



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

KESİR DERECELİ PI KONTROLÖR İÇEREN
ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEMİNİN
KARARLILIK ANALİZİ

KAMER GÖKBULUT

Ocak 2019

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

KESİR DERECELİ PI KONTROLÖR İÇEREN
ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEMİNİN
KARARLILIK ANALİZİ

KAMER GÖKBULUT

Yüksek Lisans Tezi

Danışman

Prof. Dr. Saffet AYASUN

Ocak 2019

Kamer GÖKBULUT tarafından **Prof. Dr. Saffet AYASUN** danışmanlığında hazırlanan “**KESİR DERECELİ PI KONTROLÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan


: Prof. Dr. Saffet AYASUN

Üye


:Dr. Öğr. Üyesi Mahmut Temel ÖZDEMİR

Üye


:Dr. Öğr. Üyesi Şahin SÖNMEZ

ONAY:

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

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

Doç. Dr. Murat BARUT
MÜDÜR V.

TEZ BİLDİRİMİ

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



Kamer GÖKBULUT

ÖZET

KESİR DERECELİ PI KONTROLÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ

GÖKBULUT, Kamer

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. Saffet AYASUN

Ocak 2019, 50

Bu çalışma, kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin zaman gecikmesine bağlı kararlılığını incelemektedir. Zaman gecikmeleri, ölçüm cihazlarının, veri aktarımı için iletişim bağlantılarının ve kontrol işlem süresinin kullanılmasından kaynaklanmaktadır. Meydana gelen zaman gecikmesi değerlerini hesaplamak için kesir dereceli PI denetleyicinin farklı parametre değerleri için karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerini hesaplayan analitik bir yöntem önerilmiştir. Zaman gecikmesi belirli kritik değerleri aştığında uyarma kontrol sisteminin kararsız hale geldiği ve kararlılık için maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması gereklidir. Son olarak, kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin teorik maksimum zaman gecikme değerleri, Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır.

Anahtar Sözcükler: Kesir dereceli PI denetleyici, jeneratör uyarma kontrol sistemi, maksimum zaman gecikmesi, kararlılık bölgesi, otomatik voltaj regülatörü, Matlab/Simulink.

SUMMARY

STABILITY ANALYSIS OF A TIME DELAYED GENERATOR EXCITATION CONTROL SYSTEM WITH FRACTIONAL ORDER PI CONTROLLER

GÖKBULUT, Kamer

Niğde Ömer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Prof. Dr. Saffet AYASUN

January 2019, 50

The study investigates delay dependent stability analysis of a time delayed generator excitation control system with fractional order PI controller. The usage of communication networks and measurement devices cause inevitable time delays. In order to calculate the time delay values, an analytical method determined root crossing the imaginary axis of a characteristic equation is proposed for a large set of fractional order PI controller. The excitation control system becomes unstable when the time delay exceeds certain critical values and thereby it needs to compute delay margins for stability of the excitation control system. Finally, the theoretical maximum time delay margin results are verified in run in Matlab/Simulink with fractional order PI controller.

Keywords: Fractional order PI controller, generator excitation control system, maximum time delay, stability region, automatic voltage regülatör, Matlab/Simulink.

ÖN SÖZ

Bu tez çalışması boyunca bilgi ve tecrübesi ile yönlendirerek gerek teknik bilgi gerekse de ilgili kaynaklara ulaşma konusunda destek ve yardımlarını esirgemeyen değerli danışmanım Prof. Dr. Saffet AYASUN sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca tez çalışmam sırasında bilimsel katkılarını esirgemeyen Dr. Öğr. Üyesi Şahin SÖNMEZ, Arş. Gör. Alper EMLEK' e ve Arş. Gör. Recep YILDIZ' a teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak maddi ve manevi olarak her zaman yanımda olan aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
SİMGE VE KISALTMALAR	x
BÖLÜM I GİRİŞ	1
BÖLÜM II ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARTIM KONTROL SİSTEM MODELİ	6
BÖLÜM III MAKSİMUM ZAMAN GECİKMESİNİN HESAPLANMASI.....	12
3.1. Kararlılık Analizi	12
3.2. Üstel Terimin Yok Edilmesi Yöntemi	14
BÖLÜM IV TEORİK SONUÇLAR VE BENZETİM ORTAMINDA DOĞRULANMASI.....	21
4.1. Giriş.....	21
4.2. Teorik Sonuçlar	22
4.3. Matlab/Simulink ile Teorik Sonuçların Doğrulanması	26
BÖLÜM V SONUÇLAR.....	37
KAYNAKLAR	39
EKLER	46
ÖZ GEÇMİŞ	49
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER	50

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1. $\lambda=1$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları.....	28
Çizelge 4.2. $\lambda=0.9$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları.....	29
Çizelge 4.3. $\lambda=0.7$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları.....	31
Çizelge 4.4. $\lambda=1.2$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları.....	34



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Jeneratör uyarma sisteminin şematik blok diyagramı	8
Şekil 2.2. Zaman gecikmeli uyarma kontrol sisteminin blok diyagramı	9
Şekil 3.1. Zaman gecikmesine göre köklerin hareketinin gösterimi.....	13
Şekil 4.1. Kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli uyarma sisteminin Simulink modeli	27
Şekil 4.2. $\lambda=1$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.1477$ s için gerilim grafiği.....	28
Şekil 4.3. $\lambda=0.9$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.1296$ s için gerilim grafiği	30
Şekil 4.4. $\lambda=0.9$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.11$ s için gerilim grafiği.....	30
Şekil 4.5. $\lambda=0.9$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.14$ s için gerilim grafiği.....	31
Şekil 4.6. $\lambda=0.7$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.1006$ s için gerilim grafiği	32
Şekil 4.7. $\lambda=0.7$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.11$ s için gerilim grafiği.....	33
Şekil 4.8. $\lambda=0.7$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.09$ s için gerilim grafiği	33
Şekil 4.9. $\lambda=1.2$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.1900$ s için gerilim grafiği.....	35
Şekil 4.10. $\lambda=1.2$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.18$ s için gerilim grafiği.....	35
Şekil 4.11. $\lambda=1.2$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.20$ s için gerilim grafiği.....	36

SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
ω	Açısal hız
ω_c	Sanal eksen kesen kök
τ	Zaman gecikmesi
τ^*	Maksimum zaman gecikmesi
ϕ	Faz payı
A	Kazanç payı
K_P	Oransal denetleyici kazancı
K_I	İntegral denetleyici kazancı
K_A	Yükseltici kazanç parametresi
K_E	Uyarıcı kazanç parametresi
K_G	Jeneratör kazanç parametresi
K_R	Doğrultucu ve sensör kazanç parametresi
G_A	Yükseltici transfer fonksiyonu
G_E	Uyarıcı transfer fonksiyonu
G_G	Jeneratör transfer fonksiyonu
G_R	Doğrultucu ve sensör transfer fonksiyonu
T_A	Yükseltici zaman sabiti
T_E	Uyarıcı zaman sabiti
T_G	Jeneratör zaman sabiti
T_R	Doğrultucu zaman sabiti
V_{ref}	Referans gerilim
V_T	Jeneratör terminal gerilimi
ΔP	Jeneratörün aktif güç değişimi
ΔQ	Jeneratörün reaktif güç değişimi
p.u	per unit

Kısaltmalar	Açıklama
AVR	Otomatik Voltaj Regülatörü
DFT	Ayrık Fourier Dönüşümü
emk	Elektromotor Kuvveti
FDS	Kesir Dereceli Gecikme Sistemleri
FOPI	Kesir Dereceli Oransal İntegral
FOS	Kesir Dereceli Sistemler
GPM	Kazanç Faz Payı
GPMT	Kazanç Faz Payı Test Edici
LTI	Doğrusal Zamanla Değişmeyen Sistem
PI	Oransal İntegral Denetleyici
PID	Oransal İntegral Türevsel Denetleyici
PMU	Fazör Ölçü Birimi
TDS	Zaman Gecikmeli Sistem
YFK	Yük Frekans Kontrol

BÖLÜM I

GİRİŞ

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 sistemi olarak bilinen otomatik voltaj regülatörü (AVR) sahiptirler (Kundur, 1994; Saadat, 1999). AVR sisteminin görevi, jeneratör terminal geriliminde bir değişim olduğunda sistemde bulunan klasik PI denetleyiciler yardımıyla sistemin tekrar nominal gerilim seviyesine ulaşmasını ve istenilen dinamik performansı göstermesini sağlamaktır. Oransal integral (PI) denetleyiciler, elektrik güç kontrol sistemlerinde sürekli durum hatalarını sıfır yapmak ve sistemin dinamik davranışını iyileştirmek için yaygın olarak kullanılmaktadır (Kundur, 1994). Ancak, klasik integral denetleyiciler elektrik güç kontrol sistemlerinde iyi bir dinamik performans göstermesi bakımından yetersizdir. Bu yüzden, klasik PI denetleyicilerin kazanç parametrelerine ek olarak kesir derece parametresi, kontrol edilen sistemin tasarımında daha fazla esneklik ve kontrol edilen sistemin dinamikleriyle ilgili çalışma fırsatının elde edilmesi sağlanır (Tang vd. 2012; Pakzad vd. 2017). Ayrıca, güç sistemlerinin kontrolü ile ilgili birçok çalışmada kesir dereceli PI/PID denetleyiciler kullanılarak sistemin kararlılığının artırılması amaçlanmıştır (Alomoush, 2010; Taher vd.,2014; Sondhi and Hote, 2014; Zamani vd., 2009; Tang vd., 2012; Pan and Das, 2012).

Elektrik güç kontrol sistemlerinde frekans ve gerilim kontrolünün yapılabilmesi için, gerilim, güç, frekans vb. büyüklüklerin ölçülmesi gerekli ve ölçülen verilerin açık ve dağıtık haberleşme ağları yardımıyla merkezi kontrolöre iletilmesi gerekmektedir. Güç sistemlerinde, fazör ölçüm birimleri ve açık ve haberleşme ağlarının yaygın olarak kullanılması, sistemin dinamik ve kararlılığını olumsuz etkileyecek zaman gecikmelerine sebep olmaktadır. Elektrik güç sistemlerinin kontrolünde, ölçülen verileri uzak mesafelere aktarmak için telefon hatları, fiber optik kablo hatları, enerji iletim hatları, uydu veya internet gibi çeşitli haberleşme ağları kullanılmaktadır. Haberleşme ağının tipine bağlı olarak, toplam haberleşme zaman gecikmesinin 100 – 700 ms aralığında olduğu gözlemlenmiştir (Naduvathuparambil vd. 2002).

Zaman gecikmesi, birçok dinamik ve fiziksel sistemin doğal bir parçasıdır. Sistem gecikmesi genellikle bilgisayar tabanlı kontrol sistemlerinde, kablosuz ve internet tabanlı kontrol sistemlerinde, iletişim sistemlerinde vb. görülür. Ayrıca, geri bildirim döngüsündeki çeşitli sensörlerin varlığı birçok sistemde gecikmenin sebebidir. Dahası, otomatik bilgisayar tabanlı kontrol sistemi ya da ağ bağlantılı kontrol sürecinin olması, hesaplama veya işleme süresi nedeniyle cihaz gecikmesi için muhtemel iletim gecikmesini de göz önünde bulundurmak gerekir. Son zamanlarda zaman gecikmeli güç sistemlerinin kararlılığı ve kontrolü üzerine birçok çalışma rapor edilmiştir (Liu ve Liu, 2010; Pakzad ve Pakzad, 2011; Stojanovic vd., 2012; Pakzad ve Pakzad, 2017; Pakzad ve Nekoui, 2014; Sönmez ve Ayasun, 2016a; Sönmez ve Ayasun, 2016b).

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

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

- 1) Güç sistem dengeleyici (Chaudhuri vd., 2004; Wu vd., 2004), yük frekans kontrolü (Liu vd., 2007; Yu ve Tomsovic, 2004), tristör kontrollü seri kompanzator (Liu vd., 2007; Quanyuan vd., 2005) için denetleyici tasarımındaki zaman gecikmesinin etkisi,
- 2) Zaman gecikmelerinin nedenini belirlemek ve analiz etmek, zaman gecikmelerinin olumsuz etkilerini azaltmak için uygun yöntemler araştırmak,

- 3) Zaman gecikmeli geri beslemeli kontrol yapılarak güç sistemlerinde düzensiz ve periyodik olan salınımları ortadan kaldırmak.

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

- 1) Schur-Cohn (Hermite matris formu) (Chen vd., 1995; Fu vd., 2006; Gu vd., 2003)
- 2) Üstel terimin yok edilmesi yöntemi (Ayasun, 2009; Ayasun vd., 2014; Walton ve Marshall, 1987; Sönmez vd., 2016)
- 3) Matris pencil - Kronecker toplam metodu (Chen vd., 1995; Fu vd., 2006; Gu vd., 2003; Su, 1995)
- 4) Kronecker çarpım ve temel dönüşüm (Chen vd., 1995; Louisell, 2001)
- 5) Rekasius yerine koyma yöntemi (Fazelinia, 2007; Hertz vd., 1984; Rekasius, 1980; Olgac ve Sipahi, 2002; Olgac ve Sipahi, 2004; Sipahi ve Olgac, 2005; Sönmez vd., 2014)
- 6) Frekans tarama test yöntemi (Khalil ve Peng, 2018).

Zaman düzleminde kullanılan yöntemler ise, Lyapunov-Krasovskii kararlılık teorisine ve Razumikhin teoremine dayalıdır. Her iki kararlılık teorisinde de uygun bir fonksiyon oluşturularak sistemin kararlılığı için yeterli şartlar elde edilir ve lineer matris eşitsizlik teknikleri yardımıyla maksimum zaman gecikmesi hesaplanır. Bu teoremlerin uygulanabilmesi Matlab toolbox gelişimiyle birlikte yaygınlaşmıştır. Bu yöntemler kullanılarak elektrik güç kontrol sistemlerinde zaman gecikmesinin hesaplanması için yapılan birçok çalışma literatürde mevcuttur (Yu ve Tomsovic, 2004; Liu vd., 2007).

Zaman gecikmeli uyarma kontrol sisteminde kesir dereceli PI denetleyici kullanılması sistemin kararlılık analizini zorlaştırmaktadır. Böylesi kesir derecesi içeren zaman gecikmeli uyarma kontrol sisteminde kararlılık analizinin yapılabilmesi için frekans düzleminde kullanılan yöntemler daha yaygın kullanılmaktadır. Son zamanlarda yapılan

bazı çalışmalarda Rekasius yerine koyma yöntemi ve üstel terimin yok edilmesi yöntemi kullanılarak kararlılık analizleri yapılmıştır (Çelik vd., 2018). Pakzad vd. (2017)' da yapılan çalışmada Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak kesir dereceli oransal integral (FOPI) denetleyici içeren bir AVR sisteminin maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Çelik vd. (2018)'de kesir dereceli PI denetleyici içeren bir bölgesel yük frekans kontrol (YFK) sistemlerinde gecikmeye bağlı kararlılık analizi yapılmıştır. Kesir dereceli sistemlerde maksimum zaman gecikmesinin hesabı karmaşık ve zor olabilmektedir. Bu zorluğun üstesinden gelmek için, kesir dereceli sistemin karakteristik polinomu bir dönüşüm eşitliği yardımıyla tam sayı dereceli klasik bir polinoma dönüştürülür (Pakzad ve Nekoui, 2013; Pakzad ve Nekoui, 2014; Pakzad vd., 2017; Pakzad ve Moaveni, 2013). Daha sonra, üstel terimin eliminasyonu veya Rekasius yerine koyma yöntemi yardımıyla maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanabilir.

