



Gain and phase margins based stability analysis of micro grid systems with time delay by using Rekasius substitution

Hakan Gündüz^{ID}, Saffet Ayasun^{ID}, Şahin Sönmez^{ID}

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

Highlights:

- Gain and phase margins based delay-dependent stability analysis of time delayed micro-grids
- Application Rekasius substitution method into the stability analysis of micro-grids
- Verification of theoretical results using QPMR algorithm

Keywords:

- Time delay,
- Stability,
- Gain and phase margins,
- Micro-grid,
- QPMR algorithm,
- Rekasius substitution

Article Info:

Research Article
Received: 01.08.2017
Accepted: 23.12.2017

DOI:

10.17341/gazimmfd.416515

Acknowledgement:

Correspondence:

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

Graphical/Tabular Abstract

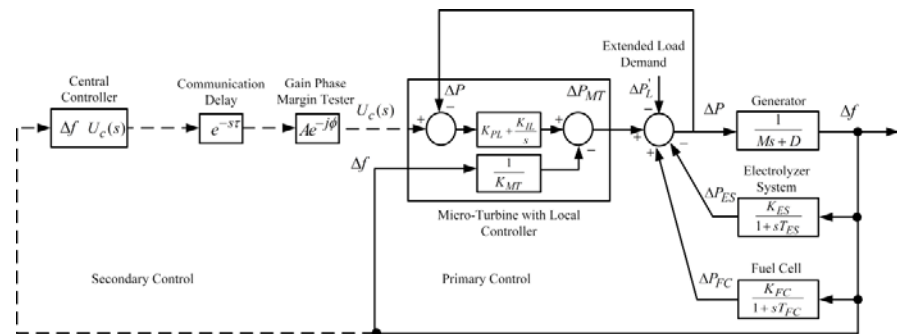


Figure A. Cyber physical model of micro-grid

Purpose: The purpose of this paper is to investigate the delay-dependent stability of a micro-grid system with constant communication delay considering not only stability but also gain-phase margins (GPMs) and to compute stability delay margins.

Theory and Methods:

A gain-phase margin tester is introduced to the micro-grid system as to take into GPMs in delay margin computation. A frequency domain analytical method, Rekasius substitution, is utilized to compute the GPMs based stability delay margins. The method aims to calculate all possible purely complex roots of the characteristic equation for a finite positive time delay. The approach first transforms the characteristic polynomial of the micro-grid system with transcendental terms into a regular polynomial. Routh-Hurwitz stability criterion is then implemented to compute the purely imaginary roots with the crossing frequency and stability delay margins.

Results:

For a wide range of proportional-integral controller gains and GPMs, time delay values for which the micro-grid system is both stable and has desired stability margin measured by GPMs are computed. The accuracy of complex roots and delay margins are verified by using an independent algorithm, QPMR algorithm and time-domain simulations, respectively. Results indicate that delay margins based on only the stability causes poor dynamic performance with undesirable oscillations in the frequency and stability delay margins decrease as gain and/or phase margins increase.

Conclusion:

Simulation studies indicate that delay margins must be determined by considering GPMs to have a better dynamic performance in term of fast damping of oscillations, less overshoot and shorter settling time.



Zaman gecikmeli mikro-şebeke sistemlerin Rekasius yerine koyma yöntemiyle kazanç ve faz payı tabanlı kararlılık analizi

Hakan Gündüz^{ID}, Saffet Ayasun*^{ID}, Şahin Sönmez^{ID}

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Bölümü, Niğde, Türkiye

ÖNEÇIKANLAR

- Zaman gecikmeli mikro-şebekelerde kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi
- Rekasius yönteminin mikro-şebekelerin kararlılık analizine uygulanması
- QPMR algoritması ile teorik sonuçların doğrulanması

Makale Bilgileri

Araştırma Makalesi

Geliş: 01.08.2017

Kabul: 23.12.2017

DOI:

10.17341/gazimmfd.416515

Anahtar Kelimeler:

Haberleşme zaman gecikmesi, kararlılık, kazanç ve faz payı, mikro-şebeke, rekasius yöntemi

ÖZET

Bu makale, sadece kararlılık değil aynı zamanda kazanç ve faz payını dikkate alarak, sabit haberleşme gecikmesi içeren bir mikro-şebeke sistemin gecikmeye bağlı kararlılığını araştırmaktadır. Sistemin maksimum zaman gecikmesi hesabında kazanç ve faz payı (GPM) dikkate alabilmek için mikro-şebeke sisteme sanal bir kazanç-faz payı test edici ilave edilmiştir. Frekans düzleminde geçerli olan analitik Rekasius yerine koyma yöntemi GPM tabanlı maksimum zaman gecikmelerini hesaplamak için kullanılmıştır. Bu yöntem, verilen bir pozitif zaman gecikmesi için, mikro-şebekenin karakteristik denkleminde ait sanal eksen üzerindeki tüm kökleri hesaplamaktadır. Bu yaklaşım ilk olarak, mikro-şebekenin üstel terim içeren karakteristik denklemini sıradan bir polinoma dönüştürmektedir. Daha sonra, sanal eksen üzerindeki kökleri ve maksimum zaman gecikmesini hesaplamak için Routh-Hurwitz kriterini uygular. Oransal-integral (PI) denetleyicinin ve kazanç-faz paylarının farklı değerleri için mikro-şebekenin hem kararlı olacağı hem de istenilen kazanç-faz paylarına sahip olacağı zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Kompleks köklerin ve zaman gecikme değerlerinin doğruluğu, üstel terim içeren polinomların köklerini hesaplamak için geliştirilen QPMR algoritması ve zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir. Benzetim çalışmaları; salınımların hızlı sönümlenmesi, daha az maksimum aşma ve daha kısa yerleşme zamanı açısından sistemin daha iyi dinamik performansına sahip olabilmesi için, maksimum zaman gecikmelerinin kazanç-faz paylarını dikkate alarak hesaplanmasının gerekli olduğunu göstermiştir.

Gain and phase margins based stability analysis of micro grid systems with time delay by using Rekasius substitution

HIGHLIGHTS

- Gain and phase margins based delay dependent stability analysis of time delayed micro-grids
- Application Rekasius substitution method into the stability analysis of micro-grids
- Verification of theoretical results using QPMR algorithm

Article Info

Research Article

Received: 01.08.2017

Accepted: 23.12.2017

DOI:

10.17341/gazimmfd.416515

Keywords:

Communication time delay, stability, gain and phase margins, micro-grid, rekasius substitution

ABSTRACT

This paper investigates the delay-dependent stability of a micro-grid system with constant communication delay considering not only stability but also gain-phase margins (GPMs). A gain-phase margin tester is introduced to the micro-grid system as to take into GPMs in delay margin computation. A frequency domain analytical method, Rekasius substitution, is utilized to compute the GPMs based stability delay margins. The method aims to calculate all possible purely complex roots of the characteristic equation for a finite positive time delay. The approach first transforms the characteristic polynomial of the micro-grid system with transcendental terms into a regular polynomial. Routh-Hurwitz stability criterion is then implemented to compute the purely imaginary roots with the crossing frequency and stability delay margin. For a wide range of proportional-integral controller gains and GPMs, time delay values for which the micro-grid system is both stable and has desired stability margin measured by GPMs are computed. The accuracy of complex roots and delay margins are verified by using an independent algorithm, QPMR (the quasi-polynomial mapping-based root finder) algorithm and time-domain simulations, respectively. Simulation studies indicate that delay margins must be determined by considering GPMs to have a better dynamic performance in term of fast damping of oscillations, less overshoot and shorter settling time.

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Yenilenebilir enerji kaynaklarının giderek yaygınlaşmasıyla, mikro-şebeke ve dağıtık üretim kaynaklarının kontrol ve tasarımı önemli bir araştırma konusu haline gelmiştir [1, 2]. Bir mikro-şebeke, birbirine bağlı dağıtık jeneratör birimleri, yükler ve enerji depolayabilen birimlerden oluşur. Elektrik enerjisi üretiminin bir parçası olan ve kullanıcılara birçok avantaj sunan mikro-şebekeler, enterkonnekte şebekeyle bağlantılı ya da bağlantısız olarak kullanılabilir. Mikro-şebekeler, güç sisteminin şebeke tarafında, kontrol edilebilir jeneratör ve yük grubu olarak dikkate alınır. Mikro-şebekeler; mikro kaynaklar, mikro türbin, rüzgâr türbini, PV güneş paneli ve yakıt pilleri gibi farklı tip kaynaklardan oluşmaktadır. Bu kaynaklardan üretilen enerjinin beslediği yük grubu, genellikle ev yükleri ya da küçük güçlü endüstriyel yüklerden oluşmaktadır. Büyük üretim kapasitesine sahip elektrik enerjisi üreten birimler ile kıyaslanırsa, mikro enerji üretim birimleri içeren mikro-şebekeler, birçok avantaja sahiptir. Bu avantajlardan bazıları aşağıda sunulmuştur [1].

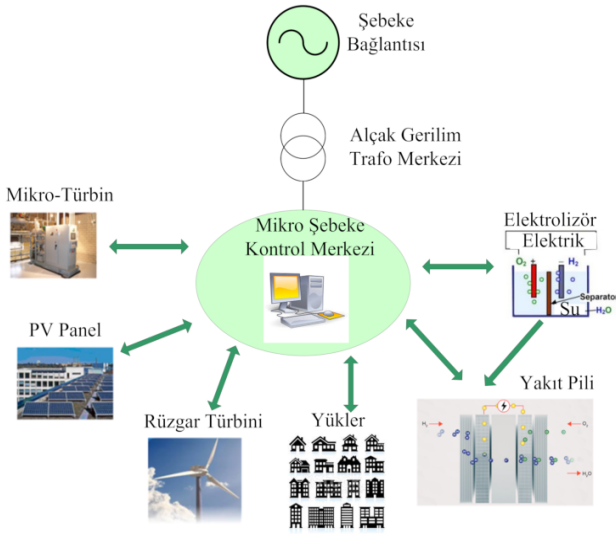
- Sistemin güvenlik ve güvenilirliğini artırır.
- Enerji talebinin yüksek olduğu zamanlarda mikro kaynakların kullanılmasıyla yardımcı birimlerin çalışma maliyetlerinin azalmasını sağlar.
- Tüketiciye yakın olması sebebiyle hat ve çevrim kayıpları daha az olduğu için verimliliği yüksektir.
- Enerji üretim birimi olarak yenilenebilir enerji kaynakları kullanıldığı için sera etkisini azaltmaya katkı sağlar.
- Bu çalışmada rüzgâr ve güneş panelleri temel enerji üretim kaynağı olarak düşünülmüştür. Yenilenebilir enerji kaynakları doğal şartlara bağlı olduğundan dolayı, rüzgâr ve güneşten yeterli güç sağlanmadığı zamanlarda üretim ve tüketim arasında güç dengesizliği oluşabilir. Bundan dolayı, temel yüklerle güç sağlamak için sisteme genellikle kontrol edilebilir bir mikro gaz türbini eklenmektedir. Ancak, şebekeden bağlantısız bir mikro-şebekede beklenmedik bir güç dengesizliği oluştuğunda frekanslı düzenlemek için mikro-türbinin kontrol çabası yeterli olmayabilir. Gücün karşılanması ve frekans sapmasını azaltmak için elektrolizör sistemi içeren bir yakıt pilinin mikro-şebekeye eklenmesi çözüm olarak kullanılabilir.

