



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

HABERLEŞME GECİKMELERİNİN JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEM
KARARLILIĞINA OLAN ETKİLERİNİN ÜSTEL TERİMLERİN YOK EDİLMESİ
YÖNTEMİ İLE ARAŞTIRILMASI

ADEM DOĞAN

Temmuz 2012

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

HABERLEŞME GECİKMELERİNİN JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEM
KARARLILIĞINA OLAN ETKİLERİNİN ÜSTEL TERİMLERİN YOK EDİLMESİ
YÖNTEMİ İLE ARAŞTIRILMASI

ADEM DOĞAN

Yüksek Lisans Tezi

Danışman

Doç.Dr.Saffet AYASUN

Temmuz 2012

Adem DOĞAN tarafından Doç. Dr. Saffet AYASUN danışmanlığında hazırlanan “Haberleşme Gecikmelerinin Jeneratör Uyarma Kontrol Sistem Kararlılığına Olan Etkilerinin Üstel Terimlerin Yok Edilmesi Yöntemi İle Araştırılması” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

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



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



Üye: Doç. Dr. Ulaş EMİNOĞLU
(Niğde Üniversitesi, Niğde)



ONAY:

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

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

Doç. Dr. Osman SİVRİKAYA
MÜDÜR

ÖZET

HABERLEŞME GECİKMELERİNİN JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEM KARARLILIĞINA OLAN ETKİLERİNİN ÜSTEL TERİMLERİN YOK EDİLMESİ YÖNTEMİ İLE ARAŞTIRILMASI

DOĞAN Adem

Niğde Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Doç.Dr.Saffet AYASUN

Temmuz 2011, 34 sayfa

Elektrik güç sistemlerinde kullanılan ölçüm cihazları ve data iletiminde kullanılan haberleşme sistemlerinden dolayı, ihmal edilemeyecek büyüklükte zaman gecikmeleri gözlenmektedir. Bu zaman gecikmeleri sistemin dinamik performansını olumsuz etkilemekte ve kararsızlıklara neden olmaktadır. Bu tez çalışmasında zaman gecikmesi içeren jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılık analizi yapılmıştır. Bu yüksek lisans tez çalışması iki aşamadan oluşmaktadır. Birinci aşamasında; jeneratör uyarma kontrol sistemlerinde literatürde bulunan Üstel Terimin Yok Edilmesi metodu kullanılarak teorik olarak sistemin kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. İkinci aşamada ise jeneratör uyarma kontrol sistemlerinde zaman gecikmesinin sistem kararlılığına etkisi Matlab/Simulink programı kullanılarak araştırılmış ve teorik sonuçların doğruluğu incelenmiştir. Simülasyon sonuçları ile teorik olarak hesaplanan maksimum zaman gecikmelerinin doğru bir şekilde hesaplandığı belirlenmiştir.

Anahtar Sözcükler: Jeneratör uyarma Kontrol Sistemi, Kararlılık, Zaman Gecikmesi, Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu, MATLAB/SIMULINK

SUMMARY

INVESTIGATION OF COMMUNICATION TIME DELAYS EFFECTS ON THE STABILITY OF THE GENERATOR EXCITATION CONTROL SYSTEM BY THE METHOD OF EXPONENTIAL TERMS ELIMINATION

DOĞAN Adem

Niğde University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Saffet AYASUN

July 2012, 34 pages

The inevitable time delays are observed in electrical power systems because of the use of measurement devices and communication networks for data transfer. These time delays adversely affect the dynamic performance of the system and they can even cause instabilities. In this thesis study, the stability of time-delayed generator excitation control system has been analyzed. In the first stage of the thesis, the delay margins of the excitation control system for various controller gains have been determined by using a theoretical method known as elimination of exponential term. In the second stage, the theoretical delay margins are verified by using Matlab/Simulink program. The simulation results show that the theoretical method correctly estimates the delay margin of the generator excitation control system.

Keywords: Generator excitation control system, Stability, Time delay, Elimination of the exponential term, Matlab/Simulink

TEŞEKKÜR

Niğde Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde 2011–2012 Eğitim-Öğretim yılında hazırlanan bu tez çalışmasında; bilgi, tecrübe ve desteğini benden esirgemeyen danışmanım Doç.Dr. Saffet AYASUN'a, Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümündeki değerli öğretim elemanlarına, maddi ve manevi destekleri ile her zaman yanımda olan aileme teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iii
SUMMARY	iv
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
TABLolar DİZİNİ	x
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
BÖLÜM 2 ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ METODU İLE ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLERİN KARARLILIK ANALİZİ	5
2.1 Zaman Gecikmeli Sistemlerin Kararlılığı	5
2.2 Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesabı	8
2.3 Kompleks Köklerin Hareket Yönünün Belirlenmesi	10
BÖLÜM 3 KARARLI KILICI TRANSFORMATÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ	13
3.1 Sistem Modeli	13
3.2 AVR Sistemin Zaman Gecikmesinin Teorik Olarak Hesaplanması	15
3.3 Oransal –İntegral (PI) Denetleyici Kazançlarının Maksimum Etkisinin Zaman Gecikmesine İncelenmesi	17
BÖLÜM 4 TEORİK MAKSİMUM GECİKME DEĞERLERİNİN MATLAB/SİMULİNK İLE DOĞRULANMASI	21
4.1 Zaman Gecikmeli Jeneratör Uyarma Kontrol Sistemin Simulink Modeli	21
4.2 Teorik ve Simulasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması	22
4.3 Teorik ve Simulasyon Sonuçlarının Kararlı Kılıcı Transformatör Yokken Karşılaştırılması	28
BÖLÜM 5 SONUÇ	31
KAYNAKLAR	32

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 Sekron jeneratör uyarma kontrol sisteminin diyagramı	1
Şekil 2.1 Zaman gecikmeli sistemin kararlılığının τ zaman gecikmesine göre değişimi.....	6
Şekil 3.1 Zaman gecikmesi ve kararlı kılıcı transformatör içeren jeneratör uyarma kontrol sisteminin blok diyagramı.....	13
Şekil 3.2 $K_p=0.7$ için Maksimum Zaman Gecikmesinin İntegral Kazancına göre değişimi..	20
Şekil 4.1 Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin Matlab/Simulink modeli ..	21
Şekil 4.2 $K_p=0.3$, $K_I=1.0$ ve $\tau^*=2.7694$ s değerleri için simülasyon sonucu.....	22
Şekil 4.3 $K_p=0.3$, $K_I=1$ ve $\tau=2,60$ s değerleri için simülasyon sonucu.....	23
Şekil 4.4 $K_p=0.3$, $K_I=1$ ve $\tau =2.80$ s değerleri için simülasyon sonucu.....	24
Şekil 4.5 $K_p=0.9$ $K_I=3$ ve $\tau^*=2.5912$ s değerleri için simülasyon sonucu.....	25
Şekil 4.6 $K_p=0,9$, $K_I=3$ ve $\tau =2,45$ s değerleri için simülasyon sonucu.....	26
Şekil 4.7 $K_p=0.3$, $K_I=3$ ve $\tau =2.65$ s değerleri için simülasyon sonucu.....	27
Şekil 4.8 $K_p=0.7$ $K_I=0.8$ ve $\tau^*=0,1554$ s değerleri için simülasyon sonucu.....	29
Şekil 4.9 $K_p=0.7$ $K_I=0.8$ ve $\tau^*=0,17$ s değerleri için simülasyon sonucu.....	30

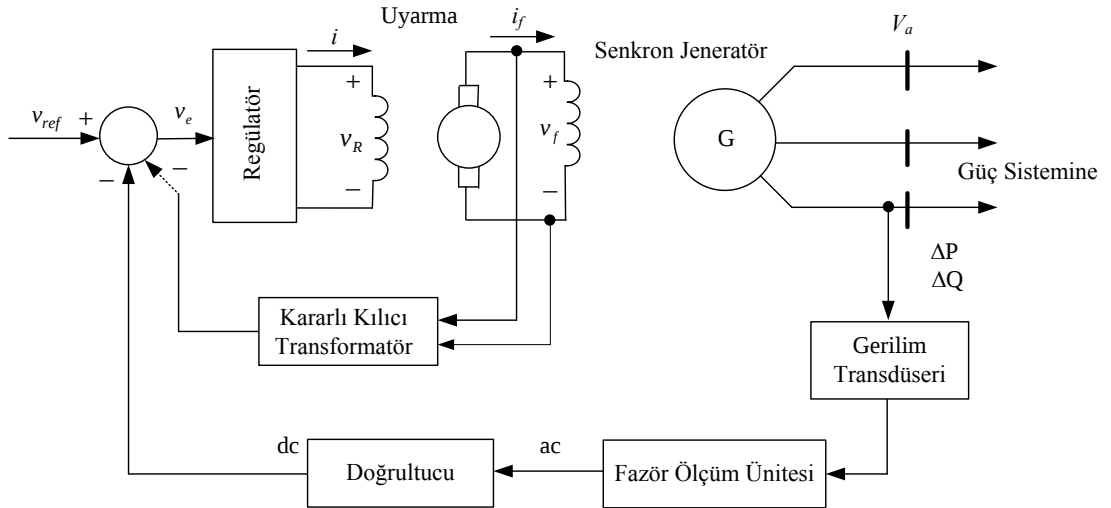
TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 3.1 Kararlı Kılıcı Transformatörlü Sistem için Maksimum gecikme sınırını içeren teorik sonuçları	19
Tablo 4.1 Kararlı Kılıcı Transformatörsüz Sistem için Maksimum gecikme sınırını içeren teorik sonuçlar.....	28
Tablo 4.2 $K_p=0,7$ ve $K_I=0,8$ için τ^* Sonuçların Karşılaştırılması.....	29

BÖLÜM I

GİRİŞ

Elektrik güç sistemlerinde, senkron jeneratörler, sistem aktif ve/veya reaktif güç talebinde herhangi bir değişiklik olduğu zaman sistem frekansını ve jeneratör terminal gerilimini nominal değerlerde tutma imkanını sağlayan, yük frekans kontrol ve uyarma kontrol sistemlerine (otomatik gerilim regülatörü) sahiptirler [1, 2]. Bu çalışmada, zaman gecikmesinin, kararlı kılıcı transformatör içeren bir jeneratör uyarma kontrol sisteminin dinamik ve kararlılığına olan etkisi araştırılacaktır. Şekil 1.1’de tipik bir uyarma kontrol sisteminin blok diyagramı verilmiştir. Bu sistem, uyarma, fazör ölçüm ünitesi (Phasor Measurement Unit, PMU), doğrultucu, regülatör ve kararlı kılıcı transformatörden oluşmaktadır. Uyarma sistemi, senkron jeneratörün uyarma sargısına DC güç sağlamaktadır. Regülatör sistemi, Oransal –İntegral Denetleyici (PI) kontrolör ve kuvvetlendiriciden oluşmaktadır [2, 3]. Regülatör, uyarma kontrolü için uygun şekil ve seviyede kontrol işaretlerini işleyerek kuvvetlendirmektedir. PMU, gerilim transdüserinden elde edilen veriyi kullanarak pozitif bileşen gerilim fazörlerini oluşturmaktadır. Doğrultucu sistem ise PMU’nun çıkışındaki gerilimi doğrultur ve filtre ederek karşılaştırmaya gönderir.



