



## Gain and phase margin based stability analysis of time delayed single area load frequency control system with fractional order PI controller

Saffet Ayasun\*<sup>ID</sup>, Şahin Sönmez<sup>ID</sup>

Department of Electrical and Electronics Engineering, Niğde Ömer Halisdemir University, Niğde, 51240, Turkey

### Highlights:

- Gain and phase margins based time delay computation of load frequency control systems with fractional order
- Stability analysis of load frequency control systems with fractional order considering gain and phase margins
- Verification of theoretical results using QPMR algorithm

### Keywords:

- Load frequency control systems
- Communication time delay
- Direct method
- Gain and phase margins

### Article Info:

Research Article  
Received: 14.06.2017  
Accepted: 12.06.2017

### DOI:

10.17341/gazimmfd.460492

### Correspondence:

Author: Saffet Ayasun  
e-mail: sayasun@ohu.edu.tr  
phone: +90 388 225 2301

### Graphical/Tabular Abstract

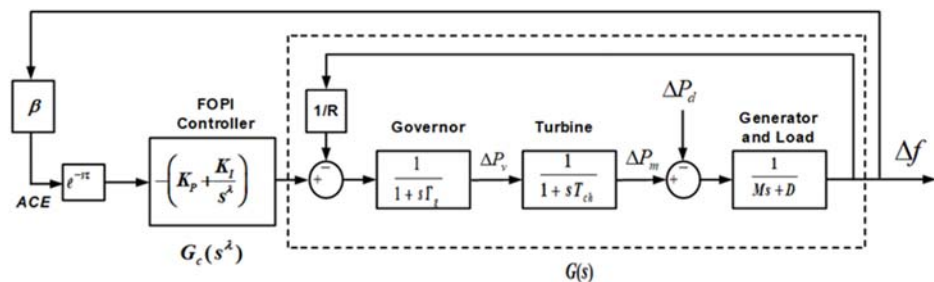


Figure A. Time-delayed single area LFC system with FOPI Controller

**Purpose:** The purpose of this paper is to investigate gain-phase margins (GPMs) based stability of a time-delayed single-area load frequency control (LFC) system with fractional order proportional–integral (FOPI) controller and to compute stability delay margins for a wide range of FOPI controller gains.

### Theory and Methods:

A gain-phase margin tester is introduced to the time-delayed single-area LFC system with FOPI controller as to take into GPMs in delay margin computation. A frequency-domain analytical method is proposed to determine the imaginary axis crossing of roots of the characteristic equation and the corresponding stability delay margin. The method first transforms the characteristic polynomial of the LFC system with transcendental terms into a regular polynomial to determine all possible purely complex roots of the characteristic equation for a finite positive time delay. Then, it develops an analytical expression that enables us to compute stability delay margins.

### Results:

For a wide range of FOPI controller gains, fractional order and GPMs, time delay values for which the LFC system is both stable and has desired stability margin measured by GPMs are computed. The accuracy of complex roots and delay margins are verified by using an independent algorithm, the quasi-polynomial mapping-based root finder (QPmR) algorithm and time-domain simulations, respectively. Results reveal the fact that the fractional order of the integral controller should be lower than one in order to increase stability delay margin results. Moreover, results also indicate that delay margins based on only the stability cause poor dynamic performance with undesirable oscillations in the frequency and stability delay margins decrease as gain and/or phase margins increase.

### Conclusion:

Simulation studies indicate that delay margins must be determined by considering GPMs to have a better dynamic performance in term of fast damping of oscillations, less overshoot and shorter settling time and the fractional order of the integral controller should be less than one to improve the stability of the time-delayed single-area LFC system with FOPI controller.



## Kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölgesel yük frekans kontrol sisteminin kazanç ve faz payı tabanlı kararlılık analizi

Şahin Sönmez\*<sup>ID</sup>, Saffet Ayasun<sup>ID</sup>

Niğde Ömer Halis Demir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Niğde, 51240, Türkiye

### Ö N E Ç İ K A N L A R

- Kesir dereceli yük frekans kontrol sistemlerinde kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikmesinin hesaplanması
- Kesir dereceli yük frekans kontrol sistemlerinde kazanç ve faz payı dikkate alarak kararlılık analizinin yapılması
- QPMR algoritması ile teorik sonuçların doğrulanması

#### Makale Bilgileri

Araştırma Makalesi  
Geliş: 14.06.2017  
Kabul: 12.06.2018

#### DOI:

10.17341/gazimmfd.460492

#### Anahtar Kelimeler:

Yük frekans kontrol sistemleri, haberleşme gecikmesi, üstel terimin yok edilmesi yöntemi, kazanç ve faz payı

#### ÖZET

Bu çalışmada, kesir dereceli oransal - integral (FOPI) denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölgesel yük frekans kontrol (YFK) sisteminin kazanç ve faz payı (GPM) tabanlı kararlılık analizi gerçekleştirilmiştir. YFK sistemlerinin kontrolünde açık haberleşme ağlarının yoğun kullanımı sistemde zaman gecikmelerinin yaşanmasına neden olmaktadır. Meydana gelen zaman gecikmesi değerlerini hesaplamak için, istenilen GPM değerleri ve FOPI denetleyicinin farklı parametre değerlerinde karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerini hesaplayan analitik bir yöntem önerilmiştir. Son olarak, Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmaları ve zaman gecikmeli sistemlerde köklerin konumu hakkında bilgi veren üstel terimli polinomların köklerini belirleme (quasi-polynomial mapping-based root finder, QPMR) algoritması yardımıyla FOPI denetleyici içeren bir bölgesel YFK sistemi için elde edilen sonuçlar doğrulanmıştır.

## Gain and phase margin based stability analysis of time delayed single area load frequency control system with fractional order PI controller

### H I G H L I G H T S

- Gain and phase margin based time delay computation of load frequency control systems with fractional order
- Stability analysis of load frequency control systems with fractional order considering gain and phase margin
- Verification of theoretical results using QPMR algorithm

#### Article Info

Research Article  
Received: 14.06.2017  
Accepted: 12.06.2018

#### DOI:

10.17341/gazimmfd.460492

#### Keywords:

Load frequency control systems, communication delay, direct method, gain and phase margins

#### ABSTRACT

The study investigates gain-phase margin (GPM) based stability analysis for a time-delayed single-area load frequency control (LFC) system with fractional order proportional-integral (FOPI) controller. The extensive usage of open communication networks in power system control causes inevitable time delays. To compute such delays, an analytical direct method determined the imaginary axis crossing of roots of the characteristic equation is proposed for desired gain and phase margins (GPMs) and a large set of FOPI controller. Finally, for time-delayed single area LFC system with FOPI controller, results obtained are verified by using the time-domain simulation studies in Matlab/Simulink and the quasi-polynomial mapping-based root finder (QPMR) algorithm which locates quasi-polynomial roots in time delay systems.

\*Sorumlu Yazar/Corresponding Author: sahinsonmez@ohu.edu.tr, sayasun@ohu.edu.tr / Tel: +90 388 225 2301

## 1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Yük frekans kontrol (YFK) sistemlerinde zaman gecikmeleri, sistemde bulunan denetleyicileri ve sistemin dinamik performansını olumsuz olarak etkilediğinden dolayı önemli bir sorun olarak görülmektedir. YFK sisteminde, nominal çalışma şartlarının sağlanması için elektriksel bilgilerin ölçülerek elde edilen verilerin merkezi kontrolöre aktarılması ve kontrol merkezinden santrallere kontrol sinyallerinin gönderilmesi gerekmektedir [1, 2]. Bu amaçla, fazör ölçüm birimleri (PMU) gibi geniş alan ölçüm sistemleri (WAMS) teknolojileri sayesinde, uzak noktalardaki veri sinyallerinin kontrol merkezlerine iletilmesi mümkündür. Veri sinyallerinin iletilmesi için, telefon hatları, fiber optik kablo hatları, enerji iletim hatları, uydu veya internet gibi çeşitli haberleşme ağları kullanılmaktadır. Ancak, PMU'lar ve haberleşme ağlarının yaygın kullanımı, sistemin dinamiğini ve kararlılığını olumsuz etkileyecek zaman gecikmelerine neden olmaktadır [3, 4]. Yük frekans kontrol sistemlerinde kullanılan haberleşme teknolojisine bağlı olarak toplam zaman gecikmesinin 5-15 s aralığında olabileceği gözlemlenmiştir [5]. Bu nedenle, zaman gecikmeleri, denetleyici parametrelerinin tasarımında ve sistemin dinamik analizinde dikkate alınmalıdır [6].

Birden fazla kontrol bölgesinden oluşan enterkonnekte bir güç sisteminde YFK sisteminin görevi, sistemde yük talebinin değişmesi durumunda veya meydana gelen herhangi bir küçük bozucu etki anında sistem frekansını önceden belirlenmiş nominal seviyede tutmak ve önceden programlanmış değerlerde bölgeler arasındaki güç akışını kontrol etmektedir [7, 8]. Bu görevlerin sağlanabilmesi için, YFK sistemlerinde oransal-integral (PI) denetleyiciler kullanılmaktadır. PI denetleyiciler, sistemin sürekli durum hatalarını sıfır yapmak ve dinamik davranışını iyileştirmek için YFK sistemleri gibi elektrik güç kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [9]. Sistem frekansı, klasik integral denetleyiciler yardımıyla sürekli durumda nominal seviyede tutulmasına rağmen iyi bir dinamik performans gösterilmesi bakımından yetersizdir [10]. Bu amaçla, güç sistemlerinde, birçok çalışmada kesirli dereceli oransal-integral (FOPI) denetleyici kullanılarak sistemin kararlılığının artırılması amaçlanmıştır [8, 10]. Ayrıca, kesirli dereceli hesaplamaların ve bilgisayar teknolojilerinin gelişmesiyle birlikte FOPI denetleyicilerin uygulama alanları da artmıştır. FOPI denetleyicilerde, klasik tam sayılı dereceli PI denetleyicilere göre kontrol sisteminin tasarımı daha esnek ve kontrol edilen orijinal sistem kesirli dereceli ise sistemin dinamikleriyle ilgili çalışma fırsatı elde edilmektedir [11-13]. Ancak, FOPI denetleyicinin YFK sistemleri veya otomatik gerilim regülatör (AVR) sistemine uygulandığı çalışmalarda [10, 14] haberleşme ağından kaynaklanan zaman gecikme değerleri kararlılık ve denetleyici tasarımında dikkate alınmamıştır. Zaman gecikmeli YFK sistemlerinde denetleyici tasarımı ve veri transferinde kullanılacak haberleşme ağ tipinin belirlenmesi için sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman

gecikme değerinin bilinmesi önemlidir [6]. Bunun için literatürde yapılan çalışmalarda, zaman gecikmeli YFK sistemlerinin denetleyici parametrelerinin herhangi bir seti için sistemin maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Literatürde, sistemin frekans düzleminde doğrudan ve zaman düzleminde dolaylı olarak maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasını sağlayan iki ayrı grup yöntem kullanılmaktadır. Frekans düzlemindeki yöntemler, sistemin karakteristik denkleminin ait sanal eksen üzerindeki kompleks kökleri hesaplayarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini elde etmeye yöneliktir. Schur-Cohn yöntemi [15], üstel terimlerin yok edilmesine dayalı direkt metod [16] ve Rekasius yerine koyma yöntemi [17, 18] güç sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizine uygulanan frekans düzlemindeki yöntemler arasındadır. Bu yöntemlerden, Schur-Chon yöntemi otomatik üretim kontrol sistemleri için maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında [3], üstel terimin yok edilmesine dayalı olan direkt metod zaman gecikmesi içeren iki bölge YFK sisteminin kararlılık analizinde [19] ve Rekasius yerine koyma yöntemi zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminde PI denetleyicinin farklı parametre değerleri için maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında [20] etkin olarak kullanılmıştır. Ayrıca, Lyapunov kararlılık teorisine ve doğrusal matris eşitsizlikleri tekniğine dayalı zaman düzlemindeki yöntemler de YFK sistemlerinin maksimum zaman gecikmesi hesabında başarılı olarak kullanılmıştır [4, 21]. Yukarıda bahsedilen çalışmalarda, YFK sistemlerinin klasik PI denetleyici içermesi durumunda bahsedilen yöntemler uygulanmıştır. Ancak, kesirli dereceli sistemlerde maksimum zaman gecikmesinin hesabı daha karmaşık ve zor olabilmektedir. Bu zorluğun üstesinden gelmek için, [22-24] kesirli dereceli sistem bir dönüşüm eşitliği yardımıyla tam sayılı dereceli klasik bir polinoma dönüştürülür. Klasik bir polinoma dönüşüm yapıldıktan sonra, üstel terimin yok edilmesi yöntemi [16] ve Rekasius yerine koyma yöntemleri [17, 18] yardımıyla sistemin maksimum zaman gecikmesi hesaplanabilir. Bu çalışmanın birinci önemli katkısı, FOPI denetleyici içeren bir bölge YFK sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasına imkan veren analitik bir yöntemin [25] uygulanmasıdır.

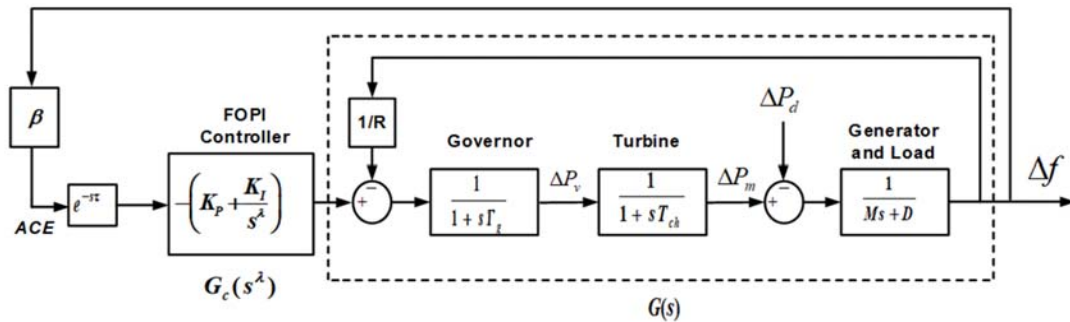
Hem frekans düzleminde hem de zaman düzlemindeki yöntemler kullanılarak FOPI denetleyicinin farklı kazanç değerleri için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması ve sistemin sınırdaki kararlı olduğu durumlarda kararlılık analizlerinin yapılması sistemin pratik çalışması dikkate alındığında yetersiz kalmaktadır. Ayrıca, kararlılık sınırında olan YFK sisteminde frekansta sürekli devam eden ve sönümlenmeyen salınımlar meydana geldiğinden dolayı, sistemde meydana gelen herhangi bir küçük bozucu etki sonrasında sistemin kararsız olmasına neden olabilir. Bu yüzden, sistemin istenilen dinamik performansı sağlayacağı kazanç ve faz payı (GPM) gibi diğer tasarım parametrelerinin de eklenerek zaman gecikmesinin hesaplanması yapılabilir. [26]'da kontrol sisteminin ileri transfer yönüne kazanç – faz payı test

edici (Gain-phase margin tester, GPMT) içeren basit bir yöntem, değişken parametrelili zaman gecikmeli kontrol sisteminin kazanç ve faz paylarını incelemek için sunulmuştur. Benzer şekilde bu çalışmada da, zaman gecikmeli YFK sistem modelinin ileri transfer yönüne “sanal kompanzator” olarak GPMT eklenmiştir. [27]’de yapılan tam sayı dereceli klasik PI denetleyici içeren mikro şebekelerde frekans kontrolü ile ilgili çalışmada GPMT ilave edilmiş olan zaman gecikmeli sisteminin GPM tabanlı olarak üstel teriminin yok edilmesi yöntemi yardımıyla maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Bu çalışmanın ikinci önemli katkısı, FOPI denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin farklı kesir derecesi ve denetleyici parametre değerleri için üstel teriminin yok edilmesi yöntemi yardımıyla maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasıdır. FOPI denetleyiciden dolayı YFK sisteminin karakteristik denklemi kesir dereceli olmaktadır. Bu yüzden, üstel teriminin yok edilmesi yönteminin daha kolay uygulanabilmesi için [23]’de verilen dönüşüm eşitlikleri yardımıyla sistemin karakteristik denklemi klasik bir polinom haline getirilmiştir. Ayrıca, sisteme pratik anlam katabilmek için GPMT eklenmiş olan YFK sisteminin istenilen GPM parametrelerine karşılık gelen gecikme payı önerilen yöntem kullanılarak hesaplanmıştır. Bu amaçla, istenilen GPM değerlerinde sistemin iyi bir dinamik performans sağlaması için bir gecikme payı sınırı belirlenmiştir. Elde edilen teorik maksimum zaman gecikmelerinin doğruluğu QPMR algoritması [28, 29] ve zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmaları [30] ile gösterilmiştir. Zaman gecikmeli sistemlerde köklerin konumu hakkında bilgi veren ve üstel terimli polinomların köklerini hesaplayan QPMR algoritması, kompleks düzlemde sınırlı bir bölge içerisinde zaman gecikmesi içeren karakteristik denklemin tüm köklerinin reel ve sanal bileşenlerini belirlemektedir. Hesaplanan GPMs tabanlı maksimum zaman gecikme değerlerinin QPMR algoritması ile doğrulanması bu çalışmanın üçüncü önemli katkısıdır. Bu noktada, bu çalışma ile [31] nolu referansta verilen önceki çalışmamızın, kullanılan PI denetleyici, kararlılık analizinde kullanılan yöntem ve elde edilen sonuçlar açısından kıyaslanması faydalı olacaktır. Öncelikle, her iki çalışmada da bir bölge YFK sisteminin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi yapılmış ve GPM’nin maksimum zaman gecikmesine etkisi incelenmiştir. İki çalışma arasındaki

birinci temel fark kullanılan PI denetleyicidir. [31] nolu çalışmada, klasik tam sayı dereceli PI denetleyici kullanılarak seçilen GPM ve PI denetleyici kazançları için maksimum zaman gecikme değerleri, [16] nolu referansta verilen üstel teriminin yok edilmesi yöntemi ile hesaplanmıştır. Önerilen bu çalışmada ise kesirli dereceli PI (FOPI) denetleyici kullanılmış ve [23] nolu referansta verilen analitik yöntem kullanılarak integral denetleyicinin farklı kesir dereceleri için maksimum zaman gecikme değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. [23] nolu referansta verilen yöntem, üstel terim içeren kesirli dereceli polinomların hangi zaman gecikme değerinde sanal eksen üzerinde köklerinin olacağını belirleyen, [16] nolu referansta verilen yöntemin daha gelişmiş biçimidir. Bu çalışmadaki temel amaç, FOPI denetleyici kesir derecesinin sistemin maksimum zaman gecikmesine olan etkisini araştırmak ve bulunan teorik sonuçları, hem zaman düzlemindeki benzetim çalışmaları ve hem de QPMR algoritması kullanarak doğrulamaktır. [31] nolu çalışmada QPMR algoritması kullanılmamıştır. Elde edilen maksimum zaman gecikme sonuçlarının, FOPI denetleyicinin kesir derecesi birden küçük olduğunda ( $\lambda < 1$ ), [31] nolu referansta  $\lambda = 1$  için elde edilen sonuçlardan daha büyük ve  $\lambda > 1$  olduğunda ise daha küçük olduğu görülmüştür. Bu sonuçlar, zaman gecikmeli YFK sisteminde FOPI denetleyici kullanılması durumunda, sistemin kararlılığını artırmak için, kesir derecesinin birden küçük seçilmesi gerektiği sonucunu ortaya çıkarmıştır. Bu çalışmanın 2. Bölümünde GPMT eklenen FOPI denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin modeline yer verilmiştir. 3. Bölümde sistemdeki zaman gecikmesinin hesaplanması için önerilen yöntem ayrıntılı olarak verilmiştir. 4. Bölümde ise, önerilen yöntem bir bölge YFK kontrol sistemine uygulanarak FOPI denetleyicinin ve kesir derecesinin farklı değerleri için maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmış ve zaman düzleminde yapılan benzetim çalışma sonuçları verilmiştir. Son olarak, 5. Bölümde sonuç ve öneriler sunulmuştur.

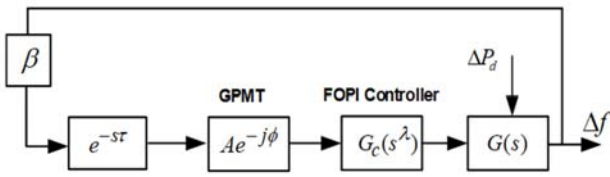
## 2. FOPI DENETLEYİCİ İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ BİR BÖLGE YFK SİSTEMİ (TIME- DELAYED SINGLE AREA LFC SYSTEM with FOPI CONTROLLER)

FOPI içeren zaman gecikmeli bir bölge YFK sistemi Şekil 1’de gösterilmiştir. Şekil 1’de,  $M$ ,  $D$ ,  $T_g$ ,  $T_{ch}$ ,  $R$  ve  $\beta$  sırası ile



Şekil 1. FOPI denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin modeli (Time-delayed single area LFC system with FOPI Controller)

jeneratör eylemsizlik momenti, jeneratör sönüm katsayısı, devir sayısı regülatörü ve türbin zaman sabitleri, hız regülasyon yüzdesi ya da düşüşünü ve frekans yönelim faktörünü ifade etmektedir. Ayrıca,  $K_p$ ,  $K_I$  ve  $\lambda$ , FOPI denetleyici kazanç değerlerini ve integral denetleyicinin kesir değerini göstermektedir. Dikkat edilecek olunursa,  $\lambda < 1$  ve  $\lambda > 1$  olması durumunda kesir dereceli PI denetleyici,  $\lambda = 1$  olması durumunda ise klasik tam sayı dereceli PI denetleyici elde edilmektedir. Analizleri basitleştirmek için, kontrol merkezi ile santral arasında, kontrol sinyalinin transferinden kaynaklanan zaman gecikmesi, alan kontrol hatası (ACE) sinyalinin iletilmesinde ortaya çıkan zaman gecikme miktarı ile toplanıp tek bir zaman gecikmesi olarak ifade edilmiş ve Şekil 1’de  $e^{-s\tau}$  ile gösterilmiştir. Kesir dereceli YFK sisteminin karakteristik denklemi, Eş. 1’de verilmiştir.