Mikro-şebekelerde, yük taleplerindeki sürekli değişikliklerden dolayı frekansı sabit tutmak için güç üretiminin kontrolü gereklidir. Yük frekans kontrol (YFK) yöntemleri yüksek gerilim enterkonnekte güç sistemlerinde yıllardır verimli bir şekilde kullanılmaktadır [3]. Yüksek gerilim güç sistemlerindeki klasik YFK yöntemleri alçak gerilim mikro-şebekelerde bazı farklılıklar dikkate alınarak uygulanabilir [4]. Haberleşme tabanlı ikincil kontrol [5], bulanık PI denetleyici ve elektrolizör sistemli bir mikro-şebeke [6], yakıt pili ve çift katmanlı kapasitör içeren hibrid yenilenebilir bir güç üretimi [7] ve dağıtılmış üretim kaynakları için otomatik üretim kontrolü [8] gibi farklı kontrol yöntemleri, mikro-şebeke sistemlere uygulanmaktadır.

Mikro-şebekelerin, istenilen frekans değerinde kararlı bir şekilde çalışabilmesi için dağıtık üretim kaynaklarının tamamı işbirliği içinde çalıştırılmalı ve kontrol edilmelidir. Bu amaçla, mikro-şebekede birincil kontrol ve ikincil kontrol olmak üzere iki adet frekans kontrol çevrimi bulunmaktadır. Bu çalışmada, birincil frekans kontrol çevriminde yerel PI denetleyici içeren mikro türbin, yakıt pili ve elektrolizör birimleri bulunmaktadır. Kullanılan yerel denetleyici, rüzgâr türbini ve PV sistemi tarafından üretilen güç ve yük değişimlerine göre mikro-türbini kontrol etmektedir. İkincil kontrol çevriminde PI denetleyici olan mikro-şebeke merkezi denetleyicisinin (Micro-Grid Central Controller, MGCC) fonksiyonu ise, mikro türbin yerel denetleyicisi için aktif güç referansını ayarlayarak ikincil frekans kontrolünü sağlamaktır. Mikro-şebeke ve akıllı şebekelerdeki ikincil frekans kontrol yöntemleri konusundaki yeni literatür incelendiğinde, bu tür şebekelerde frekans ve gerilim kontrolü için genellikle dağıtık [9, 10] veya merkezi kontrol [11, 12] stratejilerinin uygulandığı görülmektedir. Şekil 1'de gösterildiği gibi bu çalışmada merkezi denetleyici kullanılmıştır. Mikro-şebekelerde, MGCC biriminden yerel denetleyicilere kontrol sinyali göndermek ve yerel dağıtık enerji üretim birimlerinde ölçülen frekans veya gerilim sinyallerini MGCC'ye göndermek için açık ve dağıtılmış bir haberleşme ağına ihtiyaç duyulur. Haberleşme ağı olarak, Ethernet, Internet, WiMax ve WiFi yaygın olarak kullanılmaktadır [13]. Kullanılan haberleşme ağının yapısı, hızı ve yüküne bağlı olarak ikincil frekans kontrol çevriminde mikro-şebekenin dinamiğini olumsuz etkileyen ve sistemi kararsızlaştırabilen ihmal edilemeyecek büyüklükte ölçüm ve veri iletim zaman gecikmeleri gözlemlenmektedir [13, 14]. Bu yüzden haberleşme gecikmeleri göz ardı edilmemeli, mikro-şebekenin kararlılık analizi ve denetleyici tasarımında dikkate alınmalıdır.

Klasik YFK teknikleri mikro-şebekelere uygulandığında haberleşme zaman gecikmelerinin olumsuz etkisi genellikle göz ardı edilir [4, 5]. Literatürde, yenilenebilir enerji kaynağı olarak sadece PV paneli kullanılmış olan küçük ölçekli bir mikro-şebekenin kararlılık gecikme payının hesaplandığı bir tek çalışma vardır [14]. O çalışmada, Rekasius yerine koyma yöntemiyle [15, 16] sadece kararlılık dikkate alınarak, mikro-şebekenin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme payı değerleri hesaplanmıştır. Böyle bir yaklaşım kararlılık için yeterli olabilir ancak pratikte, mikro-şebekeler, frekanstaki kabul edilemez salınımlardan dolayı böyle bir nokta etrafında çalışamaz. Sistemin kararlı olması bir zorunluluktur, ancak istenilen sistem dinamiği açısından yeterli değildir. Bu yüzden kararlılığa ilaveten, istenilen dinamik performansı (sönümlenme, kalıcı durum hatası, yerleşme zamanı vs.) sağlayan kazanç ve faz payları gibi diğer tasarım parametreleri gecikme paylarının hesabında dikkate alınmalıdır. Literatürde frekans düzleminde üstel terimin yok edilmesi yöntemi [17, 18] olarak bilinen analitik bir yöntem zaman gecikmesi içeren mikro-şebekelerin kararlılık analizine tarafımızca uygulanmış ve kazanç-faz paylarının gecikme payına etkisi detaylı bir şekilde

incelenmiştir [19]. Ancak, üstel terimin yok edilmesi yöntemi doğru sonuçlar vermesine rağmen, mikro-şebekenin karakteristik denkleminin sanal eksen üzerinde bulunan köklerini hesaplamak için oluşturulan üstel terim içermeyen yeni polinomun derecesi, üstel terim içeren orijinal karakteristik denklemin derecesinin iki katı olmaktadır. Elde edilen bu yeni polinomun sanal eksen üzerinde bulunan köklerinin hesaplanması gerekmektedir. Polinomun derecesindeki artış sanal köklerin hesabını zorlaştırmaktadır. Diğer yandan, Rekasius yerine koyma yönteminde ise, tek bir üstel terim içeren karakteristik denklemin derecesi üstel terimin yok edilmesi sürecinde değişmemektedir [15, 16]. Karakteristik denklemin derecesinin artırılmadan üstel terim içermeyen sıradan bir polinoma dönüştürülmesi, Rekasius yerine koyma yönteminin en önemli avantajıdır. Buna ilave olarak, bu yöntemde yeni polinomun sanal eksen üzerindeki kökleri yerine, reel kökleri hesaplanarak kararlılık analizi yapılmaktadır. Sayısal analiz açısından bakıldığında, bir polinomun reel kökleri, sanal eksen üzerinde bulunan köklerinden daha kolay bir şekilde hesaplanabilmektedir [15, 16]. Son olarak Rekasius yerine koyma yönteminin maksimum zaman gecikmelerinin hesabında, kontrol sistemlerinin kararlılığında yaygın olarak kullanılan Routh-Hurwitz yöntemini kullanması diğer bir ayırt edici özelliğidir. Her iki yöntemin, bu çalışmada incelenen mikro-şebekeye uygulanması açısından detaylı bir karşılaştırılması, Rekasius yönteminin sunulduğu 3. Bölümde verilmiştir.



Şekil 1. Mikro şebekenin şematik diyagramı (Schematic diagram of micro-grid system)

Yukarıda verilen avantajlarından dolayı, bu çalışmada mikro-şebeke sistemin kararlı bir şekilde çalışmasını sürdürebileceği kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikmesi payını hesaplamak için frekans düzleminde analitik bir yöntem olan Rekasius yöntemi önerilmiştir. Zaman gecikmesinden dolayı mikro-şebekenin karakteristik denkleminde üstel terim bulunmakta ve bu üstel terim karakteristik denklemi karmaşık bir hale getirmektedir. Rekasius yerine koyma yöntemi ilk önce, herhangi bir yaklaşıklık içermeyen Rekasius dönüşümü ile üstel terim

içeren karakteristik denklemi, üstel terim içermeyen bir polinoma dönüştürmektedir. Daha sonra ise, yeni polinomun sanal eksen üzerindeki kökleri ve ilgili maksimum zaman gecikme değerleri, kontrol sistemlerinin kararlılık analizinde yaygın olarak kullanılan Routh-Hurwitz yöntemi ile hesaplanmaktadır. Ayrıca, Rekasius yerine koyma yöntemi, haberleşme zaman gecikmesi içeren bir bölgesel YFK sistemlerinin kararlılık analizine tarafımızca etkin bir şekilde uygulanmıştır [20].

Literatürde bulunan [21]'de zaman gecikmeli kontrol sistemlerinin istenilen kazanç ve faz paylarına sahip olacağı maksimum zaman gecikme değerini belirlemek için kontrol sisteminin ileri besleme yoluna kazanç ve faz payı test edicisinin eklenmesi önerilmiştir. Bu çalışmada, mikro-şebeke sistem modelinin ileri besleme yoluna sanal bir kompanzatör olan frekanstan bağımsız kazanç ve faz payı test edicisi eklenerek zaman gecikmeli mikro-şebeke sistem modeli değiştirilmiştir.

Frekans düzleminde uygulanan üstel terimin yok edilmesi ve Rekasius yerine koyma yöntemleri, sabit zaman gecikmesi içeren mikro-şebekeler için gecikme paylarını doğru bir şekilde hesaplayabilmelerine rağmen, değişken zaman gecikmesi içeren mikro-şebekelerin kararlılık analizlerinde uygulanamazlar. Değişken zamanlı gecikme durumlarında zaman düzlemi yöntemleri olan Lyapunov kararlılık teorisi ve lineer matris eşitsizlikleri (Linear Matrix Inequalities, LMIs) teknikleri gecikme paylarını hesaplamak için kullanılabilir [22-24]. Bu yöntemler, geniş alan sönümlenme kontrolörü [25, 26] ve YFK sistemlerinin [27, 28] gecikme paylarını belirlemek için kullanılmıştır. Zaman düzleminde uygulanan bu yöntemler, zaman gecikmesinin sabit veya zamana bağlı değişmesi durumları için gecikme paylarını hesaplayabilmektedir. Ancak bu yöntemlerin gecikme payı değerlerinin frekans düzlemindeki direkt yöntemlerle karşılaştırıldığında daha küçük olduğu görülmektedir [18, 27]. Bu çalışmada önerilen Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak, oransal-integral denetleyicinin ve kazanç-faz paylarının farklı değerleri için mikro-şebekenin hem kararlı olacağı hem de istenilen kazanç-faz paylarına sahip olacağı maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Bu çalışmanın birinci önemli katkısı, daha önce mikro-şebekelerin kararlılık analizine tarafımızca uygulanan üstel terimin yok edilmesi yöntemine alternatif olan ve sayısal olarak daha kolay uygulanabilir bir yöntem olan Rekasius yerine koyma yönteminin zaman gecikmeli mikro-şebekelerin kararlılık analizine etkin bir şekilde uygulanmasıdır. Kompleks köklerin ve maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu bağımsız bir yöntem olan üstel terim içeren polinomların köklerini hesaplamak için geliştirilen QPMR algoritması [29] ve zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir. QPMR algoritması, geniş bir düzlemde üstel terim içeren polinomların köklerini sayısal olarak hesaplayan bir yöntem olup, bu yöntemin doğruluğu ve verimliliği birçok çalışma tarafından ortaya konmuştur [30, 31]. Rekasius yerine koyma yöntemi ile elde edilen sanal köklerin ve maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğunun QPMR

algoritması ile gösterilmesi, bu çalışmanın ikinci önemli katkısıdır. Son olarak, benzetim çalışmaları; salınımların hızlı sönümlenmesi, daha az maksimum aşma ve daha kısa yerleşme zamanı açısından sistemin daha iyi bir dinamik performansa sahip olabilmesi için, maksimum zaman gecikmelerinin kazanç ve faz paylarını dikkate alarak hesaplanmasının gerekli olduğunu göstermiştir.

2. ZAMAN GECİKMELİ MİKRO-ŞEBEKE MODELİ (TIME-DELAYED MICRO-GRID MODEL)

Şebeke bağlantısız mikro-şebekeler, yerel tüketicilerine güç sağlayan, kontrol edilebilir bir sistem olarak çalışan yük grupları ve çeşitli mikro kaynaklardan oluşan bir sistemdir. Mikro-şebekelerin temel enerji üretim birimleri rüzgâr ve güneş enerjisi olduğundan dolayı şebeke bağlantısı olmayan sistemlerin verimliliği doğal hava koşullarına bağlıdır. Bu sistemler rüzgâr ve güneş enerjisinin yetersiz kaldığı zamanlarda kullanıcılarına gerekli ve yeterli gücü sağlayamazlar. Bahsedilen olumsuzlukların ortadan kaldırılması sistemin güvenliği ve güvenilirliği açısından oldukça önemlidir. Bu probleme çözüm olarak sisteme batarya grupları, hidrojen yakıt pili, çift tabakalı kondansatör ya da mikro türbin gibi yardımcı birimler eklenmektedir.

