ZAMAN GECİKMESİ İÇEREN İKİ BÖLGELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ

Şahin SÖNMEZ, Saffet AYASUN

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Niğde Üniversitesi, Niğde

sahinsonmez@nigde.edu.tr sayasun@nigde.edu.tr

ÖZET

Yük frekans kontrol sistemlerinde, akım, gerilim, güç, frekans vb. büyüklükleri ölçmek için fazör ölçüm üniteleri (PMU) kullanılmaktadır. Haberleşme ağları kullanılarak, fazör ölçüm ünitelerinden elde edilen veriler merkezi kontrolörlere aktarılmakta ve kontrol merkezinden santrallere kontrol sinyallerini gönderilmektedir. Fazör ölçüm birimleri ve haberleşme ağlarının yaygın kullanılması, yük frekans kontrol sisteminin dinamik performansını ve kararlılığını olumsuz etkiyecek zaman gecikmelerine sebep olmaktadır. Bu çalışmada, zaman gecikmesinin, iki bölgeli yük frekans kontrol sistem kararlılığına olan etkisi araştırılmıştır. İlk olarak, sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değeri analitik bir yöntem kullanılarak belirlenmiştir. Analitik yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir.

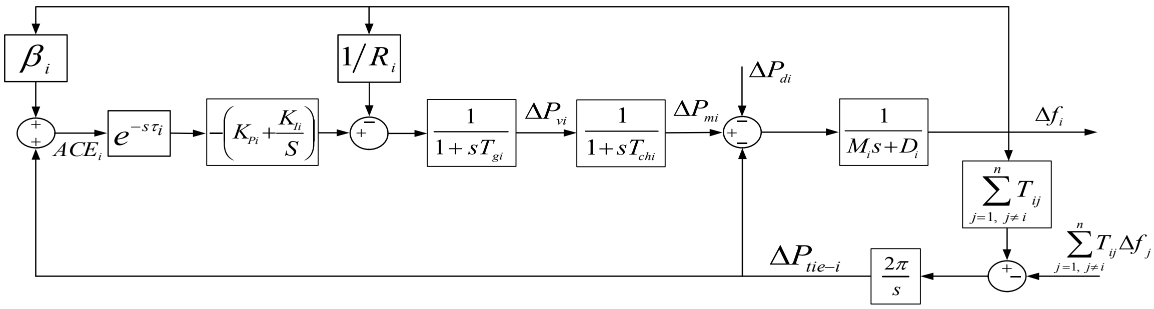
1. GİRİŞ

Yük frekans kontrol (YFK) sistemi, her bir kontrol bölgesinde yük ile üretim arasındaki dengeyi sağlamak ve dolayısı ile sistem frekansındaki değişimleri yok etmek amacı ile uzun yıllardan beri elektrik güç sistemlerinin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. YFK sistemlerinde, akım, gerilim, güç, frekans vb. büyüklükleri ölçmek için PMU'lar ve bunlardan elde edilen verileri merkezi kontrolörlere aktarmak ve kontrol merkezinden santrallere kontrol sinyallerini göndermek gerekmektedir. Bu nedenle, PMU'lar ve haberleşme ağları yaygın olarak kullanılmaktadır. PMU'lar ve haberleşme ağlarının yaygın kullanımı, sistemin dinamiği ve kararlılığını olumsuz etkiyecek zaman gecikmelerine sebep olmaktadır [2, 3]. Toplam ölçüm zaman gecikmeleri genellikle milisaniye mertebesinde olmaktadır. Kullanılan haberleşme ağının tipine bağlı olarak, YFK sistemlerinde, toplam haberleşme gecikmesinin 5-15 s aralığında olabileceği gözlemlenmiştir [4].

Yük frekans kontrolünde ortaya çıkan zaman gecikmeleri, sistem dinamiğini olumsuz etkileyerek kararsızlıklara neden olmaktadır. Bu nedenle, zaman gecikmeleri, kontrolör tasarım ve sistem dinamiğinin analizinde dikkate alınmalıdır. Özellikle, sistemin 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 ağı seçilmelidir.

Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesini analitik olarak hesaplamaya imkan veren temelde iki ayrı yöntem vardır. Bunlardan birincisi, Lyapunov kararlılık teorisi ve doğrusal matris eşitsizliklerini kullanan zaman düzlemindeki yöntemlerdir [5, 6]. İkinci grup yöntemler ise, zaman gecikmesi içeren sistemin sanal eksen üzerindeki özdeğer veya kutuplarını hesaplayan frekans düzlemindeki yöntemlerdir [7-9].

Bu çalışmada, üstel terimin yok edilmesi yöntemi kullanılarak iki bölgeli YFK sisteminin kararlılık analizi yapılmıştır [7]. Önerilen bu yöntem, herhangi bir yaklaşıklık içermeyen analitik bir prosedürdür ve bu yöntemle elde edilen sonuçlar zaman düzlemindeki diğer yöntemlerden daha doğru sonuçlar vermektedir. Bu yöntem, zaman gecikmesi içeren elektrik güç sistemlerinin küçük sinyal kararlılık ve zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılığı analizlerinde etkin bir şekilde kullanılmıştır [10, 11]. Bu çalışmada ilk olarak, iki bölgeli YFK sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesini hesaplamak için bir formül elde edilmiştir. Elde edilen bu formül kullanılarak, oransal-integral (PI) denetleyici kazançlarının farklı değerleri için maksimum zaman gecikme değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Teorik sonuçların doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir [12]. Teorik ve benzetim sonuçları, zaman gecikmesinin sistem dinamiğini olumsuz etkilediğini ve hatta kritik değerleri aştığında kararsızlığa sebep olduğunu ortaya koymuştur.



Şekil 1: Bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminin blok diyagramı

2. ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİ

YFK sistemlerinin modellenmesi ve analizinde, doğrusal sistem modelleri yaygın olarak kullanılmaktadır. YFK sisteminde her bir kontrol alanındaki tüm üretim birimleri bir eşdeğer üretim birimi olarak basitleştirilebilir. Şekil 1'de gösterildiği gibi n kontrol alanı içeren YFK sisteminin dinamik modeli Denklem (1) ile ifade edilebilir [4, 5].

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

$$x_i(t) = \left[\Delta f_i \quad \Delta P_{mi} \quad \Delta P_{vi} \quad \int ACE_i \quad \Delta P_{tie-i}\right]^T$$

$$y_i(t) = \left[ACE_i \quad \int ACE_i\right]^T$$

$$x(t) = \left[x_1(t) \quad x_2(t) \quad \cdots \quad x_n(t)\right]^T$$

$$y(t) = \left[y_1(t) \quad y_2(t) \quad \cdots \quad y_n(t)\right]^T$$

$$u(t) = \left[u_1(t) \quad u_2(t) \quad \cdots \quad u_n(t)\right]^T$$

$$\Delta P_d(t) = \left[\Delta P_{d1}(t) \quad \Delta P_{d2}(t) \quad \cdots \quad \Delta P_{dn}(t)\right]^T$$

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

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2\pi T_{ij} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$T_{ij} = T_{ji}$$