Şekil 1.1: Senkron jeneratör uyarma kontrol sisteminin diyagramı

Uyarma kontrol sistemin çalışması özet olarak şöyle açıklanabilir. Sistem reaktif güç talebinde bir artış meydana geldiğinde, senkron jeneratör terminal geriliminde ($|v_a|$) bir azalma meydana gelir. Terminal gerilimi, PMU tarafından gerilim transdüseri yardımı ile ölçülür. Ölçülen terminal gerilimi doğrultularak referans gerilim değeri ile karşılaştırılır. PI kontrolör, tristörlü doğrultucunun tetikleme açısını kontrol edecek bir analog kontrol sinyali oluşturur. Böylece, PI kontrolör ve kuvvetlendiriciden oluşan regülatör, uyarma sargısına uygulanan gerilimi artırarak, uyarma sargı akımında bir artışa sebep olur. Akımdaki bu artış sayesinde jeneratörün ürettiği reaktif güç ve dolayısı ile terminal geriliminde istenilen artış sağlanmış olmaktadır.

Elektrik güç sistemlerinin kontrolünde, PMU'lar ve bunlardan elde edilen yada ölçülen gerilim, güç, frekans vb. büyüklükleri merkezi kontrolörlere aktarmak için haberleşme ağları yaygın olarak kullanılmaktadır. PMU'lar ve haberleşme ağlarının yaygın kullanımı, sistem dinamik ve kararlılığını olumsuz etkileyecek zaman gecikmelerine sebep olmaktadır. PMU'lar sistemin gerilim, akım, faz açısı, frekans, güç vb. dinamik verileri hızlı Fourier dönüşümlerini kullanarak ölçen donanımlardır [4]. 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. PMU'ların kullanımından dolayı sistemde gerilim transdüser gecikmesi ve veri işleme gecikmesinden oluşan toplam veri ölçüm zaman gecikmeleri gözlenmektedir. Toplam ölçüm zaman gecikmeleri genellikle milisaniye mertebesinde olmaktadır. Kullanılan haberleşme ağının tipine bağlı olarak, toplam haberleşme gecikmesinin 100-700 ms aralığında olduğu gözlemlenmiştir [5].

Güç sistemlerinin kontrolünde ortaya çıkan zaman gecikmeleri, sistem dinamiğini olumsuz etkileyerek kararsızlıklara neden olmaktadır. Bu nedenle, zaman gecikmeleri kontrolör tasarım ve sistem dinamiğinin analizinde dikkate alınmalı ve zaman gecikmesi içeren güç sistemlerinin karmaşık dinamik analizlerinin yapılmasına imkan verecek pratik analitik yöntemler geliştirilmelidir. 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 biçimde bir haberleşme ağı seçilmelidir.

Bu tezin amacı, haberleşme zaman gecikmelerinin, kararlı kılıcı transformatör içeren

bir jeneratör uyarma kontrol sisteminin (Şekil 1.1) (otomatik gerilim regülatörü) dinamik ve kararlılığına olan etkisi araştırmaktır. Literatürde, zaman gecikmesi içeren doğrusal sistemlerin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesinin hesaplanabilmesi imkânını veren birçok teorik yöntem mevcuttur. Literatürde bulunan teorik yöntemler 5 (beş) ana gruba ayrılabilir.

- i) Schur-Cohn kriteri [6-8]
- ii) Üstel terimin yok edilmesi yöntemi [9]
- iii) Matris pencil- Kronecker toplam metodu [6-8, 10]
- iv) Kronecker çarpım ve temel dönüşüm yöntemi [11]
- v) Rekasius yerine koyma yöntemi [12-15]

Literatürde mevcut olan bu yöntemlerin oldukça detaylı bir karşılaştırması [16] numaralı çalışmada bulunabilir. Bu yöntemlerden, sadece üç tanesi, zaman gecikmesi içeren elektrik güç sistemlerinin dinamik analizine uygulanmıştır. [6] numaralı kaynak çalışmada belirtilen yöntem, zaman gecikmesi içeren otomatik üretim kontrol sistemlerinin kararlılık analizinde [17] ve [14] numaralı kaynaktaki verilen Rekasius yerine koyma yöntemi ise zaman gecikmesi içeren elektrik güç sistemlerinin küçük sinyal kararlılık analizinde kullanılmıştır [18]. Son olarak, [9] numaralı çalışmada verilen üstel terimin yok edilmesi yöntemi, zaman gecikmesi içeren elektrik güç sistemlerinin küçük sinyal kararlılık [19] ve zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılığı analizlerinde [20] etkin bir şekilde kullanılmıştır.

Daha önceki çalışmalarda, üstel terimin yok edilmesi yönteminin [9], zaman gecikmeli elektrik güç sistemlerinin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmelerinin hesaplanmasında oldukça etkin ve kolayca uygulanabilecek teorik bir yöntem olduğu gösterilmiştir [19, 20]. Ayrıca bu yöntem, zaman gecikmeli mekanik sistemler [21] ve av-avlanan sistemleri [22, 23] gibi diğer zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık analizinde de kullanılmıştır. Bu nedenle, bu çalışmada da aynı yöntem kullanılmış ve kararlı kılıcı transformatörün maksimum zaman gecikmesine olan etkisi araştırılmıştır. Kullanılacak teorik yöntem, herhangi bir yaklaşıklık içermeyen analitik bir metottur.

Bu çalışmanın amaç ve içeriği aşağıdaki biçimde detaylandırılabilir:

1. Jeneratör uyarma kontrol sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesini (delay margin) teorik olarak hesaplamak: Bu amaçla literatürde

mecvut olan üstel terimin yok edilmesi yöntemi kullanılarak maksimum zaman gecikmesi hesabı için analitik bir formül geliştirilmiştir. Analizler, sistemde kararlı kılıcı transformatör var ve yok iken yapılmış ve kararlı kılıcı transformatörün maksimum zaman gecikmesine, dolayısı ile sistem kararlılık sınırına olan etkisi teorik olarak araştırılmıştır.

2. Hesaplanan teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunu Matlab/Simulink programı yardımı ile araştırmak: Zaman düzleminde simülasyonlar yapılarak, sistemin kararlı, sınırda kararlı ve kararsız olacağı zaman gecikme değerleri belirlenmiştir.
3. PI kontrolör kazançlarının maksimum zaman gecikmesi değerine olan etkisini teorik olarak analiz etmek.

Bu tezin diğer bölümleri aşağıdaki biçimde düzenlenmiştir. Bölüm II' de zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı ve üstel terimin yok edilmesi metodu hakkında bilgiler sunulmuştur. Bölüm III' te kararlı kılıcı transformatör içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılık analizi yapılmış ve sistemin sınırda kararlı olacağı zaman gecikme değerleri PI kontrolörün farklı kazanç değerleri için teorik olarak hesaplanmıştır. Bölüm IV' te teorik gecikme değerlerinin Matlab/Simulink ile doğrulanması sunulmuştur. Son olarak Bölüm V' de sonuç ve öneriler verilmiştir.

BÖLÜM II

ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ METODU İLE ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLERİN KARARLILIK ANALİZİ

2.1 Zaman Gecikmeli Sistemlerin Kararlılığı

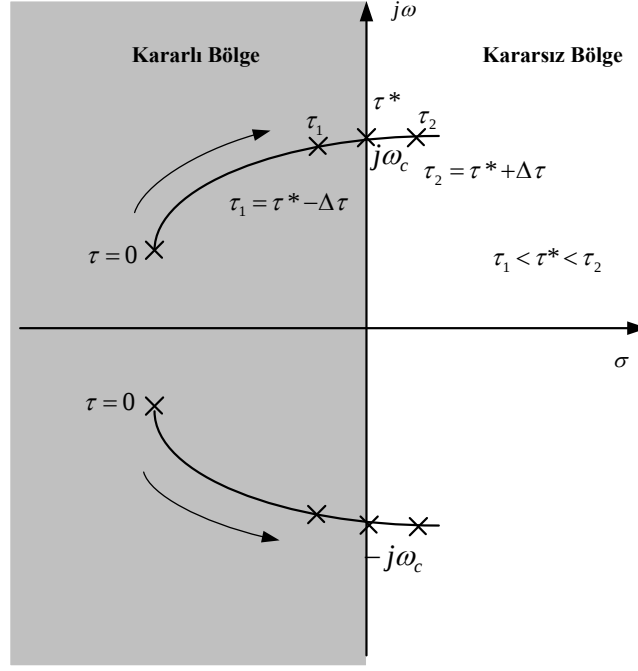
Sadece bir zaman gecikmesi bulunan dinamik sistemlerin kararlılık analizinde aşağıdaki karakteristik denklem kullanılmaktadır.

$$\Delta(s, \tau) = P(s) + Q(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (2.1)$$

Burada, $P(s)$ ve $Q(s)$ ise reel katsayılı polinomları ifade etmektedir.

Verilen herhangi bir zaman gecikmesi değerinde (τ) sistemin kararlı olabilmesi için Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denklemin tüm köklerinin kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde olması gerekmektedir. Zaman gecikmeli sistemin kararlılığı denkleminin köklerinin konumuna bağlıdır. Zaman gecikmesinin değişmesiyle bazı köklerin yerleri değişebilir. Sistem parametrelerine bağlı olarak iki farklı kararlılık durumu ortaya çıkabilir.

- i) **Gecikmeden Bağımsız Kararlılık:** Zaman gecikmesinin, sistem kararlılığını etkilemediği ve sistemin zaman gecikmesinin tüm sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olduğu durumdur.
- ii) **Gecikmeye Bağlı Kararlılık:** Zaman gecikmesinin değişimi ile köklerin konumun değiştiği durumdur. Sistemin kararlılığı zaman gecikmesinin değişimine bağlı olarak değişebilir. $\tau = \tau^*$ için sistem sınırda kararlı, $\tau > \tau^*$ için sistem kararsız ve $\tau < \tau^*$ için sistem kararlı olmaktadır. Burada τ^* maksimum zaman gecikmesini ifade etmektedir.



Şekil 2.1 Zaman gecikmeli sistemin kararlılığının τ zaman gecikmesine göre değişimi

Zaman gecikmeli dinamik sistemlerin kararlılık analizini yapabilmek için Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denklemin köklerinin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değiştiğinin analiz edilmesi gerekmektedir. Ancak, Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denklemde zaman gecikmesinden dolayı üstel terim ($e^{-s\tau}$) bulunmakta ve bu durum, köklerin belirlenmesini oldukça karmaşık hale getirmektedir. Üstel terimin mevcudiyeti, karakteristik denklemin sonsuz adet köke sahip olmasına nedene olmaktadır. Sonsuz adet kökün değeri ve bunların zaman gecikmesi τ 'nın değişimine göre nasıl değişebileceğinin analiz edilmesi oldukça zor bir problemidir. Ancak, kararlılık analizi yapabilmek için, bütün köklerin belirlenmesi zorunlu değildir. Köklerden hangilerinin zaman gecikmesine göre nasıl değişeceğini belirlenmesi kararlılık analizleri açısından yeterli olmaktadır. Bilindiği üzere, jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlı olabilmesi için, karakteristik denkleme ait tüm kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmalıdır. Toplam zaman gecikmesi τ 'nın değişimi ile köklerden bazılarının konumunun değişeceği muhakkaktır. Köklerin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değişebileceği ve kararlı sistemin zaman gecikmesi τ 'nın değişimine göre nasıl kararsız olabileceği Şekil 2.1'de grafiksel olarak gösterilmiştir. Şekil 2.1'de görüldüğü üzere, sistemde herhangi bir zaman gecikmesi

olmadığında ($\tau = 0$), kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmakta ve dolayısı ile jeneratör uyarma 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 eksen $s = \pm j\omega_c$ noktalarında keserek, kompleks düzlemin sağ yarı bölgesine geçebilir. Köklerin, sanal eksen kestiği zaman gecikmesi değerinde sistem sınırda karardır. 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 (delay margin) olarak tanımlanmakta ve sistemin zaman gecikmesi açısından kararlılık sınırını temsil etmektedir. Verilen sistem parametre değerleri için, maksimum zaman gecikmesi $\tau = \tau^*$ ile tanımlanan sistem kararlılık sınırının belirlenmesi sistem dinamiğinin analizi için oldukça önemli olmaktadır. Tez çalışmasının temel amacı, bu kararlılık sınırını ve bunun sistem parametre değerlerine göre nasıl değişeceğini teorik olarak analiz etmektir. Sonuç olarak kararlılık problemi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

Verilen: Zaman gecikmeli sistemin Denklem (2.1) 'de verilen karakteristik denklemi

İstenen : i) Kararlılığın gecikmeye bağlı olup olmadığının belirlenmesi
ii) Gecikmeye bağlı kararlı ise maksimum gecikme değerinin (τ^*) hesaplanması

Bir sonraki bölümde maksimum zaman gecikmesi değerinin hesaplanmasında kullanılan üstel terimin yok edilmesi yöntemi sunulmuştur.

