

# Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sisteminin Rekasius Yöntemi Kullanılarak Kararlılık Analizi

## Stability Analysis of Time-Delayed Load Frequency Control System Using Rekasius Method

Saffet Ayasun, Ulaş Eminoğlu, Şahin Sönmez

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Niğde Üniversitesi

sayasun@nigde.edu.tr, ueminoglu@nigde.edu.tr, sahinsonmez@nigde.edu.tr

### Özet

Yük frekans kontrol (YFK) sisteminde, haberleşme ağları kullanılarak, uzak uç biriminden elde edilen akım, gerilim, güç ve frekans ölçümlerinin kontrol merkezine aktarılması ve kontrol merkezinden santrallere kontrol sinyallerinin gönderilmesi gerekmektedir. Haberleşme ağlarının kullanımı, sistemin dinamik performansını bozacak ve hatta sistemi kararsız hale getirebilecek zaman gecikmelerine sebep olmaktadır. Bu çalışmada, zaman gecikmesinin bir bölgeyi yük frekans kontrol sistem kararlılığına olan etkisi araştırılmıştır. Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini hesaplamak için, Rekasius yerine koyma yöntemine dayanan analitik bir yöntem önerilmiştir. PI denetleyici kazançlarının farklı değerleri için maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Teorik yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak araştırılmıştır.

### Abstract

The load frequency control (LFC) system requires transmitting measurements of current, voltage, power, and frequency from remote terminal units (RTUs) to control center and control signals from control centers to power plant side by using communication networks. The use of communication networks causes time delays that may degenerate the dynamic performance of the LFC system and even make the system unstable. This paper investigates the adverse effect of time delay on the stability of the single area LFC system. An analytical method based on Rekasius substitution is proposed to determine the maximum amount of time delay known as delay margin at which the system is marginally stable. Delay margins are computed for a wide range of PI controller gains. Finally, the time-domain simulations of Matlab/Simulink are used to validate theoretical delay margin results.

### 1. Giriş

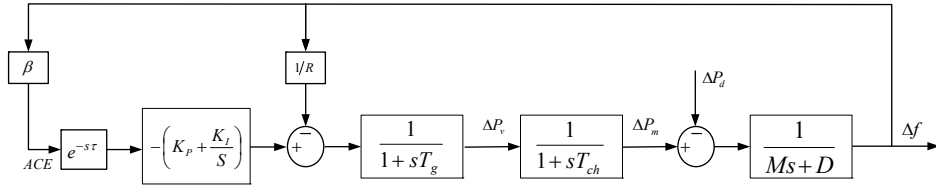
Yük frekans kontrol (YFK) sistemi, her bir kontrol bölgesinde yük ile üretim arasındaki dengeyi sağlamak ve dolayısı ile sistem frekansındaki değişimleri yok etmek amacıyla uzun yıllardan beri elektrik güç sistemlerinin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. YFK sistemlerinde, akım, gerilim, güç, frekans vb. büyüklükleri ölçmek için fazör ölçüm

üniteleri (PMU) [2] ve bunlardan elde edilen verileri merkezi kontrolörlere aktarmak ve kontrol merkezinden santrallere kontrol sinyallerini göndermek gerekmektedir. Bu nedenle, PMU'lar ve haberleşme ağları yaygın olarak kullanılmaktadır. Elektrik güç sistemlerinin kontrolünde, ölçülen verileri uzak mesafelere aktarmak için telefon hatları, fiber optik kablo hatları, enerji iletim hatları, uydu veya internet gibi çok değişik haberleşme ağları kullanılmaktadır [3]. PMU'ların kullanımından dolayı sistemde gerilim transdüser gecikmesi ve veri işleme gecikmesinden oluşan toplam veri ölçüm zaman gecikmeleri gözlenmektedir [3]. Toplam ölçüm zaman gecikmeleri genellikle milisaniye mertebesinde olmaktadır. Kullanılan haberleşme ağının tipine bağlı olarak, yük frekans kontrol sistemlerinde, toplam haberleşme gecikmesinin 5-15 s aralığında olabileceği gözlemlenmiştir [4-6].