Daha önce yapılan çalışmada (Ayasun ve Gelen, 2010) zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde klasik PI denetleyici kullanılarak sistemin farklı denetleyici kazanç değerleri için üstel terimin yok edilmesi yöntemi ile maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Bu tez çalışmasında uyarma kontrol sisteminde kullanılan denetleyici kesir dereceli yapılarak kesir derecenin sistemin kararlılığı ve hesaplanan zaman gecikmeleri üzerinde etkisi incelenmiştir. Bu yüzden bu tez çalışmasının amacı, klasik PI denetleyiciye kesir derece eklenerek AVR sistemin kesir dereceli karakteristik denklemi elde edilmesi ve kesir dereceli sistemde FOPI denetleyicinin farklı kazanç değerleri ve farklı kesir derece değerleri için Ayasun ve Gelen, (2010) ve Pakzad ve Nekoui, (2013)' de önerilen üstel terimin eliminasyonu yöntemi kullanılarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri hesaplamaktır. Bu sayede, FOPI denetleyicinin kesir derece değerlerinin hesaplanan zaman gecikme değerleri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ile teorik sonuçların doğruluğu gösterilmiştir.

İkinci bölümde, zaman gecikmeli jeneratör uyarım kontrol sistem modelinin çalışma prensibi ve fonksiyonu hakkında bilgi verildi. Jeneratör uyarım kontrol sisteminin blok diyagramı ve transfer fonksiyonları ifade edilerek karakteristik denklemin elde edilmesi gösterilmiştir.

Üçüncü bölümde, maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması yöntemi ayrıntılı olarak ele alınarak denklemlerin elde edilişi anlatılmıştır. Ayrıca karakteristik denklemin köklerin konumuna göre durumu, sistemin parametrelerine bağlı olarak kararlılık türleri ve kararlılığın gecikmeye bağımlılığı ifade edilmiştir.

Dördüncü bölümde ise, teorik sonuçların adım adım elde edilişi, oransal integral kazançları ve integral kontrol kazançları sistemin kararlı olacağı şekilde seçildiği ve buna göre hesaplamaların yapıldığı gösterilmiştir. Daha sonra elde edilen değerlerin Matlab/Simulink ortamında kesir dereceli PI denetleyici kullanılarak benzetim çalışmaları yapılmış; maksimum zaman gecikmesi sonuçları ve gerilim grafikleri elde edilmiş ve elde edilen benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır.

BÖLÜM II

ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARTIM KONTROL SİSTEM MODELİ

Elektrik güç sistemlerinde, aktif ve reaktif güç taleplerindeki değişiklikler meydana geldiğinde, sistem frekansı ve jeneratör çıkış voltajı büyüklüğünü korumak için her bir jeneratör için otomatik voltaj regülatör ekipmanı olarak da bilinen YFK ve AVR kurulur (Pakzad vd., 2013a; Pakzad vd., 2013b). Güç sistemi kontrolündeki kaçınılmaz zaman gecikmeleri, sistem dinamikleri üzerinde kararlılığı bozucu bir etkiye sahiptir ve senkronizasyonla kararsızlık gibi kabul edilemez durumlara neden olur. Bu nedenle bu durumlar göz ardı edilemez. Bir denetleyici tasarımında zaman gecikmeleri dikkate alınmalı ve gecikmeli güç sistemlerinin karmaşık dinamik davranışlarını incelemek için analitik araçlar geliştirilmelidir. Özellikle bu araçlar sistemin kararlılığını kaybetmeden tolere edilebileceği maksimum gecikme süresini tahmin edebilen araçlar olmalıdır (Pakzad ve Pakzad, 2017). Gecikme kararsızlığının kaçınılmaz olduğu durumlar için kararlılık gecikme payı (zaman gecikmesindeki üst sınır) ile ilgili bu bilgiler denetleyici tasarımında da yardımcı olabilir.

Elektrik güç sistemlerinde YFK ve AVR ekipmanı olarak da bilinen uyarma kontrol sistemi, her bir jeneratör için sistem frekansı ve jeneratör çıkış voltaj büyüklüğü belirtilen sınırlar dahilinde aktif ve reaktif yük talepleri değişmesi durumunda korunur (Kundur, 1994; Saadat, 1999). Bu çalışmada da zaman gecikmesinin jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılığına etkisi incelenmiştir. Şekil 2.1, büyük bir senkron jeneratör için tipik bir uyarma kontrol sisteminin şematik blok diyagramını göstermektedir. Uyarıcı, fazör ölçü birimi (PMU), doğrultucu, kararlı kılıcı ve regülatörden oluşur (Saadat, 1999). Uyarıcı, uyarım sisteminin güç kademesini oluşturan senkron jeneratörün alan sarımına DC gücü sağlar. Regülatör, kısmi dereceli oransal integral (PI) denetleyicisi ve bir yükselticiden oluşur (Kundur, 1994; Schaefer ve Kiyong, 2001). Regülatör, giriş kontrol sinyallerini işler ve uyarıcıyı kontrol etmek için uygun bir yüzeye ve forma yükseltir. Kesir dereceli PI denetleyicisi, dinamik yanıtı geliştirmek için ve sürekli durum hatasını azaltmak veya ortadan kaldırmak için kullanılır. Yükseltici, manyetik yükseltici, dönen yükseltici veya modern güç elektroniği yükselticisi olabilir. PMU, girişini potansiyel transformatörün üç fazının sekonder taraflarından türetir (gerilim dönüştürücü) ve ilgili pozitif dizi voltaj fazörünü gönderir. Doğrultucu, jeneratör terminal gerilimini düzenler.

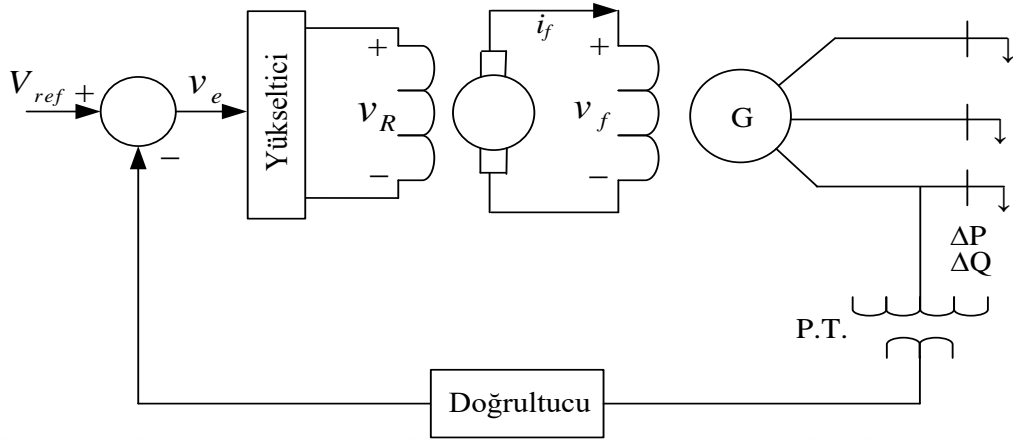
İsteğe bağlı bir donanım olan kararlı kılıcı, güç sisteminin salınımını azaltmak için regülatöre ek bir giriş sinyali sağlar (Kundur, 1994; Saadat, 1999). Zaman gecikmelerinin sistemin salınım kararlılığı üzerindeki etkilerini açıkça görmek için kararlı kılıcı bu çalışmaya dahil edilmemiştir.

Bu sistemin çalışması şu şekilde tarif edilebilir: Güç ve yük talebinde artış olduğunda, özellikle reaktif güç yük talebi meydana geldiğinde, jeneratör terminal geriliminde ($|v_a|$) düşüş gözlenir. Gerilim büyüklüğü PMU tarafından bir potansiyel transformatör aracılığıyla algılanır. Ölçülen voltaj düzenlenir ve bir referans DC voltajı ile karşılaştırılır.

Kesir dereceli PI denetleyicisi, Şekil 2.1' de yükseltici olarak gösterilen bir kontrollü doğrultucu cihazın devreye girmesini kontrol eden analog sinyal üretir. Böylece regülatör uyarıcı alanını kontrol eder ve uyarıcı terminal voltajını artırır. Jeneratör alan akımı uyarıcının terminal gerilimindeki bir artış nedeniyle artar. Alan akımında böyle bir artış jeneratörün terminal geriliminde artışa neden olur. Böylece, reaktif güç üretimi jeneratör terminal gerilimini istenen değere yükseltir.

Ölçülen sinyallerin ve verilerin denetleyiciye aktarılması için PMU ve dağıtık iletişim ağlarının yoğun kullanılması, zaman gecikmeleri güç sistemi kontrolü ve dinamik analizde önemli bir konu haline gelmiştir. PMU' lar güç sistemlerinin gerilim, akım ve frekans gibi dinamik verilerini, DFT ile ölçen birimlerdir (Phadke, 1993). Güç sistemi kontrolünde, veri aktarımı için kullanılan çeşitli iletişim bağlantıları, telefon hatları, fiber optik kablolar, güç hatları gibi kablolu seçenekler ve uydular (Naduvathuparambil vd., 2002) ve internet (Su vd., 2002) gibi kablosuz seçenekleri içerir. PMU' ların kullanımı voltaj dönüştürücü gecikmesi ve işleme gecikmesinden oluşan ölçüm gecikmelerini getirir. İşlem gecikmesi, dönüştürücü verilerini fazör bilgilerine ayrık Fourier dönüşümü (DFT) yardımıyla dönüştürmek için gereken süre miktarıdır. Güç sistemi kontrolünde, toplam ölçüm gecikmesinin kullanılan iletişim bağlantısına bağlı olarak toplam iletişim gecikmesi 100-700 ms aralığında kabul edilir (Naduvathuparambil vd., 2002). Ölçüm anından ve denetleyiciye sunulan sinyalin gecikmesi arasındaki ölçüm ve iletişim gecikmeleri güç sistemi kontrolündeki en büyük sorundur. Bu gecikme tipik olarak 0.5 - 1.0 sn aralığında olabilir (Naduvathuparambil vd., 2002; Su vd., 2002; Bhowmik vd., 2004; Liu vd., 2007). Gerilim sinyali uzak yerden ölçülüp merkezi denetleyiciye

aktarıldığında, iletişim gecikmesi artacağı açıktır (Kamwa vd., 2001; Ni vd., 2002; Wu vd.,2004; Chaudhuri vd.,2004; Yu ve Tomsovic, 2004).

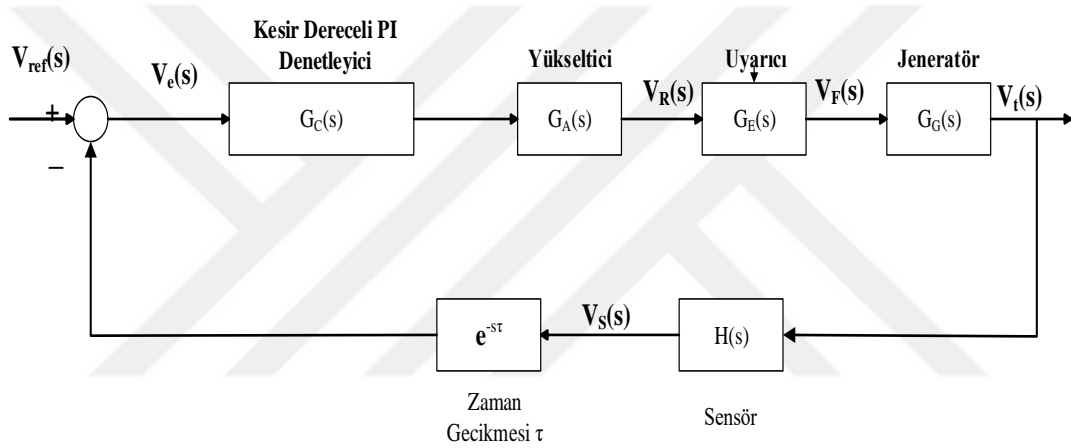


Şekil 2.1. Jeneratör uyarma sisteminin şematik blok diyagramı

Güç sistemi kontrolünde kaçınılmaz olan zaman gecikmeleri, sistem dinamikleri üzerinde kararlılığı bozan bir etkiye sahiptir ve eşzamanlılığın ve kararsızlığın kaybolması gibi kabul edilemez bir performansa neden olur. Bu nedenle göz ardı edilemez. Bir denetleyicinin tasarımında, zaman gecikmeleri dikkate alınmalı ve gecikmeli güç sistemlerinin karmaşık dinamik davranışını incelemek için analitik yöntemler geliştirilmelidir. Özellikle, bu tür yöntemlerin sistemin kararlılığını kaybetmeden tolere edebileceği maksimum gecikme süresini hesaplaması gerekir. Kararlılık gecikme payında (gecikme süresinin üst sınırı) bu gibi bilgiler gecikmede belirsizliğin kaçınılmaz olduğu durumlar için kontrolör tasarımında da yardımcı olabilir. Şimdiye kadar birçok araştırmacı, zaman gecikmesinin yük frekans kontrolü (otomatik üretim kontrolü olarak da bilinir) (Bhowmik vd., 2004; Yu ve Tomsovic, 2004; Liu vd., 2007) ve güç sistemi kararlı kılıcı tasarımı üzerindeki denge bozucu etkisine odaklanmıştır (Kamwa vd., 2001; Ni vd., 2002; Wu vd.,2004; Chaudhuri vd.,2004). Jeneratör uyarma kontrol sistemlerinde zaman gecikmelerinin analizi de oldukça önemlidir. Bu nedenle, iletişim gecikmeleriyle birlikte AVR sisteminin kararlılık gecikme payının nicel olarak hesaplamamızı sağlayacak pratik bir yöntem geliştirmeye ihtiyaç vardır.

Bu çalışma uyarma kontrol sisteminin gecikmeden bağımsız ve gecikmeye bağlı asimptotik kararlılığın koşullarını (Mori, 1985; Walton ve Marshall, 1987; Dugard ve Verriest, 1997; Gu vd., 2003) belirlemek için bir frekans düzleminde yaklaşımı ve

gecikmeye bağı durumun kararlılık gecikme payını belirlemek için pratik bir yöntem sunmaktadır. Bu çalışmada, kararlılık gecikme payını hesaplamak için analitik bir yöntem önerilmiştir. Kararlılık gecikme payı üzerindeki teorik sonuçlar, Matlab/Simulink' in zaman düzlemi benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır (Simulink, 2000). Bu benzetim çalışmasında kesir dereceli PI denetleyiciyi için Kesirli Derece Modelleme ve Kontrol (Fractional Order Modeling and Control, FOMCON) isimli paket programı kullanılarak Simulink' te sistem modeli oluşturulmuştur (Tepljakov, A; 2018). Önerilen yöntemin, diğer doğrusal zamanla değişmeyen sistem (LTI) zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık tahmini ve kararlılık gecikme payı hesaplamasına da kolayca uygulanabilmektedir.



Şekil 2.2. Zaman gecikmeli uyarma kontrol sisteminin blok diyagramı

Uyartım kontrol sistemi için doğrusal veya doğrusal olmayan modeller sistem dinamiklerini analiz etmek ve denetleyici tasarlamak için yaygın olarak kullanılırlar. Şekil 2.2' de de zaman gecikmeli bir jeneratör uyarma kontrol sisteminin blok diyagramını göstermektedir.