Dağıtık enerji kaynakları tüketicilere yakın olarak yerleştirildiklerinden dolayı hat ve çevrim kayıpları daha az olduğu için mikro-şebekeler oldukça etkili ve verimliliği yüksek enerji üretim birimleridir. Ancak mikro-şebekelerin doğal hava koşullarına bağlılığından dolayı oluşacak güç dalgalanmaları ve kullanıcıya ihtiyacı olan gücü sağlayamama gibi dezavantajları bulunmaktadır. Bununla birlikte mikro-şebeke güç sistemi, elektrik enerji sistemlerine uygulandığında [32] karşılaşılan en büyük zorluklardan bazıları da siber fiziksel sistemler (Cyber Physical Systems, CPS) ya da siber fiziksel enerji sistemleri (Cyber Physical Energy Systems, CPES) olarak bahsedilen entegrasyon, haberleşme ve kontroldür. Haberleşme gecikmelerinin kaçınılmaz olarak bulunmasından dolayı siber fiziksel enerji sistemleri, mikro-şebeke güç sistemlerinin kontrolü ve modellenmesi için gelecek vaat eden alternatif bir araç olmuştur. Mikro-şebekelerde siber kontrol sinyallerinin iletimi boyunca haberleşme

gecikmeleri gözlemlenmektedir. Bu çalışmadaki siber fiziksel enerji sistemi, yerel denetleyici içeren mikro türbin, genişletilmiş yük modeli, dağıtık senkron jeneratör ve MGCC birimlerinden oluşmaktadır. Mikro-şebekenin blok diyagramı Şekil 2’de gösterilmiştir. Şekil 2’de gösterilen kesikli çizgi, frekans sapmasını temsil eden $\Delta f(s)$ ve merkezi kontrolörün çıkışı olan $U_c(s)$ siber sinyallerini temsil etmektedir. Mikro-şebekede yük, güneş ve rüzgâr gücünde oluşacak dalgalanmalardan dolayı küçük bozucu etkiler meydana geldiğinde sistemin her bileşeninin dinamiği doğrusal olmamasına rağmen kararlılık analizi için transfer fonksiyonu gibi lineer hale getirilmiş modelleri kullanmak genel bir yaklaşımdır [6, 7]. Siber fiziksel enerji sistemlerinin birincil frekans kontrol ünitesinde yerel denetleyici içeren mikro türbin, senkron jeneratör, yakıt pili ve elektrolizör birimleri bulunmaktadır. Eş. 1’de verilen mikro türbinin transfer fonksiyonu, güç ve frekans arasındaki doğrusal hız düşümü karakteristiklerini hesaba katarak elde edilmiştir.

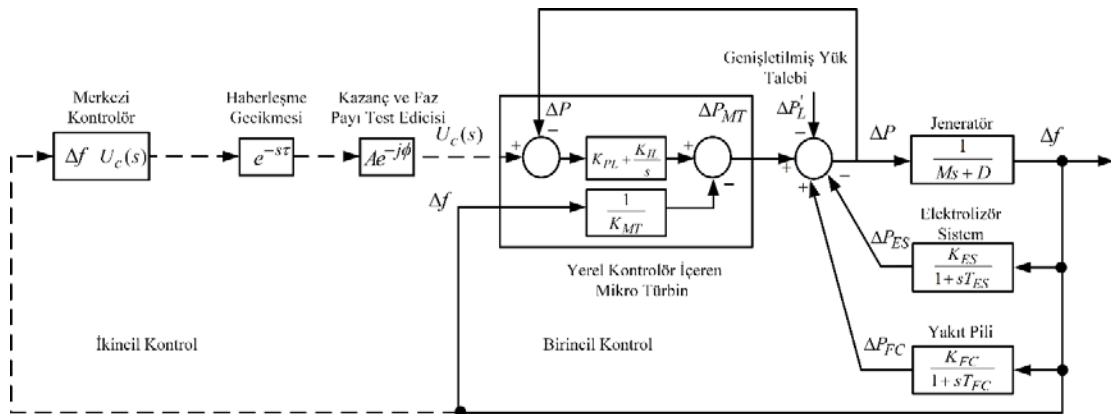
$$G_{MT} = -\frac{1}{K_{MT}} \quad (1)$$

Burada, K_{MT} mikro türbinin hız düşü karakteristiğini temsil etmektedir. Yapılan çalışmada yerel denetleyici olarak klasik PI denetleyici kullanılmıştır. Kullanılan denetleyici, rüzgâr türbini ve PV sistemi tarafından üretilen güç ve yük değişimlerini göre mikro türbini kontrol etmektedir. Yerel denetleyicinin transfer fonksiyonu Eş. 2’de verilmiştir.

$$G_{LC}(s) = K_{PL} + \frac{K_{IL}}{s} \quad (2)$$

Burada K_{PL} ve K_{IL} yerel PI denetleyicinin oransal ve integral kazançlarını belirtmektedir.

Elektrik güç sistemlerinde çok çeşitli karakteristiklere sahip yükler bulunmaktadır. Örneğin, aydınlatma ve ısıtıcı yükleri rezistif karakterli olup, sistemden çektikleri aktif güç frekanstan bağımsızdır. Diğer yandan, motorlar, fanlar ve pompalar gibi yüklerin harcadığı aktif güç miktarı frekanstaki değişime bağlıdır. Bu çalışmada, Eş. 6 ve Şekil



Şekil 2. Mikro-şebekenin siber fiziksel modeli (Cyber physical model of micro-grid)

2’de görüldüğü üzere, frekans değişiminden bağımsız yükler konut yükleri olarak gösterilmiş ve genişletilmiş yük talebi içerisine dâhil edilmiştir. Diğer yandan, frekans değişimine bağlı yüklerdeki değişim ise Eş. 3’de gösterildiği şekilde mikro türbinin sürdürdüğü jeneratörün dinamiği ile birleştirilerek Şekil 2’de verilen sistem modeline dâhil edilmiştir.

$$G(s) = \frac{1}{Ms + D} \quad (3)$$

Burada, M ve D sırası ile jeneratör eylemsizlik momenti ve yük sönüm sabitini temsil etmektedir [3].

Yükteki büyük değişiklikler için mikro türbinin yerel kontrolü etkisiz olduğunda bir elektroliz sistemi içeren yakıt pili aktif güç dengesizliğini düzenler. Rüzgâr enerjisinin bir kısmı elektrolizör tarafından yakıt pili için hidrojen üretimde kullanılır [6]. Yakıt pili ve elektrolizörün transfer fonksiyonu sırasıyla Eş. 4 ve Eş. 5 ile aşağıda verilmiştir.

$$G_{FC}(s) = \frac{K_{FC}}{1 + T_{FC}s} \quad (4)$$

$$G_{ES}(s) = \frac{K_{ES}}{1 + T_{ES}s} \quad (5)$$

Burada K_{FC} ve T_{FC} sırasıyla yakıt pilinin kazancını ve zaman sabitini belirtirken, K_{ES} ve T_{ES} ise sırasıyla elektrolizör sisteminin kazancını ve zaman sabitini göstermektedir. Fiziksel sinyal, $\Delta P_L'$ olan genişletilmiş yük talebi, konut yükleri, rüzgâr enerji üretimi ve PV enerji üretiminden oluşur ve Eş. 6’da verilmiştir.

$$\Delta P_L' = \Delta P_{Konut\ Yük.} - \Delta P_{PV} - \Delta P_{Rüzgâr} \quad (6)$$

Güneş ışınmasındaki belirsizlik, konut yüklerinin güç talebi ve rüzgâr hızı, mikro-şebekenin çıkış gücünde dalgalanmalara neden olur. Bu çalışmada yapılan modelde PV ve rüzgâr güç üretimlerinin dinamikleri dikkate alınmamıştır. PV ve rüzgâr güç üretimlerindeki belirsizlikler, yenilenebilir enerji kaynaklarında gözlemlenen rastgele dalgalanmaların hesaba katılmasıyla modele eklenmiştir. Şekil 2’de gösterildiği gibi PV ve rüzgâr güç üretimleri sabit negatif yükler olarak modellenmiş ve Eş. 6’da belirtilen genişletilmiş yük talebine ilave edilmiştir. Bu yüzden PV ve rüzgâr güç üretimlerinde oluşan belirsizlikler genişletilmiş yük talebindeki küçük değişiklikleri temsil etmektedir. Böylece, zaman gecikmeli mikro-şebekenin karakteristik denklemi ve kapalı çevrim kararlılığı, PV ve rüzgâr güç üretimlerindeki değişimlere bağlı değildir ve böyle belirsizlikler gecikme payı sonuçlarını etkilememektedir.

Yük talebi, PV ve rüzgâr güç üretimlerinde meydana gelen rastgele dalgalanmalar standart sapmalı bir modeldir [33].

Konut yükleri, PV ve rüzgâr jeneratörü güçlerinde meydana gelen değişimler Eş. 7’de verilmiştir.

$$\begin{aligned} dP_{Yük} &= 0,6\sqrt{P_{Yük}}, \quad dP_{Rüzgâr} = \\ &0,8\sqrt{P_{Rüzgâr}}, \quad dP_{PV} = 0,7\sqrt{P_{PV}} \end{aligned} \quad (7)$$

Rüzgâr, PV ve konut yük taleplerinin çıkış güçleri Eş. 7’de verilen standart bir katsayı ile çarpılarak rüzgâr, PV ve konut yük taleplerindeki güçlerin değişimleri elde edilmiştir. Ayrıca Eş. 7’de verilen güçlerdeki değişimlerin benzetim çalışmaları Matlab/Simulink kullanılarak yapılmıştır [34].

Şekil 2’de verilen mikro-şebeke modelde ikincil kontrol çevriminde PI denetleyici olan MGCC’nin fonksiyonu, mikro türbin yerel denetleyicisi için aktif güç referansını ayarlayarak ikincil frekans kontrolünü sağlamaktır. MGCC’nin transfer fonksiyonu Eş. 8’de verilmiştir.

$$G_{CC}(s) = K_{PC} + \frac{K_{IC}}{s} \quad (8)$$

Buradaki K_{PC} ve K_{IC} sırasıyla MGCC PI denetleyicinin oransal ve integral kazançlarını belirtmektedir.

Yapılan bu çalışma kapsamında öncelikle mikro-şebekenin sınırdaki kararlılık analizi yapılmıştır. Ancak çok küçük bir bozucu etkiyle mikro-şebeke sistem, kararlı çalışma bölgesinden kararsız çalışma bölgesine geçebilir. Bu yüzden mikro şebekenin sınırdaki kararlılık bölgesinde çalışması istenmez. Kararlılık analizlerinde dikkate değer bir öneme sahip olan kullanıcı tanımlı kazanç ve faz payı test edicisi (Gain Phase Margin Tester, GPMT), mikro-şebekenin sınırdaki kararlı olan köklerini sanal olarak kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde daha kararlı bir bölgeye taşır ve bu sayede sistem en ufak bir bozucu etkiye maruz kaldığında kararlılığını korumaya devam eder. Kullanıcı tanımlı GPMT sanal bir düzenleyici olarak Şekil 2’de görüldüğü gibi mikro şebeke modelinin ileri besleme yoluna eklenmiştir. Frekans bağımsız olan GPMT Eş. 9’da verilmiştir.

$$C(A, \phi) = Ae^{-j\phi} \quad (9)$$

Burada A ve ϕ sırasıyla kazanç ve faz paylarını temsil etmektedir.