**Şekil 2.** GPMT eklenmiş FOPI denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sistemi blok diyagramı (GPMT added time-delayed single area LFC system with FOPI Controller)

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

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

Burada, karakteristik denklemin katsayıları sistem parametreleri cinsinden verilmiştir.

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

$$p_2 = MR + RDT_{ch} + RDT_g, \quad p_1 = RD + 1,$$

$$q_1 = \beta RK_p, \quad q_0 = \beta RK_I$$

Şekil 2’de, GPMT eklenmiş olan FOPI denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sisteminin blok diyagramı görülmektedir. Şekil 2’de,  $A$  ve  $\phi$  kazanç ve faz paylarını ifade etmektedir. GPMT eklenen YFK sisteminin karakteristik denklemi ve katsayıları Eş. 2’de verildiği gibi düzenlenebilir.

$$\Delta(s^\lambda, \tau') = P(s, \lambda) + Q(s, \lambda)e^{-s\tau} A e^{-j\phi} = 0$$

$$= p_4s^{3+\lambda} + p_3s^{2+\lambda} + p_2s^{1+\lambda} + p_1s^\lambda + (q_1s^\lambda + q_0)e^{-s\tau} A e^{-j\phi} = 0 \quad (2)$$

$$= P'(s, \lambda) + Q'(s, \lambda)e^{-s\tau_{GPM}} = 0$$

Burada

$$P(s, \lambda) = P'(s, \lambda) = p_4s^{3+\lambda} + p_3s^{2+\lambda} + p_2s^{1+\lambda} + p_1s^\lambda$$

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

$$p_2 = MR + RDT_{ch} + RDT_g, \quad p_1 = RD + 1 \quad (3)$$

$$Q'(s, \lambda) = Aq_1s^\lambda + Aq_0 = q'_1s^\lambda + q'_0$$

$$q'_1 = A\beta RK_p, \quad q'_0 = A\beta RK_I$$

Dikkat edilecek olunursa, Eş. 2’de  $e^{-s\tau}$  zaman gecikmesi ifadesi  $e^{-s\tau_{GPM}}$  olarak değiştirilmiştir. Sistemin maksimum zaman gecikmesi değerinde sanal eksen kesen kökü  $s = j\omega_c$  olmak üzere  $e^{-s\tau_{GPM}}$  ifadesi,  $e^{-j\phi}$  faz payı ve  $e^{-s\tau}$  üstel terimin toplamı olarak Eş. 4’de verilmiştir.

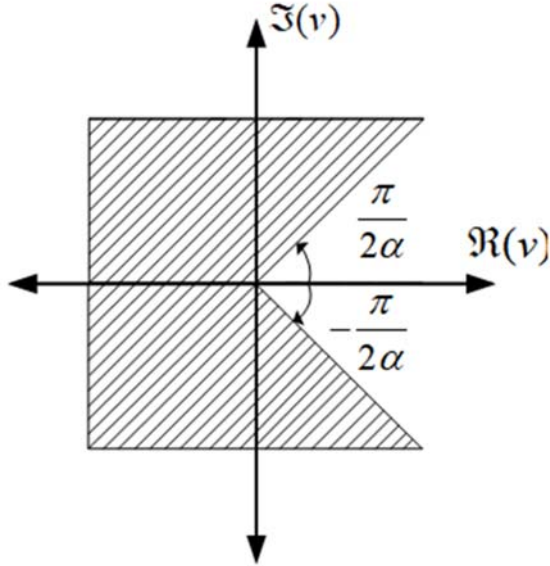
$$\tau_{GPM} = \tau + \frac{\phi}{\omega_c} \quad (4)$$

Pratik kontrol sistemlerinde, GPMT blok diyagramı bulunmamaktadır. Sadece sistemin istenilen GPM değerlerinde dinamik performansının analiz edilebilmesi için sanal bir ifade olarak kontrol sistem modeline eklenmektedir [26]. Eş. 2’de, GPMT sisteme sonradan eklenen bir ifade olduğu için  $A=1$  ve  $\phi=0^0$  seçildiğinde, sistemde kazanç ve faz payının etkisinin olmadığı orijinal karakteristik denklem, Eş. 1 elde edilir. GPM bakımından Eş. 2 incelendiğinde, üç farklı durum görülebilir: a)  $A=1$  olduğunda, sadece faz payının ( $\phi$ ) etkisi görülmektedir. b)  $\phi=0^0$  olduğunda, karakteristik denklem sadece kazanç payı dikkate alınarak incelenebilir. c) sistemde hem kazanç hem de faz payı birlikte değiştirilerek her iki parametrenin de sistem üzerindeki etkisi incelenebilir.

### 3. FOPI DENETLEYİCİ İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ BİR BÖLGEYİ YFK SİSTEMİNDE GPM TABANLI ZAMAN GECİKMESİNİN HESAPLANMASI (COMPUTATION of GPM BASED DELAY MARGIN of TIME-DELAYED SINGLE AREA LFC SYSTEM with FOPI CONTROLLER)

Bu bölümde, Şekil 2’de GPMT eklenmiş olan bir bölgeyi YFK sisteminin karakteristik denkleminin sanal eksen üzerindeki köklerine karşılık gelen zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanması için kullanılan yöntem ayrıntılı olarak verilmiştir. Şekil 2’de GPMT eklenmiş olan sistemin sanal eksen kesen kökleri ( $s = \pm j\omega_c$ ) ise bu köklere karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri  $\tau_{GPM}$  olarak belirtilmiştir. İstenilen kazanç ve faz payını sağlayan zaman gecikmesi değerleri ise  $\tau$  olarak belirtilmiştir. Şekil 2’de verilen sistemin kararlılığı, Eş. 2’de verilen karakteristik polinomun köklerinin konumu ile incelenebilir. Bir sistemin asimptotik kararlılığı için, tüm köklerinin herhangi bir zaman gecikmesi değeri için sanal eksenin sol yarı düzleminde olması gerekmektedir. Eş. 2’de bulunan üstel terimden dolayı zaman gecikmeli bir bölgeyi YFK sistemi sonsuz adet köke sahiptir ve sonsuz adet kökün hesaplanması oldukça zor bir problemdir. Ancak, Eş. 2’de verilen karakteristik denklem

sanal eksen üzerinde köklere sahipse, bu köklerin hesaplanması daha kolay olmaktadır. Bu sayede, sistemin maksimum zaman gecikmesi hesaplanabilir.  $\Delta(j\omega_c, \tau_{GPM}) = 0$ ,  $\tau_{GPM}$ 'in bazı sonlu değerleri için  $s = j\omega_c$ 'de sanal eksen üzerinde bir köke sahip olduğu düşünülürse, köklerin kompleks eşlenik özelliğinden dolayı  $\Delta(-j\omega_c, \tau_{GPM}) = 0$  denklemi  $\tau_{GPM}$ 'nin aynı sonlu değeri için  $s = -j\omega_c$  köküne sahip olacaktır. Böylece, maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması problemi, hem  $\Delta(j\omega_c, \tau_{GPM}) = 0$  hem de  $\Delta(-j\omega_c, \tau_{GPM}) = 0$  denklemleri kullanılarak  $\tau_{GPM}$  değerini hesaplamaya indirgenebilir [16, 19]. Bu amaçla, zaman gecikmesi içeren kesir dereceli karakteristik denklemlerin zaman gecikmesinin hesaplanması aşağıdaki gibi yapılabilir [24]. Eş. 2 ile verilen  $\Delta(s^a, \tau_{GPM}) = 0$  karakteristik denklemi [23] tarafından önerilen uygun bir dönüşüm eşitliğinin kullanılması için  $\Delta(\sqrt[a]{s}, \tau_{GPM}) = 0$  olarak ve  $\Delta(s^a, \tau_{GPM}) = 0$  karakteristik denkleminin  $s = j\omega_c$ 'de bir çözümü varsa,  $s = -j\omega_c$  kompleks eşlenik kökü için de  $\Delta(\sqrt[a]{-s}, \tau_{GPM}) = 0$  eşitliği Eş. 5 ile yazılabilir.



**Şekil 3.** Kesir dereceli sistemin  $v$  düzleminde kararlılık bölgesi (Stability region of fraction order system in  $v$  plane)

$$\begin{aligned} \Delta(\sqrt[a]{s}, \tau_{GPM}) &= P'(\sqrt[a]{s}) + Q'(\sqrt[a]{s})e^{-s\tau_{GPM}} = 0 \\ \Delta(\sqrt[a]{-s}, \tau_{GPM}) &= P'(\sqrt[a]{-s}) + Q'(\sqrt[a]{-s})e^{s\tau_{GPM}} = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

Eş. 5’de elde edilen  $\Delta(\sqrt[a]{s}, \tau_{GPM})=0$  karakteristik denklemin sanal eksen kesen köklerinin hesaplanması için daha basit bir form olarak  $v = \sqrt[a]{s}$  değişkeni kullanılırsa, sistemin kararlılığının incelenmesi için pratiksel bir dönüşüm elde edilir. Bu dönüşüme göre, Şekil 3’de verilen  $v$  düzlemini tanımlayan kararlılık bölgesi Eş. 6’da ve sistemin yeni karakteristik polinomu Eş. 7’de verilmiştir [23].

$$|\angle v| \leq \frac{\pi}{2a}, \quad v \in \mathfrak{R} \quad (6)$$

$$\Delta(v, \tau_{GPM}) = P'(v) + Q'(v)e^{-v^a\tau_{GPM}} = 0 \quad (7)$$

Eş. 7,  $\bar{v}$  eşlenik ifadesine göre Eş. 8 ile verilmiştir.

$$\Delta(\bar{v}, \tau_{GPM}) = P'(\bar{v}) + Q'(\bar{v})e^{v^a\tau_{GPM}} = 0 \quad (8)$$

$\tau_{GPM} \in R^+$  için,  $s = \pm j\omega_c$  veya  $s = \omega_c e^{\pm j\pi/2}$  Eş. 5’in kompleks kökleridir. Yapılan dönüşüm işlemi sonucunda Eş. 5’in kökleri aşağıdaki gibi elde edilir, (Eş. 9), [23].

$$v = \sqrt[a]{s} = \sqrt[a]{\omega_c} e^{\pm j\pi/2a} \quad (9)$$

Üstel terimlerin eliminasyonu için Eş. 7 ve 8 kullanılarak üstel terim içermeyen Eş. 10 elde edilir.

$$W(v) = P'(\bar{v})P'(v) - Q'(v)Q'(\bar{v}) = 0 \quad (10)$$

$s = j\omega_c$ 'de Eş. 5’in çözümü varsa, Eş. 10 için de bir çözüm oluşturur. Eş. 10’da  $\bar{v} = (e^{-j\pi/a})v$  ve  $v = \sqrt[a]{\omega_c} e^{j\pi/2a}$  yerlerine yazılırsa,  $\omega$ 'ya bağlı Eş. 11 elde edilir [23].

$$\begin{aligned} W(\omega) &= \left( P'(e^{-j\pi/a}v)P'(v) - Q'(v)Q'(e^{-j\pi/a}v) \right) \\ &\Big|_{v=\sqrt[a]{\omega_c} e^{j\pi/2a}} \end{aligned} \quad (11)$$

Dikkat edilecek olunursa, üstel terimin yok edilmesi yönteminin herhangi bir yaklaşıklık içermeden Eş. 5’deki üstel terimin yok edildiği Eş. 11’den görülmektedir. Böylece, Eş. 11’in  $\omega_c > 0$  olan pozitif reel kökü Eş. 5’in sanal eksen üzerindeki köküne  $s = \pm j\omega_c$ 'ye eşittir. Eş. 11’in çözümünde elde edilen köklere göre aşağıda verilen sonuçlar ortaya çıkabilir [23].