Sistemin yükseltici, uyarıcı, jeneratör, sensör ve doğrultucu gibi her bir bileşenin birinci dereceden transfer fonksiyonuyla modellenmektedir (Kundur, 1994; Saadat, 1999). Her bileşenin transfer fonksiyonu (2.1)' de verilmiştir:

Ayrıca (2.1)' deki transfer fonksiyonlarındaki K_A , K_E , K_G ve K_R ifadeleri sırasıyla yükseltici, uyarıcı, jeneratör ve doğrultucu kazançlarını ifade ederken, T_A , T_E , T_G ve T_R

ifadeleri ise sırasıyla bu kazanç değerlerine karşılık gelen zaman sabitlerini ifade etmektedir.

$$G_A(s) = \frac{V_R(s)}{V_E(s)} = \frac{K_A}{1 + T_A s}$$

$$G_E(s) = \frac{V_F(s)}{V_R(s)} = \frac{K_E}{1 + T_E s}$$

(2.1)

$$G_G(s) = \frac{V_t(s)}{V_F(s)} = \frac{K_G}{1 + T_G s}$$

$$G_R(s) = \frac{V_S(s)}{V_t(s)} = \frac{K_R}{1 + T_R s}$$

Kesir dereceli PI denetleyicisinin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır (Ogata, 1997).

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s^\lambda} \quad (2.2)$$

Burada K_p ve K_I ifadeleri sırasıyla oransal ve integral kazançlardır. Oransal denetleyici, birim basamak değişiminden sonra gerilim yükselme oranını etkiler. İntegral denetleyicisi ise ilk voltaj aşımından sonra jeneratör voltajının ayarlama süresine etki eder. İntegral kontrolörü de orjiniinde bir kutup ekler ve sistem derecesini bir arttırır, böylece sürekli durum hatasını azaltır. Kesir dereceli PI denetleyicisinin birleşik etkisi burada jeneratör uyarma kontrol sisteminin istenen performansa ulaşması için verdiği tepkiyi şekillendirecektir. Ayrıca, λ integral denetleyicinin kesir derecesini göstermektedir. $\lambda = 1$ durumu klasik PI denetleyici veya tam sayı dereceli denetleyici anlamına gelmektedir. $0 < \lambda < 1$ aralığında alacağı değerler ise kullanılan denetleyicinin kesir dereceli olduğunu göstermektedir.

Şekil 2.2'de gösterildiği gibi üstel terimler kullanarak, toplam ölçüm ve iletişim gecikmeleri (τ_1), geri besleme kısmına yerleştirilirken, işleme gecikmesi (τ_2) uyarma kontrol sisteminin ilerleme besleme yönüne yerleştirilir.

Uyarma kontrol sisteminin karakteristik denklemi:

$$1 + G_C(s)G_A(s)G_E(s)G_G(s)G_R(s)e^{-s(\tau_1+\tau_2)} = 0 \quad (2.3)$$

Ya da;

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = P(s^\lambda) + Q(s^\lambda)e^{-s^\lambda\tau} = 0 \quad (2.4)$$

Şeklinde de ifade edilebilir.

Burada $\tau=\tau_1+\tau_2$ ve $P(s^\lambda)$, $Q(s^\lambda)$ aşağıda verilen reel katsayılı s^λ , da polinomlardır. Sistemin zaman sabitleri açısından katsayıları bölüm 4' te verilmiştir.

$$\begin{aligned} P(s^\lambda) &= s^\lambda(1 + T_A s^\lambda)(1 + T_E s^\lambda)(1 + T_G s^\lambda)(1 + T_R s^\lambda) \\ &= p_5 s^{4+\lambda} + p_4 s^{3+\lambda} + p_3 s^{2+\lambda} + p_2 s^{1+\lambda} + p_1 s^\lambda \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} Q(s^\lambda) &= (K_P s^\lambda + K_I)K_A K_E K_G K_R \\ &= q_1 s^\lambda + q_0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

q_1 ve q_0 ifadeleri yukarıdaki eşitliklerdeki gibi belirtilmektedir.

$$q_1 = K_P(K_A K_E K_G K_R)$$

$$q_0 = K_I(K_A K_E K_G K_R)$$

Uyarma kontrol sisteminin kararlılığını incelemek için, $\Delta(s^\lambda, \tau)$ ' daki karakteristik denklemin köklerinin konumunu bilmemiz gereklidir. Bölüm 3' de kararlı bir durumda kesir dereceli PI içeren sistemde maksimum zaman gecikmesini hesaplamak için bir formül ile sonuçlanan teorik kararlılık analizi sunulmuştur.

BÖLÜM III

MAKSİMUM ZAMAN GECİKMESİNİN HESAPLANMASI

3.1. Kararlılık Analizi

Gecikmeli sistemlerin kararlılık çalışmalarının temel amacı sistemin kararlılığını garanti edecek herhangi bir sistem parametresi seti için gecikme koşullarını belirlemektir. Gecikmeli sistemlerde ($\tau=0$ anında), uyarma sisteminin kararlılığı, (3.1) ile tanımlanan sistemin karakteristik denkleminin köklerinin konumuna bağlıdır. Denklem (3.1)' in köklerinin τ zaman gecikmesinin bir fonksiyonu olduğu açıktır. τ değiştikçe bazı köklerin yeri değişebilir. Sistemin asimptotik olarak kararlı olabilmesi için (3.1)'deki karakteristik denklemin kökleri kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde olmalıdır.

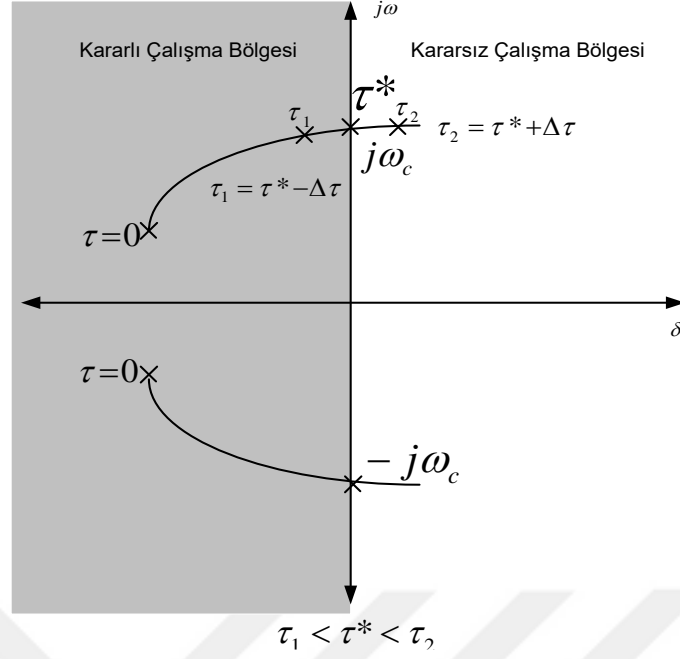
$$\Delta(s^\lambda, \tau) = P(s^\lambda) + Q(s^\lambda)e^{-s\tau} = 0 \quad (3.1)$$

$$\Delta(s^\lambda, \tau) \neq 0, \quad \forall s \in C^+ \quad (3.2)$$

C^+ , kompleks düzlemin sağ yarı düzlemini temsil eder.

Sistem parametrelerine bağlı olarak, τ gecikmesinden dolayı iki farklı olası asimptotik kararlılık türü vardır (Mori, 1985):

- (i) Gecikmeden bağımsız kararlılık: (3.1)' deki karakteristik denklem, (3.2)' deki kararlılık koşulu ifadesi, gecikmenin tüm pozitif ve sonlu değeri için $\tau \in [0, \infty)$ olduğunda, gecikmeden bağımsız olarak söylenmektedir.
- (ii) Gecikmeye bağlı kararlılık: (3.1)' deki karakteristik denklem, (3.2)' deki kararlılık koşulu ifadesi, gecikme aralığına, $\tau \in [0, \tau^*)$, ait bazı gecikme değerleri için geçerliyse ve $\tau \geq \tau^*$ gecikmesi diğer değerler için ihmal edilirse, gecikmeye bağlı denir.



Şekil 3.1. Zaman gecikmesine göre köklerin hareketinin gösterimi

Gecikmeye bağlı durumda, karakteristik denklemin kökleri $\tau=0$ 'dan başlamak üzere τ gecikmesi arttıkça hareket eder. Şekil 3.1, köklerin hareketini göstermektedir. Gecikmesiz sistemin ($\tau=0$) kararlı olduğu varsayılmaktadır. Sistem parametrelerinin pratik değerleri için toplam gecikme ihmal edildiğinde uyarma kontrol sistemi kararlı olduğundan bu gerçekçi bir varsayımdır (Kundur, 2011). Zaman gecikmesi τ arttıkça kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bir çift kompleks kökün hareket ettiği gözlemlenir. $\tau>0$ sonlu bir değer için, kökler sanal ekseni keser ve sağ yarı düzleme geçer. Karakteristik denklemin tamamen sanal köklere sahip olduğu zaman gecikmesi değeri τ^* , sistemin, bu sınırdan daha düşük herhangi bir gecikme için kararlı olacağı gecikme boyutundaki üst sınırdır, $\tau<\tau^*$.

Eşitlik (3.1)' in kararlılık özelliklerini tamamen karakterize etmek için önce parametrelerin herhangi bir seti için sistemin gecikmeden bağımsız olarak kararlı olup olmadığı belirlenmeli ve gecikmeye bağlı kararlı ise, gecikme boyutundaki üst sınırın sistem parametreleri açısından kararlılık gecikme payı τ^* , nün hesaplanmalıdır. İlgilenilen kararlılık sorunu şu şekilde ifade edilebilir:

- **Verilen:** Bir zaman gecikme doğrusal sistemi veya bunun karakteristik denklemi (3.1).
- **İstenen:** Gecikmeden bağımsız kararlı olup olmadığı belirlenmeli, zaman gecikmesine bağlı kararlı ise, kararlılık gecikme payını, diğer bir deyişle, sistemin kararlılığını koruyan gecikme miktarı üst sınırı hesaplanmalı.

3.2. Üstel Terimin Yok Edilmesi Yöntemi

Sistemin asimptotik olarak kararlı olması için gerekli ve yeterli koşul, karakteristik denklemin köklerinin kompleks düzlemin sol yarısında olmasıdır. Tek gecikme durumunda, problem τ^* ' nun değerlerini, s düzleminin sanal eksenini üzerinde bulmaktır. Açıkça, $\Delta(s^\lambda, \tau)=0$; s ve τ ' nun sanal eksenini geçebilecek ya da olmayabilecek bir fonksiyondur. Basit bir şekilde ifade edebilmek için, $\Delta(s^\lambda, 0)=0$ ' ın tüm köklerinin sol yarı bölgede olduğunu varsayalım. Yani, bu durumda gecikmesiz sistem kararlıdır. Eğer bazı τ değerleri için $\Delta(s^\lambda, \tau)=0$, $s=j\omega$ ' da sanal ekseninde köke sahipse, aynı τ ve ω değeri için $\Delta(-s^\lambda, \tau)=0$ yapar. Dolayısıyla sanal ekseninde kök aramak, $\Delta(s^\lambda, \tau)=0$ ve $\Delta(-s^\lambda, \tau)=0$ için ortak bir köke sahip olan τ değerlerini bulmayı kolaylaştırır. Yani,

$$P(s^\lambda) + Q(s^\lambda)e^{-s\tau} = 0 \quad (3.3)$$

$$P(-s^\lambda) + Q(-s^\lambda)e^{s\tau} = 0$$

Yani;

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = p_5s^{\lambda+4} + p_4s^{\lambda+3} + p_3s^{\lambda+2} + p_2s^{\lambda+1} + p_1s^\lambda + (q_1s^\lambda + q_0)e^{-s\tau} = 0 \quad (3.4)$$

$$\Delta(-s^\lambda, \tau) = p_5s^{\lambda+4} + p_4s^{\lambda+3} + p_3s^{\lambda+2} + p_2s^{\lambda+1} + p_1s^\lambda + (q_1s^\lambda + q_0)e^{s\tau} = 0$$

(3.3) ve (3.4)' deki polinomların üslü terimleri elimine edersek böylece aşağıdaki polinomu elde edilir:

$$P(s^\lambda)P(-s^\lambda) - Q(s^\lambda)Q(-s^\lambda) = 0 \quad (3.5)$$

Verilen eşitlikteki polinomların değerlerini yerlerine koyduğumuzda ortaya çıkan ifade aşağıdaki gibi olur.

$$(p_5s^{\lambda+4} + p_4s^{\lambda+3} + p_3s^{\lambda+2} + p_2s^{\lambda+1} + p_1s^\lambda)(p_5s^{\lambda+4} + p_4s^{\lambda+3} + p_3s^{\lambda+2} + p_2s^{\lambda+1} + p_1s^\lambda) - [(q_1s^\lambda + q_0)e^{-s\tau}][(q_1s^\lambda + q_0)e^{s\tau}] = 0 \quad (3.6)$$

Eğer s ' yi $j\omega$ ile değiştirirsek bu durumda aşağıdaki eşitlikleri elde edilir:

$$P(j^\lambda\omega^\lambda) = p_5(\omega e^{j\pi/2})^{\lambda+4} + p_4(\omega e^{j\pi/2})^{\lambda+3} + p_3(\omega e^{j\pi/2})^{\lambda+2} + p_2(\omega e^{j\pi/2})^{\lambda+1} + p_1(\omega e^{j\pi/2})^\lambda \quad (3.7)$$

$$P(-j^\lambda\omega^\lambda) = p_5(\omega e^{-j\pi/2})^{\lambda+4} + p_4(\omega e^{-j\pi/2})^{\lambda+3} + p_3(\omega e^{-j\pi/2})^{\lambda+2} + p_2(\omega e^{-j\pi/2})^{\lambda+1} + p_1(\omega e^{-j\pi/2})^\lambda$$

Ve

$$Q(j^\lambda\omega^\lambda) = q_1(\omega e^{j\pi/2})^\lambda + q_0 \quad (3.8)$$

$$Q(-j^\lambda\omega^\lambda) = q_1(\omega e^{-j\pi/2})^\lambda + q_0$$

Yukarıdaki polinomlardan yararlanarak oluşturulan $W(\omega^2)$ eşitliği ise:

$$W(\omega^2) = P(j^\lambda\omega^\lambda)P(-j^\lambda\omega^\lambda) - Q(j^\lambda\omega^\lambda)Q(-j^\lambda\omega^\lambda) = 0 \quad (3.9)$$

(3.7) ve (3.8)' de verilen $P(j^\lambda\omega^\lambda)$, $P(-j^\lambda\omega^\lambda)$ ve $Q(j^\lambda\omega^\lambda)$, $Q(-j^\lambda\omega^\lambda)$ polinomlarını (3.9)' daki ifadede açık bir şekilde yerine konduğunda o zaman elde edilecek eşitlik şu şekilde olacaktır:

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [p_5^2(\sqrt{\omega_c})^{8+2\lambda} + p_5p_4(\sqrt{\omega_c})^{7+2\lambda} e^{-j\pi/2} + p_5p_3(\sqrt{\omega_c})^{6+2\lambda} e^{-j\pi} + \\
& p_5p_2(\sqrt{\omega_c})^{5+2\lambda} e^{-j3\pi/2} + p_5p_1(\sqrt{\omega_c})^{4+2\lambda} e^{-j2\pi}] + [p_4p_5(\sqrt{\omega_c})^{7+2\lambda} e^{j\pi/2} + \\
& p_4^2(\sqrt{\omega_c})^{6+2\lambda} + p_4p_3(\sqrt{\omega_c})^{5+2\lambda} e^{-j\pi/2} + p_4p_2(\sqrt{\omega_c})^{4+2\lambda} e^{-j\pi} + \\
& p_4p_1(\sqrt{\omega_c})^{3+2\lambda} e^{-j3\pi/2}] + [p_3p_5(\sqrt{\omega_c})^{6+2\lambda} e^{j\pi} + p_3p_4(\sqrt{\omega_c})^{5+2\lambda} e^{j\pi/2} + \\
& p_3^2(\sqrt{\omega_c})^{4+2\lambda} + p_3p_2(\sqrt{\omega_c})^{3+2\lambda} e^{-j\pi/2} + p_3p_1(\sqrt{\omega_c})^{2+2\lambda} e^{-j\pi}] + \\
& [p_2p_5(\sqrt{\omega_c})^{5+2\lambda} e^{j3\pi/2} + p_2p_4(\sqrt{\omega_c})^{4+2\lambda} e^{j\pi} + p_2p_3(\sqrt{\omega_c})^{3+2\lambda} e^{j\pi/2} + \\
& p_2^2(\sqrt{\omega_c})^{2+2\lambda} + p_2p_1(\sqrt{\omega_c})^{1+2\lambda} e^{-j\pi/2}] + [p_1p_5(\sqrt{\omega_c})^{4+2\lambda} e^{j2\pi} + \\
& p_1p_4(\sqrt{\omega_c})^{3+2\lambda} e^{j3\pi/2} + p_1p_3(\sqrt{\omega_c})^{2+2\lambda} e^{j\pi} + p_1p_2(\sqrt{\omega_c})^{1+2\lambda} e^{j\pi/2} + p_1^2(\sqrt{\omega_c})^{2\lambda}] - \\
& [q_1^2(\sqrt{\omega_c})^{2\lambda} + q_1q_0(\sqrt{\omega_c})^\lambda e^{j\pi/2} + q_0q_1(\sqrt{\omega_c})^\lambda e^{-j\pi/2} + q_0^2] = 0 \tag{3.10}
\end{aligned}$$

(3.10)' da elde ettiğimiz bu eşitliği daha sade bir şekilde ifade edildiğinde (3.11) ifade edilen eşitliği elde edilir.

