



T.C.
NİĞDE ÖMER HALİSDEMİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN
MİKRO ŞEBEKELERİN ZAMAN GECİKMESİNE BAĞLI KARARLILIK ANALİZİ
VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

HAKAN GÜNDÜZ

Aralık 2022

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

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN
MİKRO ŞEBEKELERİN ZAMAN GECİKMESİNE BAĞLI KARARLILIK ANALİZİ
VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

HAKAN GÜNDÜZ

Doktora Tezi

Danışman

Prof. Dr. Saffet AYASUN

Aralık 2022

Hakan GÜNDÜZ tarafından **Prof. Dr. Saffet AYASUN** danışmanlığında hazırlanan “**Elektrikli Araçlar ve Dinamik Talep Cevabı İçeren Mikro Şebekelerin Zaman Gecikmesine Bağlı Kararlılık Analizi ve Gürbüz Denetleyici Tasarımı**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Saffet AYASUN, Gazi Üniversitesi

Üye : Prof. Dr. Ersan KABALCI, Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi

Üye : Doç. Dr. Şahin SÖNMEZ, Malatya Turgut Özal Üniversitesi

Üye : Doç. Dr. Yasin KABALCI, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Üye : Dr. Öğr. Üyesi K. Fatih DİLAVER, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

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...

Prof. Dr. Murat GÖKÇEK
MÜDÜR V.

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin bilimsel ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Hakan GÜNDÜZ

ÖZET

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE DİNAMİK TALEP CEVABI İÇEREN MİKRO ŞEBEKELERİN ZAMAN GECİKMESİNE BAĞLI KARARLILIK ANALİZİ VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

GÜNDÜZ, Hakan

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. Saffet AYASUN

Aralık 2022, 230 sayfa

Teknolojik gelişmelerle birlikte yaşantımızda büyük öneme sahip olan Elektrikli Araçların (EA) ve kontrol edilebilir yüklerin kontrolü için kullanılan Dinamik Talep Cevap Kontrolünün (DTC) Mikro Şebekelere (MŞ) entegre olmasının dinamik ve kararlılık üzerine etkileri kaçınılmazdır. Bunlardan birisi, merkezi PI denetleyici ile üretim birimleri, EA ve DTC arasındaki ölçüm ve kontrol sinyallerinde yaşanan haberleşme zaman gecikmeleridir. Bu çalışmada, zaman gecikme değerlerinin kazanç-faz payı tabanlı hesaplanması için Üstel Terimin Yok Edilmesi ve Rekasius Yerine Koyma yöntemleri kullanılmıştır. Daha sonra, meydana gelebilecek herhangi bir zaman gecikme değerinde denetleyici parametre setlerinin bilinmesi için Kararlılık Sınır Eğrisi (SBL) yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca, MŞ'nin dinamik ve kararlılığını iyileştirmek için merkezi denetleyicinin kesir dereceli durumları da dikkate alınmıştır. İlaveten, MŞ sistemin parametrelerinde meydana gelebilecek belirsizlikleri dikkate alan ve gürbüz bir çalışma sağlayan Kharitonov Teoremi kullanılmıştır. Elde edilen sonuçların doğruluğu köklerin konumunun gösterildiği QPmR algoritması ve benzetim çalışmalarıyla ispatlanmıştır.

Anahtar Sözcükler: Mikro şebeke, elektrikli araçlar, dinamik talep cevabı, FOPI denetleyici, yük frekans kontrolü, zaman gecikmeli sistemler, üstel terimin eliminasyonu, Rekasius yöntemi, kararlılık bölgesi, Kharitonov teoremi, Ziegler-Nichols yöntemi, ağırlıklı geometrik merkez yöntemi, kazanç ve faz payı

SUMMARY

STABILITY ANALYSIS OF TIME DELAYED MICRO GRIDS INCLUDING ELECTRIC VEHICLES AND DYNAMIC DEMAND RESPONSE AND THE DESIGN ROBUST CONTROLLER

GÜNDÜZ, Hakan

Niğde Ömer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Prof. Dr. Saffet AYASUN

December 2022, 230 pages

The integration of Electric Vehicles (EVs), which have a great importance in our lives with technological developments, and Dynamic Demand Response (DDR) Control, which is used for the control of controllable loads, into Micro Grids (MG) has inevitable effects on dynamics and stability. One of them is the communication time delays in the measurement and control signals between the central PI controller and the generation units, EVs and DDR. In this study, Exponential Term Elimination and Rekasius Substitution methods are used to calculate the time delay values based on gain-phase margins. Then, the Stability Boundary Locus (SBL) method is used to know the controller parameter sets at any time delay value that may occur. In addition, the fractional order of the central controller is also taken into account to improve the dynamic and stability of the MG. Moreover, the Kharitonov Theorem, which takes into account the uncertainties that may occur in the parameters of the MG system and provides a robust study, is used. Finally, the accuracy of the obtained results has been verified by the QPmR algorithm in which the location of the roots is shown and simulation studies.

Keywords: Micro-grids, electric vehicles, dynamic demand response, FOPI controller, load frequency control, time delayed systems, direct method, Rekasius substitution, stability region, Kharitonov theorem, Ziegler-Nichols method, weighted geometrical center method, gain and phase margins.

ÖN SÖZ

Doktora tez çalışmamda, elektrikli araçlar, dinamik talep cevabı ve kesir dereceli denetleyici içeren mikro şebekelerde haberleşme zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi, denetleyici parametre uzayında kararlılık bölgelerinin hesabı ve gürbüz denetleyici tasarımı yapılmıştır. Yapılan çalışmalar QPmR algoritması ve benzetim çalışmalarıyla doğrulanmıştır.

Doktora eğitimi öncesindeki çalışmalarım ve doktora eğitimi çalışmam süresince her türlü bilgi ve desteğiyle çalışmalarına yön veren, tez çalışmalarım süresinde birlikte çalışmaktan ve öğrencisi olmaktan her zaman gurur duyduğum değerli danışman hocam Sayın Prof. Dr. Saffet AYASUN' a, benim bu zorlu eğitim sürecini tamamlamamdaki en büyük aktörlerden birisi olan, bilgi ve tecrübesiyle her zaman yanımda olan Sayın Doç. Dr. Şahin SÖNMEZ'e, tez sürecinde her zaman bilgi ve desteğiyle yanımda olan ve çalışmalarına farklı bakış açısı kazandıran Sayın Prof. Dr. Ersan KABALCI'ya ve tez savunma jüri üyeleri Dr. Öğr. Üyesi Kamil Fatih Dilaver'e ve Doç. Dr. Yasin KABALCI'ya teşekkürlerimi sunarım.

Bu doktora tez çalışmasını, bu zorlu süreçte sürekli yanımda olan ve bana her türlü desteği gösteren sevgili eşim Neslihan GÜNDÜZ'e, kıymetli çocuklarım Alper GÜNDÜZ ve Metehan GÜNDÜZ'e, hiçbir zaman maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen değerli ailem, canım anneme, babama ve kardeşlerime ithaf ediyorum ve sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xv
SİMGE VE KISALTMALAR	xxiii
BÖLÜM I.....	1
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Taraması ve Değerlendirmesi	1
1.2 Tez Çalışmasının Amacı ve Kapsamı	15
1.3 Tez Çalışmasındaki Bölümler	20
BÖLÜM II	21
HABERLEŞME ZAMAN GECİKMELİ MİKRO ŞEBEKE SİSTEM MODELLERİ .	21
2.1 Giriş.....	21
2.2 EA İçeren Zaman Gecikmeli Mikro Şebeke Sistem Modeli.....	24
2.3 DTC İçeren Zaman Gecikmeli Mikro Şebeke Sistem Modeli	31
2.4 FOPI Denetleyici İçeren Zaman Gecikmeli Mikro Şebeke Sistem Modeli	37
BÖLÜM III	43
ZAMAN GECİKMELİ MİKRO ŞEBEKELERDE KARARLILIK ANALİZİ VE KARARLILIK ANALİZİNDE KULLANILAN YÖNTEMLER	43
3.1 Giriş.....	43
3.2 Zaman gecikmeli MŞ sistemlerde kararlılık analizi.....	45
3.3 Üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle zaman gecikmesi hesabı	48
3.4 Rekasius yerine koyma yöntemiyle zaman gecikmesi hesabı.....	54
BÖLÜM IV	61
HABERLEŞME ZAMAN GECİKMESİNİN HESABI.....	61
4.1 Giriş.....	61
4.2 Üstel terimin yok edilmesi yönteminin EA içeren MŞ sisteme uygulanması.....	61
4.2.1 EA içeren MŞ sistem için teorik sonuçlar.....	65

4.2.2 Teorik sonuçların benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanması	70
4.3 Üstel terimin yok edilmesi yönteminin DTC içeren MŞ sisteme uygulanması ...	77
4.3.1 DTC içeren MŞ sistem için teorik sonuçlar	80
4.3.2 Teorik sonuçların benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanması	84
4.4 Rekasius yerine koyma yönteminin EA içeren MŞ sisteme uygulanması	91
4.4.1 Teorik Sonuçlar	96
4.4.2 Teorik sonuçların benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanması	100
4.5 Rekasius yerine koyma yönteminin DTC içeren MŞ sisteme uygulanması	107
4.5.1 Teorik Sonuçlar	111
4.5.2 Teorik sonuçların benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanması	114
BÖLÜM V	122
DENETLEYİCİ PARAMETRELERİNİN TASARIMI	122
5.1 Giriş	122
5.2 Kararlılık bölgelerinin hesaplanması (Kararlılık sınır eğrisi yöntemi)	123
5.3 Kararlılık bölgelerinde optimum çalışma noktalarının hesaplanması	127
5.3.1 Ağırlıklı Geometrik Merkezin Hesaplanması	127
5.3.2 Ziegler-Nichols Yöntemi	129
5.3.2.1 Açık Çevrim Ziegler-Nichols Yöntemi (Cevap eğrisi yöntemi)	129
5.3.2.2 Kapalı Çevrim Ziegler-Nichols Yöntemi (Salınım veya titreşim yöntemi)	130
5.4 Gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması	131
5.5 EA içeren MŞ sistemlerde kararlılık bölgelerinin hesaplanmasının uygulanması	135
5.5.1 EA içeren MŞ sistemlerin kararlılık bölgeleri için sonuçlar ve sonuçların benzetim çalışması ile QPmR algoritması kullanılarak doğrulanması	139
5.6 EA içeren MŞ sistemlerde kararlılık bölgelerinde optimum denetleyici değerlerinin belirlenmesi	147
5.6.1 EA içeren MŞ sistemlerde Ağırlıklı Geometrik Merkezin hesaplanması	147
5.6.2 EA içeren MŞ sistemlerde Ziegler-Nichols yöntemiyle denetleyici parametrelerinin hesaplanması	150

5.7 DTC içeren MŞ sistemlerde kararlılık bölgelerinin hesaplanmasının uygulanması	152
5.7.1 DTC içeren MŞ sistemlerin kararlılık bölgeleri için sonuçlar ve sonuçların benzetim çalışması ile QPmR algoritması kullanılarak doğrulanması.....	156
5.8 FOPI denetleyici içeren MŞ sistemlerde kararlılık bölgelerinin hesaplanmasının uygulanması	163
5.8.1 FOPI içeren MŞ sistemlerin kararlılık bölgeleri için sonuçlar	167
5.9 Kharitonov Teoremi ile EA içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması	173
5.9.1 EA içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgeleri için sonuçlar	178
5.10 Kharitonov Teoremi ile DTC içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması.....	184
5.10.1 DTC içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgeleri için sonuçlar ..	189
5.11 Kharitonov Teoremi ile FOPI denetleyici içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması	195
5.11.1 FOPI içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgeleri için sonuçlar..	199
BÖLÜM VI.....	204
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	204
KAYNAKLAR	208
ÖZ GEÇMİŞ	229
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER	230

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1. EA içeren MŞ sistemin parametreleri.....	62
Çizelge 4.2. ($\alpha_0 = 1.0, \alpha_1 = 0$) ve ($A=1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	66
Çizelge 4.3. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	66
Çizelge 4.4. ($\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3$) ve ($A=1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	66
Çizelge 4.5. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	67
Çizelge 4.6. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	67
Çizelge 4.7. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	68
Çizelge 4.8. ($\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5$) ve ($A=1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	68

Çizelge 4.9. ($\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5$) ve ($A = 2, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	69
Çizelge 4.10. ($\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5$) ve ($A = 1, \phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	69
Çizelge 4.11. ($\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5$) ve ($A = 2, \phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	69
Çizelge 4.12. DTC içeren MŞ sistemin parametreleri	77
Çizelge 4.13. ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	81
Çizelge 4.14. ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	81
Çizelge 4.15. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	82
Çizelge 4.16. ($\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	82
Çizelge 4.17. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	83
Çizelge 4.18. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 1, \phi = 15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	83

Çizelge 4.19. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2, \phi = 15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	83
Çizelge 4.20. ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	96
Çizelge 4.21. ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	97
Çizelge 4.22. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	97
Çizelge 4.23. ($\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	97
Çizelge 4.24. ($\alpha_0 = 0.6, \alpha_1 = 0.4$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	98
Çizelge 4.25. ($\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	98
Çizelge 4.26. ($\alpha_0 = 0.1, \alpha_1 = 0.9$) v ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	99
Çizelge 4.27. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2, \phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	99

Çizelge 4.28. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	100
Çizelge 4.29. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi=15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	100
Çizelge 4.30. ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	112
Çizelge 4.31. ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	112
Çizelge 4.32. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	112
Çizelge 4.33. ($\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	113
Çizelge 4.34. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin maksimum zaman gecikme değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	113
Çizelge 4.35. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	114
Çizelge 4.36. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi=15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi	114
Çizelge 5.1. Açık çevrim Z-N yöntemi PID parametrelerini ayarlama kuralları	130
Çizelge 5.2. Kapalı çevrim Z-N yöntemi PID parametrelerini ayarlama kuralları	131

Çizelge 5.3. FOPI içeren MŞ sistemin parametreleri.	163
--	-----



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. MŞ sistemin şematik diyagramı	23
Şekil 2.2. EA içeren zaman gecikmeli MŞ sistemin dinamik modeli.....	25
Şekil 2.3. MATLAB/Simulink kullanılarak a) rüzgâr enerjisi çıkışı ve b) güneş enerjisi çıkışı	27
Şekil 2.4. MATLAB/Simulink ile kullanılan yük modeli	28
Şekil 2.5. DTC içeren zaman gecikmeli MŞ sistemin dinamik modeli.....	33
Şekil 2.6. FOPI denetleyicisi içeren zaman gecikmeli MŞ sistemin dinamik modeli	37
Şekil 2.7. FOPID denetleyici düzlemi	42
Şekil 3.1. Zaman gecikmesinin değişimine göre karakteristik denklem köklerinin hareketi	46
Şekil 4.1. $(\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5)$ ve $\tau_{GPM}^* = 4.3018 \text{ s}$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırdaki kararlı frekans cevabı	71
Şekil 4.2. $(\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5)$ ve $\tau_1 = 4.5 \text{ s}$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararsız frekans cevabı	72
Şekil 4.3. $(\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5)$ ve $\tau_2 = 4.0 \text{ s}$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	72
Şekil 4.4. $(\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5), (A=1, \phi = 0^\circ)$ ve $(K_{PC} = 1, K_{IC} = 1)$ için EA içeren MŞ sistemin frekans cevabının benzetim çalışmasıyla doğrulanması	73
Şekil 4.5. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A=1, \phi = 0^\circ)$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırdaki kararlı frekans cevabı	74
Şekil 4.6. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A=2, \phi = 0^\circ)$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	75

Şekil 4.7. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	76
Şekil 4.8. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi=15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	76
Şekil 4.9. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($K_{PC} = 2.5, K_{IC} = 0.8$) için EA içeren MŞ sistemin frekans cevabında görülen salınımların sönümlenmesine kazanç ve faz paylarının etkisi	77
Şekil 4.20. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), $\tau^*_{GPM} = 5.9168 s$ ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı	85
Şekil 4.11. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), $\tau_1 = 6.1 s$ ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararsız frekans cevabı	86
Şekil 4.12. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), $\tau_2 = 5.7 s$ ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	86
Şekil 4.13. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), ($A=1, \phi=0^\circ$) ve ($K_{PC} = 2, K_{IC} = 0.6$) için DTC içeren MŞ sistemin frekans cevabının benzetim çalışmasıyla doğrulanması	87
Şekil 4.14. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı.....	88
Şekil 4.15. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	89

Şekil 4.16. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı.....	90
Şekil 4.17. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi=15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	90
Şekil 4.18. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($K_{PC} = 1, K_{IC} = 1$) için DTC içeren MŞ sistemin frekans cevabında görülen salınımların sönümlenmesine kazanç ve faz paylarının etkisi	91
Şekil 4.39. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve $\tau_{GPM}^* = 2.8563 s$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı.....	101
Şekil 4.20. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve $\tau_1 = 3 s$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararsız frekans cevabı	101
Şekil 4.21. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve $\tau_2 = 2.6 s$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	102
Şekil 4.22. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), ($A=1, \phi=0^\circ$) ve ($K_{PC} = 1, K_{IC} = 1$) için EA içeren MŞ sistemin frekans cevabının benzetim çalışmasıyla doğrulanması	103
Şekil 4.23. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı	104
Şekil 4.24. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	105
Şekil 4.25. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	105

Şekil 4.26. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2, \phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	106
Şekil 4.27. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($K_{PC} = 2.0, K_{IC} = 0.6$) için EA içeren MŞ sistemin frekans cevabında görülen salınımların sönümlenmesine kazanç ve faz paylarının etkisi.....	106
Şekil 4.28. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), $\tau^*_{GPM} = 3.3374$ s ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırdaki kararlı frekans cevabı.....	115
Şekil 4.29. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), $\tau_1 = 3.45$ s ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararsız frekans cevabı	115
Şekil 4.30. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), $\tau_2 = 3.15$ s ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı.....	116
Şekil 4.31. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), ($A = 1, \phi = 0^\circ$) ve ($K_{PC} = 1.5, K_{IC} = 1$) için DTC içeren MŞ sistemin frekans cevabının benzetim çalışmasıyla doğrulanması	117
Şekil 4.32. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırdaki kararlı frekans cevabı.....	118
Şekil 4.33. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	118
Şekil 4.34. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 1, \phi = 15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	119
Şekil 4.35. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2, \phi = 15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı	119

Şekil 4.36. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($K_{PC} = 0.5$, $K_{IC} = 0.8$) için DTC içeren MŞ sistemin frekans cevabında görülen salınımların sönümlenmesine kazanç ve faz paylarının etkisi	120
Şekil 5.1. Açık çevrim bir sistemin basamak cevabı	129
Şekil 5.2. Kapalı çevrim sistemin salınımlarının tespitine ait çıkış işareti	131
Şekil 5.3. ($\alpha_0 = 1$, $\alpha_1 = 0$) katılım faktörü ve farklı kazanç-faz payları için kararlılık bölgeleri.....	140
Şekil 5.4. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) katılım faktörü ve farklı kazanç-faz payları için kararlılık bölgeleri.....	140
Şekil 5.5. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) katılım faktörü ve farklı kazanç-faz payları için kararlılık bölgeleri.....	141
Şekil 5.6. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) kazanç-faz payı için EA'ların katılım oranları etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri.....	141
Şekil 5.7. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için zaman gecikmesi etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri	142
Şekil 5.8. $\tau = 2 s$ ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) R1 bölgesinde farklı PI kontrolör değerleri için frekans cevabı.....	142
Şekil 5.9. $\tau = 2 s$, ($K_{PC} = 20.01$, $K_{IC} = 8.0$) ve farklı katılım oranlarında EA'ların etkisi için frekans cevabı.....	143
Şekil 5.10. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) için farklı zaman gecikmesi değerleri için frekans cevabı	144
Şekil 5.11. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) için CRB üzerinden seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması	145
Şekil 5.12. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) için CRB dışından seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması.....	145
Şekil 5.13. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) için CRB içinden seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması.....	146

Şekil 5.14. $\tau = 2 s$, $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A=1, \phi=0^\circ)$ için kararlılık bölgesi ve AGM (WGC) noktaları.	149
Şekil 5.15. $\tau = 2 s$, $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve farklı katılım faktörleri için kararlılık bölgeleri. .	149
Şekil 5.16. $\tau = 2 s$, $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve farklı katılım faktörleri için AGM (WGC) noktaları.	150
Şekil 5.17. Önerilen yöntemler ile bulunan PI noktaları ve rastgele seçilen PI test noktalarının değerlerinin bölge üzerindeki yerleri.	151
Şekil 5.18. $\tau = 2 s$ ve farklı kontrolör parametreleri için frekans yanıtları.	152
Şekil 5.19. $(A=1, \phi=0^\circ)$ kazanç-faz payı için DTC kontrolün katılım oranları etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri	156
Şekil 5.20. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ katılım faktörü ve farklı kazanç-faz payı için kararlılık bölgeleri	157
Şekil 5.21. $(A=1, \phi=0^\circ)$ için zaman gecikmesi etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri	158
Şekil 5.22. $(A=1, \phi=0^\circ)$ R1 bölgesinde farklı PI kontrolör değerleri için frekans cevabı	158
Şekil 5.23. $\tau = 2 s$, $(K_{PC} = 23.35, K_{IC} = 5.99)$ ve farklı katılım oranlarında DTC kontrolün etkisi için frekans cevabı.....	159
Şekil 5.24 $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ için farklı zaman gecikmesi değerleri için frekans cevabı	160
Şekil 5.25. $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ için CRB üzerinden seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması.....	161
Şekil 5.26. $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ için CRB dışından seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması	162
Şekil 5.27. $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ için CRB içinden seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması	162
Şekil 5.28. $\lambda = 0.8$ ve $\tau = 2s$ için GPM tabanlı kararlılık bölgeleri.	168
Şekil 5.29. Farklı GPM değerleri için frekans sapmaları.	168

Şekil 5.30. Farklı kesirli derece değerleri için kararlılık bölgeleri.	169
Şekil 5.31. ($A=1, \phi=0^\circ$) için zaman gecikmesi etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri	169
Şekil 5.32. ($A=1, \phi=0^\circ$) için farklı zaman gecikmesi değerleri için frekans cevabı ..	170
Şekil 5.33. ($A=1, \phi=0^\circ$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2s$ için CRB üzerinden seçilen FOPI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması.....	171
Şekil 5.34. ($A=1, \phi=0^\circ$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2s$ için CRB dışından seçilen FOPI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması.....	172
Şekil 5.35. ($A=1, \phi=0^\circ$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2s$ için CRB içinden seçilen FOPI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması	172
Şekil 5.36. EA içeren MŞ sistem için sekiz farklı verteks polinomun kararlılık bölgeleri ve bu bölgelerin kesişimiyle oluşan gürbüz kararlılık bölgesi.....	179
Şekil 5.37. EA'ların paylaşım faktörü değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi.	179
Şekil 5.38. Gürbüz kararlılık bölgesi üzerinden seçilen ($K_{PC}=12, K_{PC}=2.7$) denetleyici kazanç değeri için EA katılımının artması durumunda frekans cevabı	180
Şekil 5.39. Zaman gecikmesi değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi	180
Şekil 5.40. ($K_{PC}=10, K_{IC}=1.5$) için zaman gecikmesi değişiminin frekans cevabına etkisi.....	181
Şekil 5.41. EA içeren MŞ sistemin parametre belirsizliği değişim oranının gürbüz kararlılık bölgesine etkisi.....	182
Şekil 5.42. $\delta=\pm 10$ değişim oranı için elde edilen gürbüz kararlılık bölgesi ve sistem parametrelerinin $\delta=+10\%$ ya da $\delta=-10\%$ sabit değerler alınmasıyla elde edilen sınır CRB bölgeleri (Gürbüz kararlılık bölgesinin dışından seçilebilecek denetleyici parametreleri için sınırların CRB ile belirtilmesi)	182
Şekil 5.43. Gürbüz kararlılık bölgelerinin dışından seçilen denetleyici parametreleri ($K_{PC}=21, K_{IC}=7$) ile gürbüz bölgelerden seçilen denetleyici parametreleri için frekans cevabı	183
Şekil 5.44. DTC içeren MŞ sistem için sekiz farklı verteks polinomun kararlılık bölgeleri ve bu bölgelerin kesişimiyle oluşan gürbüz kararlılık bölgesi.....	190

Şekil 5.45. DTC kontrol çevriminin paylaşım faktörü değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi.....	190
Şekil 5.46. Gürbüz kararlılık bölgesi üzerinden seçilen ($K_{PC} = 15, K_{IC} = 1.9$) denetleyici kazanç değeri için DTC katılımının artması durumunda frekans cevabı...	191
Şekil 5.47. Zaman gecikmesi değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi	191
Şekil 5.48. ($K_{PC} = 10, K_{IC} = 1$) için zaman gecikmesi değişiminin frekans cevabına etkisi.....	192
Şekil 5.49. DTC içeren MŞ sistemin parametre belirsizliği değişim oranının gürbüz kararlılık bölgesine etkisi	193
Şekil 5.50. $\delta = \pm 10$ değişim oranı için elde edilen gürbüz kararlılık bölgesi ve sistem parametrelerinin $\delta = +10\%$ ya da $\delta = -10\%$ sabit değerler alınmasıyla elde edilen sınır CRB bölgeleri (Gürbüz kararlılık bölgesinin dışından seçilebilecek denetleyici parametreleri için sınırların CRB ile belirtilmesi)	193
Şekil 5.51. Gürbüz kararlılık bölgelerinin dışından seçilen denetleyici parametreleri ($K_{PC} = 22, K_{IC} = 6.7$) ile gürbüz bölgelerden seçilen denetleyici parametreleri için frekans cevabı	195
Şekil 5.52. $\lambda = 0.8, \delta = \pm 15\%, (A = 1, \phi = 0^\circ)$ ve $\tau = 2s$ için gürbüz kararlılık bölgesinin gösterimi.....	199
Şekil 5.53. $\delta = \pm 15\%$ için kazanç payının etkisini gösteren gürbüz kararlılık bölgesi.	200
Şekil 5.54. $\delta = \pm 15\%$ için faz payının etkisini gösteren gürbüz kararlılık bölgesi...	200
Şekil 5.55. Evsel yükler, rüzgâr ve güneş enerjisi dalgalanmaları	201
Şekil 5.56. GPM tabanlı gürbüz PI denetleyici parametreleri için frekans cevapları...	201
Şekil 5.57. Farklı kesirli derece değerleri için gürbüzlük marjlarının değişimi.	202
Şekil 5.58. Farklı kesirli derece değerleri için frekans cevapları.....	202
Şekil 5.59. Sistem parametrik bozucu etkilerine karşı gürbüz kararlılık bölgelerinin değişimleri.....	202
Şekil 5.60. Gürbüz ve gürbüz olmayan bölgelerin karşılaştırması	203

SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
A	: Kazanç payı
$\alpha_{0,1}$	: Paylaşım/katılım faktörleri
D	: Yük sönümlleme sabiti
M	: Jeneratör eylemsizlik sabiti
Δf	: Frekanstaki değişim/sapma
ϕ	: Faz payı
$G_{CC}(s)$	: Merkezi denetleyicinin transfer fonksiyonu
$G_{DTC}(s)$	: Dinamik talep cevap transfer fonksiyonu
$G_{EA}(s)$	: Elektrikli aracın transfer fonksiyonu
$G_{ES}(s)$	: Elektrolizör sistemin transfer fonksiyonu
$G_{FC}(s)$	: Yakıt pilinin transfer fonksiyonu
$G_{LC}(s)$	: Yerel denetleyici transfer fonksiyonu
$G_{MT}(s)$	: Mikro türbinin transfer fonksiyonu
$G_P(s)$	: Parametrik belirsizlik olan birimlerin transfer Fonksiyonu genel gösterimi
K_{cr}	: Kritik oransal kazanç değeri
K_{EV}	: Elektrikli araç batarya sistemi kazancı
K_{ES}	: Elektrolizör sistemin kazancı
K_{FC}	: Yakıt pilinin kazancı
K_{IC}	: Merkezi denetleyici integral kazanç değeri
K_{IC_w}	: Merkezi denetleyicinin AGM için integral kazancı
K_{ID}	: Dinamik talep cevap integral kazanç değeri
K_{IL}	: Yerel PI denetleyici integral kazanç değeri
K_{MT}	: Mikro türbinin hız-düşü kazancı

K_{PCW}	: Merkezi denetleyicinin AGM için oransal kazancı
K_{PC}	: Merkezi denetleyici oransal kazanç değeri
K_{PD}	: Dinamik talep cevap oransal kazanç değeri
K_{PL}	: Yerel PI denetleyici oransal kazanç değeri
λ	: İntegral denetleyicinin kesirli derecesi
RT	: Kök Eğilimi (Root Tendency)
τ	: Zaman gecikmesi
τ^*	: Maksimum zaman gecikmesi
τ^*_{GPM}	: Kazanç ve faz payı içeren maksimum zaman gecikmesi
τ'_c	: Değiştirilmiş kazanç-faz payı içeren zaman gecikmesi
ω_c	: Sanal eksen kesen kök
$dP_{güneş}$	: Güneş enerjisi rastgele güç dalgalanma standart sapması
$dP_{rüzgâr}$	: Rüzgâr enerjisi rastgele güç dalgalanma standart sapması
$dP_{yük}$	: Yük talebi rastgele güç dalgalanma standart sapması
ΔP	: Toplam elektrik gücündeki değişim
ΔP_{DTC}	: Dinamik talep çevrimi güç değişimi
ΔP_{EV}	: Elektrikli aracın çıkış gücündeki değişim
ΔP_{MT}	: Mikro türbinin çıkış gücündeki değişim
ΔP_{ES}	: Elektrolizör sistemin çıkış gücündeki değişim
ΔP_{FC}	: Yakıt pilinin çıkış gücündeki değişim
$\Delta P'_L$	: Genişletilmiş yük talebindeki değişim
$\Delta P_{Yük}$	: Evsel yüklerdeki değişim
$\Delta P_{Rüzgâr}$	: Rüzgâr enerjisi gücündeki değişim
ΔP_{PV}	: Güneş enerjisi gücündeki değişimi
T_{cr}	: Kritik osilasyon periyodu
T_{ES}	: Elektrolizör sistemin zaman sabiti
T_{EV}	: Elektrikli araç batarya sisteminin zaman sabiti
T_{FC}	: Yakıt pilinin zaman sabiti

$U_c(s)$: Merkezi denetleyici çıkışı siber sinyal

Kısaltmalar

Açıklama

AGM	: Ağırlıklı Geometrik Merkez
CPU	: Merkezi İşlem Birimi
CRB	: Kompleks Kök Sınırı
DÜ	: Dağıtık Üretim
DTC	: Dinamik Talep Cevabı
ES	: Elektrolizör Sistem
EA	: Elektrikli Araç
FC	: Yakıt Pili
FOC	: Kesir Dereceli Kontrolör
FOPI	: Kesirli Dereceli Oransal İntegral Kontrolör
G2V	: Şebekeden-Araca Bağlanma
GPM	: Kazanç ve Faz Payı
GPMT	: Kazanç ve Faz Payı Test Edicisi
GM	: Kazanç Payı
MGCC	: Mikro Şebeke Merkezi Kontrolörü
MŞ	: Mikro Şebeke
MT	: Mikro Türbin
PI	: Oransal İntegral Kontrolör
PID	: Oransal İntegral Türevsel Kontrolör
PM	: Faz Payı
PMU	: Fazör Ölçüm Birimi
p.u.	: Birim Değer (per unit)
PV	: Fotovoltaik (Güneş Paneli)
QPmR	: Zaman Gecikmesi İçeren Polinomların Haritalama Tabanlı Kök Konumu Bulucu Algoritması (Quasi- Polynomial Mapping Based Rootfinder)
RAM	: Rastgele Erişimli Hafıza
RRB	: Reel Kök Sınırı
SBL	: Kararlılık Sınır Eğrisi

SFES	: Siber Fiziksel Enerji Sistemleri
V2G	: Araçtan-Şebekeye Bağlanma
WT	: Rüzgâr Türbini
YEK	: Yenilenebilir Enerji Kaynakları
YFK	: Yük Frekans Kontrol
Z-N	: Ziegler- Nichols



BÖLÜM I

GİRİŞ

1.1 Literatür Taraması ve Değerlendirmesi

Teknolojik gelişmelerin hızla ilerlediği günümüz dünyasında elektrik enerjisi, hava ve su gibi insanoğlunun vazgeçilmez temel bir ihtiyacı haline gelmiştir. Bilindiği üzere elektrik üretiminin birincil kaynağı kömür, doğal gaz ve petrol gibi rezervleri sınırlı olan fosil yakıtlardır. Fosil yakıt bazlı elektrik üretim üniteleri karbondioksit, sülfür ve azot gibi havayı kirleten maddelerin yayılmasına neden olmaktadır. Ayrıca, havayı kirleten bu maddeler küresel ısınma ve asit yağmurlarına da neden olmaktadır (Saidur vd., 2011). Fosil yakıt rezervlerinin yakın gelecekte tükenmesi, enerji fiyatlarının sürekli yükselmesi; temiz, güvenli ve ekonomik enerjiye olan talebin artması, enerji krizleri ve çevresel krizler gibi nedenlerden dolayı mevcut elektrik enerjisi üretim ve yönetim modelleri değişmektedir (Oncel, 2017). Ayrıca; hızla artan nüfus, artan şehirleşmeyle birlikte modern yaşam tarzları, sanayi ve teknolojiye gelişmeler neticesinde elektrik enerjisine duyulan ihtiyaç giderek artmakta ve bu artan ihtiyacın zamanla karşılanamayacak bir seviyeye gelecek olması beklentisinden dolayı bilim insanları yeni enerji kaynakları arayışına yönelmektedir. Bu enerji kaynağı arayışlarının hedefinde ilk olarak yenilenebilir enerji kaynakları vardır. Yenilenebilir enerji kaynakları; güneş, rüzgâr, hidrolik, jeotermal, biyokütle, hidrojen, yakıt pili, dalga, basınç, volan vb. kaynaklardan oluşmaktadır (Mariam vd., 2016; Hatziargyriou, 2014). Yenilenebilir enerji kaynakları, enerji kaynağının tükenmez olması veya kendini yenilemesi, yakıt maliyetinin olmaması ve doğaya zarar vermemesi gibi özelliklerden dolayı tercih edilmektedir. Yenilenebilir enerji kaynakları, yakıt çeşitliliği sağladıkları ve güvenilir güç kaynakları oldukları için önemlidir. Bu kaynaklar enerji güvenliğini geliştirmeye, doğal kaynakları ve yaşam alanlarını korumaya ve çevreyi iyileştirmeye yardımcı olmaktadır.

Yenilenebilir enerji teknolojilerinin gelişmesiyle, geleneksel enerji üretimlerinin çevresel ve ekonomik kaygıları üzerindeki zararlı etkilerini azaltmak için PV sistemler ve WT gibi DÜ'lerin güç sistemlerine entegrasyonu kademeli olarak araştırılmaktadır (Hatziargyriou, 2014; Zamora and Srivastava, 2010). Ayrıca, ülkemizde ve dünya genelinde vergi, kredi ve hibe teşvikleri, alım garantileri gibi çok sayıda teşvikler yenilenebilir enerji

kaynaklarının güç sistemlerine entegre olma sürecini hızlandırmıştır (Liserre vd., 2010;). Bundan dolayı elektrik şebekesi tarafından bakıldığında, farklı tiplerde yenilenebilir enerji kaynaklarının şebekeye dahil olmasıyla elektrik şebekesi gün geçtikçe yeni bir karaktere sahip olmuş ve olmaktadır. Bu durumun şebekeye olumlu ve/veya olumsuz etkileri önemli ve kaçınılmazdır (Richardson vd., 2012; Li ve Zhang, 2012; Green vd., 2011).

Temel enerji tüketiminin yaklaşık olarak yarısına yakın bir kısmı binalar tarafından gerçekleştirilmekte ve binalar karbondioksit salınımına doğrudan ya da dolaylı olarak etki ederek bu salınımın yaklaşık olarak dörtte birinden sorumlu olmaktadır. (Yamashita vd., 2020). Binaların bu duruma olan etkisinin azaltılması, yerel yerleşim yerlerinde veya küçük endüstriyel bölgelerde yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanılmasıyla bu yerleşim yerlerinin veya endüstriyel bölgelerin birer mikro şebekeye dönüşmesi neticesinde karbondioksit salınımının azaltılması, çevrenin olumlu etkilenmesi ve enerji ihtiyacının giderilmesi önemli bir husustur. Ayrıca, MŞ'ler güç sistemlerinin istikrarlı ve ekonomik çalışması açısından bazı önemli avantajlara sahiptir: (i) bölgesel enerji üretim ihtiyaçlarını karşılamak, (ii) güç sistemlerinin güvenliğini ve güvenilirliğini artırmak, (iii) dağıtım düzeyinde iletim maliyetini azaltmak ve (iv) üretim birimlerini yoğun (tepe) zamanlarda ekonomik olarak çalıştırmak (Hatziaargyriou, 2014; Gündüz vd., 2017). Ayrıca, mikro şebekeler; şebekede güç kesintisi ve güç kalitesi gibi sorunlar ortaya çıktığında mikro şebekeye bağlı yüklerin çalışmasını olumsuz etkilemeden şebekeden kolay bir şekilde izole edilebilirler. Kurulum maliyetleri, klasik güç sistemlerinin kurulum maliyetinden oldukça düşüktür. Mikro şebekeler, kolayca planlanıp kurulabilmesi nedeniyle doğal afetlerden kolay bir şekilde etkilenen bölgelerde tüketicilerin güç ihtiyacına hazır bir çözümdür (Shahgholian, 2021). Bu bağlamda, yenilenebilir enerjilerdeki fayda ve avantajlara sahip olması, sera gazlarını azaltması, dağıtık yenilenebilir enerji kaynakları ve enerji depolama birimlerini içermesi; enerjinin tüketileceği yerde üretilmesinden dolayı iletim-dağıtım kayıplarının daha makul bir seviyede olması ile enerjinin daha verimli kullanılması ve ana şebekeden bağımsız bir şekilde çalışabilmesi gibi avantajları sebebiyle mikro şebekelerin çeşitli yapıları ve mimarileri üzerine araştırmalar daha önemli hale gelmekte ve ilgi görmektedir (Liserre vd., 2010; Mariam vd., 2016; Shahgholian, 2021).

Küçük ölçekli bir MŞ'nin ana bileşenleri, MT, FC – ES, haberleşme altyapıları, YEK ve çeşitli yük grupları gibi ekipmanlardan oluşmaktadır (Li vd., 2008; Gündüz vd., 2017; Lee and Wang, 2008). Diğer bir ifadeyle, bir mikro şebeke sistem; birbiriyle bağlı ve dağıtılmış jeneratör birimleri, enerji depolayabilen birimler, yükler ve bu birimlerin koordineli bir şekilde çalışmasını sağlayan haberleşme sisteminden oluşur. MŞ'ler, güç sisteminin küçük bir parçası olduğundan şebekeye bağlı modda ve şebeke bağlantısız modda çalıştırılabilirler (Liu vd., 2015; Lou vd., 2018; Heidary vd., 2022). Genel olarak güç sistemlerine göre MŞ'ler, kontrol edilebilen yük ve/veya üretim birimi olarak yansılır (Kempton and Letendre, 1997; Bessa and Matos, 2010). Şebekeye bağlı modda, MŞ'ler çeşitli yük gruplarına güç sağlamak için ana şebekeden ve DÜ'lerden güç alırlar. Ayrıca şebekeye bağlı modda MŞ'ler, ana şebeke ile enterkonnekte bağlantıları nedeniyle frekansları ana şebekeye bağlıdır ve şebeke bağlantısız moddan daha güçlü ve kararlı halde olmaktadır. Şebekeyle bağlantısız moddayken MŞ'ler, aktif ve reaktif güç dengesini korumak için depolama birimlerine güç aktarırlar veya depolama birimlerinden güç alırlar. Bununla birlikte, şebeke bağlantısız MŞ'ler, YEK'lerdeki değişimler ve ani güç dalgalanmaları gibi büyük bozucu etkileri tolere edemezler (Lee and Wang, 2008; Liu vd., 2015; Bevrani vd., 2014). Ayrıca YEK'lerin MŞ'lere yüksek düzeyde entegrasyonu, son çalışmalarda bildirildiği gibi sistemin güvenilirliğini ve güvenliğini artırmak için gereken atalet (eylemsizlik) eksikliğine yol açmaktadır (Bevrani vd., 2014; Kerdphol vd., 2018). Bu zorluklar MŞ'lerin güç kalitesini düşürebilir ve hatta kararsızlığa yol açabilir.

MŞ'lerde kararlılık problemleriyle başa çıkmak, yük tüketimini ve tüm DÜ'leri sistematik olarak kontrol etmek için genellikle birincil (primer) kontrol, ikincil (sekonder) kontrol ve üçüncül (tersiyer) kontrol olarak bilinen üç ana kontrol şeması uygulanabilir (Bevrani vd., 2014; Shafiee vd., 2012; Ahumada vd., 2016). Hızlı dinamiklere sahip primer kontrol, başlangıç kontrol eylemlerini etkinleştirir ve her DÜ'nün yerel denetleyicileriyle iş birliğini sağlar. Primer kontrol, gerilim, akım ve düşü kontrol mekanizmalarını temel alır. Genellikle merkezi veya merkezi olmayan şekilde kategorize edilen sekonder kontrol, primer kontrol seviyesinden sonra sistem frekansını ve gerilimini kabul edilebilir nominal değerlerde tutmak için kullanılır. Bu kontrol kademesi, düşük bant genişliğine sahip haberleşme ağlarıyla donatılmış bir MGCC tarafından koordine edilir. MGCC'nin temel hedefleri, her DÜ'den çeşitli ölçümler almak, kontrol bilgilerini haberleşme kanalları aracılığıyla yerel birincil kontrolörlere iletmek ve MŞ'lerin

ekonomik çalışması için her DÜ'nün aktif güç ayar noktalarını düzenlemektir (Gündüz vd., 2017; Shafiee vd., 2012; Ahumada vd., 2016; Mary and Rangarajan, 2016). Tersiyer kontrol, ekonomik ve meteorolojik veri tahminlerini dikkate alarak üretim ve tüketim arasındaki güç dengesini sağlamak için her dağıtık üretim biriminin optimum aktif ve reaktif güç referanslarının tanımlandığı ve elektrik piyasasıyla mikro şebeke arasında hangi fiyattan ve ne kadar güç gerektiği bilgilerinin koordinasyonunun yapıldığı bir kontrol çeşididir. Bu kontrol çeşidinde; sekonder kontrolle yapılan enerji yönetimi zaman olarak daha uzun zaman diliminde (saat veya gün) gerçekleşmekte ve talep taraflı yönetim, ekonomik dağıtım, üretim tahmini ve elektrik piyasası ticareti şeklinde gerçekleşmektedir (Yamashita vd., 2020). Sekonder kontrol seviyesinde ekonomik dağıtım daha çok güç kalitesi ve gerilim/frekans düzenlemesi üzerine yoğunlaşırken, tersiyer kontrol çeşidinde MŞ'nin ekonomik yönlerine, elektrik piyasasına katılımına, dönen rezervlere ve yardımcı hizmetlere odaklanır.

Mikro şebekelerin sürekli, güvenli ve güvenilir çalışmasını devam ettirebilmesi için sistem dinamikleri ve bu dinamiklere bağlı olarak ortaya çıkabilecek bozucu etkiler altında kararlı bir şekilde çalışmasını sürdürmesi gerekmektedir. Ayrıca, mikro şebeke sistemlerde anlık olarak değişen yük talepleri ya da güç üretimleri, sistem frekansını değiştirmektedir. Bundan dolayı, frekansı kararlı bir şekilde istenilen nominal seviyede tutmak için yük frekans kontrolü ve güç üretim kontrolü yapılması gerekmektedir (Hatziargyriou, 2014; Zamora ve Srivastava, 2010; Liserre vd., 2010). Bu amaçla, klasik YFK mekanizmaları güç sistemlerinde kullanılmaktadır (Kundur, 1994). Ancak, yenilenebilir enerji kaynakları kullanımının giderek yaygınlaşması, gelişen teknolojiler ile elektrikli araçların kullanımının çok yakın gelecekte vazgeçilmez olacağı ve yenilenebilir enerji kaynakları ile EA'ların enterkonnekte şebekeye veya mikro şebekelere katılmaları/katılacak olmaları bilinen bir gerçektir. Yenilenebilir enerji kaynakları ile EA'ların enterkonnekte şebekeye veya mikro şebekelere katılımlarının artacak olmasının, elektrik şebekelerinin dinamiğine ve kontrolüne olumlu ve/veya olumsuz etkileri kaçınılmazdır. Ayrıca şebekelere bağlı kontrol edilebilir yükler (klima, su ısıtıcısı, bulaşık makinesi vb.) gibi EA'larda kontrol edilebilir yük olarak düşünüldüğünde ve tüm bu yüklerin devreye alınıp devreden çıkarılması durumları dikkate alındığında talep taraflı yönetim diye adlandırılan DTC kontrol çevriminin enterkonnekte şebekeye veya mikro şebekelere dahil olması durumu da dikkate alınmalı ve elektrik şebekelerinin dinamik ve kontrolüne etkileri göz önünde bulundurulmalıdır

(Sadati vd., 2018; Katipoğlu vd., 2021; Pourmousavi and Nehrir, 2011). Özellikle şebekeden bağımsız mikro şebekelerde yardımcı hizmet sağlamada ve tüketiciye kabul edilebilir nitelikte (Gerilim, frekans), düşük maliyetli ve güvenilir bir enerji sağlamada EA ve DTC önemli bir etkiye sahiptir (Sadati vd., 2018)

Güç sistemlerinde talep edilen güç dengesinin sağlanması ve yük frekans kontrolünün daha kararlı yapılabilmesi için çeşitli tiplerde enerji depolama cihazları kullanılmaktadır. Ancak, enerji depolama cihazlarının maliyetlerinin yüksek olması ve ömürlerinin az olmasından dolayı, mikro şebeke sistemde enerji depolama cihazlarının yerine kontrol edilebilir yük olması ve enerji depolama özelliğinden dolayı elektrikli araçların dahil edilmesi önemli bir çözüm olarak görülmüştür (Arani ve Mohamed, 2017; Luo vd., 2014; Shimizu vd., 2010; Masuta ve Yokoyama, 2012; Mu vd., 2013). EA'lar, araç-şebeke bağlanma (V2G) tekniği (Kempton and Letendre, 1997; Luo vd., 2014; Peças Lopes vd., 2009; Liu vd., 2013; Pillai and Bak-Jensen, 2011; Ko and Sung, 2018; Khooban vd., 2017) veya şebeke-arac bağlanma (G2V) tekniği kullanılarak frekans düzenleme hizmetinin sağlanması için bir güç kaynağı ya da yük olarak kullanılabilir. Elektrikli araçların yük frekans kontrol sistemine dahil edilmesiyle, mikro şebeke için kurulması gereken enerji depolama cihazlarının azaltılması amaçlanmıştır. Böylece, güç sistemlerinde yeni bir yük tipi olarak çok sayıda elektrikli aracın mikro şebekeye entegre edilmesi, güç sisteminin çalışması ve planlanması üzerinde önemli bir etkiye sahip olmuştur (Richardson vd., 2012; Li ve Zhang, 2012; Green vd., 2011). Literatürde, elektrikli araçların YFK sistemi çevrimine katılımıyla, enterkonnekte şebeke, mikro şebeke ve kullanıcıya sağladığı avantajlara sıkça yer verilmiştir. EA bataryalarının hızlı güç çıkışı ve dolayısıyla hızlı tepki özelliği, MŞ sistemlerinin iyi bir dinamik performans elde etmesini sağlar. EA'lar, jeneratör veya yük olarak kullanılabilir ve dolayısıyla üretim/tüketim dalgalanmalarını azaltır ve frekans tepkisini iyileştirir (Han and Sezaki, 2010). EA'ların frekans düzenleme servisine pratik katılımı ve frekans düzenleme kriterlerini (Jia vd, 2018; Zamora and Srivastava, 2010; Kundur, 1994) karşılamak için EA toplayıcı olarak adlandırılan yeni bir birimin çok sayıda EA'yı toplaması ve kontrol etmesi gerekmektedir. Bir EA toplayıcının temel işlevi, EA'ların durumu hakkında bilgileri almak ve YFK merkezine göndermek ve buradan gelen kontrol sinyallerini EA'lara dağıtmak için yeniden tahsis etmektir. Elektrik şebekesinin talep ettiği gücün değişimine göre, YFK sistemi tarafından elektrikli araç (toplayıcılarına) gruplarına frekans değişim sinyali gönderilmektedir. Gönderilen frekans sinyalinin değişimine göre

mikro şebekeyle bağlantılı olan elektrikli araçların batarya grupları, yük grubu olarak şarj veya üretim birimi olarak deşarj işlemini yaparak frekans düzenleme servisine katılmaktadırlar. Bu durum, özellikle güç tüketiminin yüksek olduğu saatlerde batarya gruplarının üretim birimleri olarak görev yapmasına ve güç talebine olan ihtiyacın azalması durumunda, batarya gruplarının yük grubu olarak şarj işleminin yapılması ile sağlanır. Bu özellik, batarya gruplarının sistem için kontrol edilebilir yük olduğunu göstermektedir. Elektrikli araçlardaki şarj veya deşarj işlemi mikro şebekelerde sürekli değişen güç durumlarını azaltarak daha kısa sürede güç dengesinin kurulmasını sağlar. Bu sayede, mikro şebeke sistemlerin daha iyi bir dinamik performans göstermesi sağlanmaktadır. Ayrıca, elektrikli araç sahipleri frekans düzenleme servislerinden ekonomik kazançlar elde ettikleri için YFK sistemlerine katılımları daha cazip hale gelmektedir (Liu vd., 2016; Ko and Sung, 2017; Jia vd., 2018). Elektrikli araçların kullanıcı ve mikro şebeke tarafında önemli avantajlarının olduğu görülmektedir. Ancak, şebeke ile bağlantısı olan elektrikli aracın, şarj veya deşarj işleminin kontrol edilerek YFK sistemi çevrimine kontrol sinyallerinin gönderilmesi gerekmektedir. Bu amaçla, elektrikli araçlar ile ilgili verileri toplamak veya kontrol merkezinden her bir elektrikli araca kontrol sinyallerini iletme için fiber optik hatlar, telefon hatları, internet veya uydu gibi özel tahsisli açık haberleşme ağları kullanılmaktadır (Naduvathuparambil vd., 2002; Fan vd., 2016). Elektrikli araçlar ile kontrol merkezi (MGCC) arasındaki veri alışverişleri nedeniyle kullanılan haberleşme ağının yapısı, sistemin kararlılığını olumsuz etkileyecek zaman gecikmelerine neden olmaktadır. Elektrikli araçların modülünde RAM'in boyutu, CPU'nun hızı, haberleşme ağlarının sinyal yoğunlukları, şarj ya da deşarj için algoritmaların işleme başlaması ve verilerin yüklenmesi gibi durumlar sistemde yaşanabilecek haberleşme zaman gecikmesine etki eden diğer önemli faktörlerdendir (Jia vd., 2018; Fan vd., 2016; Zhou vd., 2016). Bu zaman gecikmeleri kontrolör tasarımında dikkate alınmalıdır.