- Eş. 11 ile verilen polinomun  $\tau_{GPM} \geq 0$  olan tüm sonlu değerleri için hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Eş. 5’de verilen GPMT eklenmiş olan bir bölgeyi YFK sisteminin sanal eksen üzerinde herhangi bir kökünün mevcut olmadığını ve sistemin Eş. 5 ile verilen karakteristik denklemdeki tüm köklerin sanal eksenin sol yarı düzleminde olduğunu göstermektedir. Bu durumda, zaman gecikmesi, sistemin kararlılığını etkilememekte ve sistem zaman gecikmesinin tüm  $\tau_{GPM} \geq 0$  sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olmaktadır.
- Eş. 11’in en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bunun anlamı, Eş. 5’de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift karmaşık eşlenik  $s = \pm j\omega_c$  kökünün var olduğudur. Bu durumda, GPMT eklenmiş olan bir bölgeyi YFK sisteminin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, maksimum zaman gecikmesi  $\tau_{GPM}$  değerinde sınırdaki kararlı olmaktadır.

Eş. 11'in çözümünden elde edilen pozitif reel  $\omega_c$  değerleri kullanılarak sistemin kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri Eş. 12 kullanılarak hesaplanır [23].

$$\tau_{GPM} = \frac{1}{v^{10}} \tan^{-1} \left( \frac{\Im \left[ \frac{P'(v)}{Q'(v)} \right]}{\Re \left[ -\frac{P'(v)}{Q'(v)} \right]} \right) \quad (12)$$

$$v = \sqrt[10]{\omega_c e^{j\pi/2a} + \frac{2k\pi}{\omega_c}}; \quad k \in \mathbb{R}^+$$

Eş. 11 ile verilen yeni karakteristik polinomun tüm  $\tau_{GPM} \in \mathbb{R}^+$  için pozitif reel kökleri sonlu sayıda olmalıdır. Bu reel köklerin seti Eş. 13'de verilmiştir.

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cq}\} \quad (13)$$

Her bir pozitif reel kök için  $\omega_{cm}, m = 1, 2, \dots, q, \tau_{GPM}$  zaman gecikmesi değeri Eş. 13 ile hesaplanabilir.  $\tau_{GPM}$  değerleri sonsuz sayıda zaman gecikmelerinin bir setini oluşturur.

$$\{\tau_{GPMm}\} = \{\tau_{GPMm1}, \tau_{GPMm2}, \dots, \tau_{GPMm,\infty}\}, m = 1, 2, \dots, q \quad (14)$$

Burada  $\tau_{GPMm,r+1} - \tau_{GPMm,r} = 2\pi/\omega_c$  tekrarlama periyodunu göstermektedir. Sonuç olarak, GPMT içeren kontrol sisteminin maksimum zaman gecikme değeri Eş. 15'de verilen zaman gecikme setindeki minimum değerdir ( $\tau_{GPMm}, m=1, 2, \dots, q$ ).

$$\tau_{GPM} = \min(\tau_{GPMm}) \quad (15)$$

GPMT içeren zaman gecikmeli kontrol sisteminin maksimum zaman gecikme değeri hesaplandıktan sonra orijinal kontrol sisteminin istenilen kazanç ve faz payına sahip olacağı zaman gecikmesi değeri Eş. 16 ile basitçe hesaplanabilir.

$$\tau = \tau_{GPM} - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (16)$$

Burada,  $\phi$  istenilen faz payıdır ve  $\omega_c$  sanal eksen kesen pozitif reel kökü göstermektedir.

#### 4. SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR (RESULTS AND DISCUSSIONS)

Bu bölümde, Bölüm 3'de verilen yöntem kullanılarak, YFK sisteminin istenilen GPM değerlerindeki ve FOPI denetleyicinin farklı kazanç ve kesir derecesi değerlerinde sistemin diğer parametreleri sabit tutularak zaman gecikmesi

değerleri belirlenmiştir. Ayrıca, herhangi bir zaman gecikmeli sistemin karakteristik denkleminin kompleks düzlem üzerinde kutuplarının ve sıfırlarının konumunu belirleyen nümerik bir yöntem olan QPMR algoritması sayesinde önerilen yöntemin ve elde edilen sonuçların doğruluğu gösterilmiştir. Bölüm 3'de verilen denklemler aşağıda adım adım uygulanarak zaman gecikmesinin hesaplanması verilmiştir.

1. Adım : Şekil 2'de verilen sistemin Tablo 1'deki parametreleri Eş. 2'de yerlerine yazılarak kesir derecesi içeren zaman gecikmeli sistemin karakteristik denklemi elde edilmiştir.

$$\Delta(s^\lambda, \tau_{GPM}) = 0.015s^{3+0.9} + 0.2015s^{2+0.9} + 0.52s^{1+0.9} + 1.05s^{0.9} + (0.42s^{0.9} + 0.42)e^{-s\tau_{GPM}} = 0 \quad (17)$$

Burada  $\tau_{GPM}$ , Eş. 4'de ifade edildiği gibi  $s = j\omega_c$  olmak üzere  $\phi=20^\circ=0.3491rad$  değerinde faz payının da etkisi dikkate alınarak sistemin zaman gecikmesi değeriyle toplam ifadesini göstermektedir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tau_{GPM} = \tau + \frac{0.3491}{\omega_c} \quad (18)$$

2. Adım : 1. Adımda Eş. 17 ile elde edilen karakteristik denklemi, Eş. 5'deki gibi ifade etmek için  $\Delta(\sqrt[10]{s}, \tau_{GPM}) = \Delta(\sqrt[10]{s}, \tau_{GPM}) = 0$  olarak aşağıdaki gibi düzenlenmiştir.

$$\Delta(\sqrt[10]{s}, \tau_{GPM}) = 0.015(\sqrt[10]{s})^{39} + 0.2015(\sqrt[10]{s})^{29} + 0.52(\sqrt[10]{s})^{19} + 1.05(\sqrt[10]{s})^9 + (0.42(\sqrt[10]{s})^9 + 0.42)e^{-s\tau_{GPM}} = 0 \quad (19)$$

Aynı işlemi yukarıda Eş. 19 ile verilen karakteristik denklemin  $s = -j\omega_c$  kompleks eşlenik kökü için de  $\Delta(\sqrt[10]{-s}, \tau_{GPM}) = \Delta(\sqrt[10]{-s}, \tau_{GPM}) = 0$  olarak yazmak mümkündür.

$$\Delta(\sqrt[10]{-s}, \tau_{GPM}) = 0.015(\sqrt[10]{-s})^{39} + 0.2015(\sqrt[10]{-s})^{29} + 0.52(\sqrt[10]{-s})^{19} + 1.05(\sqrt[10]{-s})^9 + (0.42(\sqrt[10]{-s})^9 + 0.42)e^{s\tau_{GPM}} = 0 \quad (20)$$

3. Adım : 2.Adımda elde edilen yeni karakteristik denklemi çözebilmek için Eş. 7'de olduğu gibi  $v = \sqrt[10]{s}$  şeklinde bir dönüşüm eşitliği kullanılmıştır. Ayrıca,  $\bar{v} = \sqrt[10]{-s}$  olan kompleks eşlenik için de bu dönüşüm işlemi yapılmıştır.

**Tablo 1.** Sistem parametreleri (System parameters) [19, 21]

$T_{ch}$	$T_g$	$R$	$D$	$\beta$	$M$	$K_P$	$K_I$	$\lambda$	$A$	$\phi$
0,3	0,1	0,05	1,0	21	10	0,4	0,4	0,9	1	20°

$$\Delta(v, \tau_{GPM}) = 0.015(v)^{39} + 0.2015(v)^{29} + 0.52(v)^{19} + 1.05(v)^9 + (0.42(v)^9 + 0.42)e^{-v^{10}\tau_{GPM}} = 0 \quad (21)$$

$$\Delta(\bar{v}, \tau_{GPM}) = 0.015(\bar{v})^{39} + 0.2015(\bar{v})^{29} + 0.52(\bar{v})^{19} + 1.05(\bar{v})^9 + (0.42(\bar{v})^9 + 0.42)e^{\bar{v}^{10}\tau_{GPM}} = 0 \quad (22)$$

4. Adım : 3. Adımda Eş. 21 ve 22 ile elde edilen  $\Delta(v, \tau_{GPM})=0$  ve  $\Delta(\bar{v}, \tau_{GPM})=0$  denklemleri yardımıyla aşağıda verildiği gibi üstel terimin yok edilmesi sağlanmıştır.

$$\begin{aligned} W(v) &= P'(v)P'(v) - Q'(v)Q'(\bar{v}) \\ &= (2.25 \times 10^{-4} e^{-j39\pi/10})v^{78} + (0.0406 e^{-j29\pi/10} + 0.0078 e^{-j39\pi/10} + 0.0078 e^{-j19\pi/10})v^{58} + \\ & (0.2704 e^{-j19\pi/10} + 0.2116 e^{-j9\pi/10} + 0.2116 e^{-j29\pi/10})v^{38} + (1.1025 e^{-j9\pi/10} - 0.1764 e^{-j9\pi/10})v^{18} + (0.1764 + 0.1764 e^{-j9\pi/10})v^9 + (-0.1764) = 0 \end{aligned} \quad (23)$$

5. Adım : Eş. 11 kullanılarak 4. Adımda Eş. 23 ile verilen ifadede  $v = \sqrt[10]{\omega_c} e^{j\pi/20} = \omega'_c e^{j\pi/20}$  ( $\omega'_c = \sqrt[10]{\omega_c}$  olmak üzere) işlemi yapılırsa aşağıda verilen denklem elde edilebilir.

$$W(\omega'_c) = 0.000225 \omega'_c{}^{78} + 0.025 \omega'_c{}^{58} - 0.1528 \omega'_c{}^{38} + 0.9261 \omega'_c{}^{18} - 0.0552 \omega'_c{}^9 - 0.1764 = 0 \quad (24)$$

Dikkat edilecek olunursa, yukarıda Eş. 24 ile verilen polinomun çözümünden 78 adet kökün hesaplandığı görülebilir. 78 adet kökten sadece  $\omega'_c = 0.9206 \text{rad/s}$  olan bir adet pozitif reel kök hesaplanmıştır.  $\omega'_c = \sqrt[10]{\omega_c}$  ilişkisi olduğundan dolayı sistemin sanal eksenini kesen kökü ise  $\omega_c = 0.4374 \text{rad/s}$  olarak hesaplanmıştır.