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & p_5^2(\sqrt{\omega_c})^{8+2\lambda} + (-2p_5p_3 + p_4^2)(\sqrt{\omega_c})^{6+2\lambda} + (2p_5p_1 - 2p_4 + \\
& p_3^2)(\sqrt{\omega_c})^{4+2\lambda} + (-2p_3p_1 + p_2^2)(\sqrt{\omega_c})^{2+2\lambda} + p_1^2(\sqrt{\omega_c})^{2\lambda} - \\
& q_1^2(\sqrt{\omega_c})^{2\lambda} - 2\cos 9\pi/2 q_1q_0(\sqrt{\omega_c})^\lambda + q_0^2 = 0 \tag{3.11}
\end{aligned}$$

Burada p_1, p_2, p_3, p_4, p_5 ve q_0, q_1 katsayıları reel değerlerdir.

(3.11)' deki eşitlik ω^2 ' de sonludur; τ ' dan bağımsızdır ve denklem (3.11)' deki eşitliğin pozitif kökleri (3.1)'deki polinomun sanal köklerini, yani ω_c 'yi verir. Bu durumda $\omega_c > 0$ olan pozitif reel kökü eşitlik (3.4)' nin sanal eksen üzerindeki köküne $s = \pm j\omega_c$ ' ye eşittir. Buna bağlı olarak eşitlik (3.11)' in çözümünden elde edilen köklere göre aşağıdaki sonuçlar ortaya çıkabilir (Pakzad ve Nekoui; 2013):

- (i) Eşitlik (3.11) ile verilen polinomun $\tau \geq 0$ olan tüm sonlu değerleri için hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bu durumda da eşitlik (3.4)' de verilen yük frekans kontrol sisteminin sanal eksen üzerinde herhangi bir kökünün mevcut olmadığını ve sistemin eşitlik (3.4) ile verilen karakteristik denklemindeki tüm köklerin

sanal eksenin sol yarı düzleminde olduğunu göstermektedir. Bu durumda da zaman gecikmesi, sistemin kararlılığını etkilememekte ve sistem zaman gecikmesinin tüm $\tau \geq 0$ sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olmaktadır.

(ii) Eşitlik (3.11) ile verilen polinomun en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bu durumda da eşitlik (3.4)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift karmaşık eşlenik $s = \pm j\omega_c$ kökünün var olmasıdır. Bu durumda da; yük frekans sisteminin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, maksimum zaman gecikmesi τ değerinde sınırda kararlı durumda olmaktadır.

(3.11)'deki polinomun ilgili pozitif kökleri (yani, ω_c 'nin değeri bulunur) ve bu polinomun çözümünden elde edilen pozitif reel ω değeri kullanılarak sistemin kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri için eşitlik (3.13) kullanılarak hesaplanır (Pakzad ve Nekoui; 2013):

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

$$e^{-j\omega_c\tau} = \cos(\omega_c\tau) - j \sin(\omega_c\tau) = -\frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)}$$

$$\cos(\omega_c\tau) = \operatorname{Re} \left\{ -\frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)} \right\}$$

(3.12)

$$\sin(\omega_c\tau) = \operatorname{Im} \left\{ \frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)} \right\}$$

(3.12)'deki denklemlerden yani $P(j\omega_c)$ ve $Q(j\omega_c)$ ifadelerinin reel ve sanal kısımlarından yararlanarak, zaman gecikmesinin üst sınırı τ^* değerini bulabilmek için aşağıdaki gibi analitik bir denklemi elde edilir:

$$\tau^* = \frac{1}{\sqrt[a]{\omega_c} e^{j\pi/2a}} \tan^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im} \left\{ \frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)} \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ -\frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)} \right\}} \right) + \frac{2k\pi}{\omega_c} \quad k \in \mathfrak{R}^+ \quad (3.13)$$

Burada ters tanjant işleminin sağ yarı düzlemde daima açılar verdiği belirtilmelidir.

Eşitlik (3.11) ile verilen karakteristik polinomun tüm $\tau \in \mathfrak{R}^+$ için pozitif reel kökleri sonlu sayıda olmalıdır. Bu reel köklerin ifadesi aşağıda verilmiştir:

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cq}\} \quad (3.14)$$

Her pozitif reel kök için reel kök için ω_{cm} , $m=1,2,\dots, q$, τ^* zaman gecikmesi değeri (3.14)' deki gibi hesaplanır. Bu sonlu sayı q , sadece sistem derecesi n tarafından değil aynı zamanda polinom $P(s^\lambda)$, $Q(s^\lambda)$ katsayılarından da etkilenir. τ^* değerleri sonsuz sayıda zaman gecikmelerinin bir setini oluşturur.

$$\{\tau_m^*\} = \{\tau_1^*, \tau_2^*, \dots, \tau_\infty^*\}, m = 1, 2, \dots, q \quad (3.15)$$

Burada;

$$\tau_{r+1} - \tau_r = \frac{2\pi}{\omega_c}$$

Tekrarlama periyodunu göstermektedir. Sonuç olarak kontrol sisteminin maksimum zaman gecikme değeri (3.16)' da verilen zaman gecikme setindeki minimum değerdir.

$$\tau = \min(\tau_m) \quad m = 1, 2, \dots, q \quad (3.16)$$

τ^* değeri ve uyarıcı kontrol sistemi için gecikme boyutundaki üst sınır ifadesinde analitik formül (2.5) ve (2.6)' da verilen $P(s^\lambda)$ ve $Q(s^\lambda)$ polinomlarını aşağıdaki gibi (3.17) ve (3.18)' de yerleştirerek τ^* elde edilebilmek için eşitliklerden faydalanabiliriz.

$$\begin{aligned}
P(j\omega) &= p_5(j\omega)^{4+\lambda} + p_4(j\omega)^{3+\lambda} + p_3(j\omega)^{2+\lambda} + p_2(j\omega)^{1+\lambda} + p_1(j\omega)^\lambda \\
&= j^\lambda (p_5\omega^{4+\lambda} - jp_4\omega^{3+\lambda} - p_3\omega^{2+\lambda} + jp_2\omega^{1+\lambda} + p_1\omega^\lambda)
\end{aligned} \tag{3.17}$$

$$\begin{aligned}
Q(j\omega) &= q_1(j\omega)^\lambda + q_0 \\
&= j^\lambda q_1\omega^\lambda + q_0
\end{aligned} \tag{3.18}$$

j^λ ifadesini $j^\lambda = a + jb$ açılımı şeklinde daha açık bir şekilde yazarsak; bu durumda eşitliği aşağıdaki gibi ifade edebiliriz:

$$\begin{aligned}
\frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)} &= \frac{(a + jb)(p_5\omega^{4+\lambda} - jp_4\omega^{3+\lambda} - p_3\omega^{2+\lambda} + jp_2\omega^{1+\lambda} + p_1\omega^\lambda)}{(a + jb)[(a - jb)q_0 + q_1\omega^\lambda]} \\
&= \frac{(aq_0 + q_1\omega^\lambda + jbq_0)(p_5\omega^{4+\lambda} - jp_4\omega^{3+\lambda} - p_3\omega^{2+\lambda} + jp_2\omega^{1+\lambda} + p_1\omega^\lambda)}{(aq_0 + q_1\omega^\lambda - jbq_0)(aq_0 + q_1\omega^\lambda + jbq_0)}
\end{aligned}$$

Buradaki eşitlikten faydalanarak reel ve sanal ifadelerini ayrı ayrı yazarsak:

Reel ifadesi:

$$\begin{aligned}
Re &= aq_0p_5\omega^{4+\lambda} - aq_0p_3\omega^{2+\lambda} + aq_0p_1\omega^\lambda + q_1p_5\omega^{4+2\lambda} - q_1p_3\omega^{2+2\lambda} + q_1p_1\omega^{2\lambda} \\
&\quad + bq_0p_4\omega^{3+\lambda} - bq_0p_2\omega^{1+\lambda}
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Sanal ifadesi:

$$\begin{aligned}
Im &= -aq_0p_4\omega^{3+\lambda} + aq_0p_2\omega^{1+\lambda} - q_1p_4\omega^{3+2\lambda} + q_1p_2\omega^{1+2\lambda} + bq_0p_5\omega^{4+\lambda} \\
&\quad - bq_0p_3\omega^{2+\lambda} + bq_0p_1\omega^\lambda
\end{aligned} \tag{3.20}$$

(3.19) ve (3.20) eşitliklerinde bulduğumuz bu sanal ve reel eşitlikleri τ^* denklemindeki ifadede yerine koymak için oranladığımızda ise;

$$\frac{Im}{Re} = \frac{q_0\omega^\lambda(-ap_4\omega^3 + ap_2\omega + bp_5\omega^4 - bp_3\omega^2 + bp_1) + q_1\omega^{2\lambda}(-p_4\omega^3 + p_2\omega)}{-q_0\omega^\lambda(ap_5\omega^4 - ap_3\omega^2 + ap_1 + bp_4\omega^3 - bp_2\omega) - q_1\omega^\lambda(p_5\omega^4 - p_3\omega^2 + p_1)}$$

$j^\lambda = a + jb$ ifadesinde de:

$a = 0$ ve $b = 1$ değerlerini aldığıında

$$j^\lambda = 0 + j1$$

Böylece sadeleştirdiğimizde:

$$\frac{Im}{Re} = \frac{q_0\omega^\lambda(p_5\omega^4 - bp_3\omega^2 + p_1) + q_1\omega^{2\lambda}(-p_4\omega^3 + p_2\omega)}{-q_0\omega^\lambda(p_4\omega^3 - p_2\omega) - q_1\omega^\lambda(p_5\omega^4 - p_3\omega^2 + p_1)} \quad (3.21)$$

Buna bağlı olarak τ^* denklemi:

$$\tau^* = \frac{1}{\sqrt[a]{\omega_c} e^{j\pi/2a}} \tan^{-1} \frac{q_0\omega^\lambda(p_5\omega^4 - bp_3\omega^2 + p_1) + q_1\omega^{2\lambda}(-p_4\omega^3 + p_2\omega)}{-q_0\omega^\lambda(p_4\omega^3 - p_2\omega) - q_1\omega^\lambda(p_5\omega^4 - p_3\omega^2 + p_1)} \quad (3.22)$$

Şeklinde ifade edebiliriz.

Sistem tarafından tolere edilebilen maksimum zaman gecikmesi için $P(s^\lambda)$ polinomunun katsayıları (3.21)' deki eşitlikten açıkça görüldüğü üzere uyarıcıyla kesir dereceli PI denetleyicisinin kazançları ve zaman sabitlerinin kararlılığını korur.

(3.11)' deki polinomun pozitif kökleri için, $s=j\omega_k$ ' da kökün artan τ ile sanal ekseni kesip kesmediğini kontrol etmemiz gerekiyor. Bu $Re \left[\frac{ds}{d\tau} \right]$ işareti ile belirlenebilir. Sanal ekseni kesen köklerin, varlığı için gerekli koşul, kritik karakteristik köklerin sanal ekseni kesme durumu olarak bilinen sıfırdan farklı hızla sanal ekseni geçmesidir, yani;

$$Re \left[\frac{ds}{d\tau} \right]_{s=j\omega_k} \neq 0 \quad (3.23)$$

Buradan $Re(\bullet)$ kompleks değerın reel kısmını gösterir.

BÖLÜM IV

TEORİK SONUÇLAR VE BENZETİM ORTAMINDA DOĞRULANMASI

4.1. Giriş

Bu bölümde geniş bir kesir dereceli PI kontrolör kazanç aralığı, maksimum zaman gecikmesi τ^* 'nin kararlılığı için (3.13)'de verilen eşitlik kullanılarak hesaplanır. Teorik maksimum zaman gecikmesi değerlerinde sistemin dinamik performansı Matlab/Simulink programı yardımıyla yapılan benzetim çalışmalarıyla incelenmiştir. Bunun yanında analizde kullanılan uyarıcı kontrol sistemin kazanç ve zaman sabitlerini ise şöyle sıralanmaktadır (Bhowmik vd; 2004):

$$\begin{aligned} K_A &= 5 \\ K_E &= K_G = K_R = 1.0 \\ T_A &= 0.1s \\ T_E &= 0.4s \\ T_G &= 1.0s \\ T_R &= 0.05s \end{aligned} \tag{4.1}$$

Bölüm 3.2' de sunulan teorik analizde, artan zaman gecikmesinin uyarıcı kontrol sistemini dengesiz hale getirdiğini incelemek ve göstermek için gecikmeli sistemin ($\tau=0$) kararlı olması gerektiğini hatırlayalım. Gecikmesiz uyarıcı kontrol sistemi en azından kararlılık gecikme payı düzeyinde kararlı olacak şekilde maksimum kesir dereceli PI kontrolör kazanç aralığı, Routh-Hurwitz kararlılık kriteri (Ogata, 1997) karakteristik denklemine (3.1) uygulanarak veya Matlab/Simulink benzetim çalışmaları ile yapılabilir.

Kesir dereceli PI denetleyicisinin farklı kazanç ve kesir derecesi değerlerinde sistemin diğer parametreleri sabit tutularak zaman gecikmesi değerleri belirlenmiştir.

4.2. Teorik Sonuçlar

Teorik analiz için, oransal kontrolör kazançlarının değerleri $K_P=0.1-1.0$ aralığında seçilir ve integral kontrolör kazançları K_I değerleri gecikmeli uyarma kontrol sisteminin kararlı olacağı şekilde seçilir ve bunlar aynı zamanda (3.11) polinomunun yalnızca bir pozitif reel kök ω_k^2 olduğu bölgedir.

1.Adım:

Şekil 2' de verilen zaman gecikmeli uyarma kontrol sisteminin (4.1)' de verilen kazanç ve zaman sabitleri eşitlik (3.1)' de yerlerine yazılarak kesir derecesi içeren zaman gecikmeli sistemin karakteristik denklemini elde edilir.