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

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

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

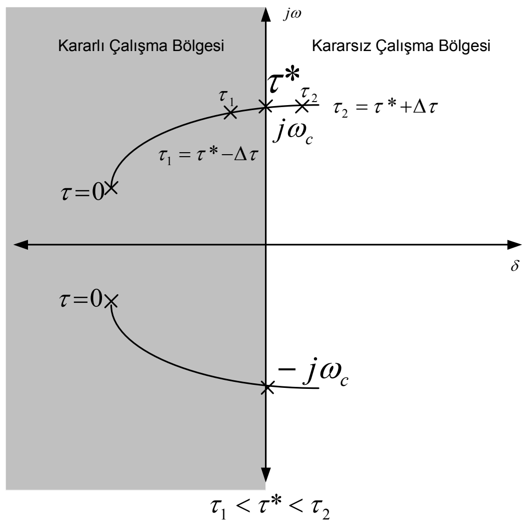
Burada, $\Delta f, \Delta P_m, \Delta P_v, \Delta P_d$ sırası ile frekans, jeneratör mekanik giriş gücü, vananın konumu ve yükteki değişimi ifade etmektedir. ACE ve $\int ACE$ ise alan kontrol hata sinyalini ve integralini göstermektedir. M, D, T_g, T_{ch} β ve R sırası ile jeneratör eylemsizlik momenti, jeneratör sönüm katsayısı, devir sayısı regülatörü ve türbin zaman sabitleri, frekans yönelim faktörü ve hız regülasyon yüzdesi ya da düşüşünü ifade etmektedir. T_{ij} , $i.$ ve $j.$ kontrol alanları arasındaki bağlantı hattı senkronizasyon katsayısıdır. YFK sisteminde alan kontrol hata sinyali (ACE) Denklem (2) ile tanımlanabilir.

$$ACE_i = \beta_i \Delta f_i + \Delta P_{tie-i} \qquad (2)$$

Burada ΔP_{tie-i} , $i.$ kontrol alanındaki bağlantı hattının net güç değişimidir. Analizleri basitleştirmek için, kontrol merkezi ile santral arasında, kontrol sinyalinin transferinden kaynaklanan zaman gecikmesi, ACE sinyalinin iletilmesinde ortaya çıkan gecikme miktarı ile toplanıp tek bir zaman gecikmesi olarak ifade edilmiş ve Şekil 1'de $i.$ kontrol alanı için $e^{-s\tau i}$ ile gösterilmiştir [4, 5]. Bu durumda, Şekil 1'de görüldüğü üzere, oransal-integral (PI) denetleyicinin girişi, τ kadar geciktirilmiş ACE sinyalidir.

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

Her bir alan için Denklem (3)'de olduğu gibi bir PI kontrolör tasarlanır ve n kontrol alanı bulunan YFK sisteminin kapalı çevrim modeli Denklem (4) ile ifade edilebilir.



Şekil 2: Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre değişimi.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{i=1}^{n} A_{di} x(t - \tau_i) + F\Delta P_d \qquad (4)$$

$$A_{di} = diag\begin{bmatrix} 0 & \cdots & -B_i K_i C_i & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

$$K_i = \begin{bmatrix} K_{Pi} & K_{Ii} \end{bmatrix}$$

$$K = diag\begin{bmatrix} K_1 & K_2 & \cdots & K_n \end{bmatrix}$$

YFK sisteminde n kontrol alanı için $\tau_i,\ i = 1, \cdots, n$ şeklinde birden fazla zaman gecikmesi bloğu içermektedir. Maksimum zaman gecikmesinin analizini basitleştirmek için, her bir zaman gecikmesi değerinin diğerine eşit olduğu varsayılıp tek bir zaman gecikmesi τ olarak gösterilmiştir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_d x(t - \tau(t)) + F\Delta P_d \qquad (5)$$

$$A_d = \sum_{i=1}^{n} A_{di}$$

YFK sisteminde her bir kontrol alanı arasındaki net bağlantı hattı güç değişimi Denklem (6) ile tanımlanmaktadır.

$$\sum_{i=1}^{n} \Delta P_{tiei} = 0 \qquad (6)$$

Bu kapalı çevrim sistemin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerinin yapılabilmesi için öncelikle, sisteme ait karakteristik denklemin elde edilmesi gerekmektedir. Karakteristik denklem

$$\Delta(s,\tau) = \det\left[sI - A - A_d e^{-s\tau} \right] = \sum_{k=0}^{n} a_k(s) e^{-k\tau s} = 0 \qquad (7)$$

Burada, $a_k(s)$ reel katsayılı polinomu ifade etmektedir.