YFK sistemlerinde yardımcı hizmet olarak düşünülen DTC; enerji tüketiminin yoğun olduğu tepe zamanındaki enerji talebini, gün içinde enerji talebinin daha az olduğu zaman aralığına taşımayı, kullanıcıların tepe zamanındaki enerji tüketim miktarını azaltmayı veya tepe zamanında daha önceden kullanıcıların bataryalarda depoladığı hazır enerjiyi kullanmalarını hedeflemektedir (Siano, 2014). Bunun için DTC, tüketicilere enerjiyi normal zamandaki fiyatından daha düşük fiyata satmayı taahhüt eden bir yaklaşımdır (Babahajiani vd., 2018; Chen vd., 2018). DTC'nin temel amacı, enerji verimliliğinin

geliştirilmesi ve şebeke güvenliğinin sağlanmasıdır. Güç sistemlerinden enerji talep eden yük gruplarını, esnek (kritik olmayan) veya esnek olmayan (kritik) yükler olarak sınıflandırabiliriz. Kritik olan yükler (aydınlatma, ev aletleri, buzdolabı, bilgisayarlar vb.), şebekelere bağlı ve zorunlu ihtiyaç kapsamındaki yüklerdir. Kritik olmayan yükler (EA, klima, su ısıtıcısı, bulaşık/çamaşır makinesi vb.), enerji talebinin ertelenebileceği ya da azaltılabileceği, şebekelere bağlı kontrol edilebilir yüklerdir (Yamashita vd., 2020). Bu yükler, bir DTC veri toplayıcısı ya da hizmet sağlayıcısı altında toplanarak kontrol edilebilir. DTC, şebekeden bağımsız mikro şebekelerde üretim ve tüketim dengesizliğinde kritik olmayan yükleri devre dışı bırakarak yardımcı hizmetler ve dizel jeneratörlerin daha fazla çalışmasını önleyerek çalışma maliyetlerini azaltmaktadır. Şebekeden bağımsız mikro şebekelerde frekans kontrol yöntemlerinden birisi olan DTC hakkında bazı çalışmalar yapılmış (Siano, 2014; Yammahi ve Ai-Hinai, 2015; Eshraghi vd., 2017; Ayasun ve Nwankpa, 2017; Saxena vd., 2022) ve DTC kontrolünün neden gerekli olduğu araştırılmıştır. Yine bu çalışmalarda DTC kontrolünün eklenmesiyle mikro şebekelerde frekans tepki performansının arttığı, üst ve alt tepe değerlerini (overshoot ve undershoot) minimize ettiği gösterilmiştir. Ayrıca sistem verimliliğini, güvenilirlik ve esnekliğini arttırmaktadır. Ancak MŞ'lerde, MGCC ile DTC toplayıcı arasında veri alışverişinin yapılması, ölçüm ve kontrol işlemlerinin gerçekleştirilmesi esnasında meydana gelebilecek haberleşme zaman gecikmeleri sistemin kararsızlığına neden olabilecek etkiye sahiptir. Bundan dolayı haberleşme gecikmelerinin analizi, sistem kararlılığı için önem arz etmektedir.

MŞ'ler herhangi bir arızaya maruz kaldığında, üretim ve yük talepleri arasındaki dengeyi korumak ve sistem frekansını kabul edilebilir sınırlarda tutmak için PI/PID tabanlı geleneksel YFK stratejileri uygulanır (Jia vd., 2018; Hatziargyriou, 2014; Zamora and Srivastava, 2010; Kundur, 1994). Ayrıca, MŞ'lerde kararlı bir frekans ve gerilim profili, sistem güvenilirliği, güvenliği ve kararlılığının önemli bir göstergesidir. Kararlı bir çalışma sağlamak ve tüm dağıtılmış jeneratörlerin birlikte kontrol edilmesini gerçekleştirmek için, MŞ sisteme haberleşme altyapısı içeren bir MGCC eklenmiştir. MGCC'nin temel görevleri, yerel kontrolörlerden ölçüm ve kontrol bilgileri elde etmek, sistem bütünlüğünü izlemek ve gerilim ile frekans seviyelerini korumak için çeşitli kontrol eylemlerine karar vermek ve uygulamaktır (Li vd., 2008; Kaur vd., 2016). MGCC, PI denetleyiciyi, FOPI denetleyiciyi veya PID denetleyiciyi baz alan YFK tekniklerini uygulayarak frekans sapmalarını azaltabilir. Ayrıca, literatürde bir mikro

şebekede YFK sorunlarını çözmek için sekonder kontrolör kullanımı yoluyla çeşitli teknikler formüle edilmektedir (Sen ve Kumar, 2018; Jain ve Hote, 2021). Bu kontrol teknikleri, optimal kontrol, bulanık kontrol, gürbüz kontrol, adaptif kontrol ve akıllı kontrol olarak kategorize edilebilir (Franklin ve Abdul Kareem, 2021). MŞ'ler çalışmalarına devam edebilmek, ölçüm sinyallerini almak ve MGCC'den yerel kontrolörlere kontrol komutları göndermek için açık ve dağıtılmış haberleşme ağları ile donatılmıştır. Bu haberleşme ağları kablolu veya kablosuz olarak farklı şekillerde tesis edilebilirler (Mariam vd., 2016). Haberleşme ağlarının avantaj veya dezavantajları farklı çalışmalarda değerlendirilmiştir (Gungor vd., 2011; Gungor vd., 2012). Karmaşık haberleşme ağları, sistem kararlılığını ve dinamik performansını bozan haberleşme zaman gecikmelerine neden olur (Liu vd., 2015; Lou vd., 2018; Shafiee vd., 2012). Ani yük talep değişiklikleri, şebekelerde meydana gelen arızalar ve yenilenebilir enerji kaynaklarındaki beklenmedik dalgalanmalar gibi herhangi bir bozucu etkiden dolayı MGCC'ye ölçüm sinyalleri gönderilir ve ardından kontrol sinyalleri hem mikro türbinin yerel kontrolörüne hem de MGCC'den EA/DTC toplayıcı tarafına gönderilir (Nayeripour vd., 2011). Bu işlemler sırasında haberleşme altyapısının kullanılması, kontrolör performansını açıkça azaltan ve MŞ'lerin (Khooban, 2017; Macana vd., 2013; Gündüz vd., 2017; Khalil vd., 2017) dinamiklerini olumsuz etkileyen önemli miktarda zaman gecikmesine neden olur. Bu haberleşme zaman gecikmeleri; kullanılan haberleşme ağı çeşidine, taşınan verilerin büyüklüğüne ve buradaki haberleşme yoğunluğuna göre değişebilir. YFK sisteminin haberleşme gerekliliği, belli PI denetleyici kazançları için MŞ'nin sınırdaki kararlı olacak şekilde çalışmasına izin verilen ve maksimum zaman gecikmesi olarak bilinen gecikme marjı değerini aştığında sistemin frekans sapması ve dinamik performansı kararsız bir davranış sergiler. Bu nedenle, bu tür gecikmeler göz ardı edilmemeli ve kontrolör tasarımında dikkate alınmalıdır.

Mikro şebeke sistemlerin çalışmasını kararlı bir şekilde sürdürebileceği haberleşme zaman gecikmesinin değerini hesaplamak için literatürde kullanılan yöntemler, genel olarak iki başlık altında incelenmektedir. Literatürde yer alan bu yöntemlerde, zaman ve frekans düzleminde işlem yapılmaktadır. Zaman düzleminde kullanılan yöntemler, değişken ya da sabit zaman gecikme değerleri içeren sistemler için kullanılabilir ama sonuçlar daha ihtiyatlı ve yaklaşık değerlerdir. Ancak, frekans düzleminde kullanılan yöntemler, sabit zaman gecikme değerleri içeren sistemlerde kullanılabilir ve sonuçlar yaklaşıklık içermeyen daha kesin değerlerdir. Ayrıca her iki düzlemdeki yöntemler,

sistemlerin sınırda kararlı olarak çalıştığı sanal köklerini belirlerler. Bahsedilen zaman ve frekans düzlemi yöntemleri sırayla aşağıda verilmiştir.

Zaman düzlemi yöntemleri:

I) Lyapunov-Krasovskii yöntemi (Kolmanovskii, 1999; Gu vd., 2003; Zhang vd., 2013; Seuret vd., 2016; Zeng vd., 2019; Hua vd., 2020), **II)** Lyapunov-Razumikhin yöntemi (Kolmanovskii, 1999; Andreev ve Sedova, 2019; Liu vd., 2019; Jiang vd., 2012), **III)** Lineer matris eşitsizlikleri yöntemi (LMIs) (He vd., 2007; Wu vd., 2004a; Xu ve Lam, 2007)

Frekans düzlemi yöntemleri:

I) Üstel terimin yok edilmesi yöntemi/Direkt yöntem (Ayasun, 2009; Ayasun vd., 2014; Gündüz vd., 2017; Gündüz, 2017; Katipoğlu, 2021; Sönmez vd., 2016; Sönmez, 2017; Walton ve Marshall, 1987), **II)** Rekasius yerine koyma yöntemi (Fazelinia vd., 2007; Gündüz, 2017; Gündüz vd., 2019b; Hertz vd., 1984; Katipoğlu, 2021; Macana vd., 2013; Naveed vd., 2019; Naveed, 2021; Olgac ve Sipahi, 2002; Olgac ve Sipahi, 2004; Rekasius, 1980; Sipahi ve Olgac, 2005; Sönmez vd., 2014; Sönmez, 2017), **III)** Matris pencil - Kronecker toplam yöntemi (Chen vd., 1995; Fu vd., 2006; Gu vd., 2003; Su, 1995), **IV)** Kronecker çarpım ve temel dönüşüm yöntemi (Chen vd., 1995; Louisell, 2001), **V)** Schur-Cohn (Hermite matris formu) yöntemi (Chen vd., 1995; Fu vd., 2006; Gu vd., 2003), **VI)** Frekans tarama test yöntemi (Chen ve Latchman, 1995; Gao vd., 2021; Khalil ve Peng, 2018a; Khalil ve Peng, 2018b), **VII)** Frekans tarama ile ileri kümeleme yöntemi (Sipahi ve Delice, 2010; Delice ve Sipahi 2011), **VIII)** Karakteristik kök kümeleri iyileştirme yöntemi (Olgac ve Sipahi, 2005), **IX)** Kritik özdeğerlerin izlenmesi yöntemi (Hongjie ve Xiaodan, 2008; Tsai vd., 2013; Dong vd., 2018; Aydin vd., 2022)

Zaman düzlemi yöntemlerinin detaylı analizi Liu vd. (2019) ve Zhang vd. (2013)'da yapılmıştır. Ayrıca Lyapunov tabanlı bu yöntemler, zaman gecikmeli mikro şebeke sistemlere uygulanmıştır. (Mary ve Rangarajan, 2016). Frekans düzlemi yöntemlerinin birbirleriyle karşılaştırılması Sipahi ve Olgac (2005)'te ve Pekaş ve Gao, (2018)'de yapılmıştır.

Haberleşme zaman gecikmelerinin olumsuz etkileri, klasik YFK tekniklerinin MŞ'lere (Bevrani vd., 2010; Vandoorn vd., 2012; Li vd., 2008; Nayeripour vd., 2011; Kumar ve Mishra, 2008; Sanki vd., 2020) uygulanması sırasında genellikle göz ardı edilir. Ancak birçok çalışmada da zaman gecikmelerinin MŞ'nin kararlılığı üzerindeki etkisinin dikkate alındığı görülmektedir (Macana vd., 2013; Gündüz vd., 2017; Khalil vd., 2017, Khooban, 2017; Ko and Sung, 2017; Qi vd., 2018;). Literatürdeki çalışmalar temel olarak gecikme marjı hesaplamasına (Ko and Sung, 2017; Macana vd., 2013) ve kontrolör parametrelerinin tasarımına (Gündüz vd., 2017; Gündüz vd., 2019a) odaklanmaktadır. Literatürde, küçük ölçekli bir mikro şebeke sisteminin kararlılığını araştıran birkaç çalışma daha bulunmaktadır (Macana vd., 2013; Gündüz vd., 2017; Khalil vd., 2017; Gündüz vd., 2019b; Kilic vd., 2018). Bu çalışmalardan Macana vd., (2013)'de EA içermeyen mikro şebekeler analiz edilmiştir. Ayrıca, literatürde frekans düzleminde üstel terimin yok edilmesi yöntemi (Sönmez vd., 2016; Walton and Marshall, 1987) olarak bilinen analitik yöntem, haberleşme zaman gecikmeli MŞ'lerin kararlılık analizinde tarafımızca kullanılmış ve MŞ sistemin kompleks düzlemde daha kararlı bir sol bölgede çalışması için sanal olarak düşünülen GPM'nin gecikme payına etkisi detaylı bir şekilde incelenmiştir (Gündüz v., 2017). Gündüz vd., (2019)'da bildirilen daha önceki çalışmamızda, kazanç-faz payı ilave edilerek MŞ sistem için Rekasius yerine koyma yöntemi başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Gündüz vd., (2017) ve Gündüz vd., (2019)'daki çalışmalarımızda, EA veya DTC'nin olmadığı geleneksel zaman gecikmeli MŞ sistemlerinin genişletilmiş kararlılığı hesaplanmıştır. Ancak bu tez çalışmasında, EA ve DTC'nin kararlılık üzerindeki etkisini gözlemlemek için zaman gecikmeli MŞ sistemlere EA toplayıcı ya da DTC kontrol çevrimi eklendikten sonra zaman gecikmesi marjını hesapladığımız yöntemler, herhangi bir yaklaşıklık içermeyen ve analitik yöntemler olan üstel terimin yok edilmesi (direkt metot) ve Rekasius yerine koyma yöntemleridir. Bu yöntemlerin açıklaması, avantajları, dezavantajları ve birbirleriyle karşılaştırılması; yöntemlerin daha etkili ve verimli bir şekilde kullanılması ve daha iyi anlaşılması açısından önemlidir. Üstel terimin yok edilmesi yöntemi doğru sonuçlar vermekte ancak, MŞ'nin karakteristik denkleminin sanal eksen üzerindeki köklerini hesaplayabilmek için elde edilen üstel terim bulunmayan yeni polinomun derecesi, üstel terim bulunan orijinal karakteristik denklemin derecesinin iki katıdır. Üstel terimin yok edilmesiyle oluşturulan yeni polinomun, kompleks düzlemin sanal eksen üzerindeki köklerinin belirlenmesi gerekmektedir. Polinomdaki derece artışı, sanal köklerin hesaplanmasını zorlaştırmaktadır. Bunun aksine, Rekasius yönteminde; tek bir üstel terim

bulunan karakteristik denklemin derecesi, üstel terimin yok edilmesi sırasında sadece bir derece artmaktadır (Olgac ve Sipahi, 2002; Walton ve Marshall, 1987). Karakteristik denklemin derecesinin sadece bir derece arttırılarak üstel terim bulunmayan basit bir polinoma dönüşmesi, Rekasius yerine koyma yönteminde önemli bir avantajıdır. Ayrıca, Rekasius yönteminde yeni polinomun sanal eksen üzerinde yer alan köklerinin yerine, reel kökler bulunarak kararlılık analizi yapılmaktadır. Sayısal analiz bakımından incelenirse, bir polinomda reel kökler, sanal eksen üzerinde bulunan köklerden daha kolay bir şekilde hesaplanmaktadır (Olgac ve Sipahi, 2002; Walton ve Marshall, 1987). Son olarak, Rekasius yöntemiyle maksimum zaman gecikmesi hesabı yapılırken kontrol sistemlerinin kararlılık problemlerinde yaygın bir şekilde kullanılan Routh- Hurwitz yönteminin kullanılıyor olması ayırt edici bir diğer özelliğidir. İlk olarak, Rekasius yerine koyma yöntemi, herhangi bir yaklaşıklık yapmadan Rekasius dönüşümü kullanarak üstel terim bulunan karakteristik denklemini üstel terim bulunmayan basit bir polinoma dönüştürmektedir. Sonrasında, yeni polinomun sanal eksen üzerinde yer alan köklerini ve maksimum zaman gecikme değerlerini kontrol sistemlerinin kararlılık problemlerinde yaygın bir şekilde kullanılan Routh-Hurwitz yöntemini kullanarak hesaplamaktadır. Ancak bu yöntemleri, uygularken kullanılan yazılım ve algoritmik işlemler açısından karşılaştıracak olursak; üstel terimin yok edilmesi yönteminin yazılımı daha kolay bir şekilde oluşturulmaktadır. Bir başka husus, yenilenebilir enerjilerin üretim dalgalanmaları, şebekede meydana gelebilecek herhangi bir arıza ya da büyük ani yük değişiklikleri sistemin kararsız olmasına neden olacağından dolayı, bu analitik yöntemlerle hesaplanan sınırdaki kararlılık payına sahip MŞ sistemin dinamik yapısını kararlı bir şekilde sürdürmesi beklenemez. Bundan dolayı MŞ sistemin köklerinin tamamının, kompleks düzlemde daha sol yarı bölgede bulunması ve kalıcı durum hatası, sönümlleme, yerleşme zamanı gibi kavramlar açısından daha iyi bir dinamik çalışma göstermesi için kazanç ve faz payı denilen sanal bir düzenleyici kullanılmalıdır (Khalil ve Laila, 2022).

Khooban (2017)'de EA içeren zaman gecikmeli MŞ sistemde denetleyici parametrelerini optimize etmek için değişken optimizasyon algoritması kullanılmıştır. Kilic vd. (2018) ve Khalil vd. (2017)'de EA içeren mikro şebekelerin kararlılık analizleri, zaman gecikmesi hesabında daha ihtiyatlı sonuçlar veren Lyapunov teoremi ile yapılmıştır. Ancak dikkat edilmelidir ki kullanılan Lyapunov teoremi yöntemiyle hesaplanan zaman gecikme değerleri, ihtiyatlı zaman gecikme değerleri olup yaklaşık değerlerdir. Ancak

yaptığımız bu tez çalışmasının Kilic vd. (2018) ve Khalil vd. (2017)'den farkı, önerdiğimiz yöntemle hesaplanan zaman gecikme marjlarının sistemin ihtiyatlı yaklaşık marjları değil kazanç ve faz payı tabanlı kesin marjları olmasıdır. Ayrıca yaptığımız bu çalışmada EA'ların farklı katılım oranlarının frekans regülasyonuna etkileri araştırılmış, QPmR algoritmasıyla önerilen yöntemin doğruluğu kanıtlanmış ve zaman gecikmesinin değişmesiyle sistemin köklerinin hareket yönünün kompleks düzlemde nasıl değiştiğini belirten kök eğilimi araştırılmıştır. Literatürde, DTC içeren MŞ'lerde detaylı ve kapsamlı analizler içeren Siano (2014)'te DTC'nin faydaları, uygulanabilir teknolojileri, haberleşme ve izleme sistemleri ve DTC'nin MŞ altyapıları üzerine araştırmalar yapılmıştır. Gündüz vd. (2018)'de DTC içeren MŞ'lerde maksimum zaman gecikme hesabı tarafımızdan yapılmıştır. Saxena vd. (2022)'de iki bölgeli DTC içeren MŞ'lerde kararlılık analizi yapılmış ancak bu çalışmada Harris Hawks optimizasyon tabanlı optimal iki serbest dereceli-doğrusal aktif bozulma reddetme kontrolü tasarımının ilk uygulaması geliştirilmiştir.

Zaman gecikmeli MŞ sistemlerde kararlılık açısından önemli olan bir diğer husus; sistemde yaşanabilecek belirli bir zaman gecikmesi değerinde sistemin kararlı olabileceği denetleyici parametre değerlerinin/uzayının bilinmesidir. Bir başka deyişle, sistemin kararlı bir şekilde çalışabileceği denetleyici parametre uzayının sınırlarının çizilerek kararlılık bölgesinin elde edilmesidir. Bu denetleyici parametre değerlerinin belirlenmesi yöntemine, kararlılık sınır eğrisi (SBL) yöntemi denilmektedir (Söylemez vd., 2003; Tan vd., 2006). SBL yöntemi, sanal eksenin haritalandırılmasına dayanan basit grafiksel bir yöntemdir. Bu yöntem, MŞ sisteminin karakteristik denkleminin sanal ve reel köklerini sıfıra eşitler, belirlenmiş bir haberleşme zaman gecikmesi için grafiksel yaklaşımla PI denetleyici parametre düzleminde kararlılık bölgesi (kararlı çalışma bölgesi) olarak adlandırılan kapalı bir bölgeyi hesaplar (Tan vd., 2006; Hamamcı ve Tan, 2006; Hamamcı ve Köksal, 2010). SBL yöntemi, zaman gecikmeli MŞ sistemin (Gündüz vd., 2017) GPM tabanlı PI kontrolör parametrelerini tasarlamak için, zaman gecikmeli MŞ sistemde (Gündüz vd., 2019a) EA'nın kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisini araştırmak için, zaman gecikmeli klasik güç sistemlerinin (Sönmez ve Ayasun, 2016; Sönmez, 2019) kararlılık bölgelerini hesaplamak için ve büyük rüzgâr türbini sistemlerinin (Wang vd., 2011) PI denetleyici parametrelerini ayarlamak için uygulanmıştır. Tüm kararlı PI denetleyici parametrelerinin bilgisi, SBL'nin üzerinde veya SBL'nin içinde seçilen herhangi bir PI denetleyici kazançları için sistemin çalışma durumlarının sınırda kararlı

veya Hurwitz kararlı olmasını sağlar. Bununla birlikte, pratikte uygulanabilir bir bakış açısıyla, değişen sistem koşullarında kararlı çalışma ve gürbüz performansı garanti eden gürbüz PI denetleyici tasarımının göz önünde bulundurulması gerekir (Sharma vd., 2019; Veronica vd., 2019). Parametrik belirsizlikleri olan sistemin gürbüz kararlı olması için sadece dört polinomu temel alan Kharitonov teoremi, parametreleri öngörülen aralıkta değişen santrallerin kararlılığını kontrol etmek için sıklıkla kullanılmaktadır (Kharitonov, 1978; Sharma vd., 2019; Veronica vd., 2019). Son zamanlarda bu teknik, gürbüz frekans kararlılığını sürdürmek ve PI/FOPI denetleyici içeren klasik güç sistemleri için bir dizi gürbüz denetleyici parametresi elde etmek için verimli bir şekilde uygulanmaktadır (Lamba vd., 2019; Raouf vd., 2018; Sharma vd., 2019; Sondhi and Hote, 2016). Ayrıca, bu teorem şebekeden bağımsız MŞ sistemlerinin gürbüz gerilim kararlılığı için denetleyici parametre tasarımına (Habibi vd., 2013), DC dağıtılmış sistemler için güç elektroniği dönüştürücüsünün gürbüz kontrolüne (Lucas vd., 2021) ve hibrit enerji depolama sistemlerinde gürbüz kararlılık analizi için uygulanmaktadır (Kozhushko vd., 2020). Ayrıca burada da sadece gürbüz kararlılığın dikkate alınması yerine, kabul edilebilir tüm gürbüz PI denetleyici kazançlarını elde etmek için gürbüz kararlılık marjlarıyla birlikte aynı zamanda güvenli kararlılık marjı sağlayan kazanç marjı (GM) ve faz marjı (PM) gibi frekans alanı (düzlemi) tasarım özellikleri de dikkate alınmalıdır. GM ve PM'nin göz önünde bulundurulması, minimum sapma, daha kısa yerleşme süresi ve aşma gibi bazı tasarım özellikleri açısından pratik frekans cevapları için esnek PI denetleyici katsayılarını seçmemizi de sağlar. Kullanıcı tanımlı GPM özelliklerini belirlemek için, kullanılan denetleyicinin ileri yoluna bir kazanç-faz payı test edicisi (GPMT) eklenir (Chang ve Han, 1990).

Sistemin tüm kararlı edici PI kontrolör kazançlarının bilgisi; dinamik performans bakımından minimum sapma, daha kısa yerleşme süresi ve maksimum aşma gibi bazı tasarım özellikleri açısından pratik frekans yanıtları için yeterli olamayabilir. Sistemin istenilen gecikme değeri için tüm kararlı PI denetleyici kazançlarını içeren kararlılık bölgeleri içindeki optimum denetleyici parametre değerlerinin böyle zaman alanlı tasarım özelliklerine ulaşmak için tanımlanması gerekir. Bu amaçla, kararlılık bölgelerinin Ağırlıklı Geometrik Merkez (WGC)'inin belirlenmesine dayanan basit ve etkili bir yöntem Onat, (2013) ve Özyetkin vd., (2019) tarafından önerilmiştir. Deneme yanılma manipülasyonu ve herhangi bir tekrarlayan sayısal süreç gibi zaman alıcı görevleri olmayan AGM yöntemi, kararlılık sınır eğrisi üzerindeki (SBL'deki) kompleks köklere

karşılık gelen denetleyici parametre değerlerini kullanarak kararlılık bölgesi içinde optimum PI denetleyici kazançlarını elde etmeyi amaçlamaktadır. Sonuç olarak, AGM yöntemi ile farklı zaman gecikmeleri ve EA'ların farklı katılım faktörleri için oluşturulan MŞ'nin kararlılık bölgeleri içindeki optimum PI kontrolör kazançları hesaplanabilir. Bu nedenle, Gündüz vd. (2017) ve Gündüz vd. (2019a)'da bildirilen çalışmalara katkıda bulunmak amacıyla üretim birimlerinin farklı katılım faktörleri için bir dizi optimum PI denetleyici parametresi belirlenebilir. Aynı amaç için, Ziegler-Nichols (Z-N) (Ziegler ve Nichols, 1942; Mallesham vd., 2011) tabanlı PI denetleyici kazançlarının belirlenmesine dayanan yöntem ile optimum denetleyici parametre değerleri tespit edilebilir. Ayrıca kullanılan AGM yöntemi ile Ziegler-Nichols (Z-N) yöntemlerinin karşılaştırılmasıyla hangi yaklaşımın daha iyi bir sonuç verdiği ya da elde edilen sonuçların optimum nokta veya etrafında olup olmadığı gözlemlenebilir.

MŞ'lerde, yük dengesinin bozulması olayları sırasında sistem güvenilirliğinin ve güvenliğinin bir göstergesi olarak kararlı bir frekans profili sağlamak için klasik YFK sistemleri kullanılmaktadır. Ancak, geleneksel PI denetleyiciler, uygulanabilir yapıları ve basitlikleri nedeniyle MŞ'nin gecikmeye bağlı kararlılık analizi ve gürbüz sistem analizi için verimli bir şekilde kullanılmış olsa da kesirli PI (FOPI) denetleyiciler, parametrik belirsizlik ve dış bozulmalara karşı sistem performansını artırmak için daha fazla parametre, daha fazla esneklik ve daha fazla serbestlik düzeyi sunar (Sondhi ve Hote, 2016; Lamba vd., 2019; Sondhi ve Yogesh, 2014). Bu nedenle, FOPI denetleyicilerinin avantajları, birçok araştırmacıyı integral denetleyicinin kesirli dereceli mertebesinin sistem kararlılık marjı ve dinamikleri üzerindeki etkilerini araştırmaya teşvik etmektedir. Çelik vd. (2017) ve Çelik vd. (2019)'da yazarlar, denetleyici parametrelerini ayarlamak ve geleneksel güç sistemlerinin gecikme marjlarını hesaplamak için kesirli dereceli kontrol yapısını tercih etmişlerdir. Khooban vd. (2018)'de, çeşitli üretim birimleri içeren şebekeden bağlantısız bir MŞ sisteminin frekans düzenlemesi için kesirli dereceli bulanık PID denetleyicisi geliştirilmiş ve önerilen kontrol sisteminin gürbüzlüğü deneysel çalışmalarla gösterilmiştir. Latif vd. (2019)'da su döngüsü algoritması adı verilen sezgisel bir optimizasyon tekniği ile parametreleri tasarlanan FOPID kontrolörü, sistem gürbüzlüğünü analiz etmek ve soğutucu, ısı pompası, rüzgâr güç üretimi ve elektrikli araç uygulanan şebeke bağlantısız iki bölge MŞ sistemi için frekans yanıtlarını iyileştirmek için önerilmiştir. Özdemir (2020) ve Yıldırım ve Khooban (2020)'de zaman gecikmeli bir MŞ'de kesirli dereceli integral denetleyicinin kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisini

araştırmak için FOPI denetleyicisi önerilmiştir. Yukarıda belirtilen literatür araştırması, FOPI kontrol tasarımının MŞ ve geleneksel YFK sistemleri için çok etkili bir araç olduğunu göstermektedir. Ek olarak, belirsiz bir ortamda çalışan güç sistemlerinin gürbüz frekans kararlılığı için dış bozucu etkiler (rüzgâr, güneş ve yük belirsizlikleri), sistem ataletinin (eylemsizliğinin) olmaması ve haberleşme zaman gecikmeleri önemli zorluklardır. Literatürde, kayan mod kontrolü, H_∞ ve μ sentez kontrolleri gibi çeşitli kontrol teknikleri, parametrik belirsizlikleri olan MŞ'lerin gürbüz frekans kararlılığını iyileştirmek için uygulanmıştır (Bevrani vd., 2016; Khooban, 2018). Ayrıca, parametrik belirsizlikler içeren MŞ için frekans ve gerilimin gürbüz kararlılığı sonlu zaman ikincil kontrol yöntemi ile garanti edilmiştir (Dehkordi vd., 2017). Son zamanlarda Kharitonov teoremi, MT ve FC gibi DÜ'lerin parametrik değişimlerine karşı klasik PI denetleyicileri ayarlamak için zaman gecikmeli MŞ'nin gürbüz YFK tasarımında başarıyla uygulanmaktadır (Veronica vd., 2019).

1.2 Tez Çalışmasının Amacı ve Kapsamı

Bu tezde gerçekleştirilen çalışmalar sırayla aşağıda verilmektedir:

Bu tez çalışmasının **amacı ve kapsamı**, aşağıdaki senaryolar üzerinden şebeke bağlantısız MŞ sistemlerin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizinin incelenmesidir.

Senaryo 1: EA ve klasik PI denetleyici içeren MŞ sistem (EA içeren MŞ)

Senaryo 2: DTC ve klasik PI denetleyici içeren MŞ sistem (DTC içeren MŞ)

Senaryo 3: EA veya DTC içermeyen, FOPI denetleyici içeren MŞ sistem

Bu senaryolara göre MŞ sistemdeki kararlılığı, analiz sınıflandırması yaparak aşağıdaki şekilde gruptandırabiliriz.

Analiz 1 (Zaman gecikmesi hesabı): Senaryo 1 (EA içeren MŞ) ile Senaryo 2 (DTC içeren MŞ) durumları için üstel terimin eliminasyonu yöntemi kullanılarak maksimum zaman gecikmesi hesabının yapılması, Senaryo 1 (EA içeren MŞ) ve Senaryo 2 (DTC

içeren MŞ) için Rekasius yöntemi kullanılarak maksimum haberleşme zaman gecikmesi hesabının yapılması.

Analiz 2 (Kararlılık bölge hesabı): Senaryo 1 (EA içeren MŞ) ve Senaryo 2 (DTC içeren MŞ) için kararlılık bölgelerinin hesaplanması,

Analiz 3 (Kararlılık bölgesinde optimum değerin hesabı): Senaryo 1 (EA içeren MŞ) için elde edilen kararlılık bölgelerindeki optimum denetleyici parametrelerinin AGM ve Ziegler-Nichols yöntemleriyle belirlenmesi ve karşılaştırılması.

Analiz 4 (Gülbüz kararlılık bölge hesabı): Senaryo 1 (EA içeren MŞ), Senaryo 2 (DTC içeren MŞ) ve Senaryo 3 (FOPI denetleyici içeren MŞ) durumları için gülbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması.

Bu analizlerle ilgili aşağıda detaylı bir açıklama yapılmaktadır:

Yapılan bu tez çalışmasında;

İlk olarak, EA veya DTC eklenmiş sabit haberleşme zaman gecikmeli mikro şebeke sistemlerde meydana gelen zaman gecikmelerinin teorik hesabı, üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle GPM tabanlı hesaplanmaktadır. Ayrıca EA veya DTC eklenmiş zaman gecikmeli mikro şebeke sistemde meydana gelen zaman gecikmesinin hesabı Rekasius yerine koyma yöntemiyle GPM tabanlı hesaplanarak elde edilen sonuçlar diğer yöntemle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmaktadır. Bu yöntemlerle, oransal-integral (PI) kontrolörün farklı değerleri ve farklı kazanç ve faz payı değerleri için MŞ'nin hem kararlı bir çalışmaya sahip olacağı hem de istenilen kazanç ve faz paylarına sahip olacağı zaman gecikme değerleri hesaplanmaktadır. Buradaki asıl amaç, EA'nın veya DTC'nin eklenmesiyle MŞ'nin kararlılığının nasıl değiştiğinin belirlenmesi ve iki farklı yöntemle elde edilen sonuçların değerlendirilmesidir. Bu kararlılık analizleri yapılırken EA ve mikro türbin arasında paylaşım faktörü vasıtasıyla farklı senaryolar düşünülerek yük paylaşımı yapılmakta veya DTC kontrol çevrimi ve mikro türbin arasında paylaşım faktörü vasıtasıyla farklı senaryolar düşünülerek yük paylaşımı yapılmaktadır. Elde edilen teorik sonuçların doğruluğu, Matlab/Simulink (Simulink, 2017) programı ve QPmR algoritması kullanılarak ispatlanmaktadır (Vyhlídal ve Zítek, 2009).

İkinci olarak, MŞ sistemde yaşanabilecek herhangi bir zaman gecikme değeri için EA, DTC kontrol çevrimi veya FOPI içeren mikro şebeke sistemin kararlı çalışmasını garanti edecek tüm PI denetleyici kazanç değerlerini belirleyen basit grafiksel bir yöntem kullanılmaktadır (Söylemez vd., 2003; Tan vd., 2006). Bu grafiksel yöntem, PI denetleyici parametre düzleminde kararlılık sınır eğrisi ve sistemin kararlılık bölgesini elde etmeyi temel alan bir yöntemdir. Tüm kararlı PI denetleyici parametrelerinin bilgisi, SBL üzerinde veya SBL'nin içinde seçilen herhangi bir PI denetleyici kazançları için sistemin çalışma durumlarının sınırda kararlı veya Hurwitz kararlı olmasını sağlamaktadır. Farklı paylaşım faktörü senaryoları düşünülerek EA'nın ya da DTC'nin, sistemdeki güç değişimine katkı ağırlıkları değiştirilerek kararlılık bölgelerindeki etkileri ve kesir derecesinin değişiminin kararlılık bölgelerindeki etkileri incelenmektedir. Burada elde edilen bölgelerin doğruluğu, Matlab/Simulink (Simulink, 2017) programı ve QPmR algoritması kullanılarak ispatlanmaktadır (Vyhlídal ve Zítek, 2009).

Üçüncü olarak, EA içeren sabit haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemin PI denetleyici parametrelerinin tasarımı Ağırlıklı Geometrik Merkez (WGC) olarak bilinen basit bir analitik yaklaşım yoluyla hesaplanmaktadır. Bu yöntem, PI kontrolör parametre uzayında kararlılık sınır eğrisi yöntemi kullanılarak elde edilen kararlı çalışma bölgelerinin AGM noktasını hesaplamayı amaçlamaktadır. Zaman gecikmeli MŞ için kararlılık bölgelerinin AGM noktaları, iyi bir dinamik performans sağlamaktadır. Bu nedenle yapılan çalışma, EA'ların farklı katılım oranları ve zaman gecikme değerleri için elde edilen kararlılık bölgelerinin içindeki optimum PI kontrolör kazançlarını ve AGM noktalarına yönelik sistem frekansı yanıtlarını araştırmaktadır. Ayrıca, AGM yöntemine dayalı PI denetleyici kazançları, Ziegler-Nichols (Z-N) (Ziegler and Nichols, 1942; Mallesham vd., 2011) tabanlı PI denetleyici kazançları ile karşılaştırılmakta ve elde edilen PI denetleyici kazançları için zaman alanı simülasyonu (Simulink, 2017) ile sistem frekansının performansını incelenmektedir.

Dördüncü olarak, haberleşme zaman gecikmeleri, yenilenebilir enerji kaynaklarındaki güç dalgalanmaları (rüzgâr, güneş ve yük belirsizlikleri), sistem ataletinin (eylemsizliğinin) olmaması ve sistem parametrelerinde meydana gelebilecek değişimlerden dolayı EA toplayıcı veya DTC kontrol çevrimi içeren mikro şebeke sistemlerinin kararlılığının garanti edildiği PI denetleyici değerleri, beklenen dinamik performans ve sistem kararlılığını sağlayamaz. Sistemde meydana gelebilecek bozucu

etkilerin de etkisiyle sistem parametrelerindeki belirsizliklerin sebep olduğu gürbüz kararlılık problemi dikkate alınmalı ve çözülmelidir. Bu probleme çözüm olarak gürbüz PI denetleyici değerlerinin belirlendiği gürbüz kararlılık bölgeleri hesaplanmalıdır. Parametrik belirsizlikleri olan sistemin gürbüz kararlı olması için sadece dört polinomu temel alan Kharitonov teoremi, parametreleri öngörülen aralıkta değişen santrallerin kararlılığını kontrol etmek için çoğunlukla kullanılmaktadır (Veronica vd., 2019; Sharma vd., 2019). EA veya DTC içeren mikro şebeke sistemler için gürbüz PI denetleyici tasarımı araştırılmaktadır. Ayrıca elde edilen sonuçları doğrulamak için benzetim çalışmaları kullanılmaktadır (Simulink, 2017).

Son olarak, haberleşme zaman gecikmeli bir MŞ sistem için kesirli dereceli oransal integral (FOPI) denetleyicinin parametre uzayındaki gürbüz kararlılık marjlarına integral denetleyicinin kesirli derecesinin etkileri araştırılmıştır. Parametreleri belli bir aralıkta değişen (interval) sistemlerin gürbüz kararlılığını kontrol etmek için bir çözüm sunan Kharitonov teoremini kullanarak gürbüz PI denetleyici tasarımı araştırılmaktadır. Son zamanlarda bu teknik, gürbüz frekans kararlılığını sürdürmek ve PI/FOPI denetleyici içeren klasik güç sistemleri için bir dizi gürbüz denetleyici parametresi elde etmek için verimli bir şekilde uygulanmaktadır (Lamba vd., 2019; Raouf vd., 2018; Sharma vd., 2019; Sondhi ve Hote, 2016). Bu tez çalışmasında, EA veya DTC içermeyen MŞ sistemlerde FOPI denetleyici kullanılması halinde gürbüz PI denetleyici tasarımı araştırılmaktadır. Ayrıca elde edilen sonuçları doğrulamak için benzetim çalışmaları kullanılmaktadır (Simulink, 2017).

Yukarıda farklı senaryolar için analizler yapılan bu tez çalışmasının literatüre **önemli katkıları** şu şekilde sıralanabilir:

- Üstel terimin yok edilmesi yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemi kullanılarak istenilen PI denetleyici parametre değerleri için EA içeren MŞ'nin ve DTC içeren MŞ'nin sınırda kararlı olacağı haberleşme zaman gecikme değerleri hesaplanmaktadır. EA veya DTC eklenmesi durumlarında MŞ sistemin sınırda kararlılık gecikme marjlarının arttığı gözlemlenmektedir. Bu durumlar, sistemin kararlılığını devam ettirebilmesi için daha fazla zaman gecikmesine müsaade ederek kararlılığını olumlu etkilemektedir.

- SBL yöntemiyle; EA içeren MŞ'nin, DTC içeren MŞ'nin ve FOPI içeren MŞ'nin tüm uygulanabilir PI denetleyici parametreleri hesaplanmaktadır. Bu yöntemle hesaplanan bölgeler incelendiğinde MŞ sistemine EA veya DTC eklenmesi ya da MŞ sistemde FOPI kullanılması ve kesir derecesinin $\lambda < 1$ değerlerinde kararlılık bölgelerinin genişlediği ve daha geniş parametre seçimine olanak sağladığı görülmektedir.
- SBL yöntemiyle EA içeren MŞ'nin kararlılık bölgeleri hesaplanmakta ve bu bölgeler içinden optimum denetleyici parametre değerleri, Ağırlıklı Geometrik Merkez (WGC) ve Ziegler-Nichols yöntemleriyle tespit edilmektedir. Bu yöntemlerle elde edilen optimum denetleyici parametre değerleri için frekans cevabı incelendiğinde aşma, yerleşme zamanı, kalıcı durum hatası gibi kriterlerde daha iyi sonuçlar elde edilmektedir.
- EA içeren MŞ ve DTC içeren MŞ sistemlerin parametrik değişimlerine karşı Kharitonov teoremi kullanılarak gürbüz PI denetleyici parametreleri elde edilmektedir.
- Gürbüz kararlılık bölgelerinin içindeki PI kontrolör parametrelerinin performansları, büyük bozucu etkiler sırasında zaman alanı (düzlemi) benzetim çalışmalarıyla araştırılmaktadır (Simulink, 2017; Tepljakov vd., 2011). Benzetim sonuçları, gürbüz kararlılık bölgelerinden seçilen denetleyici kazançlarının sistemin dinamik performansını artırdığını göstermektedir.
- EA veya DTC içermeyen MŞ sistemin parametrik değişimlerine karşı Kharitonov teoremi kullanılarak GPM tabanlı gürbüz FOPI denetleyici parametreleri elde edilmekte ve PI denetleyicinin kesirli derecesinin gürbüz kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisini analiz etmek için araştırılmaktadır. Sonuçlar, FOPI denetleyicinin gürbüz kararlılık bölgelerini önemli ölçüde iyileştirdiğini ve böylece FC-ES ve MT sistemlerinin kazanç sapmalarına karşı gürbüzlük marjını artırdığını göstermektedir.
- GPM özelliklerini de dikkate alarak integral kontrolörün kesirli derecesinin etkisi araştırılmaktadır.
- GPM tabanlı gürbüz kararlılık bölgelerinin içindeki FOPI denetleyici parametrelerinin performansları, büyük bozucu etkiler sırasında zaman alanı (düzlemi)

benzetim çalışmalarıyla araştırılmaktadır (Simulink, 2019; Tepljakov vd., 2011). Benzetim sonuçları, GPM tabanlı gürbüz kararlılık bölgelerinden seçilen denetleyici kazançlarının sistemin dinamik performansını artırdığını ve FOPI denetleyicinin tamsayı dereceli PI denetleyiciye kıyasla daha cazip bir performans sergilediğini göstermektedir.

- Son olarak, köklerin konumunu belirleyen QPmR algoritması kullanılarak önerilen yöntemlerin doğruluğu ispatlanmıştır.

1.3 Tez Çalışmasındaki Bölümler

Haberleşme zaman gecikmeli mikro şebekelerde kararlılık problemlerini farklı açılardan ele alan bu tez, toplam altı bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde, tez çalışması konusunun literatürdeki yeri, önemi ve amacından bahsedilmiştir. İkinci bölümde, tez konusu ile ilgili çalışılan MŞ sistem modellerine ve bu modellerin açıklanmasına yer verilmiştir. Üçüncü bölümde, sabit haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemlerde kararlılık analizi ve maksimum zaman gecikmesi hesabının yapıldığı yöntemlerden bahsedilmiştir. Dördüncü bölümde, zaman gecikmesi içeren MŞ sistemlerin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmeleri ve GPM tabanlı zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Ayrıca, sonuçların doğruluğu QPmR algoritması ve benzetim çalışmalarıyla doğrulanmıştır. Beşinci bölümde, MŞ sistemi için denetleyici parametrelerinin tasarımı, kararlılık bölgeleri ve optimum denetleyici parametrelerinin tespit edilmesi ve gürbüz kararlılık bölgelerinin tespit edilmesi yoluyla yapılmıştır. Ayrıca, sonuçların doğruluğu QPmR algoritması ve benzetim çalışmalarıyla doğrulanmıştır. Altıncı bölümde, yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlar ve tez sonrası yapılması düşünülen çalışmalarla ilgili öneriler yer almaktadır.

BÖLÜM II

HABERLEŞME ZAMAN GECİKMELİ MİKRO ŞEBEKE SİSTEM MODELLERİ

2.1 Giriş

Bu bölümde, enterkonnekte şebekeyle bağlantısız EA veya DTC içeren MŞ sistemler ve FOPI denetleyici içeren MŞ sistem hakkında bilgiler verilmiştir. Daha sonra haberleşme zaman gecikmeli bu sistemlerin modelleri, blok diyagramları ve karakteristik denklemleri hakkında bilgiler verilmiştir.