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = P(s^\lambda) + Q(s^\lambda)e^{-s\tau} = 0 \quad (4.2)$$

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = p_5s^{\lambda+4} + p_4s^{\lambda+3} + p_3s^{\lambda+2} + p_2s^{\lambda+1} + p_1s^\lambda + (q_1s^\lambda + q_0)e^{-s\tau} = 0$$

EŞitlikte verilen ifadelerde değerlerini yerlerine konduğunda:

$\lambda=0.9$ için;

$$p_5 = T_A T_E T_G T_R \\ = 0.002$$

$$p_4 = T_E T_G T_R + T_A T_G T_R + T_A T_E T_R + T_A T_E T_G \\ = 0.067$$

$$p_3 = T_G T_R + T_E T_R + T_A T_R + T_E T_G + T_A T_G + T_A T_E \\ = 0.615$$

$$p_2 = T_E + T_G + T_R + T_A \\ = 1.55$$

$$p_1 = 1$$

K_P ve K_I sırasıyla oransal kontrolör kazançları ve integral kontrolör kazançları ifadelerinin belirlendiği bu değerleri yerlerine konduğunda ise:

$$K_P = 0.9$$

$$K_I = 0.65$$

Olur ve bunlara bağlı olarak q_1 ve q_0 değerleri de bunlara bağlı olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} q_1 &= K_P(K_A K_E K_G K_R) \\ &= 0.45 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} q_0 &= K_I(K_A K_E K_G K_R) \\ &= 3.25 \end{aligned}$$

Bulunan bu değerler eşitlikte yerlerine konur:

$$\begin{aligned} \Delta(s^\lambda, \tau) &= 0.002s^{\lambda+4} + 0.067s^{\lambda+3} + 0.615s^{\lambda+2} + 1.55s^{\lambda+1} + s^\lambda \\ &\quad + (0.45s^\lambda + 3.25)e^{-s\tau} = 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} \Delta(s^\lambda, \tau) &= 0.002s^{0.9+4} + 0.067s^{0.9+3} + 0.615s^{0.9+2} + 1.55s^{0.9+1} + s^{0.9} \\ &\quad + (0.45s^{0.9} + 3.25)e^{-s\tau} = 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \Delta(s^\lambda, \tau) &= 0.002s^{4.9} + 0.067s^{3.9} + 0.615s^{2.9} + 1.55s^{1.9} + s^{0.9} \\ &\quad + (0.45s^{0.9} + 3.25)e^{-s\tau} = 0 \end{aligned} \quad (4.5)$$

2. Adım:

Birinci adımda elde edilen karakteristik denklemi eşitlik (3.4)' deki şekilde elde etmek için $\Delta(s^\lambda, \tau) = \Delta(-s^\lambda, \tau) = 0$ kompleks eşlenik ifadesinde uygulanmış ve aşağıdaki gibi düzenlenmiştir.

$$\Delta(-s^\lambda, \tau) = 0.002(-s^{4.9}) + 0.067(-s^{3.9}) + 0.615(-s^{2.9}) + 1.55(-s^{1.9}) + (-s^{0.9}) \\ + (-0.45s^{0.9} + 3.25)e^{s\tau} = 0 \quad (4.6)$$

3. Adım:

$P(s^\lambda)$, $Q(s^\lambda)$ karakteristik denklemleri $s = -j\omega_c$ kompleks eşlenik kökü için de geçerlidir. Yani:

$$P(j^\lambda \omega^\lambda) = 0.002(\omega e^{j\pi/2})^{4.9} + 0.067(\omega e^{j\pi/2})^{3.9} + 0.615(\omega e^{j\pi/2})^{2.9} \\ + 1.55(\omega e^{j\pi/2})^{1.9} + (\omega e^{j\pi/2})^{0.9} \quad (4.7)$$

$$P(-j^\lambda \omega^\lambda) = 0.002(\omega e^{-j\pi/2})^{4.9} + 0.067(\omega e^{-j\pi/2})^{3.9} + 0.615(\omega e^{-j\pi/2})^{2.9} \\ + 1.55(\omega e^{-j\pi/2})^{1.9} + (\omega e^{-j\pi/2})^{0.9}$$

ve

$$Q(j^\lambda \omega^\lambda) = 0.45(\omega e^{j\pi/2})^{0.9} + 3.25 \quad (4.8)$$

$$Q(-j^\lambda \omega^\lambda) = 0.45(\omega e^{-j\pi/2})^{0.9} + 3.25$$

4. Adım:

Üçüncü adımda elde edilen $P(j^\lambda \omega^\lambda)$, $P(-j^\lambda \omega^\lambda)$, $Q(j^\lambda \omega^\lambda)$ ve $Q(-j^\lambda \omega^\lambda)$ eşitlikleri yardımıyla aşağıda verildiği gibi üstel terimin yok edilmesi yöntemi uygulanmıştır. Böylece bu eşitliğin çözümünden elde edilen pozitif reel ω değerleri kullanılarak sistemin kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanır.

$$W(\omega^2) = P(j^\lambda \omega^\lambda)P(-j^\lambda \omega^\lambda) - Q(j^\lambda \omega^\lambda)Q(-j^\lambda \omega^\lambda) = 0 \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [4x10^{-6}(\sqrt{\omega_c})^{9.8} + 1.34x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{8.8} e^{-j\pi/2} + \\
& 1.23x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} e^{-j\pi} + 3.1x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{-j3\pi/2} + 0.002(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{-j2\pi}] + \\
& [1.34x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{8.8} e^{j\pi/2} + 44.89x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} + 0.041205(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{-j\pi/2} + \\
& 0.10385(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{-j\pi} + 0.067(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{-j3\pi/2}] + [1.23x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} e^{j\pi} + \\
& 0.041205(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{j\pi/2} + 0.378225(\sqrt{\omega_c})^{5.8} + 0.95325(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{-j\pi/2} + \\
& 0.615(\sqrt{\omega_c})^{3.8} e^{-j\pi}] + [3.1x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{j3\pi/2} + 0.10385(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{j\pi} + \\
& 0.95325(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{j\pi/2} + 2.4025(\sqrt{\omega_c})^{3.8} + 1.55(\sqrt{\omega_c})^{2.8} e^{-j\pi/2}] + \\
& [0.002(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{j2\pi} + 0.067(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{j3\pi/2} + 0.615(\sqrt{\omega_c})^{3.8} e^{j\pi} + \\
& 1.55(\sqrt{\omega_c})^{2.8} e^{j\pi/2} + (\sqrt{\omega_c})^{1.8}] - [0.2025(\sqrt{\omega_c})^{1.8} + 1.4625(\sqrt{\omega_c})^{0.9} e^{j\pi/2} + \\
& 1.4625(\sqrt{\omega_c})^{0.9} e^{-j\pi/2} + 10.5625] = 0
\end{aligned} \tag{4.10}$$

$^{10}\sqrt{\omega_c} = \omega'_c$ olmak üzere (4.10)' daki $W(\omega^2)$ eşitliğinde yerine konduğunda ve eşitlik sadeleştiğinde ise aşağıdaki gibi ifade edilir. Bu eşitliğin elde edilişi Ekler kısmında verilmektedir:

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [p_5^2(\omega'_c)^{98}] + [(-2p_5p_3 + p_4^2)(\omega'_c)^{78}] + [(2p_5p_1 - 2p_4p_2 + p_3^2)(\omega'_c)^{58}] + \\
& [(-2p_3p_1 + p_2^2)(\omega'_c)^{38}] + [(p_1^2 - q_1^2)(\omega'_c)^{18}] - [1.9394q_1q_0(\omega'_c)^9 + \\
& q_0^2] = 0
\end{aligned} \tag{4.11}$$

Değerler yerlerine konduğunda:

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [4x10^{-6}(\omega'_c)^{98}] + [2.029x10^{-3}(\omega'_c)^{78}] + [0.174525(\omega'_c)^{58}] + \\
& [3.6325(\omega'_c)^{38}] + [0.7975(\omega'_c)^{18}] - [2.8364(\omega'_c)^9 + 10.5625] \\
= & 0
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Yukarıda verilen polinomun çözümünden 98 adet kökün hesaplandığı görülebilir. Fakat bu köklerden sadece $\omega_c = 1.1111$ rad/s olan bir adet pozitif reel kök hesaplanmıştır.

5.Adım:

Elde edilen $\omega_c = 1.1111$ rad/s pozitif reel kökü eşitlik (3.13) kullanılarak sistemdeki zaman gecikme değeri $\tau^*=0.1296$ s olarak hesaplanmıştır.

Hesaplanan τ^* değerinin eşitliği aşağıda verilmektedir.

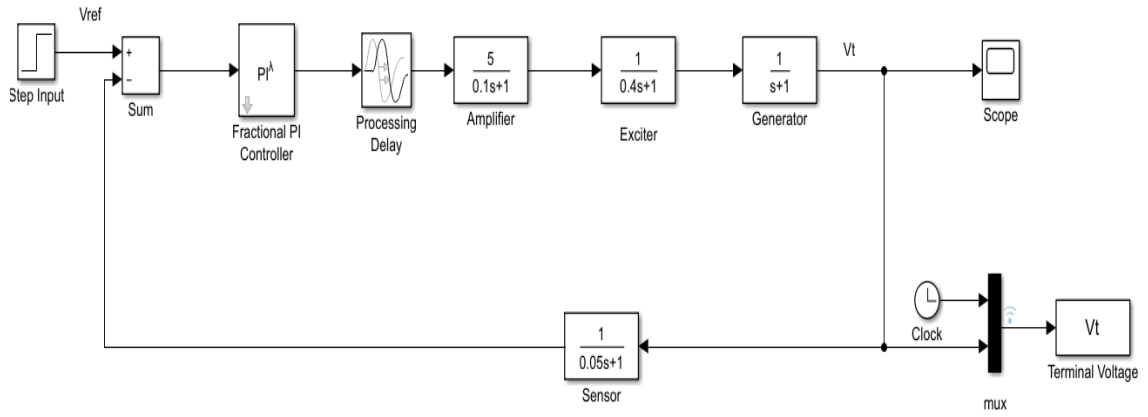
$$\tau^* = \frac{1}{\sqrt[0.9]{\omega_c} e^{j\pi/2(0.9)}} \tan^{-1} \frac{3.25\omega_c^{0.9}(0.002\omega_c^4 - 0.615\omega_c^2 + 1) + 0.45\omega_c^{1.8}(-0.067\omega_c^3 + 1.55\omega_c)}{-3.25\omega_c^{0.9}(0.067\omega_c^3 - 1.55\omega_c) - 0.45\omega_c^{1.8}(0.002\omega_c^4 - 0.615\omega_c^2 + 1)}$$

$$\tau^* = 0.1296 \text{ s}$$

4.3. Matlab/Simulink ile Teorik Sonuçların Doğrulanması

Bu çalışmada, yukarıda verilen adımlar uygulanarak zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminde kesir dereceli PI denetleyici kullanılması durumundaki kararlılık analizi gerçekleştirilmiştir.

Matlab/Simulink benzetim programı, maksimum zaman gecikmesinde teorik sonuçları doğrulamak için kullanılmıştır. Şekil 2.2' de sunulan uyarma sisteminin Simulink modeli Şekil 4.1' de verilmiştir. Simulink' in transfer fonksiyon blokları; yükseltici, uyarıcı, jeneratör ve sensör, modellemek için kullanılmıştır. Kesir dereceli PI denetleyicisi ve geri besleme yolundaki zaman gecikmesi sırasıyla kesirli dereceli PI denetleyici bloğu ve işlem gecikmesi bloğu kullanılarak modellenmiştir. Herhangi bir gecikme ve sistem parametreleri için, birim basamak girişinde sistem tepkisini sağlayabiliriz.



Şekil 4.1. Kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli uyarma sisteminin Simulink modeli

Matlab/Simulink’ te gerçekleştirilen jeneratör uyarma kontrol sisteminin farklı kazanç değerlerinde ve λ değerlerinde benzetim sonuçları alınmıştır.

Sistem parametreleri ve FOPI denetleyicinin parametreleri için AVR sistemin maksimum zaman gecikmesi değerleri gösterildiği gibi adım adım hesaplanmıştır. Bu çalışmada oransal denetleyici kazançları $K_p = 0.1 - 0.9$ ve integral denetleyici kazançları $K_I = 0.05 - 0.65$ aralığında kesir değerleri ise $\lambda=1, \lambda=0.7, \lambda=0.9$ ve $\lambda=1.2$ olarak seçilmiştir. Bu değerlere bağlı olarak benzetim sonuçları da verilmiştir.

İlk olarak $\lambda=1$ değeri için maksimum zaman gecikmesi sonuçları aşağıda verilmiştir. Çizelge 4.1’ de elde edilen sonuçlar sistemde klasik PI denetleyicinin kullanılması durumunu göstermektedir. Klasik PI denetleyici için elde edilen sonuçlar önceki çalışmalarımızda ayrıntılı olarak mevcuttur (Sönmez vd., 2015; Ayasun ve Gelen, 2010).

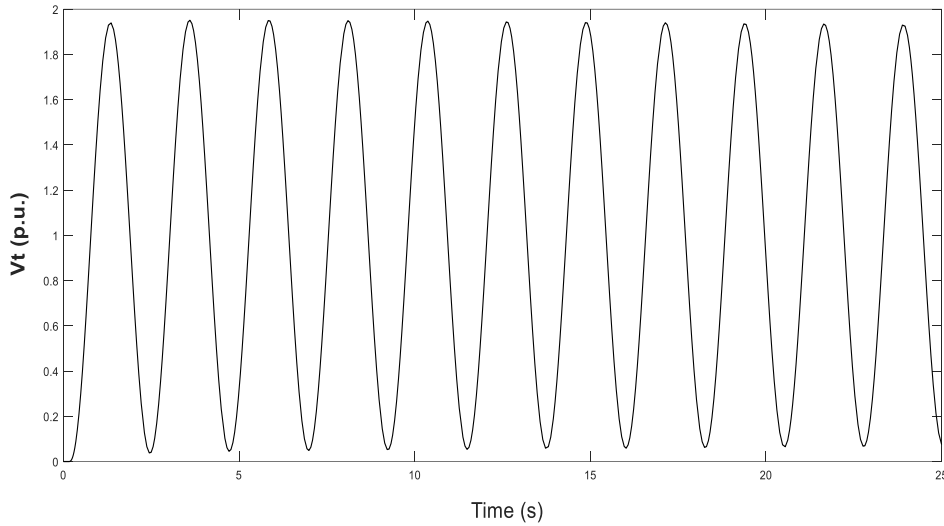
Bu çalışmada ise $\lambda=0.7, \lambda=0.9$ ve $\lambda=1.2$ değerleri için elde edilen sonuçların kıyaslanması ayrıntılı olarak yapılmıştır.

Çizelge 4.1’ den elde edilen $K_p = 0.9$ ve $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ değerine göre $\tau^* = 0.1477$ değerindeki benzetim sonucu ise Şekil 4.2’ de gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. $\lambda=1$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$K_I(s^{-1})$	$\tau^*(s)$				
	$K_P=0.1$	$K_P=0.3$	$K_P=0.5$	$K_P=0.7$	$K_P=0.9$
0.05	6.0591	1.6901	0.6652	0.3797	0.2457
0.1	2.6612	1.4164	0.6275	0.3652	0.2380
0.15	1.5848	1.1710	0.5877	0.3503	0.2301
0.2	1.0623	0.9700	0.5471	0.3349	0.2221
0.25	0.7545	0.8085	0.5064	0.3194	0.2140
0.3	0.5519	0.6781	0.4665	0.3037	0.2058
0.35	0.4086	0.5715	0.4280	0.2879	0.1975
0.4	0.3021	0.4831	0.3912	0.2722	0.1892
0.45	0.2198	0.4089	0.3564	0.2565	0.1809
0.5	0.1544	0.3459	0.3235	0.2411	0.1726
0.55	0.1012	0.2917	0.2927	0.2260	0.1642
0.6	0.0572	0.2447	0.2639	0.2111	0.1560
0.65	0.0202	0.2036	0.2369	0.1966	0.1477

$\lambda=1$ için yapılan benzetim sonucu klasik PI denetleyiciyle yapılmaktadır. Böylece kesir dereceli PI denetleyiciyle yapılan değerler karşılaştırılmasında daha net sonuçlar gözlemlenmiştir.