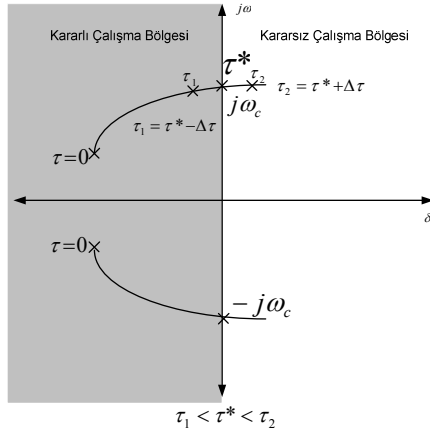
Yük frekans kontrolünde ortaya çıkan zaman gecikmeleri, sistem dinamiğini olumsuz etkileyerek kararsızlıklara neden olmaktadır. Bu nedenle, zaman gecikmeleri, kontrolör tasarımı ve sistem dinamik kararlılık analizinde dikkate alınmalıdır. Özellikle, YFK sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesinin bilinmesi oldukça önemlidir. Maksimum zaman gecikme bilgisi, kontrolör tasarımı ve veri transferinde kullanılacak haberleşme ağ tipinin belirlenmesinde etkin bir rol oynamaktadır. Sistemin kararlılığı için, haberleşme ağında gözlemlenecek toplam zaman gecikmesinin maksimum zaman gecikmesinden daha düşük olacak şekilde bir haberleşme ağ seçilmelidir.

Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesini analitik olarak hesaplamak için temelde iki ayrı yöntem vardır. Bunlardan birincisi, Lyapunov kararlılık teorisi ve doğrusal matris eşitsizliklerini kullanan zaman düzlemindeki yöntemlerdir [4, 7]. İkinci grup yöntemler ise, zaman gecikmesi içeren sistemin sanal eksen üzerindeki özdeğer veya kutuplarını hesaplayan frekans düzlemindeki yöntemlerdir [8-10].

Bu çalışmada, YFK sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini hesaplamak için, Rekasius yerine koyma yöntemine [9, 10] dayanan analitik bir metod önerilmiştir. PI denetleyici kazançlarının farklı değerleri için maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmış ve elde edilen sonuçlar Lyapunov yöntemi [7] ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Teorik yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin doğru olduğu Matlab/Simulink programı [11] kullanılarak gösterilmiştir.



Şekil 1: Bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminin blok diyagramı.



Şekil 2: Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre değişimi.

## 2. Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrol Sistemi

Yük frekans kontrol sistemlerinin modellenmesi ve analizinde, doğrusal sistem modelleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 1'de blok diyagramı verilen bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminin dinamik modeli aşağıdaki biçimde ifade edilebilir [1, 7]:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + F\Delta P_d \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (1)$$

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

$$x(t) = [\Delta f \quad \Delta P_m \quad \Delta P_v \quad \int ACE]^T, y(t) = [ACE \quad \int ACE]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & \frac{1}{M} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{ch}} & \frac{1}{T_{ch}} & 0 \\ -\frac{1}{RT_g} & 0 & -\frac{1}{T_g} & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_g} & 0 \end{bmatrix},$$

$$F = \begin{bmatrix} -\frac{1}{M} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Burada,  $\Delta f, \Delta P_m, \Delta P_v, \Delta P_d$  sırası ile frekans, jeneratör mekanik giriş gücü, vananın konumu ve yükteki değişimi

ifade etmektedir. ACE ve  $\int ACE$  ise bölge kontrol hata sinyali ve onun integralini göstermektedir.  $M, D, T_g, T_{ch}$  ve  $R$  sırası ile jeneratör eylemsizlik momenti, jeneratör sönüm katsayısı, devir sayısı regülatörü ve türbin zaman sabitleri ve hız regülasyon yüzdesi ya da düşüşünü ifade etmektedir. Bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminde net bağlantı hattı güç değişimi olmadığından, bölge kontrol hatası (ACE)

$$ACE = \beta \Delta f \quad (2)$$

biçiminde tanımlanmaktadır. Burada,  $\beta$  ise frekans yönelim faktörüdür. Analizleri basitleştirmek için, kontrol merkezi ile santral arasında, kontrol sinyalinin transferinden kaynaklanan zaman gecikmesi, ACE sinyalinin iletilmesinde ortaya çıkan gecikme miktarı ile toplanıp tek bir zaman gecikmesi olarak ifade edilmiş ve Şekil 1'de  $e^{-s\tau}$  ile gösterilmiştir [4, 7]. Bu durumda, Şekil 1'de görüldüğü üzere, oransal-integral (PI) denetleyicinin girişi ACE sinyali olmaktadır.