6. Adım : Elde edilen  $\omega_c = 0.4374 \text{rad/s}$  pozitif reel kökü Eş. 12'de kullanılarak ve  $v = \sqrt[10]{0.4374} e^{j\pi/20}$  dönüşümü yazılarak sistemdeki zaman gecikme değeri  $\tau_{GPM} = 4.3893 \text{s}$  olarak hesaplanmıştır.

$$\tau_{GPM} = \frac{1}{v^{10}} \tan^{-1} \left( \frac{\Im[(P'(v))/(Q'(v))]}{\Re[-(P'(v))/(Q'(v))]} \right) \Bigg|_{v=\sqrt[10]{\omega_c} e^{j\pi/20}} \quad (25)$$

Burada,  $P'(v)$  ve  $Q'(v)$  polinomları:

$$P'(v) = 0.015v^{39} + 0.2015v^{29} + 0.52v^{19} + 1.05v^9; \quad Q'(v) = 0.42v^9 + 0.42 \quad (26)$$

7. Adım : 6. Adımda Eş. 25 yardımıyla hesaplanan zaman gecikme değeri GPM içeren YFK sisteminin zaman gecikmesi değerleridir. İstenilen faz payına karşılık gelen zaman gecikmesi değerinin elde edilmesi için 5. Adımda hesaplanan pozitif reel kök  $\omega_c = 0.4374 \text{rad/s}$  ve 6. Adımda bu pozitif reel köke karşılık gelen zaman gecikmesi değeri kullanılarak orijinal YFK sistemin istenilen kazanç-faz

payında zaman gecikmesi değeri, faz payı  $\phi = 20^\circ = 0.3491 \text{rad/s}$  olmak üzere aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tau = 4.3893 - \frac{0.3491 \text{rad}}{0.4374 \text{rad/s}} = 3.591 \text{s} \quad (27)$$

Bu çalışmada, yukarıda verilen adımlar uygulanarak zaman gecikmeli bir bölgesel YFK sisteminde kesir dereceli denetleyici kullanılması durumunda ve istenilen GPM değerleri için kararlılık analizi gerçekleştirilmiştir. Bu bölüm için yapılan analizler, üç farklı şekilde aşağıda verildiği gibi gerçekleştirilmiştir.

İlk olarak, sistemde ( $A=1, \phi=0^\circ$ ) olduğu durumda FOPI denetleyicinin farklı kazanç değeri ve kesir derecesi değerleri için maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Bu amaçla, oransal denetleyici kazançları  $K_P=0-0,55$  ve integral denetleyici kazançları  $K_I=0,05-0,55$  aralığında seçilerek  $\lambda=0,9, \lambda=1$  ve  $\lambda=1,1$  olan üç farklı kesir derecesi değerinde yukarıda verilen adımlar uygulanmıştır. Hesaplanan gecikme değerleri,  $\lambda=0,9$  değeri için Tablo 2'de,  $\lambda=1$  değeri için Tablo 3'de ve  $\lambda=1,1$  değeri için Tablo 4'de verilmiştir. Dikkat edilecek olunursa, Tablo 3'de elde edilen sonuçlarda sistemde klasik tam sayı dereceli PI ( $\lambda=1$ ) denetleyicinin kullanıldığı görülmektedir. Klasik PI denetleyici kullanılarak elde edilen sonuçlar önceki çalışmalarımızda ayrıntılı olarak mevcuttur [19, 31]. Bu çalışmada ise,  $\lambda=0,9$  ve  $\lambda=1,1$  değerleri için elde edilen sonuçlarla  $\lambda=1$  olması durumunda elde edilen sonuçların kıyaslanması yapılmıştır.  $\lambda=0,9$  için Tablo 2 ve  $\lambda=1$  için Tablo 3 kıyaslandığında PI denetleyicinin tüm kazanç değerlerinde maksimum zaman gecikme değerlerinin  $\lambda=0,9$  durumunda  $\lambda=1$ 'e göre daha büyük olduğu görülmektedir. Bu durum,  $\lambda=0,9$  değeri için sistemin kararlılığının olumlu yönde etkilediğini göstermekte ve herhangi bir bozucu etki sonrası sistemin tolere edebileceği zaman gecikmesi değerleri oldukça büyük olmaktadır. Ancak,  $\lambda=1,1$  için Tablo 4 ve  $\lambda=1$  için Tablo 3 kıyaslandığında PI denetleyicinin tüm kazanç değerlerinde Tablo 4'de PI denetleyicinin tüm kazanç değerleri için daha düşük maksimum zaman gecikme değerleri elde edilmiştir.  $\lambda=1,1$  için hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri için sistemin kararlılığının olumsuz yönde etkilediğini söylemek mümkündür. Ayrıca, kesir dereceli denetleyicinin zaman gecikmesi değerleri üzerindeki etkisini tam anlamıyla görebilmek için  $\lambda=0,8-0,9-1$  ve  $\lambda=1-1,1-1,2$  değerleri seçilerek Şekil 4 ve 5'de grafiksel bir sonuç verilmiştir. Şekil 4 incelendiğinde  $\lambda=0,8$  değerinde,  $\lambda=0,9$  ve  $\lambda=1$  değerlerine göre daha büyük zaman gecikmelerinin elde edildiği görülmektedir. Şekil 5'de incelendiğinde ise,  $\lambda=1,2$  değerinde  $\lambda=1$  ve  $\lambda=1,1$  değerlerine göre daha küçük zaman gecikmelerinin elde edildiği görülmektedir. Şekil 4 ve 5'de verilen sonuçlara göre, sistemde  $\lambda=0,8$  ve  $\lambda=0,9$  kesirli derceye sahip PI denetleyici kullanıldığında, klasik PI denetleyiciye ( $\lambda=1$ ) göre sistemin kararlılığının arttırıldığı görülmektedir.

Çalışmanın devamında, Şekil 2'de GPMT eklenmiş olan FOPI denetleyici içeren zaman gecikmeli YFK sisteminde,



istenilen GPM için zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Bu durum için, FOPI denetleyici kazanç değerleri  $K_P=0-0,55$  ve  $K_I=0,05-0,55$  aralıklarında seçilmiştir. Ayrıca, PI denetleyicinin  $\lambda=0,9$ ,  $\lambda=1$  ve  $\lambda=1,1$  değerleri dikkate alınmıştır. İlk olarak, sistemde belirtilen her üç  $\lambda$  değeri için kazanç payının etkisini görmek için faz payı  $\phi=0^0$  değerinde sabit tutularak kazanç payı  $A=1$ ,  $A=1.5$  ve  $A=2$  seçilmiştir.  $\lambda=1$  değeri için  $A=1$ ,  $A=1.5$  ve  $A=2$ 'ye ait zaman gecikmesi değerleri Tablo 3, 5 ve 6'da,  $\lambda=0,9$  için  $A=1$ ,  $A=1.5$  ve  $A=2$ 'ye ait zaman gecikmesi değerleri Tablo 2, 7 ve 8'de,  $\lambda=1,1$  için  $A=1$ ,  $A=1.5$  ve  $A=2$ 'ye ait zaman gecikmesi değerleri Tablo 4, 9 ve 10'da gösterilmiştir. Her üç  $\lambda$  değeri için belirtilen tablolar kıyaslandığında, kazanç payı değerleri  $A=1$ ,  $A=1.5$  ve  $A=2$  olarak arttıkça zaman gecikmesi değerlerinin fark edilebilir bir şekilde azaldığı görülmektedir.

$\lambda=1$  için Tablo 3, 5 ve 6'nın kıyaslanması,  $\lambda=0,9$  için Tablo 2, 7 ve 8'in kıyaslanması,  $\lambda=1,1$  için Tablo 4, 9 ve 10'un kıyaslanması durumlarında tüm FOPI denetleyici kazanç değerleri için zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı görülmektedir. İkinci durumda,  $\lambda=0,9$ ,  $\lambda=1$  ve  $\lambda=1,1$  değerlerinde faz payının zaman gecikmesi değerleri üzerindeki etkisini incelemek için, kazanç payı  $A=1$  değerinde sabit tutularak  $\phi=0^0$ ,  $\phi=10^0$  ve  $\phi=20^0$  için zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır.  $\lambda=1$  için  $\phi=0^0$ ,  $\phi=10^0$  ve  $\phi=20^0$ 'ye ait zaman gecikmesi değerleri Tablo 3, 11 ve 12'de  $\lambda=0,9$  için  $\phi=0^0$ ,  $\phi=10^0$  ve  $\phi=20^0$ 'ye ait zaman gecikmesi değerleri Tablo 2, 13 ve 14'de,  $\lambda=1,1$  için  $\phi=0^0$ ,  $\phi=10^0$  ve  $\phi=20^0$ 'ye ait zaman gecikmesi değerleri Tablo 4, 15 ve 16'da gösterilmiştir.

Her üç  $\lambda$  değeri için belirtilen tablolar incelendiğinde  $\phi=0^0$ ,  $\phi=10^0$  ve  $\phi=20^0$  olarak faz payı arttıkça tüm FOPI denetleyici kazanç değerlerinde zaman gecikmesi değerlerinde azalma olduğu görülmektedir.  $\lambda=1$  için Tablo 3, 11 ve 12'nin kıyaslanması,  $\lambda=0,9$  için Tablo 2, 13 ve 14'ün kıyaslanması,  $\lambda=1,1$  için Tablo 4, 15 ve 16'nın kıyaslanması durumlarında tüm FOPI denetleyici kazanç değerleri için zaman gecikmesi değerlerinin azaldığı görülmektedir. Ancak, zaman gecikmesi değerleri üzerinde, kazanç payının faz payından daha etkili olduğu ve zaman gecikmesi değerlerini daha fazla düşürdüğü belirtilen tablolar incelendiğinde açıkça görülmektedir.

