasyonlar mevcut olup sistem sınırda kararlı durumdadır. Ayrıca $\sigma_1=0.05$ ve $\sigma_2=0.1$ değerinde, $j\omega$ eksenini sırasıyla σ_1 ve σ_2 kadar sol yarı bölgeye doğru kaydırılarak, sistemdeki osilasyonların daha kısa sürede sönümlendiği ve sistemin daha kısa sürede kararlı yapıya ulaştığı Şekil 7.6'da gösterilmiştir.



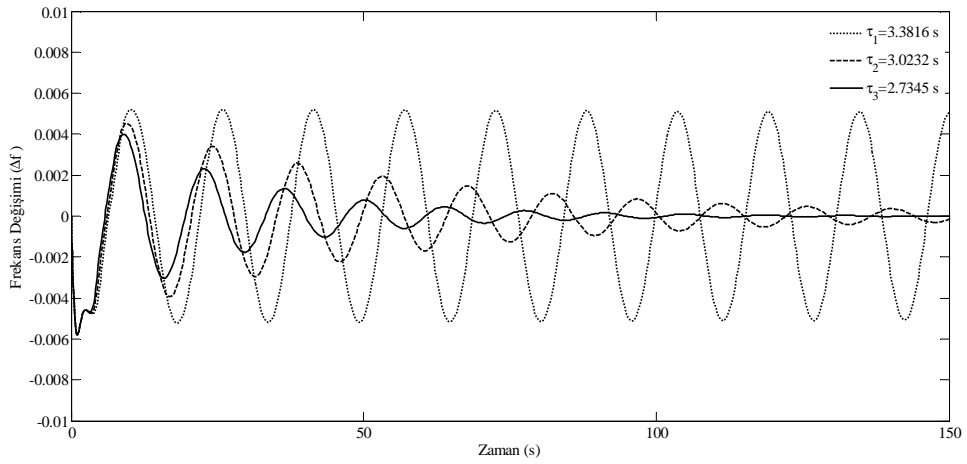
Şekil 7.2. $K_I = 0.4$ için sanal köklerin hareket doğrultusu



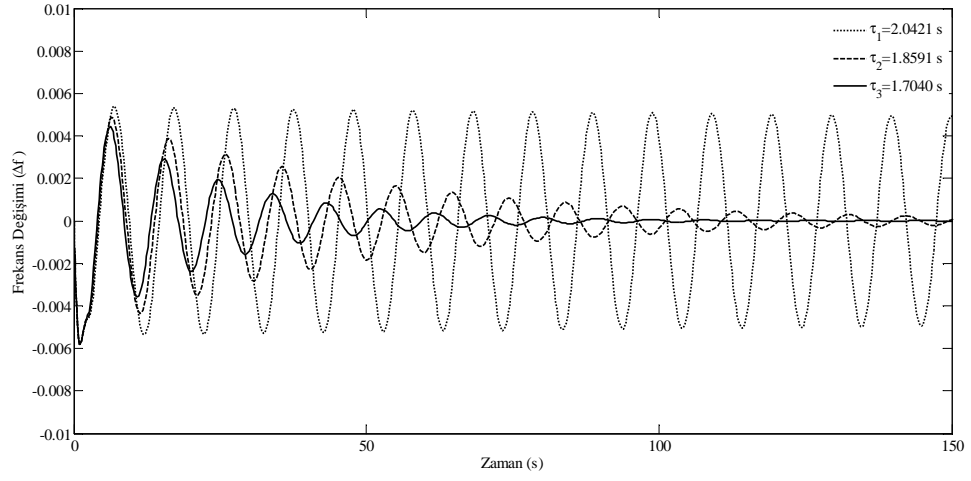
Şekil 7.3. $K_I = 0.6$ için sanal köklerin hareket doğrultusu



Şekil 7.4. $K_I = 0.4-1.0$ aralığı için zaman gecikmesi değerlerinin σ 'ya göre değişimi



Şekil 7.5. $K_I = 0.4$ için sönümleme faktörünün (σ) etkisi



Şekil 7.6. $K_I = 0.6$ için sönümlenme faktörünün (σ) etkisi

BÖLÜM VIII

SONUÇLAR

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, yük frekans kontrol sisteminin kararlılığına ve dinamiğine, haberleşme ve veri transferinden kaynaklanan zaman gecikmesinin etkisi ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Yük frekans kontrol sisteminde ölçüm ve data transferinden dolayı meydana gelen zaman gecikmesi sistemi kararsızlaştırdığı görülmüştür. Belirlenen yük değişiminde sistemde meydana gelen zaman gecikmeleri sistemin frekans değişiminde salınımları artırarak kapalı çevrim sistemi kararsız hale getirdiği Matlab/Simulink programı ile yapılan benzetim çalışmalarında gösterilmiştir.