$$\begin{aligned} u(t) &= -K_P ACE - K_I \int ACE \\ &= -Ky(t - \tau) = -Kcx(t - \tau) \end{aligned} \quad (3)$$

Burada  $K = [K_P \quad K_I]$ ,  $K_P$  ve  $K_I$  sırası ile oransal ve integral kazançlardır. Denklem (3)'de verilen giriş sinyali, (1) nolu denklemde yerine yazılırsa, bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminin kapalı çevrim modeli

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + A_d x(t - \tau) + F\Delta P_d \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (4)$$

biçiminde elde edilir. Burada  $A_d = -KBC$  olarak ifade edilmektedir. Bu kapalı çevrim sistemin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerinin yapılabilmesi için, öncelikle sisteme ait karakteristik denklemin elde edilmesi gerekmektedir. Karakteristik denklem

$$\Delta(s, \tau) = \det[sI - A - A_d e^{s\tau}] = P(s) + Q(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (5)$$

biçiminde elde edilir. Burada,  $\tau$  toplam zaman gecikmesini,  $P(s)$  ve  $Q(s)$  ise reel katsayılı polinomları ifade etmektedir. Bu polinomlar ve ilgili katsayıları, sistemin kazanç ve zaman sabitleri cinsinden aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} P(s) &= p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s \\ Q(s) &= q_1 s + q_0 \end{aligned} \quad (6)$$

$P(s)$  ve  $Q(s)$  polinom katsayıları ise aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} p_4 &= RT_g T_{ch} M, \quad p_3 = MRT_{ch} + RDT_g T_{ch} + RT_g M, \\ p_2 &= MR + RDT_{ch} + RT_g D, \quad p_1 = RD + 1 \\ q_1 &= \beta RK_P, \quad q_0 = \beta RK \end{aligned} \quad (7)$$

### 3. Kararlılık Analizi

#### 3.1. Kararlılık ve Maksimum Zaman Gecikmesi

Yük frekans kontrol sisteminin kararlılık analizini yapabilmek için, sisteme ait Denklem (5)'de verilen karakteristik denklemin köklerinin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değiştiğinin analiz edilmesi gerekmektedir. Ancak, Denklem (5) ile verilen karakteristik denklemde zaman gecikmesinden dolayı üstel terim ( $e^{-s\tau}$ ) bulunmakta ve bu durum, köklerin belirlenmesini oldukça karmaşık hale getirmektedir. Üstel terimin varlığı, karakteristik denklemin sonsuz adet köke sahip olmasına nedene olmaktadır. Sonsuz adet kökün değeri ve bunların zaman gecikmesi  $\tau$ 'nin değişimine göre nasıl değişebileceğinin analiz edilmesi oldukça zor bir problemdir. Ancak, kararlılık analizi yapabilmek için, bütün köklerin belirlenmesi zorunlu değildir. Köklerden hangilerinin zaman gecikmesine göre nasıl değiştiğinin belirlenmesi kararlılık analizleri açısından yeterli olmaktadır. Yük frekans kontrol sisteminin kararlı olabilmesi için, karakteristik denkleme ait tüm kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmalıdır.