Şekil 4.2. $\lambda=1$, $K_P = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.1477 s$ için gerilim grafiği

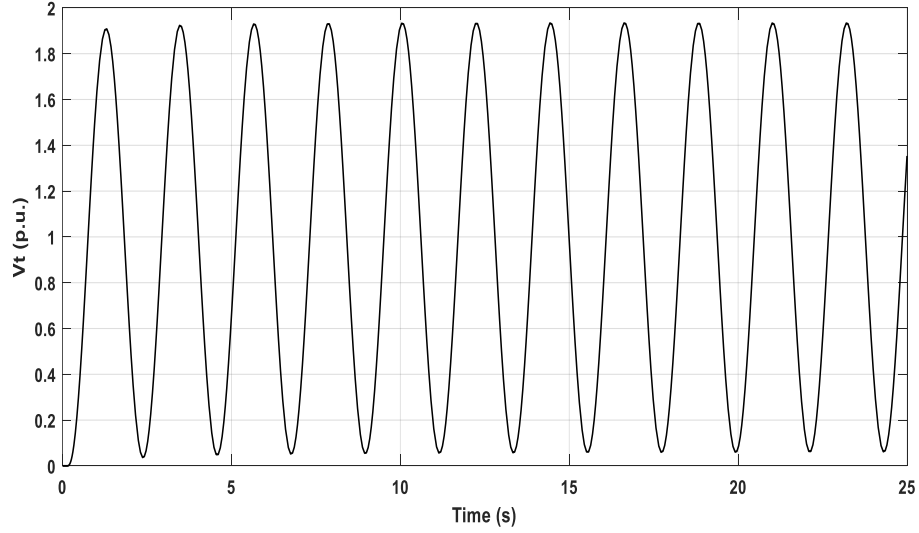
Çizelge 4.2' den elde edilen $K_P = 0.9$ ve $K_I = 0.65 s^{-1}$ değerine göre $\tau^* = 0.1296$ değerindeki benzetim sonucu ise Şekil 4.3' de gösterilmiştir.

Çizelge 4.2. $\lambda=0.9$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$K_I(s^{-1})$	$\tau^*(s)$				
	$K_P=0.1$	$K_P=0.3$	$K_P=0.5$	$K_P=0.7$	$K_P=0.9$
0.05	6.9808	1.6072	0.6533	0.3753	0.2435
0.1	2.9501	1.3180	0.6059	0.3569	0.2336
0.15	1.7512	1.0840	0.5591	0.3384	0.2238
0.2	1.1851	0.8996	0.5137	0.3200	0.2139
0.25	0.8561	0.7534	0.4703	0.3018	0.2041
0.3	0.6412	0.6358	0.4293	0.2839	0.1944
0.35	0.4900	0.5396	0.3909	0.2664	0.1847
0.4	0.3779	0.4598	0.3551	0.2494	0.1752
0.45	0.2914	0.3926	0.3218	0.2328	0.1657
0.5	0.2229	0.3353	0.2909	0.2168	0.1565
0.55	0.1671	0.2860	0.2623	0.2013	0.1473
0.6	0.1210	0.2431	0.2358	0.1864	0.1384
0.65	0.0823	0.2055	0.2112	0.1720	0.1296

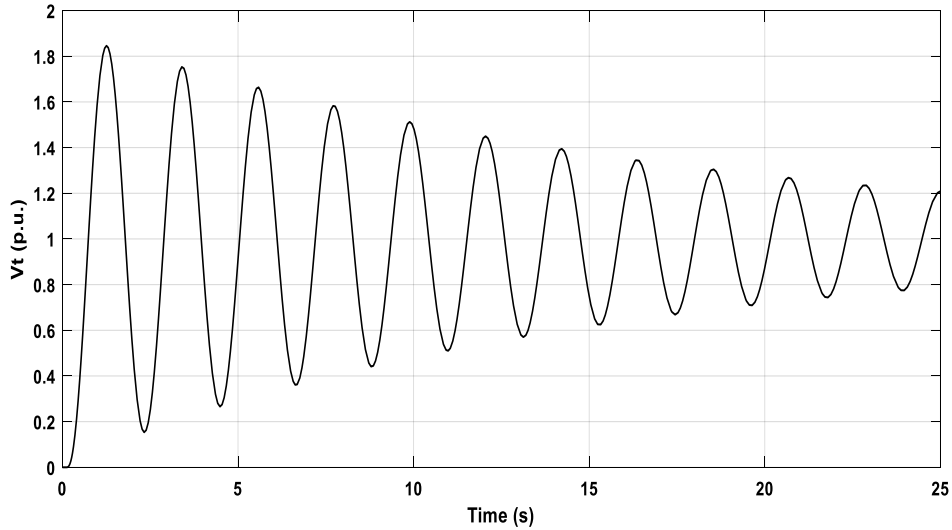
$\lambda=0.9$ değeri için elde edilen Çizelge 4.2' den $K_P = 0.9$ ve $K_I = 0.65 s^{-1}$ oransal ve integral kazanç değerlerinde maksimum zaman gecikmesi değeri $\tau^* = 0.1296$ s olan değeri seçildi. Bu gecikme değeri için benzetim sonucu Şekil 4.3' de gösterilmektedir. Bu benzetim sonucuna göre osilasyonların, teorik anlamda öngörülen kararlılık gecikme düzeyinde kararlı olduğu açıktır. Ayrıca Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2 kıyaslandığında $K_P = 0.1 - 0.9$ ve $K_I = 0.05 - 0.65$ aralığında seçilen FOPI denetleyici kazançlarının $\lambda=0.9$ durumunda $\lambda=1$ ' e göre daha küçük gecikme değerlerinin hesaplandığını göstermektedir. $\lambda=0.9$ durumu, belirtilen denetleyici aralığı için maksimum zaman gecikmesi bakımından AVR sistemin kararlılığını olumsuz yönden etkilemektedir.

$\lambda=0.9$ değerinde $K_P = 0.9$ ve $K_I = 0.65 s^{-1}$ değerleri aynı kalarak maksimum zaman gecikmesinde, maksimum zaman gecikmesinden fazla ve maksimum zaman gecikmesinden küçük değerler alınarak yapılan benzetim sonuçları ve bunlara bağlı olarak yapılan kıyaslamalar aşağıda verilmiştir.



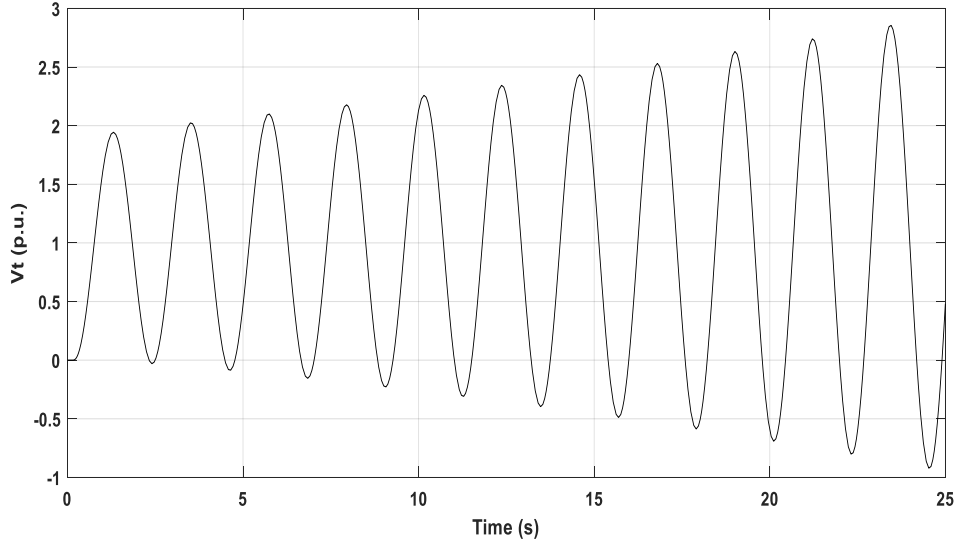
Şekil 4.3. $\lambda=0.9$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ ve $\tau^* = 0.1296 \text{ s}$ için gerilim grafiği

Aynı oransal ve integral kazanç değerlerinde hesaplanan; zaman gecikmesinin, maksimum zaman gecikmesinden az olduğu durumda ise uyarma kontrol sisteminin kararlı hale geldiği gözlemlenmiştir. Beklenen bu durumu gösteren benzetim sonucu da Şekil 4.4' te gösterilmiştir.



Şekil 4.4. $\lambda=0.9$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ ve $\tau^* = 0.11 \text{ s}$ için gerilim grafiği

$\tau^* = 0.11$ olarak yapılan benzetim sonucunda da sistem azalan salınımlara sahiptir ve sistem kararlı hale gelmektedir. Benzer şekilde zaman gecikmesi, maksimum zaman gecikmesinden daha büyük olduğunda ise sistem $\tau^* = 0.14 \text{ s}$ değeri için Şekil 4.4' de gösterildiği gibi artan salınımlara sahip olacaktır ve kararsız hale gelecektir.



Şekil 4.5. $\lambda=0.9$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ ve $\tau^* = 0.14 \text{ s}$ için gerilim grafiği

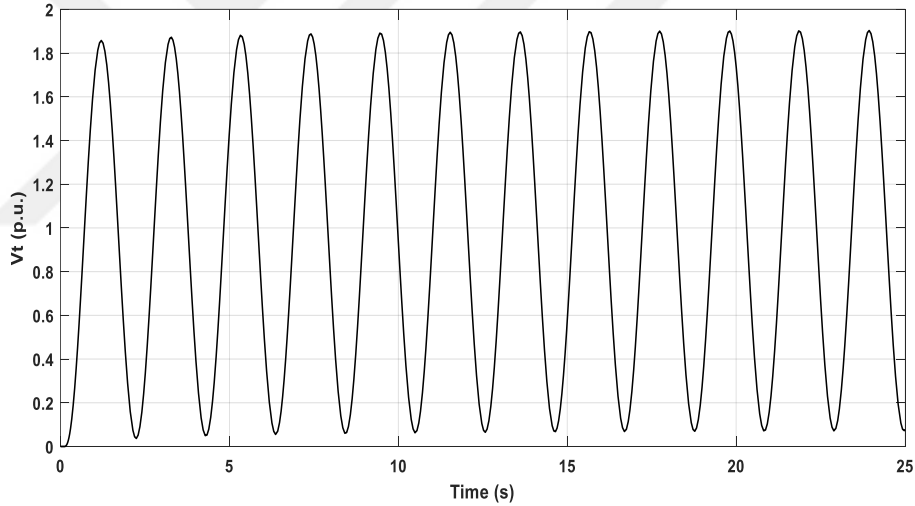
Aynı kesir dereceli PI denetleyici kazanç değerleriyle $\lambda=0.7$ değerinde benzetimi doğrulamak için Çizelge 4.3'den maksimum zaman gecikmesi $\tau^* = 0.1006 \text{ s}$ değeri ele alınır. Bu gecikme değeri için benzetim sonucu Şekil 4.6' da gösterilmektedir.

Çizelge 4.3. $\lambda=0.7$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$K_I(\text{s}^{-1})$	$\tau^*(\text{s})$				
	$K_p=0.1$	$K_p=0.3$	$K_p=0.5$	$K_p=0.7$	$K_p=0.9$
0.05	9.3513	1.4861	0.6309	0.3665	0.2388
0.1	3.4839	1.1813	0.5680	0.3406	0.2247
0.15	2.0196	0.9620	0.5112	0.3161	0.2111
0.2	1.3732	0.7979	0.4601	0.2929	0.1980
0.25	1.0094	0.6711	0.4142	0.2710	0.1854
0.3	0.7758	0.5703	0.3730	0.2503	0.1733
0.35	0.6131	0.4883	0.3358	0.2308	0.1616
0.4	0.4932	0.4204	0.3022	0.2125	0.1504
0.45	0.4013	0.3634	0.2718	0.1953	0.1396
0.5	0.3285	0.3147	0.2442	0.1790	0.1292
0.55	0.2695	0.2727	0.2190	0.1637	0.1193
0.6	0.2207	0.2362	0.1961	0.1493	0.1098
0.65	0.1797	0.2041	0.1750	0.1357	0.1006

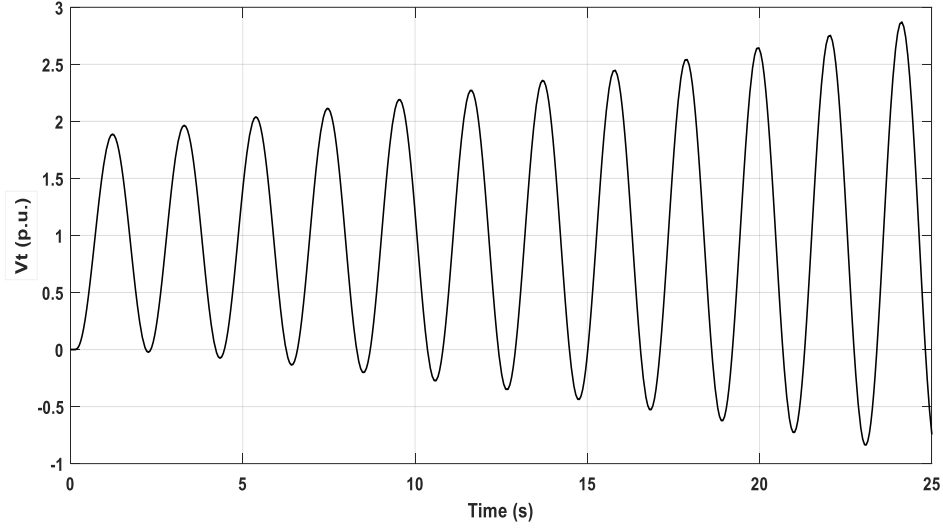
$\lambda=0.9$ için Çizelge 4.2 ve $\lambda=0.7$ için Çizelge 4.3 kıyaslandığında kesir dereceli PI denetleyicinin tüm kazanç değerlerinde maksimum zaman gecikme değerlerinin $\lambda=0.9$ değerinde daha büyük olduğu görülmektedir. Bu durum $\lambda=0.9$ değeri için sistemin kararlılığının olumlu yönde etkilediğini göstermektedir. Ayrıca $\lambda=0.7$ değerindeki kesir dereceli denetleyicinin zaman gecikmesi değerleri üzerindeki etkisini tam anlamıyla görebilmek için , $K_p = 0.9$ ve $K_I = 0.65 s^{-1}$ oransal ve integral kazançlarındaki değerleri seçilerek Şekil 4.6, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’ de grafiksel sonuçları aşağıda verilmektedir.

Şekil 4.6’ da sistemin maksimum zaman gecikmesindeki değeri $\tau^* = 0.1006 s$ için benzetim sonucunu göstermektedir. Bu sonuca göre sistem tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup, bu değerde sınırda kararlı olduğu ifade edilir.