GPMT içermeyen orijinal mikro-şebekenin karakteristik denklemi polinom olarak Eş. 10’da elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau) &= P(s) + Q(s)e^{-s\tau} = 0 \\ P(s) &= p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s \\ Q(s) &= q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0 \end{aligned} \quad (10)$$

Sistem parametreleri cinsinden $P(s)$ polinomunun katsayıları Eş. 11’de ve $Q(s)$ polinomunun katsayıları Eş. 12’de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
p_5 &= K_{MT}MT_{ES}T_{FC} + K_{MT}K_{PL}MT_{ES}T_{FC}, \\
p_4 &= T_{ES}T_{FC} + K_{MT}MT_{ES} + K_{MT}MT_{FC} + \\
&K_{MT}K_{PL}MT_{ES} + K_{MT}K_{PL}MT_{FC} + \\
&DK_{MT}T_{ES}T_{FC} + DK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC} + \\
&K_{IL}K_{MT}MT_{ES}T_{FC}, \\
p_3 &= T_{ES} + T_{FC} + K_{MT}M + K_{MT}K_{PL}M + \\
&DK_{MT}T_{ES} + DK_{MT}T_{FC} + K_{ES}K_{MT}T_{FC} - \\
&K_{FC}K_{MT}T_{ES} + DK_{MT}K_{PL}T_{ES} + \\
&DK_{MT}K_{PL}T_{FC} + K_{IL}K_{MT}MT_{ES} + \\
&K_{IL}K_{MT}MT_{FC} + DK_{IL}K_{MT}MT_{ES}T_{FC}, \\
p_2 &= 1 + DK_{MT} + K_{ES}K_{MT} - K_{FC}K_{MT} + \\
&DK_{MT}K_{PL} + K_{IL}K_{MT}M + DK_{IL}K_{MT}T_{ES} + \\
&DK_{IL}K_{MT}T_{FC}, p_1 = DK_{IL}K_{MT},
\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
q_4 &= K_{PC}K_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC}, \\
q_3 &= K_{PC}K_{MT}K_{PL}T_{ES} + \\
&K_{PC}K_{MT}K_{PL}T_{FC} + K_{PC}K_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC} + \\
&K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC}, \\
q_2 &= K_{PC}K_{MT}K_{PL} + K_{PC}K_{IL}K_{MT}T_{FC} + \\
&K_{PC}K_{IL}K_{MT}T_{ES} + K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{FC} + \\
&K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{ES} + K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC}, \\
q_1 &= K_{PC}K_{IL}K_{MT} + K_{IC}K_{MT}K_{PL} + \\
&K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{ES} + K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{FC}, \\
q_0 &= K_{IC}K_{IL}K_{MT}.
\end{aligned} \tag{12}$$

Şekil 2’de verilen GPMT içeren mikro-şebeke sistemin karakteristik polinomu Eş. 13’de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\Delta(s, \tau') &= P'(s) + Q'(s)e^{-s\tau'}e^{-j\phi} = 0 \\
\Delta(s, \tau') &= P'(s) + Q'(s)e^{-s\tau'} = 0
\end{aligned} \tag{13}$$

Eş. 13’de kullanılan $P'(s)$ ve $Q'(s)$ ifadelerinin karşılıkları Eş. 14’de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
P'(s) &= P(s) \\
Q'(s) &= AQ(s) = q_4As^4 + q_3As^3 + q_2As^2 + q_1As + Aq_0
\end{aligned} \tag{14}$$

Eş. 10’da zaman gecikmesinin ifade edildiği $e^{-s\tau}$ üstel teriminin Eş. 13’de $e^{-s\tau'}$ olarak değişmiş olduğu görülmektedir. Burada $e^{-s\tau'}$ terimi $s=j\omega_c$ için sanal eksen üzerinde kökleri olan Eş. 13’ün $e^{-s\tau}$ ve $e^{j\phi}$ terimlerinin birleştirilmesiyle tek bir üstel terim olacak şekilde düzenlenmiştir. Zaman gecikmeleri olan τ' ve τ arasındaki ilişki Eş. 15’de verilmiştir.

$$\tau' = \tau + \frac{\phi}{\omega_c} \tag{15}$$

Burada sanal eksen üzerinde kökleri olan GPMT içeren değiştirilmiş mikro-şebekenin karakteristik denklemindeki zaman gecikme değeri, değiştirilmiş mikro-şebeke sistemin kararlılık gecikme payıdır. Başka bir ifade ile GPMT içermeyen orijinal mikro şebekenin gecikme payı değildir. Bundan dolayı sadece değiştirilmiş mikro-şebekenin $s=\pm j\omega_c$ için sanal köklerini ve gecikme payı τ'_c ’nün hesaplanması gerekmektedir. Elde edilen bu gecikme değeri kullanılarak istenilen kazanç ve faz paylarına (A ve ϕ) sahip olacak olan orijinal mikro-şebekenin zaman gecikme değeri (τ) Eş. 15 kullanılarak kolayca hesaplanabilir.

3. KAZANÇ VE FAZ PAYI TABANLI ZAMAN GECİKME PAYI HESABI (GAIN AND PHASE MARGINS BASED TIME DELAY MARGIN COMPUTATION)

Bu bölümde, zaman gecikmesi içeren mikro-şebekenin kazanç ve faz paylarını dikkate alarak Rekasius yerine koyma yöntemi ile sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık analizinin temel amacı sistem kararlılığının gecikmeye bağlı olup olmadığının belirlenmesidir. Eğer sistem gecikmeden bağımsız kararlı ise o zaman sistemin kararlılık özelliği gecikmeyle değişmez ve sistem bütün sonlu gecikme değerleri için kararlı kalır. Eğer sistem gecikmeye bağlı kararlı ise o zaman sistem $\tau' < \tau'_c$ için kararlı kalır. Burada bahsedilen τ' ve τ'_c sırasıyla zaman gecikmesi ve zaman gecikmesi payını belirtir. Eğer zaman gecikmesi, gecikme payından büyük olursa ($\tau' > \tau'_c$) sistem kararsız olur.

Değiştirilmiş mikro şebekenin kararlılığı, Eş. 13’de verilen karakteristik denklemin köklerinin pozisyonuna göre değerlendirilir. Sistemin asimptotik kararlı olması için, verilen bir zaman gecikmesi değerinde tüm kökler kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmalıdır. Eş. 13’de verilen karakteristik denklem, $e^{-s\tau'}$ teriminden dolayı sonsuz adet köke sahiptir. Bu köklerin hesabı ve zaman gecikmesine göre değişiminin analizi oldukça zordur. Ancak, buradaki temel amaç Eş. 13’de belirtilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde kökleri varsa bu kökler için gecikme değerlerinin hesaplanmasıdır. Karakteristik denklemin çözümünün kolaylaştırılması için Rekasius yerine koyma yöntemi önerilmiştir [15, 16]. Bu yöntemde $s=j\omega_c$ için Eş. 13’de yer alan $e^{-s\tau'}$ üstel terimi yerine Eş. 16 ile verilen Rekasius dönüşümü, Eş. 17’de gösterildiği gibi yerine yazılır.

$$e^{-s\tau'} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \tau \in \mathfrak{R}^+, T \in \mathfrak{R} \tag{16}$$

$$\Delta(s, \tau') = P'(s) + Q'(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right) = 0 \tag{17}$$

Eş. 16’da verilen ifade Eş. 13’de yerine yazıldıktan sonra elde edilen mikro-şebeke sisteme ait yeni karakteristik denklem Eş. 18’de verilmiştir.

$$\Delta(s, T) = m_6 s^6 + m_5 s^5 + m_4 s^4 + m_3 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0 = 0 \quad (18)$$

Eş. 18’de elde edilen yeni karakteristik denklem artık üstel terim içermemektedir ve katsayılar T ’ye bağlı hale gelmiştir. Bu katsayılar Eş. 19’da verilmiştir.

$$\begin{aligned} m_6 &= T p_5, \quad m_5 = T(p_4 - q_4) + p_5 \\ m_4 &= T(p_3 - q_3) + p_4 + q_4, \\ m_3 &= T(p_2 - q_2) + p_3 + q_3, \\ m_2 &= T(p_1 - q_1) + p_2 + q_2, \\ m_1 &= p_1 + q_1 - q_0 T, \quad m_0 = q_0 \end{aligned} \quad (19)$$

Eş. 18’de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin olmasını sağlayan T değerleri ve bu sanal köklerin ($s = \pm j\omega_c$) belirlenmesi gerekmektedir. Böylece, GPMT içeren mikro-şebeke sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi, T ve ω_c değerlerine bağlı olarak Rekasius yerine koyma yöntemiyle Eş. 20’de verilen denklem ile hesaplanabilir [15, 16].

$$\tau_c' = \frac{2}{\omega_c} \left[\tan^{-1}(\omega_c T) \pm \ell \pi \right] \quad \ell = 0, 1, 2, \dots \quad (20)$$

Eş. 18 ile elde edilen yeni karakteristik denklemin kompleks düzlemin sanal eksenini üzerinde bulunan $s = \pm j\omega_c$ köklerinin olmasını sağlayan T değerlerinin bulunabilmesi için Routh-Hurwitz yöntemi kullanılmıştır. Eş. 18’de verilen polinom için oluşturulan Routh-Hurwitz tablosu Eş. 21’de verilmiştir.

s^6	m_6	m_4	m_2	m_0	
s^5	m_5	m_3	m_1	0	
s^4	R_{41}	R_{42}	R_{43}	0	
s^3	R_{31}	R_{32}	0	0	
s^2	R_{21}	R_{22}	0	0	
s^1	R_{11}	0	0	0	
s^0	R_{22}	0	0	0	(21)

Routh-Hurwitz tablosundaki ilgili elemanların hesaplanması Eş. 22 ile gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} R_{41}(T) &= \left(\frac{m_5 m_4 - m_6 m_3}{m_5} \right), \quad R_{42}(T) = \left(\frac{m_5 m_2 - m_6 m_1}{m_5} \right), \\ R_{43}(T) &= m_0, \\ R_{31}(T) &= \left(\frac{R_{41} m_3 - R_{42} m_5}{R_{41}} \right), \quad R_{32}(T) = \left(\frac{R_{41} m_1 - R_{43} m_5}{R_{41}} \right), \\ R_{21}(T) &= \left(\frac{R_{42} R_{31} - R_{41} R_{32}}{R_{31}} \right), \quad R_{22}(T) = R_{43}(T), \\ R_{11}(T) &= \left(\frac{R_{32} R_{21} - R_{31} R_{22}}{R_{21}} \right). \end{aligned} \quad (22)$$

Routh-Hurwitz kararlılık kriterine göre Eş. 21’de verilen tablonun ilk sütun elemanlarındaki işaret değişiminin sayısı, sistemin kararsız köklerinin sayısına eşittir. Bu yüzden sanal eksen üzerinde köklerin var olması için Routh-Hurwitz analiz tablosunda yer alan s^1 satırına ait tüm elemanlar sıfır olmalıdır, $R_{11}(T) = 0$.

$$R_{11}(T) = t_5 T^5 + t_4 T^4 + \dots + t_1 T + t_0 = 0 \quad (23)$$

$R_{11}(T)$ elemanını sıfır yapan reel T değerleri, $T_c = \{T_1, T_2, \dots, T_5\}$, Eş. 23’ün çözümünden elde edilir. Hesaplanan reel T değerleri kullanılarak sistemin, sanal eksen üzerinde bulunan köklerini belirleyebilmek için s^2 satırına ait elemanlar ile aşağıda Eş. 24’de verilen yardımcı denklem yazılır.