Toplam zaman gecikmesi  $\tau$ 'nin değişimi ile köklerden bazılarının konumunun değişeceği muhakkaktır. Köklerin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değişebileceği ve kararlı sistemin zaman gecikmesi  $\tau$ 'nin değişimine göre nasıl kararsız olabileceği Şekil 2'de grafiksel olarak gösterilmiştir. Şekil 2'de görüldüğü üzere sistemde herhangi bir zaman gecikmesi olmadığında ( $\tau = 0$ ), kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmakta ve dolayısı ile yük frekans kontrol sistemi kararlı olmaktadır. Zaman gecikmesi  $\tau$  artırıldığında, bir çift kompleks kök, sol yarı bölge içerisinde, sağ yarı bölgeye doğru hareket etmeye başlayabilir. Kökler, sonlu bir zaman gecikme değerinde ( $\tau = \tau^*$ ) sanal eksen  $s = \pm j\omega_c$  noktalarında keserek, kompleks düzlemin sağ yarı bölgesine geçebilir. Köklerin, sanal eksen kestiği zaman gecikmesi değerinde sistem sınırda kararlıdır. Dolayısı ile kararlılık analizi açısından sistemin köklerinin hangi zaman gecikme değerinde sanal eksen üzerinde olacağını belirlemek yeterli olmaktadır. Bu zaman gecikme değeri, sistemin kararlılığını kaybetmeden dayanabileceği maksimum zaman gecikmesi olarak tanımlanmakta ve sistemin zaman gecikmesi açısından kararlılık sınırını temsil etmektedir.

#### 3.2. Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması: Rekasius Yöntemi

YFK sisteminin kararlı olabilmesi için, Denklem (5)'de verilen karakteristik denkleme ait kökler, kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmalıdır. Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerinde,  $\tau = \tau^*$ , Şekil 2'de gösterildiği üzere, karakteristik denklem sanal eksen üzerinde köklere sahip olacaktır. Burada amaç, karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin ( $s = \pm j\omega_c$ ) olacağı maksimum zaman gecikmesi değerini analitik olarak hesaplamaktır. Bu karakteristik denklemin,  $e^{-s\tau}$  terimi nedeniyle, sonsuz adet kökü olmakta ve bu durum köklerin ve sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerinin hesaplanmasını zorlaşmaktadır. Bu güçlük, Rekasius

yerine koyma yöntemi ile kolaylıkla aşılabılır. Bunun için,  $s = j\omega_c$ , olmak üzere Denklem (5)'deki üstel terim yerine aşağıdaki ifade konmaktadır [9, 10].

$$e^{-s\tau} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \tau \in \Re^+, \quad T \in \Re \quad (8)$$

Burada,  $T$  hesaplanması gereken yeni bir değişkendir. Bu eşitliğin Denklem (5)'de yerine yazılması ile YFK sistemine ait yeni karakteristik denklem ilgili katsayıları birlikte

$$\Delta(s,T) = a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \quad (9-a)$$

$$a_5 = Tp_4, a_4 = p_4 + Tp_3, a_3 = p_3 + Tp_2, \quad (9-b)$$

$$a_2 = p_2 + T(p_1 - q_1), a_1 = p_1 + q_1 - q_0T, a_0 = q_0$$

biçiminde elde edilir. Dikkat edilecek olursa, yukarıda verilen yeni karakteristik denklemde üstel terim yoktur ve bütün katsayılar yeni değişken  $T$ 'nin bir fonksiyonudur. Eğer Denklem (9-a)'da verilen yeni karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin olacağı  $T$  değeri ve ilgili kökler  $s = \pm j\omega_c$  bilinirse, Rekasius yöntemine göre sistemin sınırda kararlı olacağı olarak maksimum zaman gecikmesi,  $\omega_c$  ve  $T$  değerlerine bağlı olarak

$$\tau^* = \frac{2}{\omega_c} \left[ \tan^{-1}(\omega_c T) \pm \ell\pi \right] \quad \ell = 0, 1, 2, \dots \quad (10)$$

ifadesi ile belirlenir [9, 10]. Denklem (9-a)'da verilen yeni karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki  $s = \pm j\omega_c$  köklerini sağlayan  $T$  değerlerinin hesaplanmak için, Routh-Hurwitz kriteri uygulanır. Sistemin Routh-Hurwitz analiz tablosu ve buna ilişkin katsayılar sırasıyla

$$\begin{array}{cccc} s^5 & a_5 & a_3 & a_1 \\ s^4 & a_4 & a_2 & a_0 \\ s^3 & R_{31} & R_{32} & 0 \\ s^2 & R_{21} & R_{22} & 0 \\ s^1 & R_{11} & 0 & 0 \\ s^0 & R_{22} & 0 & 0 \end{array} \quad (11)$$

$$R_{31} = \frac{a_4a_3 - a_5a_2}{a_4}, R_{32} = \frac{a_4a_1 - a_5a_0}{a_4}, R_{22} = a_0 \quad (12)$$

$$R_{21} = \frac{R_{31}a_2 - a_3a_4}{R_{31}}, R_{11} = \frac{R_{21}R_{32} - R_{31}R_{22}}{R_{21}}$$

şeklinde elde edilir.