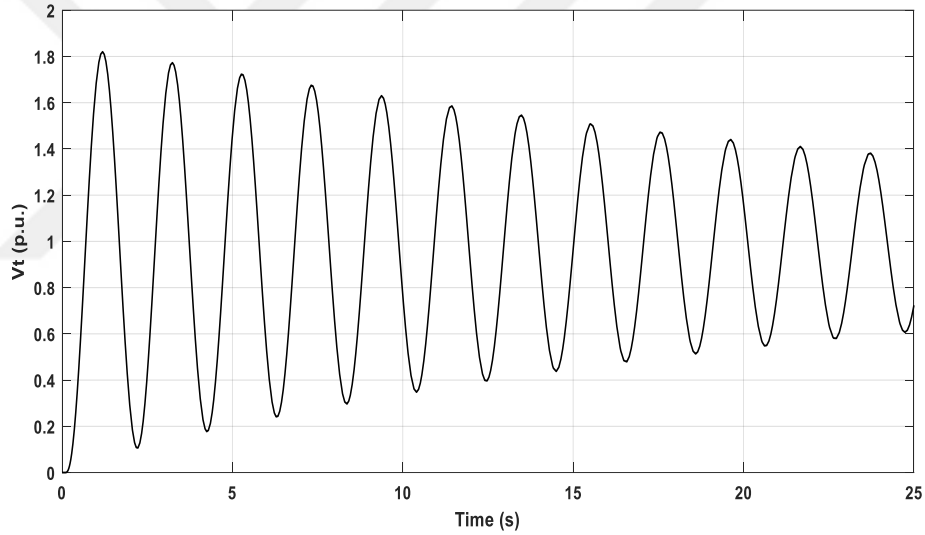


Şekil 4.6. $\lambda=0.7$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 s^{-1}$ ve $\tau^* = 0.1006 s$ için gerilim grafiği

Şekil 4.6 sistemin maksimum zaman gecikmesi $\tau^* = 0.1006 s$ ’ dan fazla bir değer seçildiğinde sistemin kararsız olduğunu benzetim sonucuyla göstermektedir. Maksimum zaman gecikmesinde yapılacak en küçük değişiklik bile sistemi kararsız hale getirmektedir.



Şekil 4.7. $\lambda=0.7$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ ve $\tau^* = 0.11 \text{ s}$ için gerilim grafiği



Şekil 4.8. $\lambda=0.7$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ ve $\tau^* = 0.09 \text{ s}$ için gerilim grafiği

$\lambda=0.7$ değeri için maksimum zaman gecikmesi $\tau^* = 0.1006$ değerinde sistemin kararlı olduğu, $\tau^* = 0.09$ olarak yapılan benzetim sonucunda da sistem azalan salınımlara sahip olduğu ve kararlı hale geldiği görülmektedir. Benzer şekilde zaman gecikmesi, maksimum zaman gecikmesinden daha büyük olduğunda ise sistem $\tau^* = 0.11 \text{ s}$ değeri için Şekil 4.7' de gösterildiği gibi artan salınımlara sahip olduğu ve sistemin kararsız hale geldiği görülmektedir.

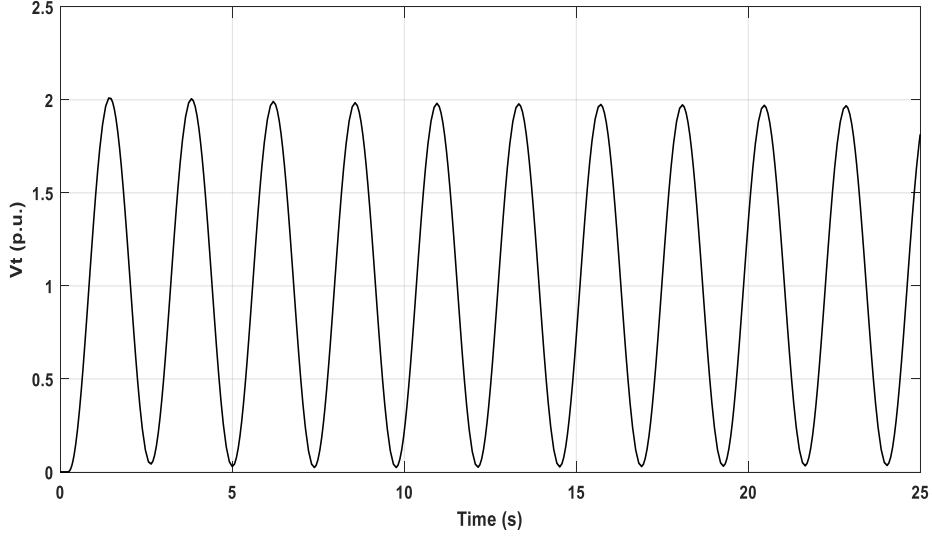
Çizelge 4.4. $\lambda=1.2$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları

$K_I(s^{-1})$	$\tau^*(s)$				
	$K_P=0.1$	$K_P=0.3$	$K_P=0.5$	$K_P=0.7$	$K_P=0.9$
0.05	4.3711	1.9304	0.6892	0.3878	0.2497
0.1	1.9913	1.7305	0.6740	0.3813	0.2460
0.15	1.1615	1.4319	0.6539	0.3739	0.2420
0.2	0.7399	1.1607	0.6288	0.3658	0.2378
0.25	0.4853	0.9423	0.5992	0.3570	0.2334
0.3	0.3154	0.7692	0.5657	0.3473	0.2287
0.35	0.1941	0.6308	0.5295	0.3369	0.2238
0.4	0.1034	0.5183	0.4917	0.3258	0.2187
0.45	0.0332	0.4254	0.4533	0.3141	0.2134
0.5	*	0.3477	0.4151	0.3017	0.2078
0.55	*	0.2818	0.3779	0.2889	0.2021
0.6	*	0.2253	0.3420	0.2756	0.1961
0.65	*	0.1763	0.3078	0.2619	0.1900

Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.4 kıyaslandığında seçilen FOPI denetleyici kazanç değerleri için $\lambda=1.2$ değerinde $\lambda=1'$ e göre daha büyük gecikme değerlerinin hesaplandığı görülmektedir. $\lambda=1.2$ için $K_P = 0.1 - 0.9$ ve $K_I = 0.05 - 0.65$ aralığında PI denetleyici kazançları AVR sistemin kararlılığını maksimum zaman gecikmesi bakımından olumlu yönde etkilemektedir. Ayrıca (*) ile gösterilen yerlerde K_P ve K_I için gösterilen değerlerde maksimum zaman gecikmesi hesaplanmamıştır. Bu nedenle bu değerlerde sistem gecikmeden bağımsız kararsız şekilde ifade etmektedir.

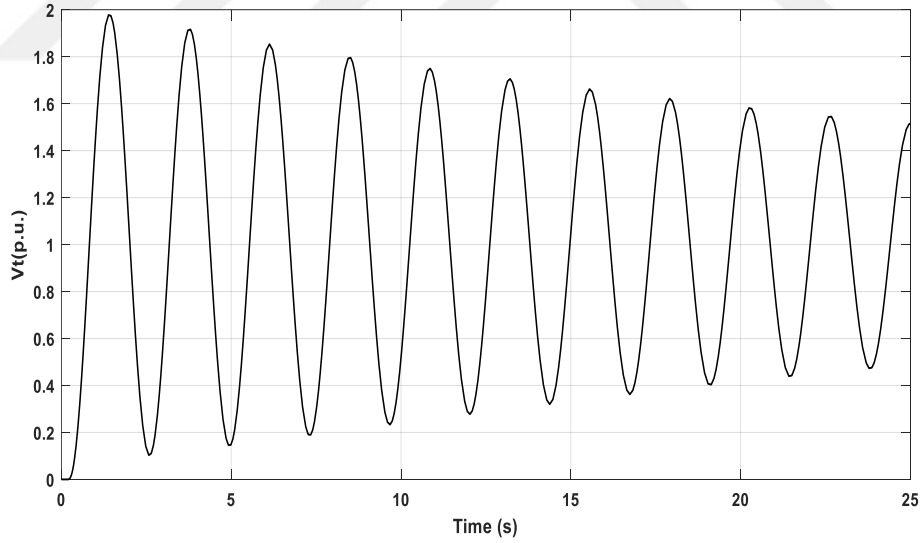
Sonuç olarak Çizelge 4.1, Çizelge 4.2, Çizelge 4.3 ve Çizelge 4.4 karşılaştırıldığında, FOPI denetleyicinin $\lambda=1.2$ kesir derece değeri için sistemin maksimum zaman gecikme değerlerinin $\lambda=0.7$, $\lambda=0.9$ ve $\lambda=1'$ e göre daha büyük olduğu görülmektedir.

$\lambda=1.2$ için sistemin maksimum zaman gecikmesi sonuçları Çizelge 4.4' te verilmiştir. Buna göre $K_P = 0.9$ ve $K_I = 0.65 s^{-1}$ kesir dereceli PI denetleyici kazanç değerleriyle Çizelge 4.4' ten maksimum zaman gecikmesi $\tau^* = 0.1900$ s değeri ele alınır.



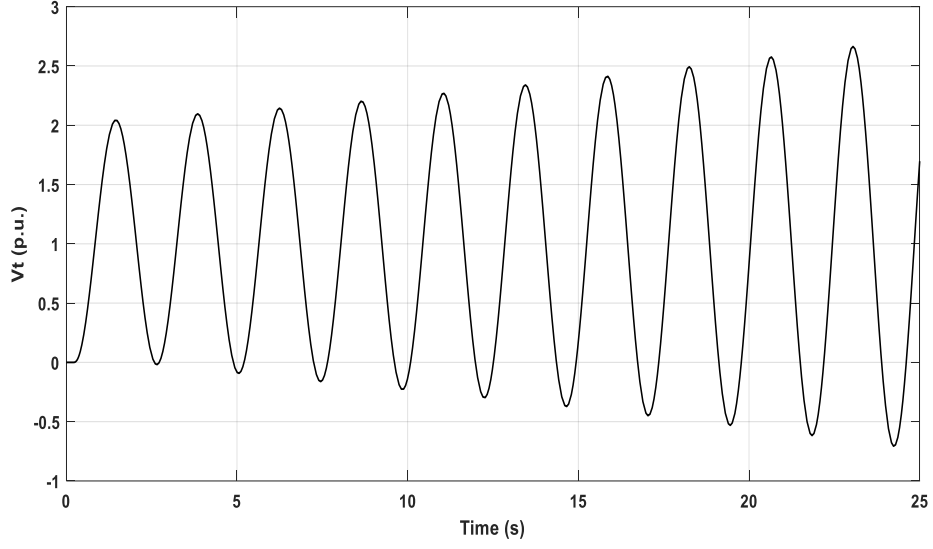
Şekil 4.9. $\lambda=1.2$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ ve $\tau^* = 0.1900 \text{ s}$ için gerilim grafiği

Şekil 4.9' da görüldüğü üzere $\tau^* = 0.1900$ ' da sönümlenmeyen salınımlar olduğu ve sistemin sınırda kararlı olduğu görülmektedir.



Şekil 4.10. $\lambda=1.2$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ ve $\tau^* = 0.18 \text{ s}$ için gerilim grafiği

Şekil 4.10' da görüldüğü üzere zaman gecikmesi daha küçük değere azaltıldığında ise sistemin kararlı hale geldiği görülmektedir.



Şekil 4.11. $\lambda=1.2$, $K_p = 0.9$, $K_I = 0.65 \text{ s}^{-1}$ ve $\tau^* = 0.20 \text{ s}$ için gerilim grafiği

Farklı kesir derecesi değerleriyle elde edilen zaman gecikmelerine göre oransal denetleyici kazancı ve integral denetleyici kazançları arttıkça maksimum zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı gözlenmektedir. Bu değerlerde sistemler kararlıyken bu değerlerin üstünde kararsızlık artan salınım göstermekte ve bu değerlerin altında azalan salınımlar gösterdiği ve kararlı hale geldiği benzetim sonuçlarında da görülmektedir.

BÖLÜM V

SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sistemlerinde meydana gelen zaman gecikmelerinin sistemin kararlılığına olan etkisi kesir dereceli PI denetleyici kullanılarak incelenmiştir. Gecikmeye bağlı ve gecikmeden bağımsız kararlılık için koşulları belirlemek ve gecikmeye bağlı durumda maksimum zaman gecikmelerini hesaplamak için bir yöntem önerilmiştir. Önerilen teorik yöntem kullanılarak, FOPI denetleyicinin farklı kazanç değerleri için maksimum zaman gecikme değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Teorik sonuçların doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak zaman düzleminde benzetimleri ile doğrulanmıştır.

Bölüm 2' de uyarma kontrol sistemi ve özellikleri tanıtılmış, tasarımda zaman gecikmeleri dikkate alınarak sistemin karmaşık dinamik davranışlarını incelemek için geliştirilen araçlar incelenerek zaman gecikmesinin kaçınılmaz olduğu durumlarda kesir dereceli PI denetleyici kullanılarak sistemin kararlılığı incelenmiştir.

Sistemde yaşanan maksimum zaman gecikme bilgisinin bilinmesi durumunda, uygun kesir dereceli PI denetleyici parametrelerinin seçilmesi ile sistemin dinamiğinin ve kararlılığının sağlandığı görülmüştür. Ancak bu gecikme değerinde sistemin tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar olduğu görülmektedir. Bu nedenle sistemin sanal eksenden uzakta sol yarı bölgede çalışması sağlanarak sistemin tepkisinde meydana gelen salınımların daha kısa zamanda sönümlenmesi amaçlanmıştır. Böylece sistemdeki belirlenen oransal ve integral kazanç değerlerinde zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır.

Bölüm 4' te ise bölüm 3' te yapılan analizlerin belirli integral ve oransal kazanç değerlerinde kesir dereceli PI denetleyici kullanılarak sistemin tolere edebileceği maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Hesaplanan gecikme değerlerinin doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak yapılan benzetim çalışmalarında da görülmüştür.

$\lambda=1$, $\lambda=0.9$, $\lambda=0.7$ ve $\lambda=1.2$ değerlerinde yapılan benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Kesir dereceli PI denetleyicinin $\lambda=1.2$ kesir derecesi değerinde hesaplanan gecikme değerinin $\lambda=1$ değerine göre seçilen denetleyici kazanç değerleri için daha büyük gecikme değerlerinin hesaplandığı görülmüştür. Bu durum sistemin tolere edebileceği gecikme değerlerinin başka bir anlamda, gecikmeye göre kararlılığın arttırıldığını göstermektedir. $\lambda=0.9$ değerinde ise $\lambda=1$ değerine göre daha kk gecikme değerlerinin hesaplandığı görülmüştür. Ayrıca teorik ve benzetim sonuçlarının, zaman gecikmesinin sistem dinamiğini olumsuz etkilediğini ve hatta kritik değerleri aştığında kararsızlığa sebep olduğunu ortaya koymuştur. Ayrıca kesir derecesi değeri arttırıldığında sistemin seçilen kazanç değerleri için AVR sistemin kararlılığını olumlu yönde etkilediği görülmüştür. Bu nedenle, denetleyici tasarım ve kazanç değerlerinin seçiminde zaman gecikmeleri mutlaka dikkate alınmalıdır.

Yapılan alışma hem sistemin dinamik performansını iyileştirmeye yönelik hem de kesir dereceli PI denetleyicilerin sistemin çalışma performansı üzerindeki etkisini incelemek açısından literatüre katkı sağlayacak sonuçlar elde edilmiştir. Bölüm 3 ve Bölüm 4' te yapılan kesir dereceli PI kontrolör içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sistemlerinin kararlılık analizleri ile tez alışması sonlandırılmıştır.