Bu amaçla, yük frekans kontrol sisteminin karakteristik denklemini kullanarak sistemin kararlılık sınırını belirleyen ve sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini teorik olarak hesaplamak için Rekasius ve üstel teriminin yok edilmesi olarak bilinen iki farklı yöntem kullanılmıştır. Kullanılan teorik yöntemler, belirli bir yük değişiminde PI denetleyici kazançlarının farklı değerleri için YFK sisteminin kararsızlığa geçmeden frekans değişiminin tolere edileceği maksimum zaman gecikme değerlerinin teorik olarak hesaplanmasını sağlamıştır. Teorik sonuçların Matlab/Simulink programı kullanılarak elde edilen sonuçlarla kıyaslandığında ihmal edilebilecek değerde olduğu (maksimum %1.6'lık hata oranı) belirlenmiştir.

Bölüm V ve VI'da kullanılan teorik yöntemlerle sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerlerinin analizi yapılmıştır. Bölüm VII'de ise sönümlenme faktörü olarak tanımlanan indeksle, kompleks düzlem üzerinde sanal eksenin yatay düzlemdeki hareketi sağlanarak belirlenen oransal-integral kazanç değerlerinde sönümlenme değerinin etkisi incelenmiştir. Bu durumda, sistemin köklerinin sanal eksenini daha erken veya uzun sürelerde kesmesi gerçekleştirilmiştir.

Sönümlenme değerlerinin değiştirilmesiyle sistemde meydana gelen zaman gecikmesi sürelerinin kontrol edilebildiği görülmüştür. Sanal eksen başlangıç konumundan sol yarı düzleme doğru kaydırılması durumunda sistemdeki frekans değişimi osilasyonlarının daha kısa sürede sönümlendiği görülmüştür. Bu durum Matlab/Simulink program kullanılarak yapılan simülasyon sonuçlarıyla gösterilmiştir. Sanal eksenin başlangıç konumundan sağ yarı düzleme doğru kaydırılması durumunda ise sistemin kararsız olduğu yapılan simülasyon sonuçlarından görülmektedir.

Teorik ve benzetim sonuçları, zaman gecikmesinin sistem dinamiğini olumsuz etkilediğini ve hatta kritik değerleri aştığında kararsızlığa sebep olduğunu ortaya koymuştur. Bu nedenle, denetleyici tasarım ve kazanç değerlerinin seçiminde zaman gecikmeleri mutlaka dikkate alınması gerekmektedir.

KAYNAKLAR

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

Ayasun, S. ve Gelen, A., “Stability analysis of a generator excitation control system with time delays,” *Electrical Engineering*, vol. 91, s. 347-355, 2010.

Ayasun, S., Sönmez, Ş. ve Ulaş, E., “Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sisteminin Kararlılık Analizi”, *TOK-2012 Ulusal Toplantısı*, Niğde, Türkiye, s.179-185, 11-13 Ekim, 2012.

Ayasun, S., Ulaş, E. ve Sönmez, Ş., “Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sisteminin Rekasius Yöntemi Kullanılarak Kararlılık Analizi”, *ELECO-2012 Ulusal Toplantısı*, Bursa, Türkiye, s. 89-23, 29 Kasım - 1 Aralık, 2012.

Bevrani, H., *Robust Power Systems Frequency Control*, *Springer*, 2009.

Bevrani , H.ve Hiyama, T., “On load-frequency regulation with time delays: design and real-time implementation,” *IEEE Transactions. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, s. 292-300, March. 2009.

Bhowmik, S., Tomsovic, K. ve Bose, A., “Communication model for third party load frequency control,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no.1, s. 543-548, Feb. 2004.

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

Chen, J., Gu, G., Nett, C.N., “A new method for computing delay margins for stability of linear delay systems”, *System and Control Letters*, vol. 26, s. 101–117, 22 September 1995.

Darçın, O., Güç sistemlerinde yük frekans kontrolü ve sinir ağı kontrol uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, *Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimler Enstitüsü*, Kırıkkale, 2004.

Demirören, A. ve Zeynelgil, L., Elektrik Enerji Sistemlerinin Kararlılığı Kontrolü ve Çalışması, *Birsen yayınevi*, 2004.

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

Filipovic, D. ve Olgac, N., “Delayed resonator with speed feedback-design and performance analysis”, *Mechatronics*, s.393-413, 2002.

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

Gu, K., Kharitonov, V.L., Chen. J., Stability of Time Delay Systems, *Birkhauser* Boston, MA, 2003

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

Jalili, N. ve Olgac, N., “Multiple delayed resonator vibration absorbers for multi-degree-of-freedom mechanical structures” *Journal of Sound and Vibration*, s. 567-585, 17 June 1999.

Jia, H., Cao, X., Yu, X., Zhang, P., “A simple approach to determine power system delay margin”, *In Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, USA, s. 1–7, 24-28 June 2007

Jiang, L., Yao, W., Wen, J. Y., Cheng S. J. ve Wu Q. H., “Delay-dependent stability for load frequency control with constant and time varying delay”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 27, s. 932-940, May 2012.