Burada, sanal eksen üzerinde köklerin bulunabilmesi için  $s^1$ 'e ait satırın tüm elemanları sıfır olmalıdır. Denklem (11)'de açıkça görüldüğü üzere, sanal eksen üzerinde köklerin var olması için  $R_{11} = 0$  olmalıdır.  $R_{11}$  katsayısını sıfır yapan  $T$  değerleri,

$$t_7T^7 + t_6T^6 + \dots + t_1T + t_0 = 0 \quad (13)$$

şeklinde elde edilen polinomu  $T_c = \{T_1, T_2, \dots, T_7\}$  kökleridir. Denklem (8)'de tanımlandığı üzere bu köklerden reel olanları dikkate alınır. Belirlenen reel  $T$  değerleri kullanılarak sistemin sanal eksen üzerindeki köklerinin belirlenmesi için,  $s^2$  terimine ait satır kullanılarak aşağıda verilen yardımcı denklem elde edilir.

$$R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0 \quad (14)$$

Bu denklemden görüleceği üzere köklerin sanal eksen üzerinde olabilmesi için  $R_{21}$  ve  $R_{22}$  katsayılarının aynı işaretli olması gerekir. Bu tür katsayılar için, sanal eksen üzerindeki kökler ise Denklem (14) ile aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$\omega_c = \sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} \quad (15)$$

Hesaplanan kökler ( $\omega_c$ ) ve bunlara ilişkin reel  $T$  değerleri Denklem (10)'da yerine konularak her bir kök için maksimum zaman gecikmesi belirlenir. Bunlardan en küçüğü ise sistemin sınırdaki kararlı olarak çalışabileceği maksimum zaman gecikmesidir.

#### 4. Teorik ve Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde zaman gecikmesi içeren bir bölgeyi yük frekans kontrol sisteminin kararlılık analizi yapılarak, sistemde kullanılan PI kontrolör kazançlarına göre sistemin kararlı kalabileceği maksimum zaman gecikmeleri belirlenmiştir. Şekil 1'de verilen sistemin blok diyagramı için kazanç değerleri ve zaman sabitleri [7]'den alınmış olup,  $M = 10$ ,  $D = 1$ ,  $\beta = 21$ ,  $R = 0.05$ ,  $T_{ch} = 0.3s$ ,  $T_g = 0.1s$ , değerleri kullanılmıştır. İlk olarak farklı PI kontrolör kazançları için sistemin sınırdaki kararlı kalacağı zaman gecikmeleri analitik olarak Rekasius yerine koyma metodu ile hesaplanmıştır. Bölüm 3'de verilen bu zaman gecikmesi hesabını daha açık şekilde göstermek amacıyla  $K_p = 0.6s$  ve  $K_I = 0.6 s^{-1}$  değerleri için hesaplamalar adım adım olarak aşağıda verilmiştir.

**Adım 1:** Sistem elemanlarının zaman sabitleri ve kazançlar Denklem (6) ve (7)'de yerine yazılarak, karakteristik denklem aşağıdaki şekilde elde edilir.

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

**Adım 2:** Denklem (8)'de verilen Rekasius eşitliği kullanılarak oluşturulan sistemin yeni karakteristik denkleminin ( $\Delta(s, T)$ ) Denklem (9-b)'de verilen katsayıları aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$a_5 = 0.015T; a_4 = 0.2015T + 0.015; a_3 = 0.52T + 0.2015; a_2 = 0.42T + 0.52; a_1 = -0.63T + 1.68; a_0 = 0.63$$

**Adım 3:** Elde edilen bu katsayılar Routh-Hurwitz kriteri kullanılarak, tablo elemanları Denklem (12) vasıtasıyla  $T$  cinsinden hesaplanır. Tablodan elde edilen katsayılar kullanılarak Denklem (13) ile  $T$  değerleri hesaplanır. Bunlardan reel değerli olanlar aşağıda verilmiştir.  $T_1 = 1.61878; T_2 = -0.09500; T_3 = -0.07444$