KAYNAKLAR

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

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

Ayasun S., and Gelen A., Stability analysis of a generator excitation control system with time delays, *Electr. Eng.* 91, 347-355, 2010.

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

Bhowmik S., Tomsovic H., and Bose A., Communication models for third party load frequency control. *IEEE Trans Power Syst* 19(1). 543-548, 2004.

Chaudhuri B., Majumber R., and Pal B. C., Wide-area measurement-based stabilizing control of power system considering signal transmission delay. *IEEE Trans Power Syst* 19:1971-1979, 2004.

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

Çelik V., Özdemir M. T., and Lee K. Y., Effect of fractional-order PI controller on delay margin in single-area delayed load frequency control systems, *J Mod Power Syst. Clean Energy*, 2018.

Dugard L., and Verriest E. I., Stability and control of time-delay systems. *Springer*, New York, 1997.

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

Fu P., Niculescu S. I. and Chen J., Stability of linear neutral time- delay systems exact conditions via matrix pencil solutions, *IEEE Transactions on Automatic Control* 54(6), 1063-1069, 2006.

Gu K., Kharitonov V. L., and Chen J., Stability of time-delay systems. *Birkhauser*, Boston, 2003.

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

Kamwa I., Grondin R., and Hebert Y., Wide-area measurement based stabilizing control of large power systems- a decentralized/hierarchical approach. *IEEE Trans Power Syst* 16:137-153, 2001.

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

Kundur P., Power system stability and control. *McGraw-Hill Inc*, New York, 1994.

Kundur P., Power system stability and control, New Delhi, Tata *McGraw-Hill Education Pvt. Ltd.*, 11, 2011.

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

Liu C. L., and Liu F., Consensus Problem of Second-order dynamic agents with heterogeneous input and communication delays, *Int J Comput Commun*, ISSN 1841-9836, V (3) :325- 335, 2010.

Louisell, J., A matrix method for determining the imaginary axis eigenvalues of a delay system, *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 46(12), pp. 2008-2012, 2001.

Mori T., Criteria for asymptotical stability of linear time-delay systems. *IEEE Trans Autom Control* 30:158-160, 1985.

Naduvathuparambil B., Valenti M. C., and Feliachi A., Communication delays in wide area measurement systems. *In: Proceedings of the 34th southeastern symposium on system theory, 18-19 March*, University of Alabama, Huntsville, pp 118-12, 2002.

Ni H., Heydt G. T., and Mili L. Power system stability agents using robust wide area control. *IEEE Trans Power Syst* 17:1123-1131, 2002.

Ogata K., Modern control engineering. *Prentice Hall*, Upper Saddle River, 1997.

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

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

Pakzad S., and Pakzad M. A., Stability condition for discrete systems with multiple state delays, *WSEAS Trans. on Systems and Control*, 6(11), 417-426, 2011.

Pakzad M. A., and Nekoui M. A., Direct method for stability analysis of fractional delay systems, *Int. J. Comput. Commun.*, 8(6), 863- 868, 2013.

Pakzad M. A., Pakzad S. and Nekoui, M. A., Stability analysis of multiple time delayed fractional order systems in Proc. *Amer. Control Conf.*, Washington, DC, USA, 170-175, 2013a.

Pakzad M. A., Pakzad S., and Nekoui, M. A., Stability analysis of time-delayed linear fractional-order systems, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 11(3), 519-525, 2013b.

Pakzad M. A., and Moaveni B., Delay-dependent state estimation for time delay systems, *WSEAS Transaction on Systems* 8 (1), 1-10, 2013.

Pakzad M. A., and Nekoui M. A., Stability map of multiple time delayed fractional order systems, *Int. J. Commun.*, 12(1), 37- 43, 2014.

Pakzad M. A., and Pakzad S., Stability Criteria a generator excitation system with fractional order controller and time delay, *American Control Conf.* Seattle, USA, 2017.

Pakzad, M.A., Pakzad, S., and Nekoui, M.A., Stability analysis of multiple time delayed fractional order systems, *American Control Conf.*, pp. 170-175, 2017.

Pan I., and Das S., Chaotic multi- objective optimization based design of fractional order PID controller in AVR system, *Int J. Electric Power Energy System*, 43(1), 393-407, 2012.

Phadke A. G., Synchronized phasor measurements in power systems. *IEEE Comput Appl in Power* 6, 10-15, 1993.

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

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

Saadat H., Power system analysis. *McGraw-Hill Inc.*, New York, 1999.

Schaefer R. C., and Kiyong K., Excitation control of the synchronous generator. *IEEE Ind Appl Mag* 2, 37-43, 2001.

SIMULINK Model-based and system-based design, using Simulink. *MathWorks Inc*, Natick, 2000.

Sipahi R. and Olgac N., A comparison survey in determining the imaginary characteristic roots of LTI time delayed systems, *In Proceeding of the 16th IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic, s. 118-122, 2005.

Sondhi S., and Hote Y. V., Fractional order PID controller for load frequency control, *Energy Conversion and Management*, 85, 343- 353, 2014.

Sönmez, Ş., Ayasun, S., and Eminoğlu, U.; Computation of time delay margins for stability of single area load frequency control system with communication delays, *World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS)*, 2014.

Sönmez Ş., Eminoğlu U., and Ayasun, S., An Exact method to compute time delay margin for stability of time-delayed generator excitation control system, *Int. Res. J. Of Eng. and Tech. (IRJET)*, 2(8), pp. 276-283, 2015.

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

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

Sönmez Ş., and Ayasun S., Stability region in the parameter space of PI controller for a single area load frequency control system with time delay, *IEEE Transactions on Power Systems*, 31(1), 829-830, 2016b.

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

Su C. L., Lu C. N., and Hsiao T. Y., Simulation study of internet based intercontrol center data exchange for complete network modeling, *IEEE Trans Power Syst* 17:1177-1183, 2002.

Stojanovic S. B., Debeljkovic D. LJ, and Dimitrijevic N., Stability of discrete-time systems with time-varying delay: Delay Decomposition Approach, *Int J Comput Commun*. ISSN 1841-9836, 7(4): 775-783, 2012.

Tang Y., Cui M., Hua C. H., Li L., and Yang Y., Optimum design of fractional order PID controller for AVR system using chaotic ant swarm, *Expert System Appl.*, 39(8), 6887-6896, 2012.

Taher S. A., Fini M. H., and Aliabadi S. F., Fractional order PID controller design for LFC in electric power systems using imperialist competitive algorithm, *Ain Shams Engineering Journal*, 5(1), 121-135, 2014.

Tepljakov, A., Fractional-order modeling and control, FOMCON, <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/66323-fomcon-toolbox-for-matlab>, 2018.

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

Wu H., Tsakalis K. and S., Heydt G. T., Evaluation of time delay effects to wide-area power system stabilizer design. *IEEE Trans Power Syst* 19: 1935-1941, 2004.

Yu X., and Tomsovic K., Application of linear matrix inequalities for load frequency control with communication delays. *IEEE Trans Power Syst* 19:1508-1515, 2004.

Zamani M., Ghartemani M. K., Sadati N., and Parniani M., Design of fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization, *Control Eng. Practise*, 17(12), 1380- 1387, 2009.



EKLER

$W(\omega^2)$ elde edilmesi:

$$\begin{aligned}
 W(\omega^2) = & [0.002^2(\sqrt{\omega_c})^{9.8} + (0.002)(0.067)(\sqrt{\omega_c})^{8.8} e^{-j\pi/2} + \\
 & (0.002)(0.615)(\sqrt{\omega_c})^{7.8} e^{-j\pi} + (0.002)(1.55)(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{-j3\pi/2} + \\
 & (0.002)(1)(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{-j2\pi}] + [(0.067)(0.002)(\sqrt{\omega_c})^{8.8} e^{j\pi/2} + (0.067)^2(\sqrt{\omega_c})^{7.8} + \\
 & (0.067)(0.615)(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{-j\pi/2} + (0.067)(1.55)(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{-j\pi} + \\
 & (0.067)(1)(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{-j3\pi/2}] + [(0.615)(0.002)(\sqrt{\omega_c})^{7.8} e^{j\pi} + \\
 & (0.615)(0.067)(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{j\pi/2} + (0.615)^2(\sqrt{\omega_c})^{5.8} + \\
 & (0.615)(1.55)(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{-j\pi/2} + (0.615)(1)(\sqrt{\omega_c})^{3.8} e^{-j\pi}] + \\
 & [(1.55)(0.002)(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{j3\pi/2} + (1.55)(0.067)(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{j\pi} + \\
 & (1.55)(0.615)(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{j\pi/2} + (1.55)^2(\sqrt{\omega_c})^{3.8} + (1.55)(1)(\sqrt{\omega_c})^{2.8} e^{-j\pi/2}] + \\
 & [(1)(0.002)(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{j2\pi} + (1)(0.067)(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{j3\pi/2} + (1)(0.615)(\sqrt{\omega_c})^{3.8} e^{j\pi} + \\
 & (1)(1.55)(\sqrt{\omega_c})^{2.8} e^{j\pi/2} + (1)^2(\sqrt{\omega_c})^{1.8}] - [(0.5)^2(\sqrt{\omega_c})^{1.8} + \\
 & (0.5)(0.25)(\sqrt{\omega_c})^{0.9} e^{j\pi/2} + (0.25)(0.5)(\sqrt{\omega_c})^{0.9} e^{-j\pi/2} + (0.25)^2] = 0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [4x10^{-6}(\sqrt{\omega_c})^{9.8} + 1.34x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{8.8} e^{-j\pi/2} + \\
& 1.23x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} e^{-j\pi} + 3.1x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{-j3\pi/2} + 0.002(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{-j2\pi}] + \\
& [1.34x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{8.8} e^{j\pi/2} + 44.89x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} + 0.041205(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{-j\pi/2} + \\
& 0.10385(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{-j\pi} + 0.067(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{-j3\pi/2}] + [1.23x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} e^{j\pi} + \\
& 0.041205(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{j\pi/2} + 0.378225(\sqrt{\omega_c})^{5.8} + 0.95325(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{-j\pi/2} + \\
& 0.615(\sqrt{\omega_c})^{3.8} e^{-j\pi}] + [3.1x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{6.8} e^{j3\pi/2} + 0.10385(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{j\pi} + \\
& 0.95325(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{j\pi/2} + 2.4025(\sqrt{\omega_c})^{3.8} + 1.55(\sqrt{\omega_c})^{2.8} e^{-j\pi/2}] + \\
& [0.002(\sqrt{\omega_c})^{5.8} e^{j2\pi} + 0.067(\sqrt{\omega_c})^{4.8} e^{j3\pi/2} + 0.615(\sqrt{\omega_c})^{3.8} e^{j\pi} + \\
& 1.55(\sqrt{\omega_c})^{2.8} e^{j\pi/2} + (\sqrt{\omega_c})^{1.8}] - [0.2025(\sqrt{\omega_c})^{1.8} + 1.4625(\sqrt{\omega_c})^{0.9} e^{j\pi/2} + \\
& 1.4625(\sqrt{\omega_c})^{0.9} e^{-j\pi/2} + 10.5625] = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [4x10^{-6}(\sqrt{\omega_c})^{9.8} + 1.34x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{8.8} 2 \cos \frac{\pi}{2} + \\
& 1.23x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} 2 \cos \pi + 3.1x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{6.8} 2 \cos \frac{3\pi}{2} + 0.002(\sqrt{\omega_c})^{5.8} 2 \cos 2\pi] + \\
& [44.89x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} + 0.041205(\sqrt{\omega_c})^{6.8} 2 \cos \frac{\pi}{2} + 0.10385(\sqrt{\omega_c})^{5.8} 2 \cos \pi + \\
& 0.067(\sqrt{\omega_c})^{4.8} 2 \cos \frac{3\pi}{2}] + [0.378225(\sqrt{\omega_c})^{5.8} + 0.95325(\sqrt{\omega_c})^{4.8} 2 \cos \frac{\pi}{2} + \\
& 0.615(\sqrt{\omega_c})^{3.8} 2 \cos \pi] + [2.4025(\sqrt{\omega_c})^{3.8} + 1.55(\sqrt{\omega_c})^{2.8} 2 \cos \frac{\pi}{2}] + [(\sqrt{\omega_c})^{1.8}] - \\
& [0.2025(\sqrt{\omega_c})^{1.8} + 1.4625(\sqrt{\omega_c})^{0.9} 2 \cos \frac{9\pi}{2} + 10.5625] = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [4x10^{-6}(\sqrt{\omega_c})^{9.8} - 2.46x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} + 0.004(\sqrt{\omega_c})^{5.8}] + \\
& [44.89x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} - 0.2077(\sqrt{\omega_c})^{5.8}] + [0.378225(\sqrt{\omega_c})^{5.8} + \\
& 1.23(\sqrt{\omega_c})^{3.8}] + [2.4025(\sqrt{\omega_c})^{3.8}] + [(\sqrt{\omega_c})^{1.8}] - [0.2025(\sqrt{\omega_c})^{1.8} + \\
& 2.8364(\sqrt{\omega_c})^{0.9} + 10.5625] = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [4x10^{-6}(\sqrt{\omega_c})^{9.8} - 2.46x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} + 0.004(\sqrt{\omega_c})^{5.8}] + \\
& [44.89x10^{-4}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} - 0.2077(\sqrt{\omega_c})^{5.8}] + [0.378225(\sqrt{\omega_c})^{5.8} + \\
& 1.23(\sqrt{\omega_c})^{3.8}] + [2.4025(\sqrt{\omega_c})^{3.8}] + [(\sqrt{\omega_c})^{1.8}] - [0.2025(\sqrt{\omega_c})^{1.8} + \\
& 2.8364(\sqrt{\omega_c})^{0.9} + 10.5625] = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [4x10^{-6}(\sqrt{\omega_c})^{9.8} + 2.029x10^{-3}(\sqrt{\omega_c})^{7.8} + 0.174525(\sqrt{\omega_c})^{5.8}] + \\
& [3.6325(\sqrt{\omega_c})^{3.8}] + [0.7975(\sqrt{\omega_c})^{1.8}] - [2.8364(\sqrt{\omega_c})^{0.9} + 10.5625] = 0
\end{aligned}$$

$\sqrt[10]{\omega_c} = \omega'_c$ şeklinde ifade edilirse;

$$\begin{aligned}
W(\omega^2) = & [4x10^{-6}(\omega'_c)^{98}] + [2.029x10^{-3}(\omega'_c)^{78}] + [0.174525(\omega'_c)^{58}] + \\
& [3.6325(\omega'_c)^{38}] + [0.7975(\omega'_c)^{18}] - [2.8364(\omega'_c)^9 + 10.5625] = 0
\end{aligned}$$

ÖZ GEÇMİŞ

Kamer GÖKBULUT 23.08.1990 tarihinde Adana’da doğdu. İlk, orta ve lise öğretimini Adana’da tamamladı. 2009 yılında girdiği Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden Haziran 2014’de mezun oldu. 2015 yılında Anadolu Üniversitesi İşletme Bölümüne başladı. 2015-2016 yılları arası Sistem Yapı Denetimde çalıştı. Ağustos 2016’ de Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde yüksek lisans öğrenimine başladı. Bu tarihten itibaren Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde yüksek lisans eğitimine devam etmektedir.

TEZ KAPSAMINDA ÜRETİLEN ESERLER

Bu tez çalışmasından 1 (bir) adet ulusal bildiri üretilmiştir. Bu üretilen çalışma aşağıda sunulmuştur.

Gökbulut, K., Sönmez, Ş., and Ayasun, S., “Kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılık analizi” *Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı*, Bursa, 30 Kasım-1 Aralık, 2018.