**Tablo 2.**  $\lambda=0,9$  ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ ) için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=0,9$ , ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ ))

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$						
0	47,706	21,811	13,710	9,812	4,234	2,782
0,05	48,586	22,218	13,970	10,001	4,320	2,842
0,1	49,304	22,550	14,181	10,154	4,389	2,889
0,2	50,216	22,971	14,448	10,347	4,474	2,944
0,4	49,593	22,679	14,258	10,204	4,389	2,865
0,55	46,394	21,191	13,301	9,500	4,027	2,571

**Tablo 3.**  $\lambda=1$  ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ ) için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1$ , ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ ))

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$						
0	30,915	15,201	9,960	7,335	3,382	2,288
0,05	31,875	15,681	10,279	7,575	3,501	2,375
0,1	32,751	16,119	10,571	7,794	3,610	2,454
0,2	34,226	16,856	11,062	8,162	3,792	2,584
0,4	35,834	17,658	11,594	8,558	3,980	2,711
0,55	35,459	17,466	11,461	8,453	3,908	2,640

**Tablo 4:**  $\lambda=1,1$  ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ ) için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1,1$ , ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ ))

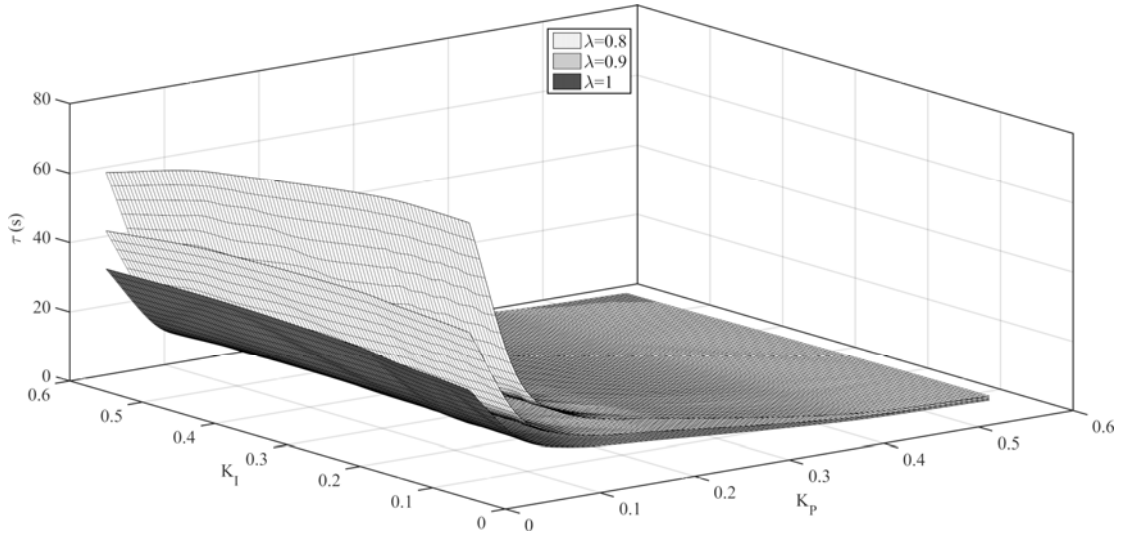
$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$						
0	21,032	10,960	7,419	5,588	2,710	1,873
0,05	21,919	11,432	7,746	5,840	2,845	1,974
0,1	22,765	11,883	8,058	6,080	2,973	2,071
0,2	24,320	12,711	8,631	6,521	3,207	2,246
0,4	26,745	14,001	9,522	7,206	3,568	2,512
0,55	27,723	14,520	9,878	7,478	3,703	2,605

**Tablo 5.**  $\lambda=1$  ( $A=1.5$ ,  $\phi=0^0$ ) için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1$ , ( $A=1.5$ ,  $\phi=0^0$ ))

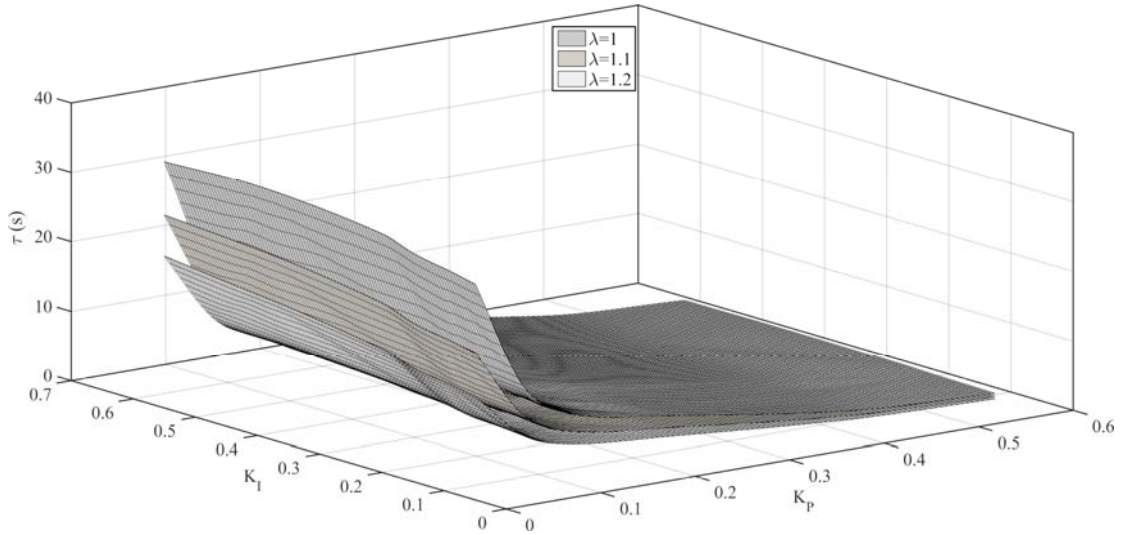
$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$						
0	20,440	9,960	6,460	4,704	2,042	1,289
0,05	21,379	10,429	6,772	4,939	2,159	1,374
0,1	22,188	10,833	7,041	5,140	2,258	1,444
0,2	23,350	11,412	7,425	5,426	2,393	1,534
0,4	23,106	11,278	7,321	5,332	2,281	1,384
0,55	18,591	8,952	5,688	4,005	0,925	0,635

**Tablo 6.**  $\lambda=1$  ( $A=2$ ,  $\phi=0^0$ ) için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1$ , ( $A=2$ ,  $\phi=0^0$ ))

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$						
0	15,201	7,335	4,704	3,382	1,353	0,761
0,05	16,119	7,794	5,010	3,610	1,466	0,842
0,1	16,856	8,162	5,254	3,792	1,553	0,900
0,2	17,658	8,558	5,513	3,980	1,622	0,930
0,4	14,427	6,860	4,276	2,917	0,727	0,489
0,55	0,461	0,446	0,430	0,414	0,343	0,291



**Şekil 4.** ( $A=1, \phi=0^0$ )  $\lambda=0,8, \lambda=0,9$  ve  $=1$  için maksimum zaman gecikmesi değerlerinin değişimi  
(Delay margin values for ( $A=1, \phi=0^0$ )  $\lambda=0,8, \lambda=0,9$  ve  $\lambda=1$ )



**Şekil 5.** ( $A=1, \phi=0^0$ )  $\lambda=1, \lambda=1,1$  ve  $\lambda=1,2$  için maksimum zaman gecikmesi değerlerinin değişimi  
(Delay margin values for ( $A=1, \phi=0^0$ )  $\lambda=1, \lambda=1,1$  ve  $\lambda=1,2$ )

**Tablo 7.**  $\lambda=0,9$  ( $A=1.5, \phi=0^0$ ) için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=0,9, (A=1.5, \phi=0^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
0	30,219	13,710	8,542	6,051	2,463	1,508
0,05	31,022	14,081	8,778	6,222	2,539	1,558
0,1	31,585	14,341	8,942	6,340	2,590	1,589
0,2	31,904	14,486	9,031	6,400	2,601	1,579
0,4	28,262	12,779	7,917	5,562	2,079	1,075
0,55	19,063	8,386	4,927	3,087	0,657	0,497

**Tablo 8.**  $\lambda=0,9$  ( $A=2, \phi=0^0$ ) için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=0,9, (A=2, \phi=0^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
0	21,811	9,812	6,051	4,234	1,588	0,857
0,05	22,550	10,154	6,267	4,389	1,653	0,897
0,1	22,971	10,347	6,388	4,474	1,682	0,907
0,2	22,679	10,204	6,287	4,389	1,591	0,810
0,4	14,751	6,370	3,599	1,932	0,546	0,386
0,55	0,454	0,432	0,410	0,389	0,306	0,251

**Tablo 9.**  $\lambda=1,1, (A=1,5, \phi=0^0)$  için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1,1, (A=1,5, \phi=0^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	<b>0,4</b>	0,55
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	<b>0,4</b>	0,55
0	14,391	7,419	4,966	3,694	1,681	1,084
0,05	15,300	7,904	5,301	3,953	1,820	1,188
0,1	16,144	8,353	5,612	4,192	1,948	1,284
0,2	17,593	9,124	6,145	4,602	2,164	1,443
<b>0,4</b>	19,085	9,912	6,682	5,008	2,351	1,556
0,55	17,700	9,145	6,118	4,536	1,917	1,009

**Tablo 10:**  $\lambda=1,1, (A=2, \phi=0^0)$  için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1,1, (A=2, \phi=0^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	<b>0,4</b>	0,55
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	<b>0,4</b>	0,55
0	10,960	5,588	3,694	2,710	1,135	0,653
0,05	11,883	6,080	4,035	2,973	1,277	0,761
0,1	12,711	6,521	4,340	3,207	1,401	0,853
0,2	14,001	7,206	4,811	3,568	1,584	0,981
<b>0,4</b>	13,773	7,047	4,658	3,401	1,244	0,682
0,55	0,467	0,459	0,450	0,439	0,387	0,340

**Tablo 11.**  $\lambda=1 (A=1, \phi=10^0)$  için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1, (A=1, \phi=10^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
0	27,425	13,457	8,798	6,465	2,950	1,977
0,05	28,389	13,939	9,119	6,706	3,070	2,065
0,1	29,278	14,384	9,415	6,928	3,181	2,145
0,2	30,806	15,147	9,924	7,309	3,370	2,280
0,4	32,635	16,060	10,530	7,761	3,587	2,429
0,55	32,545	16,011	10,493	7,728	3,552	2,387

**Tablo 12.**  $\lambda=1 (A=1, \phi=20^0)$  için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1, (A=1, \phi=20^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
0	23,935	11,713	7,636	5,595	2,519	1,667
0,05	24,904	12,197	7,959	5,837	2,640	1,755
0,1	25,806	12,648	8,259	6,062	2,752	1,836
0,2	27,387	13,439	8,786	6,457	2,947	1,977
0,4	29,437	14,462	9,466	6,964	3,193	2,147
0,55	29,631	14,555	9,524	7,004	3,196	2,134

**Tablo 13.**  $\lambda=0,9 (A=1, \phi=10^0)$  için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=0,9, (A=1, \phi=10^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	<b>0,4</b>	0,55
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	<b>0,4</b>	0,55
0	42,837	19,557	12,275	8,771	3,756	2,450
0,05	43,766	19,987	12,549	8,970	3,847	2,513
0,1	44,547	20,348	12,779	9,136	3,922	2,565
0,2	45,622	20,846	13,095	9,365	4,024	2,632
<b>0,4</b>	45,496	20,784	13,051	9,329	3,990	2,590
0,55	42,839	19,548	12,256	8,743	3,685	2,340

**Tablo 14.**  $\lambda=0,9 (A=1, \phi=20^0)$  için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=0,9, (A=1, \phi=20^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
0	37,968	17,304	10,840	7,730	3,277	2,118
0,05	38,946	17,757	11,129	7,939	3,373	2,184
0,1	39,789	18,147	11,377	8,119	3,455	2,241
0,2	41,029	18,720	11,741	8,383	3,574	2,320
0,4	41,400	18,889	11,845	8,454	3,591	2,316
0,55	39,284	17,904	11,210	7,985	3,343	2,108

**Tablo 15.**  $\lambda=1,1 (A=1, \phi=10^0)$  için YFK sisteminin maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1,1, (A=1, \phi=10^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
0	18,375	9,546	6,442	4,837	2,313	1,579
0,05	19,245	10,010	6,763	5,084	2,445	1,678
0,1	20,081	10,455	7,071	5,321	2,572	1,773
0,2	21,634	11,282	7,643	5,762	2,806	1,949
0,4	24,132	12,611	8,562	6,468	3,179	2,224
0,55	25,246	13,202	8,968	6,778	3,336	2,334