3. KARARLILIK ANALİZİ

3.1.Kararlılık ve Maksimum Zaman Gecikmesi

Yük frekans kontrol sisteminin kararlılık analizini yapabilmek için, sisteme ait Denklem (7)'de verilen karakteristik denklemin köklerinin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değiştiğinin analiz edilmesi gerekmektedir. Ancak, Denklem (7) 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 neden olmaktadır. Sonsuz adet kökün değeri ve bunların zaman gecikmesi τ 'nun 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 değişeceğinin 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 τ 'nun değişimi ile köklerden bazılarının konumunun değişeceği muhakkaktır. Köklerin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değişebileceği ve kararlı sistemin zaman gecikmesi τ 'nun 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 τ 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 ekseni $s = \pm j\omega_c$ noktalarında keserek, kompleks düzlemin sağ yarı bölgesine geçebilir. Köklerin, sanal ekseni kestiği zaman gecikmesi değerinde sistem sınırda kararlıdır. Dolayısı ile kararlık analizi açısından sistemin köklerinin hangi zaman gecikme değerinde sanal eksen üzerinde olacağının belirlenmesi yeterli olmaktadır. Bu zaman gecikme değeri, sistemin kararlılığını kaybetmeden dayanabileceği maksimum zaman gecikmesi olarak tanımlanmakta ve sistemin zaman gecikmesi açısından kararlılık sınırını temsil etmektedir.

3.2.Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması: Üstel Terimin Eliminasyonu Yöntemi

Yük frekans kontrol sisteminin kararlı olabilmesi için gerek ve yeter koşul, Denklem (7)'de verilen karakteristik denkleme ait köklerin, kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmasıdır. Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerinde, $\tau = \tau^*$, Şekil 2'de gösterildiği üzere, karakteristik denklem sanal eksen üzerinde köklere sahip olacaktır. Bu yöntemin amacı, karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin ($s = j\omega_c$) olacağı maksimum zaman gecikmesi değerini analitik olarak hesaplamaktır. Eğer , sonlu bir zaman gecikme değeri τ için Denklem (7)'nin $s = j\omega_c$ 'de bir kökü mevcut ise, kompleks kökler eşlenik olarak var olduklarından, aynı τ değeri için $\Delta(-s,\tau) = 0$ denkleminin de $s = j\omega_c$'de bir kökü olacaktır. Başka bir ifade ile aşağıda verilen iki denklemin de, aynı τ değeri için $s = j\omega_c$ 'de kökleri olacaktır.

$$\Delta(s,\tau) = \sum_{k=0}^{n} a_k(s) e^{-k\tau s} = 0 \tag{8}$$

$$\Delta(-s,\tau) = \sum_{k=0}^{n} a_k(-s) e^{k\tau s} = 0 \tag{9}$$

Kararlılık analizi için Denklem (8) ve (9) var olan $e^{-k\tau s}$ ve $e^{k\tau s}$, $k = 0,1,2,\ldots,n$ üstel terimlerin elimine edilmesi gerekmektedir. Bu ise iteratif olarak gerçekleştirilebilir. Bu amaçla, ilk olarak Denklem (8) ve (9) kullanılarak aşağıda verilen iki yeni karakteristik denklem elde edilir [7, 10].