$$R_{21}(T) s^2 + R_{22}(T) = 0 \quad (24)$$

Eş. 24’de verilen denklemin sanal eksen üzerinde kökleri olabilmesi için $R_{21}(T)$ ve $R_{22}(T)$ katsayıları aynı işaretli olmalıdır. Bu şartı sağlayan katsayılar için sanal eksen üzerinde bulunan kökler Eş. 25 kullanılarak hesaplanır.

$$\omega_c = \sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} \quad (25)$$

Eş. 25 kullanılarak bulunan kökler ve bununla ilişkili olan reel T değerleri Eş.20’de yerine yazılırsa her bir kökün sınırdaki kararlılık için maksimum zaman gecikmesi değerleri bulunur. Bulunan bu maksimum zaman gecikme değerlerinden en küçüğü dikkate alınır. Bu gecikme değeri, GPMT içeren değiştirilmiş mikro-şebeke sistemin sınırdaki kararlı olacağı zaman gecikme değeridir. GPMT içermeyen orijinal mikro-şebeke sistemin istenilen kazanç ve faz paylarına sahip olacağı zaman gecikme değeri Eş. 15 kullanılarak Eş. 26 yardımı ile kolaylıkla hesaplanabilir.

$$\tau_{GPM}^* = \tau_c' - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (26)$$

Bu aşamada, önerilen Rekasius yerine koyma yöntemi ile üstel terimin yok edilmesi [19] yöntemlerinin mikro-şebekelerin kararlılık analizlerine uygulanması açısından karşılaştırılması faydalı olacaktır. Öncelikle, iki yöntem de frekans düzleminde tanımlanan ve herhangi bir yaklaşıklık uygulamadan zaman gecikmeli doğrusal sistemlerin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme değerini tam olarak hesaplayabilen analitik yöntemlerdir. Dolayısıyla, her iki yöntem de aynı maksimum zaman gecikme değerlerini vermektedir. Bu durum, [19] numaralı çalışmada sunulan Tablolar 1-4 ile bu çalışmada sunulan Tablolar 2-5 karşılaştırıldığında görülecektir. Her iki yöntem aynı sonuçları verdiği için, sonuçlar açısından değerlendirildiğinde yöntemlerin birbirlerine karşı herhangi bir avantaj ya da dezavantajı yoktur.

Ancak, uygulama prosedürü ve kolaylığı açısından Rekasius yerine koyma yönteminin, zaman gecikmeli mikro-şebeke sistemlerin kararlılığına uygulanan üstel terimin yok edilmesi yöntemi [19] ile karşılaştırılması daha doğru olacaktır. Bu çalışmada verilen Eş. 10 ve 13'de görüldüğü üzere mikro-şebeke sisteme ait karakteristik denklem, üstel terim içeren beşinci dereceden bir polinomdur. [19] numaralı çalışmada verilen Eş. 12-14'den görüleceği üzere, üstel terimin yok edilmesi yöntemi kullanılarak ve karmaşık köklerin eşlenik özelliğinden faydalanılarak, üstel terim içeren bu çalışmadaki Eş. 13'de verilen karakteristik denklem, üstel terim içermeyen onuncu dereceden bir polinoma dönüştürülmekte ve bu polinomun pozitif reel kökleri $\omega_c > 0$, üstel terim içeren orijinal karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerini ($s = \pm j\omega_c$) vermektedir. Eş. 18'de verilen yeni polinomun reel kökleri kullanılarak Eş. 20 yardımı ile sistemin sınırdaki kararlı olacağı veya istenilen kazanç ve faz paylarına sahip olacağı maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmaktadır. Üstel terimin yok edilmesi yönteminin en önemli dezavantajı, üstel terimin yok edilmesi neticesinde beşinci dereceden üstel terim içeren mikro-şebeke karakteristik denkleminin, onuncu dereceden üstel terim içermeyen yeni bir polinoma dönüştürülmesidir. Başka bir ifade ile karakteristik denklemin derecesi iki katına çıkmaktadır. Bu durum, özellikle karakteristik denklemde e^{-st} , e^{-2st} , ..., e^{-pst} gibi orantılı (commensurate) gecikme içeren çoklu üstel terimler olması halinde, yeni polinomun derecesini daha da artıracığından, köklerin hesabı açısından bir dezavantaj olarak değerlendirilmektedir. Örneğin, n . dereceden p adet orantılı (commensurate) gecikmeli üstel terim içeren bir karakteristik denklem, üstel terimin yok edilmesi yöntemi ile üstel terim içermeyen $n.2^p$ dereceden bir polinoma dönüştürülmektedir [35].

Diğer yandan, Rekasius yerine koyma yöntemi ilk önce, Eş. 16'da verilen Rekasius dönüşümü ile üstel terim içeren Eş. 13'de verilen beşinci dereceden karakteristik denklem, üstel terim içermeyen ve katsayıları T 'ye bağlı olan altıncı dereceden bir polinoma dönüştürmektedir. Bu yöntemle, polinomun derecesi sadece bir artmaktadır. İkinci aşamada ise Eş. 18'de verilen yeni polinomun sanal eksen üzerinde köklerinin olacağı reel T değerleri ve ilgili sanal kökler, kontrol sistemlerinin kararlılık analizinde yaygın olarak kullanılan Routh-Hurwitz yöntemi ile hesaplanmaktadır. Eş. 23 incelendiğinde, orijinal ve yeni polinomun sanal eksen üzerinde köklerinin olacağı reel T değerlerini hesaplamak için beşinci dereceden bir polinom ortaya çıkmaktadır. Rekasius yerine koyma yöntemi ile neticesinde elde edilen yeni polinomun derecesinin, orijinal karakteristik denklemin derecesine eşit olup, artmaması Rekasius yerine koyma yönteminin, [19]'da sunulan üstel terimin yok edilmesi yöntemine kıyasla en önemli avantajıdır. Bu avantaj, karakteristik denklemde e^{-st} , e^{-2st} , ..., e^{-pst} gibi orantılı (commensurate) gecikme içeren çoklu üstel terimler olması halinde daha da önemli hale gelmektedir. Zira n . dereceden p adet orantılı (commensurate) gecikmeli üstel terim içeren bir karakteristik denklem, Rekasius yerine koyma yöntemi ile üstel terim içermeyen $n.p$ dereceden T 'ye bağlı bir polinoma dönüştürülmektedir [35]. Son olarak, Eş. 23'de

verilen yeni polinomun sanal eksen üzerindeki kökleri yerine reel kökleri olan T değerleri hesaplanmakta ve bu değerler kullanılarak orijinal karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki kökleri Eş. 25 ve maksimum zaman gecikme değeri ise Eş. 20 kullanılarak kolaylıkla hesaplanabilmektedir.

4. SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR (RESULTS AND DISCUSSIONS)

Zaman gecikmeli mikro-şebeke bir sistem için, seçilen PI denetleyici kazanç değerlerinde sistemin istenilen kazanç ve faz payı değerlerine sahip olacağı maksimum zaman gecikme değerleri Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır. Elde edilen teorik zaman gecikme değerlerinin doğruluğu QPMR algoritması ve Matlab/Simulink programı kullanılarak benzetim çalışmasıyla gösterilmiştir.

Tablo 1. Sistem parametreleri (System parameters)

T_{FC}	T_{ES}	M	D	K_{FC}	K_{ES}	K_{MT}	K_{PL}	K_{IL}
4s	1s	10	1,0	1,0	1,0	0,04	1,0	1,0

4.1. Teorik Sonuçlar (Theoretical Results)

Mikro-şebeke modeli için kullanılan sistem parametreleri Tablo 1'de verilmiştir [19]. Ancak K_{PC} ve K_{IC} kazanç değerleri kullanıcı tarafından istenilen aralıkta belirlenmektedir. Tablo 1'de verilen sistem parametreleri ve $A=1$, $\phi=0^0$, $K_{PC}=1$, $K_{IC}=0,8$ değerleri için mikro-şebeke sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme değerinin nasıl hesaplandığı aşağıda adım adım sunulmuştur.

- Seçilen parametre değerleri için Eş. 18'de verilen üstel terim içermeyen yeni karakteristik denklemi elde ediniz: Bu denklemin katsayıları Eş. 19'da verilmiştir. Bu değerlere göre elde edilen yeni karakteristik denklem aşağıdaki şekilde elde edilmiştir (Eş. 27).

$$\Delta(s, T) = 3.2Ts^6 + (9.76T + 3.2)s^5 + (7.992T + 10.08)s^4 + (1.152T + 8.968)s^3 + (2.208 - 0.192T)s^2 + (0.272 - 0.032T)s + 0.032 = 0 \quad (27)$$

- Eş. 21-22'de verilen Ruth-Hurwitz yöntemini kullanarak, Eş. 23'de verilen beşinci derece polinomun tüm reel köklerini hesaplayınız: Bulunan kökler aşağıda verilmiştir (Eş. 28).

$$T_C = \left\{ \begin{array}{l} T_1 = 1.450637891, T_2 = -11.93556804, T_3 \\ = -0.6033219307, \\ T_4 = -1.050861342, T_5 = 306.3523784 \end{array} \right\} \quad (28)$$

- Yukarıda verilen reel köklerden hangileri için Eş. 24'de verilen yardımcı polinomun sanal eksen üzerindeki kökleri olacağını belirleyiniz: Eş. 24'de verilen denklemin sanal

eksen üzerinde kökleri olabilmesi için $R_{21}(T)$ ve $R_{22}(T)$ katsayılarının aynı işarete sahip olması gerekmektedir. Bunlardan $R_{22}(T)$ 'nin değeri T 'den bağımsız pozitif bir reel sayıdır. Eş. 22, sistem parametreleri cinsinden hesaplandığından $R_{22}(T)=m_0=q_0=0,032>0$ olarak bulunmuştur. Bir önceki adımda bulunan T değerleri için $R_{21}(T)$ değeri hesaplandığında, bunlardan sadece, $T_1=1,450637891$ için $R_{21}(T)=1,455081231>0$ olarak bulunmaktadır. Sonuç olarak, Eş. 24'de verilen yardımcı denklem, sadece $T_1=1,450637891$ değeri için sanal eksen üzerinde eşlenik köklere sahip olmaktadır.

- Yukarıda belirlenen $R_{21}(T)$ ve $R_{22}(T)$ değerleri için Eş. 25 yardımıyla Eş. 13'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde olan köklerini hesaplayınız: Bu kökler, $s=\pm j\omega_c=\pm j0,14829666 \text{ rad/s}$ olarak hesaplanmıştır.
- Sistemin istenilen kazanç ve faz payına sahip olacağı maksimum zaman gecikme değerini Eş. 20 ve Eş. 26'yı kullanarak hesaplayınız: $T_1=1,450637891$ ve bulunan $\omega_c=0,14829666 \text{ rad/s}$ kökü Eş. 20'de yerine yazılarak mikro-şebeke sistemin zaman gecikmesi değeri hesaplanmış ve Eş. 26 kullanılarak $\tau_{GPM}^*=2,8577s$ bulunmuştur. Ancak burada dikkat edilecek olursa, yukarıdaki işlemlerde faz payı $\phi=0^0$ olarak seçildiğinden dolayı Eş. 26'dan da görüleceği üzere, sistem aynı zaman gecikme değerinde, $\tau_{GPM}^*=\tau_c^*=2,8577s$, hem sınırdaki kararlı hem de seçilen kazanç ve faz payına sahip olmaktadır.