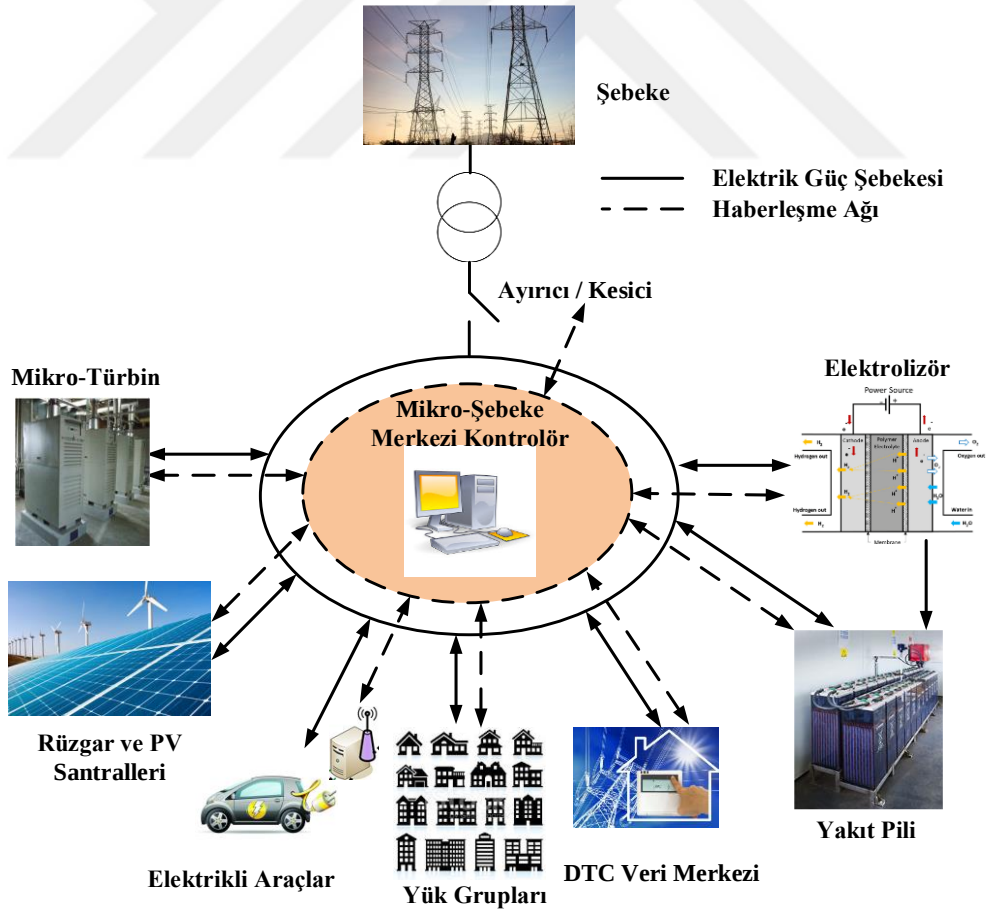
Çeşitli yenilenebilir enerji kaynakları kullanılarak enerji üreten dağıtılmış üretim birimlerini, farklı teknolojik ekipmanlar kullanılarak enerjiyi depolayan elemanları, kritik (kontrol edilemeyen) ve kritik olmayan (kontrol edilebilen) yüklerden oluşan yük gruplarını, bunların iş birliği içinde çalışmasını ve kontrol edilmesini sağlayan denetleyicileri ve haberleşme ağlarını içeren elektriksel yapılara MŞ denilmektedir. MŞ'lerin genellikle tesis edildikleri alanlar; küçük çaplı yerleşim yerleri (köy, kasaba, ilçe vb.), küçük endüstriyel alanlar, kara parçalarındaki şebekeden uzak adalar, askeriye ya da hastane gibi enerji sürekliliğinin önem arz ettiği alanlar ve hava alanları gibi lokasyonlardır. MŞ'ler hem ana şebekeye entegre olarak hem de ana şebekeden izole bir şekilde çalışmasını sürdürebilmektedir (Liu vd., 2015; Lou vd., 2018; Heidary vd., 2022). MŞ'lerde kontrol mimarileri, tek merkezden yapılan merkezi kontrol, üretim/tüketim birimlerinde yapılan yerel kontrol veya hem merkezden hem de yerelden kontrol (aynı anda hibrit) olarak yapılmaktadır (Yamashita vd., 2020; Shahgholian, 2021). MŞ'ler çalışma frekanslarına göre AC, DC ve Hibrit (AC-DC) mikro şebekeler olmak üzere üç çeşit olarak sınıflandırılabilir. AC mikro şebekeler, verimli uzun mesafe iletim kapasiteleri ve çeşitli gerilim seviyelerine dönüştürülebilmeleri gibi avantajlarından dolayı yıllardır verimli bir şekilde kullanılmaktadır (Rajesh vd., 2020). Ayrıca, mikro türbin, rüzgâr türbini ve dizel jeneratör gibi bazı klasik AC enerji üretim birimleri herhangi bir dönüştürücü (invertör/konvertör) olmadan direkt AC sisteme bağlanmaları bir avantajdır. Ancak, AC mikro şebekelerin şebeke ile bağlanması durumunda bazı senkronizasyon ve kontrol problemleri de ortaya çıkabilmektedir. Diğer yandan, DC şebekelerde PV paneller ve yakıt pilleri gibi DC üretim birimlerinin çıkışının AC'ye

dönüştürülmesi söz konusudur (Sao ve Lehn, 2008). Bunun için invertörler kullanılmaktadır. DC mikro şebekeler, küçük dereceli endüstri ve evlerde günümüzde yaygın olarak kullanılan DC yükler için doğrudan kullanılabilir bir statüdedir. Ayrıca DC mikro şebekeler yakıt ve invertör maliyetlerini de ortadan kaldırmaktadır (Gu vd., 2021). Hibrit MŞ'ler çift yönlü dönüştürücüler kullanılarak hem AC hem de DC baraların bulunduğu, dönüştürücüler kullanılarak birbirlerine bağlandığı ve güç alışverişinin yapıldığı şebekelerdir.

Modern MŞ'ler, genellikle çeşitli kontrol işlevlerini yerine getiren ve tüm DÜ birimlerini haberleşme ağları üzerinden koordine eden SFES olarak bilinir. SFES'in **fiziksel katmanları** WT, PV, MT, FC, ES, EA/DTC toplayıcıları gibi dağıtık güç ağlarını içerirken, **siber katmanları** sistemin güvenliğini ve güvenilirliğini yönetmek ve izlemek için kullanılan haberleşme ağlarıyla donatılmış yerel ve merkezi denetleyicileri içerir (Guo vd., 2019). Dolayısıyla, WT, PV, FC, MT, ES, EA/DTC toplayıcıları, MGCC ve haberleşme ağlarından oluşan küçük ölçekli bir şebeke bağlantısız MŞ'nin şematik diyagramı Şekil 2.1'de gösterilmektedir. Burada, temel yükü ve tepe yükleri beslemek için düşü kontrol mekanizmasına sahip gaz tabanlı bir MT sistemi ve yoğun (tepe) zamanlarda MT'ye güç desteği sağlamak için bir FC bulunmaktadır. FC'nin yakıt gereksinimlerini sağlamak ve WT ve PV'deki güç saptmaları nedeniyle aşırı gücü almak için bir ES aygıtı bulunmaktadır (Gündüz vd., 2017; Mary ve Rangarajan, 2016). Ayrıca, ani yük değişimleri sonrası üretim ile tüketim arasındaki güç dengesizliğini düzenlemeye yardımcı olacak EA ve DTC birimleri Şekil 2.1'de görülmektedir. SFES; MŞ'lerin işlem, haberleşme ve kontrol yeteneğini geliştirmek için önemli bir araç olarak ortaya çıkmıştır. Ancak siber saldırılar, yanlış veri enjekte etme, haberleşme ağı arızaları, fiziksel bileşenlerdeki herhangi bir arıza gibi büyük zorluklar SFES'in güvenliğini ve güvenilirliğini önemli ölçüde etkileyebilmektedir (Guo vd., 2019).

Enerji talepleri ve yenilenebilir enerji üretim modellerindeki değişimler nedeniyle yük frekans kontrolü, MŞ'lerde en önemli konulardan birisidir. Çeşitli enerji üretim birimlerinin karmaşık bir kombinasyonu olan bir MŞ'de, yenilenebilir kaynaklardan elektrik üretimi sırasında kesintiler, yük talebindeki rastgele ve sürekli değişiklikler, azaltılmış atalet, matematiksel modellemedeki yanlışlıklar vb. nedenlerle frekans saptmaları kaçınılmazdır. Bu saptmaların etkisini en kısa sürede azaltmak ve yok etmek için için MŞ sistemlerde EA veya DTC'ler yardımcı hizmetler olarak

kullanılabilmektedir. Şebekeden izole MŞ'lerde yük frekans karalılığı, verimlilik, süreklilik ve güvenlik açısından enerji depolama elemanları oldukça önemlidir. Ancak süper iletkenli manyetik enerji depolama, ultra kapasitör, batarya, volan vb. enerji depolama sistemlerinin pahalı olması, bakım ve ömürlerinin kısa olması; EA'ların giderek yaygınlaşması ve EA sahiplerinin ekonomik kazanımlarının olması bu araçların güç sistemlerine katılmasını sağlamaktadır. Ayrıca mikro şebeke sistemde enerjinin yoğun olarak talep edildiği tepe zamanlarda güç dengesizliğini ortadan kaldırmak için DTC ile kullanıcıların kritik olmayan yüklerinin devre dışı bırakılarak sistemin güç dengesi sağlanmaktadır. EA'larda kullanıcılara sağlanan ekonomik kazancın başka bir uygulaması sistem operatörü tarafından DTC katılımcılarına enerjiyi daha ucuz fiyatla kullandırma imkânı sağlamaktadır. Bu ucuz enerji özellikle elektrik tüketimi yüksek olan endüstriyel fabrikalarda çok cazip hale gelmektedir. MŞ modelde üretim birimlerinin ve yerel yüklerin kurulu kapasiteleri 100 kW WT, 25 kW PV, 5 kW FC, 70kW ES, 100 kW MT ve 50 kW yük grubu olarak kabul edilebilir (Li vd., 2008).

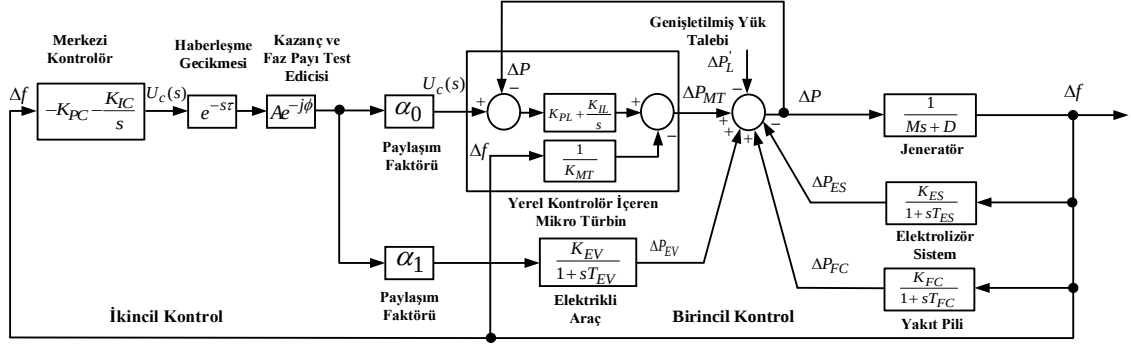


2.2 EA İçeren Zaman Gecikmeli Mikro Şebeke Sistem Modeli

Son zamanlarda yaşanan elektrikli araç teknolojisindeki gelişmelerle birlikte giderek yaygınlaşan EA'lar, yenilenebilir enerji kaynaklarına ek olarak enterkonnekte şebeke ve MŞ sistemlere dahil olmaktadır. EA'ların bataryaları; araçların kullanılmadığı saatlerde sisteme güç vererek (deşarj) kontrol edilebilir üretim birimi olarak kullanılırken, araçların kullanılmaya başlanacağı saatten önce sistemden güç alarak (şarj) kontrol edilebilir yük olarak kullanılmaktadır.

Geleneksel MŞ sistemleri, kesintili yenilenebilir enerji kaynakları nedeniyle zayıf bir dinamik performansa sahiptir. Hızlı dinamik cevaba sahip EA'lar, mikro şebeke tarafında batarya gruplarından dolayı enerji üretim birimi veya yük olarak görülmekte, MŞ sistemlerin dinamik performansını iyileştirmekte ve sistem frekansını düzenlemek için önemli bir rol oynamaktadır. Yükteki büyük değişiklikler, herhangi bir üretim-tüketim dengesizliği, bozucu etki veya arıza durumlarında mikro türbinin yerel kontrolü etkisiz olabilir. Bu durumda gerekli gücün karşılanması ve frekans sapmasının azaltılması amacıyla mikro türbin ile EA arasında yük paylaşımı yapılması için MGCC kontrol sinyalleri, hem EA toplayıcıya hem de mikro türbin tarafına iletilir. Yük paylaşım faktörleri α_0 ve α_1 , sırasıyla mikro türbin ve EA toplayıcının katılım oranlarıdır ve frekansı düzenlemek için gereken güç, mikro türbin ile EA toplayıcı arasında paylaşılır. Bu paylaşım faktörleri mikro türbin ve EA'ların sisteme etki eden katkı ağırlıklarındır. Eğer $\alpha_0 = 1$ ise bunun anlamı gerekli frekans düzenlemesi, mikro türbin ile sağlanacak demektir. Eğer $\alpha_0 = 0$ ise bunun anlamı gerekli frekans düzenlemesi, EA ile sağlanacak demektir. Frekans düzenlemesinde yer alan her iki üretim biriminin toplam katkısı yani bu katılım oranlarının toplamı " $0 < \alpha_0 + \alpha_1 \leq 1$ " olmalıdır.

Şekil 2.2'de EA içeren zaman gecikmeli bir MŞ sistemin basitleştirilmiş blok diyagramı gösterilmektedir. Şekil 2.2'de K_{EV} , K_{ES} , K_{FC} ve K_{MT} sırasıyla EA'ların batarya sisteminin, elektrolizör sistemin, yakıt pilinin ve mikro türbinin hız-düşü özelliklerinin kazançlarını temsil ederken; T_{EV} , T_{ES} ve T_{FC} sırasıyla EA batarya sisteminin, elektrolizör sistemin ve yakıt pillerinin zaman sabitlerini temsil etmektedir.



Şekil 2.2. EA içeren zaman gecikmeli MŞ sistemin dinamik modeli

Ayrıca, K_{PL} ve K_{IL} yerel PI kontrolörün kazançlarını temsil ederken, yük sönümleme sabiti ve jeneratör eylemsizlik sabiti sırasıyla D ve M ile gösterilir. Şekil 2.2'de, ΔP_{EV} , ΔP_{MT} , ΔP_{ES} ve ΔP_{FC} sırasıyla elektrikli aracın, mikro türbinin, elektrolizörün ve yakıt pilinin çıkış gücündeki değişiklikleri sembolize eder. Şekil 2.2'de görülen MT, FC, ES, yerel denetleyici birimi ve EA'ların basitleştirilmiş lineer transfer fonksiyonları aşağıda sırasıyla verilmiştir.

$$G_{MT}(s) = \frac{\Delta f}{\Delta P_T} = \frac{1}{Ms + D} \quad (2.1)$$

$$G_{FC}(s) = \frac{\Delta P_{FC}}{\Delta f} = \frac{K_{FC}}{1 + T_{FC}s} \quad (2.2)$$

$$G_{ES}(s) = \frac{\Delta P_{ES}}{\Delta f} = \frac{K_{ES}}{1 + T_{ES}s} \quad (2.3)$$

$$G_{LC}(s) = K_{PL} + \frac{K_{IL}}{s} \quad (2.4)$$

Bir EA batarya sisteminin dinamik modeli, genellikle Denklem (2.5)'teki gibi birinci dereceden bir transfer fonksiyonudur (Jia vd.,2018; Khayyer ve Ozguner, 2014; Ko ve Sung, 2017; Lee ve Wang, 2008; Kottick vd., 1993):

$$G_{EA}(s) = \frac{\Delta P_{EV}}{U_C(s)} = \frac{K_{EV}}{1 + sT_{EV}} \quad (2.5)$$

Bir PI tipi kontrolör olan MGCC'nin işlevi yerel kontrolör için aktif güç referansını ayarlamak ve mikro türbin ile EA toplayıcının katılım oranlarını düzenlemektir ve ikincil frekans kontrolörü olarak seçilmiştir.

MGCC, aşağıda Denklem (2.6) ile ifade edilmektedir:

$$G_{CC}(s) = K_{PC} + \frac{K_{IC}}{s} \quad (2.6)$$

Burada, MGCC kontrolörün oransal ve integral kazançları sırasıyla K_{PC} ve K_{IC} , ile gösterilmiştir. MGCC çıkışındaki $U_c(s)$, MŞ siber sinyallerini ve $\Delta f(s)$ frekans sapmasını ifade etmektedir.

Şekil 2.2'deki modelde MŞ sistemindeki toplam elektrik gücü, güç tüketiminin ve üretimin cebirsel toplamıdır ve aşağıda verilmiştir (Lee ve Wang, 2008):

$$\Delta P = \Delta P_{FC} + \Delta P_{MT} + \Delta P_{EV} - \Delta P'_L - \Delta P_{ES} \quad (2.7)$$

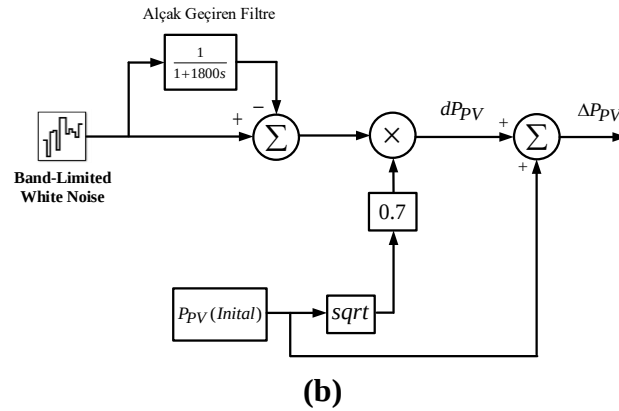
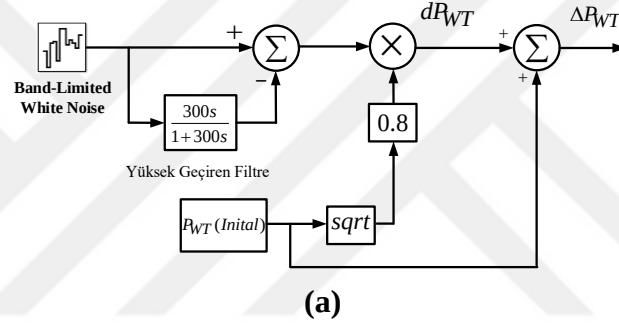
Şekil 2.2'de $\Delta P'_L$ rüzgâr enerjisi, PV üretimi ve konut yükünden oluşan genişletilmiş yük talebini temsil etmektedir. Bu fiziksel sinyal şu şekilde temsil edilebilir:

$$\Delta P'_L = \Delta P_{Yük} - \Delta P_{PV} - \Delta P_{Rüzgâr} \quad (2.8)$$

Burada MŞ sistemindeki genişletilmiş yük talebi ($\Delta P'_L$), evsel yükler ($\Delta P_{Yük}$), rüzgâr enerjisi gücü ($\Delta P_{Rüzgâr}$) ve güneş enerjisi gücü (ΔP_{PV}) olarak belirlenmiştir. Yük talebinde, rüzgârda ve güneş enerjisindeki rastgele güç dalgalanmaları $dP_{yük}$, $dP_{rüzgâr}$ ve $dP_{güneş}$ standart sapmalarıyla gerçekleştirilir (Li vd., 2008; Matsubara vd., 2005):

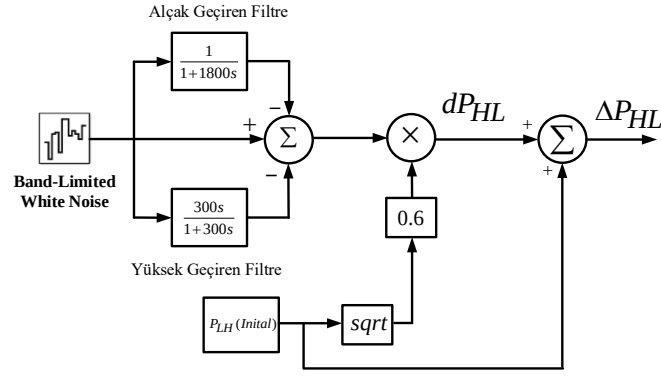
$$dP_{rüzgâr} = 0.8\sqrt{P_{rüzgâr}}, dP_{güneş} = 0.7\sqrt{P_{güneş}}, dP_{yük} = 0.6\sqrt{P_{ev-yükleri}} \quad (2.9)$$

Rüzgâr enerjisi ve PV üretimlerinin dinamiklerinin sistem modellemesinde dikkate alınmadığı burada belirtilmelidir. Ancak bu kaynaklardaki dalgalanmaları dikkate almak için PV ve rüzgâr enerjilerinin etkileri, genişletilmiş yük talebi ($\Delta P_L'$) içerisine dahil edilmiş ve Şekil 2.3 ile Şekil 2.4'teki modeller kullanılarak Simulink modeli oluşturulmuştur. Dolayısıyla bu çalışmada rüzgâr enerjisi ve PV üretimlerindeki belirsizlikler, yalnızca genişletilmiş yük talebindeki küçük değişiklikleri temsil etmektedir. Bu nedenle, kapalı çevrim kararlılığı ve dolayısıyla sistemin karakteristik denkleminde rüzgâr enerjisi ve PV üretimlerinin değişimleri dikkate alınmaz. Sonuç olarak, bu tür belirsizliklerin kararlılık bölgeleri ve gecikme payları, gürbüz kararlılık bölgeleri ve AGM noktalarının hesaplanması üzerinde önemli bir etkisi yoktur.



Şekil 2.3. MATLAB/Simulink kullanılarak a) rüzgâr enerjisi çıkışı ve b) güneş enerjisi çıkışı

Evsel yük talebi, rüzgâr ve güneş enerjisi güç çıkışlarını, çıkış gücünün rastgele dalgalanmasına karşılık gelen standart sapmalarla çarparak, evsel yük talebi, rüzgâr ve güneş enerjisi güç çıkışlarının Matlab/Simulink'te kolayca benzetim çalışması yapılabilir (Simulink, 2017).



Şekil 2.4. MATLAB/Simulink ile kullanılan yük modeli

Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'te gösterildiği gibi, MATLAB/Simulink'in farklı frekanslarla sabit güç üreten rastgele sinyallerden oluşan beyaz gürültü bloğundan elde edilen rastgele çıkış dalgalandırmaları, evsel yüklerin, rüzgâr ve güneş güçlerinin standart sapmalarıyla çarpılır (Matsubara vd., 2005; Li vd., 2008; Jain ve Hote, 2022).

Kararlılık analizini basitleştirmek için, toplam zaman gecikmeleri, $e^{-s\tau}$ üstel bir blok olarak modellenen tek bir sabit gecikme şeklinde toplanır. EA veya DTC içeren MŞ sistemler ve FOPI içeren MŞ sistemde ölçüm ve/veya kontrol sinyalleri için toplam haberleşme gecikmesini tanımlayan τ 'nın sabit bir gecikme olduğu gözlemlenmelidir. Dolayısıyla τ , MGCC ve DÜ'ler arasında veri almak/iletmek için toplam haberleşme zaman gecikmelerini temsil etmektedir. Gecikme terimi, $e^{-s\tau}$ 'nın üstel transfer fonksiyonları olarak modellenmiştir. İstenen frekans özelliklerini tanımlamak için, sanal bir düzenleyici olarak kazanç (A) ve faz (ϕ) marjları test edicisi (GPMT) Şekil 2.2'de gösterildiği gibi MŞ'nin kontrol çevriminde ileri besleme yoluna yerleştirilmiştir ve GPMT aşağıdaki forma sahiptir:

$$C(A, \phi) = Ae^{-j\phi} \quad (2.10)$$

Zaman gecikmeli güç sistemlerinin karakteristik denkleminin elde edilmesi hem durum uzay denklemleriyle elde edilebilirken hem de kapalı çevrim transfer fonksiyonlarıyla elde edilebilir. Aşağıda zaman gecikmeli herhangi bir sistemin karakteristik denklemi, Denklem (2.11) ile verilen standart denklem üzerinden elde edilmektedir (Sönmez, 2017).

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-k\tau s} = 0, \quad k = 0, 1, \dots, n \quad (2.11)$$

Sistemin birbiriyle orantılı ve birden fazla sabit haberleşme zaman gecikmesi içermesi durumunda $k = 0, 1, \dots, n$ için denklem aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-\tau s} + a_2(s)e^{-2\tau s} + \dots + a_n(s)e^{-n\tau s} = 0 \quad (2.12)$$

Sabit haberleşme zaman gecikmesi bir adet olan ($k = 1$) sistemlerde zaman gecikmesine bağlı karakteristik denklemi aşağıda Denklem (2.13) ile verilen formda elde edilebilir.

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^1 a_k(s) e^{-k\tau s} = \det \left[sI - A_0 - A_d e^{-\tau s} \right] = 0 \quad (2.13)$$

Burada A_0 ve A_d kapalı çevrim güç sistemlerinin durum uzay modelinden elde edilen matrislerdir. A_0 , herhangi zaman gecikmesi içermeyen sistem parametreleri cinsinden bir matris iken A_d matrisi zaman gecikmesinin etki ettiği sistem parametreleri cinsinden bir matristir. Benzer şekilde $a_0(s)$ polinomu ($P(s)$) zaman gecikmesi içermeyen s 'e bağlı bir polinom iken $a_1(s)$ polinomu ($Q(s)$) zaman gecikmesinin etki ettiği sistem parametreleri cinsinden bir polinomdur. Diğer yandan kapalı çevrim transfer fonksiyonu kullanılarak karakteristik denklem elde edilebilir. Diğer bir ifadeyle, kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydasını sıfıra eşitleyerek karakteristik denklem elde edilebilir. Bu tez çalışmasında elde edilen her karakteristik denklem eldesi, kapalı çevrim transfer fonksiyonu yoluyla elde edilmiştir.

GPM özelliklerinin dikkate alınmadığı EA içeren zaman gecikmeli MŞ sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu yoluyla elde edilen karakteristik denklemi aşağıdaki formda yazılmıştır:

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau) &= P(s) + Q(s)e^{-s\tau} = 0 \\ P(s) &= p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s \\ Q(s) &= q_5s^5 + q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

$P(s)$ ve $Q(s)$ polinomlarının p_x ve q_x değerleri sistem parametreleri cinsinden aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned}
p_6 &= (-K_{MT}MT_{ES}T_{FC}T_{EV} - K_{MT}K_{PL}MT_{ES}T_{FC}T_{EV}), \\
p_5 &= (-T_{ES}T_{EV}T_{FC} - K_{MT}MT_{ES}T_{EV} - K_{MT}MT_{ES}T_{FC} - K_{MT}MT_{EV}T_{FC} - \\
&\quad DK_{MT}T_{ES}T_{EV}T_{FC} - K_{MT}K_{PL}MT_{ES}T_{EV} - K_{MT}K_{PL}MT_{ES}T_{FC} - \\
&\quad K_{MT}K_{PL}MT_{EV}T_{FC} - DK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{EV}T_{FC} - K_{IL}K_{MT}MT_{ES}T_{EV}T_{FC}), \\
p_4 &= (K_{FC}K_{MT}T_{ES}T_{EV} - T_{ES}T_{FC} - T_{EV}T_{FC} - K_{MT}MT_{ES} - K_{MT}MT_{EV} - \\
&\quad K_{MT}MT_{FC}DK_{MT}T_{ES}T_{EV} - DK_{MT}T_{ES}T_{FC} - DK_{MT}T_{EV}T_{FC} - \\
&\quad K_{MT}K_{PL}MT_{ES} - K_{MT}K_{PL}MT_{EV} - K_{MT}K_{PL}MT_{FC} - K_{ES}K_{MT}T_{EV}T_{FC} - \\
&\quad T_{ES}T_{EV} - DK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{EV} - DK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC} - DK_{MT}K_{PL}T_{EV}T_{FC} - \\
&\quad K_{IL}K_{MT}MT_{ES}T_{EV} - K_{IL}K_{MT}MT_{ES}T_{FC} - K_{IL}K_{MT}MT_{EV}T_{FC} - \\
&\quad DK_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{EV}T_{FC}), \\
p_3 &= (K_{FC}K_{MT}T_{ES} - T_{EV} - T_{FC} - K_{MT}M - DK_{MT}T_{ES} - DK_{MT}T_{EV} - \\
&\quad DK_{MT}T_{FC} - K_{MT}K_{PL}M - K_{ES}K_{MT}T_{EV} - K_{ES}K_{MT}T_{FC} - T_{ES} + \\
&\quad K_{FC}K_{MT}T_{EV} - DK_{MT}K_{PL}T_{ES} - DK_{MT}K_{PL}T_{EV} - DK_{MT}K_{PL}T_{FC} - \\
&\quad K_{IL}K_{MT}MT_{ES} - K_{IL}K_{MT}MT_{EV} - K_{IL}K_{MT}MT_{FC} - DK_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{EV} - \\
&\quad DK_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC} - DK_{IL}K_{MT}T_{EV}T_{FC}), \\
p_2 &= (K_{FC}K_{MT} - K_{ES}K_{MT} - DK_{MT} - DK_{MT}K_{PL} - K_{IL}K_{MT}M - \\
&\quad DK_{IL}K_{MT}T_{ES} - DK_{IL}K_{MT}T_{EV} - DK_{IL}K_{MT}T_{FC} - 1), \\
p_1 &= (-DK_{IL}K_{MT}), \\
q_5 &= (-K_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{ES}T_{EV}T_{FC}\alpha_0), \\
q_4 &= (-K_{EV}K_{MT}K_{PC}T_{ES}T_{FC}\alpha_1 - AK_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{ES}T_{EV}\alpha_0 - \\
&\quad K_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 - AK_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{EV}T_{FC}\alpha_0 - \\
&\quad K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{EV}T_{FC}\alpha_0 - AK_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{ES}T_{EV}T_{FC}\alpha_0), \\
q_3 &= (-K_{EV}K_{MT}K_{PC}T_{ES}\alpha_1 - K_{EV}K_{MT}K_{PC}T_{FC}\alpha_1 - \\
&\quad K_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{ES}\alpha_0 - K_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{EV}\alpha_0 - \\
&\quad K_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{FC}\alpha_0 - K_{EV}K_{IC}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_1 - \\
&\quad K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{EV}\alpha_0 - K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{ES}T_{EV}\alpha_0 - \\
&\quad K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 - K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 - \\
&\quad K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{EV}T_{FC}\alpha_0 - K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{EV}T_{FC}\alpha_0 - \\
&\quad K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{EV}T_{FC}\alpha_0), \\
q_2 &= (-K_{EV}K_{MT}K_{PC}\alpha_1 - K_{MT}K_{PC}K_{PL}\alpha_0 - K_{EV}K_{IC}K_{MT}T_{ES}\alpha_1 - \\
&\quad K_{EV}K_{IC}K_{MT}T_{FC}\alpha_1 - K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{ES}\alpha_0 - K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{ES}\alpha_0 - \\
&\quad K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{EV}\alpha_0 - K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{EV}\alpha_0 - K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{FC}\alpha_0 - \\
&\quad K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{FC}\alpha_0 - K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{EV}\alpha_0 - K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 - \\
&\quad K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{EV}T_{FC}\alpha_0),
\end{aligned} \tag{2.15}$$

EA içeren mikro şebeke sistemin GPM içeren karakteristik denklemi aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau'_c) &= P'(s) + Q'(s)e^{-s\tau}e^{-j\phi} = 0 \\ &= P'(s) + Q'(s)e^{-s\tau'_c} = 0\end{aligned}\quad (2.16)$$

$P'(s)$ ve $Q'(s)$ polinomları aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}P'(s) &= P(s) \\ Q'(s) &= AQ(s) = q_5As^5 + q_4As^4 + q_3As^3 + q_2As^2 + q_1As + Aq_0\end{aligned}\quad (2.17)$$

Faz ve kazanç payı dikkate alındığında, Denklem (2.14)'teki karakteristik denklemde bulunan zaman gecikmesinin yanına çarpan olarak faz payı etkisi ($e^{-j\phi}$) üstel terim şeklinde gelmektedir. Bu karakteristik denklemin kompleks düzlemde sanal eksen üzerindeki kökleri için $s = j\omega_c$ yazılacağı düşünülürse Denklem (2.16)'da görüldüğü gibi zaman gecikmesi ve faz payı üstel ifadelerini yeni bir üstel ifade olarak ($e^{-s\tau'_c}$) yazabiliriz. Buradaki τ'_c ve τ arasındaki ilişki aşağıda verilmiştir.

$$\tau'_c = \tau + \frac{\phi}{\omega_c} \Rightarrow \tau = \tau'_c - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (2.18)$$

Burada, τ'_c ifadesi kazanç ve faz payının dikkate alınarak zaman gecikmesi ifadesinin değiştirilmiş halidir. τ , orijinal sistemin kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikmesi marjıdır. Ayrıca, ϕ faz marjı iken, ω_c köklerin sanal ekseni kesim frekansdır.

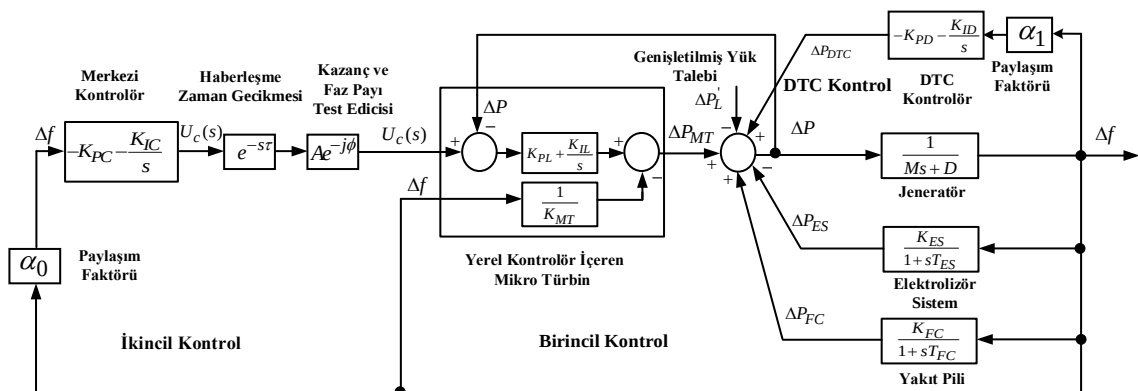
2.3 DTC İçeren Zaman Gecikmeli Mikro Şebeke Sistem Modeli

Yenilenebilir enerji kaynaklarının mikro şebekeye sağladıkları güç değerleri hava durumu koşullarına bağlı olduğu için bu kaynaklar sürekli ve sabit bir güç üretimi gerçekleştiremezler. Bu durum MŞ'lerde güç ve frekans dalgalanmalarına neden olmaktadır. Ayrıca yenilenebilir enerji kaynaklarının düşük verimi, depolama cihazlarının yüksek maliyeti dikkate alındığında farklı kontrol sistemlerine ihtiyaç duyulmuştur (Pourmousavi ve Nehrir, 2011; Marchese vd., 2013; Pourmousavi ve Nehrir, 2014). Bu kontrol yöntemlerinden birisi de DTC'dir. Talep taraflı enerji yönetimi ya da dinamik talep cevabı, kullanıcıların enerji tüketimlerini yönetmesidir. Şebekeden

bağımsız mikro şebekelerde frekans kontrol yöntemlerinden biri olan DTC hakkında bazı çalışmalar yapılmış (Siano, 2014; Moghadam vd., 2014; Yammahi, ve Ai-Hinai, 2015; Eshraghi vd., 2017; Ayasun ve Nwankpa, 2017; Liu vd., 2019a; Saxena vd., 2022) ve DTC kontrolünün neden gerekli olduğu araştırılmıştır. Klasik yük frekans kontrol sistemlerinde kullanılmakta olan senkron jeneratörler, yükün durumuna göre hızlandırılarak ya da yavaşlatılarak güç dengesi sağlanmakta ancak yakıtların rezervlerindeki azalış ve yakıtların fiyatlarındaki artıştan dolayı bu maliyetli ve verimsiz bir kontrol yöntemi olmaya başlamıştır. Oysaki DTC, enerji tüketiminin zirve yaptığı ve enerji üretiminin yetersiz kalabileceği zamanlarda kullanıcıların tüketim alışkanlıklarını değiştirerek tüketicilerin kontrol edilebilir kritik olmayan yüklerini (su ısıtıcıları, klimalar, elektrikli araçlar, çamaşır/bulaşık makineleri vb.) (Pourmousavi vd., 2011) devre dışı bırakıp enerjinin az kullanıldığı zamanda bu yükleri tekrar devreye almayı, kullanıcıların kritik olmayan yüklerindeki talep miktarlarını azaltmayı veya kullanıcıların daha önceden enerji depolama cihazlarında depoladıkları enerjiyi kullanmalarını hedefleyen yeni bir YFK kontrol yöntemidir. Bu kontrol yöntemi özellikle elektrik tüketiminin fazla olduğu endüstriyel fabrikalara veya evsel kullanıcılara dikkate değer ekonomik kazanımlar sağlamaktadır (Strbac, 2008; Medina vd., 2010). Aslında talep taraflı yönetimden hem şebekeler hem de kullanıcılar verimli bir şekilde fayda sağlayabilirler. Kullanıcılar, enerjiyi daha ucuz fiyattan kullanma imkânı bulurken aynı zamanda konforlarından vaz geçmek durumunda kalırlar. Şebekeler, kullanıcılarına talep taraflı yönetimle enerji talebinin zirve yaptığı zamanda enerji talebindeki yoğunluğu azaltarak daha verimli, güvenli, güvenilir ve kesintisiz bir enerji sağlarlar. Ayrıca DTC programları, katılımcı sayısı fazla olduğu takdirde enerji tüketiminin tepe olduğu zamanlarda şebekelerde güç üretiminin azaltılması açısından dikkate değer fayda sağlarken aynı zamanda enerji talebinin az olduğu zaman aralığındaki yük talebini de arttırmış olurlar. DTC programlarına katılımlar, son kullanıcılarla dağıtım şirketleri arasında ikili anlaşmalar yoluyla yapılabilir.

Talep taraflı yönetimin yapılabilmesi için binalarda; haberleşme sistemleri, otomatik ölçüm birimleri, sensörler, akıllı cihazlar ve özel işlemciler gibi ekipmanlara ihtiyaç duyulur. Ölçüm birimleri ve haberleşme sistemlerinin kullanılması, DTC kontrolünde haberleşme zaman gecikmeleri yaşanmasına neden olmaktadır. Bu tür haberleşme zaman gecikmeleri, şebekelerde kararsızlığa neden olabilecek durumlar ortaya çıkarabilir.

Değiştirilmiş mikro şebeke sistemin blok diyagramı Şekil 2.5'te gösterilmiştir. Mikro şebekede birincil ve ikincil kontrole ilaveten yardımcı hizmet olarak DTC kontrolü eklenerek sistem değiştirilmiştir. Birincil kontrol tarafı, yerel bir denetleyici ve düşü karakteristlik kontrolünden oluşan MT modeli, ES ve FC'den oluşmaktadır. Bu birimlerin transfer fonksiyonları bir üst başlıkta verilmişti. Düşü kontrol mekanizmasının işlevi, aktif ve reaktif güç talebini karşılamak için uygun bir ayar noktası yapmak ve böylece tüm DÜ'ler arasındaki koordinasyonu yönetmektir. Ayrıca, DÜ'ler arasında güç paylaşımını kontrol etmek için PI tabanlı bir yerel denetleyici kullanılır (Hatziaargyriou, 2014). İkincil kontrolde, MGCC denetleyici bulunmaktadır. İkincil kontrolün iler besleme yolunda paylaşım faktörü, haberleşme zaman gecikmesi ve faz kazanç payı yer almaktadır. DTC kontrol çevriminde PI tabanlı bir denetleyici ile güç paylaşımının hangi oranda dağıtılacağını gösteren paylaşım faktörü bulunmaktadır. Mikro türbin ve DTC kontrolü arasında yük paylaşım faktörleri sırasıyla α_0 ve α_1 olarak gösterilmiştir. Bu paylaşım faktörleri ($0 < \alpha_0 + \alpha_1 \leq 1$) mikro türbin ve DTC kontrolün sisteme etki eden katkı ağırlıklıdır. Eğer $\alpha_0 = 1$ ise bunun anlamı gerekli frekans düzenlemesi mikro türbin ile sağlanacaktır. Eğer $\alpha_0 = 0$ ise bunun anlamı gerekli frekans düzenlemesi DTC kontrolü ile sağlanacak demektir. Ancak $\alpha_0 = 0$ yaklaşımı gerçekçi bir yaklaşım değildir. Frekans kontrol yöntemlerinden birisi olan DTC kontrolü, sistemde güç dengesizliği olduğunda kritik olmayan ve ayarlanabilen yükleri kontrol ederek tamamen veya bir kısmını devre dışı bırakmaktadır. Bunu düzenlemede PI kontrolör kullanılmış ve transfer fonksiyonu Denklem (2.19)'da verilmiştir.



Şekil 2.5. DTC içeren zaman gecikmeli MŞ sistemin dinamik modeli

$$G_{DTC}(s) = K_{PD} + \frac{K_{ID}}{s} \quad (2.19)$$

Buradaki K_{PD} ve K_{ID} sırasıyla DTC kontrolörünün oransal ve integral kazançlarını belirtmektedir. Şekil 2.5'te verilen MŞ modelde DTC kontrol çevriminde PI kontrolör olan denetleyicinin oransal ve integral kazançları sabit ($K_{PD} = 1$ ve $K_{ID} = 1$) alınmıştır. Bu durum, DTC kontrol çevriminin MŞ sistemlere eklenmesi halinde kararlılığa nasıl etki ettiğini araştırmak için yapılmıştır. DTC kontrolörün denetleyici parametreleri işlem kolaylığı açısından $K_{PD} = 1$ ve $K_{ID} = 1$ sabit değerleri keyfi olarak rastgele seçilmiştir.

Şekil 2.5'teki modelde MŞ sistemindeki toplam elektrik gücü, güç tüketiminin ve üretimin cebirsel toplamıdır ve aşağıda verilmiştir (Lee ve Wang, 2008):

$$\Delta P = \Delta P_{FC} + \Delta P_{MT} + \Delta P_{DTC} - \Delta P'_L - \Delta P_{ES} \quad (2.20)$$

Buradaki ΔP_{DTC} birincil kontrol çevrimindeki dinamik talep cevabının sisteme etki eden gücündeki değişimi belirtmektedir. ΔP_{MT} , ΔP_{FC} ve ΔP_{ES} sırasıyla MT, FC ve ES sistemlerinin çıkış gücündeki değişimi belirtmektedir. Şekil 2.5'te $\Delta P'_L$ rüzgâr enerjisi, PV üretimi ve konut yükünden oluşan genişletilmiş yük talebini temsil etmektedir. Bu fiziksel sinyal daha önceki EA içeren MŞ sistemde standart sapmaya bağlı olarak verildiği gibi burada da aynen kullanılmıştır.

Şekil 2.5'ten görüldüğü üzere sabit haberleşme zaman gecikmesi ($e^{-s\tau}$) merkezi kontrolör çıkışına eklenmiştir. Ancak bu model oluşturulmadan önce zaman gecikmesinin kapalı çevrim MŞ kontrol sistemine ekleneceği yerle ilgili tarafımda farklı senaryolar düşünülmüş ve araştırılmıştır. Bu senaryolardan birisi, zaman gecikmesinin MGCC çıkışında temsil edilmeyip veya MGCC çıkışındaki zaman gecikmesinin ihmal edilip DTC kontrolör çıkışına eklenmesi durumunda MŞ sistem, zaman gecikmesinden bağımsız bir şekilde sürekli kararlı olmaktadır. Bu durum, MŞ sistemlerde sadece DTC tarafında zaman gecikmesinin bulunmasının gerçekçi bir yaklaşım olmadığı anlamına gelmektedir. Bir diğer yaklaşım ise aynı zaman gecikmesi değerinin hem MGCC çıkışına hem de DTC kontrolör çıkışına eklenmesi durumudur. Bu durumda DTC kontrol çevrimi

tarafına eklenen zaman gecikmesinin MŞ sistemin kararlılığı üzerindeki etkisi ihmal edilebilecek kadar çok küçüktür ve iki tarafta da aynı zaman gecikmesi olması durumu zor bir ihtimaldir. Bir diğer senaryo, zaman gecikmesinin hem MGCC çıkışı hem de DTC kontrol çıkışına eklenmesi ve zaman gecikme değerlerinin birbirinden farklı olması durumudur. Bu durumda da DTC kontrol tarafına eklenen zaman gecikme değerlerinin, kararlı çalışma bölgeleri üzerinde ihmal edilebilecek kadar çok küçük etkilere sahip olmaktadır. Özetle, DTC kontrol tarafına herhangi bir zaman gecikmesi eklenmemiş ve buradaki zaman gecikme değerleri de MGCC çıkışında toplanmış zaman gecikme değerleri olarak düşünülmüştür. Sonuç olarak, bu tez çalışması kapsamında belirlenen senaryo, Şekil 2.5'te de verilen sadece MGCC çıkışında sabit haberleşme zaman gecikmesinin bulunması durumudur.

Haberleşme zaman gecikmeli DTC kontrolü içeren mikro şebeke sistemin Şekil 2.5'teki blok diyagramı kullanılarak kararlılık analizinde kullanılan karakteristik denklem yapısı daha önceki kısımda da belirtilen zaman gecikmeli sistemlerin karakteristik denklemi formatında Denklem (2.21) ile verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = P(s) + Q(s)e^{-s\tau} = 0 \quad (2.21)$$

Burada, DTC içeren mikro şebeke sistemin karakteristik denklemindeki $P(s)$ ve $Q(s)$ sistem parametreleri cinsinden reel katsayılı polinomlardır ve ilgili katsayıları Denklem (2.22) ve Denklem (2.23) ile aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} P(s) &= p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s \\ Q(s) &= q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0 \end{aligned} \quad (2.22)$$

Buradaki p_x ve q_x değerleri sistem parametreleri cinsinden aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned}
p_5 &= (K_{MT}MT_{ES}T_{FC} + K_{MT}K_{PL}MT_{ES}T_{FC}), \\
p_4 &= (T_{ES}T_{FC} + K_{MT}MT_{ES} + K_{MT}MT_{FC} + DK_{MT}T_{ES}T_{FC} + K_{MT}K_{PL}MT_{ES} + \\
&\quad K_{MT}K_{PL}MT_{FC} + DK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC} + K_{IL}K_{MT}MT_{ES}T_{FC} + K_{MT}K_{PD}T_{ES}T_{FC}\alpha_1), \\
p_3 &= (T_{ES} + T_{FC} + K_{MT}M + DK_{MT}T_{ES} + DK_{MT}T_{FC} + K_{MT}K_{PL}M + \\
&\quad K_{ES}K_{MT}T_{FC} - K_{FC}K_{MT}T_{ES} + DK_{MT}K_{PL}T_{ES} + DK_{MT}K_{PL}T_{FC} + \\
&\quad K_{IL}K_{MT}MT_{ES} + K_{IL}K_{MT}MT_{FC} + DK_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC} + K_{MT}K_{PD}T_{ES}T_{FC}\alpha_1 + \\
&\quad K_{MT}K_{PD}T_{ES}\alpha_1 + K_{MT}K_{PD}T_{FC}\alpha_1 + K_{ID}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_1), \\
p_2 &= (DK_{MT} + K_{ES}K_{MT} - K_{FC}K_{MT} + DK_{MT}K_{PL} + K_{IL}K_{MT}M + \\
&\quad DK_{IL}K_{MT}T_{ES} + DK_{IL}K_{MT}T_{FC} + K_{MT}K_{PD}\alpha_1 + K_{ID}K_{MT}T_{ES}\alpha_1 + \\
&\quad K_{ID}K_{MT}T_{FC}\alpha_1 + 1), \\
p_1 &= (DK_{IL}K_{MT} + K_{ID}K_{MT}\alpha_1),
\end{aligned} \tag{2.23}$$

$$\begin{aligned}
q_4 &= (K_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0), \\
q_3 &= (K_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{ES}\alpha_0 + K_{MT}K_{PC}K_{PL}T_{FC}\alpha_0 + K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 + \\
&\quad K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{ES}T_{FC}\alpha_0), \\
q_2 &= (K_{MT}K_{PC}K_{PL}\alpha_0 + K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{ES}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{ES}\alpha_0 + \\
&\quad K_{IC}K_{MT}K_{PL}T_{FC}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}K_{PC}T_{FC}\alpha_0 + K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_0), \\
q_1 &= (K_{IC}K_{MT}K_{PL}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}K_{PC}\alpha_0 + K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{ES}\alpha_0 + K_{IC}K_{IL}K_{MT}T_{FC}\alpha_0), \\
q_0 &= (K_{IC}K_{IL}K_{MT}\alpha_0).
\end{aligned}$$

Bir önceki kısımda bahsedilen EA içeren MŞ modelde bahsedildiği gibi burada da aynı şekilde ikincil kontrolün ileri yoluna eklenmiş faz-kazanç payı dikkate alınarak karakteristik denklem tekrar düzenlenmiştir. DTC içeren MŞ sistemin kazanç ve faz payı tabanlı karakteristik denklemi aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}
\Delta(s, \tau'_c) &= P'(s) + Q'(s)e^{-s\tau}e^{-j\phi} = 0 \\
&= P'(s) + Q'(s)e^{-s\tau'_c} = 0
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Buradaki $P'(s)$ ve $Q'(s)$ polinomları aşağıda Denklem (2.25)'te verildiği gibidir.

$$\begin{aligned}
P'(s) &= P(s) \\
Q'(s) &= AQ(s) = A(q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0)
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Kazanç ve faz payından dolayı değiştirilmiş karakteristik denklemdeki kazanç ve faz payının dikkate alındığı zaman gecikme değeri (τ'_c) ile τ orijinal sistemin kazanç ve faz

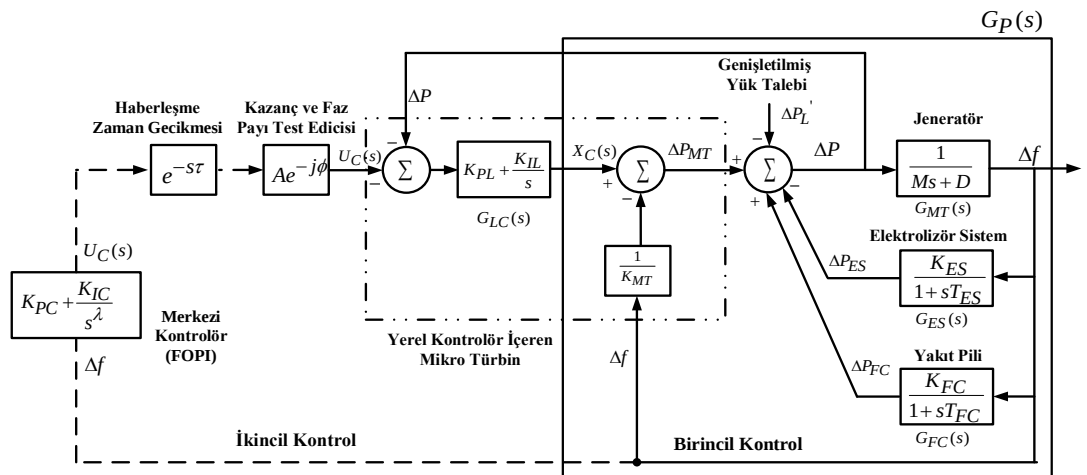
payı tabanlı zaman gecikmesi, daha önceki kısımda belirtildiği gibi burada da verilmiştir ve aşağıdaki gibidir:

$$\tau'_c = \tau + \frac{\phi}{\omega_c} \Rightarrow \tau = \tau'_c - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (2.26)$$

2.4 FOPI Denetleyici İçeren Zaman Gecikmeli Mikro Şebeke Sistem Modeli

Bu kısımda daha önce yapmış olduğumuz Gündüz vd., (2017) çalışmamızdaki MŞ modelde kullanılan PI denetleyici yerine FOPI denetleyici kullanarak haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemde denetleyici parametre genişliği açısından daha esnek değerler elde edilmesi amaçlanmıştır ve Şekil 2.6 da gösterilen MŞ sistemi üzerinde çalışma yapılmıştır.