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(s,\tau) &= a_0(-s)\Delta(s,\tau) - a_n(s)e^{-n\tau s}\Delta(-s,\tau) \\ &= \sum_{k=0}^{n-1}\left[a_0(-s)a_k(s) - a_n(s)a_{n-k}(-s)\right]e^{-k\tau s}\end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(-s,\tau) &= a_0(s)\Delta(-s,\tau) - a_n(-s)e^{n\tau s}\Delta(s,\tau) \\ &= \sum_{k=0}^{n-1}\left[a_0(s)a_k(-s) - a_n(-s)a_{n-k}(s)\right]e^{k\tau s}\end{aligned} \quad (11)$$

Denklem (10) ve (11)'den görüldüğü gibi, eğer Denklem (8) ve (9)' un $s = j\omega_c$ 'de bazı τ değerleri için bir kökü varsa, Denklem (10) ve (11)'inde aynı τ değerleri için $s = j\omega_c$ 'da bir kökü mevcuttur. Denklem (10) ve (11) yeniden yazılacak olursa

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(s,\tau) &= \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(s)e^{-k\tau s} = 0 \\ \Delta^{(1)}(-s,\tau) &= \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(-s)e^{k\tau s} = 0\end{aligned} \quad (12)$$

elde edilir. Burada,

$$a_k^{(1)}(s) = a_0(-s)a_k(s) - a_n(s)a_{n-k}(-s) \quad (13)$$

olarak tanımlanmaktadır. Denklem (12)'den görüldüğü üzere, Denklem (8) ve (9) verilen karakteristik denklemlerdeki *n* olan üstel terimin derecesi $(n-1)$ 'e indirgenmiştir. Denklem (13) de tanımlanan prosedür arka arkaya tekrar edilerek üstel terimleri yok etmek üzere, aşağıda tanımlanan yeni bir polinom geliştirilebilir.

$$a_k^{(r+1)}(s) = a_0^{(r)}(-s)a_0^{(r)}(s) - a_{n-r}^{(r)}(s)a_{n-r-k}^{(r)}(-s) \quad (14)$$

Bu prosedür *r* defa tekrarlandığında yeni karakteristik denklem aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\Delta^{(r)}(s,\tau) = \sum_{k=0}^{n-r} a_k^{(r)}(s)e^{-k\tau s} = 0 \quad (15)$$

Bu işlemler n defa tekrarlanarak, Denklem (8) ve (9) verilen *n.* derece üstel terim kolaylıkla yok edilerek, herhangi bir üstel terimi bulunmayan aşağıdaki karakteristik denklem elde kolaylıkla elde edilir.

$$\Delta^{(n)}(s) = a_0^{(n)}(s) = 0 \quad (14)$$

Burada,

$$a_0^{(n)}(s) = a_0^{(n-1)}(-s)a_0^{(n-1)}(s) - a_1^{(n-1)}(s)a_1^{(n-1)}(-s) \quad (15)$$

Eğer Denklem (8)'in bazı τ değerleri için, $s = j\omega_c$ 'de bir kökü mevcut ise, Denklem (14)'de verilen karakteristik denkleminde aynı τ değerleri için $s = j\omega_c$'da kökü bulunmaktadır. Çünkü yukarıda anlatılan prosedürde, Denklem (7)'nin sanal kökleri, arka arkaya yapılan işlemler boyunca korunmaktadır. Denklem (15)'de $s = j\omega_c$ yerine yazılırsa, aşağıdaki ω_c^2 polinomu elde edilir.

$$\begin{aligned}W(\omega_c^2) &= a_0^{(n-1)}(-j\omega_c)a_0^{(n-1)}(j\omega_c) \\ &\quad - a_1^{(n-1)}(j\omega_c)a_1^{(n-1)}(-j\omega_c) = 0\end{aligned} \quad (16)$$

Denklem (16)'nın reel pozitif kökü ω_c , Denklem (8)'in $s = \pm j\omega_c$ sanal köklerine karşılık gelmektedir. Denklem (16)'nın pozitif reel kökü ω_c için, maksimum zaman gecikmesinin değeri ise aşağıdaki denklemle hesaplanabilir [7, 10].