Yukarıda detayları açıklanan Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak, ilk olarak, kazanç ve faz paylarının $A=1$ ve $\phi=0^0$ olduğu durumda PI denetleyici olan MGCC'nin farklı kazanç değerleri için maksimum zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. Bu amaçla, oransal ve integral denetleyici kazançları sırasıyla $K_{PC}=0,5-3,0$ ve $K_{IC}=0,2-1,0$ aralığında seçilmiştir. Hesaplanan gecikme değerleri Tablo 2'de verilmiştir. Bu gecikme değerleri, $A=1$ ve $\phi=0^0$ olduğu için kazanç ve faz payının dikkate alınmadığı, GPMT içermeyen orijinal mikro-şebekenin sınırdaki kararlı olacağı

zaman gecikme değerlerini temsil etmektedir. Başka bir ifadeyle, GPM değerleri $A=1$, $\phi=0^0$ olduğundan dolayı gecikme payı Eş. 26'dan $\tau_{GPM}^*=\tau_c^*$ olarak elde edilmektedir. Tablo 2'deki teorik sonuçlar incelendiğinde, K_{PC} kazancı herhangi bir değerde sabit tutulup K_{IC} kazancı Tabloda belirtilen sınırlar içinde artırıldığında maksimum zaman gecikme değerlerinin gittikçe azaldığı görülmektedir. Maksimum zaman gecikmesindeki bu azalma, K_{PC} kazancı herhangi bir değerde sabitken K_{IC} kazancındaki artışın mikro-şebekenin kararlılığını olumsuz etkilediğini göstermektedir. Ancak K_{IC} denetleyici parametresi herhangi bir kazanç değerinde sabit tutulup K_{PC} parametresi Tablodaki sınırlar içerisinde arttırılırsa sınırdaki kararlılık gecikme paylarının arttığı görülmektedir. Burada K_{IC} değerleri sabitken K_{PC} kazanç değerlerinin arttırılması sistemin kararlılığını arttırmaktadır.

Çalışmanın devamında, Şekil 2'de GPMT eklenmiş mikro-şebekenin istenilen GPM değerleri için zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Benzer şekilde, PI denetleyici kazançları $K_{PC}=0,5-3,0$ ve $K_{IC}=0,2-1,0$ aralığında seçilmiştir. Mikro-şebeke sistemin hem kararlı hem de istenilen kazanç ve faz paylarına sahip olacağı maksimum zaman gecikme değerleri ($A=2$, $\phi=0^0$), ($A=1$, $\phi=15^0$) ve ($A=2$, $\phi=15^0$) için hesaplanarak elde edilen sonuçlar sırasıyla Tablo 3, Tablo 4 ve Tablo 5'de sunulmuştur.

Tablo 3'de verilen zaman gecikme değerleri, kazanç ve faz payları $A=2$, $\phi=0^0$ olarak seçildiğinden dolayı, sadece kazanç payının maksimum zaman gecikme değerlerine etkisini göstermektedir. Tablo 3'de görüldüğü üzere, kazanç payının kararlılık hesabında dikkate alınması durumunda, PI denetleyicinin seçilen tüm değerleri için zaman gecikmesi değerlerinin fark edilebilir bir şekilde azaldığı görülmektedir. Tablo 4'de ise sadece faz payının dikkate alınması durumunda, ($A=1$, $\phi=15^0$) elde edilen maksimum zaman gecikme değerleri verilmiştir. Sadece kazanç payının dikkate alındığı duruma benzer şekilde, tüm PI denetleyici

Tablo 2. ($A=1$, $\phi=0^0$) için maksimum zaman gecikme değerlerinin K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi
(Variation of time delay margin with respect to K_{PC} and K_{IC} for ($A=1$ and $\phi=0^0$))

$\tau_{GPM}^*(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
0,2	7,8713	9,9443	11,5736	12,6737	13,2220	13,2726
0,4	4,1252	5,2651	6,2859	7,1560	7,8511	8,3577
0,6	2,8808	3,6647	4,3944	5,0543	5,6307	6,1132
0,8	2,2606	2,8577	3,4240	3,9501	4,4277	4,8495
1,0	1,8896	2,3717	2,8340	3,2702	3,6748	4,0425

Tablo 3. ($A=2$, $\phi=0^0$) için maksimum zaman gecikme değerlerinin K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi
(Variation of time delay margin with respect to K_{PC} and K_{IC} for ($A=2$ and $\phi=0^0$))

$\tau_{GPM}^*(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
0,2	5,2651	7,1559	8,3577	8,8167	8,6786	8,1957
0,4	2,8577	3,9501	4,8495	5,5053	5,8975	6,0441
0,6	2,0473	2,8098	3,4834	4,0399	4,4600	4,7364
0,8	1,6412	2,2262	2,7602	3,2257	3,6090	3,9011
1,0	1,3974	1,8716	2,3128	2,7092	3,0508	3,3299

Tablo 4. ($A=1, \phi=15^0$) için maksimum zaman gecikme değerlerinin K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi
(Variation of time delay margin with respect to K_{PC} and K_{IC} for ($A=1$ and $\phi=15^0$))

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
0,2	4,2481	6,4132	8,1907	9,4860	10,2624	10,5567
0,4	1,5957	2,7679	3,8417	4,7839	5,5681	6,1775
0,6	0,8243	1,6259	2,3846	3,0843	3,7107	4,2520
0,8	0,4838	1,0923	1,6775	2,2297	2,7402	3,2013
1,0	0,3029	0,7932	1,2690	1,7240	2,1523	2,5486

Tablo 5. ($A=2, \phi=15^0$) için maksimum zaman gecikme değerlerinin K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi
(Variation of time delay margin with respect to K_{PC} and K_{IC} for ($A=2$ and $\phi=15^0$))

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
0,2	2,7679	4,7839	6,1775	6,8670	6,9644	6,6960
0,4	1,0923	2,2297	3,2013	3,9518	4,4545	4,7187
0,6	0,6068	1,3940	2,1078	2,7184	3,2040	3,5541
0,8	0,3949	0,9960	1,5564	2,0580	2,4857	2,8291
1,0	0,2839	0,7697	1,2300	1,6526	2,0268	2,3442

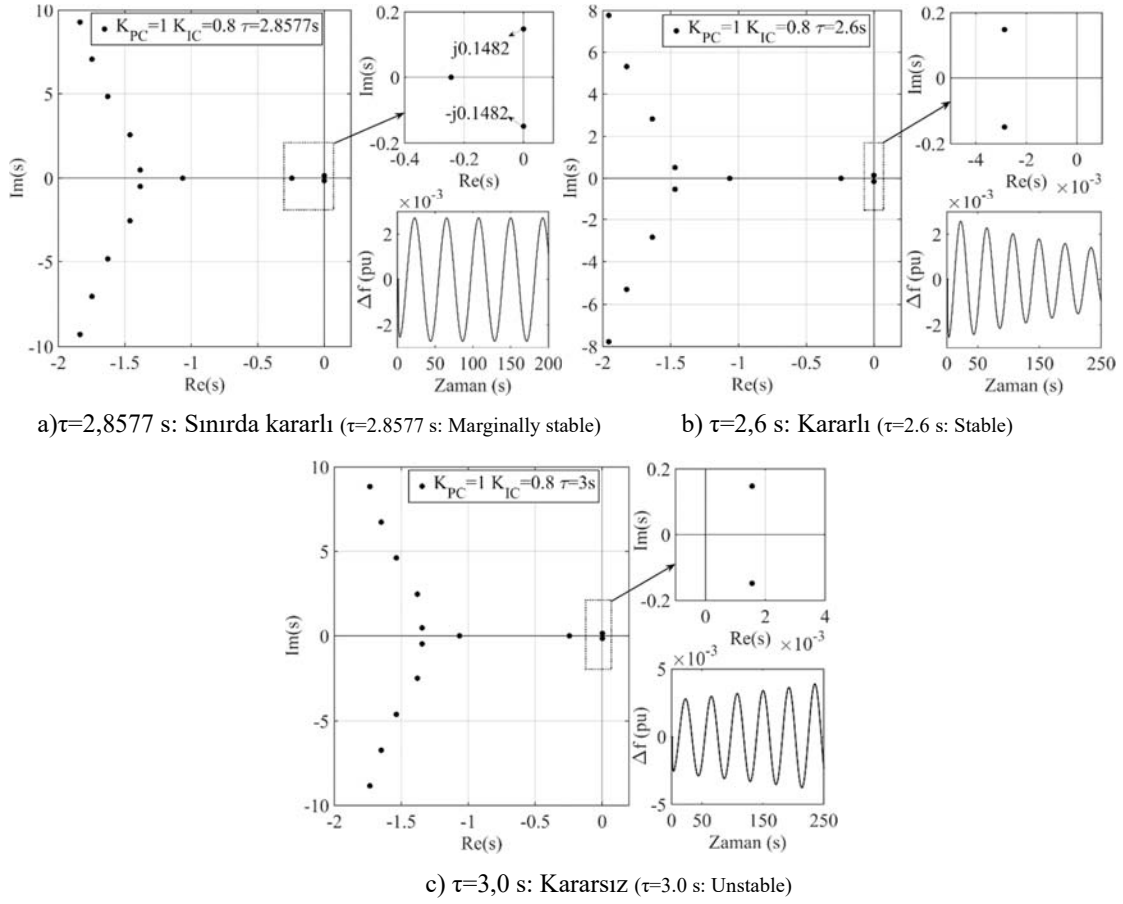
kazanç değerleri için zaman gecikmesi değerlerinde azalma olduğu görülmektedir. Ancak, zaman gecikmesi değerleri üzerinde, kazanç payının faz payından daha etkili olduğu ve zaman gecikmesi değerlerini daha fazla düşürdüğü belirtilen tablolar incelendiğinde açıkça görülmektedir. Son olarak ise, kazanç ve faz paylarının birlikte etkisini araştırmak için, kazanç ve faz payları ($A=2, \phi=15^0$) olarak seçilmiş ve elde edilen maksimum zaman gecikme değerleri Tablo 5'de sunulmuştur. Tablo 5'deki sonuçlara dikkat edilecek olursa kazanç ve faz payının birlikte olan etkisi sadece faz payı ya da sadece kazanç payının etkisinden daha fazladır. Başka bir ifadeyle kazanç ve faz payının birlikte olan etkisi $\tau^*_{GPM}(s)$ maksimum gecikme değerlerini daha çok düşürmüştür. Tablo 3-5'de verilen zaman gecikme değerleri, sanal kazanç ve faz payı test edicisi (GPMT) ilave edilerek değiştirilen mikro-şebeke sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikme değerleridir. Bunlar aynı zamanda, sanal faz ve kazanç payı test edicisi içermeyen orijinal mikro-şebeke sistemin hem kararlı ve hem de seçilen kazanç ve faz paylarına sahip olacağı zaman gecikme değerleridir.