Klasik tam katsayılı PI denetleyiciler kalıcı durum hatalarını ortadan kaldırmak ve sistem dinamiklerini iyileştirmek için MŞ'lerde sıklıkla merkezi denetleyici olarak kullanılmaktadır. Ancak tam katsayılı PI denetleyiciler kısmen sistem frekansını ve dinamik davranışını istenilen düzeyde iyileştirmede yetersiz kalabilmektedir. Mikro işlemci teknolojisi ve bilgisayarların gelişmesiyle kesir derecelerin cebirsel hesaplama zorlukları ortadan kalkmakta ve daha geniş bir skalada çalışılacak denetleyici parametre değerleri sunan kesir dereceli denetleyici kullanımı artmaktadır.



Şekil 2.6. FOPI denetleyicisi içeren zaman gecikmeli MŞ sistemin dinamik modeli

Daha önceki kısımlarda da bahsedildiği gibi SFES'in dinamik davranış ve kararlılık analizini araştırmak için, Şekil 2.6'da gösterildiği gibi zaman gecikmeli bir MŞ sistemin her bileşeni için doğrusal birinci derece transfer fonksiyonları kullanılmıştır. Bu modelde, ikincil kontroldeki kesik çizgi ile temsil edilen frekans sapması ($\Delta f(s)$) ve kontrol sinyalleri ($U_c(s)$) MŞ'nin siber sinyallerini göstermektedir. MT, FC, ES ve yükler, MŞ sistemin fiziksel bileşenlerini temsil etmektedir. Birincil kontrol tarafı, yerel bir denetleyici ve düşü karakteristlik kontrolünden oluşan MT modeli, ES ve FC'den oluşmaktadır. Düşü kontrol mekanizmasının işlevi, aktif ve reaktif güç talebini karşılamak için uygun bir ayar noktası yapmak ve böylece tüm DÜ'ler arasındaki koordinasyonu yönetmektir. Ayrıca, DÜ'ler arasında güç paylaşımını kontrol etmek için PI tabanlı bir yerel denetleyici kullanılır (Hatziaargyriou, 2014). Tez çalışmasının bu kısmında; kesir dereceli denetleyici yapısı, kalıcı durum hatasının azaltılması, santralin kazanç değişimlerinin gürbüzlüğü ve dış bozucu etkilere karşı kararlılık iyileştirmesi ile ilgili önemli avantajlara sahip olduğundan, MŞ'nin ikincil kontrol kademesinde FOPI tabanlı bir MGCC kullanılmıştır (Sondhi ve Hote, 2016):

$$G_{CC}(s, \lambda) = K_{PC} + \frac{K_{IC}}{s^\lambda} \quad (2.27)$$

Buradaki K_{PC} ve K_{IC} değerleri, merkezi FOPI denetleyicinin (MGCC) kazançlarıdır. Ayrıca, λ integral denetleyicinin kesirli derecesini temsil eder ve λ 'nın değeri (0, 2) aralığında seçilebilir (Sondhi ve Hote, 2016).

Şekil 2.6'daki modelde MŞ sistemindeki toplam elektrik gücü, güç tüketiminin ve üretimin cebirsel toplamıdır ve aşağıda verilmiştir (Lee ve Wang, 2008):

$$\Delta P = \Delta P_{FC} + \Delta P_{MT} - \Delta P_L' - \Delta P_{ES} \quad (2.28)$$

Buradaki ΔP_{MT} , ΔP_{FC} ve ΔP_{ES} sırasıyla MT, FC ve ES sistemlerinin çıkış gücündeki değişimi belirtmektedir. $\Delta P_L'$ rüzgâr enerjisi, PV üretimi ve konut yükünden oluşan genişletilmiş yük talebini temsil etmektedir. Bu fiziksel sinyal daha önceki EA içeren MŞ sistemde standart sapmaya bağlı olarak verildiği gibi burada da aynen kullanılmıştır.

Şekil 2.6'da MŞ modelde $G_P(s)$ şeklinde transfer fonksiyonu kullanılmasındaki amaç, parametreleri belli bir aralıkta değişen sistemlerde gürbüz kararlılık bölgeleri hesaplanırken Kharitonov teoreminin uygulanmasının iki şekilde yapılmasıdır. Bunlardan birisi transfer fonksiyonu üzerinden hesaplama yapılması, diğeri karakteristik denklem üzerinden hesaplama yapılmasıdır. Şekil 2.6'da MŞ modelindeki $G_P(s)$, parametreleri belli bir aralıkta değişen MŞ sisteminin transfer fonksiyonunu tanımlar ve aşağıda Denklem (2.29) ile verilmiştir:

$$G_P(s) = \frac{\Delta f(s)}{\Delta X_C(s)} = \frac{G_{MT}(s)}{\left(1 + \frac{G_{MT}(s)}{K_{MT}} + G_{ES}(s)G_{MT}(s) - G_{FC}(s)G_{MT}(s)\right)} \quad (2.29)$$

$$G_P(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}$$

Burada, $G_{MT}(s)$, $G_{FC}(s)$, $G_{ES}(s)$, $G_{LC}(s)$ Şekil 2.2'de görülen MT, FC, ES, yerel denetleyici biriminin basitleştirilmiş lineer transfer fonksiyonlarıdır ve sırasıyla Denklem (2.1), (2.2), (2.3), (2.4)'te EA içeren MŞ sistem modeli anlatılan kısımda verilmişti. Denklem (2.29)'da $\Delta X_C(s)$, yerel kontrolörün çıkış sinyalindeki değişimi veya $G_P(s)$ transfer fonksiyonunun giriş sinyalindeki değişimi temsil ederken; $\Delta f(s)$ sistem frekansındaki değişimi ifade etmektedir. Ayrıca, $N(s)$ ve $D(s)$ sırasıyla transfer fonksiyonu $G_P(s)$ 'in pay (b_r , $r = 0,1,2$) ve payda (a_h , $h = 0,1,2,3$) katsayılarını temsil etmektedir. MŞ sistemde $G_P(s)$ 'in pay (b_r , $r = 0,1,2$) ve payda (a_h , $h = 0,1,2,3$) katsayıları sistem parametreleri cinsinden Denklem (2.30)'da verilmiştir.

$$\begin{aligned} a_0 &= (D + K_{ES} - K_{FC} + 1/K_{MT}); \\ a_1 &= (T_{ES} + T_{FC})(D + 1/K_{MT}) + M + K_{ES}T_{FC} - K_{FC}T_{ES}; \\ a_2 &= MT_{ES} + MT_{FC} + T_{ES}T_{FC}(D + 1/K_{MT}); a_3 = MT_{ES}T_{FC}; \\ b_0 &= 1; b_1 = T_{ES} + T_{FC}; b_2 = T_{ES}T_{FC}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

MŞ kontrol sistemlerinde gerçekleşen veri ölçüm ve veri iletimi sırasında haberleşme zaman gecikmeleri ortaya çıkmaktadır. Bu zaman gecikmeleri nedeniyle, sistemin karakteristik denkleminde gecikme teriminin bulunması, kapalı çevrim dinamiklerini

olumsuz etkiler ve geçiş performansını düşürür. Bu problemlerle daha kolay başa çıkabilmek için daha özel denetleyici parametre tasarımı yapılmalı ve denetleyici parametre skalası daha geniş olmalıdır.

Haberleşme zaman gecikmeli mikro şebeke sistemin Şekil 2.6'daki blok diyagramı kullanılarak kararlılık analizinde kullanılan karakteristik denklem yapısı daha önceki kısımlarda da belirtilen zaman gecikmeli sistemlerin karakteristik denklemi formatında Denklem (2.31) ile verilmiştir. Önceki kısımlarda belirtilen GPM özelliklerini de içeren MŞ sistemin karakteristik denklemi aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned}\Delta(s, \lambda, \tau') &= P'(s, \lambda) + Q'(s, \lambda)e^{-(s\tau + j\phi)} = 0 \\ &= P'(s, \lambda) + Q'(s, \lambda)e^{-s\tau'_c} = 0\end{aligned}\quad (2.31)$$

Buradaki $P'(s, \lambda)$ ve $Q'(s, \lambda)$ karakteristik denklemin polinomlarıdır ve aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned}P'(s, \lambda) &= p_5s^{4+\lambda} + p_4s^{3+\lambda} + p_3s^{2+\lambda} + p_2s^{1+\lambda} + p_1s^\lambda \\ Q'(s, \lambda) &= q_4s^{3+\lambda} + q_3s^{2+\lambda} + q_2s^{1+\lambda} + q_1s^\lambda + q_0\end{aligned}\quad (2.32)$$

Buradaki p_x ve q_x değerleri Denklem (2.33) ve Denklem (2.34) ile verilen sistem parametreleri türünden $P'(s, \lambda)$ ve $Q'(s, \lambda)$ polinomlarının gerçek katsayılarıdır. Sistem parametrelerinin katsayıları şunlardır:

$$\begin{aligned}p_5 &= (MT_{ES}T_{FC} + K_{PL}MT_{ES}T_{FC}); \\ p_4 &= \left(\frac{MT_{ES} + MT_{FC} + T_{ES}T_{FC}(D + 1/K_{MT}) + DK_{PL}T_{ES}T_{FC}}{K_{IL}MT_{ES}T_{FC} + K_{PL}M(T_{ES} + T_{FC})} \right); \\ p_3 &= \left(\frac{(T_{ES} + T_{FC})(D + 1/K_{MT}) + M + K_{ES}T_{FC} - K_{FC}T_{ES} + DK_{IL}T_{ES}T_{FC} + DK_{PL}(T_{ES} + T_{FC}) + K_{IL}M(T_{ES} + T_{FC}) + K_{PL}M}{K_{IL}MT_{ES}T_{FC} + K_{PL}M(T_{ES} + T_{FC})} \right); \\ p_2 &= ((D + K_{ES} - K_{FC} + 1/K_{MT}) + DK_{IL}(T_{ES} + T_{FC}) + DK_{PL} + K_{IL}M); \\ p_1 &= (DK_{IL});\end{aligned}\quad (2.33)$$

$$\begin{aligned}
q_4 &= AK_{PC}K_{PL}T_{ES}T_{FC}; \\
q_3 &= AK_{PC}(K_{IL}T_{ES}T_{FC} + K_{PL}(T_{ES} + T_{FC})) + \\
&\quad AK_{IC}K_{PL}T_{ES}T_{FC}; \\
q_2 &= AK_{IC}(K_{IL}T_{ES}T_{FC} + K_{PL}(T_{ES} + T_{FC})) + \\
&\quad AK_{PC}(K_{IL}(T_{ES} + T_{FC}) + K_{PL}); \\
q_1 &= AK_{IC}(K_{IL}(T_{ES} + T_{FC}) + K_{PL}) + AK_{PC}K_{IL}; \\
q_0 &= AK_{IC}K_{IL};
\end{aligned} \tag{2.34}$$

Kazanç ve faz payının dikkate alındığı değiştirilmiş zaman gecikme değeri (τ'_c) ile orijinal sistemin kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikmesi daha önceki kısımlarda da belirtildiği gibi burada da aynı formda verilmiştir ve aşağıdaki gibidir:

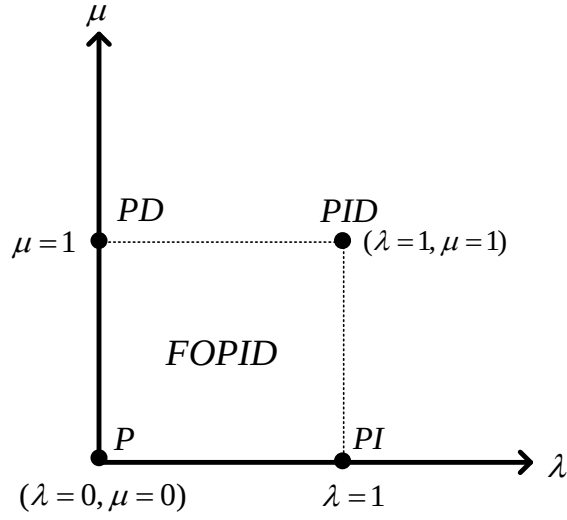
$$\tau'_c = \tau + \frac{\phi}{\omega_c} \Rightarrow \tau = \tau'_c - \frac{\phi}{\omega_c} \tag{2.35}$$

Pakzad ve Nekoui (2014) ile Sönmez ve Ayasun (2019) gibi bazı çalışmalarda kesir dereceli denetleyici (FOPI) içeren zaman gecikmeli sistemlerde zaman gecikmesi hesabı, karakteristik denklemdeki kesir derecesinin bir dönüşüm yoluyla tam sayıya çevrilip Rekasius yerine koyma yöntemiyle ya da üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle başarılı bir şekilde hesaplanmaktadır. Ancak bu tez çalışmasında Şekil 2.6'daki modelle verilen MŞ sistem için zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanmasına odaklanılmamıştır. Burada, değişen sistem parametrelerinin MŞ sistemin gürbüz kararlılığı üzerine etkisinin hesaplanması ve FOPI denetleyicinin kesir derecesinin bu gürbüz kararlılık üzerindeki etkisi araştırılmıştır.

Ek olarak, Şekil 2.6'da verilen FOPI denetleyicisi içeren zaman gecikmeli MŞ sistem için FOPI denetleyicinin transfer fonksiyonu Denklem (2.27)'de verilmişti. Burada ayrıca kesir dereceye sahip bir merkezi denetleyicinin (FOPID) transfer fonksiyonu Denklem (2.36) ile ve FOPID denetleyici düzlemi Şekil 2.7 ile aşağıda verilebilir.

$$G_{CC}(s, \lambda, \mu) = K_{PC} + \frac{K_{IC}}{s^\lambda} + K_{DC}s^\mu \tag{2.36}$$

Burada yer alan λ ve μ değerleri denetleyicinin kesir derecelidir.



Şekil 2.7. FOPID denetleyici düzlemi

Şekil 2.7’de verilen kesir dereceli PID denetleyici düzleminde PID denetleyici, λ ve μ ’nün değerlerine göre P ($\lambda = 0, \mu = 0$), PI ($\lambda = 1, \mu = 0$), PD ($\lambda = 0, \mu = 1$) ve PID ($\lambda = 1, \mu = 1$) denetleyici olarak kullanılmaktadır. Zaman gecikmeli sistemler için kesir dereceli denetleyicinin matematiksel temelinden ve özelliklerinden Astekin, (2022)’de bahsedilmektedir.

BÖLÜM III

ZAMAN GECİKMELİ MİKRO ŞEBEKELERDE KARARLILIK ANALİZİ VE KARARLILIK ANALİZİNDE KULLANILAN YÖNTEMLER

3.1 Giriş

Kararlılık, cisimlerin veya sistemlerin mevcut duruşlarını/yapılarını/çalışmalarını korumak istemesidir. Herhangi bir dışsal ya da içsel nedenden dolayı bozucu bir etkiyle; cisimler veya sistemler mevcut durumunu koruyabilir veya yeni bir duruşa/yapıya/çalışmaya evrilebilir. Mevcut durumlarını koruyan cisimler veya sistemler kararlıdır denilebilir. Bir sistem için kararlılık, bozucu bir etkiden dolayı sistemin durumunda meydana gelen geçici davranış sonrası tekrar eski konumuna veya denge durumuna geri dönmesidir. Güç sistemleri açısından kararlılık; üretim-tüketim dengesizliği ve bozucu etkiler sonrası sistemde istenilen gerilim ve frekans değerlerinin belirlenen toleranslarını aşmadan bu değerlerini korumasıdır. Ayrıca güç sistemlerinde kararlılık; rotor açısı kararlılığı (Küçük sinyal kararlılığı, geçici kararlılığı), frekans kararlılığı (Kısa dönem, uzun dönem) ve gerilim kararlılığı (Büyük bozucu etki, küçük bozucu etki) genel başlıklarıyla sınıflandırılabilir (Kundur, 1994). Ayrıca kararlılık genel olarak, kalıcı durum kararlılığı, geçici durum kararlılığı ve dinamik kararlılık olarak sınıflandırılabilir. Kalıcı durum kararlılığı; güç sistemlerinin küçük bir bozucu etkiye maruz kaldığında senkronize olmayı sürdürmesidir. Geçici kararlılık; büyük bir arızaya maruz kalındıktan sonra senkronizasyonun sürdürülüp sürdürülmeyeceğinin belirlenmesidir. Dinamik kararlılık; türbin, jeneratör ve gerilim regülatörlerinin aksiyonlarıyla ilgili durumları içermektedir (Saadat, 1999). Ek olarak, sistemlerde bozucu etki sonrası dinamik davranışlar, geçici durum davranışı ve kalıcı durum davranışı olarak sınıflandırılabilir.

Kararlılık konusu enterkonnekte şebekeler için olduğu gibi MŞ sistemler içinde önemli bir yere sahiptir. MŞ sistemin dinamikleri, MŞ sistemi kararlı bir yapıdan kararsız bir yapıya sokabilir. Bu durumu ortadan kaldırmak için YFK sistemleri verimli ve etkin bir şekilde kullanılmış ve kullanılmaktadır. Yük frekans kontrol sistemlerinin amacı, güç sistemlerinde herhangi bir üretim ve tüketim dengesizliği oluştuğunda frekanstaki geçici durum sapmalarının ve sürekli durum hatalarının azaltılması ve yok edilmesidir. MŞ

sistemlerde üretim-tüketim dengesizliği, içsel ya da dışsal herhangi bir bozucu etkide frekans kontrolü kritik öneme sahiptir. Ayrıca, son teknolojik gelişmelerle birlikte enterkonnekte şebekelerin veya MŞ'lerin haberleşme teknolojilerine ve kompleks siber fiziksel sistemlere sahip olması, onların siber saldırılara karşı daha kırılgan bir yapıya dönüşmesine neden olmaktadır. Bu tarz saldırılara karşı da frekans kontrolü kritik öneme sahiptir ve daha sağlam bir frekans kontrolü gerçekleştirilmelidir. Frekans kontrolünün yapılabilmesi için denetleyiciler ve çeşitli açık haberleşme ağlarına ihtiyaç duyulur. MŞ sistemlerde haberleşme ağı, dağıtık üretim birimlerini birbirine bağlayan bu birimlerin ve denetleyicilerin iş birliği içinde çalışmasını sağlayan önemli bir unsurdur. Bu haberleşme ağları kablolu veya kablosuz olarak farklı şekillerde tesis edilebilirler (Mariam vd., 2016). Haberleşme ağlarının avantaj veya dezavantajları farklı çalışmalarda değerlendirilmiştir (Gungor vd., 2011; Gungor vd., 2012). Haberleşme ağlarının varlığı ve çeşidine göre değişen haberleşme zaman gecikmeleri kaçınılmazdır. Haberleşme zaman gecikmeleri, güç sistemlerinde her bir birimde meydana gelebilecek gerilim, frekans, güç vb. elektriksel büyüklüklerin fazör ölçüm birimleri tarafından ölçülmesi, denetleyicilere ölçülen değerlerin iletilmesi ve denetleyiciler tarafından birimlere kontrol sinyallerinin gönderilmesi gibi durumlarda ortaya çıkmaktadır. Haberleşme zaman gecikmesi değerleri, kullanılan haberleşme ağı ve alt yapısına, fazör ölçüm birimleri ve sayısına, kullanılan denetleyici türü ve işlemci hızına bağlı olarak değişebilir. Bu haberleşme zaman gecikme değerlerinin bilinmesi sistemin kararlılık ve senkronizasyon performansı açısından önemlidir. Bu zaman gecikmeleri, güç sistemlerinde genelde sabit haberleşme zaman gecikmesi veya zamanla değişen haberleşme zaman gecikmeleri olarak sınıflandırılmaktadır. Diğer bir husus zaman gecikmelerinin temsil edilme durumlarıdır ve güç sistemlerindeki zaman gecikmeleri sadece bir noktada toplanmış olarak düşünülür veya zaman gecikmeleri sistemdeki ilgili yerlerde ayrı ayrı temsil edilir ve bunlar orantılı ya da orantısız zaman gecikmeleri olarak sınıflandırılır.

Özetle, MŞ sistemde değişen çalışma koşullar nedeniyle yaşanabilecek belirsizlikler, doğrusal olmayan durumlar, haberleşme ağındaki arızalar, siber saldırılar veya zaman gecikmeleri, güç sistemlerinin kararlılığını ve dinamiğini olumsuz etkileyebilir. Bu olumsuz etkilerden kaçınmak için kararlılık analizlerinin yapılması ve sistem güvenliğinin tesis edilmesi önemli bir husustur.

3.2 Zaman gecikmeli MŞ sistemlerde kararlılık analizi

Tez çalışmasının bu bölümünde, EA veya DTC içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ'lerde kararlılık analizi yapılarak bu sistemlerin verilen parametre değerleri için Bölüm 1'de kısaca bahsedilen zaman gecikmesi hesaplama yöntemlerinden frekans düzlemi yöntemleri olan Rekasius yerine koyma ve üstel terimin yok edilmesi yöntemleri uygulanarak zaman gecikme değerleri hesaplanacaktır.

Zaman gecikmesi içeren dinamik sistemlerin kararlılığı, aşağıda Denklem (3.1) ile verilen karakteristik denklemin köklerinin durumlarına göre değerlendirilir.

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-k\tau s} = \det \left[sI - A_0 - \sum_{k=0}^n A_k e^{-\tau_k s} \right] = 0, \quad k = 0, 1, \dots, n \quad (3.1)$$

Sistemin bir veya birden fazla ve orantılı sabit haberleşme zaman gecikmesi içermesi durumunda $k = 0, 1, \dots, n$ için denklem aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-k\tau s} = a_0(s) + a_1(s)e^{-\tau s} + a_2(s)e^{-2\tau s} + \dots + a_n(s)e^{-n\tau s} = 0 \quad (3.2)$$

Denklem (3.1) ve Denklem (3.2)'deki karakteristik denklemler s 'e ve zaman gecikmesi τ 'ya bağlıdır ve bu denklemlerin köklerinin kümesi aşağıda Denklem (3.3) ile verilmiştir.

$$s^\tau = [s_1^\tau, s_2^\tau, s_3^\tau, \dots, s_{n-1}^\tau, s_n^\tau] \quad (3.3)$$

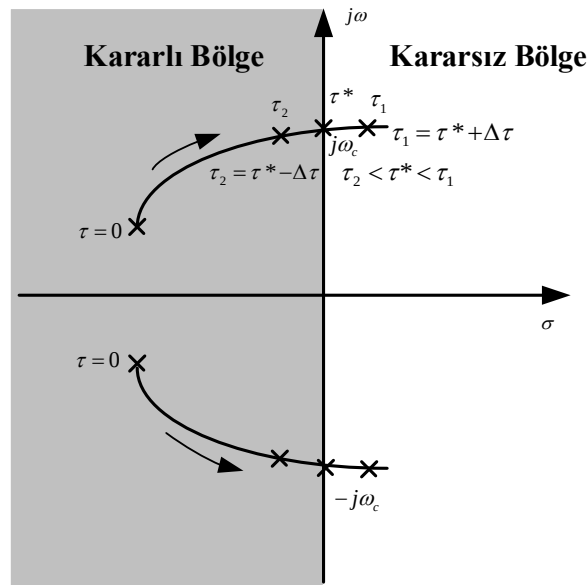
Asimptotik kararlılık için aşağıdaki şartlar yerine gelmelidir (Sönmez, 2017).

$$\forall s_k^\tau \in s^\tau \text{ veya } \forall s_k^\tau \in C^- \text{ için } \text{maks}(\text{reel}(s_k^\tau)) < 0 \quad (3.4)$$

Denklem (3.2)'nin köklerinin tamamı, kompleks düzlemde sol yarı (C^- : kararlı bölge) bölgede ($\forall s_k^\tau \in C^-$) olduğunda zaman gecikmeli sistem kararlıdır. Köklerden en az bir

tanesi bile kompleks düzlemde sağ yarı (C^+ : kararsız bölge) bölgede ($\forall s_k^r \in C^+$) bulunursa sistem kararsız olur. Köklerin tamamı kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde ancak bazı kökler kompleks düzlemin sanal eksen (C^0 :sanal eksen) üzerinde (kökün $s = \pm j\omega_c$ olması durumu) bulunabilir (Fazelinia vd., 2007). Bu durumda sistem sınırda kararlıdır.

Zaman gecikmeli sistemlerin kapalı çevrim transfer fonksiyonun kutuplarının konumunun tespit edilmesiyle sistemin kararlılığı hakkında bilgi sahibi olunabilir. Ayrıca bir sistemin kararlı olup olmadığı karakteristik denklem köklerinin reel kısmının negatif veya pozitif olma durumuna göre belirlenir. Diğer bir ifadeyle karakteristik denklemin köklerinin tamamının kompleks düzlemin negatif yarı bölgesinde olup olmama durumuna göre belirlenir. Kararlılık için gerekli ve yeterli şart kapalı çevrim transfer fonksiyonun tamamının negatif reel kısımlara sahip olması veya köklerinin tamamının kompleks düzlemin sol yarı (negatif) bölgesinde olması istenir. Bundan dolayı, EA veya DTC içeren MŞ sistemlerde kararlılık analizi yapmak için ilk olarak karakteristik denklemleri kullanılacaktır. Denklem (2.14) ve Denklem (2.21) ile verilen karakteristik denklemler, zaman gecikmesinin temsil edildiği $e^{-s\tau}$ terimini içermektedir. Buradaki τ değeri



Şekil 3.1. Zaman gecikmesinin değişimine göre karakteristik denklem köklerinin hareketi

toplam zaman gecikmesini temsil etmektedir. Üstel terimden dolayı karakteristik denklemin sonsuz adet kökü bulunmaktadır. Bu köklerin tamamının bilinmesi analitik açıdan zor bir durumdur. Ancak kararlılık analizi açısından köklerin tamamının bilinmesine gerek yoktur. Zaman gecikmesinin değişimine göre köklerden hangisinin kompleks düzlemde sol yarı bölgeden sağ yarı bölgeye geçeceğinin belirlenmesi yeterli olacaktır.

Şekil 3.1’de $\tau = 0$ için kompleks düzlemde sol yarı bölgede (kararlı bölgede) bulunan bir çift kompleks kök görülmektedir. Bu köklerin zaman gecikmeli ve herhangi bir τ_2 değerinde kararlı ($\tau \leq \tau^*$) bir sistemin kökleri olduğunu varsayalım. Bu sistemde yaşanan zaman gecikmesi değeri arttıkça bu kompleks eşlenik kökler ($s_{1,2} = -\sigma_{1,2} \pm j\omega_{1,2}$) sol yarı bölgeden sağ yarı bölgeye doğru harekete başlar. Artan zaman gecikmesi, $\tau = \tau^*$ değerine geldiğinde kökler, kompleks düzlemde sanal eksen $s_{1,2} = \pm j\omega_c$ değerinde keser. Köklerin bu sanal eksen kestiği andaki zaman gecikmesi değeri sistemin sınırda kararlı olacağı zaman gecikmesi değeridir ve bu zaman gecikmesi değeri sistemin kararlı olabileceği maksimum zaman gecikmesi (τ^*) değeri olarak isimlendirilir. Diğer bir ifadeyle zaman gecikmeli ve kararlı bir sistemde kararlılığın sürmesi için müsaade edilen zaman gecikmesi marjıdır. Bu noktadan sonra artan zaman gecikme değeri ($\tau > \tau^*$) kökleri sağ yarı bölgeye (kararsız bölge) taşır ve sistem herhangi bir τ_1 değerinde kararsız olur.

Zaman gecikmeli diğer sistemlerde olduğu gibi MŞ sistemlerde de kararlılık iki grup halinde sınıflandırılabilir. Bunlardan birisi zaman gecikmesine bağlı olan kararlılık; bir diğeri zaman gecikmesinden bağımsız olan kararlılık.

Zaman gecikmesine bağlı olan kararlılık; burada zaman gecikme değerinin $0 \leq \tau < \tau^*$ olması durumunda sistem zaman gecikmesine bağlı olarak kararlıdır. Karakteristik denklem pozitif reel köke sahip olabilir. Burada $\tau = 0$ iken sistem kararlıdır ve zaman gecikme değeri artarsa kompleks kökler sanal eksene doğru hareket eder ve $\tau = \tau^*$ değerinde sistem sınırda kararlı olur. Maksimum zaman gecikmesi (τ^*) değeri aşıldığında ($\tau^* < \tau$) sistem kararsız olmaktadır.

Zaman gecikmesinden bağımsız olan kararlılık; burada zaman gecikme değerinin $0 \leq \tau < \infty$ olması durumunda sistemin karakteristik denklemi, herhangi bir reel pozitif köke sahip değildir ve sistem sürekli kararlıdır.

Zaman gecikmeli MŞ sistemlerde üretim-tüketim dengesi, hava koşulları sebebiyle sürekli değişkenlik göstermektedir. MŞ sistem, sınırdaki kararlı (τ^*) zaman gecikme değerine sahip olarak çalışırsa sistem hem sürekli salınma maruz kalacak hem de en küçük bozucu etkiye kararsız olacaktır. Bundan dolayı sistemin τ^* zaman gecikmesi değerinde çalışması pratikte istenilmeyen bir durumdur. Böyle olumsuz durumlar için tasarlanan ve sanal bir düzenleyici olarak düşünülen faz- kazanç payı sisteme eklenerek sistem bozucu etkilerin olumsuzluklarından etkilenmemiş olacaktır (Tan, 2009; Sönmez, 2017; Gündüz vd., 2017; Gündüz, 2017; Katipoğlu, 2021; Khalil ve Laila, 2022).

3.3 Üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle zaman gecikmesi hesabı

EA veya DTC içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemin kararlı bir çalışma sürdürebilmesi için zaman gecikmesi değerinin bilinmesi gerekir. Bunun için herhangi bir yaklaşıklık yapmayan, analitik işlemlerle zaman gecikme değerlerini tam olarak hesaplayan bir yöntem önerilmektedir. EA veya DTC içeren MŞ sistemlerin karakteristik denkleminde zaman gecikmesinin temsil edildiği $e^{-s\tau}$ üstel ifadesi bulunmakta ve bu ifadeden dolayı karakteristik denklemler sonsuz adet kök bulundurmaktadır. Bu sonsuz köklerin analitik olarak çözümü olanaksızdır. Bu yöntem, EA veya DTC içeren MŞ sistemlerin karakteristik denkleminde zaman gecikmesinin temsil edildiği $e^{-s\tau}$ üstel ifadesini yok ederek ω_c 'ye bağlı sade bir polinoma dönüştürmektedir. Üstel terimin yok edildiği bu polinomun köklerinin bulunması daha kolay bir şekilde yapılabilmektedir. Bulunan kökler, orijinal karakteristik denklem kökleriyle aynıdır ve bu köklere karşılık gelen maksimum zaman gecikmesi değeri analitik olarak rahatlıkla hesaplanabilmektedir.

Zaman gecikmeli sistemlerde n adet orantılı zaman gecikmesi bulunması durumunda karakteristik denkleminin genel ifadesi Denklem (3.1) ile verilmişti. Bu denklem, kazanç ve faz payı ilavesiyle tekrar düzenlenmiş ve Denklem (3.5) ve Denklem (3.6) ile aşağıda verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(s) e^{-k\tau s} A^k e^{-kj\phi} = 0 \quad (3.5)$$

$$\Delta(s, \tau'_c) = \sum_{k=0}^n a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = 0 \quad (3.6)$$

Denklem (3.6)'daki, $a'_k(s)$ ifadesi $a_k(s)A^k$ ifadesine eşitken, $e^{-k\tau'_c s}$ ifadesindeki τ'_c ifadesi $\tau + \frac{j\phi}{s}$ 'e eşittir. Kompleks sayılar eşleniklere ($s = j\omega_c$, $-s = j\omega_c$) sahip oldukları için karakteristik denklemin kompleks eşlenik kökleri varsa denklemin çözümünde eşlenik köklerin hepsi denklemi sağlamak zorundadırlar. Bundan dolayı $s = j\omega_c$ Denklem (3.6)'nın bir kökü ise $-s = j\omega_c$ 'de bu denklemin bir köküdür ve Denklem (3.7) ile karakteristik denklem $-s = j\omega_c$ için yeniden verilmiştir.

$$\Delta(-s, \tau'_c) = \sum_{k=0}^n a'_k(-s) e^{k\tau'_c s} = 0 \quad (3.7)$$

EA veya DTC içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemlerde haberleşme zaman gecikmesi, denetleyici çıkışında bir yerde toplanmış şekilde bir adet zaman gecikmesi ($n=1$) şeklinde temsil edilmiştir. Bundan dolayı Denklem (3.6) ve Denklem (3.7)'yi aşağıda tekrar düzenleyerek tek haberleşme zaman gecikmesi içeren ($n=1$) sistemlerin karakteristik denklemlerinin genel yazılışlarını Denklem (3.8) ve Denklem (3.9) ile ifade edebiliriz.

$$\Delta(s, \tau'_c) = \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0 \quad (3.8)$$

$$\Delta(-s, \tau'_c) = \sum_{k=0}^1 a'_k(-s) e^{k\tau'_c s} = (a'_0(-s) + a'_1(-s) e^{\tau'_c s}) = 0 \quad (3.9)$$

Üstel terimin yok edilmesi için Denklem (3.8) veya Denklem (3.9)'daki üstel terimler çekilerek Denklem (3.10) ve Denklem (3.11)'deki gibi elde edilebilirler.

$$\Delta(s, \tau'_c) = (a'_0(s) + a'_1(s)e^{-\tau'_c s}) = 0$$

$$e^{-\tau'_c s} = \frac{-a'_0(s)}{a'_1(s)} \Rightarrow e^{\tau'_c s} = \frac{-a'_1(s)}{a'_0(s)} \quad (3.10)$$

$$\Delta(-s, \tau'_c) = (a'_0(-s) + a'_1(-s)e^{\tau'_c s}) = 0$$

$$e^{\tau'_c s} = \frac{-a'_0(-s)}{a'_1(-s)} \Rightarrow e^{-\tau'_c s} = \frac{-a'_1(-s)}{a'_0(-s)} \quad (3.11)$$

Denklem (3.10)'daki üstel terim ifadesi Denklem (3.11)'de yerine yazılarak veya Denklem (3.11)'deki üstel terim ifadesi Denklem (3.10)'da yerine yazılarak üstel terim ifadesi yok edilir ve üstel terim içermeyen ve sadece s 'e bağlı olan Denklem (3.12) veya Denklem (3.13)'teki yeni karakteristik denklem elde edilmiş olur. Dikkat edilecek olursa bu denklemler birbirinin aynısıdır.

$$\Delta(s) = (a'_0(s) + a'_1(s) \frac{-a'_1(-s)}{a'_0(-s)}) = 0$$

$$= a'_0(s)a'_0(-s) - a'_1(s)a'_1(-s) = 0 \quad (3.12)$$

$$\Delta(-s) = (a'_0(-s) + a'_1(-s) \frac{-a'_1(s)}{a'_0(s)}) = 0$$

$$= a'_0(-s)a'_0(s) - a'_1(-s)a'_1(s) = 0 \quad (3.13)$$

Kararlılık analizinde de bahsedildiği üzere karakteristik denklemin tüm köklerinin belirlenmesi yerine zaman gecikmesinin değişimine bağlı olarak köklerin hangilerinin sanal eksen kestiğini ya da köklerin hangisinin sanal eksen üzerinde olduğunun bulunması için $s = j\omega_c$ yerine yazılır ve sadece ω_c 'ye bağlı yeni karakteristik denklem elde edilir.

$$\Delta(j\omega_c) = \Delta(-j\omega_c) = W(\omega_c^2) = a'_0(j\omega_c)a'_0(-j\omega_c) - a'_1(j\omega_c)a'_1(-j\omega_c) = 0 \quad (3.14)$$

Denklem (3.14)'ün kökleri rahatlıkla hesaplanır ve zaman gecikmesinin belirlenmesinde pozitif reel kökler ($\omega_c > 0$) kullanılabilir. Buradaki kökler Denklem (3.6) veya Denklem

(3.7)'nin kökleriyle aynı köklerdir. Denklem (3.14)'ün kökleriyle ilgili aşağıdaki ihtimaller olabilir.

- 1) Bu polinom, hiçbir reel köke sahip değildir. Bu durumda, sanal eksen üzerinde herhangi bir kök yoktur ve dolayısıyla sistem zaman gecikmesinden bağımsız kararlıdır.
- 2) Bu polinom, en az bir tane pozitif reel köke sahiptir. Bu durumda, sanal eksen üzerinde kompleks eşlenik kök ya da kökler ($s = \pm j\omega_c$) bulunmakta ve dolayısıyla sistem zaman gecikmesine bağlı olarak kararlı olmaktadır. Burada kompleks eşlenik köklerin değerleri kullanılarak sistemin sınırdaki kararlı olabileceği maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanabilir. Sistemde var olan zaman gecikme değeri hesaplanan maksimum zaman gecikme değerine eşit veya bu değerden küçük olması durumunda ($\tau \leq \tau^*$) sistem sınırdaki kararlı veya kararlı olmakta hesaplanan değerden büyük olması durumunda ($\tau > \tau^*$) sistem kararsız olmaktadır.

Denklem (3.14)'ün kökleri bulunduktan sonra, sınırdaki kararlılık zaman gecikmesi marjının hesabını yapmak için Denklem (3.10) veya Denklem (3.11)'de $s = j\omega_c$ için düzenlersek (Burada işlemlere Denklem (3.10) üzerinden devam edilmiştir.) Denklem (3.15) yazılabilir. Buradaki $e^{-j\omega_c\tau'_c}$ üstel ifadesinin Euler açılımını ($e^{jx} = \cos(x) + j\sin(x)$) yaparsak Denklem (3.16) yazılabilir. Trigonometrik düzenlemeler (Denklem (3.17)) ile maksimum zaman gecikmesi marjının hesabı Denklem (3.18)'de verilmiştir (Walton ve Marshall, 1987; Sönmez, 2017; Gündüz, 2017; Katipoğlu, 2021).

$$\Delta(j\omega_c, \tau'_c) = (a'_0(j\omega_c) + a'_1(j\omega_c)e^{-j\omega_c\tau'_c}) = 0 \Rightarrow e^{-j\omega_c\tau'_c} = \frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \quad (3.15)$$

$$e^{-j\omega_c\tau'_c} = \cos(\omega_c\tau'_c) - j\sin(\omega_c\tau'_c) = \operatorname{Re}\left[\frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)}\right] + j\operatorname{Im}\left[\frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)}\right] \quad (3.16)$$

Burada belirtilen $\operatorname{Re}(\bullet)$, kompleks ifadenin reel kısmı ifade ederken; $\operatorname{Im}(\bullet)$, kompleks ifadenin sanal kısmı ifade etmektedir.

$$\left. \begin{aligned} \cos(\omega_c \tau'_c) &= \operatorname{Re} \left[\frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right] \\ \sin(\omega_c \tau'_c) &= \operatorname{Im} \left[\frac{a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right] \end{aligned} \right\} \quad \tan(\omega_c \tau'_c) = \frac{\sin(\omega_c \tau'_c)}{\cos(\omega_c \tau'_c)} = \frac{\operatorname{Im} \left[\frac{a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]}{\operatorname{Re} \left[\frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]} \quad (3.17)$$

Burada, trigonometriden faydalanılarak kompleks ifadenin reel (kosinüs) ve sanal (sinüs) kısımlarından trigonometrik başka bir ifade (tanjant) elde edilmiştir. Elde edilen tanjant ifadesinin tersi alınarak zaman gecikmesi kolayca elde edilebilir.

$$\tan(\omega_c \tau'_c) = \frac{\operatorname{Im} \left[\frac{a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]}{\operatorname{Re} \left[\frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]} \Rightarrow \tau'_c = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im} \left[\frac{a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]}{\operatorname{Re} \left[\frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]} \right) + \frac{2k\pi}{\omega_c}; \quad (3.18)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, \infty$$

Buradaki τ'_c değeri, kazanç ve faz payının dahil edildiği değiştirilmiş zaman gecikme değeridir. τ'_c ile orijinal sistemin kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikme değeri τ (τ_{GPM}^*) arasındaki bağıntı Denklem (3.19) ile verilebilir.

$$\tau'_c = \tau + \frac{\phi}{\omega_c} \Rightarrow \tau = \tau_{GPM}^* = \tau'_c - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (3.19)$$

Denklem (3.14)'ün reel pozitif kökleri birden fazla (n adet) olabilir ve ω_{ck} , sanal eksen kesen frekanslardaki köklerin kümesini temsil etmektedir. Bu köklerin kümesi Denklem (3.20) ile verilmiştir.

$$\{\omega_{ck}\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cn}\}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.20)$$

Buradaki sanal eksen kesen frekanslardaki köklere karşılık gelen zaman gecikme değerlerinin gösterildiği küme Denklem (3.21) ile verilmiştir.

$$\{\tau'_{ck}\} = \{\tau'_{ck1}, \tau'_{ck2}, \dots, \tau'_{ck,\infty}\}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.21)$$

Buradaki τ'_{ck} değerleri Denklem (3.20)'deki köklere karşılık gelen gecikme değerleridir.

Bu değerler periyodik ($\tau'_{ck2} - \tau'_{ck1} = \frac{2\pi}{\omega_c}$) olarak kendisini tekrar eden gecikme paylarının

kümesidir. Bu τ'_{ck} değerlerinden en küçük (minimum) olanı GPM içeren zaman gecikmeli MŞ sistemin gecikme payı olacaktır. Bu minimum gecikme payı değeri aşağıda Denklem (3.22) ile gösterilebilir.

$$\tau'_c = \min(\tau'_{ck}) \quad (3.22)$$

MŞ sistemin sanal eksen üzerindeki köklerinin zaman gecikme değeri τ'_c 'nin değişimine göre nasıl değiştiğini görmek için kök eğiliminin belirlenmesi faydalı olacaktır. RT , Denklem (3.10) veya Denklem (3.11)'in köklerinin geçiş yönünün, τ'_c 'nin değişimine göre nasıl değiştiğini tespit eder ve RT 'nin nasıl belirlendiği Denklem (3.23) ve Denklem (3.24) ile verilmiştir (Olgac ve Sipahi, 2002; Sönmez, 2017; Walton ve Marshall, 1987;)

$$\operatorname{Re} \left[\frac{ds}{d\tau} \right]_{s=j\omega_c} \neq 0 \quad (3.23)$$

Burada, kompleks bir değişkenin reel kısmı $\operatorname{Re}(\bullet)$ ile ifade edilmektedir.

$$RT|_{s=j\omega_c} = \operatorname{sgn} \left\{ \operatorname{Re} \left[\frac{ds}{d\tau} \right]_{s=j\omega_c} \right\} = \operatorname{sgn} \left[W'(\omega_c^2) \right] \quad (3.24)$$

Burada, $[W'(\omega_c^2)]$ ifadesi Denklem (3.14) ile verilen yeni polinomun ω_c^2 'ye göre türev alınması gerektiğini ifade etmektedir. Denklem (3.24)'te yazılan ifade, $s = j\omega_c$ 'de $\tau'_1 = \tau'_c - \Delta\tau'$ 'dan $\tau'_2 = \tau'_c + \Delta\tau'$ 'ya $0 < \Delta\tau' < 1$ kadar τ'_c 'nün değişimine bağlı olarak köklerin hareket yönünü belirlemek için kullanılmaktadır. Diğer bir ifadeyle, zaman gecikmesi τ'_c 'nün değişimiyle Denklem (3.24)'ün sonucu RT 'nin değerinin $RT = +1$ veya $RT = -1$ olma durumlarına göre $s = \pm j\omega_c$ köklerinin hareket yönünün tespiti yapılabilir. $RT = +1$ ise zaman gecikmesinin değişimine göre sanal kökler sol yarı

düzlemde sağ yarı düzleme hareket ediyor ya da $RT = -1$ ise zaman gecikmesinin değişimine göre sanal kökler sağ yarı düzlemde sol yarı düzleme doğru hareket ediyor anlamına gelmektedir. $RT = 0$ ise teğet veya eğilme noktaları için Denklem (3.24)'ün daha yüksek dereceli türevlerine (2. derece veya 3. derece türev) bakılarak değerlendirilir (Sipahi ve Olgac, 2003). Bu türevler Denklem (3.25) ile verilmiştir.

$${}^2RT\Big|_{s=j\omega_c} = \operatorname{sgn}\left\{\operatorname{Re}\left[\frac{d^2s}{d\tau^2}\right]_{s=j\omega_c}\right\}, \quad {}^3RT\Big|_{s=j\omega_c} = \operatorname{sgn}\left\{\operatorname{Re}\left[\frac{d^3s}{d\tau^3}\right]_{s=j\omega_c}\right\} \quad (3.25)$$

Yüksek dereceli türev sonucuna göre oluşan $RT = -1$ veya $RT = +1$ durumları benzer şekilde değerlendirilir.

3.4 Rekasius yerine koyma yöntemiyle zaman gecikmesi hesabı

Bu kısımda, EA veya DTC içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemin kararlı bir çalışma sürdürebilmesi için zaman gecikmesi değerlerinin hesaplandığı diğer bir yöntem olan Rekasius yerine koyma yönteminden bahsedilmiştir. Üstel terimin yok edilmesi yöntemindeki gibi bu yöntemde de herhangi bir yaklaşıklık yapılmadan zaman gecikme değerlerinin analitik olarak hesaplanması yapılmaktadır.