2.2 Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu ile Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesabı

Zaman gecikmeli lineer sistemlerde bir tek gecikme söz konusu olduğunda, sistemin karakteristik denklemi; Denklem (2.1) biçiminde ifade edilmektedir. Bu tür sistemlerin kararlı olabilmesi için gerek ve yeter koşul Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denkleme ait köklerin, kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmasıdır. Sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerinde, $\tau = \tau^*$, Şekil 2.1'de gösterildiği üzere, karakteristik denklem sanal eksen üzerinde köklere sahip olacaktır. Bu yöntemin amacı, karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin ($s = j\omega_c$) olacağı maksimum zaman gecikmesi değerini ($\tau = \tau^*$) analitik olarak hesaplamaktır. Kompleks kökler eşlenik olarak buluncaklarından, $\tau = \tau^*$ değerinde hem $s = j\omega_c$ ve hem de $s = -j\omega_c$ kökleri Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denklemi sağlayacaktır. Bu kök değerleri Denklem (2.1)'de yerine yazılarak aşağıda verilen iki denklem kolaylıkla elde edilebilir.

$$\begin{aligned} P(j\omega_c) + Q(j\omega_c)e^{-j\omega_c\tau} &= 0 \\ P(-j\omega_c) + Q(-j\omega_c)e^{j\omega_c\tau} &= 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Yukarıda verilen iki denklem arasından üstel terim yok edilecek olursa, aşağıda verilen ω_c^2 'nin fonksiyonu olan bir polinom elde edilir [9, 19].

$$W(\omega_c^2) = P(j\omega_c)P(-j\omega_c) - Q(j\omega_c)Q(-j\omega_c) = 0. \quad (2.3)$$

Dikkat edilecek olursa, Denklem (2.1)'deki üstel terim içeren karakteristik denklem, üstel terim içermeyen Denklem (2.3)'de verilen sıradan bir polinoma dönüştürülmüştür. Bu yeni polinomun pozitif reel kökleri, $\omega_c > 0$ Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerine eşit olmaktadır. Doğal olarak, Denklem (2.3)'de verilen polinomun reel kökleri, üstel terim içeren karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde bulunan köklerinden daha kolay bir biçimde hesaplanabilir. Denklem (2.3)'de verilen polinomun köklerinin alacağı değerlere göre, aşağıdaki durumlar ortaya çıkabilir.

- i) Bu polinomun, hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde herhangi bir

kökünün olmadığıdır. Bu durumda, zaman gecikmesi, sistemin kararlılığını etkilememekte ve sistem zaman gecikmesinin tüm sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olmaktadır.

- ii) Bu denklemin en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bunun anlamı, Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift kompleks eşlenik ($s = \pm j\omega_c$) kökünün var olduğudur. Bu durumda, sistemin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, maksimum zaman gecikmesi $\tau = \tau^*$ değerinde sınırdaki kararlı olmaktadır. Eğer, $\tau > \tau^*$ olursa sistem kararsız hale gelmektedir (bkz. Şekil 2.1).

Herhangi bir pozitif reel kök ω_c için, ilgili maksimum zaman gecikme değeri τ^* , Denklem (2.1) kullanılarak aşağıdaki biçimde hesaplanabilir [9, 19]:

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega_c, \tau^*) &= P(j\omega_c) + Q(j\omega_c)e^{-j\omega_c\tau^*} = 0 \\ e^{-j\omega_c\tau^*} &= \cos(\omega_c\tau^*) - j\sin(\omega_c\tau^*) = -\frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)} \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\cos(\omega_c\tau^*) = \operatorname{Re}\left\{-\frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)}\right\} \quad \text{ve} \quad \sin(\omega_c\tau^*) = \operatorname{Im}\left\{\frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)}\right\}$$

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \operatorname{Tan}^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im}\left\{\frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)}\right\}}{\operatorname{Re}\left\{-\frac{P(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)}\right\}} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}; \quad r = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (2.5)$$

Denklem (2.3)'de verilen polinomun köklerinden sadece bazıları pozitif reel olabilir. Bu köklerin adedi q olmak üzere, pozitif reel köklerden oluşan set aşağıdaki biçimde tanımlanabilir.

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cq}\}$$

Pozitif reel köklerden her biri için, Denklem (2.5)'de verilen analitik ifade kullanılarak ilgili maksimum zaman gecikme değeri kolaylıkla hesaplanabilir. Bu gecikme değerleri aşağıda verilen set ile tanımlanmıştır.

$$\{\tau_m^*\} = \{\tau_{m1}^*, \tau_{m2}^*, \dots, \tau_{m,\infty}^*\}, m = 1, 2, \dots, q \quad (2.6)$$

Sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme değeri ise Denklem (2.6)'de verilen set elemanlarından en küçük değere sahip olan zaman gecikme değeri olacaktır.

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

2.3 Kompleks Köklerin Hareket Yönünün Belirlenmesi

Denklem (2.3)'ün pozitif kökleri için ($s = j\omega_c$) Denklem (2.1)'in kökünün zaman gecikmesinin değerlerinin artmasıyla sanal eksen geçip-geçmeyeceğine bakılır. Buda $\text{Re}[ds/d\tau]$ 'nin işaretiyle belirlenir. Sanal eksenden geçiş yapan köklerin varlığı için gerekli şart, kritik karakteristik köklerin sanal eksen sıfırdan farklı hızla geçmesidir.

Başka bir ifade ile ,

$$\text{Re}\left[\frac{ds}{d\tau}\right]_{s=j\omega_{ck}} \neq 0 \quad (2.7)$$

olmalıdır. Burada $\text{Re}[*]$ kompleks değişkenin reel kısmını göstermektedir.

Kök duyarlılığının işareti kök eğilimi (RT) olarak aşağıdaki biçimde de ifade edilir.

$$RT|_{s=j\omega_c} = \text{sgn}\left\{\text{Re}\left[\frac{ds}{d\tau}\right]_{s=j\omega_c}\right\} \quad (2.8)$$

Denklem (2.1)'in τ ya bağlı türevi alınarak ve s nin, τ 'nün açık fonksiyonu olduğu dikkate alınıp;

$$\frac{ds}{d\tau} = -s \left[\frac{P'(s)}{P(s)} - \frac{Q'(s)}{Q(s)} + \tau \right]^{-1} \quad (2.9)$$

$$\left[P'(s) + Q'(s)e^{-s\tau} - Q'(s)\tau e^{-s\tau} \right] ds = Q'(s)se^{-s\tau} d\tau \quad (2.10)$$

$$\frac{ds}{d\tau} = \frac{Q(s)se^{-s\tau}}{P'(s) + Q'(s)e^{-s\tau} - Q(s)\tau e^{-s\tau}} \quad (2.11)$$

elde edilir. Burada $P'(s)$ ve $Q'(s)$, $P(s)$ ve $Q(s)$ 'in s 'e bağlı birinci mertebeden türevleridir. Denklem (2.1)'i kullanarak bu ifade yeniden yazılacak olursa,

$$\frac{ds}{d\tau} = -s \left[\frac{P'(s)}{P(s)} - \frac{Q'(s)}{Q(s)} + \tau \right]^{-1} \quad (2.12)$$

elde edilir.

Denklem (2.12)'de $s = j\omega_c$ yerine yazılırsa; kök eğilimi RT aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
 RT|_{s=j\omega_c} &= -sgn \left[\operatorname{Re} \left(j\omega_c \left(\frac{P'(j\omega_c)}{P(j\omega_c)} - \frac{Q'(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)} + \tau \right)^{-1} \right) \right] \\
 &= -sgn \left[\operatorname{Re} \left(\frac{1}{j\omega_c} \left(\frac{P'(j\omega_c)}{P(j\omega_c)} - \frac{Q'(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)} + \tau \right) \right) \right] \\
 &= sgn \left[\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\omega_c} \left(\frac{Q'(j\omega_c)}{Q(j\omega_c)} - \frac{P'(j\omega_c)}{P(j\omega_c)} \right) \right) \right]
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

Dikkat edilirse; kök eğilimi zaman gecikmesi τ dan bağımsızdır. Bu demektir ki; her bir $\Delta(j\omega_c, \tau) = 0$ yapan ω_c değerine bağlı olarak sonsuz sayıda τ değerleri vardır, bu noktadaki köklerin davranışı her zaman aynıdır. Denklem (2.13)'ün sadeleştirilmesiyle, RT bilgisi $W(\omega_c^2)$ polinomundan elde edilebileceği kolayca gösterilebilir. Denklem (2.3)'den, $Q(j\omega_c) = \frac{P(j\omega_c)P(-j\omega_c)}{Q(-j\omega_c)}$ dir. Böylece;

$$\begin{aligned}
 RT|_{s=j\omega_c} &= sgn \left[\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\omega_c} \left(\frac{Q'(j\omega_c)Q(-j\omega_c)}{P(j\omega_c)P(-j\omega_c)} - \frac{P'(j\omega_c)}{P(j\omega_c)} \right) \right) \right] \\
 &= sgn \left[\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\omega_c} \left(\frac{Q'(j\omega_c)Q(-j\omega_c) - P'(j\omega_c)P(-j\omega_c)}{P(j\omega_c)P(-j\omega_c)} \right) \right) \right] \\
 &= sgn \left[\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\omega_c} (Q'(j\omega_c)Q(-j\omega_c) - P'(j\omega_c)P(-j\omega_c)) \right) \right]
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

elde edilir.

$\bar{z}z = |z|^2$ olduğundan; $P(j\omega_c)P(-j\omega_c) = |P(j\omega_c)|^2 > 0$ dir. Sonuçta; $\operatorname{Im}(z) = \frac{z - \bar{z}}{2j}$

özellikinden;

$$\begin{aligned}
 RT|_{s=j\omega_c} &= sgn \frac{1}{2j\omega_c} \left[(Q'(j\omega_c)Q(-j\omega_c) - Q(j\omega_c)Q'(-j\omega_c) - \right. \\
 &\quad \left. P'(j\omega_c)P(-j\omega_c) + P(j\omega_c)P'(-j\omega_c)) \right]
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

buradan da kök eğilimi,

$$RT|_{s=j\omega_c} = \text{sgn}[W'(\omega_c^2)] \quad (2.16)$$

olarak elde edilir.

Burada W' , Denklem (2.3)'de verilen polinomun ω_c^2 göre türevini ifade eder. Kök hassasiyetinin zaman gecikmesine bağlı olarak hesaplanması bu metodun en önemli katkılarından biridir. Bu ifade, $0 < \Delta\tau < 1$ için τ 'nın $\tau_1 = \tau^* - \Delta\tau$ 'dan $\tau_2 = \tau^* + \Delta\tau$ ya artması sırasında $s = j\omega_c$ de köklerin geçiş yönünü belirlemede basit kriter verir. $RT = +1$ olduğunda kök $s = j\omega_c$ sanal eksen üzerinden kararsız sağ yarım düzleme geçer veya $RT = -1$ için ise kararlı sol yarım düzleme geçer.