4.2. Teorik Sonuçların QPMR Algoritması ve Benzetim Çalışmasıyla Doğrulanması (Verification Of Theoretical Results By QPMR Algorithm and Time-Domain Simulations)

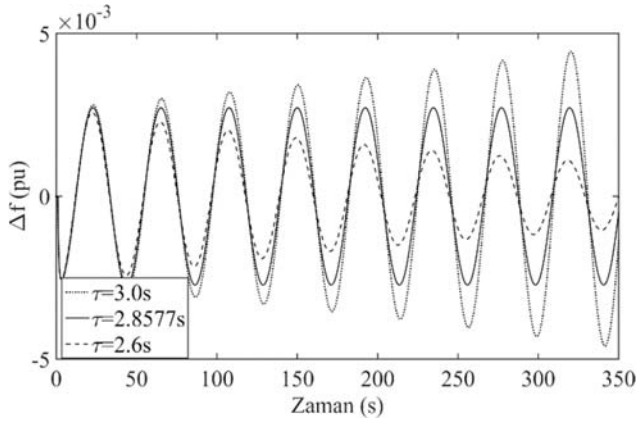
Haberleşme gecikmeli mikro-şebeke sistem için Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak hesaplanan teorik maksimum zaman gecikmesi sonuçlarının doğruluğu QPMR algoritması ve zaman düzleminde benzetim çalışmaları ile incelenmiştir. Tablo 2'de verilen sonuçlara bakılırsa $K_{PC}=1,0, K_{IC}=0,8$ kazanç değeri için gecikme payı $\tau^*_{GPM}=2,8577 s$ olarak bulunmuş ve bu gecikme değerinde sanal eksen üzerindeki kökler $s=\pm j\omega_c=\pm j0,14829666 rad/s$ olarak hesaplanmıştır. Bu PI denetleyici ve gecikme payı değeri için karakteristik denkleme ait köklerin konumu ve mikro-şebeke sistemin frekans cevabı Şekil 3a'da verilmiştir. Köklerin konumu incelendiğinde, QPMR

algoritması ve teorik olarak hesaplanan sanal eksen üzerindeki kökler birbirinin aynısıdır. İlave olarak, Şekil 3a'da verilen frekans cevabında sönümlenmeyen (artmayan ve azalmayan) salınımlar gözlemlendiğinden dolayı, bu zaman gecikme değerinde sistemin sınırda kararlı olduğunu benzetim çalışması açık bir şekilde ortaya koymaktadır. Eğer zaman gecikmesi, $\tau^*_{GPM}=2,8577 s$ gecikme payından küçük olursa, karakteristik denkleme ait kritik kökler karmaşık düzlemin sol yarı bölgesinde bulunacak ve mikro-şebeke sistem kararlı olacaktır. Bu kararlı durumu göstermek için, $\tau=2,6 s$ zaman gecikmesi için Şekil 3b'de köklerin konumu ve salınımların azaldığını gösteren frekans cevabı sunulmuştur. Benzer şekilde, eğer zaman gecikmesi, $\tau^*_{GPM}=2,8577 s$ gecikme payından büyük olursa, karakteristik denkleme ait bir çift eşlenik kök karmaşık düzlemin sağ yarı bölgesinde bulunacak ve mikro-şebeke sistem kararlı olmayacaktır. Bu kararlı durumu göstermek için, $\tau=3 s$ zaman gecikmesi için Şekil 3c'de köklerin konumu ve salınımların arttığını gösteren frekans cevabı sunulmuştur. Sonuç olarak, $\tau < \tau^*_{GPM}=2,8577 s$ zaman gecikme değerlerinde mikro-şebeke sistem kararlı olmaktadır. Ancak zaman gecikmesinin artması ile sol yarı bölgede bulunan bir çift karmaşık eşlenik kök sağ yarı bölgeye doğru hareket etmekte ve $\tau^*_{GPM}=2,8577 s$ zaman gecikme değerinde sanal eksen $s=\pm j\omega_c=\pm j0,14829666 rad/s$ noktalarında keserek karmaşık düzlemin kararsız olan sağ yarı bölgesine geçmektedir. Son olarak $\tau=2,6 s, \tau^*_{GPM}=2,8577 s$ ve $\tau=3 s$ zaman gecikme değerleri için sanal kazanç ve faz payı test edicisi içermeyen mikro-şebekenin frekans cevabı Şekil 4'de karşılaştırılmıştır. Şekil 3 ve 4'de verilen sonuçlar önerilen Rekasius yerine koyma yönteminin doğruluğunu ortaya koymaktadır.

Tablo 2'de verilen zaman gecikme değerleri mikro-şebeke sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikmelerini ifade etmektedir. Sadece kararlılığı dikkate alarak maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması pratik bir yaklaşımdır.



Şekil 3. $A=1$, $\phi=0^\circ$, $K_{PC}=1,0$ ve $K_{IC}=0,8$ değerlerinde üç farklı zaman gecikmesi için mikro-şebekesinin karakteristik denkleminin köklerinin konumu ve sistemin frekans cevabı
(Location of the characteristic equation roots and frequency response of micro-grid system for $A=1$, $\phi=0^\circ$, $K_{PC}=1.0$ and $K_{IC}=0.8$)

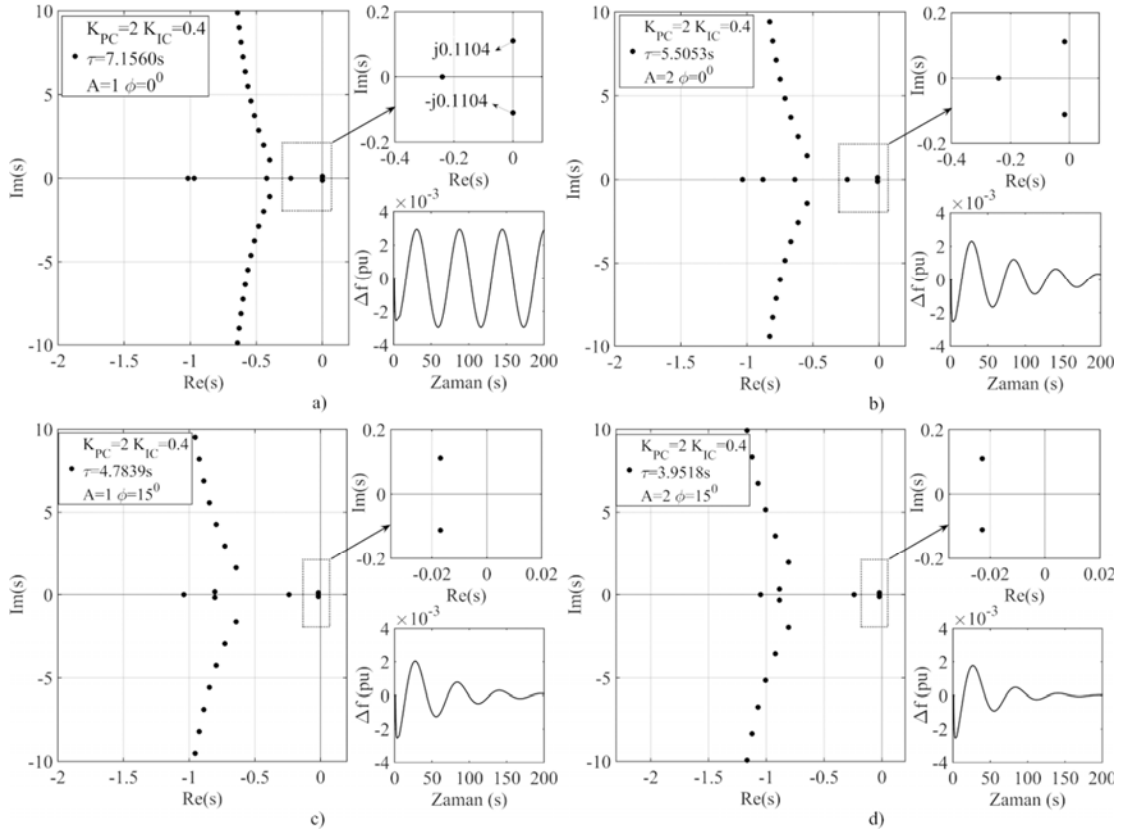


Şekil 4. $A=1$, $\phi=0^\circ$, $K_{PC}=1,0$ ve $K_{IC}=0,8$ değerlerinde üç farklı zaman gecikmesi için mikro-şebekesinin frekans cevabı (Frequency response of micro-grid system for $A=1$, $\phi=0^\circ$, $K_{PC}=1.0$ ve $K_{IC}=0.8$)

Şekil 3a ve 3b'de görüldüğü üzere, eğer zaman gecikmesi, maksimum zaman gecikmesine yakın bir değerde olursa, sistemin frekans cevabında pratik olarak kabul edilemez salınımlar meydana gelmekte ve hatta zaman gecikmesinde haberleşme ağının yükünden dolayı öngörülemez bir artış olursa, Şekil 3c'de gösterildiği üzere mikro-şebekesinin sistem

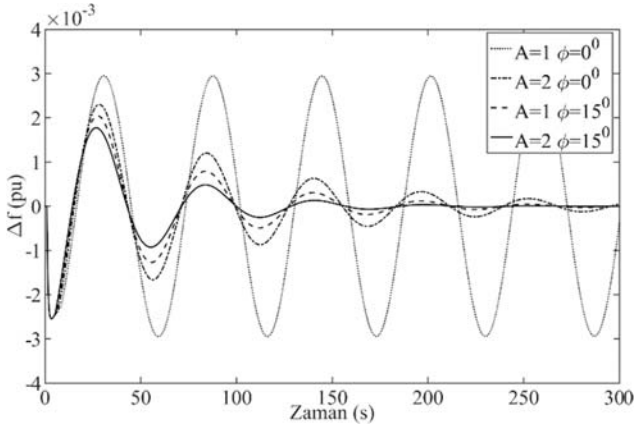
kararsız hale gelmektedir. Böyle bir yaklaşım kararlılık için yeterli olabilir ancak pratikte, mikro-şebekeler, frekandaki kabul edilemez salınımlardan dolayı böyle bir noktada çalışamaz. Bu yüzden kararlılığa ilaveten, istenilen dinamik performansı (sönümlenme, kalıcı durum hatası, yerleşme zamanı vs.) sağlayan kazanç ve faz payları gibi diğer tasarım gereksinimleri gecikme paylarının hesabında dikkate alınmalıdır. Kazanç ve faz payının karakteristik denkleme ait köklerin konumuna ve sistemin frekans cevabına etkisi QPMR ve benzetim çalışmaları ile incelenmiştir. Bu amaçla, PI denetleyici kazançları $K_{PC}=2,0$ ve $K_{IC}=0,4$ olarak seçilmiş ve $A=1$, $\phi=0^\circ$, $A=2$, $\phi=0^\circ$, $A=1$, $\phi=15^\circ$ ve $A=2$, $\phi=15^\circ$ kazanç ve faz payı değerlerinde köklerin konumu ve $t=0s$ anında $\Delta P_{d1}=0,1p.u$ bozucu yük değişimine karşı frekans tepkisinin karşılaştırılması Şekil 5'de gösterilmiştir.

Şekil 5a'da $A=1$, $\phi=0^\circ$ değerleri ve $\tau_{GPM}^*=7,156$ s için sistemin sürekli salınım sergilediği ve sınırdaki kararlı olduğu açık bir şekilde görülmektedir. Ancak hiçbir sistemin bu çalışma noktası etrafında çalıştırılması önerilmez. Bu çalışma noktası etrafındaki salınımları ortadan kaldırmak için gecikme payı hesabında kazanç ve/veya faz payları hesaba katılır. Maksimum zaman gecikme değerleri, kazanç ve faz payının $A=2$, $\phi=0^\circ$ için, $\tau_{GPM}^*=5,5053$ s; $A=1$, $\phi=15^\circ$



Şekil 5. Farklı kazanç-faz payları ve zaman gecikmeleri için karakteristik denklemin köklerinin konumu ve sistemin frekans tepkisi a) Sınırdaki Kararlı, b) Kararlı, c) Kararlı, d) Kararlı (Location of the characteristic equation roots and the system frequency response for different gain-phase margins and time delays a) Marginally stable, b) Stable, c) Stable, d) Stable)

için $\tau_{GPM}^*=4,7839$ s ve $A=2, \phi=15^\circ$ için $\tau_{GPM}^*=3,9518$ s olarak hesaplanmış ve bu sonuçlar Tablo 3-5' de verilmiştir.