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} tan^{-1}\left(\frac{Im\left\{\left(a_0^{(n-1)}(j\omega_c)\right)/\left(a_1^{(n-1)}(j\omega_c)\right)\right\}}{Re\left\{-\left(a_0^{(n-1)}(j\omega_c)\right)/\left(a_1^{(n-1)}(j\omega_c)\right)\right\}}\right) + \frac{2r\pi}{\omega_c};$$

$$r = 0,1,2,.....,\infty \quad (17)$$

4. SONUÇLAR

Bu bölümde, $n = 2$ seçilerek iki bölgeli YFK sistemi oluşturulmuştur. Daha sonra sistemde PI denetleyici kullanılarak farklı kazanç değerleri için sistemin kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri τ^* Denklem (17)'de verilen formül kullanılarak hesaplanmıştır. Elde edilen teorik zaman gecikme değerlerinin doğruluğu Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir. Kullanılan iki bölgeli yük frekans kontrol sistemine ait parametreler Tablo 1'de verilmiştir [4]. İki bölgeli YKF sistemin karakteristik denklemi, Denklem (8) kullanılarak $n = 2$ için

$$\begin{aligned}\Delta(s,\tau) &= \sum_{k=0}^{2} a_k(s)e^{-k\tau s} = 0 \\ \Delta(s,\tau) &= a_0(s) + a_1(s)e^{-\tau s} + a_2(s)e^{-2\tau s} = 0\end{aligned} \quad (18)$$

olarak elde edilir.

Tablo 1:YFK sisteminin parametreleri

Parametre	$T_{ch}(s)$	$T_g(s)$	R	D	β	M
Bölge 1	0.3	0.1	0.05	1	21	10
Bölge 2	0.4	0.17	0.05	1.5	21.5	12
$T_{12} = 0.0796$ *p.u./rad*						

4.1.Teorik Sonuçlar

Teorik maksimum zaman gecikme değerleri, oransal-integral (PI) denetleyici için hesaplanmıştır ve elde edilen sonuçlar

Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır [4]. Tablo 2'de farklı PI denetleyici kazanç değerleri için hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri verilmiştir. Sonuçlardan görüldüğü üzere, K_P değeri sabit tutulup K_I değeri artırıldığında, τ^* değeri azalmaktadır. Maksimum zaman gecikmesi azaldığından, K_I kazancının artması sistem kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Benzer biçimde, K_I kazanç değeri sabit iken ve $K_P = 0 - 0.4$ aralığı için, K_P 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. K_P 'nin benzer etkisi, daha önce yapılan bir çalışmada sunulan zaman gecikmeli jeneratör uyartım kontrol sisteminde de gözlenmiştir [11]. PI denetleyici için bulunan τ^* değerleri, Tablo 3'de sunulan Lyapunov yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında, iki önemli farklılık dikkate değerdir. Bunlardan birincisi, önerilen yöntemle elde edilen τ^* değerleri, Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha büyüktür. İkincisi ise, K_P kazancının yukarıda açıklanan etkisi Lyapunov yönetiminde ortaya çıkmamaktadır. Başka bir ifadeyle, sabit K_I değeri için, K_P kazancının artması, τ^* 'da sürekli bir azalmaya neden olmaktadır. Önerilen yöntemle elde edilen teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin Lyapunov yöntemi ile elde edilenlerden daha doğru ve tam sonuçlar olduğu, bir sonraki bölümde Matlab/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir.

4.2.Teorik Sonuçların Doğrulanması

Önerilen teorik yöntemle hesaplanan maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu göstermek için PI denetleyicisinin benzetim çalışmaları yapılmıştır. PI denetleyici için K_P = 0.4 ve K_I= 0.6 seçilmiştir. Tablo 2'den açıkça görüldüğü üzere, bu kazanç değerinde, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri $\tau^* = 2.184\ s$ Lyapunov yöntemi ile ise $\tau^* = 1.731\ s$ olarak hesaplanmıştır.