EA veya DTC içeren MŞ sistem modellerinden ve karakteristik denklemlerinden Bölüm 2'de bahsedilmiştir. Bu sistemlerin karakteristik denklemlerinde bulunan, kazanç ve faz payını da içeren $e^{-s\tau_c}$ teriminden dolayı karakteristik denklemin köklerinin bulunması ve analiz edilmesi içinden çıkılması zor bir duruma dönüşmektedir. Bu üstel terim ifadesini ortadan kaldırmak için kolaylık sağlayan bir diğer yöntem, Rekasius yerine koyma yöntemidir (Gündüz, 2017; Katipoğlu, 2021; Olgac ve Sipahi, 2002; Rekasius, 1980; Sönmez, 2017). Bu yöntemde, Rekasius tarafından önerilen bir dönüşüm ile üstel terim ortadan kaldırılmakta; karakteristik denklemin derecesi sadece bir arttırılmakta ve karakteristik denklem üstel terim bulunmayan sade yeni bir polinoma dönüşmektedir. Bu sade yeni karakteristik denklemde sanal kökler yerine reel kökler hesaplanarak kararlılık analizi yapılmaktadır. Sayısal analiz yönünden incelenirse reel kökler, sanal köklerden daha kolay hesaplanabilmektedir. Ayrıca kontrol sistemlerinde kararlılık çalışmalarında

yaygın bir şekilde kullanılan Routh- Hurwitz yöntemi, Rekasius yerine koyma yönteminde kolaylıkla kullanılmaktadır. Bu yöntemle ilgili prosedür aşağıda sırayla açıklanmaktadır.

Rekasius tarafından önerilen, üstel terim yerine kullanılacak dönüşüm aşağıda verilmiştir (Rekasius, 1980; Sipahi ve Olgac, 2005).

$$e^{-sr} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \tau \in \mathfrak{R}^+, \quad T \in \mathfrak{R} \quad (3.26)$$

Denklem (3.8)'de $e^{-\tau_c s}$ yerine $s = j\omega_c$ için Denklem (3.26)'daki dönüşüm ifadesi yazılırsa EA veya DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklemi aşağıda Denklem (3.27)'deki gibi yazılabilir.

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^{p=1} a'_k(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right)^k = \left[a'_0(s) + a'_1(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right) \right] = 0 \quad (3.27)$$

Burada, karakteristik denklem $T \in \mathfrak{R}$ olmak üzere T 'ye bağlı sade yeni bir polinoma dönüşmüştür ve üstel terim bulunmamaktadır. Bu yeni polinom kullanılarak kararlılık analizi daha basit bir şekilde yapılabilir. Zaman gecikmesi hesabı için T değerlerinin belirlenmesi ve bu değerlere karşılık gelecek ω_c değerlerinin belirlenmesi Denklem (3.44)'den de görüleceği üzere yeterli olacaktır. Gerekli düzenlemeler yapılırsa yeni polinoma ait denklem aşağıda Denklem (3.28)'deki gibi yazılabilir (Sönmez, 2017).

$$\begin{aligned} \Delta(s, T) &= [a'_0(s)(1+Ts) + a'_1(s)(1-Ts)] = 0 \\ &= a'_0(s) + a'_1(s) + (a'_0(s) - a'_1(s))Ts = 0 \\ &= \sum_{k=0}^{n+p} b_k(T)s^k = 0 \end{aligned} \quad (3.28)$$

Buradaki n , $a'_0(s)$ polinomunun en yüksek derecesidir ve EA içeren MŞ sistem için bu değer $n=6$; DTC içeren MŞ sistem için bu değer $n=5$ 'dir. p , orantılı zaman gecikme sayısıdır ve hem EA içeren hem de DTC içeren MŞ sistem için $p=1$ 'dir Aşağıda sırasıyla

Denklem (3.29) ve Denklem (3.30) ile EA veya DTC içeren MŞ sistem için üstel terim içermeyen yeni sade ve T 'ye bağlı polinomlar verilmiştir.

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^{6+1} b_k(T)s^k = b_7s^7 + b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0 = 0 \quad (3.29)$$

$$\Delta(s, T) = \sum_{k=0}^{5+1} b_k(T)s^k = b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0 = 0 \quad (3.30)$$

Denklem (3.8)'de ifade edilen $\Delta(s, \tau) = 0$ karakteristik denklemi ve Denklem (3.28)'de ifade edilen $\Delta(s, T) = 0$ karakteristik denkleminin sanal eksen üzerindeki kökleri aynı olmakta, dolayısıyla Rekasius dönüşümü bu kökleri etkilememektedir. $\Delta(s, T) = 0$ karakteristik denkleminin çözümü için $s = j\omega_c$ 'deki tüm T değerlerinin belirlenmesi için Routh-Hurwitz yöntemi rahatlıkla kullanılabilir.

$$RA(T) = \begin{array}{cccc} s^k & b_k(T) & b_{k-2}(T) & \dots \\ s^{k-1} & b_{k-1}(T) & b_{k-3}(T) & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s^2 & R_{21}(T) & R_{22}(T) & \\ s^1 & R_{11}(T) & & \\ s^0 & R_{01}(T) & & \end{array} \quad (3.31)$$

Routh-Hurwitz tablosunun ilk iki satırındaki elemanlar, karakteristik denklemde s 'in tek ve çift dereceleri ayrıştırılarak oluşturulur. Eğer k çift ise, ilk satırın sütunlarına sırayla $b_k(T)$, $b_{k-2}(T)$, $b_{k-4}(T)$, ..., b_0 çift katsayılı terimler olmak üzere yerleştirilir, ikinci satırın sütunlarına sırayla, $b_{k-1}(T)$, $b_{k-3}(T)$, $b_{k-5}(T)$, ..., $b_1(T)$ tek katsayılı terimler yazılır, tek katsayılı terimlerin yazılması bittikten sonra son sütuna sıfır (0) yazılır. Eğer k tek ise ilk satırın sütunlarına sırayla $b_k(T)$, $b_{k-2}(T)$, $b_{k-4}(T)$, ..., $b_1(T)$ tek katsayılı terimler olmak üzere yerleştirilir, ikinci satırın sütunlarına sırayla, $b_{k-1}(T)$, $b_{k-3}(T)$, $b_{k-5}(T)$, ..., b_0 çift katsayılı terimler yazılarak ilk iki satırın yazımı bitirilir. Sonraki satırların yazılması Denklem (3.32) ile verilen ifade dikkate alınarak yazılır.

$$RA(i, j) = RA(i-2, j+1) - \frac{RA(i-1, j+1)RA(i-2, 1)}{RA(i-1, 1)} \quad (3.32)$$

Burada $RA(i, j)$, Routh-Hurwitz tablosundaki üçüncü satırdan başlamak üzere i . satır ve j . sütundaki elemanı göstermektedir.

Denklem (3.29)'daki EA içeren MŞ sistem için T değerlerinin belirlenebileceği Routh tablosu Denklem (3.33) ile verilmiştir.

$$\begin{array}{ccccc} s^7 & b_7 & b_5 & b_3 & b_1 \\ s^6 & b_6 & b_4 & b_2 & b_0 \\ s^5 & R_{51} & R_{52} & R_{53} & 0 \\ s^4 & R_{41} & R_{42} & R_{43} = b_0 & 0 \\ s^3 & R_{31} & R_{32} & 0 & 0 \\ s^2 & R_{21} & R_{22} = b_0 & 0 & 0 \\ s^1 & R_{11} & 0 & 0 & 0 \\ s^0 & R_{22} = b_0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \quad (3.33)$$

Denklem (3.33)'deki Routh tablosunda bulunan elemanların değerlerinin nasıl hesaplanması gerektiği Denklem (3.34) ve Denklem (3.35) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} R_{51}(T) &= \left(\frac{b_6 b_5 - b_7 b_4}{b_6} \right), \quad R_{52}(T) = \left(\frac{b_6 b_3 - b_7 b_2}{b_6} \right), \quad R_{53}(T) = \left(\frac{b_6 b_1 - b_7 b_0}{b_6} \right), \\ R_{41}(T) &= \left(\frac{R_{51} b_4 - R_{52} b_6}{R_{51}} \right), \quad R_{42}(T) = \left(\frac{R_{51} b_2 - R_{53} b_6}{R_{51}} \right), \quad R_{43}(T) = b_0, \\ R_{31}(T) &= \left(\frac{R_{41} R_{52} - R_{42} R_{51}}{R_{41}} \right), \quad R_{32}(T) = \left(\frac{R_{41} R_{53} - R_{43} R_{51}}{R_{41}} \right), \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} R_{21}(T) &= \left(\frac{R_{42} R_{31} - R_{41} R_{32}}{R_{31}} \right), \quad R_{22}(T) = R_{43}(T) = b_0, \\ R_{11}(T) &= \left(\frac{R_{32} R_{21} - R_{31} R_{22}}{R_{21}} \right). \end{aligned} \quad (3.35)$$

Denklem (3.30)'daki DTC içeren MŞ sistem için T değerlerinin belirlenebileceği Routh tablosu Denklem (3.36) ile verilmiştir.

$$\begin{array}{ccccc}
 s^6 & b_6 & b_4 & b_2 & b_0 \\
 s^5 & b_5 & b_3 & b_1 & 0 \\
 s^4 & R_{41} & R_{42} & R_{43} = b_0 & 0 \\
 s^3 & R_{31} & R_{32} & 0 & 0 \\
 s^2 & R_{21} & R_{22} = b_0 & 0 & 0 \\
 s^1 & R_{11} & 0 & 0 & 0 \\
 s^0 & R_{22} = b_0 & 0 & 0 & 0
 \end{array} \tag{3.36}$$

Denklem (3.36)'daki Routh tablosunda bulunan elemanların değerlerinin nasıl hesaplanması gerektiği Denklem (3.37) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 R_{41}(T) &= \left(\frac{b_5 b_4 - b_6 b_3}{b_5} \right), \quad R_{42}(T) = \left(\frac{b_5 b_2 - b_6 b_1}{b_5} \right), \quad R_{43}(T) = b_0, \\
 R_{31}(T) &= \left(\frac{R_{41} b_3 - R_{42} b_5}{R_{41}} \right), \quad R_{32}(T) = \left(\frac{R_{41} b_1 - R_{43} b_5}{R_{41}} \right), \\
 R_{21}(T) &= \left(\frac{R_{31} R_{42} - R_{32} R_{41}}{R_{31}} \right), \quad R_{22}(T) = b_0, \\
 R_{11}(T) &= \left(\frac{R_{32} R_{21} - R_{31} R_{22}}{R_{21}} \right).
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

Routh-Hurwitz kriterlerine göre Routh tablosunda ilk sütun elemanlarının işaret değişim sayısı kadar kararsız kökler vardır.

Routh-Hurwitz kriterlerine göre Denklem (3.28)-(3.30)'daki T değerlerinin bulunabilmesi için Routh tablosunun s^1 satırındaki T 'ye bağlı polinom olan $R_{11}(T)$ elemanı sıfıra eşitlenir.

$$R_{11}(T) = 0 \tag{3.38}$$

$R_{11}(T)$ polinomu n dereceli ve T 'ye bağı bir polinom olmak üzere aşağıda Denklem (3.39) ile ifade edilebilir.

$$t_k T^k + \dots + t_1 T + t_0 = 0 \quad k = n, \dots, 2, 1, 0 \quad (3.39)$$

Denklem (3.39) ile verilen n dereceli $R_{11}(T)$ polinomunun çözümüyle elde edilen reel T değerlerinin kümesi aşağıda Denklem (3.40)'ta yazıldığı gibi gösterilebilir.

$$T_{ck} = \{T_1, T_2, \dots, T_n\} \quad \forall T_c \in \mathfrak{R} \quad (3.40)$$

$$k = 1, 2, \dots, n$$

Buradaki T değerleri, karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerini bulmak için Routh tablosunun s^2 satırından elde edilen ve Denklem (3.41) ile verilen yardımcı denklemden kullanılmaktadır (Olgac ve Sipahi, 2002).

$$R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0 \quad (3.41)$$

Burada, Denklem (3.8) veya Denklem (3.9)'daki karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerinin bulunması için $s = \pm j\omega_c$ Denklem (3.41)'de yerine yazılırsa ω_c kökleri Denklem (3.42)'deki gibi elde edilir.

$$s = \pm j\omega_c = \pm j \sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} \quad (3.42)$$

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

$$R_{21}(T).R_{22}(T) > 0$$

Burada, Denklem (3.40)'daki ilgili T değerlerine karşılık pozitif reel ω_c 'lerin olması için $R_{21}(T).R_{22}(T) > 0$ şartı dikkate alınmalıdır. Dolayısıyla bu şartın sağlanması için $R_{21}(T)$ ve $R_{22}(T)$ elemanlarının işaretleri aynı olmalıdır. Denklem (3.40)'daki ilgili T

değerlerine karşılık pozitif reel ω_c köklerin kümesi aşağıda Denklem (3.43) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} \{\omega_{ck}\} &= \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cn}\} \\ k &= 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (3.43)$$

Denklem (3.40)'taki T_c değerleriyle Denklem (3.42)'deki ω_c değerleri belirlendikten sonra her $\{T_{ck}, \omega_{ck}\}$ ikilisi için aşağıda Denklem (3.44)'teki ifadeyle zaman gecikmesi değerleri rahatlıkla bulunabilir.

$$\begin{aligned} e^{-s\tau'_c} &= \frac{1-Ts}{1+Ts} \Rightarrow e^{-j\omega_c\tau'_c} = \frac{1-T(j\omega_c)}{1+T(j\omega_c)} \Rightarrow e^{-j\omega_c\tau'_c} = \frac{\sqrt{1+T^2\omega_c^2} e^{-jTan^{-1}(\omega_c T)}}{\sqrt{1+T^2\omega_c^2} e^{jTan^{-1}(\omega_c T)}} \\ e^{-j\omega_c\tau'_c} &= 1 \cdot e^{-j2Tan^{-1}(\omega_c T)} \Rightarrow \tau'_c = \frac{2}{\omega_c} [Tan^{-1}(\omega_c T) \pm \ell\pi], \ell = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (3.44)$$

Bu denklemde her $\{T_{ck}, \omega_{ck}\}$ ikilisi için hesaplanan zaman gecikmesi değerlerinden en küçük (minimum) değer, sistemin zaman gecikmesi değeridir.

$$\tau'_c = \min(\tau'_{ck}) \quad (3.45)$$

Buradaki τ'_c değeri, kazanç ve faz payının dahil edildiği değiştirilmiş zaman gecikme değeridir. τ'_c ile orijinal sistemin kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikme değeri τ (τ_{GPM}^*) arasındaki bağıntı Denklem (3.46) ile verilebilir.

$$\tau'_c = \tau + \frac{\phi}{\omega_c} \Rightarrow \tau = \tau_{GPM}^* = \tau'_c - \frac{\phi}{\omega_c} \quad (3.46)$$

BÖLÜM IV

HABERLEŞME ZAMAN GECİKMESİNİN HESABI

4.1 Giriş

Bu bölümde, EA veya DTC içeren MŞ sistemlerin kazanç ve faz payı tabanlı haberleşme zaman gecikmesi hesapları yapılmıştır. Kararlılık analizi sonuçlarına göre sisteme EA veya DTC dahil olmadan sistemdeki zaman gecikmesi sonuçlarıyla, EA veya DTC dahil olduktan sonraki zaman gecikmesi teorik sonuçları ayrı ayrı karşılaştırılmıştır. Ayrıca EA veya DTC'nin MŞ sistemdeki frekans kontrolüne katılım ağırlıklarının zaman gecikmesine etkisi ayrı ayrı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, Matlab/Simulink benzetim çalışması ve QPmR algoritması ile doğrulanmıştır.

Son olarak, bu bölümde kullanılan yöntemlerin karşılaştırılması fayda sağlayacaktır. Özellikle, her iki yöntemin frekans düzleminde tanımlandığı ve herhangi bir yaklaşıklık olmadan zaman gecikmesi içeren doğrusal sistemlerde sınırda kararlılık için maksimum gecikme marjlarını tam olarak hesaplayan analitik yöntemler olduğu belirtilmelidir. Bundan dolayı, her iki yöntemle de aynı MŞ sistem için benzer maksimum zaman gecikme marj değerleri hesaplanmaktadır. Bu iki yöntemin detaylı karşılaştırılması Gündüz, (2019b)'de yapılmıştır. Ancak Gündüz, (2019b)'deki çalışmamızda MŞ sistem EA veya DTC içermemektedir.

4.2 Üstel terimin yok edilmesi yönteminin EA içeren MŞ sisteme uygulanması

Bu kısımda, kazanç ve faz payı tabanlı EA içeren MŞ sistem için zaman gecikme değerlerinin üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle adım adım hesaplanması anlatılmıştır. Bu hesaplama örnek olması için sadece belli bir denetleyici PI kazançları için ve belli bir kazanç-faz payı için yapılmıştır.

1. Adım: Sistem modeli Şekil 2.2'de verilen EA içeren MŞ sistemin karakteristik denkleminin genel ifadesi Denklem (2.16) verilmiştir. Ayrıca aşağıda Çizelge 4.1 ile MŞ sistemde kullanılan parametre değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.1. EA içeren MŞ sistemin parametreleri.

T_{ES}	T_{FC}	M	D	K_{ES}	K_{FC}	K_{MT}	K_{IL}	K_{PL}	K_{EV}	T_{EV}
1 s	4 s	10	1.0	1.0	1.0	0.04	1.0	1.0	1.0	0.1

Bu çizelgedeki değerler, zaman gecikmesi hesabı yapılırken sabit olarak alınan sistem parametre değerleridir. Ayrıca, zaman gecikmesi hesabı yapılmadan önce PI denetleyici parametre değerleri aralığı $K_{PC} = 0.5 - 3$ (oransal kazanç aralığı) ve $K_{IC} = 0.2 - 1$ (integral kazanç aralığı) belirlenmiş, kazanç ve faz marjları için $A=1$, $\phi = 0^\circ$ (orijinal faz kazanç bulunmayan sistem); $A=2$, $\phi = 0^\circ$ (kazanç payının etkisi); $A=1$, $\phi = 15^\circ$ (faz payının etkisi) ve $A=2$, $\phi = 15^\circ$ (hem kazanç hem de faz payının etkisi) değerler belirlenmiştir.

2. Adım: Burada, örnek hesaplama yapılırken tek bir denetleyici değeri için zaman gecikmesi hesabı yapılacağı için belirlenen denetleyici parametreleri $K_{PC} = 2.5$, $K_{IC} = 0.4$ olarak belirlenmiş, hem kazanç hem de faz payının etkisini dikkate alarak hesaplamanın nasıl yapıldığının anlaşılması için kazanç ve faz marjları $A=2$, $\phi=15^\circ$ değerleri seçilmiştir. Ayrıca bu örnek hesaplamada paylaşım faktörleri $\alpha_0 = 0.8$ ve $\alpha_1 = 0.2$ olarak seçilmiştir. Bunun anlamı güç dengesizliğini gidermek için merkezi kontrolörün etkisi %80 iken EA grubunun etkisi %20'dir. Başka bir ifadeyle sistemdeki gücün %20'si EA gurubu tarafından karşılanırken %80'i merkezi kontrolör tarafından karşılanmaktadır. Sonuç olarak belirlenen parametrelere göre oluşan karakteristik denklem aşağıda Denklem (4.1) ile verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau'_c) = \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0$$

$$\Delta(s, \tau'_c) = 0.32s^6 + 4.192s^5 + 10.768s^4 + 8.648s^3 + 1.684s^2 + 0.04s + (0.064s^5 + 0.9542s^4 + 1.8870s^3 + 1.2938s^2 + 0.3226s + 0.0256) e^{-s\tau'_c} = 0 \quad (4.1)$$

3. Adım: Denklem (4.1)'deki üstel terim yok etmek için Denklem (3.10) ile Denklem (3.14) arasındaki adımlar $s = \pm j\omega_c$ için uygulandığında elde edilen yeni karakteristik denklem $W(\omega_c^2)$ aşağıda Denklem (4.2)'de verilmiştir.

$$\Delta(j\omega_c) = \Delta(-j\omega_c) = W(\omega_c^2) = a'_0(j\omega_c)a'_0(-j\omega_c) - a'_1(j\omega_c)a'_1(-j\omega_c) = 0$$

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

(4.2)

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{12} = p_6^2, \quad t_{10} = p_5^2 - 2p_6p_4 - A^2q_5^2, \\ t_8 = p_4^2 + 2p_6p_2 - 2p_5p_3 - A^2q_4^2 + 2A^2q_5q_3, \\ t_6 = p_3^2 - 2p_2p_4 + 2p_5p_1 - A^2q_3^2 - 2A^2q_5q_1 + 2A^2q_4q_2, \\ t_4 = p_2^2 - 2p_3p_1 - A^2q_2^2 - 2A^2q_0q_4 + 2A^2q_1q_3, \\ t_2 = p_1^2 - A^2q_1^2 + 2A^2q_2q_0, \\ t_0 = -A^2q_0^2. \end{array} \right.$$

$$W(\omega_c^2) = 0.1024\omega_c^{12} + 10.6772\omega_c^{10} + 43.8537\omega_c^8 + 37.7235\omega_c^6 + 1.6387\omega_c^4 - 0.0362\omega_c^2 - 0.00065536 = 0$$

Buradaki $W(\omega_c^2)$ yeni karakteristik denklemin reel pozitif kökü $\omega_c = 0.1562 \text{ rad / s}$ olarak hesaplanmıştır.

4. Adım: Bir önceki adımda elde edilen $\omega_c = 0.1562 \text{ rad / s}$ kökü kullanılarak zaman gecikmesi hesabı Denklem (3.18)'i kullanarak aşağıda Denklem (4.3)'te olduğu gibi hesaplanmış ve zaman gecikme değeri $\tau'_c = 6.3963 \text{ s}$ olarak bulunmuştur.

5. Adım: τ'_c değeri, tercih edilen kazanç ve faz payının dahil edildiği değiştirilmiş zaman gecikme değeridir. τ'_c ile orijinal sistemin kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikme değeri τ (τ_{GPM}^*) arasındaki bağıntı Denklem (3.19) kullanılarak orijinal sistemin maksimum zaman gecikme değeri aşağıdaki gibi hesaplanmış ve $\tau = 5.0202 \text{ s}$ olarak bulunmuştur. ($\phi = 15^\circ = 0.2618 \text{ rad}$)

$$\tau'_c = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im} \left[\frac{a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]}{\operatorname{Re} \left[\frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]} \right) + \frac{2k\pi}{\omega_c}; \quad k = 0, 1, 2, \dots, \infty$$

$$\tau'_c = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{k_{11}\omega_c^{11} + k_9\omega_c^9 + k_7\omega_c^7 + k_5\omega_c^5 + k_3\omega_c^3 + k_1\omega_c}{k_{10}\omega_c^{10} + k_8\omega_c^8 + k_6\omega_c^6 + k_4\omega_c^4 + k_2\omega_c^2} \right) + \frac{2k\pi}{\omega_c},$$

$$(4.3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{11} = Ap_6q_5, \quad k_{10} = (p_6q_4 - p_5q_5), \quad k_9 = Ap_5q_4 - Ap_6q_3 - Ap_4q_5, \\ k_8 = +Ap_5q_3 + Ap_3q_5 - Ap_6q_2 - Ap_4q_4, \\ k_7 = Ap_6q_1 + Ap_4q_3 + Ap_2q_5 - Ap_5q_2 - Ap_3q_4, \\ k_6 = Ap_6q_0 + Ap_4q_2 + Ap_2q_4 - Ap_5q_1 - Ap_3q_3 - Ap_1q_5, \\ k_5 = Ap_5q_0 + Ap_3q_2 + Ap_1q_4 - Ap_2q_3 - Ap_4q_1, \\ k_4 = -Ap_4q_0 - Ap_2q_2 + Ap_3q_1 + Ap_1q_3, \\ k_3 = -Ap_1q_2 + Ap_2q_1 - Ap_3q_0, \quad k_2 = -Ap_1q_1 + Ap_2q_0, \quad k_1 = Ap_1q_0. \end{array} \right\}$$

$$\tau'_c = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{0.0205\omega_c^{11} + 2.7072\omega_c^9 + 6.8549\omega_c^7 + 4.6828\omega_c^5 + 0.2701\omega_c^3 + 0.001\omega_c}{0.0371\omega_c^{10} - 2.2253\omega_c^8 - 2.1275\omega_c^6 + 0.4106\omega_c^4 + 0.0302\omega_c^2} \right) + \frac{2k\pi}{\omega_c}$$

$$\tau = \tau_{GPM}^* = \tau'_c - \frac{\phi}{\omega_c} = 6.3963 \text{ s} - \frac{0.2618 \text{ rad}}{0.1562 \text{ rad/s}} = 5.0202 \text{ s} \quad (4.4)$$

Denklem (4.4) ile verilen değer, Çizelge (4.6)'da turuncu renkle vurgulanmıştır.

6. Adım: Denklem (3.24) ile verilen kök eğiliminin tespit edilmesi için 3. adımda hesaplanan sanal eksen üzerindeki $\omega_c = 0.1562 \text{ rad/s}$ kökü için zaman gecikmesinin değişimine göre kök yönünün hareketi $RT = +1$ olarak Denklem (4.5)'te hesaplanmıştır. Burada sanal eksen üzerindeki kökün zaman gecikmesinin artmasıyla kararlı bölgeden kararsız bölgeye geçeceği tespit edilmiştir.

$$\begin{aligned}
W(\omega_c^2) &= 0.1024\omega_c^{12} + 10.6772\omega_c^{10} + 43.8537\omega_c^8 + 37.7235\omega_c^6 + \\
&\quad 1.6387\omega_c^4 - 0.0362\omega_c^2 - 0.00065536 = 0 \\
W'(\omega_c^2) \Big|_{\omega_c=0.1562} &= 0.6144\omega_c^{10} + 53.386\omega_c^8 + 175.4148\omega_c^6 + \\
&\quad 113.1705\omega_c^4 + 3.2774\omega_c^2 - 0.0362 = 0 \\
W'(\omega_c^2) &= 0.1137 \\
RT \Big|_{s=j\omega_c} &= \text{sgn}[W'(\omega_c^2)] = +1
\end{aligned} \tag{4.5}$$

4.2.1 EA içeren MŞ sistem için teorik sonuçlar

EA içeren MŞ sistem için üstel terimin yok edilmesi yöntemi yukarıda adım adım anlatılmıştır. Belirlenen her bir PI denetleyici parametre değerleri, paylaşım faktörleri ve kazanç-faz marjları için bahsedilen yöntem ayrı ayrı uygulanmış ve hesap edilen sonuçlar Çizelge (4.2) - Çizelge (4.11) ile verilmiştir. Burada verilen sonuçlarda dikkat edilmesi gereken nokta, paylaşım faktörleri ve kazanç-faz marjlarının değişimine göre zaman gecikme değerlerinin nasıl değiştiğinin gözlemlenmesidir.

İlk olarak, mikro şebeke sistemde EA grubu olmadan ($\alpha_0 = 1$ ve $\alpha_1 = 0$) aynı yöntemle teorik zaman gecikme hesabı yapılmış ve sonuçlar Çizelge 4.2’de verilmiştir. Bu değerlerdeki hesaplamanın amacı, sistemdeki zaman gecikme değerlerine EA’nın katılmasıyla nasıl bir değişiklik olduğunun gözlemlenmesidir. Bundan dolayı, paylaşım faktörleri ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$), kazanç ve faz payları $A=1$, $\phi = 0^\circ$ olarak seçilmiş, diğer bir ifadeyle orijinal sistemin frekans düzenlemesine %20 oranında EA dahil edildiği durumda zaman gecikme değerlerinin değişimi Çizelge (4.3)’te verilmiştir. Benzer şekilde paylaşım faktörleri ($\alpha_0 = 0.7$, $\alpha_1 = 0.3$), kazanç ve faz payları $A=1$, $\phi = 0^\circ$ olarak seçilmiş, diğer bir ifadeyle orijinal sistemin frekans düzenlemesine %30 oranında EA dahil edildiği durumda zaman gecikme değerlerinin değişimi Çizelge (4.4)’te verilmiştir. Buralarda dikkat edilecek olursa, zaman gecikme değerleri tüm (K_{PC} , K_{IC}) denetleyici değerlerinde artmıştır ve EA’nın MŞ’ye katılımı, gecikme marjlarını arttırdığı için MŞ sistemin kararlılığına olumlu etki etmiştir. Ayrıca, buralarda $A=1$ ve $\phi = 0^\circ$

Çizelge 4.2. ($\alpha_0 = 1.0$, $\alpha_1 = 0$) ve ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	7.8713	9.9443	11.5736	12.6737	13.2220	13.2727
0.4	4.1252	5.2651	6.2859	7.1560	7.8512	8.3578
0.6	2.8808	3.6647	4.3945	5.0543	5.6308	6.1132
0.8	2.2606	2.8577	3.4240	3.9501	4.4277	4.8496
1	1.8897	2.3718	2.8340	3.2703	3.6748	4.0426

Çizelge 4.3. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	9.4296	11.5403	13.2625	14.5192	15.2729	15.5395
0.4	5.0038	6.1530	7.1983	8.1135	8.8770	9.4741
0.6	3.5391	4.3271	5.0678	5.7484	6.3573	6.8851
0.8	2.8095	3.4089	3.9812	4.5191	5.0154	5.4640
1	2.3728	2.8563	3.3224	3.7662	4.1828	4.5681

Çizelge 4.4. ($\alpha_0 = 0.7$, $\alpha_1 = 0.3$) ve ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	10.5493	12.6793	14.4495	15.7887	16.6560	17.0515
0.4	5.6326	6.7865	7.8443	8.7825	9.5815	10.2265
0.6	4.0096	4.7997	5.5459	6.2369	6.8625	7.4138
0.8	3.2014	3.8019	4.3773	4.9211	5.4269	5.8892
1	2.7175	3.2017	3.6698	4.1172	4.5400	4.9342

olduğundan dolayı gecikme payı $\tau^*_{GPM} = \tau'_c = \tau$ olmakta ve dolayısıyla faz kazanç marjı içermeden orijinal sisteme EA katılımıyla sınırda kararlılık marjları hesaplanmıştır.

İkinci olarak, aynı paylaşım faktörleri ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) için sistemde meydana gelebilecek zaman gecikme değerlerine sırasıyla kazanç marjının etkisi ($A = 2$, $\phi = 0^\circ$), faz marjının etkisi ($A = 1$, $\phi = 15^\circ$) ve hem kazanç hem de faz marjının etkisi ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) araştırılmıştır. Hesaplanan sonuçlar sırayla Çizelge (4.5), Çizelge (4.6) ve Çizelge (4.7) ile verilmiştir. Bu çizelgelerdeki sonuçlara bakıldığında orijinal EA içeren MŞ sisteme faz marjı, kazanç marjı veya hem kazanç hem de faz marjı dahil edilmesiyle zaman gecikme değerleri azalmıştır. Burada şu belirtilmelidir; sistemin sınırda

Çizelge 4.5. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	6.1530	8.1135	9.4741	10.1531	10.2164	9.8493
0.4	3.4089	4.5191	5.4640	6.1983	6.6963	6.9585
0.6	2.4874	3.2577	3.9521	4.5464	5.0224	5.3693
0.8	2.0253	2.6145	3.1602	3.6476	4.0645	4.4017
1	1.7473	2.2241	2.6727	3.0832	3.4469	3.7567

Çizelge 4.6. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 1$, $\phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	5.3399	7.5341	9.3920	10.8302	11.8017	12.3092
0.4	2.1650	3.3435	4.4369	5.4180	6.2636	6.9569
0.6	1.2366	2.0405	2.8075	3.5242	4.1789	4.7611
0.8	0.8229	1.4325	2.0220	2.5836	3.1100	3.5946
1	0.6005	1.0914	1.5698	2.0306	2.4689	2.8803

kararlı çalışması istenmediği için faz-kazanç marjları, daha güvenli bir bölgede çalışacak zaman gecikme marjlarıyla sistemin çalışmasını sağlamaktadır. Ayrıca, çizelgelerdeki zaman gecikme değerleri incelendiğinde kazanç ve faz marjının ikisinin birlikte dikkate

alındığı durumdaki ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) zaman gecikme değerleri, diğer durumlardaki zaman gecikme değerlerinden daha düşük olduğu görülebilir. Dolayısıyla sadece kazanç marjı veya sadece faz marjının aksine hem kazanç hem de faz marjı dikkate alındığında sistemin daha güvenli bir bölgede çalışmaya sevk edildiğini söyleyebiliriz. Ek olarak, ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) paylaşım faktörleri için yapılan kazanç-faz marjları yorumlarının tamamı benzer şekilde ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) paylaşım faktörleri içinde yapılabilir. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) paylaşım faktörleri için kazanç-faz marjı etkisi için hesaplanan sonuçlar Çizelge (4.9)-Çizelge (4.11) ile verilmiştir. Bu çizelgelerden aynı yorumlar yapılabilir.

Çizelge 4.7. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM(s)}$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	3.3435	5.4180	6.9569	7.8588	8.1627	8.0279
0.4	1.4325	2.5836	3.5946	4.4169	5.0202	5.3984
0.6	0.8785	1.6712	2.4022	3.0463	3.5836	4.0009
0.8	0.6355	1.2394	1.8091	2.3296	2.7877	3.1731
1	0.5072	0.9946	1.4606	1.8951	2.2891	2.6346

Çizelge 4.8. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) ve ($A = 1$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM(s)}$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	14.1714	16.3416	18.2115	19.7260	20.8442	21.5456
0.4	7.6512	8.8147	9.8977	10.8830	11.7555	12.5024
0.6	5.5151	6.3092	7.0665	7.7787	8.4382	9.0380
0.8	4.4528	5.0554	5.6370	6.1926	6.7177	7.2079
1	3.8163	4.3018	4.7737	5.2286	5.6637	6.0759

Üçüncü olarak, tüm çizelgelere baktığımızda herhangi bir sabit K_{PC} değerinde, K_{IC} değerleri arttıkça sistemin zaman gecikme marjlarının azaldığı görülmektedir. Buna göre,

K_{PC} parametresi herhangi bir değerde sabit tutulup K_{IC} parametre değeri artırıldığında sistemin kararlılığı olumsuz etkilenmektedir. Bu durumu tersten

Çizelge 4.9. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) ve ($A = 2$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	8.8147	10.8830	12.5024	13.5852	14.1070	14.1216
0.4	5.0554	6.1926	7.2079	8.0687	8.7497	9.2363
0.6	3.7981	4.5800	5.3057	5.9589	6.5254	6.9937
0.8	3.1651	3.7605	4.3235	4.8443	5.3140	5.7247
1	2.7815	3.2622	3.7216	4.1532	4.5510	4.9095

Çizelge 4.10. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) ve ($A = 1$, $\phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	8.8589	11.0972	13.0791	14.7469	16.0556	16.9787
0.4	4.0206	5.2078	6.3300	7.3695	8.3105	9.1392
0.6	2.5885	3.3955	4.1741	4.9159	5.6130	6.2581
0.8	1.9372	2.5482	3.1436	3.7186	4.2683	4.7884
1	1.5783	2.0698	2.5516	3.0205	3.4734	3.9071

Çizelge 4.11. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) ve ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	5.2078	7.3695	9.1392	10.4203	11.1745	11.4378
0.4	2.5482	3.7186	4.7884	5.7234	6.4963	7.0891
0.6	1.7685	2.5687	3.3246	4.0193	4.6379	5.1680
0.8	1.4189	2.0264	2.6093	3.1576	3.6621	4.1144
1	1.2287	1.7181	2.1919	2.6436	3.0669	3.4559

incelediğimizde; herhangi bir sabit K_{PC} değerinde, K_{IC} değerleri azaldıkça sistemin zaman gecikme marjlarının arttığı görülmektedir. Bu durumda K_{PC} parametresi herhangi bir değerde sabit tutulup K_{IC} parametre değeri azaltıldığında sistemin kararlılığının olumlu etkilenmekte olduğu yorumları yapılabilir.

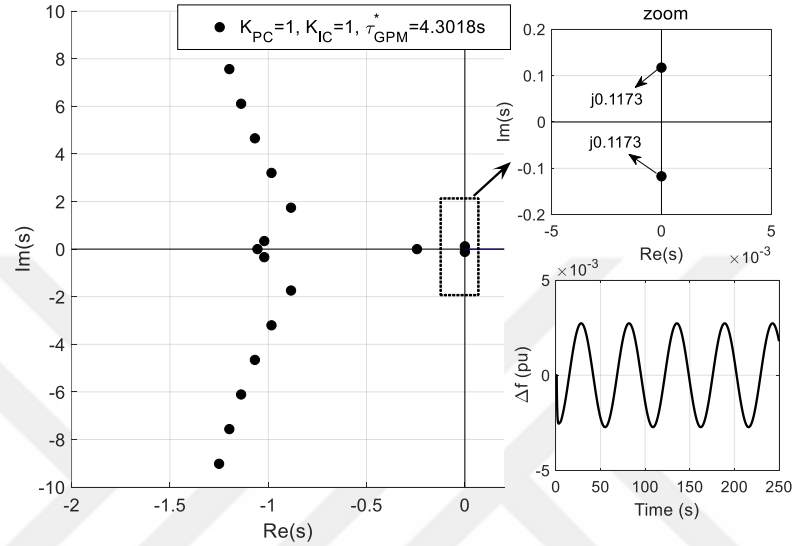
Son olarak paylaşım faktörünün etkisini görmek için analiz yapılabilir. Diğer bir ifadeyle MŞ sistemde EA'nın katılımının giderek arttığı durumlar için analiz yapılabilir. Çizelge (4.2)'de EA'nın sistem frekansının kontrolüne dahil olmadığı durum ($\alpha_0 = 1.0$, $\alpha_1 = 0$), Çizelge (4.3)'te EA'nın %20 oranında frekans kontrolüne katıldığı durum ($\alpha_0 = 0.7$, $\alpha_1 = 0.3$), Çizelge (4.4)'de EA'nın %30 oranında frekans kontrolüne katıldığı durum ve Çizelge (4.8)'de EA'nın %50 oranında frekans kontrolüne katıldığı durum ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) incelenebilir. Bu çizelgelere bakıldığında hepsinde ($A=1$, $\phi=0^\circ$) durumunun olduğunu söyleyebiliriz. Bu çizelgelerin karşılaştırılma amacı EA'ların frekans kontrolüne katılım ağırlıklarının etkisini incelemek olduğu için faz-kazanç etkisi göz önünde bulundurulmadığı durumlar ele alınmıştır. Bu durumlara göre çizelgeler incelenirse, EA'nın frekans kontrolüne katılım oranının giderek artmasının zaman gecikme değerlerini arttırdığı açıkça görülmektedir. Dolayısıyla, EA'nın katılım oranının artması, sistemin zaman gecikme marjlarını arttırdığı için kararlılığa olumlu etki ettiğini söyleyebiliriz. Bu yorum tersi yönde de yapılabilir. EA'ların katılım oranları azaldıkça sistemin gecikme marjları azalmakta dolayısıyla sistemin kararlılığı olumsuz etkilenmektedir.

Çizelgelerde vurgulanan gri ton, şekillerde kullanılan değerleri belirtmekte, turuncu ton ise Kısım (4.2)'deki hesaplamada kullanılan değerleri belirtmektedir.

4.2.2 Teorik sonuçların benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanması

EA içeren MŞ sistemin istenen kazanç-faz payı ve katılım faktörlerinde sınırda kararlı olacağı zaman gecikme değerleri, üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle teorik olarak hesaplanmış ve sonuçların doğruluğu QPmR algoritmasıyla ve zaman düzlemindeki benzetim çalışmalarıyla incelenmiştir. Çizelge 4.8'de verilen sonuçlar incelendiğinde ($A=1$, $\phi=0^\circ$) kazanç-faz payı, ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) paylaşım faktörleri ve

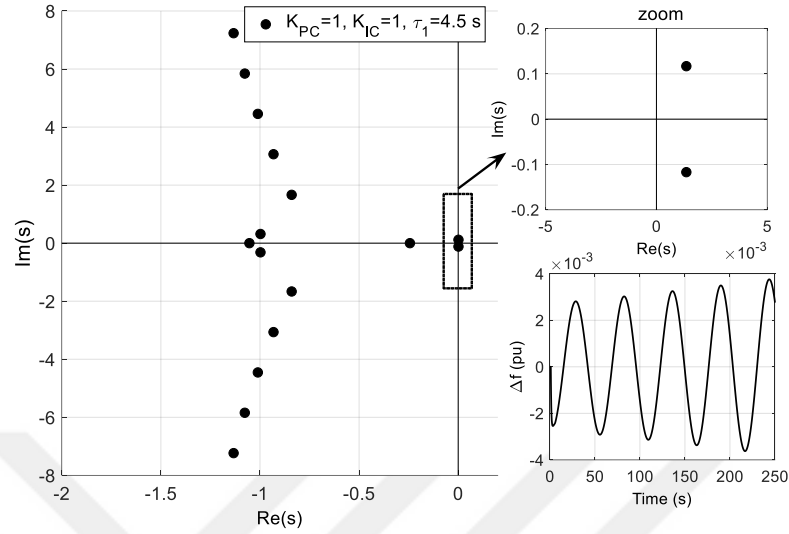
$K_{PC} = 1$, $K_{IC} = 1$ denetleyici kazanç değerleri için gecikme marjı $\tau_{GPM}^* = 4.3018$ s olarak hesaplanmış ve bu gecikme marjında sanal eksen üzerinde bulunan kökler $s = \pm j\omega_c = \pm j0.1173$ rad/s olarak hesaplanmıştır. Seçilen PI denetleyici kazançları ve hesaplanan gecikme marjı değeri için karakteristik denklemin köklerinin konumu ve MŞ sistemin frekans cevabı Şekil 4.1’de görülmektedir. Köklerin konumuna bakılırsa, QPmR



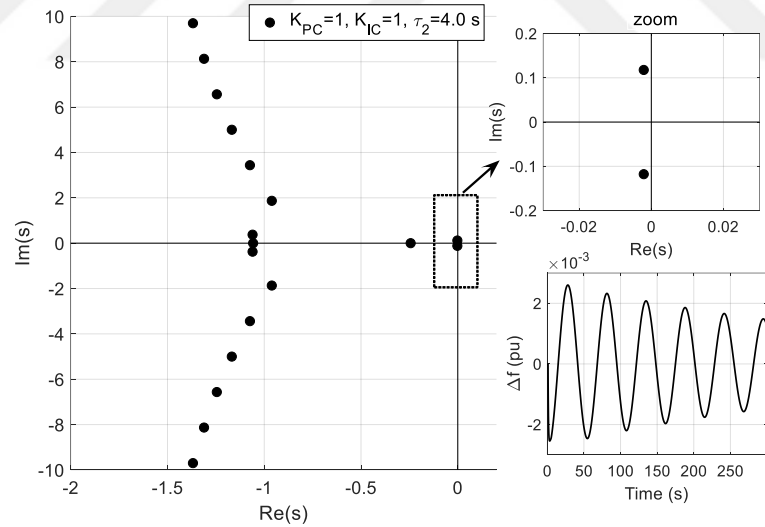
Şekil 4.1. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) ve $\tau_{GPM}^* = 4.3018$ s için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı

algoritması ve teorik olarak hesaplanan sanal eksen üzerinde bulunan kökler birbiriyle aynıdır. Ayrıca, Şekil 4.1’de gösterilen frekans cevabının sönümlenmeyen (azalmayan ve artmayan) salınımlar içerdiği ve bundan dolayı bu zaman gecikme marj değerinde sistemin sınırda kararlı olduğu, benzetim çalışmasında açık bir şekilde ortaya konmaktadır. Eğer sistemde ortaya çıkabilecek zaman gecikmesi, $\tau_{GPM}^* = 4.3018$ s gecikme marjından büyük olursa, sistemin karakteristik denklemine ait bir çift eşlenik kök kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde bulunur ve MŞ sistem kararsız olur. Bu kararsız durumu gösterebilmek için $\tau_1 = 4.5$ s zaman gecikmesi marj değerinde Şekil 4.2’de köklerin yerleşimi ve salınımların giderek artan durumunu gösteren frekans cevabı görülmektedir. Sonuçta, $\tau_1 > \tau_{GPM}^* = 4.3018$ s zaman gecikme marj değerlerinde MŞ sistem kararsız olmaktadır. Benzer şekilde eğer sistemde yaşanabilecek zaman gecikmesi,

$\tau_{GPM}^* = 4.3018 \text{ s}$ gecikme payından daha küçük bir değer olursa karakteristik denklemin kritik kökleri kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunacak ve MŞ sistem



Şekil 4.2. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) ve $\tau_1 = 4.5 \text{ s}$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararsız frekans cevabı

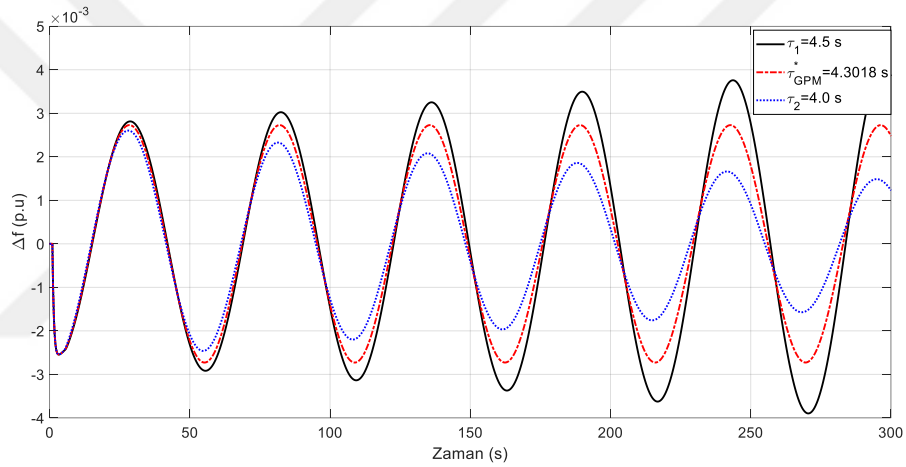


Şekil 4.3. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) ve $\tau_2 = 4.0 \text{ s}$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı

kararlı olacaktır. Bu kararlı durumun gösterilebilmesi için $\tau_2 = 4.0 \text{ s}$ zaman gecikmesi marj değerinde Şekil 4.3'te köklerin konumu ve salınımların azaldığı durumu gösteren frekans cevabı görülmektedir. Sonuçta, $\tau_2 < \tau_{GPM}^* = 4.3018 \text{ s}$ zaman gecikme marj

değerlerinde MŞ sistem kararlı olmaktadır. Fakat, zaman gecikme değerinin artması ile kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunan bir çift kompleks eşlenik kökün sağ yarı düzleme doğru hareket ettiği ve $\tau_{GPM} = 4.3018$ s zaman gecikme marj değerinde sanal eksen $s = \pm j\omega_c = \pm j0.1173$ rad/s noktalarında keserek kompleks düzlemin kararsız olan sağ yarı düzlemine geçmektedir.

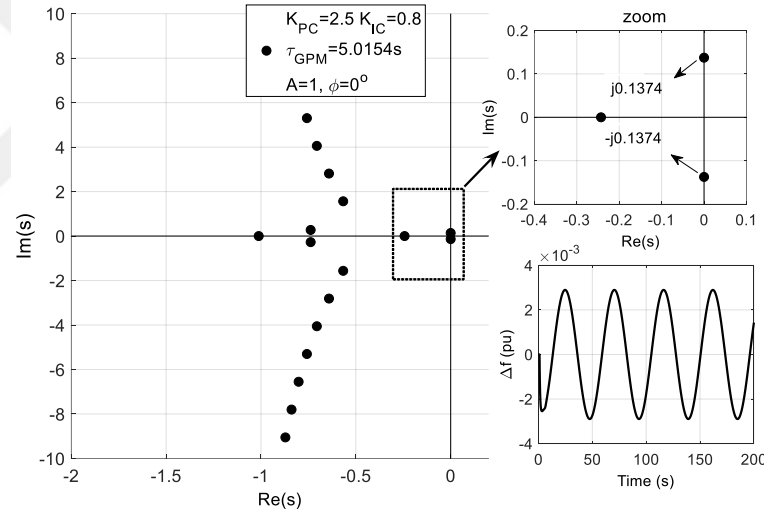
Ayrıca, $\tau_2 = 4.0$ s, $\tau_{GPM}^* = 4.3018$ s ve $\tau_1 = 4.5$ s zaman gecikme marj değerleri için sanal kazanç-faz payı test edici bulunmayan MŞ'nin frekans cevapları Şekil 4.4'te karşılaştırılmıştır. Şekil 4.1-Şekil 4.4 arasında verilen sonuçlar önerilen üstel terimin yok edilmesi yönteminin doğruluğunu ortaya koymaktadır.