Ji, J.C., “Stability and bifurcation in an electromechanical system with time delays”, *Mechanics Research Communications*, Vol. 30, s.217-225, 2003.

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

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

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

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

Naduvathuparambil, B., Valenti, M. C. ve Feliachi, A., “Communication delays in wide area measurement systems”, in *Proceedings 2002 Southeastern Symposium on System Theory*, vol. 1, University of Alabama, Huntsville, AL (USA), s. 118-122, 2002.

Niculescu, S.I., Delay Effects on Stability, *Springer*, Verlag, New York, 2001

Olgac, N., Elmali, H., Hosek, M. ve Renzulli, M., “Active vibration control of disturbed systems using delayed resonator with acceleration feed-back,” *ASME Transactions, J. Dyna. Syst., Measure. Control*, vol. 119, s. 380-388, 1997.

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

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

Park, P., “A delay-dependent stability criterion for systems with uncertain time-invariant delays,” *IEEE Transactions Automatica. Control*, vol. 44, s. 876-877, Apr. 1999.

Quanyuan, J., Zhenyu, Z., Yijia, C., “Wide-area TCSC controller design in consideration of feedback signals’ time delays”, *In Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Vol. 2, San Francisco, USA, s.1676-1680, 2005

Quanyuan, J., Zhenyu, Z., Yijia, C., “Stability of power system in consideration of signal time delays”, *In Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, USA, s. 1–7, 2007.

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

Sipahi, R. ve Olgac, N., “A comparative survey in determining the imaginary characteristic roots of LTI time delayed systems”, *In Proceedings of the 16th IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic, s. 118–122, 2005.

Snyder, A. F., Ivanescu, D., Hadjsaid, N., Georges, D., Margotin, T., “Delay-input wide-area stability control with synchronized phasor measurements”, *Proc. IEEE PES Summer Meeting*, vol. 2, s. 1009–1014, 2000.

Song, Y. ve Peng, Y., “Stability and bifurcation analysis on a logistic model with discrete and distributed delays” *Applied Mathematics and Computation*, s.1745-1757, 2006.

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

Thowsen, A., “The Routh–Hurwitz method for stability determination of linear differential-difference systems”, *Int. J. Control*, vol. 33, no. 5, s. 991–995, 1981.

Thowsen, A., “Delay-independent asymptotic stability of linear systems”, *.Control Theory and Applications, IEE Proceedings D*, vol. 29, s. 73-75, 1982.

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

Wu H, Tsakalis K, Heydt GT. “Evaluation of time delay effects to wide-area power system stabilizer design”, *IEEE Transactions on Power Systems 2004*, s.1935– 1941, November 2004.

Yan, X.P. ve Li, W.T., “Hopf bifurcation and global periodic solutions in a delayed predator-prey system”, *Applied Mathematics and Computation*, s.427-445, 2006.

Yan, X.P. ve Chu, Y.D., “Stability and bifurcation analysis for a delayed Lotka-Volterra predator-prey system”, *Journal of Computational and Applied Mathematics*, s. 198-210, 2006.

Yang, B. ve Sun, Y., “Damping Factor Based Delay Margin for Wide Area Signals in Power System Damping Control”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. PP, s. 1, March 2013.

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

ÖZ GEÇMİŞ

Şahin Sönmez 14.04.1988 tarihinde Elazığ'da doğdu. İlk orta ve lise öğretimini Elazığ'da tamamladı. 2006 yılında Fırat Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. Fırat Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Haziran 2010'da mezun oldu. 2010 yılında Fırat Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Yüksek Lisans Öğrenimine başladı. 2012 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne araştırma görevlisi olarak atandı ve aynı bölümde araştırma görevlisi olarak devam etmekte. Ana bilim dalındaki çalışma alanı zaman gecikmeli yük frekans kontrol sistemi.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

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

Ayasun, S., Ulaş, E. ve Sönmez, Ş., “Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sisteminin Rekasius Yöntemi Kullanılarak Kararlılık Analizi”, *ELECO-2012 Ulusal Toplantısı*, Bursa, Türkiye, s. 89-23, 29 Kasım - 1 Aralık, 2012.

Ayasun, S., Sönmez, Ş. ve Ulaş, E., “Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sisteminin Kararlılık Analizi”, *TOK-2012 Ulusal Toplantısı*, Niğde, Türkiye, s.179-185, 11-13 Ekim, 2012.

Sönmez, Ş., Ayasun, S., “Delay-Dependent Stability Analysis of a Single Area Load Frequency Control System with Communication Delays”, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, değerlendirme aşamasında.

Sönmez, Ş., Ayasun, S. ve Ulaş, E. “Computation of Time Delay Margins for Stability of a Single-Area Load Frequency Control System with Communication Delays” *World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS)*, değerlendirme aşamasında.