**Adım 4:** Belirlenen  $T$  değerleri kullanılarak Routh tablosunda  $R_{21}(T)$  değerleri hesaplanır. Tabloda  $R_{22}(T) = a_0 = 0.63$  olduğundan köklerin sanal eksen üzerinde olması için  $R_{21}$ 'i pozitif yapan  $T$  değerleri sadece  $T_1 = 1.61878$  çözümdür. Bu değer için  $R_{21} = 0.98072$ , olup Denklem (15) kullanılarak  $\omega_c = 0.80149$  rad/s olarak hesaplanır. Belirlenen  $\omega_c$  ve  $T$  değerlerine bağlı olarak sistemin kararlı çalışabileceği maksimum zaman gecikmesi Denklem (10) kullanılarak

$\tau^* = 2.28112s$  elde edilir. Dolayısıyla sistemin kararlı olarak çalışabileceği maksimum zaman gecikmesi değeri belirlenmiş olur.

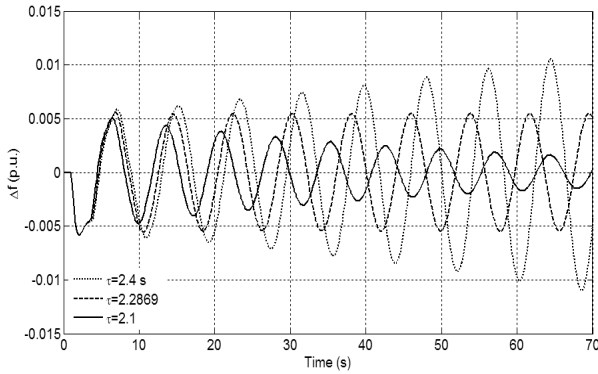
Bu işlemler farklı  $K_p$  ve  $K_I$  değerleri için yapılarak, hesaplanan sistemin kararlı çalışabileceği maksimum zaman gecikmesi değerleri Çizelge 1'de verilmektedir. Sonuçlardan görüldüğü üzere,  $K_p$  değeri sabit tutulup  $K_I$  değeri artırıldığında,  $\tau^*$  değeri azalmaktadır. Maksimum zaman gecikmesi azaldığından,  $K_I$  kazancının artması sistem kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Benzer biçimde,  $K_I$  kazanç değeri sabit iken ve  $K_p = 0 - 0.4$  aralığı için,  $K_p$  arttıkça maksimum zaman gecikmesi artmaktadır. Sonuç olarak, bu aralıkta  $K_p$ 'nin artması sistemi daha kararlı hale getirmektedir. Ancak,  $K_p \geq 0.6$  için,  $K_p$ 'deki artış, maksimum zaman gecikme değerinde azalmaya sebep olmaktadır. PI denetleyici için bulunan  $\tau^*$  değerleri, Çizelge 2'de sunulan Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında, iki önemli farklılık dikkate değerdir. Bunlardan birincisi, önerilen yöntemle elde edilen  $\tau^*$  değerleri, Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha büyüktür. İkincisi ise,  $K_p$  kazancının yukarıda açıklanan etkisi Lyapunov yönetiminde ortaya çıkmamaktadır. Başka bir ifadeyle, sabit  $K_I$  değeri için,  $K_p$  kazancının artması,  $\tau^*$ 'da sürekli bir azalmaya neden olmaktadır. Önerilen yöntemle elde edilen teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha doğru ve tam sonuçlar olduğu, aşağıda Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir.

Elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek için Matlab/Simulink programı kullanılarak, benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu amaçla, PI denetleyici kazanç değerleri  $K_p = 0.6$  ve  $K_I = 0.6$  olarak seçilmiştir. Çizelge 1 ve 2'den görüldüğü üzere, bu kazanç değerinde, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri  $\tau^* = 2.2811 s$ , Lyapunov yöntemi ile ise  $\tau^* = 1.475 s$  olarak hesaplanmıştır. Şekil 3'de üç farklı zaman gecikme değerleri için ( $\tau_1 = 2.1 s$ ,  $\tau_2 = 2.2869 s$ ,  $\tau_3 = 2.4 s$ ), frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Zaman gecikmesi  $\tau_2 = 2.2869 s$  olduğunda, sistem tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup, sistem sınırdaki kararlıdır. Bu gecikme değeri, benzetim yoluyla elde edilen ve sistemin sınırdaki kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim yoluyla elde edilen bu değer, önerilen teorik yöntemle elde edilen zaman gecikme değeri ( $\tau^* = 2.2811 s$ ) ve Lyapunov yöntemi ile elde edilen değer ( $\tau^* = 1.475 s$ ) ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin daha doğru bir sonuç verdiği açık bir biçimde görülmektedir. Benzer biçimde, Şekil 3'den görüldüğü üzere, zaman gecikmesi daha büyük bir değere artırıldığında ( $\tau_3 = 2.4 s > \tau^* = 2.2811 s$ ), frekansdaki değişim zamanla arttığından dolayı sistem kararsız hale gelmektedir. Aynı şekilde gecikme değeri, maksimum gecikme değerinden daha küçük bir değere ( $\tau_1 = 2.1 s < \tau^* = 2.2811 s$ ) azaltıldığında ise, frekansdaki salınımlar sönümlenerek sistem kararlı hale gelmektedir. Şekil 3, Lyapunov yöntemi ile elde edilen  $\tau^* = 1.475 s$  maksimum zaman gecikme değerinde sistemin kararlı olduğunu çok açık bir biçimde göstermektedir.

## 5. Sonuç

Bu çalışmada, bir bölgesel yüksek frekans kontrol sistem dinamiğine haberleşme ve veri transferinden kaynaklanan zaman gecikmesinin etkisi araştırılmıştır. Bu amaçla, sistemin kararlılık sınırını belirleyen ve sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini teorik olarak hesaplamak için bir yöntem önerilmiştir. Önerilen teorik yöntem kullanılarak, PI denetleyici kazançlarının farklı değerleri için maksimum zaman gecikme değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Teorik sonuçların doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir.

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



Şekil 3:  $K_P = 0.6$  ve  $K_I = 0.6$  bir bölgesel yük frekans kontrol sisteminde farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi.

## 6. Kaynaklar

- [1] P. Kundur, *Power System Stability and Control*. New York: McGraw-Hill Inc., 1994.
- [2] A. G. Phadke, "Synchronized phasor measurements in power systems," *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 6, pp.10-15, 1993.
- [3] B. Naduvathuparambil, M. C. Valenti, ve A. Feliachi, "Communication delays in wide area measurement systems", in *Proc. 2002 Southeastern Symposium on System Theory*, vol. 1, University of Alabama, Huntsville, AL (USA), pp. 118-122.
- [4] X. Yu ve K. Tomsovic, "Application of linear matrix inequalities for load frequency control with communication delays," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, pp. 1508-1515, August 2004.
- [5] H. Bevrani ve T. Hiyama, "On load-frequency regulation with time delays: design and real-time implementation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 292-300, Marh 2009.
- [6] M. Liu, L. Yang, D. Gan, D. Wang, F. Gao ve Y. Chen, "The stability of AGC systems with commensurate delays," *European Transactions on Electrical Power 2007*, vol. 17, pp.615-627, 2007.
- [7] L. Jiang, W. Yao, J. Y. Wen, S. J. Cheng ve Q. H. Wu, "Delay-dependent stability for load frequency control with constant and time varying delay," Accepted for publication in *IEEE Trans. on Power Systems*, 2012.
- [8] K. E. Walton ve J. E. Marshall, "Direct method for TDS stability analysis," *IEE Proceeding Part D*, vol. 134, pp. 101-107, 1987.
- [9] Z. V. Rekasius, "A stability test for systems with delays," in *Proceedings of Joint Automatic Control Conference*, San Francisco, CA, 1980, Paper No. TP9-A.
- [10] N. Olgac ve R. Sipahi, "An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time-invariant (LTI) systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, pp. 793-797, 2002.
- [11] SIMULINK, Model-Based and System-Based Design, Using Simulink, MathWorks Inc., Natick, MA, 2000.

Çizelge 1: Önerilen yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin  $K_P$  ve  $K_I$ 'ya göre değişimi

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

Çizelge 2: Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin  $K_P$  ve  $K_I$ 'ya göre değişimi

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