Şekil 4.4. $(\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5), (A = 1, \phi = 0^\circ)$ ve $(K_{PC} = 1, K_{IC} = 1)$ için EA içeren MŞ sistemin frekans cevabının benzetim çalışmasıyla doğrulanması

Çizelge 4.2 $((\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0))$ 'de EA içermeyen MŞ sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikmelerinin değerleri verilmekteyken, Çizelge 4.3 $((\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2))$, Çizelge 4.7 $((\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3))$ ve Çizelge 4.8 $((\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5))$ 'de verilen zaman gecikme marj değerleri EA içeren MŞ sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikme marj değerleri verilmektedir. Bu çizelgelere bakılacak olursa zaman gecikme değerleri $(A = 1, \phi = 0^\circ)$ kazanç ve faz payı değerlerine göre elde edilmiştir. Yalnızca kararlılığın dikkate alınmasıyla maksimum zaman gecikme değerlerinin hesaplanması pratik bir yaklaşım olmaz. Şekil 4.1 ve Şekil 4.3'te görüldüğü üzere, eğer zaman gecikme marjı maksimum

zaman gecikmesine çok yakın bir değere sahip olursa, sistemin frekans yanıtında pratik olarak kabul edilemez salınımlar meydana gelir ve haberleşme ağının yükünden dolayı zaman gecikmesinde öngörülemez bir artış gerçekleşirse, Şekil 4.2’de gösterildiği gibi MŞ sistem kararsız hale gelir. Bu yaklaşım kararlılık anlamında yeterli görülebilir ama uygulamada MŞ’lerin frekans salınımlarından dolayı böyle bir noktada çalışması kabul edilemez. Bundan dolayı kararlılığa ek olarak, kazanç-faz payları gibi iyi bir dinamik performans (kalıcı durum hatası, sönümleme, yerleşme zamanı, vs.) sunan farklı tasarım seçenekleri gecikme marjı hesabında mutlaka dikkate alınmalıdır. Kazanç-faz paylarının karakteristik denklemin köklerinin konumuna ve sistemin frekans cevabına etkisi benzetim çalışmaları ve QPmR algoritması ile incelenmiştir. Bu amaçla, paylaşım faktörleri ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$), PI denetleyici kazançları ($K_{PC} = 2.5$, $K_{IC} = 0.8$) ve GPM değerleri ($A=1$, $\phi=0^\circ$), ($A=2$, $\phi=0^\circ$), ($A=1$, $\phi=15^\circ$) ve ($A=2$, $\phi=15^\circ$) olarak seçilen

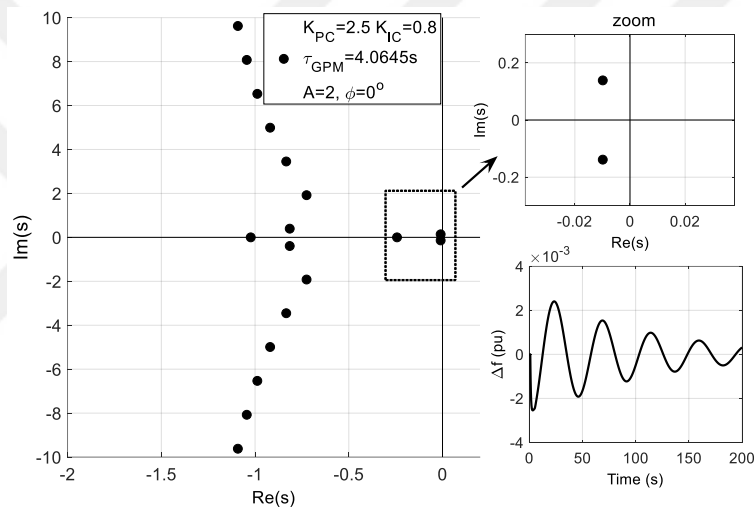


Şekil 4.5. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı

MŞ sistem için $t=0$ s anında $\Delta P_L^i = 0.1$ p.u bozucu yük değişiminden sonra köklerin konumu ve frekans cevabının karşılaştırılması Şekil 4.5, Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da gösterilmiştir.

İlk olarak, Şekil 4.5’te ($A=1$, $\phi=0^\circ$) değerlerinde ve $\tau_{GPM} = 5.0154$ s için sistemin

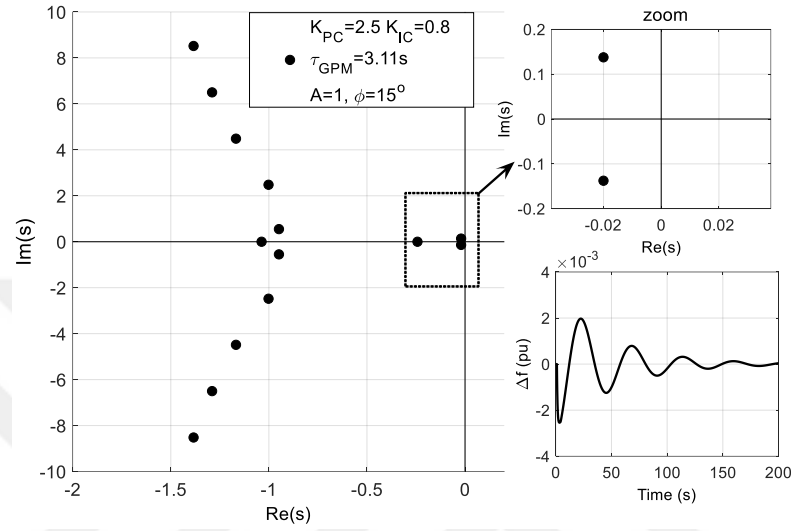
sürekli salınıma sahip frekans cevabı sergilediği ve sınırda kararlı olduğu açık bir şekilde görülmektedir. Fakat, hiçbir sistemin bu şekilde bir çalışma noktasının etrafında çalıştırılması önerilmez. Bu çalışma noktası etrafındaki meydana gelen salınımları yok etmek için gecikme marjı hesaplarında kazanç ve/veya faz payları dikkate alınır. Maksimum zaman gecikme marj değerleri, kazanç ve faz payının ($A = 2$, $\phi = 0^\circ$) durumu için $\tau_{GPM} = 4.0645$ s ; ($A = 1$, $\phi = 15^\circ$) durumu için $\tau_{GPM} = 3.11$ s ve ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) durumu için $\tau_{GPM} = 2.7877$ s olarak hesaplanmış ve bu sonuçlar Çizelge 4.3-Çizelge 4.6’da verilmiştir. Sanal kazanç-faz payı test edici bulunmayan orijinal MŞ sistem ile



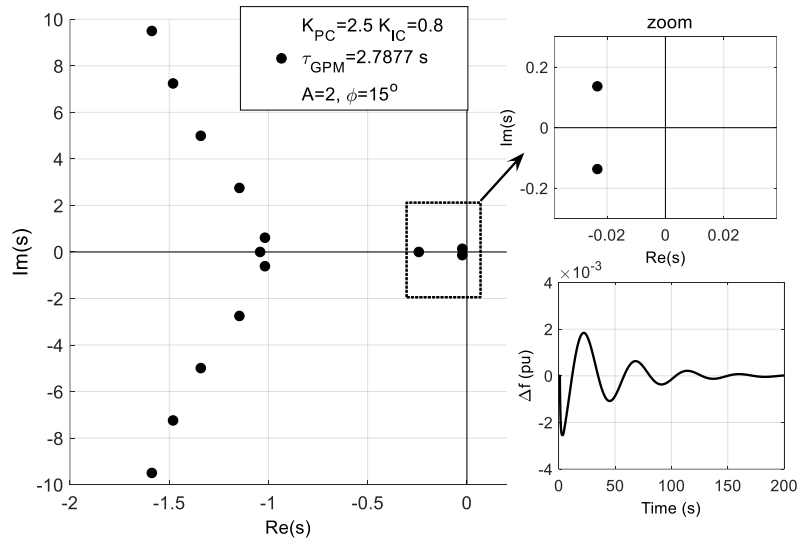
Şekil 4.6. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı

sanal kazanç-faz payları içeren MŞ sistem için frekans cevabı ve köklerin konumu sırası ile Şekil 4.5, Şekil 4.6, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de verilmiştir. Sonuç olarak, QPmR algoritması ve benzetim çalışması sonuçları, haberleşme zaman gecikmesi içeren MŞ sistemlerin daha iyi bir dinamik performans ve kararlılığa sahip olabilmeleri için kazanç ve/veya faz marjlarının gecikme marjı hesaplarında muhakkak dikkate alınması gerekliliğini göstermektedir.

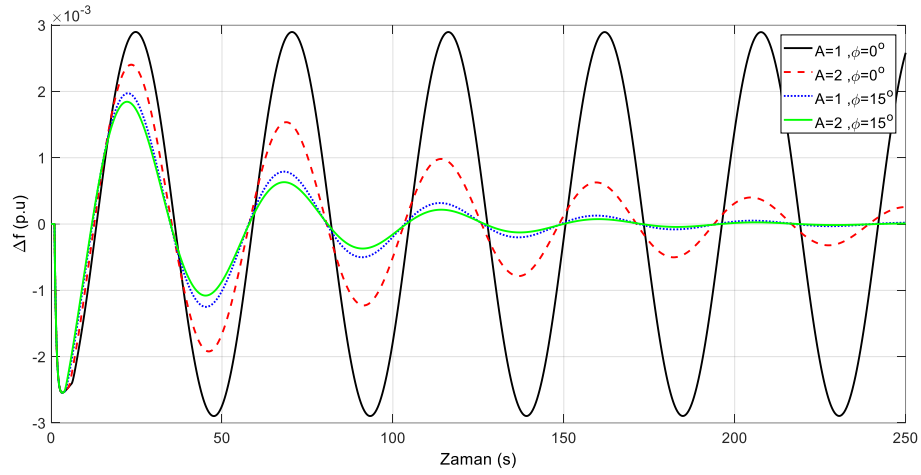
Son olarak, kazanç ve/veya faz paylarının sistem dinamiğine yansıyan olumlu etkilerini gösterebilmek için bu zaman gecikme marj değerinde sanal kazanç-faz payı test edicisi içeren MŞ sistemin frekans cevapları Şekil 4.9’da gösterilmektedir. Bu şekilden anlaşılacağı üzere, kazanç ve/veya faz payları hesaba katıldığında salınımların hızlı bir şekilde sönümlendiği açıkça görülmektedir.



Şekil 4.7. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A=1, \phi=15^\circ)$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı



Şekil 4.8. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A=2, \phi=15^\circ)$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı



Şekil 4.9. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($K_{PC} = 2.5$, $K_{IC} = 0.8$) için EA içeren MŞ sistemin frekans cevabında görülen salınımların sönümlenmesine kazanç ve faz paylarının etkisi

4.3 Üstel terimin yok edilmesi yönteminin DTC içeren MŞ sisteme uygulanması

Frekans kontrol yöntemlerinden birisi olan DTC kontrolünün MŞ sisteme eklenmesi ve karakteristik denkleminin çıkartılması Bölüm 2’de anlatılmıştı. Buradaki kısımda, kazanç ve faz payı tabanlı DTC içeren MŞ sistem için zaman gecikme değerlerinin üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle adım adım hesaplanması anlatılmıştır. Bu yöntemin önceki kısımdaki anlatıma benzer şekilde anlatılması yapılmıştır. Hesaplamanın nasıl yapıldığına örnek olması için sadece belli bir denetleyici PI kazançları için ve belli bir kazanç-faz payı için yapılmıştır.

1. Adım: Sistem modeli Şekil 2.5’te verilen DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denkleminin genel ifadesi Denklem (2.24)’te verilmiştir. Ayrıca teorik hesaplamalarda DTC içeren MŞ sistem modeli için aşağıda Çizelge 4.12 ile verilen parametre değerleri kullanılmıştır. Bu çizelgedeki yeşil ton ile yapılan vurgunun amacı DTC kontrolör kazançlarının ($K_{PD} = 1$, $K_{ID} = 1$) olarak sabit alındığını belirtmektir.

Çizelge 4.12. DTC içeren MŞ sistemin parametreleri.

T_{ES}	T_{FC}	M	D	K_{ES}	K_{FC}	K_{MT}	K_{IL}	K_{PL}	K_{PD}	K_{ID}
1 s	4 s	10	1.0	1.0	1.0	0.04	1.0	1.0	1.0	1.0

Bu çizelgedeki değerler, zaman gecikmesi hesabı yapılırken sabit olarak alınan sistem parametre değerleridir. Ayrıca, zaman gecikmesi hesabı yapılmadan önce PI denetleyici parametre değerleri aralığı $K_{PC} = 0.5 - 3.0$ (oransal kazanç aralığı) ve $K_{IC} = 0.2 - 1.0$ (integral kazanç aralığı) belirlenmiş, kazanç ve faz marjları için $A=1$, $\phi = 0^\circ$ (orijinal faz kazanç bulunmayan sistem); $A=2$, $\phi = 0^\circ$ (kazanç payının etkisi); $A=1$, $\phi = 15^\circ$ (faz payının etkisi) ve $A=2$, $\phi = 15^\circ$ (hem kazanç hem de faz payının etkisi) değerler belirlenmiştir.

2. Adım: Burada, örnek hesaplama yapılırken tek bir denetleyici değeri için zaman gecikmesi hesabı yapılacağı için belirlenen denetleyici parametreleri $K_{PC} = 2.5$, $K_{IC} = 0.4$ olarak belirlenmiş; hem kazanç hem de faz payının etkisini dikkate alarak hesaplamanın nasıl yapıldığı bir önceki kısımda EA içeren MŞ sistem için yapılmıştı. Burada orijinal DTC içeren MŞ sistemin zaman gecikmesiyle $A=1$, $\phi = 0^\circ$ kazanç-faz payının dikkate alındığı durumdaki zaman gecikme değerlerinin aynı olduğunu göstermek için seçilmiştir. Ayrıca bu örnek hesaplamada da paylaşım faktörleri $\alpha_0 = 0.8$ ve $\alpha_1 = 0.2$ olarak seçilmiştir. Bunun anlamı güç dengesizliğini gidermek için merkezi kontrolörün etkisi %80 iken DTC kontrolün etkisi %20'dir. Başka bir ifadeyle sistemdeki gücün %20'si DTC kontrol tarafından karşılanırken %80'i merkezi kontrolör tarafından karşılanmaktadır. Sonuç olarak belirlenen parametrelere göre oluşan karakteristik denklem aşağıda Denklem (4.1) ile verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau'_c) = \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0$$

$$\Delta(s, \tau'_c) = 3.2s^5 + 9.952s^4 + 8.552s^3 + 1.728s^2 + 0.048s + (0.32s^4 + 0.7712s^3 + 0.5952s^2 + 0.1568s + 0.0128) e^{-s\tau'_c} = 0 \quad (4.5)$$

3. Adım: Denklem (4.5)'teki üstel terim yok etmek için Denklem (3.10) ile Denklem (3.14) arasındaki adımlar $s = \pm j\omega_c$ için uygulandığında elde edilen yeni karakteristik denklem $W(\omega_c^2)$ aşağıda Denklem (4.6)'da verilmiştir.

$$\Delta(j\omega_c) = \Delta(-j\omega_c) = W(\omega_c^2) = a'_0(j\omega_c)a'_0(-j\omega_c) - a'_1(j\omega_c)a'_1(-j\omega_c) = 0$$

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

$$\begin{cases} t_{10} = p_5^2, t_8 = -2p_3p_5 + p_4^2 - q_4^2, t_6 = 2p_1p_5 - 2p_2p_4 + 2q_2q_4 + p_3^2 - q_3^2, \\ t_4 = -2p_3p_1 - 2q_0q_4 + 2q_1q_3 + p_2^2 - q_2^2, t_2 = 2q_2q_0 + p_1^2 - q_1^2, t_0 = -q_0^2. \end{cases} \quad (4.6)$$

$$W(\omega_c^2) = 10.24\omega_c^{10} + 44.2071\omega_c^8 + 38.836\omega_c^6 + 2.0444\omega_c^4 - 0.007\omega_c^2 - 0.00016384 = 0$$

Buradaki $W(\omega_c^2)$ yeni karakteristik denklemin reel pozitif kökü $\omega_c = 0.0989 \text{ rad / s}$ olarak hesaplanmıştır.

4. Adım: Bir önceki adımda elde edilen $\omega_c = 0.0989 \text{ rad / s}$ kökü kullanılarak zaman gecikmesi hesabı Denklem (3.18)'i kullanarak aşağıda Denklem (4.7)'de olduğu gibi hesaplanmış ve zaman gecikme değeri $\tau'_c = 9.2156 \text{ s}$ olarak bulunmuştur.

$$\tau'_c = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im} \left[\frac{a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]}{\text{Re} \left[\frac{-a'_0(j\omega_c)}{a'_1(j\omega_c)} \right]} \right) + \frac{2k\pi}{\omega_c}; \quad k = 0, 1, 2, \dots, \infty$$

$$\tau'_c = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{k_9\omega_c^9 + k_7\omega_c^7 + k_5\omega_c^5 + k_3\omega_c^3 + k_1\omega_c}{k_8\omega_c^8 + k_6\omega_c^6 + k_4\omega_c^4 + k_2\omega_c^2} \right) + \frac{2r\pi}{\omega_c}, \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} k_9 = p_5q_4, k_8 = -p_4q_4 + p_5q_3, k_7 = p_4q_3 - p_3q_4 - p_5q_2, \\ k_6 = p_2q_4 - p_3q_3 + p_4q_2 - p_5q_1, k_5 = p_1q_4 - p_2q_3 + p_3q_2 - p_4q_1 + p_5q_0, \\ k_4 = -p_4q_0 - p_2q_2 + p_3q_1 + p_1q_3, k_3 = -p_1q_2 + p_2q_1 - p_3q_0, \\ k_2 = -p_1q_1 + p_2q_0, k_1 = p_1q_0. \end{cases}$$

$$\tau'_c = \frac{1}{\omega_c} \tan^{-1} \left(\frac{1.024\omega_c^9 + 3.0337\omega_c^7 + 2.2534\omega_c^5 + 0.1329\omega_c^3 + 0.0006144\omega_c}{-0.7168\omega_c^8 - 0.6207\omega_c^6 + 0.2221\omega_c^4 + 0.0146\omega_c^2} \right) + \frac{2k\pi}{\omega_c}$$

$$\tau'_c = 9.2156 \text{ s}$$

5. Adım: τ'_c değeri, tercih edilen kazanç ve faz payının dahil edildiği değiştirilmiş zaman gecikme değeridir. τ'_c ile orijinal sistemin kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikme değeri τ (τ_{GPM}^*) arasındaki bağıntı Denklem (3.19) kullanılarak orijinal sistemin maksimum zaman gecikme değeri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır. Adım 1’de seçtiğimiz kazanç-faz değeri ($A=1$, $\phi=0^\circ$) olarak seçilmişti ve aslında bu değer orijinal sistem anlamına gelmekteydi. Dolayısıyla aşağıdaki Denklem (4.8)’den de görüleceği üzere $\tau'_c = 9.2156$ s olarak bulunur. ($\phi=0^\circ = 0$ rad)

$$\tau = \tau_{GPM}^* = \tau'_c - \frac{\phi}{\omega_c} = 9.2156 \text{ s} - \frac{0 \text{ rad}}{0.0989 \text{ rad/s}} = 9.2156 \text{ s} \quad (4.8)$$

6. Adım: Denklem (3.24) ile verilen kök eğiliminin tespit edilmesi için 3. adımda hesaplanan sanal eksen üzerindeki $\omega_c = 0.0989 \text{ rad/s}$ kökü için zaman gecikmesinin değişimine göre kök yönünün hareketi $RT = +1$ olarak Denklem (4.9)’da hesaplanmıştır. Burada sanal eksen üzerindeki kökün zaman gecikmesinin artmasıyla kararlı bölgeden kararsız bölgeye geçeceği tespit edilmiştir.

$$\begin{aligned} W(\omega_c^2) &= 10.24\omega_c^{10} + 44.2071\omega_c^8 + 38.836\omega_c^6 + 2.0444\omega_c^4 - \\ &\quad 0.007\omega_c^2 - 0.00016384 = 0 \\ W'(\omega_c^2) \Big|_{\omega_c=0.0989} &= 51.2\omega_c^8 + 176.828\omega_c^6 + 116.508\omega_c^4 + 4.0888\omega_c^2 - 0.007 = 0 \\ W'(\omega_c^2) &= 0.0443 \\ RT \Big|_{s=j\omega_c} &= \text{sgn}[W'(\omega_c^2)] = +1 \end{aligned} \quad (4.9)$$

4.3.1 DTC içeren MŞ sistem için teorik sonuçlar

DTC içeren MŞ sistem için üstel terimin yok edilmesi yöntemi yukarıda adım adım anlatılmıştır. Belirlenen aralıktaki her bir PI denetleyici parametre değerleri, paylaşım faktörleri ve kazanç-faz marjları için bahsedilen yöntem ayrı ayrı uygulanmış ve hesaplanan sonuçlar Çizelge (4.13)-Çizelge (4.19) ile verilmiştir. Burada verilen

sonuçlarda dikkat edilmesi gereken nokta, paylaşım faktörleri ve kazanç-faz marjlarının değişimine göre zaman gecikme değerlerinin nasıl değiştiğinin gözlemlenmesidir.

İlk olarak, MŞ sistemde DTC kontrol çevrimi olmadan ($\alpha_0 = 1$ ve $\alpha_1 = 0$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) GPM için aynı yöntemle teorik zaman gecikme hesabı yapılmış ve sonuçlar Çizelge 4.13 ile verilmiştir. Bu sonuçlar Çizelge (4.2)'deki sonuçlarla aynıdır. Diğer bir ifadeyle MŞ sistemde EA toplayıcı ve/veya DTC kontrol çevrimi bulunmamaktadır. $\alpha_0 = 1$ ve $\alpha_1 = 0$ paylaşım faktörleri için hesap yapmanın amacı, DTC'nin MŞ sistemdeki frekans düzenlemesine katılmasıyla sistemdeki zaman gecikme değerlerinin nasıl etkilendiğinin gözlemlenmesidir. Bundan dolayı, paylaşım faktörleri sırayla ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$), ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), ($\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3$) ve kazanç ve faz payları $A=1, \phi=0^\circ$ olarak seçilmiştir. Diğer bir ifadeyle orijinal sistemin frekans kontrolüne %10, %20 ve %30 oranlarında DTC'nin etki ettiği durumlarda zaman gecikme

Çizelge 4.13. ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	7.8713	9.9443	11.5736	12.6737	13.2220	13.2727
0.4	4.1252	5.2651	6.2859	7.1560	7.8512	8.3578
0.6	2.8808	3.6647	4.3945	5.0543	5.6308	6.1132
0.8	2.2606	2.8577	3.4240	3.9501	4.4277	4.8496
1	1.8897	2.3718	2.8340	3.2703	3.6748	4.0426

Çizelge 4.14. ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	9.0494	11.1213	12.7668	13.9061	14.5101	14.6147
0.4	4.6962	5.8352	6.8597	7.7412	8.4573	8.9941
0.6	3.2568	4.0402	4.7716	5.4366	6.0231	6.5212
0.8	2.5405	3.1373	3.7044	4.2335	4.7170	5.1482
1	2.1124	2.5943	3.0571	3.4952	3.9036	4.2775

değerlerinin değişimleri sırayla Çizelge (4.14), Çizelge (4.15) ve Çizelge (4.16) ile verilmiştir. Bu çizelgelerde dikkat edilecek olursa, zaman gecikme değerleri tüm (K_{PC}, K_{IC}) denetleyici değerlerinde artmıştır ve DTC'nin MŞ'ye katılımı, gecikme marjlarını arttırdığı için MŞ sistemin kararlılığına olumlu etki etmiştir. Bu yorum tersi yönde de yapılabilir. DTC'lerin katılım oranları azaldıkça sistemin gecikme marjları azalmakta dolayısıyla sistemin kararlılığı olumsuz etkilenmektedir. Ayrıca, bu çizelgelerde $A=1$ ve $\phi=0^\circ$ olduğundan dolayı gecikme payı $\tau_{GPM}^* = \tau_c' = \tau$ olmaktadır. Bundan dolayı kazanç-faz marjı içermeden orijinal sisteme DTC katılımıyla sınırda kararlılık marjları hesaplanmıştır.

Çizelge 4.15. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A=1, \phi=0^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau_{GPM}^*(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	10.5512	12.6234	14.2873	15.4697	16.1360	16.3045
0.4	5.4176	6.5560	7.5845	8.4779	9.2156	9.7839
0.6	3.7304	4.5135	5.2464	5.9168	6.5136	7.0276
0.8	2.8926	3.4892	4.0571	4.5892	5.0786	5.5193
1	2.3923	2.8740	3.3374	3.7774	4.1896	4.5698

Çizelge 4.16. $(\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3)$ ve $(A=1, \phi=0^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau_{GPM}^*(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	12.5294	14.6040	16.2899	17.5207	18.2582	18.5045
0.4	6.3577	7.4957	8.5286	9.4344	10.1948	10.7963
0.6	4.3453	5.1281	5.8628	6.5386	7.1459	7.6764
0.8	3.3489	3.9452	4.5141	5.0492	5.5446	5.9949
1	2.7547	3.2363	3.7001	4.1421	4.5582	4.9447

İkinci olarak, tüm çizelgelere baktığımızda herhangi bir sabit K_{PC} değerinde, K_{IC} değerleri arttıkça sistemin zaman gecikme marjlarının azaldığı görülmektedir. Buna göre, K_{PC} parametresi herhangi bir kazanç değerinde sabit tutularak K_{IC} parametre değeri

arttırıldığında sistemin kararlılığı olumsuz etkilenmektedir. Bu durumu tersten incelediğimizde; herhangi bir sabit K_{PC} değerinde, K_{IC} değerleri azaldıkça sistemin

Çizelge 4.17. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2$, $\phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM(s)}$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	6.5560	8.4779	9.7839	10.4001	10.3997	9.9751
0.4	3.4892	4.5892	5.5193	6.2360	6.7157	6.9608
0.6	2.4640	3.2299	3.9178	4.5045	4.9725	5.3122
0.8	1.9519	2.5388	3.0810	3.5644	3.9773	4.3110
1	1.6450	2.1205	2.5671	2.9754	3.3370	3.6451

Çizelge 4.18. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 1$, $\phi = 15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM(s)}$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	6.3772	8.5341	10.3357	11.7030	12.5917	13.0074
0.4	2.5453	3.7130	4.7898	5.7494	6.5697	7.2348
0.6	1.4064	2.2053	2.9645	3.6711	4.3135	4.8819
0.8	0.8892	1.4960	2.0810	2.6367	3.1560	3.6325
1	0.6055	1.0946	1.5701	2.0271	2.4608	2.8669

Çizelge 4.19. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marjlarının belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM(s)}$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	3.7130	5.7494	7.2348	8.0758	8.3181	8.1278
0.4	1.4960	2.6367	3.6325	4.4369	5.0213	5.3819
0.6	0.8418	1.6299	2.3540	2.9900	3.5185	3.9278
0.8	0.5498	1.1511	1.7171	2.2331	2.6865	3.0677
1	0.3929	0.8788	1.3425	1.7743	2.1655	2.5087

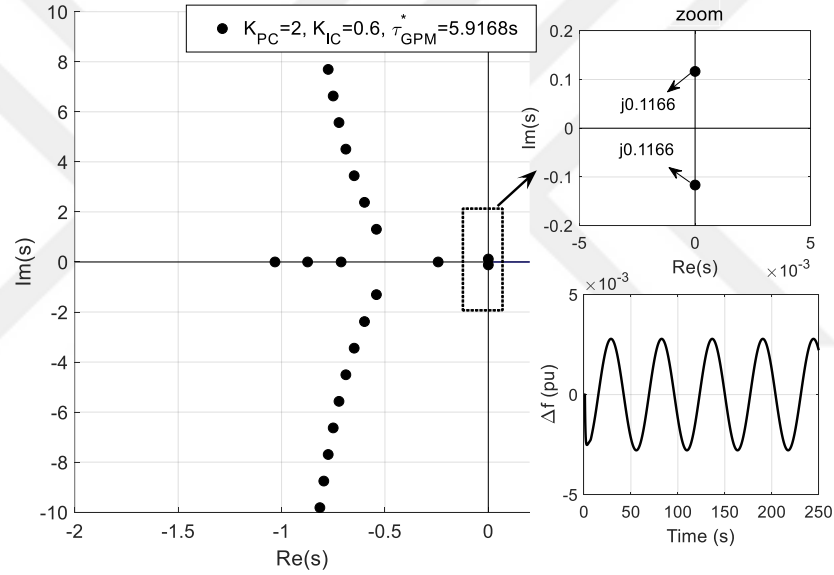
zaman gecikme marjlarının arttığı görülmektedir. Bu durumda K_{PC} parametresi herhangi bir kazanç değerinde sabit tutularak K_{IC} parametre değeri azaltıldığında sistemin kararlılığının olumlu etkilenmekte olduğu yorumları yapılabilir. ($A=1, \phi=0^\circ$) durumları için Çizelge (4.13)-Çizelge (4.16) dahil incelenirse K_{IC} 'nin sabit tutulup K_{PC} 'nin artması ya da azalması içinde benzer yorumlar yapılabilir.

Son olarak, aynı paylaşım faktörleri ($\alpha_0=0.8, \alpha_1=0.2$) için sistemde meydana gelebilecek zaman gecikme değerlerine sırasıyla kazanç marjının etkisi ($A=2, \phi=0^\circ$), faz marjının etkisi ($A=1, \phi=15^\circ$) ve hem kazanç hem de faz marjının etkisi ($A=2, \phi=15^\circ$) araştırılmıştır. Hesaplanan sonuçlar sırasıyla Çizelge (4.17), Çizelge (4.18) ve Çizelge (4.19)'da verilmiştir. Bu çizelgelerdeki sonuçlara bakıldığında orijinal DTC içeren MŞ sisteme faz marjı, kazanç marjı veya hem kazanç hem de faz marjı dahil edilmesiyle zaman gecikme değerleri azalmıştır. Burada şu belirtilmelidir; sistemin sınırda kararlı çalışması istenmediği için faz-kazanç marjları, daha güvenli bir bölgede çalışacak zaman gecikme marjlarıyla sistemin çalışmasını sağlamaktadır. Ayrıca, çizelgelerdeki zaman gecikme değerleri incelendiğinde kazanç ve faz marjının ikisinin birlikte dikkate alındığı durumdaki ($A=2, \phi=15^\circ$) zaman gecikme değerleri, diğer durumlardaki zaman gecikme değerlerinden daha düşük olduğu görülebilir. Dolayısıyla sadece kazanç marjı veya sadece faz marjının aksine hem kazanç hem de faz marjı dikkate alındığında sistemin daha güvenli bir bölgede çalışmaya sevk edildiğini söyleyebiliriz.

4.3.2 Teorik sonuçların benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanması

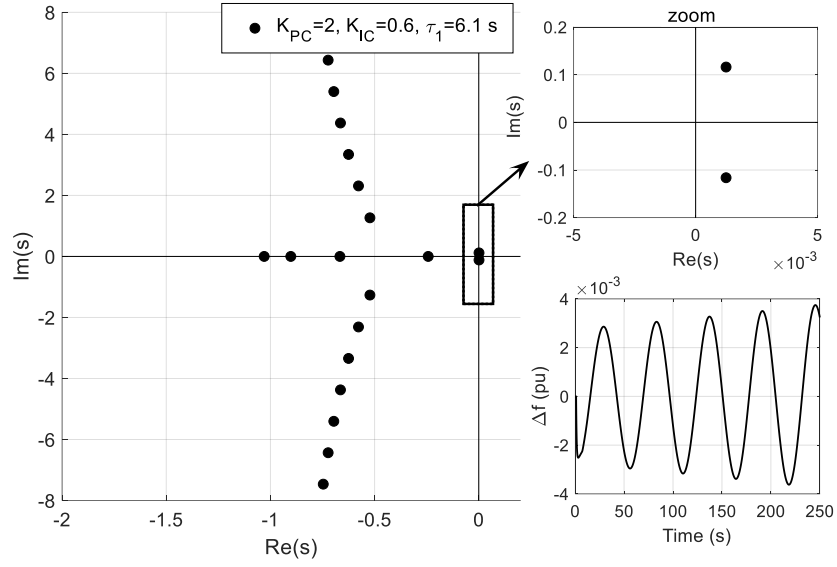
DTC içeren MŞ sistemin istenilen kazanç-faz payı ve katılım faktörlerinde sınırda kararlı olacağı zaman gecikme değerleri, üstel terimin yok edilmesi yöntemi kullanılarak teorik olarak hesaplanmış ve sonuçların doğruluğu QPmR algoritmasıyla ve zaman düzleminde benzetim çalışmalarıyla incelenmiştir. Çizelge 4.15'te verilen sonuçlar incelendiğinde ($A=1, \phi=0^\circ$) kazanç-faz payı, ($\alpha_0=0.8, \alpha_1=0.2$) paylaşım faktörleri ve ($K_{PC}=2, K_{IC}=0.6$) denetleyici kazanç değerleri için gecikme marjı $\tau_{GPM}^* = 5.9168$ s olarak hesaplanmış ve bu gecikme marjında sanal eksen üzerinde bulunan kökler

$s = \pm j\omega_c = \pm j0.1166$ rad/s olarak hesaplanmıştır. Seçilen PI denetleyici kazançları ve hesaplanan gecikme marjı değeri için karakteristik denklemin köklerinin konumu ve MŞ sistemin frekans cevabı Şekil 4.10'da görülmektedir. Köklerin konumuna bakılırsa, QPmR algoritması ve teorik olarak hesaplanan sanal eksen üzerinde bulunan kökler birbiriyle aynıdır. Ayrıca, Şekil 4.10'da gösterilen frekans cevabının sönümlenmeyen (azalmayan ve artmayan) salınımlar içerdiği ve bundan dolayı bu zaman gecikme marj değerinde sistemin sınırda kararlı olduğu, benzetim çalışmasında açık bir şekilde ortaya konmaktadır. Eğer sistemde ortaya çıkabilecek zaman gecikmesi, $\tau^*_{GPM} = 5.9168$ s gecikme marjından büyük olursa, sistemin karakteristik denklemine ait bir çift eşlenik kök kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde bulunur ve MŞ sistem kararsız olur.

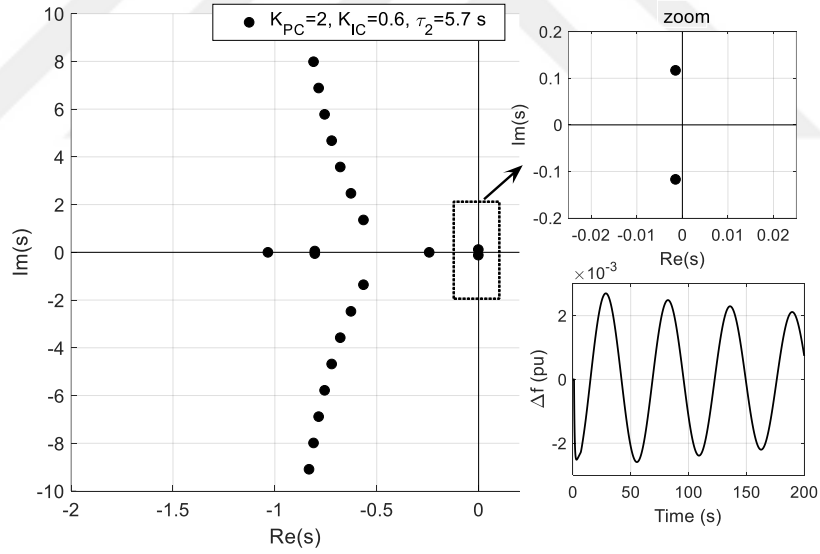


Şekil 4.20. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$, $\tau^*_{GPM} = 5.9168$ s ve $(A=1, \phi=0^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı

Bu kararsız durumu gösterebilmek için $\tau_1 = 6.1$ s zaman gecikmesi marj değerinde Şekil 4.11'de köklerin yerleşimi ve salınımların giderek artan durumunu gösteren frekans cevabı görülmektedir. Sonuçta, $\tau_1 > \tau^*_{GPM} = 5.9168$ s zaman gecikme marj değerlerinde MŞ sistem kararsız olmaktadır. Benzer şekilde eğer sistemde yaşanabilecek



Şekil 4.11. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$, $\tau_1 = 6.1$ s ve $(A=1, \phi=0^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararsız frekans cevabı

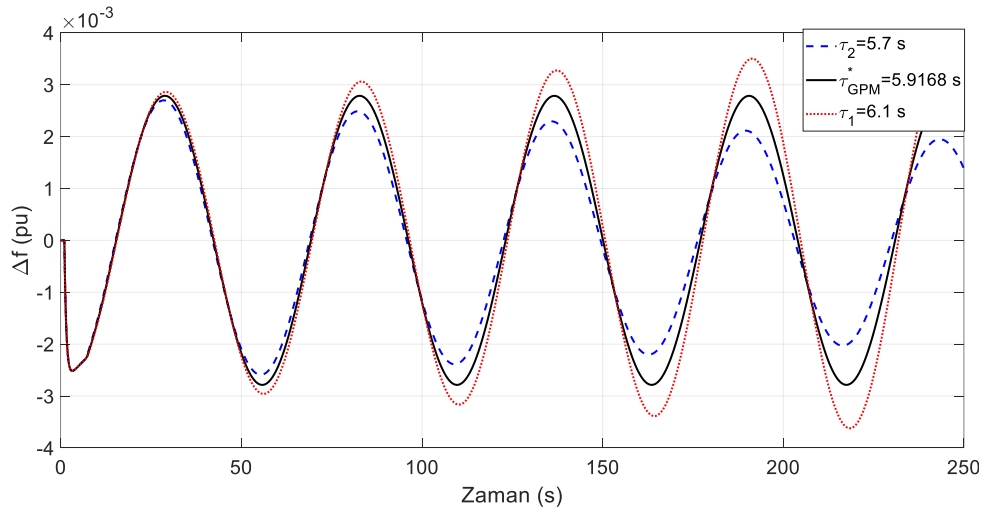


Şekil 4.12. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$, $\tau_2 = 5.7$ s ve $(A=1, \phi=0^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı

zaman gecikmesi, $\tau_{GPM}^* = 5.9168$ s gecikme payından küçük bir değer olursa karakteristik denklemin kritik kökleri kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunacak ve MŞ sistem kararlı olacaktır. Bu kararlı durumun gösterilebilmesi için $\tau_2 = 5.7$ s zaman

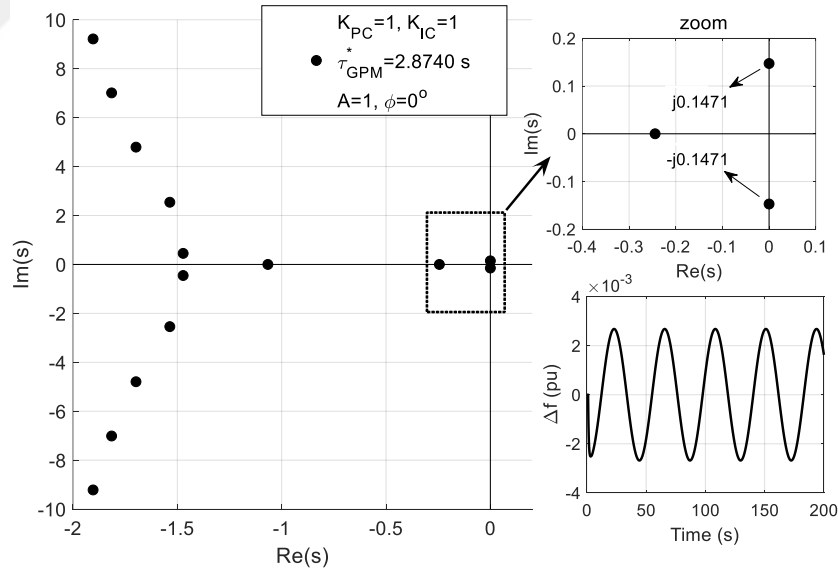
gecikmesi marj değeri Şekil 4.12’de köklerin konumu ve salınımların azaldığı durumu gösteren frekans cevabı görülmektedir. Sonuçta, $\tau_2 < \tau_{GPM}^* = 5.9168$ s zaman gecikme marj değerlerinde MŞ sistem kararlı olmaktadır. Fakat, zaman gecikme değerinin artması ile kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunan bir çift kompleks eşlenik kökün sağ yarı düzleme doğru hareket ettiği ve $\tau_{GPM}^* = 5.9168$ s zaman gecikme marj değeri sanal eksen $s = \pm j\omega_c = \pm j0.1166$ rad/s noktalarında keserek kompleks düzlemin kararsız olan sağ yarı düzlemine geçmektedir. Ayrıca, $\tau_2 = 5.7$ s, $\tau_{GPM}^* = 5.9168$ s ve $\tau_1 = 6.1$ s zaman gecikme marj değerleri için sanal kazanç-faz payı test edici bulunmayan MŞ’nin frekans cevapları Şekil 4.13’te karşılaştırılmıştır. Şekil 4.10-Şekil 4.13 arasında verilen sonuçlar önerilen üstel terimin yok edilmesi yönteminin doğruluğunu ortaya koymaktadır.

Çizelge 4.13 ($(\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0)$)’de DTC içermeyen MŞ sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikmelerinin değerleri verilmekteyken, Çizelge 4.14 ($(\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1)$), Çizelge 4.15 ($(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$), ve Çizelge 4.16 ($(\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3)$)’da verilen zaman gecikme marj değerleri, DTC içeren MŞ sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikme marj değerleri verilmektedir. Bu çizelgelere bakılacak olursa zaman gecikme



Şekil 4.13. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$, $(A = 1, \phi = 0^\circ)$ ve $(K_{PC} = 2, K_{IC} = 0.6)$ için DTC içeren MŞ sistemin frekans cevabının benzetim çalışmasıyla doğrulanması

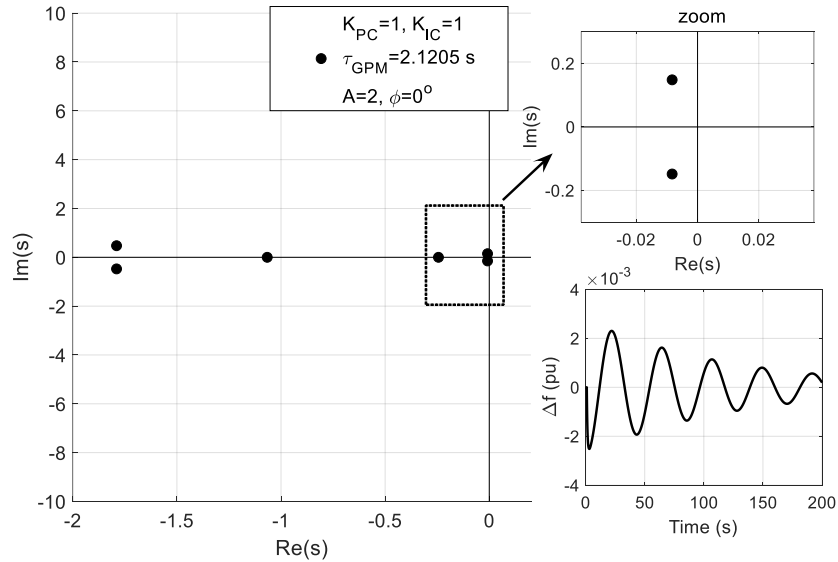
değerleri ($A=1, \phi=0^\circ$) kazanç ve faz payı değerlerine göre elde edilmiştir. Yalnızca kararlılığın dikkate alınmasıyla maksimum zaman gecikme değerlerinin hesaplanması pratik bir yaklaşım olmaz. Şekil 4.10 ve Şekil 4.12’te görüldüğü üzere, eğer zaman gecikme marjı maksimum zaman gecikmesine çok yakın bir değere sahip olursa, sistemin frekans yanıtında pratik olarak kabul edilemez salınımlar meydana gelir ve haberleşme ağının yükünden dolayı zaman gecikmesinde öngörülemez bir artış gerçekleşirse, Şekil 4.11’de gösterildiği gibi MŞ sistem kararsız hale gelir. Bu yaklaşım kararlılık anlamında yeterli görülebilir ama uygulamada MŞ’lerin frekans salınımlarından dolayı böyle bir noktada çalışması kabul edilemez. Bundan dolayı kararlılığa ek olarak, kazanç-faz payları gibi iyi bir dinamik performans (kalıcı durum hatası, sönümlleme, yerleşme zamanı, vs.) sunan farklı tasarım seçenekleri gecikme marjı hesabında mutlaka dikkate alınmalıdır. Kazanç-faz paylarının karakteristik denklemin köklerinin konumuna ve sistemin frekans cevabına etkisi benzetim çalışmaları ve QPmR algoritması ile incelenmiştir. Bu amaçla, paylaşım faktörleri ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), PI denetleyici kazançları ($K_{PC} = 1, K_{IC} = 1$) ve GPM değerleri ($A=1, \phi=0^\circ$), ($A=2, \phi=0^\circ$), ($A=1, \phi=15^\circ$) ve ($A=2, \phi=15^\circ$)



Şekil 4.14. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı

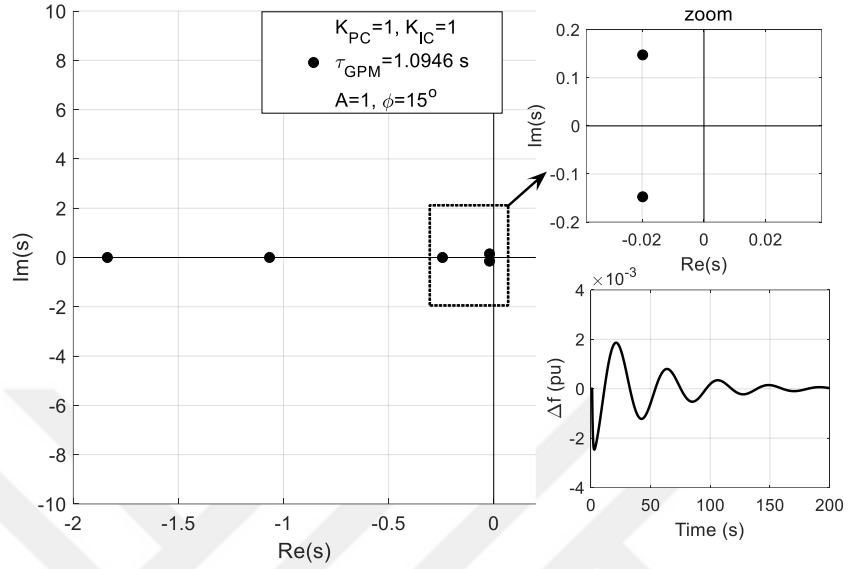
olarak seçilen MŞ sistem için $t=0$ s anında $\Delta P_L' = 0.1$ p.u bozucu yük değişiminden sonra köklerin konumu ve frekans cevabının karşılaştırılması Şekil 4.14, Şekil 4.15, Şekil 4.16, Şekil 4.17 ve Şekil 4.18'de gösterilmiştir.