Şekil 6. $K_{PC}=2,0, K_{IC}=0,4$ ve $(A=1, \phi=0^\circ), (A=2, \phi=0^\circ), (A=1, \phi=15^\circ)$ ve $(A=2, \phi=15^\circ)$ değerleri için kazanç ve faz paylarının mikro-şebeke sisteminin frekans cevabında gözlemlenen salınımların sönümlenmesine etkisi (The effect of gain and phase margins on the damping of oscillations observed in the frequency response of micro-grid system for $K_{PC}=2.0, K_{IC}=0.4$ and $(A=1, \phi=0^\circ), (A=2, \phi=0^\circ), (A=1, \phi=15^\circ)$ and $(A=2, \phi=15^\circ)$)

Bu kazanç ve faz payları için köklerin konumu ve sanal kazanç ve faz payı test edicisi içermeyen orijinal mikro-

şebeke sistemin frekans cevabı sırası ile Şekil 5b, 5c ve 5d' de verilmiştir. İlave olarak, kazanç ve faz paylarının sistemin dinamiğine olan olumlu etkisini göstermek için, bu zaman gecikme değerleri için sanal kazanç ve faz payı test edicisi içermeyen mikro-şebekenin frekans cevabı Şekil 6' da sunulmuştur. Bu şekillerden görüldüğü üzere, kazanç ve/veya faz payları dikkate alındığında salınımlar hızlı bir şekilde sönümlenmektedir. Benzetim sonuçları zaman gecikmeli mikro-şebeke sistemlerin daha iyi bir dinamik performansa ve kararlılığa sahip olabilmeleri için kazanç ve/veya faz paylarının gecikme payı hesaplarında dikkate alınması gerektiğini açık bir şekilde göstermiştir.

4. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

Bu çalışmada, haberleşme gecikmeli mikro-şebeke sisteminin gecikme paylarının hesaplanması için daha önce literatürde bu sisteme uygulanan üstel terimin yok edilmesi yöntemine alternatif olacak daha pratik ve uygulaması daha kolay olan frekans düzleminde tanımlı Rekasius yerine koyma yöntemi olarak bilinen analitik bir yöntem önerilmiştir. Rekasius ve üstel terimin yok edilmesi yöntemlerinin mikro-şebekeye uygulanmasının karşılaştırılması ve kazanç-faz payları tabanlı maksimum zaman gecikme değerleri ile benzetim sonuçlarının incelenmesi neticesinde önemli sonuçlara ulaşılmıştır. İki yöntem de frekans düzleminde tanımlanan ve herhangi bir yaklaşıklık uygulamadan zaman gecikmeli

doğrusal sistemlerin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme değerini tam olarak hesaplayabilen analitik yöntemlerdir. Her iki yöntem de, incelenen mikro-şebeke sistem için aynı maksimum zaman gecikme değerlerini vermektedir. Her iki yöntem için bir diğer önemli sonuç, üstel terimin yok edilmesi yönteminde, üstel terim içeren beşinci dereceden karakteristik denklem, üstel terim içermeyen onuncu dereceden bir polinoma dönüştürülerek sanal eksen üzerindeki kökler ve maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmaktadır. Başka bir ifade ile karakteristik denklemin derecesi iki kat artmaktadır. Rekasius yerine koyma yönteminde ise Rekasius dönüşümü yapılarak, orijinal karakteristik denklemin derecesi korunmakta ve sanal eksen üzerindeki kökler ve maksimum zaman gecikme değerleri belirlenmektedir. Üstel terimin yok edilmesi yönteminin karakteristik denklemin derecesini artırması, özellikle orantılı (commensurate) gecikme içeren çoklu üstel terimler olması halinde, denklemin derecesi ciddi anlamda arttığından daha da önemli bir sorun olmaktadır. Rekasius yöntemi, kontrol sistemlerinin kararlılığında kullanılan en temel yöntemlerden olan Routh-Hurwitz kriterini uyguladığından, daha anlaşılır ve uygulaması daha kolay olan bir yöntemdir.

Sistemi sınırdaki kararlı yapan gecikme payları, frekanstaki kabul edilemez salınımlardan dolayı kötü dinamik performansa neden olur. Ancak, kazanç ve/veya faz payları arttıkça gecikme payları azalmaktadır. Bu yüzden, mikro-şebeke sistemin frekans tepkisinin daha hızlı sönümlenme ve daha kısa yerleşme zamanı bağlamında daha iyi bir dinamik performansa sahip olması için gecikme payları, kazanç ve faz payları dikkate alınarak hesaplanmalıdır. QPMR algoritması ile elde edilen sanal kökler ve maksimum zaman gecikme değerleri, Rekasius yöntemi ile elde edilenler ile birebir örtüşmekte ve önerilen yöntemin etkinliğini ortaya koymaktadır. Mikro-şebekelerin modellenmesi ve dinamiği konularında ileride yapılacak çalışmalarda, ultra-kapasitör, DC enerji kaynakları gibi farklı dağıtık enerji üretim birimleri sistem modeline dâhil edilerek, üretim birimlerinin sayısı artırılacak ve haberleşme gecikmelerinin mikro-şebekenin kararlılığına olan etkisi analiz edilecektir. Dağıtık üretim birimlerinin sayısının artması ile izleme ve kontrol açısından merkezi denetleyici ve haberleşme ağının önemi ve sistem dinamiğine olan etkisi daha da artacaktır. Ayrıca, güç sistemleri kararlı kılıcı da (Power System Stabilizer, PSS) sistem modeline dâhil edilecek ve sistem kararlılığına olan etkisi araştırılacaktır.

KAYNAKLAR (REFERENCES)

- Hatziaargyriou N., *Microgrids: architecture and control*, Wiley-IEEE Press, 2014.
- Zamora R.A., Srivastava K., *Controls for micro-grids with storage: review, challenges, and research needs*, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 14 (7), 2009–2018, 2010.
- Kundur P., *Power system stability and control*, McGraw-Hill, 1994.
- Bevrani H., Ghosh A., Ledwich G., *Renewable energy sources and frequency regulation: survey and new perspectives*, *IET Renew. Power Gener.*, 4 (5), 438–457, 2010.
- Vandoorn T.L., De Kooning J.D.M., Meersman B., Vandeveld L., *Communication-based secondary control in microgrids with voltage-based droop control*, *Proc. IEEE PES Transmission and Distribution Conf. and Exposition*, Orlando, FL, US, 1–6, 07–10 May 2012.
- Li X., Song Y., Han S., *Frequency control in micro-grid power system combined with electrolyzer system and fuzzy PI controller*, *J. Power Sources*, 180 (1), 468–475, 2008.
- Nayeripour M., Hoseintabar M., Niknam T., *Frequency deviation control by coordination control of FC and double-layer capacitor in an autonomous hybrid renewable energy power generation system*, *Renew. Energy*, 36, 1741–1746, 2011.
- Kumar B., Mishra S., *AGC for distributed generation*, *Proc. IEEE Int. Conf. on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, Singapore, 89–94, 24–27 November 2008.
- Kaur A., Kaushal J., Basak P., *A review on microgrid central controller*, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 55, 338–345, 2016.
- Shafiee Q., Guerrero M. J., Vasquez J. C., *Distributed secondary control for islanded microgrids—A novel approach*, *IEEE Trans. Power Electron.*, 29 (2), 1018–1051, 2014.
- Diaz N. L., Luna A. C., Vasquez J. C., Guerrero J. M., *Centralized control architecture for coordination of distributed renewable generation and energy storage in islanded AC microgrids*, *IEEE Trans. Power Electron.*, 22 (7), 5202–5213, 2017.
- Ahumada C., Cardenas R., Saez D., Guerrero J. M., *Secondary control strategies for frequency restoration in islanded microgrids with consideration of communication delays*, *IEEE Trans. Smart Grid*, 7 (3), 1430–1441, 2016.
- Liu S., Wang X., Liu P. X., *Impact of communication delays on secondary frequency control in an islanded microgrid*, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62 (4), 2021–2031, 2015.
- Macana C.A., Mojica-Nava E., Quijano N., *Time-delay effect on load frequency control for micro-grids*, *Proc. 10th IEEE Int. Conf. on Networking Sensing and Control (ICNSC)*, Evry, France, 544–549, April 2013.
- Rekasius Z.V., *A stability test for systems with delays*, *Proc. Joint Automatic Control Conf.*, San Francisco, CA, US, 13–15, August 1980.
- Olgac N., Sipahi R., *An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time-invariant (LTI) systems*, *IEEE Trans. Autom. Control*, 47 (5), 793–797, 2002.
- Walton, K.E., Marshall, J.E., *Direct method for TDS stability analysis*. *IEE Proceeding Part D*, 134 (2), 101–107, 1987.
- Sönmez, Ş., Ayasun, S., Nwankpa, C.O., *An exact method for computing delay margin for stability of load*

- frequency control systems with constant communication delays. *IEEE Trans. Power Syst.*, 31 (1), 370-377, 2016.
19. Gündüz H., Sönmez Ş., Ayasun S., Comprehensive gain and phase margins based stability analysis of micro-grid frequency control system with constant communication delays. *IET Gen. Trans. And Distri.*, 11 (3), 719-729, 2017.
 20. Sonmez, S., Ayasun, S., Eminoglu, U., Computation of time delay margins for stability of a single-area load frequency control system with communication delays, *WSEAS Trans. Power Syst.*, 9, 67-74, 2014.
 21. Chang C.H., Han K.W., Gain margins and phase margins for control systems with adjustable parameters, *J. Guid. Control Dyn.*, 13 (3), 404-408, 1990.
 22. He Y., Wang Q.G., Xie L.H., Lin C., Further improvement of free-weighting matrices technique for systems with time-varying delay, *IEEE Trans. Autom. Control*, 52 (2), 293-299, 2007.
 23. Wu M., He Y., She J.H., Liu G.P., Delay-dependent criterion for robust stability of time-varying delay systems, *Automatica*, 40 (8), 1435-1439, 2004.
 24. Xu S.Y., Lam J., On equivalence and efficiency of certain stability criteria for time-delay systems, *IEEE Trans. Autom. Control*, 52 (1), 95-101, 2007.
 25. Yao W., Jiang L., Wu Q.H., Wen J.Y., Cheng S.J., Delay-dependent stability analysis of the power system with a wide-area damping controller embedded, *IEEE Trans. Power Syst.*, 26 (1), 233-240, 2011.
 26. Yao W., Jiang L., Wen J.Y., Wu Q.H., Cheng S.J., Wide-area damping controller of FACTS devices for inter-area oscillations considering communication time delays, *IEEE Trans. Power Syst.*, 29 (1), 318-329, 2014.
 27. Jiang L., Yao W., Wu Q.H., Wen J.Y., Cheng S.J., Delay-dependent stability for load frequency control with constant and time-varying delays, *IEEE Trans. Power Syst.*, 27 (2), 932-941, 2012.
 28. Zhang C.K., Jiang L., Wu Q.H., He Y., Wu M., Further results on delay-dependent stability of multi-area load frequency control, *IEEE Trans. Power Syst.*, 28 (4), 4465-4474, 2013.
 29. Vyhlídal, T., Zitek, P., Mapping based algorithm for large-scale computation of quasi-polynomial zeros *IEEE Trans. Autom. Control*, 2054 (1), 171-177, 2009.
 30. Vyhlídal, T., Olgaç, N., Kučera, V., Delayed resonator with acceleration feedback – Complete stability analysis by spectral methods and vibration absorber design. *Journal of Sound and Vibration*, 333 (25), 6781-6795, 2014.
 31. Kammer, A.S., Olgaç, N., Delayed-feedback vibration absorbers to enhance energy harvesting. *Journal of Sound and Vibration*, 363 (17), 54-67, 2016
 32. Ilic M.D., Xie L., Khan U.A., Moura J.M.F., Modelling of future cyber physical energy systems for distributed sensing and control, *IEEE Trans. Syst. Man Cybern. A Syst. Humans*, 40, 825-838, 2010.
 33. Matsubara M., Fujita G., Shinji T., Sekine T., Akisawa A., Kashiwagi T., Yokoyama R., Supply and demand control of dispersed type power sources in micro grid, *Proc. 13th Int. Conf. on, Intelligent Systems Application to Power Systems (ISAP)*, Arlington, VA, US, 67-72, 6-10 November 2005.
 34. Simulink, Model-based and system-based design using simulink, Natick, MathWorks, 2000.
 35. Sipahi R., Olgac N., A comparative survey in determining the imaginary characteristic roots of LTI time delayed systems, 16th IFAC World Congress, Prague, Czech Republic, 390-399, 3-8 July 2005.