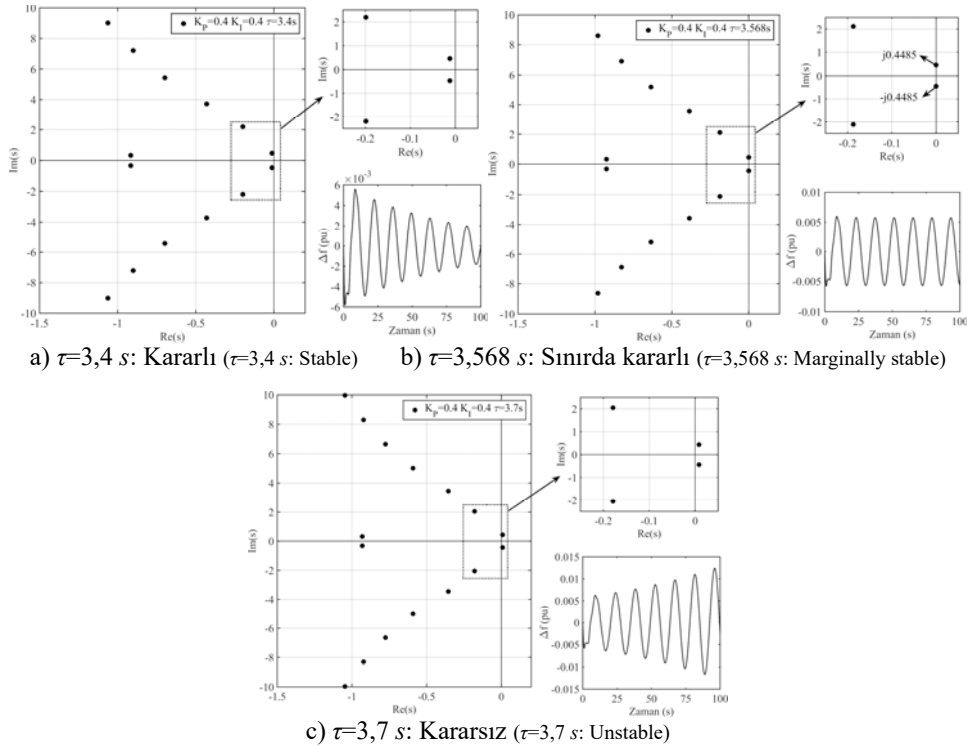
**Tablo 16.**  $\lambda=1,1 (A=1, \phi=20^0)$  için YFK sisteminde maksimum zaman gecikmesi sonuçları  
(Delay margin results of the LFC system for  $\lambda=1,1, (A=1, \phi=20^0)$ )

$\tau_{GPM}$ (s)	$K_I$					
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
$K_P$	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,55
0	15,717	8,132	5,465	4,086	1,917	1,285
0,05	16,571	8,587	5,780	4,328	2,046	1,382
0,1	17,397	9,026	6,084	4,563	2,171	1,476
0,2	18,948	9,853	6,655	5,002	2,405	1,651
0,4	21,520	11,221	7,601	5,730	2,790	1,936
0,55	22,769	11,884	8,058	6,079	2,968	2,063

Son olarak, zaman düzlemi benzetim çalışmaları ile YFK sisteminde kesir dereceli denetleyici kullanılması durumunda hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu gösterilmiş ve sistemde istenilen GPM değerlerinde YFK sisteminin dinamik performansı incelenmiştir. Şekil 6'da, sistemde GPMT olmaması ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ ) durumunda, denetleyicinin kesir derecesi  $\lambda=1,1$  ve denetleyici kazançları  $K_p=0,4$   $K_I=0,4$  seçildiğinde,  $\Delta P_i=0,1pu$  yük değişiminde meydana gelen YFK sisteminin frekans yanıtı kıyaslanmıştır. Ayrıca, Şekil 6'dan QPMR algoritması yardımıyla sistemin belirtilen zaman gecikmesi değerlerindeki köklerinin konumunu ve sistemin frekans yanıtının değişimi görülmektedir.  $\lambda=1,1$  ve  $K_p=0,4$   $K_I=0,4$  için teorik olarak hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değeri  $\tau=3,568s$ 'dir. Şekil 6a incelendiğinde, zaman gecikmesi değeri  $\tau=3,4s < 3,568s$ 'ye azaltıldığında sistemin köklerinin konumundan görüldüğü üzere bir adet kompleks kök çifti sanal eksenin sol yarı düzleminde ve sistemin tepkisinde meydana gelen salınımlar sönümlenerek sistemin kararlı olduğu benzetim çalışmalarıyla doğrulanmıştır. Şekil 6b incelendiğinde  $\tau=3,568s$  değerinde sistemin bir adet kompleks kök çifti sanal eksen üzerindedir. Bu durumda, sistem sınırda kararlı olup frekans yanıtında sönümlenmeyen salınımlar meydana gelmektedir. Şekil 6c'de ise, zaman gecikmesi değeri  $\tau=3,7s > 3,568s$ 'ye artırıldığında sistemin bir adet kompleks kök çiftinin sanal eksenin sağ yarı düzleminde olduğu ve sistemin tepkisinde sönümlenmeyen salınımların olduğu görülmektedir.

Önceki yaptığımız çalışmada [31] bir bölgeyi YFK sisteminde klasik tam sayı dereceli PI denetleyici

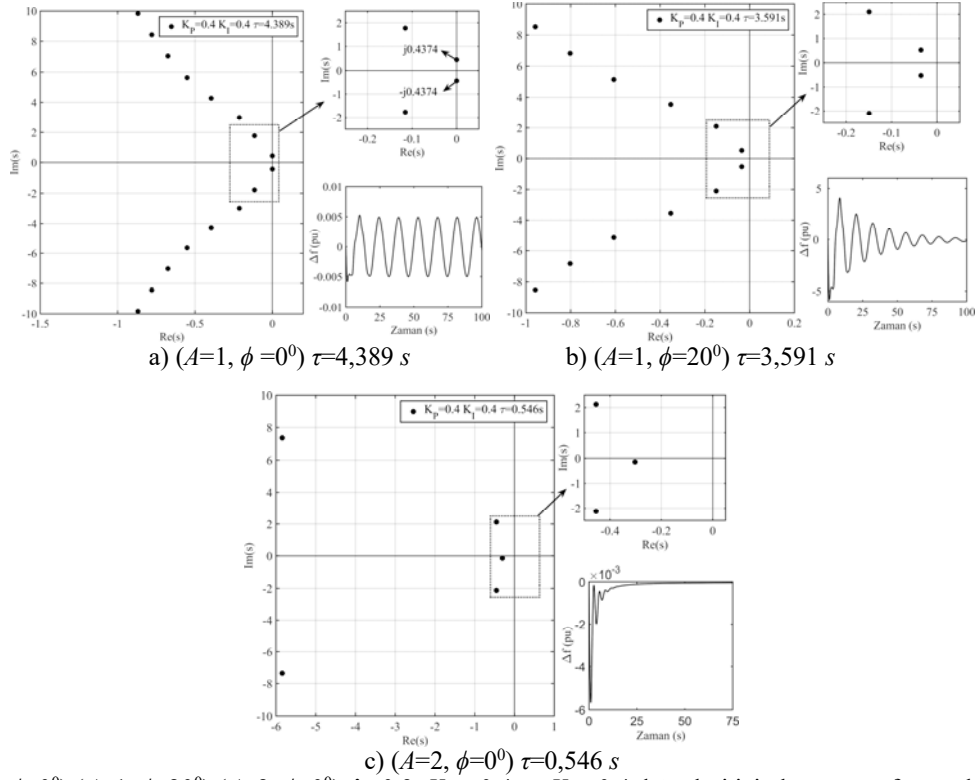
kullanılması durumunda sistemin herhangi bir bozucu etki sonrasında iyi bir dinamik performans gösterebilmesi bakımından GPM dikkate alınarak yapılan teorik ve benzetim çalışmalarında olumlu sonuçlar alınmıştır. Bu çalışmada da benzer olarak, FOPI denetleyicinin kesir derecesi  $\lambda=0,9$  ve  $\lambda=1,1$  olması durumunda GPM dikkate alınarak sistemin dinamik performansı incelenmiştir. Bu amaçla, PI denetleyicinin  $\lambda=0,9$  kesir derecesinde bir bölgeyi YFK sisteminin  $K_p=0,4$   $K_I=0,4$  denetleyici kazanç değerleri için maksimum zaman gecikme değeri Tablo 2'den görüldüğü gibi  $\tau=4,389s$  olarak hesaplanmıştır. Bu değer sistemin frekans tepkisinde meydana gelen salınımların sönümlenmediği ve sınırda kararlı olduğu gecikme değeridir. Ancak, frekans değişimindeki bu salınımlar pratik sistemlerde kabul edilemez. Sistemin bu genlikteki salınımlarının kısa sürede sönümlenmesi ve sürekli duruma ulaşabilmesi için, GPMT sisteme eklenerek gecikme değerinin sınırı belirlenmiştir. Tablo 8 ve 14'den görüldüğü üzere, GPM tabanlı zaman gecikmesi değerleri ( $A=2$ ,  $\phi=0^0$ ) için  $\tau=0,546s$  ve ( $A=1$ ,  $\phi=20^0$ ) için  $\tau=3,591s$  olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, Şekil 7'de QPMR algoritması kullanılarak hesaplanan zaman gecikmesi değerlerinin doğruluğu ve sistemin frekans tepkisindeki değişimleri görmek mümkündür. Şekil 7a'da ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ ) durumu için hesaplanan zaman gecikmesi değerine kıyasla, Şekil 7b'de sadece faz payının olması durumunda ( $A=1$ ,  $\phi=20^0$ ) frekans yanıtındaki salınımların kısa sürede sönümlendiği görülmektedir. Benzer şekilde, sadece kazanç payının olduğu durumda ( $A=2$ ,  $\phi=10^0$ ) sistemde meydana gelen salınımların çok daha kısa sürede sönümlendiği Şekil 7c'den görülmektedir. Ayrıca, seçilen kazanç payında, faz payına