Şekil 3'de üç farklı zaman gecikme değerleri için $(\tau_1 = 2.1\ s,\ \tau_2 = 2.189\ s,\ \tau_3 = 2.3\ s)$ frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Bu şekilden açıkça görüldüğü üzere, zaman gecikmesi $\tau_2 = 2.189\ s$ olduğunda, sistem tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup, sistem sınırda kararlıdır. Bu gecikme değeri, benzetim yoluyla elde edilen ve sistemin sınırda kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim yoluyla elde edilen bu değer, önerilen teorik yöntemle edilen zaman gecikme değeri $(\tau^* = 2.184\ s)$ ve Lyapunov yöntemi ile elde edilen değer $((\tau^* = 1.731\ s))$ ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin daha doğru bir sonuç verdiği açık bir biçimde görülmektedir.

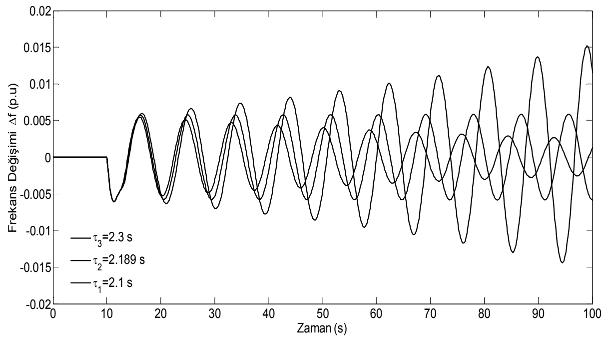
Ayrıca, Şekil 3'den görüldüğü üzere, zaman gecikmesi daha büyük bir değere arttırıldığında $(\tau_3 = 2.3\ s > \tau^* = 2.184\ s)$, sistem kararsız hale gelmektedir. Aynı şekilde gecikme değeri, maksimum gecikme değerinden daha küçük bir değere $(\tau_1 = 2.1\ s < \tau^* = 2.184\ s)$ azaltıldığında ise sistem kararlı hale gelmektedir. Şekil 3'de $\tau_3 = 2.3\ s$ için verilen grafikte görüldüğü gibi salınımların sürekli artması ve sistemin tepkisinin sonsuza gitmesi, sistemin kararsız bir davranış gösterdiğini ispatlar niteliktedir. Benzer biçimde, $\tau_1 = 2.1\ s$ için verilen frekans değişiminde, zaman gecikmesinin kritik değerden küçük olması durumunda ise salınımların azaldığı görülmektedir.

Benzer sonuçlar farklı PI denetleyici kazanç değerleri içinde gözlemlenmiştir. Örnek verilecek olursa $K_P = 0.2$ ve $K_I = 0.4$ olarak seçildiğinde Tablo 2 ve 3'den görüldüğü üzere, bu kazanç değerinde, önerilen yöntemle teorik zaman gecikme değeri $\tau^* = 3.629\ s$ Lyapunov yöntemi ile ise $\tau^* = 3.209\ s$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 4'de üç farklı zaman gecikme değerleri için ($\tau_1 = 3.5\ s,\ \ \tau_2 = 3.632\, s,\ \ \tau_3 = 3.7\ s$) frekans değişimini gösteren benzetim sonucu sunulmuştur. Bu şekilden açıkça görüldüğü üzere, zaman gecikmesi $\tau_2 = 3.632\, s$ olduğunda, sistem tepkisinde sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup, sistem sınırda kararlıdır. Bu gecikme değeri, benzetim yoluyla elde edilen ve sistemin sınırda kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim yoluyla elde edilen bu değer, önerilen teorik yöntemle edilen zaman gecikme değeri ($\tau^* = 3.629\ s$) ve Lyapunov yöntemi ile elde edilen değer ($\tau^* = 3.209\ s$) ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin daha doğru bir sonuç verdiği açık bir biçimde görülmektedir.