İlk olarak, Şekil 4.14'te ($A=1, \phi=0^\circ$) değerlerinde ve $\tau_{GPM} = 2.8740$ s için sistemin sürekli salınıma sahip frekans cevabı sergilediği ve sınırda kararlı olduğu açık bir şekilde görülmektedir. Fakat, hiçbir sistemin bu şekilde bir çalışma noktasının etrafında çalıştırılması önerilmez. Bu çalışma noktası etrafındaki meydana gelen salınımları yok etmek için gecikme marjı hesaplarında kazanç ve/veya faz payları dikkate alınır. Maksimum zaman gecikme marj değerleri, kazanç ve faz payının ($A=2, \phi=0^\circ$) durumu için, $\tau_{GPM} = 2.1205$ s ; ($A=1, \phi=15^\circ$) durumu için $\tau_{GPM} = 1.0946$ s ve ($A=2, \phi=15^\circ$) durumu için $\tau_{GPM} = 0.8788$ s olarak hesaplanmış ve bu sonuçlar Çizelge 4.15, Çizelge 4.17-Çizelge 4.19'da verilmiştir. Sanal kazanç-faz payı test edici bulunmayan orijinal MŞ sistem ile sanal kazanç-faz payları içeren MŞ sistem için frekans cevabı ve köklerin konumu sırası ile Şekil 4.14, Şekil 4.15, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'de verilmiştir. Sonuç olarak, QPmR algoritması ve benzetim çalışması sonuçları, haberleşme zaman gecikmesi

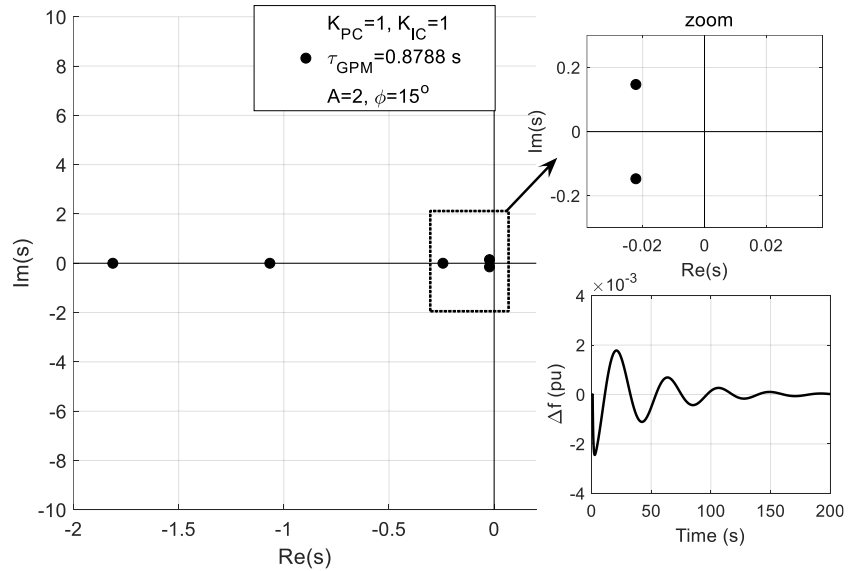


Şekil 4.15. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2, \phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı

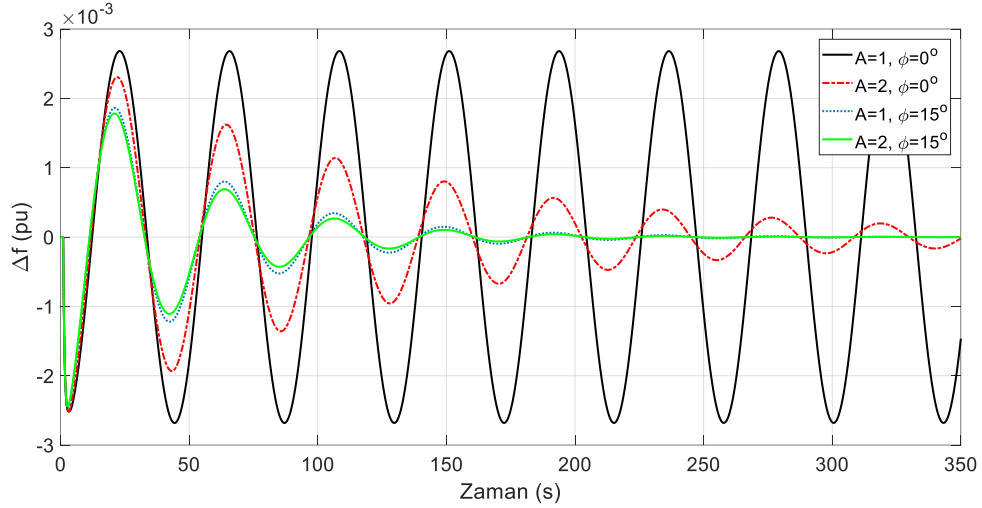
içeren MŞ sistemlerin daha iyi bir dinamik performans ve kararlılığa sahip olabilmeleri için kazanç ve/veya faz marjlarının gecikme marjı hesaplarında muhakkak dikkate alınması gerekliliğini göstermektedir.



Şekil 4.16. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A = 1, \phi = 15^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı



Şekil 4.17. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A = 2, \phi = 15^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı



Şekil 4.18. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($K_{PC} = 1$, $K_{IC} = 1$) için DTC içeren MŞ sistemin frekans cevabında görülen salınımların sönümlenmesine kazanç ve faz paylarının etkisi

Son olarak, kazanç ve/veya faz paylarının sistem dinamiğine yansıyan olumlu etkilerini gösterebilmek için bu zaman gecikme marj değerinde sanal kazanç-faz payı test edicisi içeren MŞ sistemin frekans cevapları Şekil 4.18’de gösterilmektedir. Bu şekilden anlaşılacağı üzere, kazanç ve/veya faz payları hesaba katıldığında salınımların hızlı bir şekilde sönümlendiği açıkça görülmektedir.

4.4 Rekasius yerine koyma yönteminin EA içeren MŞ sisteme uygulanması

Bu kısımda EA içeren MŞ sistemin maksimum haberleşme zaman gecikme değerleri, kazanç ve faz payını da dikkate alarak Bölüm 3’te ayrıntılarına yer verilen Rekasius yerine koyma yöntemiyle hesaplanmaktadır. Rekasius yöntemi, karakteristik denklemde yer alan üstel terim yerine Rekasius tarafından önerilen Denklem (3.26)’daki dönüşümü kullanarak karakteristik denklemi üstel terim bulunmayan bir polinom haline dönüştürmektedir. Belli kriterler dahilinde bu polinomun sanal eksen üzerindeki köklerinin tespit edilmesiyle zaman gecikme değerleri hesaplanmaktadır. Hesaplanan zaman gecikme değerleri benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanmaktadır. Rekasius yönteminin EA içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ sisteme uygulanması adımlar halinde anlatılmaktadır.

1. Adım: EA içeren MŞ sistemin modeli Şekil 2.2'ile, bu sistemin karakteristik denklemi Denklem (2.16) ile verilmiştir. Bu sistemde kullanılan sistem parametre değerleri için Çizelge (4.1)'de verilen değerler kullanılmıştır (Gündüz vd., 2017).

2. Adım: Maksimum zaman gecikme değerlerinin hesaplanacağı denetleyici kazançları ($K_{PC} = 2.5$, $K_{IC} = 0.4$) olarak, kazanç-faz payları ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) olarak, EA'nın frekans düzenlemeye katılım oranı ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) olarak seçilmiştir. Üstel terimin yok edilmesi yöntemi adım adım uygulanırken de bu değerler seçilmiştir. Bu değerlerin seçilmesinin amacı, üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle hesaplanan zaman gecikme değerinin bu yöntemle de elde edilip edilmediğinin tespiti ve karşılaştırılmasıdır. İlgili parametre değerleri EA içeren MŞ sistemin elde edilen karakteristik denklemi aşağıda Denklem (4.10) ile verilmiştir.

$$\Delta(s, \tau'_c) = \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0$$

$$\Delta(s, \tau'_c) = 0.32s^6 + 4.192s^5 + 10.768s^4 + 8.648s^3 + 1.684s^2 + 0.04s + (0.064s^5 + 0.9542s^4 + 1.8870s^3 + 1.2938s^2 + 0.3226s + 0.0256) e^{-s\tau'_c} = 0 \quad (4.10)$$

3. Adım: Denklem (4.10) ile verilen karakteristik denklemde $e^{-s\tau'_c}$ üstel terim yerine Rekasissus dönüşümü Denklem (4.11)'deki gibi yazılmıştır ve yeni karakteristik denklem elde edilmiştir.

$$\Delta(s, \tau'_c) = \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0$$

$$\Delta(s, T) = \left[a'_0(s) + a'_1(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right) \right] = 0$$

$$\Delta(s, T) = b_7s^7 + b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0 = 0 \quad (4.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} b_7 = Tp_6 = 0.32T, \quad b_6 = T(p_5 - q_5) + p_6 = 4.128T + 0.32, \\ b_5 = T(p_4 - q_4) + p_5 + q_5 = 9.81376T + 4.256, \\ b_4 = T(p_3 - q_3) + p_4 + q_4 = 6.76096T + 11.72224, \\ b_3 = T(p_2 - q_2) + p_3 + q_3 = 0.39024T + 10.53504, \\ b_2 = T(p_1 - q_1) + p_2 + q_2 = 2.97776 - 0.28256T, \\ b_1 = -Tq_0 + p_1 + q_1 = 0.36256 - 0.0256T, \quad b_0 = q_0 = 0.0256. \end{array} \right.$$

$$\begin{aligned}\Delta(s, T) = & 0.32Ts^7 + (4.128T + 0.32)s^6 + (9.81376T + 4.256)s^5 + \\ & (6.76096T + 11.72224)s^4 + (0.39024T + 10.53504)s^3 + \\ & (2.97776 - 0.28256T)s^2 + (0.36256 - 0.0256T)s + 0.0256 = 0\end{aligned}\quad (4.11)$$

4. Adım: Yeni karakteristik denklemin T ve $s = \pm j\omega_c$ köklerinin belirlenmesi için Routh-Hurwitz tablosu Denklem (4.12)'de verilmiştir.

$$\begin{array}{ccccc} s^7 & 0.32T & 9.813T + 4.256 & 0.390T + 10.535 & 0.362 - 0.0256T \\ s^6 & 4.128T + 0.32 & 6.760T + 11.722 & 2.977 - 0.28256T & 0.0256 \\ s^5 & R_{51} & R_{52} & R_{53} & 0 \\ s^4 & R_{41} & R_{42} & R_{43} = 0.0256 & 0 \\ s^3 & R_{31} & R_{32} & 0 & 0 \\ s^2 & R_{21} & R_{22} = 0.0256 & 0 & 0 \\ s^1 & R_{11} & 0 & 0 & 0 \\ s^0 & R_{22} = 0.0256 & 0 & 0 & 0 \end{array} \quad (4.12)$$

5. Adım: Routh tablosunun diğer elemanlarının T 'ye bağlı değerleri aşağıda Denklem (4.13) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}R_{51}(T) &= \frac{38.34769408T^2 + 16.9580544T + 1.36192}{(4.128T + 0.32)}, \\ R_{52}(T) &= \frac{(1.70132992T^2 + 42.66063872T + 3.3712128)}{(4.128T + 0.32)}, \\ R_{53}(T) &= \frac{(-0.1056768T^2 + 1.48026368T + 0.1160192)}{(4.128T + 0.32)}, \\ R_{41}(T) &= \frac{(252.2441359T^3 + 387.5260587T^2 + 180.4264994T + 14.885965)}{(38.34769408T^2 + 16.9580544T + 1.36192)}, \\ R_{42}(T) &= \frac{(-10.39929061T^3 + 103.3218498T^2 + 49.15958032T + 4.018344755)}{(38.34769408T^2 + 16.9580544T + 1.36192)}, \\ R_{31}(T) &= \frac{\left[-(200.5666934T^4 + 1833.871447T^3 + \right. \\ & \left. 3265.376184T^2 + 1660.728413T + 139.7221615) \right]}{\left[(252.2441359T^3 + 387.5260587T^2 + \right. \\ & \left. 180.4264994T + 14.885965) \right]},\end{aligned}\quad (4.13)$$

$$\begin{aligned}
R_{32}(T) &= \frac{(-6.457449878T^4 + 71.91272639T^3 + 127.7934758T^2 + 62.87216859T + 5.248669385)}{(252.2441359T^3 + 387.5260587T^2 + 180.4264994T + 14.885965)}, \\
R_{21}(T) &= \frac{\begin{bmatrix} -1.06 \times 10^{35} T^{11} - 3.4 \times 10^{36} T^{10} + 1.93 \times 10^{37} T^9 + 1.14 \times 10^{38} T^8 + \\ 2.11 \times 10^{38} T^7 + 1.96 \times 10^{38} T^6 + 1.02 \times 10^{38} T^5 + 3.06 \times 10^{37} T^4 + \\ 5.22 \times 10^{36} T^3 + 5.01 \times 10^{35} T^2 + 2.51 \times 10^{34} T + 5.11 \times 10^{32} \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} 1.78 \times 10^{36} T^{10} + 1.99 \times 10^{37} T^9 + 6.52 \times 10^{37} T^8 + 1.01 \times 10^{38} T^7 + \\ 8.63 \times 10^{37} T^6 + 4.29 \times 10^{37} T^5 + 1.25 \times 10^{37} T^4 + 2.09 \times 10^{36} T^3 + \\ 1.99 \times 10^{35} T^2 + 9.93 \times 10^{33} T + 2.01 \times 10^{32} \end{bmatrix}}, \\
R_{11}(T) &= \frac{\begin{bmatrix} 1.65 \times 10^{37} T^{16} + 2.53 \times 10^{38} T^{15} - 1.28 \times 10^{40} T^{14} - 1.34 \times 10^{41} T^{13} - \\ 1.85 \times 10^{41} T^{12} + 1.07 \times 10^{42} T^{11} + 4.5 \times 10^{42} T^{10} + 8.09 \times 10^{42} T^9 + \\ 8.33 \times 10^{42} T^8 + 5.42 \times 10^{42} T^7 + 2.29 \times 10^{42} T^6 + 6.32 \times 10^{41} T^5 + \\ 1.13 \times 10^{41} T^4 + 1.28 \times 10^{40} T^3 + 8.87 \times 10^{38} T^2 + 3.42 \times 10^{37} T + 5.62 \times 10^{35} \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} -6.47 \times 10^{38} T^{15} - 2.68 \times 10^{40} T^{14} - 8.29 \times 10^{40} T^{13} + 1.43 \times 10^{42} T^{12} + \\ 9.42 \times 10^{42} T^{11} + 2.53 \times 10^{43} T^{10} + 3.85 \times 10^{43} T^9 + 3.67 \times 10^{43} T^8 + \\ 2.28 \times 10^{43} T^7 + 9.36 \times 10^{42} T^6 + 2.53 \times 10^{42} T^5 + 4.46 \times 10^{41} T^4 + \\ 5.02 \times 10^{40} T^3 + 3.46 \times 10^{39} T^2 + 1.33 \times 10^{38} T + 2.18 \times 10^{36} \end{bmatrix}}.
\end{aligned} \tag{4.13}$$

6. Adım: Routh tablosunun $R_{11}(T)$ elemanından yola çıkarak Denklem (3.38)'de de verilen $R_{11}(T)=0$ denklemi yardımıyla T değerleri belirlenmiş ve T_{ck} kümesi olarak aşağıda Denklem (4.14)'te verilmiştir.

$$T_{ck} = \left\{ \begin{aligned} &[T_1 = -0.07751937984], [T_2 = -1.312325581], \\ &[T_3 = -0.3367561718], [T_4 = -1.353384931], \\ &[T_5 = -0.7073758685], [T_6 = -0.7089440506], \\ &[T_7 = 26.2547701], [T_8 = -0.1042719611], \\ &[T_9 = -0.1042745091], [T_{10} = -0.1042745097], \\ &[T_{11} = -0.1054621886], [T_{12} = -6.978414266], \\ &[T_{13} = 3.690916838], [T_{14} = -31.92925283], \\ &[T_{15} = -0.7160207446 - 0.2308196865 * j], \\ &[T_{16} = -0.7160207446 + 0.2308196865 * j] \end{aligned} \right\} \tag{4.14}$$

7. Adım: Bölüm 3'te bahsedilen Denklem (3.41) ile verilen $R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0$ yardımcı denkleminde yola çıkarak $R_{21}(T)R_{22}(T) > 0$ şartıyla $s = \pm j\omega_c$ için sanal kökler hesaplanacaktır. Bu amaçla, Routh tablosunda sabit bir sayı olarak bulunan $R_{22}(T) = 0.0256$ elemanı $R_{22}(T) > 0$ şartını sağlamaktadır. $R_{21}(T) > 0$ şartını sağlayan Denklem (4.14) ile verilen T değerlerinden sadece reel $T_{13} = 3.690916838$ değeri için $R_{21}(T) = 1.049374403 > 0$ bulunarak $R_{21}(T) > 0$ şartı sağlanmaktadır. Bundan dolayı $R_{22}(T) = 0.0256 > 0$ ve $R_{21}(T) = 1.049374403 > 0$ değerleri için $\omega_c = 0.1561905483 \text{ rad / s}$ değeri aşağıda Denklem (4.15) ile hesaplanmıştır.

$$s = \pm j\omega_c = \pm j\sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} \quad (4.15)$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} = \sqrt{\frac{0.0256}{1.049374403}} = 0.1561905483 \text{ rad / s}$$

8. Adım: Hesaplamalarla belirlenen ω_c ve T değerleri kullanılarak kazanç ve faz payı dikkate alınarak değiştirilmiş zaman gecikme değeri τ'_c aşağıda Denklem (4.16)'da hesaplanmıştır.

$$\tau'_c = \frac{2}{\omega_c} \left[\tan^{-1}(\omega_c T) \right]$$

$$\tau'_c = \frac{2}{0.1561905483} \left[\tan^{-1}(0.1561905483 \times 3.690916838) \right] \quad (4.16)$$

$$\tau'_c = 6.6963 \text{ s}$$

9. Adım: τ'_c değeri, tercih edilen kazanç ve faz payının dahil edildiği değiştirilmiş zaman gecikme değeridir. τ'_c ile orijinal sistemin kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikme değeri $\tau^* (\tau_{GPM}^*)$ arasındaki bağıntı Denklem (3.19) kullanılarak orijinal sistemin maksimum zaman gecikme değeri aşağıdaki gibi hesaplanmış ve $\tau = 5.0202 \text{ s}$ olarak bulunmuştur. ($\phi = 15^\circ = 0.2618 \text{ rad}$)

$$\tau = \tau_{GPM}^* = \tau_c' - \frac{\phi}{\omega_c} = 6.6963 \text{ s} - \frac{0.2617993877 \text{ rad}}{0.1561905483 \text{ rad / s}} = 5.0202 \text{ s} \quad (4.17)$$

Denklem (4.17) ile verilen değer, Çizelge (4.29)'da turuncu renkle vurgulanmıştır.

Rekasiüs yerine koyma yöntemi için anlatılan adımlar istenilen (K_{PC} , K_{IC}) denetleyici parametreleri, istenilen kazanç-faz payları (A , ϕ) ve istenilen katılım oranları (α_0 , α_1) için ayrı ayrı uygulanarak haberleşme zaman gecikme değerleri hesaplanabilir.

4.4.1 Teorik Sonuçlar

EA içeren MŞ sistem için Rekasiüs yöntemiyle zaman gecikme değerleri hesaplanmış ve GPM değerleri ($A=1$, $\phi=0^\circ$) iken ve katılım oranları $\alpha_0=1.0-0.5$ aralığında ve $\alpha_1=0-0.5$ aralığında değiştirilmiş ve sonuçlar Çizelge 4.20-Çizelge 4.25 aralığında verilmiştir. Bu durumlara göre çizelgeler incelenirse, EA'nın frekans kontrolüne katılım oranının giderek artmasının zaman gecikme değerlerini arttırdığı açıkça görülmektedir. Dolayısıyla, EA'nın katılım oranının artması, sistemin zaman gecikme marjlarını arttırdığı için kararlılığa olumlu etki ettiğini söyleyebiliriz. Bu yorum tersi yönde de yapılabilir. EA'ların katılım oranları azaldıkça sistemin gecikme marjları azalmakta dolayısıyla sistemin kararlılığı olumsuz etkilenmektedir. Ayrıca pratikte pek mümkün olmasa da sonuçların teoride nasıl olduğunu gözlemlemek için katılım oranları ($\alpha_0=0.1$, $\alpha_1=0.9$) seçilmiş ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) iken sonuçlar Çizelge 4.26 ile verilmiştir.

Çizelge 4.20. ($\alpha_0=1$, $\alpha_1=0$) ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

τ_{GPM}^*	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	7.8713	9.9443	11.5736	12.6737	13.2220	13.2726
0.4	4.1252	5.2651	6.2859	7.1559	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	1.8896	2.3717	2.8340	3.2702	3.6748	4.0425

Çizelge 4.21. ($\alpha_0 = 0.9$, $\alpha_1 = 0.1$) ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	8.5626	10.6543	12.3296	13.5066	14.1541	14.3061
0.4	4.5154	5.6600	6.6930	7.5854	8.3144	8.8652
0.6	3.1733	3.9593	4.6945	5.3647	5.9572	6.4621
0.8	2.5046	3.1028	3.6721	4.2041	4.6910	5.1261
1	2.1045	2.5873	3.0515	3.4914	3.9020	4.2785

Çizelge 4.22. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	9.4296	11.5403	13.2625	14.5192	15.2729	15.5395
0.4	5.0038	6.1530	7.1983	8.1135	8.8770	9.4741
0.6	3.5391	4.3271	5.0678	5.7484	6.3573	6.8851
0.8	2.8095	3.4089	3.9812	4.5191	5.0154	5.4640
1	2.3728	2.8563	3.3224	3.7662	4.1828	4.5681

Çizelge 4.23. ($\alpha_0 = 0.7$, $\alpha_1 = 0.3$) ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	10.5493	12.6793	14.4495	15.7887	16.6560	17.0515
0.4	5.6326	6.7865	7.8443	8.7825	9.5815	10.2265
0.6	4.0096	4.7997	5.5459	6.2369	6.8625	7.4138
0.8	3.2014	3.8019	4.3773	4.9211	5.4269	5.8892
1	2.7175	3.2017	3.6698	4.1172	4.5400	4.9342

Daha sonra, kazanç-faz paylarının maksimum zaman gecikme marjları üzerindeki etkilerini görmek için katılım oranları ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) iken ve ($A=2$, $\phi=0^\circ$)

değerleri için sonuçlar Çizelge (4.27), ($A=1, \phi=15^\circ$) değerleri için sonuçlar Çizelge (4.28), ($A=2, \phi=15^\circ$) değerleri için sonuçlar Çizelge (4.29)'da verilmiştir. Burada çizelgeler incelenirse kazanç ve faz payları dikkate alındığı durumlarda sistemin güvenli ve kararlı bir şekilde çalışması için tüm (K_{PC}, K_{IC}) denetleyici değerlerinde zaman gecikme değerleri azalmaktadır. Ayrıca, çizelgelerdeki zaman gecikme değerleri incelendiğinde kazanç ve faz marjının ikisinin birlikte dikkate alındığı durumdaki ($A=2, \phi=15^\circ$) zaman gecikme değerleri, diğer durumlardaki zaman gecikme değerlerinden daha düşük olduğu görülebilir. Dolayısıyla sadece kazanç marjı veya sadece faz marjının aksine hem kazanç hem de faz marjı dikkate alındığında sistemin daha güvenli bir bölgede çalışmaya sevk edildiğini söyleyebiliriz.

Çizelge 4.24. ($\alpha_0 = 0.6, \alpha_1 = 0.4$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	12.0512	14.2010	16.0202	17.4453	18.4338	18.9739
0.4	6.4725	7.6312	8.7015	9.6631	10.4984	11.1934
0.6	4.6370	5.4291	6.1808	6.8824	7.5248	8.1001
0.8	3.7234	4.3250	4.9035	5.4532	5.9686	6.4448
1	3.1762	3.6611	4.1310	4.5823	5.0112	5.4143

Çizelge 4.25. ($\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5$) ve ($A=1, \phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	14.1714	16.3416	18.2115	19.7260	20.8442	21.5456
0.4	7.6512	8.8147	9.8977	10.8830	11.7555	12.5024
0.6	5.5151	6.3092	7.0665	7.7787	8.4382	9.0380
0.8	4.4528	5.0554	5.6370	6.1926	6.7177	7.2079
1	3.8163	4.3018	4.7737	5.2286	5.6637	6.0759

Diğer bir husus, tüm çizelgelere baktığımızda herhangi bir sabit K_{PC} değerinde, K_{IC} değerleri arttıkça sistemin zaman gecikme marjlarının azaldığı görülmektedir. Buna göre, K_{PC} parametresi herhangi bir değerde sabit tutulup K_{IC} parametre değeri artırıldığında sistemin kararlılığı olumsuz etkilenmektedir. Bu durumu tersten incelediğimizde; herhangi bir sabit K_{PC} değerinde, K_{IC} değerleri azaldıkça sistemin zaman gecikme marjlarının arttığı görülmektedir. Bu durumda K_{PC} parametresi herhangi bir değerde sabit tutulup K_{IC} parametre değeri azaltıldığında sistemin kararlılığının olumlu etkilenmekte olduğu yorumları yapılabilir.

Çizelge 4.26. ($\alpha_0 = 0.1$, $\alpha_1 = 0.9$) v ve ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	70.4969	72.7974	74.9535	76.9556	78.7941	80.4591
0.4	36.8379	38.0246	39.1652	40.2566	41.2958	42.2797
0.6	26.3995	27.2017	27.9811	28.7362	29.4654	30.1671
0.8	21.3046	21.9107	22.5030	23.0805	23.6423	24.1873
1	18.2550	18.7421	19.2197	19.6872	20.1440	20.5893

Çizelge 4.27. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2$, $\phi = 0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	6.1530	8.1135	9.4741	10.1531	10.2164	9.8493
0.4	3.4089	4.5191	5.4640	6.1983	6.6963	6.9585
0.6	2.4874	3.2577	3.9521	4.5464	5.0224	5.3693
0.8	2.0253	2.6145	3.1602	3.6476	4.0645	4.4017
1	1.7473	2.2241	2.6727	3.0832	3.4469	3.7567

Çizelge 4.28. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1$, $\phi=15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

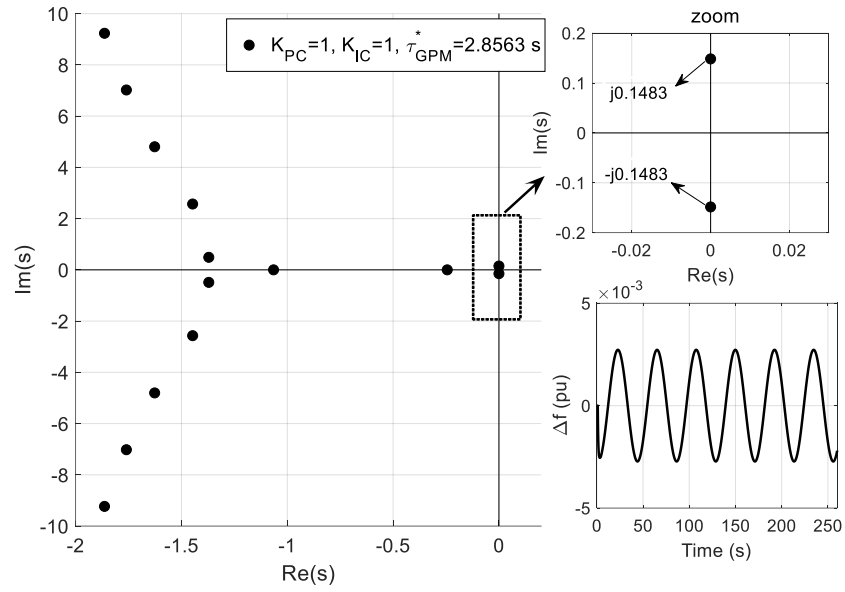
$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	5.3399	7.5341	9.3920	10.8302	11.8017	12.3092
0.4	2.1650	3.3435	4.4369	5.4180	6.2636	6.9569
0.6	1.2366	2.0405	2.8075	3.5242	4.1789	4.7611
0.8	0.8229	1.4325	2.0220	2.5836	3.1100	3.5946
1	0.6005	1.0914	1.5698	2.0306	2.4689	2.8803

Çizelge 4.29. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2$, $\phi=15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

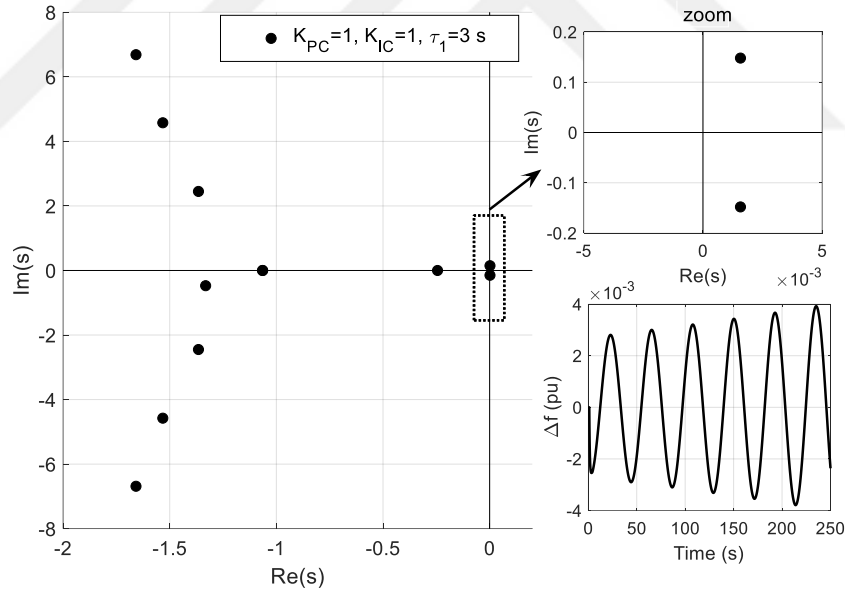
$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	3.3435	5.4180	6.9569	7.8588	8.1627	8.0279
0.4	1.4325	2.5836	3.5946	4.4169	5.0202	5.3984
0.6	0.8785	1.6712	2.4022	3.0463	3.5836	4.0009
0.8	0.6355	1.2394	1.8091	2.3296	2.7877	3.1731
1	0.5072	0.9946	1.4606	1.8951	2.2891	2.6346

4.4.2 Teorik sonuçların benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanması

EA içeren MŞ sistemin istenen kazanç-faz payı ve katılım faktörlerinde sınırdaki kararlı bir şekilde çalışacağı zaman gecikme marjları, Rekasius yöntemiyle teorik olarak hesaplanmış ve hesaplanan sonuçların doğruluğu, QPmR algoritmasıyla ve zaman düzlemindeki benzetim çalışmalarıyla sağlanmıştır. Çizelge 4.22’de verilen sonuçlar incelendiğinde ($A=1$, $\phi=0^\circ$) kazanç-faz payı, ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) paylaşım faktörleri ve $K_{PC}=1$, $K_{IC}=1$ denetleyici kazanç değerleri için gecikme marjı $\tau^*_{GPM} = 2.8563$ s olarak hesaplanmış ve bu gecikme marjında sanal eksen üzerinde bulunan kökler $s = \pm j\omega_c = \pm j0.1483$ rad/s olarak hesaplanmıştır. Seçilen PI denetleyici kazançları ve hesaplanan gecikme marjı değeri için karakteristik denklemin köklerinin konumu ve MŞ sistemin frekans cevabı Şekil 4.19’da görülmektedir. Köklerin konumuna bakılırsa, QPmR algoritması ve teorik olarak hesaplanan sanal eksen üzerinde bulunan kökler birbirleriyle aynıdır. Ayrıca, Şekil 4.19’da gösterilen frekans cevabının sönümlenmeyen



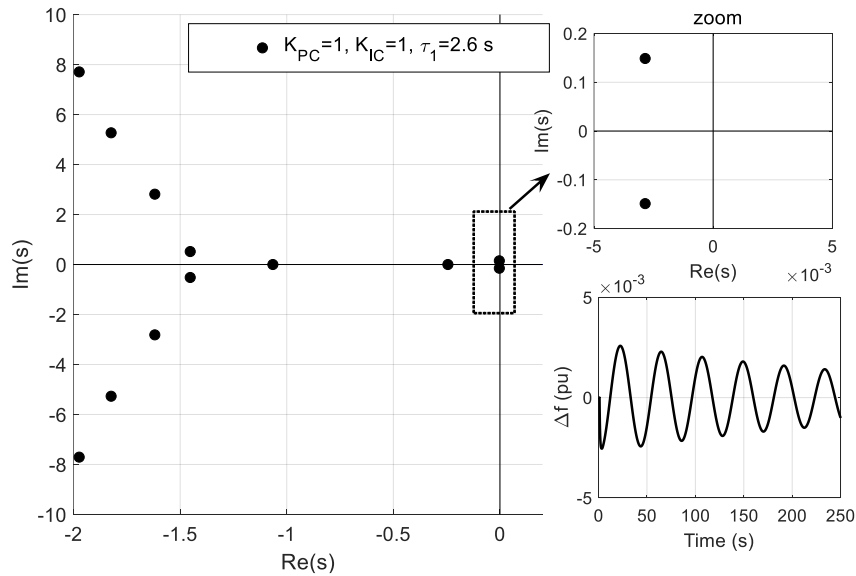
Şekil 4.39. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $\tau_{GPM}^* = 2.8563 \text{ s}$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı



Şekil 4.20. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $\tau_1 = 3 \text{ s}$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararsız frekans cevabı

(azalmayan ve artmayan) salınımlar içerdiği ve bundan dolayı bu zaman gecikme marj değerinde sistemin sınırda kararlı olduğu, benzetim çalışmasında açık bir şekilde ortaya konmaktadır. Eğer sistemde ortaya çıkabilecek zaman gecikmesi, $\tau_{GPM}^* = 2.8563 \text{ s}$

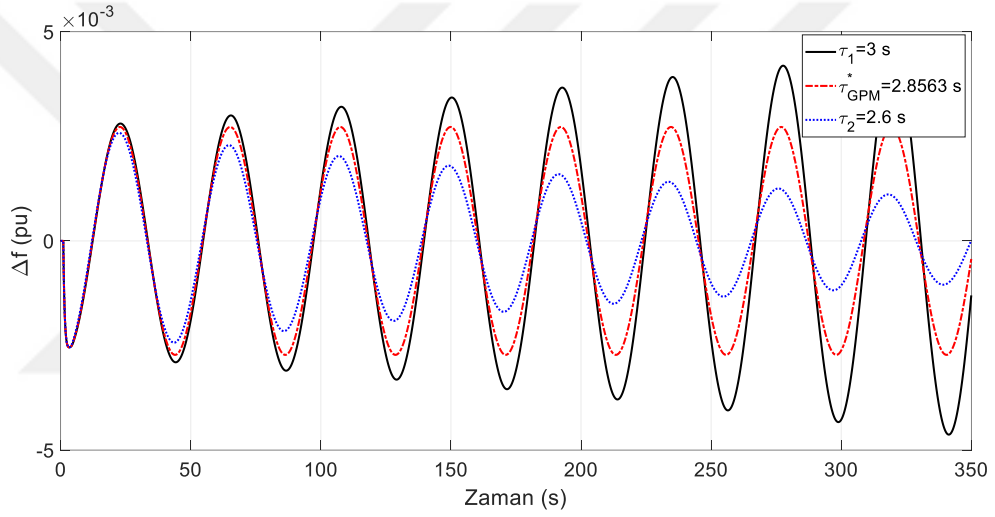
gecikme marjından büyük olursa, sistemin karakteristik denkleminde ait bir çift eşlenik kök kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde bulunur ve MŞ sistem kararsız olur. Bu kararsız durumu gösterebilmek için $\tau_1 = 3$ s zaman gecikmesi marj değerinde Şekil 4.20’de köklerin yerleşimi ve salınımların giderek artan durumunu gösteren frekans cevabı görülmektedir. Sonuçta, $\tau_1 > \tau^*_{GPM} = 2.8563$ s zaman gecikme marj değerlerinde MŞ sistem kararsız olmaktadır. Benzer şekilde eğer sistemde yaşanabilecek zaman gecikmesi, $\tau^*_{GPM} = 2.8563$ s gecikme payından daha küçük bir değer olursa karakteristik denklemin kritik kökleri kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunacak ve MŞ sistem kararlı olacaktır. Bu kararlı durumun gösterilebilmesi için $\tau_2 = 2.6$ s zaman gecikmesi marj değerinde Şekil 4.21’de köklerin konumu ve salınımların azaldığı durumu gösteren frekans cevabı görülmektedir. Sonuçta, $\tau_2 < \tau^*_{GPM} = 2.8563$ s zaman gecikme marj değerlerinde MŞ sistem kararlı olmaktadır. Fakat, zaman gecikme değerinin artması ile kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunan bir çift kompleks eşlenik kökün sağ yarı düzleme doğru hareket ettiği ve $\tau^*_{GPM} = 2.8563$ s zaman gecikme marj değerinde sanal eksen $s = \pm j\omega_c = \pm j0.1483$ rad/s noktalarında keserek kompleks düzlemin kararsız olan sağ yarı düzlemine geçmektedir.



Şekil 4.21. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve $\tau_2 = 2.6$ s için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı

Ayrıca, $\tau_2 = 2.6 \text{ s}$, $\tau_{GPM}^* = 2.8563 \text{ s}$ ve $\tau_1 = 3 \text{ s}$ zaman gecikme marj değerleri için sanal kazanç-faz payı test edici bulunmayan MŞ'nin frekans cevaplarının Şekil 4.22'de karşılaştırılması yapılmıştır. Şekil 4.19- Şekil 4.22 arasında verilen sonuçlar önerilen Rekasius yerine koyma yönteminin doğruluğunu kanıtlamaktadır.

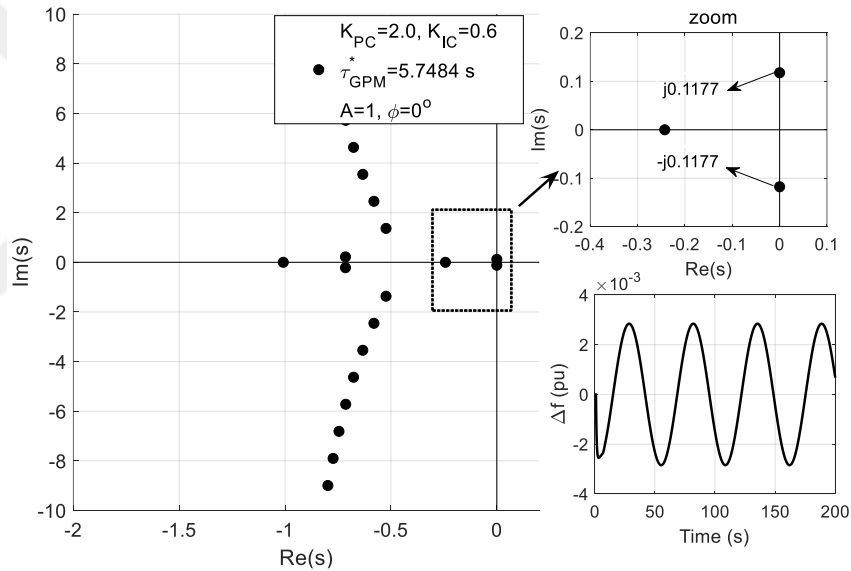
Çizelge 4.20 ($(\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0)$)'de EA içermeyen MŞ sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikmelerinin değerleri verilmekteyken, Çizelge 4.21 ($(\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1)$) Çizelge 4.22 ($(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$), Çizelge 4.23 ($(\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3)$), Çizelge 4.24 ($(\alpha_0 = 0.6, \alpha_1 = 0.4)$) ve Çizelge 4.25 ($(\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5)$)'de EA içeren MŞ sistemin



Şekil 4.22. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2), (A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(K_{PC} = 1, K_{IC} = 1)$ için EA içeren MŞ sistemin frekans cevabının benzetim çalışmasıyla doğrulanması

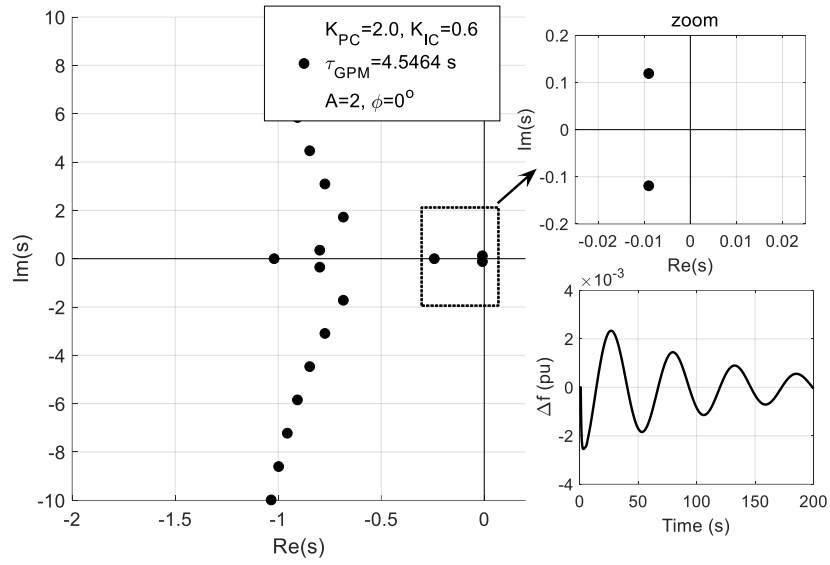
sınırda kararlı olduğu zaman gecikme marj değerleri verilmektedir. Bu çizelgelere bakılacak olursa zaman gecikme değerleri $(A=1, \phi=0^\circ)$ kazanç ve faz payı değerlerine göre elde edilmiştir. Yalnızca kararlılığın dikkate alınmasıyla maksimum zaman gecikme marj değerlerinin hesaplanması pratik bir yaklaşım olmaz. Şekil 4.19 ve Şekil 4.21'de görüldüğü üzere, eğer zaman gecikme marjı maksimum zaman gecikmesine çok yakın bir değere sahip olursa, sistemin frekans yanıtında pratik olarak kabul edilemez salınımlar meydana gelir ve haberleşme ağının yükünden dolayı zaman gecikmesinde öngörülemez bir artış gerçekleşirse, Şekil 4.20'de gösterildiği gibi MŞ sistem kararsız hale gelir. Bu yaklaşım kararlılık anlamında yeterli görülebilir ama uygulamada MŞ'lerin frekans

salınımlarından dolayı böyle bir noktada çalışması kabul edilemez. Bundan dolayı kararlılığa ek olarak, kazanç-faz payları gibi iyi bir dinamik performans (kalıcı durum hatası, sönümleme, yerleşme zamanı, vs.) sunan farklı tasarım seçenekleri gecikme marjı hesabında mutlaka dikkate alınmalıdır. Kazanç-faz paylarının karakteristik denklemin köklerinin konumuna ve sistemin frekans cevabına etkisi benzetim çalışmaları ve QPmR algoritması ile incelenmiştir. Bu amaçla, paylaşım faktörleri ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$), PI denetleyici kazançları ($K_{PC} = 2.0$, $K_{IC} = 0.6$) ve GPM değerleri ($A=1$, $\phi=0^\circ$), ($A=2$, $\phi=0^\circ$), ($A=1$, $\phi=15^\circ$) ve ($A=2$, $\phi=15^\circ$) olarak seçilen MŞ sistem için $t=0$ s anında $\Delta P_L' = 0.1$ p.u bozucu yük değişiminden sonra köklerin konumu ve frekans cevabının karşılaştırılması Şekil 4.23-Şekil 4.27 ile gösterilmiştir.

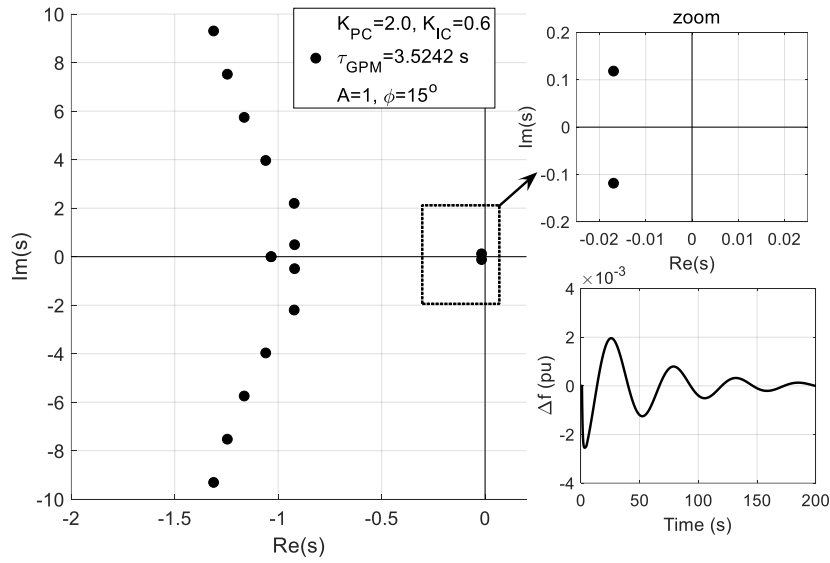


Şekil 4.23. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı

İlk olarak, Şekil 4.23'te ($A=1$, $\phi=0^\circ$) değerlerinde ve $\tau_{GPM}^* = 5.7484$ s için sistemin sürekli salınıma sahip frekans cevabı sergilediği ve sınırda kararlı olduğu açıkça görülmektedir. Fakat, hiçbir sistemin bu şekilde bir çalışma noktasının etrafında çalıştırılması tavsiye edilmez. Bu çalışma noktası etrafında meydana gelen salınımları yok etmek için gecikme marjı hesaplarında kazanç ve/veya faz payları dikkate alınır.



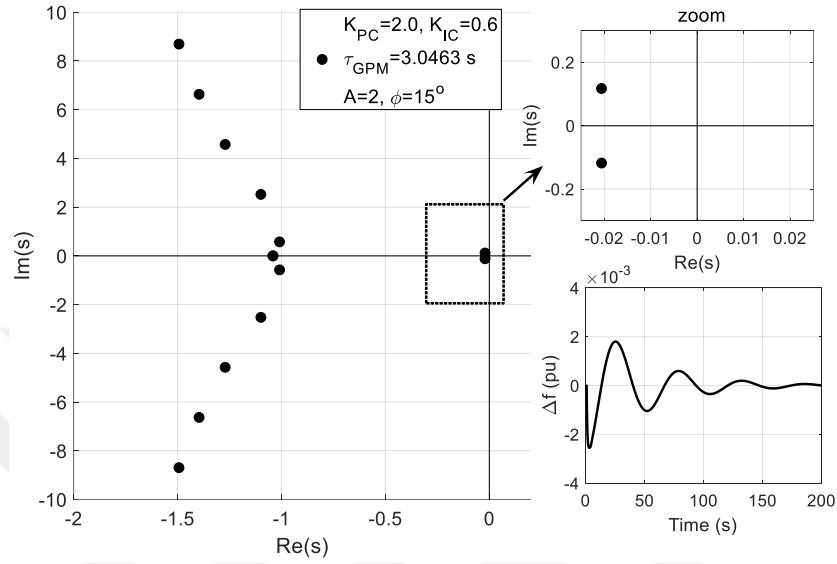
Şekil 4.24. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A = 2, \phi = 0^\circ)$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı



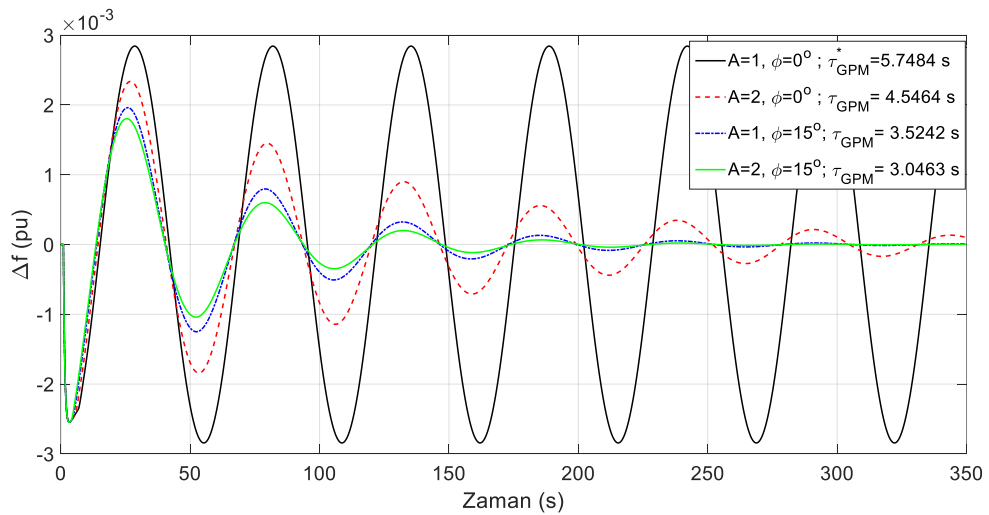
Şekil 4.25. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A = 1, \phi = 15^\circ)$ için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı

Maksimum zaman gecikme marj değerleri, kazanç-faz paylarının $(A = 2, \phi = 0^\circ)$ durumu için $\tau_{GPM} = 4.5464$ s; $(A = 1, \phi = 15^\circ)$ durumu için $\tau_{GPM} = 3.5242$ s ve $(A = 2, \phi = 15^\circ)$ durumu için $\tau_{GPM} = 3.0463$ s olarak hesaplanmış ve bu sonuçlar Çizelge 4.27-Çizelge

4.29 ile verilmiştir. Sanal kazanç-faz payı test edici bulunmayan orijinal MŞ sistem ile sanal kazanç-faz payları içeren MŞ sistem için frekans cevabı ve köklerin konumu sırasıyla Şekil 4.23-Şekil 4.26 ile verilmiştir. Sonuç olarak, QPmR algoritması ve benzetim çalışması sonuçları, haberleşme zaman gecikmesi içeren MŞ sistemlerin daha



Şekil 4.26. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) için EA içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı



Şekil 4.27. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($K_{PC} = 2.0$, $K_{IC} = 0.6$) için EA içeren MŞ sistemin frekans cevabında görülen salınımların sönümlenmesine kazanç ve faz paylarının etkisi

iyi bir dinamik performans ve kararlılığa sahip olabilmeleri için kazanç ve/veya faz marjlarının gecikme marjı hesaplarında muhakkak dikkate alınması gerekliliğini göstermektedir.