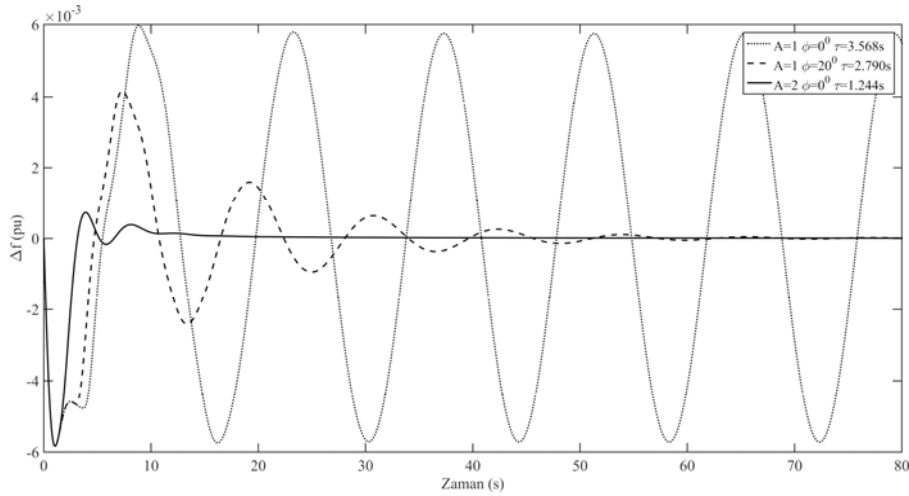
**Şekil 6.** ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ )  $\lambda=1,1$ ,  $K_p=0,4$  ve  $K_I=0,4$  değerlerinde üç farklı zaman gecikmesi için YFK sistemine ait karakteristik denklemin köklerinin konumu ve sistemin frekans cevabı (Location of the characteristic equation roots and frequency response of LFC system for ( $A=1$ ,  $\phi=0^0$ )  $\lambda=1,1$   $K_p=0,4$  and  $K_I=0,4$ )

göre salınımların daha kısa sürede sönümlendiği Şekil 7b ve 7c'den görülmektedir. Bu benzetim çalışmalarından kazanç ve faz payının zaman gecikmeli YFK sistemlerinde dinamik performansın iyileştirilmesi bakımından maksimum zaman gecikmesinin hesabında dikkate alınması gerektiğini göstermektedir. Benzer bir analizi, PI denetleyici derecesi  $\lambda=1,1$  için görmek mümkündür. Bu amaçla, Tablo 4, 10 ve 16'dan görüldüğü üzere ( $A=1, \phi=0^\circ$ ) için  $\tau=3,568s$ , GPM tabanlı zaman gecikmesi değerleri ( $A=2, \phi=0^\circ$ ) için  $\tau=1,244s$

ve ( $A=1, \phi=20^\circ$ ) için  $\tau=2,790s$  olarak hesaplanmıştır. GPMT parametrelerinde hesaplanan bu gecikme değerlerine ait benzetim çalışması Şekil 8'den görülmektedir. Şekil 7'de olduğu gibi Şekil 8 için kazanç ve faz payının benzer etkilerini söylemek mümkündür. Şekil 8'den kazanç payının faz payına göre zaman gecikmesi değerleri üzerinde daha etkili olduğu ve sadece kazanç payının olduğu durumda faz payına kıyasla sistemde meydana gelen salınımların çok daha kısa sürede sönümlendiği görülmektedir.



Şekil 7. ( $A=1, \phi=0^\circ$ ) ( $A=1, \phi=20^\circ$ ) ( $A=2, \phi=0^\circ$ )  $\lambda=0,9, K_P = 0,4$  ve  $K_I = 0,4$  değerleri için kazanç ve faz paylarının köklerin konumuna ve sistemin frekans tepkisine etkisi (The effect of gain and phase margins on the location of roots and frequency response for ( $A=1, \phi=0^\circ$ ) ( $A=1, \phi=20^\circ$ ) ( $A=2, \phi=0^\circ$ )  $\lambda=0,9, K_P=0,4$  and  $K_I=0,4$ )



Şekil 8. ( $A=1, \phi=0^\circ$ ), ( $A=1, \phi=20^\circ$ ), ( $A=2, \phi=0^\circ$ ),  $\lambda=1,1, K_P = 0,4$  ve  $K_I = 0,4$  değerleri için kazanç ve faz paylarının YFK sistemin frekans tepkisinin sönümlenmesi üzerindeki etkisi (Effect of gain and phase margin on damping of the LFC system frequency response for ( $A=1, \phi=0^\circ$ ), ( $A=1, \phi=20^\circ$ ), ( $A=2, \phi=0^\circ$ ),  $\lambda=1,1, K_P=0,4$  and  $K_I=0,4$ )

## 6. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

Bu çalışmada, haberleşme gecikmeli FOPI denetleyici içeren bir bölge YFK sisteminde GPM dikkate alınarak kararlılık analizi gerçekleştirilmiştir. Sistemde denetleyicinin farklı kesir derecesi ve GPM parametrelerinde zaman gecikmesinin hesaplanması için analitik bir yöntem kullanılmıştır. Ayrıca, kullanılan yöntemin doğru sonuçlar verdiği benzetim çalışmalarından ve literatürde sıkça kullanılan QPMR algoritması yardımıyla gösterilmiştir. Elde edilen sonuçları iki ayrı grup altında incelenmesi daha doğru olabilir.

Elde edilen maksimum zaman gecikme sonuçlarının, FOPI denetleyicinin kesir derecesi birden küçük olduğunda ( $\lambda < 1$ ), [31] nolu referansta verilen tam sayı dereceli PI denetleyici  $\lambda = 1$  için elde edilen sonuçlardan daha büyük ve  $\lambda > 1$  olduğunda ise daha küçük olduğu görülmüştür. Bu sonuçlar, zaman gecikmeli YFK sisteminde FOPI denetleyici kullanılması durumunda, sistemin kararlılığını artırmak için, kesir derecesinin birden küçük seçilmesi gerektiğini ortaya çıkarmıştır.

Sistemde maksimum zaman gecikme bilgisinin bilinmesi yeterli olabilir. Ancak, sistemin kararlılık sınırından daha uzak olan bir bölgede çalışması ve istenilen dinamik performansı göstermesi önemlidir. Bu yüzden, sisteme GPM parametreleri eklenerek sistemin istenilen GPM parametreleri için önerilen yöntem ile gecikme payı hesaplanmıştır. Bu sayede, istenilen GPM parametrelerinde sistemin daha iyi bir dinamik performansa sahip olduğu elde edilen sonuçlardan görülmüştür.

Yapılan çalışma hem sistemin dinamik performansını iyileştirmeye odaklı hem de kesir dereceli denetleyicilerin sistemin çalışma performansı üzerindeki etkisini görmek bakımından literatüre katkı sağlayacak sonuçlar elde edilmiştir.

## KAYNAKLAR (REFERENCES)

1. Bevrani H., Hiyama T., On load-frequency regulation with time delays: design and real-time implementation, *IEEE Transactions Energy Conversion*, 24 (1), 292-300, 2009.
2. Bhowmik S., Tomsovic K., Bose A., Communication model for third party load frequency control, *IEEE Transactions on Power Systems*, 19 (1), 543-548, 2004.
3. Liu M., Yang L., Gan D., Wang D., Gao F., Chen Y., The stability of AGC systems with commensurate delays, *European Transactions on Electrical Power*, 17 (6), 615-627, 2007.
4. Yu X., Tomsovic K., Application of linear matrix inequalities for load frequency control with communication delays, *IEEE Transactions on Power Systems*, 19 (3), 1508-1515, 2004.
5. Naduvathuparambil B., Valenti M. C., Feliachi A., Communication delays in wide area measurement systems, in *Proceedings 2002 Southeastern Symposium on System Theory*, Huntsville, 118-122, 19 March 2002.
6. Ayasun S., Computation of time delay margin for power system small-signal stability, *European Transactions on Electrical Power*, 19 (7), 949-968, 2009.
7. Saadat H., *Power System Analysis*, McGraw-Hill Inc., 1999.
8. Sondhi S., Hote Y.V., Fractional order PID controller for load frequency control, *Energy Conversion and Management*, 85, 343-353, 2014.
9. Kundur P., *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, 1994.
10. Alomoush M.I., Load frequency control and automatic generation control using fractional-order controllers, *Electr. Eng.*, 91 (7), 357-368, 2010.
11. Pan I., Das S., Chaotic multi-objective optimization based design of fractional order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controller in AVR system, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 43 (1), 393-407, 2012.
12. Tang Y., Cui M., Hua C.H., Li L., Yang Y., Optimum design of fractional order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controller for AVR system using chaotic ant swarm, *Expert System Applications*, 39 (8), 6887-6896, 2012.
13. Taher S.A., Fini M.H., 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.
14. Zamani M., Ghartemani M.K., Sadati N., Parniani M., Design of fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization, *Control Engineering Practice*, 17 (12), 1380-1387, 2009.
15. Chen J., Gu G., 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.
16. Walton K.E., Marshall J.E., Direct method for TDS stability analysis, *IEEE Proceeding Part D.*, 134, 101-107, 1987.
17. Rekasius Z.V., A stability test for systems with delays, in *Proceedings of Joint Automatic Control Conference*, San Francisco, Paper No. TP9-A, 1980.
18. Olgac N., Sipahi R., An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time invariant (LTI) systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47 (5), 793-797, 2002.
19. Sönmez Ş., Ayasun S., Nwankpa C.O., An exact method for computing delay margin for stability of load frequency control systems with constant communication delays, *IEEE Transactions Power Systems*, 31 (1), 370-377, 2016.
20. Sönmez Ş., Ayasun, S. and Eminoğlu, U., Computation of time delay margins for stability of a single-area load frequency control system with communication delays, *WSEAS Transactions on Power Systems*, 9, 67-76, 2014.
21. Zhang C.K. Jiang L., Wu Q.H., He Y., Wu M., Delay-dependent robust load frequency control for time delay power systems, *IEEE Transactions on Power Systems*, 28 (3), 2192-2201, 2013.

22. Pakzad M.A., Pakzad S., Nekoui, M.A., Stability analysis of multiple time delayed fractional order systems, American Control Conference, Washington, 170-175, 17-19 June 2013.
23. Pakzad M. A., Nekoui M.A., Stability map of multiple time delayed fractional order systems, International Journal of Control, Automation and Systems, 12 (1), 37-43, 2014.
24. Pakzad M.A., Pakzad S., Nekoui M.A., Exact method for the stability analysis of time delayed linear-time invariant fractional-order systems, IET Control Theory & Applications, 9 (16), 2357-2368, 2015.
25. Pakzad M. A., Nekoui M.A., Direct Method for stability analysis of fractional delay systems, International Journal of Computers, Communications and Control, 8 (6), 863-868, 2013.
26. Chang C.H., Han K.W., Gain margins and phase margins for control systems with adjustable parameters, Journal of Guidance, Control and Dynamics., 13 (3), 404-408, 1990.
27. Gündüz H., Sönmez Ş., Ayasun S., Comprehensive gain and phase margins based stability analysis of micro-grid frequency control system with constant communication time delays, IET Generation, Transmission & Distribution, 11 (3), 719-729, 2017.
28. Vyhlídal T., Zitek P., Mapping based algorithm for large-scale computation of quasi-polynomial zeros, IEEE Transactions on Automatic Control, 54 (1), 171-177, 2009.
29. Vyhlídal T., Olgaç N., Kučera, V., Delayed resonator with acceleration feedback – Complete stability analysis by spectral methods and vibration absorber design, Journal of Sound and Vibration, 333 (25), 6781-6795, 2014.
30. Simulink, Model-based and system-based design using simulink, Natick, MathWorks, 2000.
31. Sönmez Ş., Ayasun S., Gain and phase margins based delay-dependent stability analysis of single-area load frequency control system with constant communication time delay, Transaction of the Institute of Measurement and Control, 40 (5), 1701-1710, 2018.