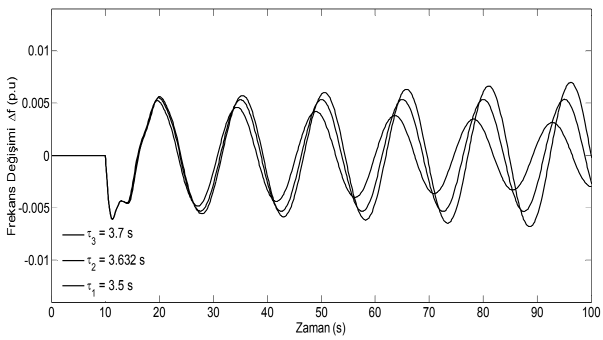
5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, iki bölgeli yüksek frekans kontrol sistem dinamiğine haberleşme ve veri transferinden kaynaklanan zaman gecikmesinin etkisi araştırılmıştır. Bu amaçla, sistemin kararlılık sınırını belirleyen ve sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini teorik olarak hesaplamak için 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: Farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi: $K_P = 0.4$ ve $K_I = 0.6$



Şekil 4: Farklı zaman gecikme değerleri için frekansın değişimi: $K_P = 0.2$ ve $K_I = 0.4$

Tablo 2: Önerilen yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin K_P ve K_I'ya göre değişimi

τ^*	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	**0.4**	**0.6**	1.0
0	30.801	15.086	9.838	7.207	3.222	1.842	0.597
0.05	31.768	15.566	10.158	7.447	3.342	1.921	0.643
0.1	32.642	16.004	10.450	7.665	3.450	1.991	0.681
0.2	34.114	16.740	11.059	8.032	**3.629**	2.104	0.732
0.4	35.720	17.538	11.466	8.421	3.800	**2.184**	0.697
0.6	34.805	17.065	11.134	8.153	3.588	1.891	0.496
1.0	0.523	0.511	0.498	0.485	0.427	0.367	0.251

Tablo 3: Lyapunov yöntemi ile elde edilen maksimum zaman gecikme değerlerinin K_P ve K_I'ya göre değişimi

τ^*	K_I						
K_P	0.05	0.1	0.15	0.2	**0.4**	**0.6**	1.0
0	27.848	13.699	8.974	6.603	3.002	1.745	0.573
0.05	27.830	14.020	9.205	6.777	3.095	1.810	0.616
0.1	27.001	13.650	9.166	6.881	3.174	1.863	0.649
0.2	25.090	12.702	8.572	6.497	**3.209**	1.931	0.692
0.4	20.278	10.364	7.014	5.338	2.735	**1.731**	0.637
0.6	14.228	7.332	4.944	3.768	1.920	1.198	0.443
1.0	0.465	0.455	0.444	0.433	0.384	0.332	0.227

6. KAYNAKLAR

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

[2] Naduvathuparambil, B., Valenti, M. C. and 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.

[3] Phadke, A. G., "Synchronized phasor measurements in power systems," *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 6, pp.10-15, 1993.

[4] 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* 2007, vol. 17, pp.615-627, 2007.

[5] Yu, X. and Tomsovic, K., "Application of linear matrix inequalities for load frequency control with communication delays," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, pp. 1508-1515, August 2004.

[6] Jiang, L., Yao, W., Wen, J. Y., Cheng, S. J. and Wu, Q. H., "Delay-dependent stability for load frequency control with constant and time varying delay," *IEEE Transactions on Power Systems, vol. 27, n. 2*, pp. 932-941, May 2012.

[7] Walton, K. E. and Marshall, J. E., "Direct method for TDS stability analysis," *IEE Proceeding Part D*, vol. 134, pp. 101–107, 1987.

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

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

[10] Ayasun, S., "Computation of time delay margin for power system small-signal stability," *European Transactions on Electrical Power*, vol. 19, pp. 949-968, 2009.

[11] Ayasun, S. and Gelen, A., "Stability analysis of a generator excitation control system with time delays," *Electrical Engineering,* vol. 91, pp. 347-355, 2010.

[12] SIMULINK, Model-Based and System-Based Design, Using Simulink, MathWorks Inc., Natick, MA, 2000.