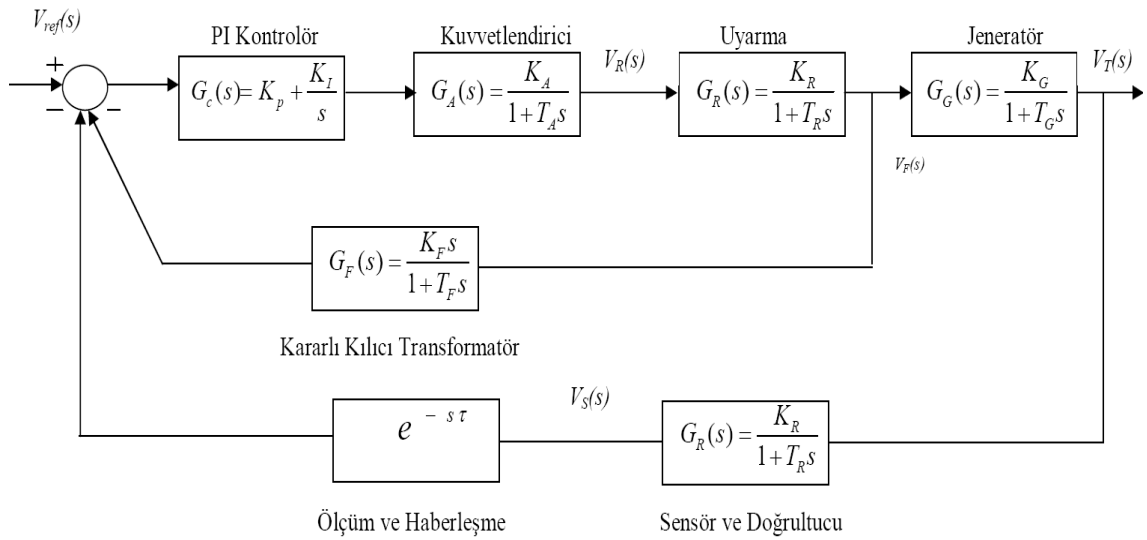
Dikkat edilecek olursa, üstel terimin yok edilmesi metodu, öncelikle Denklem (2.1)'de verilen üstel terim içeren karakteristik denklem, üstel terim içermeyen bir polinoma dönüştürülmektedir. Elde edilen bu yeni polinomun reel pozitif kökleri, Denklem (2.1)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerini vermektedir. Bu polinom ayrıca, sistem kararlılığının zaman gecikmesindeki değişimlere duyarlı olup olmadığını da belirleme imkanını sunmaktadır.

BÖLÜM III

KARARLI KILICI TRANSFORMATÖR İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ JENERATÖR UYARMA KONTROL SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ

3.1 Sistem Modeli

Bu bölümde, blok diyagramı Şekil 3.1’de verilen kararlı kılıcı transformatör içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılık analizi yapılmıştır.



Şekil 3.1: Zaman gecikmesi ve kararlı kılıcı transformatör içeren jeneratör uyarma kontrol sisteminin blok diyagramı

Şekil 3.1 ‘den de görüleceği gibi (otomatik gerilim reglatörü) AVR sistem elemanlarının 1.dereceden transfer fonksiyonları kullanılarak modellenmiştir. Her bir elemana ait transfer fonksiyonları aşağıdaki gibidir.

$$G_A(s) = \frac{K_A}{1+T_A s} : \text{Yükseltici devre transfer fonksiyonu}$$

$$G_E(s) = \frac{K_E}{1+T_E s} : \text{Uyarma transfer fonksiyonu}$$

$$G_G(s) = \frac{K_G}{1 + T_G s} : \text{ Jeneratör transfer fonksiyonu}$$

$$G_R(s) = \frac{K_R}{1 + T_R s} : \text{ Sensör ve doğrultucu devresi transfer fonksiyonu}$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} : \text{ PI denetleyici transfer fonksiyonu}$$

Burada; $K_A, K_G, K_E, K_R, K_P, K_I$ blok diyagram bileşenlerin kazanç katsayılarını,

$T_A, T_G, T_E, T_R, T_P, T_I$ blok diyagram bileşenleri zaman sabitlerini ifade etmektedir.

Şekil 3.1'de gösterildiği gibi, ölçme ve iletişim gecikmeleri toplamı (τ) ile gösterilmiş, AVR sisteminin bir parçası olarak geri besleme kısmına yerleştirilmiş ve üstel terim ile modellenmiştir. Bunun yanında Şekil 3.1 'de görüldüğü gibi geri besleme noktasına belli oranda kontrol sisteminin kararlılığını sağlamak için kararlı kılıcı transformatör eklenmiştir. Sistemin kararlılığını sağlamada AVR sisteme kararlı kılıcı transformatör aracılığı ile açık döngü transfer fonksiyonuna bir sıfır ekler ve böylece, kapalı-çevrim sisteminin kararlılığı artacaktır. Kararlı kılıcı transformatörün transfer fonksiyonu da aşağıdaki gibi verilebilir.

$$G_F(s) = \frac{K_F s}{1 + T_F s} \quad (3.1)$$

Burada K_F kazancı ve T_F ise zaman sabitini ifade etmektedir.

Kararlı kılıcı transformatör içeren zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin karakteristik denklemi;

$$\Delta(s, \tau) = P(s) + Q(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (3.2)$$

Burada, $P(s)$ ve $Q(s)$ ise reel katsayılı polinomları ifade etmektedir.

Bu polinomlar ve ilgili katsayıları, sistem kazanç ve zaman sabitleri cinsinden aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
P(s) &= p_6 s^6 + p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0 \\
Q(s) &= q_2 s^2 + q_1 s + q_0
\end{aligned} \tag{3.3}$$

$P(s)$ ve $Q(s)$ polinomların katsayıları:

$$\begin{aligned}
p_6 &= T_A T_E T_F T_G T_R \\
p_5 &= T_A T_E T_F T_G + T_R (T_A T_E T_F + T_A T_E T_G + T_A T_F T_G + T_E T_F T_G) \\
p_4 &= T_A T_E T_F + T_A T_E T_G + T_A T_F T_G + T_E T_F T_G + \\
&\quad T_R (T_A T_E + T_A T_F + T_E T_F + T_A T_G + T_E T_G + T_F T_G + K_A K_E K_P K_F T_G) \\
p_3 &= T_A T_E + T_A T_F + T_E T_F + T_A T_G + T_E T_G + T_F T_G + K_A K_E K_P K_F T_G + \\
&\quad T_R (T_A + T_E + T_F + K_A K_E K_P K_F + K_A K_E K_I K_F T_G + T_G) \\
p_2 &= T_A + T_E + T_F + K_A K_E K_P K_F + K_A K_E K_I K_F T_G + T_G + \\
&\quad T_R (K_A K_E K_I K_F + 1) \\
p_1 &= 1 + K_A K_E K_I K_F \\
q_2 &= K_A K_E K_P K_G K_R T_F \\
q_1 &= K_A K_E K_G K_R (K_P + K_I T_F) \\
q_0 &= K_A K_E K_I K_G K_R
\end{aligned} \tag{3.4}$$

olarak verilmektedir.

3.2 AVR Sistemin Zaman Gecikmesinin Teorik Olarak Hesaplanması

Denklem (3.3)'de verilen $P(s)$ ve $Q(s)$ polinomları Denklem (2.3)'de yerine yazılarak, üstel terim içermeyen yeni karakteristik denklem aşağıdaki biçimde elde edilir.

$$W(\omega_c^2) = t_{12} \omega_c^{12} + t_{10} \omega_c^{10} + t_8 \omega_c^8 + t_6 \omega_c^6 + t_4 \omega_c^4 + t_2 \omega_c^2 + t_0 = 0 \tag{3.5}$$

Burada polinomun katsayıları aşağıdaki biçimde verilmiştir.

$$\begin{aligned}
t_{12} &= (p_6)^2; \\
t_{10} &= ((p_5)^2 - p_4 p_6 - p_4 p_6); \\
t_8 &= (p_2 p_6 - p_5 p_3 + (p_4)^2 - p_3 p_5 + p_2 p_6); \\
t_6 &= (p_5 p_1 - p_4 p_2 + (p_3)^2 - p_2 p_4 + p_1 p_5); \\
t_4 &= ((p_2)^2 - p_3 p_1 - p_1 p_3 - (q_2)); \\
t_2 &= (p_1)^2 - q_1^2 + 2q_2 q_0; \\
t_0 &= (q_0)^2;
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Buradan; $P(j\omega_c)$ ve $Q(j\omega_c)$ polinomları Denklem 2.7’de yerine yazılırsa ;

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{[a_7 \omega_c^7 + a_5 \omega_c^5 + a_3 \omega_c^3 + a_1 \omega_c]}{[(a_8 \omega_c^8 + a_6 \omega_c^6 + a_4 \omega_c^4 + a_2 \omega_c^2 + a_0)]} \right) + \frac{2\pi r}{\omega_c}, r = 0, 1, 2, \dots \quad (3.7)$$

Burada;

$$\begin{aligned} a_7 &= (q_1 p_6 - q_2 p_5), a_5 = (q_0 p_5 - q_1 p_4 + q_2 p_3); \\ a_3 &= (q_1 p_2 - q_2 p_1 - q_0 p_3), a_1 = (q_0 p_1 - q_1 p_0); \\ a_8 &= -(q_2 p_6), a_6 = (q_0 p_6 + q_2 p_4 - q_1 p_5); \\ a_4 &= (-q_2 p_2 - q_0 p_4 + q_1 p_3), a_2 = (q_0 p_2 + q_2 p_0 - q_1 p_1); \\ a_0 &= -q_0 p_0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

ifadesi elde edilir.

Denklem (3.5)’in pozitif kökleri için Denklem (3.2)’in kökünün zaman gecikmesinin değerlerinin artmasıyla sanal eksen geçip-geçmeyeceğine bakılır. Buda $\text{Re}[ds/d\tau]$ ’ nun işaretiyle belirlenir. Sanal eksenden geçiş yapan köklerin varlığı için gerekli şart, kritik karakteristik köklerin sanal eksen sıfırdan farklı hızla geçmesidir. Denklem (2.16) kullanılarak AVR sistem için kök eğilimi denklemi;

$$RT|_{s=j\omega_c} = \text{sgn} \left[6t_{12}\omega_c^{10} + 5t_{10}\omega_c^8 + 4t_8\omega_c^6 + 3t_6\omega_c^4 + 2t_4\omega_c^2 + t_2 \right] \quad (3.9)$$

biçiminde elde edilir.

Burada W' , Denklem (3.5)’da verilen polinomun ω_c^2 göre türevini ifade eder. Kök hassasiyetinin zaman gecikmesine bağlı olarak hesaplanması bu metodun en önemli katkılarından biridir. Bu ifade $0 < \Delta\tau \ll 1$ için τ ’nun $\tau_1 = \tau^* - \Delta\tau$ ’dan $\tau_2 = \tau^* + \Delta\tau$ ya artması sırasında $s = j\omega_c$ de köklerin geçiş yönünü belirlemede basit kriter verir.

$RT = +1$ olduğunda, sol yarı düzlemde bulunan kompleks kökler sanal eksen keserek sağ yarı düzleme geçer. $RT = -1$ ise, sağ yarı düzlemde bulunan kökler sanal eksen keserek sol yarı düzleme geçer.

3.3 Oransal-İntegral (PI) Denetleyici Kazançlarının Maksimum Zaman Gecikmesine Etkisinin İncelenmesi

Bu bölümde, PI kontrolörün farklı kazanç değerleri için jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılığını kaybetmeden tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesi değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Bu çalışmada kullanılan sistem parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$K_A = 5, K_E = K_G = K_R = 1.0, K_F = 2.0, \\ T_A = 0.1s, T_E = 0.4s, T_G = 1.0s, T_R = 0.05s, T_F = 0.04s.$$

Maksimum gecikme değerinin nasıl hesaplandığı PI kontrolör kazanç değerleri $K_P = 0,7; K_I = 0,8 s^{-1}$ için gösterilmiştir. Maksimum zaman gecikmesi hesaplama işlemi aşağıdaki dört aşamadan oluşmaktadır:

Adım 1:

Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin Denklem (3.2) ve (3.3)'de verilen karakteristik denklemi belirlenir. Bu denklem ve ilgili katsayılar aşağıda verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = (8.10^{-5}s^6 + 0.0047s^5 + 0.4416 \times 10^{-4}s^4 + 7.817s^3 + 16.99s^2 + 9.0s) + (0.14s^2 + 3.66s + 4)e^{-s\tau} = 0$$

Zaman gecikmesi içermeyen ($\tau = 0$) sistem için karakteristik denklem kökleri,

$$s_{1,2} = -19.035 \pm j65.838; s_{3,4} = -0.501 \pm j0.4095; s_5 = -18.0155; s_6 = -1.4121;$$

olarak hesaplanır. Kökler sol yarı düzlemde olduğundan sistem zaman gecikmesi olmadığı durumda karardır.

Adım 2:

Denklem (3.5) ve (3.6)'da verilen W_c^2 polinomu ve bu polinomun gerçek pozitif kökleri hesaplanır. Elde edilen polinom ve kökleri aşağıdaki biçimdedir.

$$W(\omega_c^2) = t_{12}w_c^{12} + t_{10}w_c^{10} + t_8w_c^8 + t_6w_c^6 + t_4w_c^4 + t_2w_c^2 + t_0 = 0$$

$$W(\omega_c^2) = 6.4 \times 10^{-9} \omega_c^{12} - 4.8754 \times 10^{-5} \omega_c^{10} + 0.1246 \omega_c^8 + 46.1842 \omega_c^6 + 147.9345 \omega_c^4 + 68.7244 \omega_c^2 - 16 = 0$$

Bu polinomun kökleri aşağıda verilmiştir.

$$\omega_{c1,2} = 65.8420 \pm 19.0413i$$

$$\omega_{c3,4} = -65.8420 \pm 19.0413i$$

$$\omega_{c5,6} = -0.0000 \pm 18.0039i$$

$$\omega_{c7,8} = -0.0000 \pm 1.6115i$$

$$\omega_{c9,10} = -0.0000 \pm 0.8937i$$

$$\omega_{c11,12} = \pm 0.4105$$

Bu polinomun $\omega_c = 0.4105$ rad/s olan sadece bir adet pozitif reel kökü vardır.

Adım 3:

Denklem (3.7)'de verilen analitik formül kullanılarak $\omega_c = 0.4105$ rad/s için PI denetleyicinin belirlenen kazanç değerleri kullanılarak sistemin sınırda kararlı olabildiği gecikme değeri,

$$\tau^* = 2.8760 \text{ s}$$

olarak hesaplanmıştır.

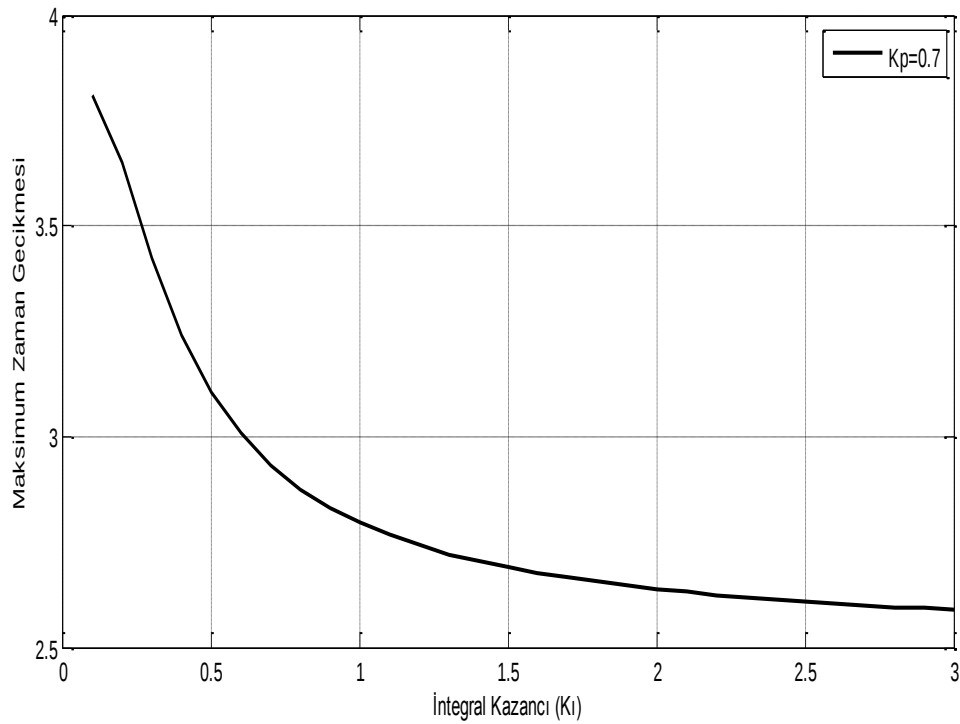
Adım 4:

$\omega_c = 0.4105$ rad/s için kök eğilimi Denklem (3.9) kullanılarak $RT = +1$ olarak bulunmuştur. Bunun anlamı $\tau^* = 2.8760$ s için sol yarı bölgede olan kökler $\tau^* = 2.8760$ s değerinde $j\omega_c$ eksenini keserek kararsız sağ yarı bölgeye geçmektedir.

Tablo 3.1: Kararlı kılıcı transformatörlü sistem için maksimum gecikme sınırını içeren teorik sonuçlar

$K_I (s^{-1})$	$\tau^* (s)$				
	$K_P = 0.1$	$K_P = 0.3$	$K_P = 0.5$	$K_P = 0.7$	$K_P = 0.9$
0.1	5.6116	5.4172	4.4663	3.8108	3.4549
0.2	3.9466	4.0532	3.9038	3.6515	3.4237
0.3	3.4221	3.5181	3.5078	3.4234	3.3101
0.4	3.1712	3.2443	3.2645	3.2403	3.1881
0.5	3.0257	3.0813	3.1073	3.1059	3.0837
0.6	2.9313	2.9745	2.9996	3.0071	2.9997
0.7	2.8653	2.8997	2.9223	2.9330	2.9330
0.8	2.8167	2.8446	2.8645	2.8760	2.8797
0.9	2.7795	2.8026	2.8199	2.8312	2.8367
1.0	2.7501	2.7694	2.7846	2.7952	2.8015
1.1	2.7263	2.7428	2.7560	2.7659	2.7724
1.2	2.7066	2.7208	2.7325	2.7416	2.7480
1.3	2.6901	2.7025	2.7128	2.7211	2.7273
1.4	2.6761	2.6869	2.6962	2.7038	2.7096
1.5	2.6640	2.6736	2.6819	2.6888	2.6943
1.6	2.6535	2.6620	2.6695	2.6758	2.6810
1.7	2.6443	2.6519	2.6587	2.6645	2.6693
1.8	2.6361	2.6430	2.6491	2.6545	2.6590
1.9	2.6289	2.6351	2.6407	2.6456	2.6498
2.0	2.6223	2.6280	2.6331	2.6377	2.6416
2.2	2.6111	2.6159	2.6202	2.6241	2.6276
2.3	2.6063	2.6107	2.6147	2.6183	2.6216
2.4	2.6019	2.6059	2.6096	2.6130	2.6161
2.5	2.5978	2.6015	2.6050	2.6082	2.6110
2.6	2.5941	2.5975	2.6007	2.6037	2.6064
2.7	2.5906	2.5938	2.5968	2.5996	2.6022
2.8	2.5874	2.5904	2.5932	2.5958	2.5982
2.9	2.5844	2.5872	2.5899	2.5923	2.5946
3.0	2.5816	2.5843	2.5868	2.5891	2.5912

Burada teorik analiz için kararlılık sınırları içerisinde PI kontrolörün farklı kazanç değerleri için sistemin maksimum gecikme değerleri hesaplanmıştır. Bu analiz PI denetleyicinin $K_p = 0.1-0.9$ ve $K_I = 0.1-3.0 \text{ s}^{-1}$ aralığı için yapılmıştır. Bu kazanç değerleri kullanılarak zaman gecikmesinin maksimum değeri önerilen yöntem kullanılarak hesaplanmıştır. Tablo 3.1’de PI denetleyicinin çeşitli kazanç değerleri için teorik olarak hesaplanan zaman gecikmesinin maksimum değeri verilmiştir. Tablo 3.1’de sunulan sonuçlardan, K_p değeri sabit tutulup, K_I değeri artırıldığında maksimum zaman gecikmesinin azaldığı görülmektedir.



Şekil 3.2: $K_p=0.7$ için maksimum zaman gecikmesinin integral kazancına göre değişimi

Şekil 3.2’de $K_p = 0.7$ iken τ^* ’ın K_I ’ya göre değişimi verilmiştir. Tablo 3.1’de görüldüğü üzere; sabit bir K_p değerinde K_I integral sabiti artarken sistemin kararlılığını kaybetmeden tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesi giderek azalmaktadır.

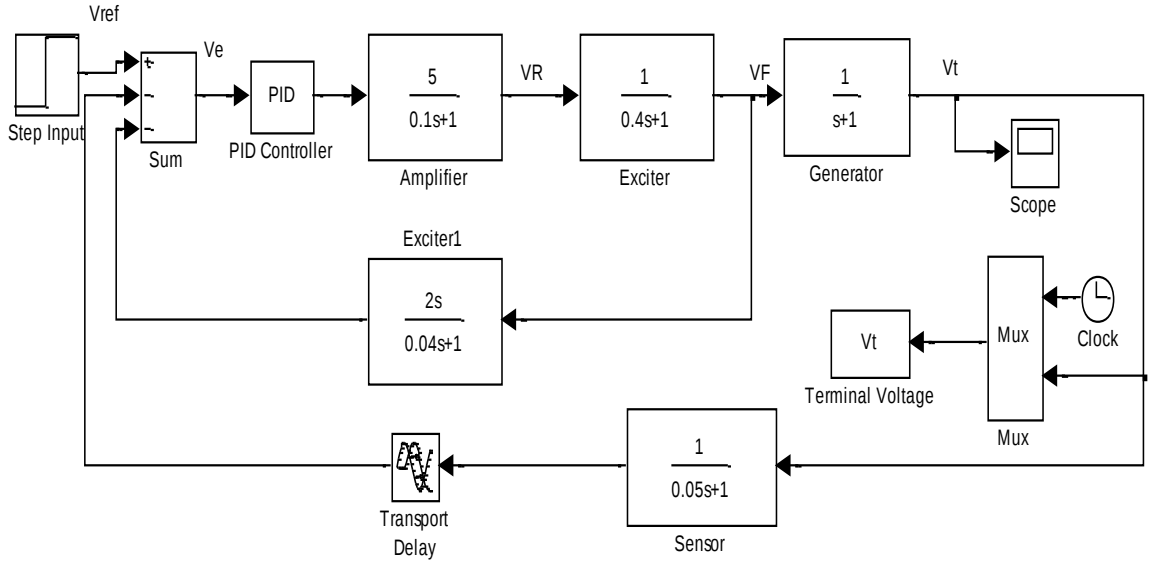
BÖLÜM IV

TEORİK MAKSİMUM GECİKME DEĞERLERİNİN MATLAB/SIMULINK İLE DOĞRULANMASI

Bu bölümde teorik olarak elde edilen sonuçların Matlab/Simulink programı kullanılarak doğruluğu gösterilmiştir.

4.1. Zaman Gecikmeli Jeneratör Uyarma Kontrol Sisteminin Simulink Modeli

Zaman gecikmesinin, sistemin kararlılığını üzerindeki etkisini incelemeye, Şekil 4.1’de gösterilen zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin Matlab/Simulink modeli kullanılmıştır.

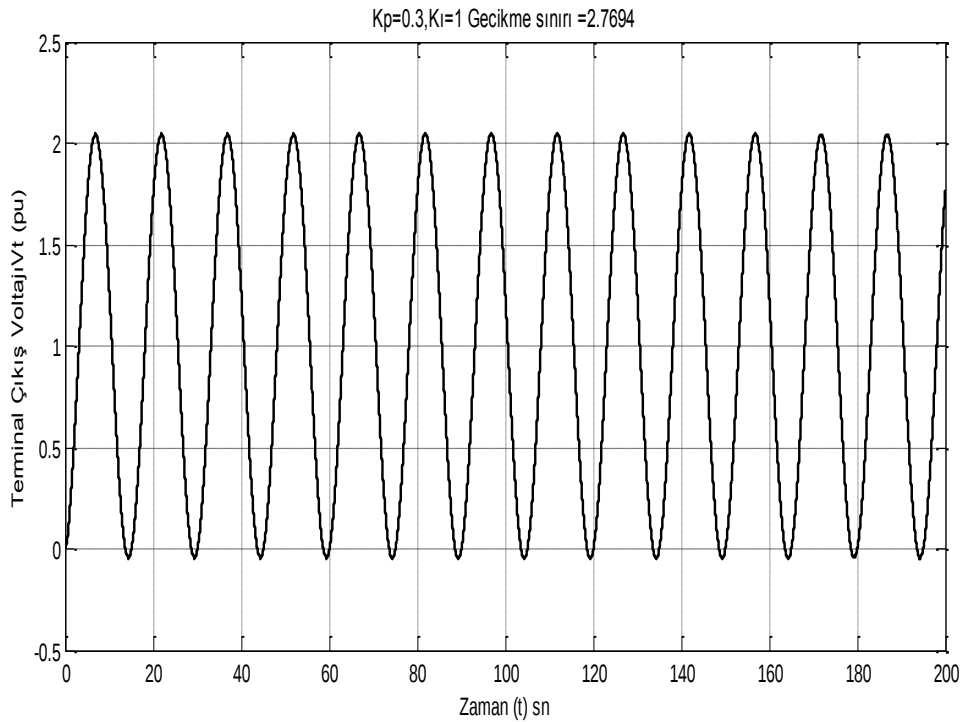


Şekil 4.1: Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin Matlab/Simulink modeli

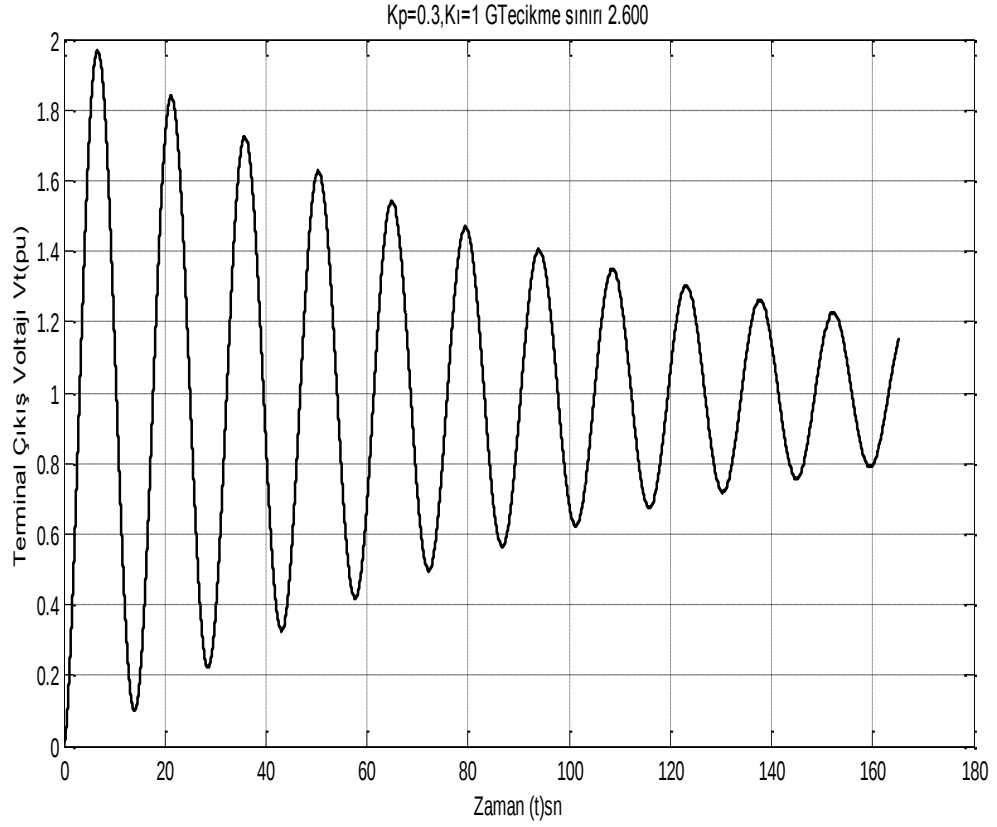
4.2. Teorik ve Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde, Matlab/Simulink programı kullanılarak zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin teorik olarak elde edilen sonuçları ile simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmayı görebilmek için tüm değerleri kullanmaya gerek yoktur. Bunun yerine sabit bir K_I ve K_p değerleri için maksimum zaman gecikmelerinin karşılaştırılması yeterli olacaktır.

İlk olarak $K_p=0.3$, $K_I=1$ için seçilmiştir. Bu değerler için maksimum zaman gecikmesinin $\tau^*=2.7694$ s olduğu Tablo 3.1'den görülmektedir. Bu zaman gecikme değeri için AVR sistemin çıkış gerilimin zamana göre değişimi Şekil 4.2'de verilmiştir. Sönümlenmeyen salınımlardan dolayı sistem sınırdadır. Şekil 4.2'den de görüleceği üzere teorik sonucun doğru olduğu görülmüştür.

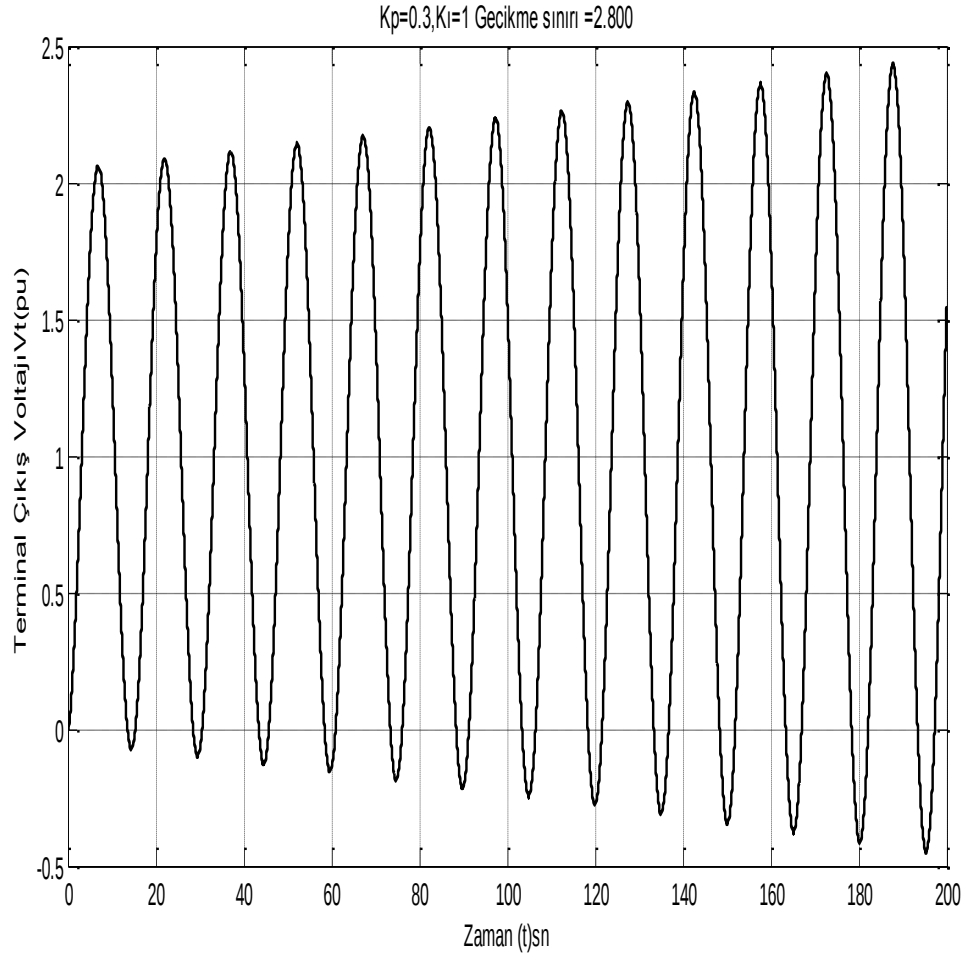


Şekil 4.2: $K_p=0.3$, $K_I=1.0$ ve $\tau^*=2.7694$ s değerleri için simülasyon sonucu



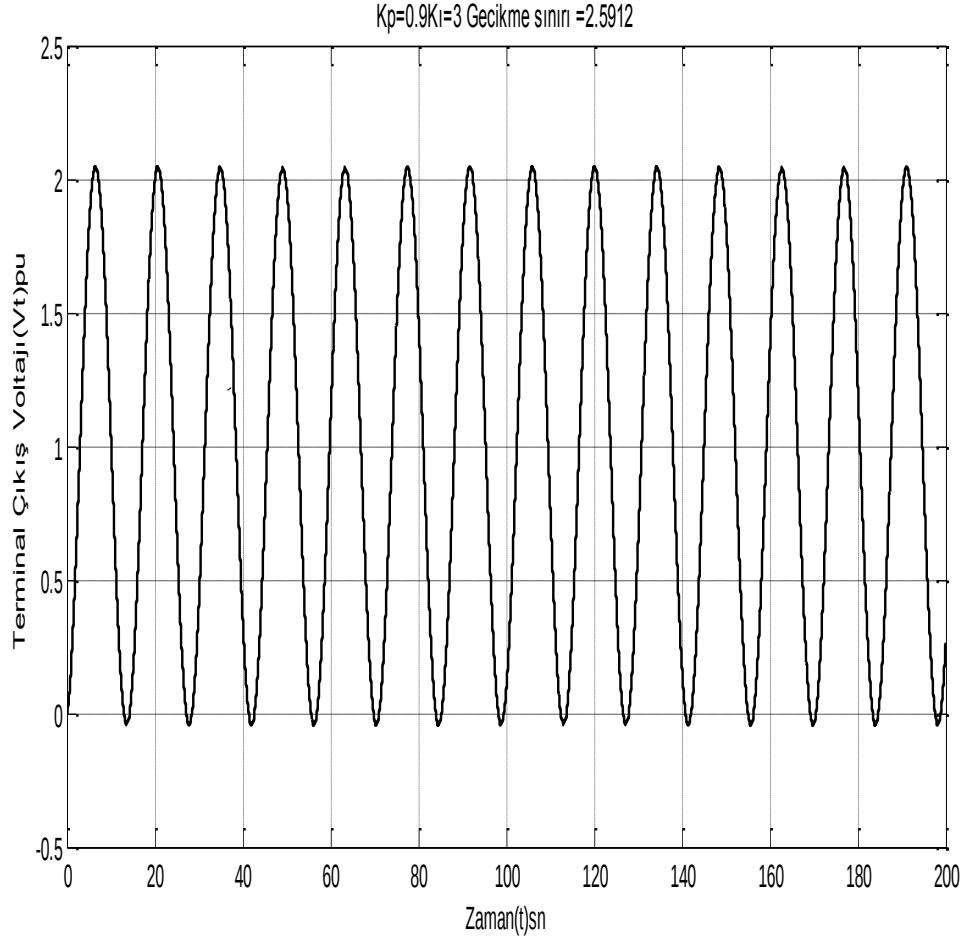
Şekil 4.3: $K_p=0.3$, $K_i=1$ ve $\tau=2.60$ s değerleri için simülasyon sonucu

Gecikme değeri sistemin maksimum gecikme miktarından daha küçük bir değere ayarlandığında ($\tau=2.60$ s); osilasyonların sönümlenmesiyle çıkış sürekli hal değerine ulaşmaktadır. Bu durum sistemin kararlı olduğunu göstermektedir. Şekil 4.3’de $\tau=2.60$ s değeri için sistemin benzetim sonucu verilmiştir.



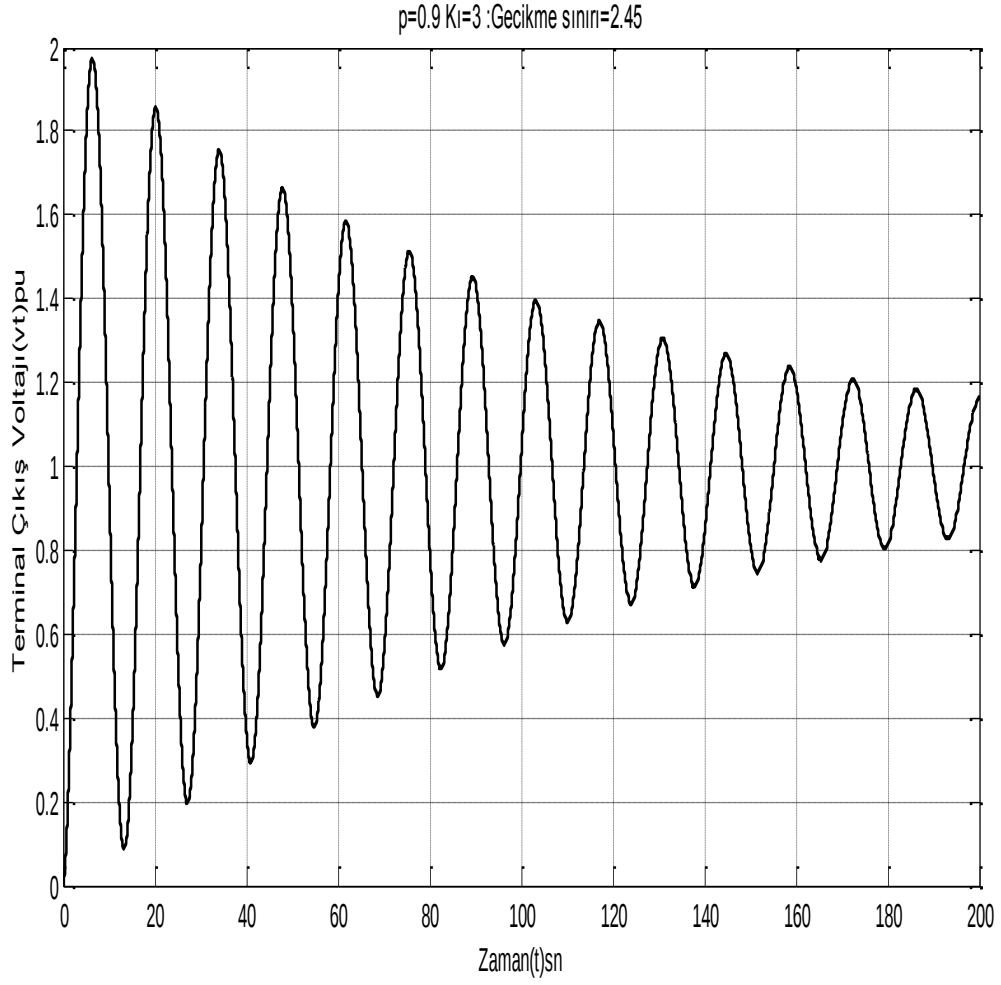
Şekil 4.4: $K_p=0.3$, $K_I=1$ ve $\tau=2.80$ s değerleri için simülasyon sonucu

Zaman gecikmesi biraz arttırıldığında $\tau=2.80$ s Şekil 4.4’de görüldüğü gibi osilasyonlar sürekli artmaktadır ve sistem tepkisi sonsuza gitmektedir. Bu durum bize sistemin kararsız olduğunu göstermektedir.



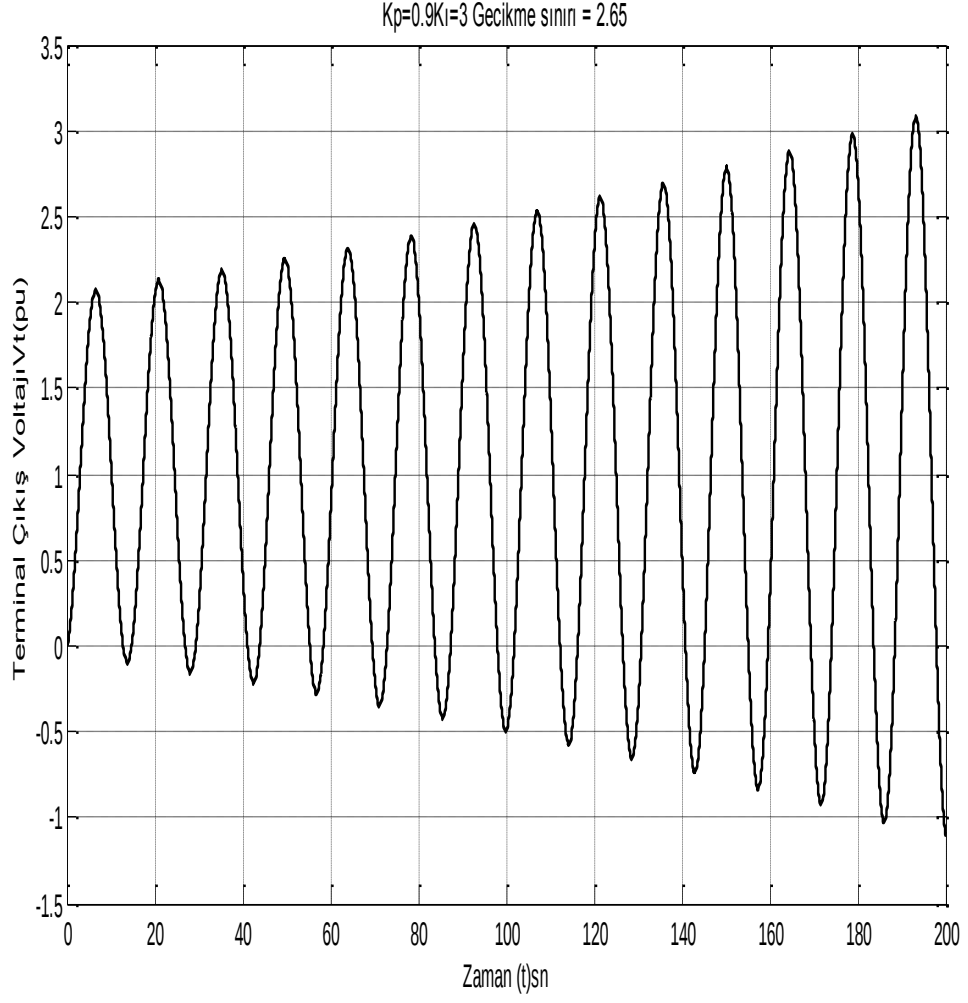
Şekil 4.5: $K_p=0.9$ $K_I=3$ ve $\tau^*=2.5912$ s değerleri için simülasyon sonucu karşılaştırılması

Teorik sonuçları doğrulamak için, ikinci olarak $K_p=0.9$ ve $K_I=3$ için seçilmiştir. Bu kazanç değerleri için $\tau^*=2.5912$ s olduğu Tablo 3.1'den görülmektedir. Bu zaman gecikme değeri için AVR sistemin çıkış gerilimin zamana göre değişimi Şekil 4.5'de verilmiştir. Sönümlenmeyen salınımlardan dolayı sistem sınırda kararlıdır.



Şekil 4.6: $K_p=0,9$, $K_I=3$ ve $\tau=2.45$ s değerleri için simülasyon sonucu

Gecikme değeri sistemin maksimum gecikme miktarından daha küçük bir değere ayarlandığında ($\tau=2,45$ s); osilasyonların sönümlenmesiyle çıkış sürekli hal değerine ulaşmaktadır. Bu durum sistemin kararlı olduğunu göstermektedir. Şekil 4.6’da $\tau=2.45$ s değeri için sistemin benzetim sonucu verilmiştir.



Şekil 4.7: $K_p=0.9$, $K_i=3$ ve $\tau = 2.650$ s değerleri için simülasyon sonucu

Zaman gecikmesi biraz arttırıldığında K_p ($\tau = 2.650$ s), Şekil 4.7’de görüldüğü gibi osilasyonlar sürekli artmaktadır ve sistem tepkisi sonsuza gitmektedir. Bu durum sistemin kararsız olduğunu göstermektedir.

4.3. Teorik ve Simülasyon Sonuçlarının Kararlı Kılıcı Transformatör Yokken

Karşılaştırılması

Bu bölümde Matlab/Simulink programı kullanılarak zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlı kılıcı transformatör diğer bir deyişle stabilizatör varlığında teorik olarak elde edilen sonuçlar ile stabilizatör olmaksızın elde edilen sonuçları ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmayı görebilmek için tüm değerleri kullanmaya gerek yoktur. Bunun yerine sabit bir K_I değeri ve buna karşılık gelen K_p değerleri için maksimum zaman gecikmelerini karşılaştırmak istediğimiz sonuç için yeterli olacaktır. Burada $K_p=0,7$ ve $K_I=0,8$ olarak seçilmiştir.

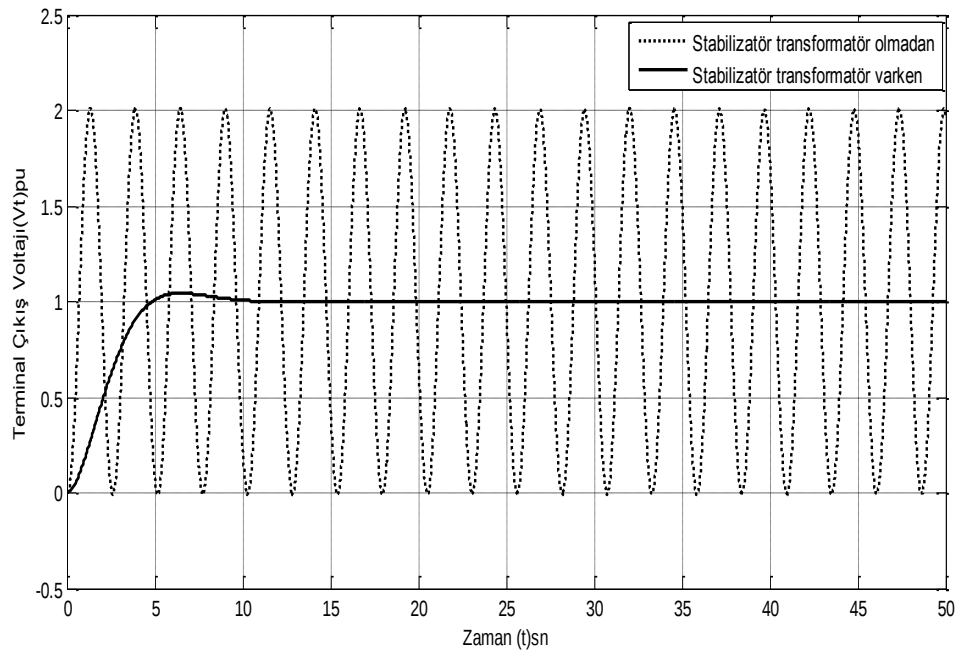
Tablo 4.1: Kararlı kılıcı transformatörsüz sistem için maksimum gecikme sınırını içeren teorik sonuçlar.

$K_I(s^{-1})$	$\tau^*(s)$			
	$K_p = 0.3$	$K_p = 0.5$	$K_p = 0.7$	$K_p = 0.9$
0.1	1.4164	0.6275	0.3652	0.2380
0.2	0.9700	0.5471	0.3349	0.2221
0.3	0.6781	0.4665	0.3037	0.2058
0.4	0.4831	0.3912	0.2722	0.1892
0.5	0.3459	0.3235	0.2411	0.1726
0.6	0.2447	0.2639	0.2111	0.1560
0.7	0.1674	0.2118	0.1825	0.1396
0.8	0.1066	0.1664	0.1554	0.1156
0.9	0.0576	0.1267	0.1300	0.1078
1.0	0.0174	0.0920	0.1063	0.0926

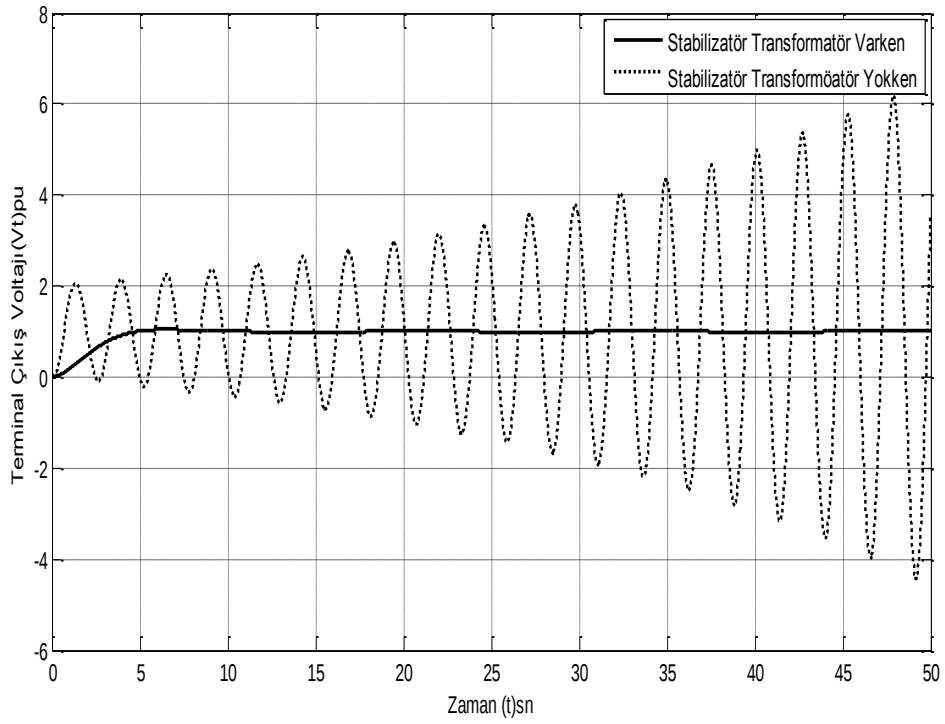
Tablo 4.1 ‘den sistemde kararlı kılıcı transformatör olmadığı durumdaki gecikme sınırları $K_I = 0.1-3.0 \text{ s}^{-1}$ kazanç değerleri için zaman gecikmesinin maksimum değeri integral kazancı arttıkça azaldığını açıkça görülmektedir. Ancak sistemde stabilizatör yokken sistemin kararsızlığa daha çabuk ulaştığı Tablo 3.1-Tablo 4.1 karşılaştırıldığı zaman açıkça görülmektedir. Bunları grafiklerle aşağıda gösterilmiştir.

Tablo 4.2: $K_p=0.7$ ve $K_I=0.8$ için τ^* Sonuçların Karşılaştırılması.

$K_p=0.7$ ve $K_I=0.8$ τ^* Sonuçları	
Kararlı Kılıcı transformatör (Stabilizatör) Yokken	$\tau^* = 0.1554 \text{ s}$
Kararlı Kılıcı transformatör (Stabilizatör) Varken	$\tau^* = 2.8760 \text{ s}$



Şekil 4.8: $K_p=0.7$, $K_I=0.8$ ve $\tau^*=0.1554 \text{ s}$ değerleri için simülasyon sonucu



Şekil 4.9: $K_p=0.7$, $K_I=0.8$ ve $\tau^*=0.17$ s değerleri için simülasyon sonucu

Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da sabit K_p ve K_I değerleri için simülasyon sonuçları incelendiğinde sistemde stabilizator (kararlı kılıcı transformator) yokken $\tau^*=0.1554$ için sınırdaki kararlı olan ve $\tau^*=0.17$ için kararsızlığa giden jeneratör uyarma sistemine stabilizator (kararlı kılıcı transformator) ilave edilirse $\tau^*_{\text{stabilizator}} = 2.8760$ s olduğu için sistemin her iki durum içinde kararlılığa ulaştığı görülmektedir. Bu durumda zaman gecikmeli bu sistemde kararlılık sınırları belirlenirken sistem parametrelerinin yanı sıra stabilizatorün etkisi de dikkate alınmalıdır.

BÖLÜM V

SONUÇ

Bu tez çalışmasında, zaman gecikmeli sistemlerin neler olduğu nasıl ortaya çıktığı şekli, çalışması, çeşitleri ve kontrol edilebilirliği hakkında bilgi verilmiştir. Literatürdeki yöntemlerden üstel terimin yok edilmesi metodu kullanılarak maksimum zaman gecikmesi hesabının yapılması ile gecikme miktarındaki artışların dinamik sistemlerin kararlılığa etkisi araştırılmıştır. Diğer taraftan sistemin Matlab/Simulink ortamında kontrol edilebilirliğini göstermek için matematiksel modelleri elde edilmiştir.

Uygulama örneği olarak PI denetleyici ile kontrol edilen zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin durum denklemleri çıkarılarak bütün sistemin zaman gecikmeli denklem modeli geliştirilmiştir.

Zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol sisteminin kararlılığın zaman gecikmesine bağlı olduğu görülmüştür. Literatürdeki yöntemlerden üstel terimin yok edilmesi metodu kullanılarak maksimum zaman gecikmesi değerlerini doğru olarak hesaplamıştır. Sistemde bulunan PI denetleyici integral kazancı artıkça maksimum gecikmesi sınırı azalmaktadır.

Teorik sonuçların Matlab/Simulink ortamında doğruluğu göstermek için matematiksel modelleri elde edilen sistemin tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesinin değeri (τ^*) MATLAB/SIMULINK ortamında tasarlanmış ve ayrıca sistemin simülasyon sonuçları ile teorik sonuçları karşılaştırılarak simülasyon sonucun aynı olduğu görülmüş, yöntemin doğruluğu kanıtlanmıştır.

Diğer taraftan zaman gecikmeli jeneratör uyarma kontrol (AVR) sisteminde kararlı kılıcı transformatör varken maksimum gecikme sınırı artmakta ve dolayısı ile AVR sistem daha kararlı hale gelmektedir.

KAYNAKLAR:

- [1] Saadat H., Power System Analysis, McGraw-Hill Inc., New York, 1999.
- [2] Kundur P., Power System Stability and Control, McGraw-Hill Inc., New York, 1994.
- [3] Schaefer RC., Kiyong K., Excitation control of the synchronous generator, IEEE Industry Applications Magazine; 2:37-43; 2001.
- [4] Phadke AG., Synchronized phasor measurements in power systems, IEEE Computer Applications in Power 6:10-15; 1993.
- [5] Naduvathuparambil B., Valenti MC., Feliachi A., Communication delays in wide area measurement systems, In Proceedings of the 34th Southeastern Symposium on System Theory, Vol. 1. University of Alabama, Huntsville, AL (USA), pp. 118-122; 2002.
- [6] Chen J., Gu G., Nett CN., A new method for computing delay margins for stability of linear delay systems, System and Control Letters; 26:101-117; 1995.
- [7] Gu K., Kharitonov VL., Chen J., Stability of Time Delay Systems, Boston, MA, Birkhauser 2003.
- [8] Fu P., Niculescu SI., Chen J., Stability of linear neutral time-delay systems: exact conditions via matrix pencil solutions, IEEE Transactions on Automatic Control; 51(6):1063-1069 ; 2006.
- [9] Walton KE., Marshall JE., Direct method for TDS stability analysis, IEE Proceeding Part D 134:101-107 ; 1987.
- [10] Su JH., The asymptotic stability of linear autonomous systems with commensurate time delays, IEEE Transactions on Automatic Control; 40:1114-1117; 1995.
- [11] Louisell J., A matrix method for determining the imaginary axis eigenvalues of a delay system, IEEE Transactions on Automatic Control 1995; 46(12):2008-2012.
- [12] Rekasius ZV., A stability test for systems with delays, In Proceedings of Joint Automatic Control Conference, San Francisco, CA, Paper No. TP9-A; 1980.

- [13] Hertz D., Jury EI., Zeheb E., Simplified analytic stability test for systems with commensurate time delays, IEE Proceeding D- Control Theory and Applications; 131(1):52-54; 1984.
- [14] Olgac N., Sipahi R., An exact method for the stability analysis of time- . delayed linear time-invariant (LTI) systems, IEEE Transactions on Automatic Control; 47:793-797; 2002.
- [15] Olgac N., Sipahi R., A practical method for analyzing the stability of neutral type LTI-time delayed systems. Automatica; 40:847-853; 2004.
- [16] Sipahi R., Olgac N., A comparative survey in determining the imaginary characteristic roots of LTI time delayed systems. In Proceedings of the 16th IFAC World Congress, Prague, Czech Republic,; pp. 118-122; 2005.
- [17] 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 17:615-627; 2007.
- [18] Jia HJ., Cao XD., Yu XD., Zhang P., A simple approach to determine power system delay margin, In Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting, Vol. 2. Tampa (USA); pp. 1-7; 2007.
- [19] Ayasun S., Computation of time delay margin for power system small-signal stability, European Transactions on Electrical Power; 19:949-968; 2009.
- [20] Ayasun S., Gelen A., Stability analysis of a generator excitation control system with time delays, Electrical Engineering 91:347-355; 2010.
- [21] Ji JC., Stability and bifurcation in an electromechanical system with time delays, Mechanics Research Communications, 30:217-225; 2003.
- [22] Yan XP., Li WT., Hopf bifurcation and global periodic solutions in a delayed predator-prey system, Applied Mathematics and Computation 177(1):427-445; 2006.
- [23] Yan XP., Chu YD., Stability and bifurcation analysis for a delayed Lotka-Volterra predator-prey system, Journal of Computational and Applied Mathematics 196(1):198-210; 2006.