Son olarak, kazanç ve/veya faz paylarının sistem dinamiğine yansıyan olumlu etkilerini gösterebilmek için bu zaman gecikme marj değerinde sanal kazanç-faz payı test edicisi içeren MŞ sistemin frekans cevapları Şekil 4.27’de gösterilmektedir. Bu şekilden anlaşılağı üzere, kazanç ve/veya faz payları hesaba katıldığında salınımların hızlı bir şekilde sönümlendiğı açıkça görölmektedir.

4.5 Rekasius yerine koyma yönteminin DTC içeren MŞ sisteme uygulanması

Bu kısımda DTC içeren MŞ sistemin maksimum haberleşme zaman gecikme değerleri, kazanç ve faz payını da dikkate alarak Bölüm 3’te ayrıntılarına yer verilen Rekasius yerine koyma yöntemiyle hesaplanmaktadır. Rekasius yöntemi, karakteristik denklemde yer alan üstel terim yerine Rekasius tarafından önerilen Denklem (3.26)’daki dönüşümü kullanarak karakteristik denklemi üstel terim bulunmayan bir polinom haline dönüştürmektedir. Belli kriterler dahilinde bu polinomun sanal eksen üzerindeki köklerinin tespit edilmesiyle zaman gecikme değerleri hesaplanmaktadır. Hesaplanan zaman gecikme değerleri benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanmaktadır. Rekasius yönteminin DTC içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ sisteme uygulanması adımlar halinde anlatılmaktadır.

1. Adım: DTC içeren MŞ sistemin modeli Şekil 2.5’ile verilmiş, bu sistemin karakteristik denklemi Denklem (2.24) ile verilmiştir. Bu sistemde kullanılan sistem parametre değerleri için Çizelge (4.12)’de verilen değerler kullanılmıştır (Gündüz vd., 2017).

2. Adım: Maksimum zaman gecikme değerlerinin hesaplanacağı denetleyici kazançları ($K_{PC} = 2.5$, $K_{IC} = 0.4$) olarak, kazanç-faz payları ($A = 1$, $\phi = 0^\circ$) olarak, DTC’nin frekans düzenlemeye katılım oranı ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) olarak seçilmiştir. Üstel terimin yok edilmesi yöntemi adım adım uygulanırken de bu değerler seçilmiştir. Bu değerlerin seçilmesinin amacı, üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle hesaplanan zaman gecikme değerinin bu yöntemle de elde edilip edilmediğinin tespiti ve karşılaştırılmasıdır. İlgili

parametre değerleri DTC içeren MŞ sistemin elde edilen karakteristik denklemi aşağıda Denklem (4.18) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau'_c) &= \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0 \\ \Delta(s, \tau'_c) &= 3.2s^5 + 9.952s^4 + 8.552s^3 + 1.728s^2 + 0.048s + \\ &\quad (0.32s^4 + 0.7712s^3 + 0.5952s^2 + 0.1568s + 0.0128) e^{-s\tau'_c} = 0\end{aligned}\quad (4.18)$$

3. Adım: Denklem (4.18) ile verilen karakteristik denklemde $e^{-s\tau'_c}$ üstel terim yerine Rekasissus dönüşümü Denklem (4.19)'daki gibi yazılmıştır ve yeni karakteristik denklem elde edilmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau'_c) &= \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0 \\ \Delta(s, T) &= \left[a'_0(s) + a'_1(s) \left(\frac{1-Ts}{1+Ts} \right) \right] = 0 \\ \Delta(s, T) &= b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0 = 0\end{aligned}\quad (4.19)$$

Buradaki b katsayıları ve buna bağlı yeni karakteristik denklem aşağıda verilmiştir.

$$\left\{ \begin{aligned} b_6 &= T(p_5) = 3.2T, b_5 = T(p_4 - q_4) + p_5 = 9.632T + 3.2, \\ b_4 &= T(p_3 - q_3) + p_4 + q_4 = 7.7808T + 10.272, \\ b_3 &= T(p_2 - q_2) + p_3 + q_3 = 1.1328T + 9.3232, \\ b_2 &= T(p_1 - q_1) + p_2 + q_2 = 2.3232 - 0.1088T, \\ b_1 &= -Tq_0 + p_1 + q_1 = 0.2048 - 0.0128T, b_0 = q_0 = 0.0128. \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned}\Delta(s, T) &= (3.2T)s^6 + (9.632T + 3.2)s^5 + \\ &\quad (7.7808T + 10.272)s^4 + (1.1328T + 9.3232)s^3 + \\ &\quad (2.3232 - 0.1088T)s^2 + (0.2048 - 0.0128T)s + 0.0128 = 0\end{aligned}$$

4. Adım: Yeni karakteristik denklemin T ve $s = \pm j\omega_c$ köklerinin belirlenmesi için Routh-Hurwitz tablosu Denklem (4.20)'de verilmiştir.

s^6	$3.2T$	$(7.7808T + 10.272)$	$(2.3232 - 0.1088T)$	0.0128	
s^5	$(9.632T + 3.2)$	$(1.1328T + 9.3232)$	$(0.2048 - 0.0128T)$	0	
s^4	R_{41}	R_{42}	$R_{43} = 0.0128$	0	
s^3	R_{31}	R_{32}	0	0	(4.20)
s^2	R_{21}	$R_{22} = 0.0128$	0	0	
s^1	R_{11}	0	0	0	
s^0	$R_{22} = 0.0128$	0	0	0	

5. Adım: Routh tablosunun diğer elemanlarının T 'ye bağlı değerleri aşağıda Denklem (4.21) ve Denklem (4.22) ile verilmiştir.

$$R_{41}(T) = \left(\frac{71.3197056T^2 + 94.004224T + 32.8704}{(9.632T + 3.2)} \right),$$

$$R_{42}(T) = \left(\frac{(-1.0070016T^2 + 21.3735424T + 7.43424)}{(9.632T + 3.2)} \right), \quad (4.21)$$

$$R_{31}(T) = \left(\frac{\left[\begin{array}{l} 90.49040191T^3 + 568.7683089T^2 + \\ 773.653835T + 282.6677453 \end{array} \right]}{71.3197056T^2 + 94.004224T + 32.8704} \right),$$

$$R_{32}(T) = \left(\frac{\left[\begin{array}{l} -0.9128922317T^3 + 12.21549621T^2 + \\ 18.04227052T + 6.60078592 \end{array} \right]}{71.3197056T^2 + 94.004224T + 32.8704} \right),$$

$$R_{21}(T) = \left(\frac{\left[\begin{array}{l} -2.701177067T^4 + 60.69387706T^3 + \\ 981.2042509T^2 + 1533.558834T + 588.8904329 \end{array} \right]}{\left[\begin{array}{l} 90.49040191T^3 + 568.7683089T^2 + \\ 773.653835T + 282.6677453 \end{array} \right]} \right), \quad (4.22)$$

$$R_{11}(T) = \left(\frac{\begin{bmatrix} 0.03457378645T^5 - 2.754708677T^4 - 17.70655576T^3 + \\ 104.9529108T^2 + 211.6637375T + 87.14241943 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} -2.701077067T^4 + 60.69387706T^3 + 981.2042509T^2 + \\ 1533.558834T + 588.8904329 \end{bmatrix}} \right). \quad (4.22)$$

6. Adım: Routh tablosunun $R_{11}(T)$ elemanından yola çıkarak Denklem (3.38)'de de verilen $R_{11}(T) = 0$ denklemi yardımıyla T değerleri belirlenmiş ve T_{ck} kümesi olarak aşağıda Denklem (4.23)'te verilmiştir.

$$T_{ck} = \left\{ \begin{bmatrix} T_1 = 4.956063234, [T_2 = -0.6210147044], \\ [T_3 = 85.25573798], [T_4 = -1.088284992], \\ [T_5 = -8.826279741]. \end{bmatrix} \right\} \quad (4.23)$$

7. Adım: Bölüm 3'te bahsedilen Denklem (3.41) ile verilen $R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0$ yardımcı denkleminde yola çıkarak $R_{21}(T) \times R_{22}(T) > 0$ şartıyla $s = \pm j\omega_c$ için sanal kökler hesaplanacaktır. Bu amaçla, Routh tablosunda sabit bir sayı olarak bulunan $R_{22}(T) = 0.0128$ elemanı $R_{22}(T) > 0$ şartını sağlamaktadır. $R_{21}(T) > 0$ şartını sağlayan Denklem (4.23) ile verilen T değerlerinden sadece reel $T_1 = 4.956063234$ değeri için $R_{21}(T) = 1.307389931 > 0$ bulunarak $R_{21}(T) > 0$ şartı sağlanmaktadır. Bundan dolayı $R_{22}(T) = 0.0128 > 0$ ve $R_{21}(T) = 1.307389931 > 0$ değerleri için $\omega_c = 0.09894695117 \text{ rad} / s$ değeri aşağıda Denklem (4.24) ile hesaplanmıştır.

$$s = \pm j\omega_c = \pm j \sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} \quad (4.24)$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{R_{22}(T)}{R_{21}(T)}} = \sqrt{\frac{0.0128}{1.307389931}} = 0.09894695117 \text{ rad} / s$$

8. Adım: Hesaplamalarla belirlenen ω_c ve T değerleri kullanılarak kazanç ve faz payı dikkate alınarak değiştirilmiş zaman gecikme değeri τ'_c aşağıda Denklem (4.25)'de hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}\tau'_c &= \frac{2}{\omega_c} \left[\tan^{-1}(\omega_c T) \right] \\ \tau'_c &= \frac{2}{0.09894695117} \left[\tan^{-1}(0.09894695117 \times 4.956063233) \right] \\ \tau'_c &= 9.2156 \text{ s}\end{aligned}\tag{4.25}$$

9. Adım: τ'_c değeri, tercih edilen kazanç ve faz payının dahil edildiği değiştirilmiş zaman gecikme değeridir. τ'_c ile orijinal sistemin kazanç ve faz payı tabanlı zaman gecikme değeri $\tau (\tau_{GPM}^*)$ arasındaki bağıntı Denklem (3.19) kullanılarak orijinal sistemin maksimum zaman gecikme değeri aşağıdaki gibi hesaplanmış ve $\tau = 9.2156 \text{ s}$ olarak bulunmuştur. ($\phi = 0^\circ = 0 \text{ rad}$)

$$\tau = \tau_{GPM}^* = \tau'_c - \frac{\phi}{\omega_c} = 9.2156 \text{ s} - \frac{0 \text{ rad}}{0.09894695117 \text{ rad / s}} = 9.2156 \text{ s}\tag{4.26}$$

Denklem (4.26) ile verilen değer, Çizelge (4.32)'de turuncu renkle vurgulanmıştır.

Rekasius yerine koyma yöntemi için anlatılan adımlar istenilen (K_{PC} , K_{IC}) denetleyici parametreleri, istenilen kazanç-faz payları (A , ϕ) ve istenilen katılım oranları (α_0 , α_1) için ayrı ayrı uygulanarak haberleşme zaman gecikme değerleri hesaplanabilir.

4.5.1 Teorik Sonuçlar

DTC içeren MŞ sistem için Rekasius yöntemiyle zaman gecikme değerleri hesaplanmış ve GPM değerleri ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) iken ve katılım oranları $\alpha_0 = 1.0 - 0.7$ aralığında ve $\alpha_1 = 0 - 0.3$ aralığında değiştirilmiş ve sonuçlar Çizelge 4.30-Çizelge 4.33 aralığında verilmiştir. Bu durumlara göre çizelgeler incelenirse, DTC'nin frekans kontrolüne katılım oranının giderek artmasının zaman gecikme değerlerini arttırdığı açıkça görülmektedir. Dolayısıyla, DTC'nin katılım oranının artması, sistemin zaman gecikme marjlarını arttırdığı için kararlılığa olumlu etki ettiğini söyleyebiliriz. Bu yorum tersi yönde de

yapılabilir. DTC'nin katılım oranları azaldıkça sistemin gecikme marjları azalmakta dolayısıyla sistemin kararlılığı olumsuz etkilenmektedir.

Çizelge 4.30. ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) ve ($A=1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	7.8713	9.9443	11.5736	12.6737	13.2220	13.2727
0.4	4.1252	5.2651	6.2859	7.1560	7.8512	8.3578
0.6	2.8808	3.6647	4.3945	5.0543	5.6308	6.1132
0.8	2.2606	2.8577	3.4240	3.9501	4.4277	4.8496
1	1.8897	2.3718	2.8340	3.2703	3.6748	4.0426

Çizelge 4.31. ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$) ve ($A=1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	9.0494	11.1213	12.7668	13.9061	14.5101	14.6147
0.4	4.6962	5.8352	6.8597	7.7412	8.4573	8.9941
0.6	3.2568	4.0402	4.7716	5.4366	6.0231	6.5212
0.8	2.5405	3.1373	3.7044	4.2335	4.7170	5.1482
1	2.1124	2.5943	3.0571	3.4952	3.9036	4.2775

Çizelge 4.32. ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1, \phi = 0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	10.5512	12.6234	14.2873	15.4697	16.1360	16.3045
0.4	5.4176	6.5560	7.5845	8.4779	9.2156	9.7839
0.6	3.7304	4.5135	5.2464	5.9168	6.5136	7.0276
0.8	2.8926	3.4892	4.0571	4.5892	5.0786	5.5193
1	2.3923	2.8740	3.3374	3.7774	4.1896	4.5698

Daha sonra, kazanç-faz paylarının maksimum zaman gecikme marjları üzerindeki etkilerini görmek için katılım oranları ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) iken ve ($A=2, \phi = 0^\circ$)

değerleri için sonuçlar Çizelge (4.34), $(A=1, \phi=15^\circ)$ değerleri için sonuçlar Çizelge (4.35), $(A=2, \phi=15^\circ)$ değerleri için sonuçlar Çizelge (4.36)'da verilmiştir. Burada

Çizelge 4.33. $(\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3)$ ve $(A=1, \phi=0^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	12.5294	14.6040	16.2899	17.5207	18.2582	18.5045
0.4	6.3577	7.4957	8.5286	9.4344	10.1948	10.7963
0.6	4.3453	5.1281	5.8628	6.5386	7.1459	7.6764
0.8	3.3489	3.9452	4.5141	5.0492	5.5446	5.9949
1	2.7547	3.2363	3.7001	4.1421	4.5582	4.9447

Çizelge 4.34. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A=2, \phi=0^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemin maksimum zaman gecikme değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	6.5560	8.4779	9.7839	10.4001	10.3997	9.9751
0.4	3.4892	4.5892	5.5193	6.2360	6.7157	6.9608
0.6	2.4640	3.2299	3.9178	4.5045	4.9725	5.3122
0.8	1.9519	2.5388	3.0810	3.5644	3.9773	4.3110
1	1.6450	2.1205	2.5671	2.9754	3.3370	3.6451

çizelgeler incelenirse kazanç ve faz payları dikkate alındığı durumlarda sistemin güvenli ve kararlı bir şekilde çalışması için tüm (K_{PC}, K_{IC}) denetleyici değerlerinde zaman gecikme değerleri azalmaktadır. Ayrıca, çizelgelerdeki zaman gecikme değerleri incelendiğinde kazanç ve faz marjının ikisinin birlikte dikkate alındığı durumdaki $(A=2, \phi=15^\circ)$ zaman gecikme değerleri, diğer durumlardaki zaman gecikme değerlerinden daha düşük olduğu görülebilir. Dolayısıyla sadece kazanç marjı veya sadece faz marjının aksine hem kazanç hem de faz marjı dikkate alındığında sistemin daha güvenli bir bölgede çalışmaya sevk edildiğini söyleyebiliriz.

Çizelge 4.35. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1$, $\phi = 15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	6.3772	8.5341	10.3357	11.7030	12.5917	13.0074
0.4	2.5453	3.7130	4.7898	5.7494	6.5697	7.2348
0.6	1.4064	2.2053	2.9645	3.6711	4.3135	4.8819
0.8	0.8892	1.4960	2.0810	2.6367	3.1560	3.6325
1	0.6055	1.0946	1.5701	2.0271	2.4608	2.8669

Çizelge 4.36. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2$, $\phi = 15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemde maksimum zaman gecikme marj değerlerinin belirlenen K_{PC} ve K_{IC} 'ye göre değişimi

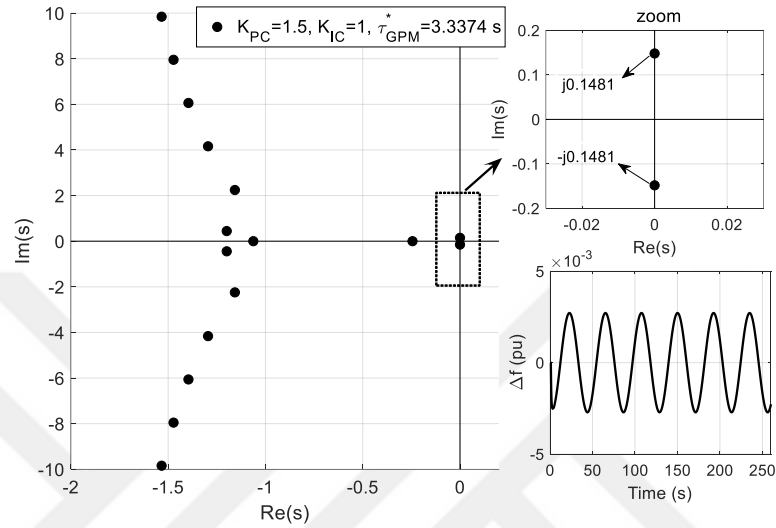
$\tau^*_{GPM}(s)$	K_{PC}					
K_{IC}	0.5	1	1.5	2	2.5	3
0.2	3.7130	5.7494	7.2348	8.0758	8.3181	8.1278
0.4	1.4960	2.6367	3.6325	4.4369	5.0213	5.3819
0.6	0.8418	1.6299	2.3540	2.9900	3.5185	3.9278
0.8	0.5498	1.1511	1.7171	2.2331	2.6865	3.0677
1	0.3929	0.8788	1.3425	1.7743	2.1655	2.5087

Diğer bir husus, tüm çizelgelere baktığımızda herhangi bir sabit K_{PC} değerinde, K_{IC} değerleri arttıkça sistemin zaman gecikme marjlarının azaldığı görülmektedir. Buna göre, K_{PC} parametresi herhangi bir değerde sabit tutulup K_{IC} parametre değeri artırıldığında sistemin kararlılığı olumsuz etkilenmektedir. Bu durumu tersten incelediğimizde; herhangi bir sabit K_{PC} değerinde, K_{IC} değerleri azaldıkça sistemin zaman gecikme marjlarının arttığı görülmektedir. Bu durumda K_{PC} parametresi herhangi bir değerde sabit tutulup K_{IC} parametre değeri azaltıldığında sistemin kararlılığının olumlu etkilenmekte olduğu yorumları yapılabilir.

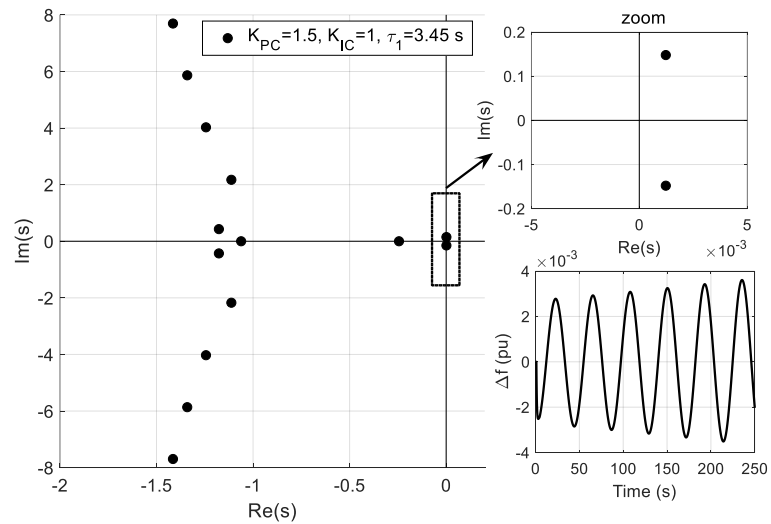
4.5.2 Teorik sonuçların benzetim çalışması ve QPmR algoritmasıyla doğrulanması

DTC içeren MŞ sistemin istenilen kazanç-faz payı ve katılım faktörlerinde sınırda kararlı bir şekilde çalışacağı zaman gecikme marjları, Rekasius yerine koyma yöntemiyle teorik olarak hesaplanmış ve hesaplanan sonuçların doğruluğu QPmR algoritmasıyla ve zaman

düzlemindeki benzetim çalışmalarıyla sağlanmıştır. Çizelge 4.32’de verilen sonuçlar incelendiğinde ($A=1$, $\phi=0^\circ$) kazanç-faz payı, ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) paylaşım faktörleri ve ($K_{PC}=1.5$, $K_{IC}=1$) denetleyici kazanç değerleri için gecikme marjı $\tau_{GPM}^* = 3.3374$ s olarak hesaplanmış ve bu gecikme marjında sanal eksen üzerinde

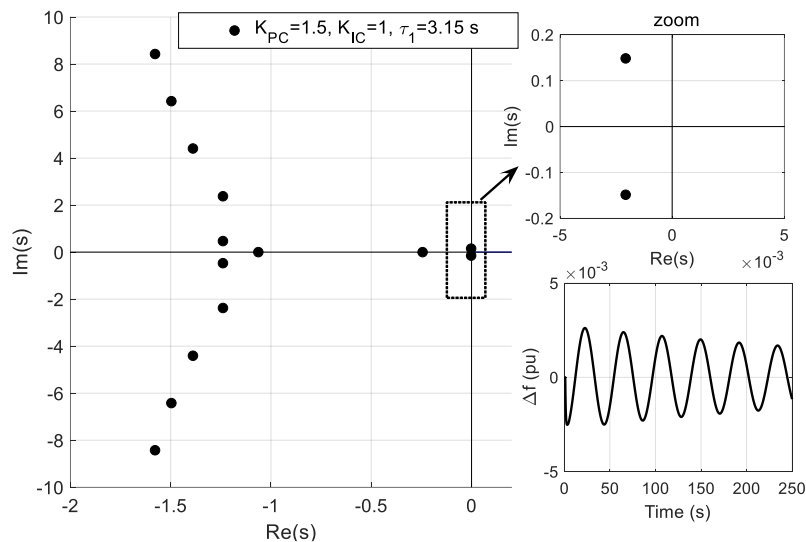


Şekil 4.28. ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$), $\tau_{GPM}^* = 3.3374$ s ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırdaki kararlı frekans cevabı

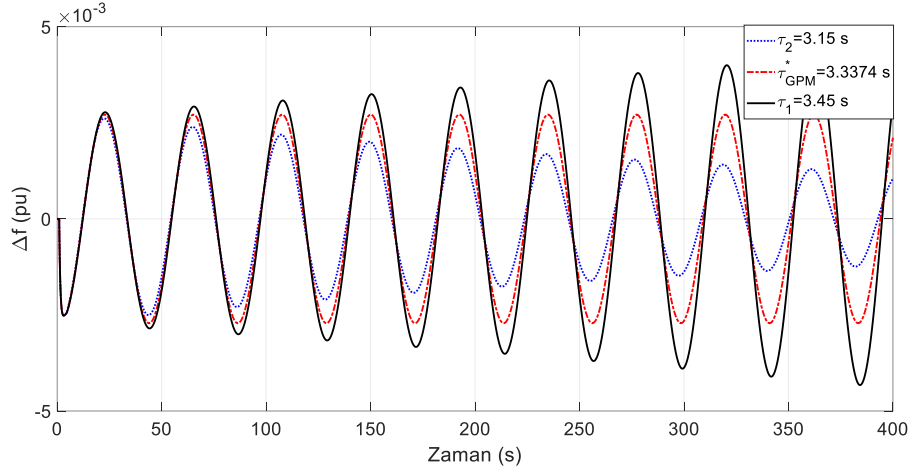


Şekil 4.29. ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$), $\tau_1 = 3.45$ s ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararsız frekans cevabı

bulunan kökler $s = \pm j\omega_c = \pm j0.1481$ rad/s olarak hesaplanmıştır. Seçilen PI denetleyici kazançları ve hesaplanan gecikme marjı değeri için karakteristik denklemin köklerinin konumu ve MŞ sistemin frekans cevabı Şekil 4.28’de görülmektedir. Köklerin konumuna bakılırsa, QPmR algoritması ve teorik olarak hesaplanan sanal eksen üzerinde bulunan kökler birbiriyle aynıdır. Ayrıca, Şekil 4.28’de gösterilen frekans cevabının sönümlenmeyen (azalmayan ve artmayan) salınımlar içerdiği ve bundan dolayı bu zaman gecikme marj değerinde sistemin sınırda kararlı olduğu, benzetim çalışmasında açık bir şekilde ortaya konmaktadır. Eğer sistemde ortaya çıkabilecek zaman gecikmesi, $\tau_{GPM}^* = 3.3374$ s gecikme marjından büyük olursa, sistemin karakteristik denklemine ait bir çift eşlenik kök kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde bulunur ve MŞ sistem kararsız olur. Bu kararsız durumu gösterebilmek için $\tau_1 = 3.45$ s zaman gecikmesi marj değerinde Şekil 4.29’da köklerin yerleşimi ve salınımların giderek artan durumunu gösteren frekans cevabı görülmektedir. Sonuçta, $\tau_1 > \tau_{GPM}^* = 3.3374$ s zaman gecikme marj değerlerinde MŞ sistem kararsız olmaktadır. Benzer şekilde eğer sistemde yaşanabilecek zaman gecikmesi, $\tau_{GPM}^* = 3.3374$ s gecikme payından daha küçük bir değer olursa karakteristik denklemin kritik kökleri kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunacak ve MŞ sistem kararlı olacaktır. Bu kararlı durumun gösterilebilmesi için $\tau_2 = 3.15$ s zaman gecikmesi marj değerinde Şekil 4.30’da köklerin konumu ve salınımların azaldığı durumu gösteren



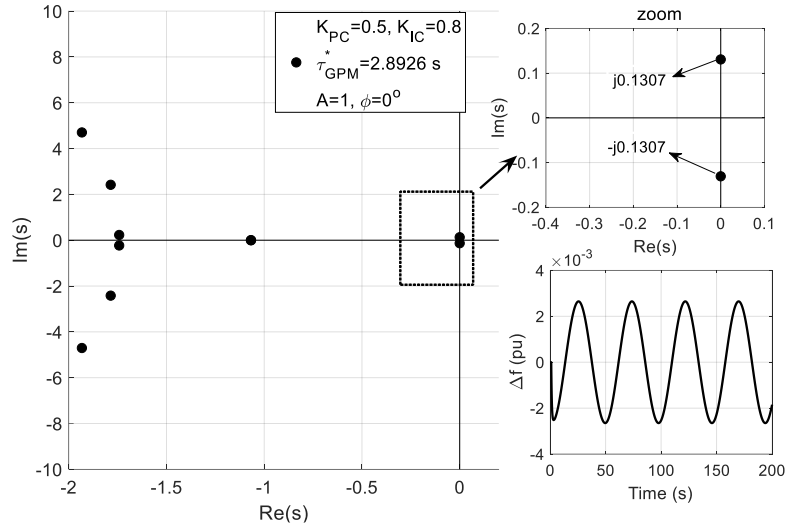
Şekil 4.30. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$, $\tau_2 = 3.15$ s ve $(A=1, \phi = 0^\circ)$ için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklemin köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı



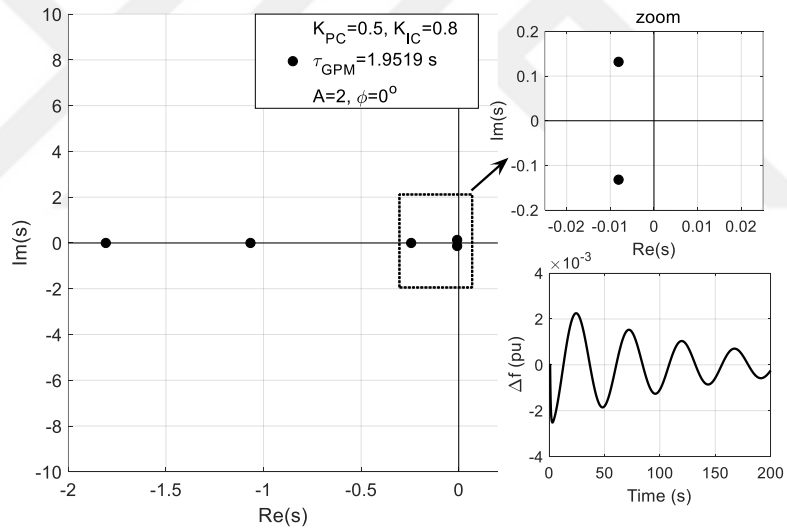
Şekil 4.31. $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$, $(A=1, \phi = 0^\circ)$ ve $(K_{PC} = 1.5, K_{IC} = 1)$ için DTC içeren MŞ sistemin frekans cevabının benzetim çalışmasıyla doğrulanması

frekans cevabı görülmektedir. Sonuçta, $\tau_2 < \tau_{GPM}^* = 3.3374$ s zaman gecikme marj değerlerinde MŞ sistem kararlı olmaktadır. Fakat, zaman gecikme değerinin artması ile kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunan bir çift kompleks eşlenik kökün sağ yarı düzleme doğru hareket ettiği ve $\tau_{GPM}^* = 3.3374$ s zaman gecikme marj değerinde sanal eksen $s = \pm j\omega_c = \pm j0.1481$ rad/s noktalarında keserek kompleks düzlemin kararsız olan sağ yarı düzlemine geçmektedir. Ayrıca, $\tau_2 = 3.15$ s, $\tau_{GPM}^* = 3.3374$ s ve $\tau_1 = 3.45$ s zaman gecikme marj değerleri için sanal kazanç-faz payı test edici bulunmayan MŞ'nin frekans cevapları Şekil 4.31'de karşılaştırılmıştır. Şekil 4.28-Şekil 4.31 arasında verilen sonuçlar önerilen Rekasius yönteminin doğruluğunu ortaya koymaktadır.

Çizelge 4.30 $((\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0))$ 'de DTC içermeyen MŞ sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikmelerinin değerleri verilmekteyken, Çizelge 4.31 $((\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1))$, Çizelge 4.32 $((\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2))$, ve Çizelge 4.33 $((\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3))$ 'de DTC içeren MŞ sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikme marj değerleri verilmektedir. Bu çizelgelere bakılacak olursa zaman gecikme marj değerleri $(A=1, \phi = 0^\circ)$ kazanç-faz payı değerlerine göre elde edilmiştir. Yalnızca kararlılığın dikkate alınmasıyla maksimum zaman gecikme değerlerinin hesaplanması pratik bir yaklaşım olmaz. Şekil 4.28 ve Şekil 4.30'da görüldüğü üzere, eğer zaman gecikme marjı maksimum zaman gecikmesine çok yakın bir değere sahip olursa, sistemin frekans yanıtında pratik olarak kabul edilemez salınımlar meydana gelir ve haberleşme ağının yükünden dolayı zaman gecikmesinde

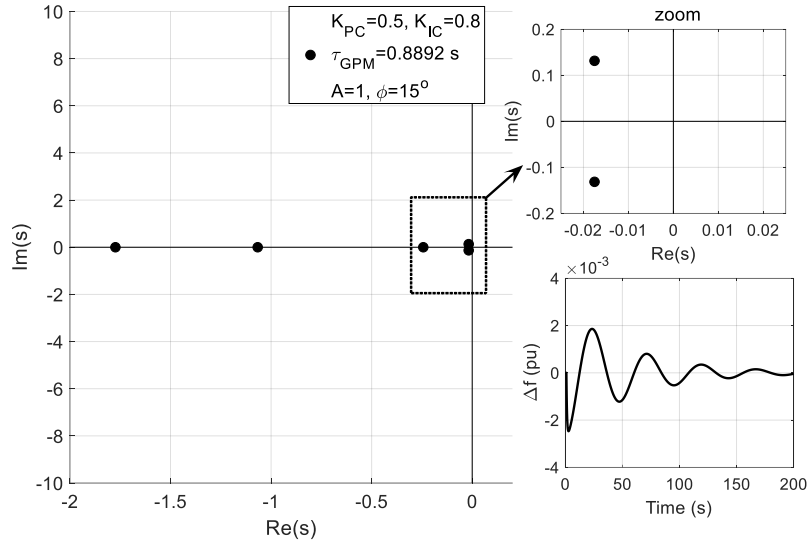


Şekil 4.32. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve sınırda kararlı frekans cevabı

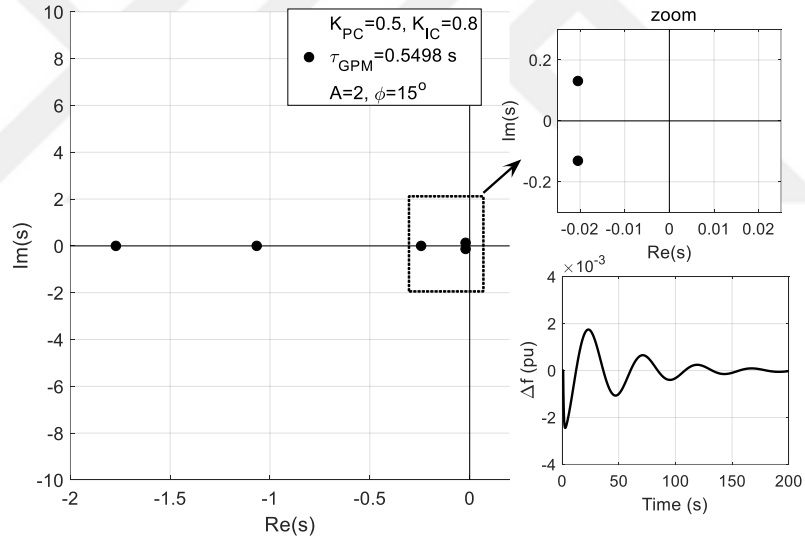


Şekil 4.33. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2$, $\phi=0^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı

öngörülemez bir artış gerçekleşirse, Şekil 4.29’da gösterildiği gibi MŞ sistem kararsız hale gelir. Bu yaklaşım kararlılık anlamında yeterli görülebilir ama uygulamada MŞ’lerin frekans salınımlarından dolayı böyle bir noktada çalışması kabul edilemez. Bundan dolayı kararlılığa ek olarak, kazanç-faz payları gibi iyi bir dinamik performans (kalıcı durum hatası, sönümlleme, yerleşme zamanı, vs.) sunan farklı tasarım seçenekleri gecikme marjı hesabında mutlaka dikkate alınmalıdır. Kazanç-faz paylarının karakteristik



Şekil 4.34. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=1$, $\phi=15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı



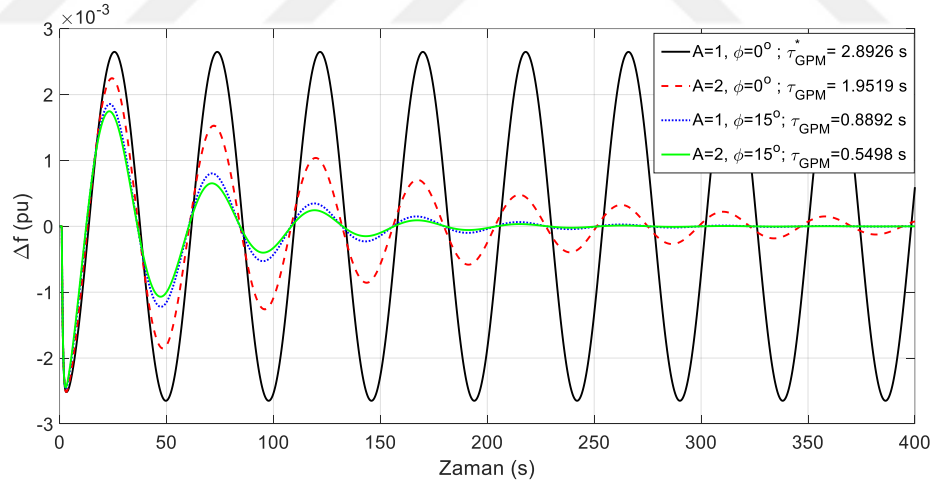
Şekil 4.35. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($A=2$, $\phi=15^\circ$) için DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denklem köklerinin QPmR algoritmasıyla konumu ve kararlı frekans cevabı

denklemin köklerinin konumuna ve sistemin frekans cevabına etkisi benzetim çalışmaları ve QPmR algoritması ile incelenmiştir. Bu amaçla, paylaşım faktörleri ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$), PI denetleyici kazançları $K_{PC} = 0.5$, $K_{IC} = 0.8$ ve GPM değerleri ($A=1$, $\phi=0^\circ$), ($A=2$, $\phi=0^\circ$), ($A=1$, $\phi=15^\circ$) ve ($A=2$, $\phi=15^\circ$) olarak

seçilen MŞ sistem için $t=0$ s anında $\Delta P_L' = 0.1$ p.u bozucu yük değişiminden sonra köklerin konumu ve frekans cevabının karşılaştırılması Şekil 4.32-Şekil 4.36 ile gösterilmiştir.

İlk olarak, Şekil 4.32’de ($A=1$, $\phi=0^\circ$) değerlerinde ve $\tau_{GPM}^* = 2.8926$ s için sistemin sürekli salınıma sahip frekans cevabı sergilediği ve sınırdaki kararlı olduğu açık bir şekilde görülmektedir. Fakat, hiçbir sistemin bu şekilde bir çalışma noktasının etrafında çalıştırılması önerilmez. Bu çalışma noktası etrafındaki meydana gelen salınımları yok etmek için gecikme marjı hesaplarında kazanç ve/veya faz payları dikkate alınır.

Maksimum zaman gecikme marj değerleri, kazanç ve faz payının değerleri, kazanç ve faz payının ($A=2$, $\phi=0^\circ$) durumu için $\tau_{GPM} = 1.9519$ s ; ($A=1$, $\phi=15^\circ$) durumu için $\tau_{GPM} = 0.8892$ s ve ($A=2$, $\phi=15^\circ$) durumu için $\tau_{GPM} = 0.5498$ s olarak hesaplanmış ve bu sonuçlar Çizelge 4.34-Çizelge 4.36’da verilmiştir. Sanal kazanç-faz payı test edici bulunmayan orijinal MŞ sistem ile sanal kazanç-faz payları içeren MŞ sistem için frekans cevabı ve köklerin konumu sırasıyla Şekil 4.32-Şekil 4.35’te verilmiştir. Sonuç olarak, QPmR algoritması ve benzetim çalışması sonuçları,



Şekil 4.36. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) ve ($K_{PC} = 0.5$, $K_{IC} = 0.8$) için DTC içeren MŞ sistemin frekans cevabında görülen salınımların sönümlenmesine kazanç ve faz paylarının etkisi

haberleşme zaman gecikmesi içeren MŞ sistemlerin daha iyi bir dinamik performans ve kararlılığa sahip olabilmeleri için kazanç ve/veya faz marjlarının gecikme marjı hesaplarında muhakkak dikkate alınması gerekliliğini göstermektedir.

Son olarak, kazanç ve/veya faz paylarının sistem dinamiğine yansıyan olumlu etkilerini gösterebilmek için bu zaman gecikme marj değerinde sanal kazanç-faz payı test edicisi içeren MŞ sistemin frekans cevapları Şekil 4.36’da gösterilmektedir. Bu şekilden anlaşılacağı üzere, kazanç ve/veya faz payları hesaba katıldığında salınımların hızlı bir şekilde sönümlendiği açıkça görülmektedir.



BÖLÜM V

DENETLEYİCİ PARAMETRELERİNİN TASARIMI

5.1 Giriş

MŞ sistemde, MGCC'nin belirli denetleyici kazanç seti için sistemin kararlılığını bozmadan çalışmasını devam ettirebileceği maksimum zaman gecikme değerlerinin hesaplanmasından Bölüm 3'te bahsedilmiştir. Bu bölümde; haberleşme, ölçüm ve kontrol sinyallerinden kaynaklanan tolere edilebilecek herhangi bir zaman gecikme değeri için MŞ sistemin kararlı, güvenli ve sürekli bir şekilde çalışmasını devam ettirebileceği denetleyici kazanç setinin tespit edilebilmesi, kararlılık ve kontrol kolaylığı açısından önemlidir. Bu sebeple, denetleyici parametre uzayında kazanç setlerinin belirlendiği kararlılık sınır eğrisi veya diğer bir deyişle kararlılık bölgelerinin hesaplanması yönteminden bahsedilecektir (Tan, 2005; Tan vd., 2006; Hamamcı ve Köksal, 2010; Sönmez, 2017; Katipoğlu, 2021). Ancak kazanç setlerinin tespit edilmesi, sistemdeki bozucu etkilerden kaynaklanan ve sistem dinamiğine olumsuz etkileri olan salınımların yaşanmasını engelleyemez. Bundan dolayı sistemin, yaşanan veya yaşanacak salınımlardan en az şekilde etkileneceği, istenilen özelliklere (maksimum aşma, yerleşme zamanı vb.) sahip frekans cevabı için optimum denetleyici parametre setinin tespit edilmesi kararlılık ve sistem dinamiği açısından gerekli bir husustur. Bunun için AGM ve Ziegler-Nichols yöntemleri kullanılacaktır (Ziegler ve Nichols, 1942; Mallesham vd., 2011; Onat, 2013; Özyetkin vd., 2019).

MŞ sistemlerin kararlı bir şekilde çalışmasıyla ilgili bir diğer husus, değişen hava koşulları, sıcaklık, nem vb., değişen koşullardan dolayı sistem parametreleri belirli sınırlar içinde değişkenlik gösterebilmektedir. Bu değişkenliğe sahip sistem parametreleri koşullarında kararlı çalışma ve gürbüz performansı garanti eden gürbüz PI denetleyici değerlerinin tespit edilmesi pratik açıdan bakıldığında oldukça önemlidir. Bu durumu dikkate alan Kharitonov teoremi, parametreleri öngörülen aralıkta değişen santrallerin kararlılığını kontrol etmek için çoğu zaman kullanılmaktadır (Kharitonov, 1978; Sharma vd., 2019; Veronica vd., 2019).

Bu bölümde, EA içeren MŞ, DTC içeren MŞ ve FOPI içeren MŞ sistemler için yukarıda bahsedilen yöntemlerden kararlılık bölgeleri ve gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplamaları ve analizleri yapılacaktır. Kararlılık bölgelerindeki optimumum denetleyici parametre değerlerinin hesap ve analizleri sadece EA içeren MŞ sistem için yapılacaktır.

5.2 Kararlılık bölgelerinin hesaplanması (Kararlılık sınır eğrisi yöntemi)

Bu yöntem, zaman gecikmeli MŞ sistemin tolere edebileceği herhangi bir zaman gecikme değeri için MGCC'nin PI denetleyici uzayında (K_{IC}, K_{PC}) parametre değerlerinin belirlenmesini sağlamaktadır. Diğer bir ifadeyle kompleks kök sınırı ve reel kök sınırlarıyla oluşan kararlılık sınır eğrisi yöntemi, sistemin denetleyici uzayının kararlı ve kararsız bölgelerden oluştuğu grafiksel bir yöntemdir. Bu yöntemle hesaplama yapılırken uyulması gereken hususlar aşağıda açıklanmaktadır.

İlk olarak, Denklem (2.16), Denklem (2.24) ve Denklem (2.31) ile sırasıyla verilen EA, DTC veya FOPI içeren MŞ sistemlerin kazanç-faz payının dahil edildiği karakteristik denklemlerinde sanal eksen kesen $s = j\omega_c$ kökü için $\omega_c > 0$ olmak üzere $e^{-j\omega_c\tau'_c}$ ve j^λ üstel terimlerinin matematiksel özdeşliklerini değiştirerek reel ve sanal kısımların ayrıldığı karakteristik denklemleri kolayca elde edebiliriz. $e^{-j\omega_c\tau'_c} = \cos(\omega_c\tau'_c) - j\sin(\omega_c\tau'_c)$ yazılarak karakteristik denklemler EA veya DTC içeren MŞ sistem için Denklem (5.1) ve FOPI içeren MŞ sistem için Denklem (5.2) ile aşağıdaki gibi düzenlenir (Gündüz vd., 2022; Katipoğlu, 2021).

$$\begin{aligned}\Delta(j\omega_c, \tau'_c) &= (a'_0(j\omega_c) + a'_1(j\omega_c)e^{-j\omega_c\tau'_c}) = 0 \\ &= [a'_0(j\omega_c) + a'_1(j\omega_c)](\cos(\omega_c\tau'_c) - j\sin(\omega_c\tau'_c)) = 0\end{aligned}\tag{5.1}$$

$$\begin{aligned}\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau'_c) &= [a'_0(j\omega_c, \lambda) + a'_1(j\omega_c, \lambda)]e^{-j\omega_c\tau'_c} = 0 \\ &= [a'_0(j\omega_c, \lambda) + a'_1(j\omega_c, \lambda)](\cos(\omega_c\tau'_c) - j\sin(\omega_c\tau'_c)) = 0\end{aligned}\tag{5.2}$$

İkinci olarak, Denklem (5.1) ve Denklem (5.2) ile verilen karakteristik denklemler (K_{PC}, K_{IC}) cinsinden düzenlenerek reel ve sanal kısımlarına ayrıştırılmış ve EA veya DTC içeren MŞ sistem için Denklem (5.3) ve FOPI içeren MŞ sistem için Denklem (5.4) ile sırasıyla verilmiştir. Denklem (5.4)'te ayrıca kesir derecinden kaynaklı j^λ ifadesi yerine $j^\lambda = \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)$ ifadesi yazılarak sanal ifadenin kesir derecesinin etkisi yok edilebilir.

$$\begin{aligned}
\Delta(j\omega_c, \tau'_c) &= \Re(\Delta(j\omega_c, \tau'_c)) + \Im(\Delta(j\omega_c, \tau'_c)) = 0 \\
&= R_\Delta + jI_\Delta = R(j\omega_c) \cos(\omega_c \tau'_c) - jI(j\omega_c) \sin(\omega_c \tau'_c) = 0 \\
&= [K_{PC}R'(\omega_c) + K_{IC}R''(\omega_c) + R'''(\omega_c)] \cos(\omega_c \tau'_c) \\
&\quad - j[K_{PC}I'(\omega_c) + K_{IC}I''(\omega_c) + I'''(\omega_c)] \sin(\omega_c \tau'_c) = 0
\end{aligned} \tag{5.3}$$

$$\begin{aligned}
\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau'_c) &= \Re(\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau'_c)) + \Im(\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau'_c)) = 0 \\
&= R_\Delta + jI_\Delta = R(j\omega_c, \lambda) \cos(\omega_c \tau'_c) - jI(j\omega_c, \lambda) \sin(\omega_c \tau'_c) = 0 \\
&= [K_{PC}R'(\omega_c) + K_{IC}R''(\omega_c) + R'''(\omega_c)] \cos(\omega_c \tau'_c) \\
&\quad - j[K_{PC}I'(\omega_c) + K_{IC}I''(\omega_c) + I'''(\omega_c)] \sin(\omega_c \tau'_c) = 0
\end{aligned} \tag{5.4}$$

Bu denklemlerde $\Re(\bullet)$ veya R_Δ ifadeleri karakteristik denklemin reel kısımlarını belirtirken, $\Im(\bullet)$ veya I_Δ ifadeleri karakteristik denklemin sanal kısımlarını belirtmektedir. Ayrıca burada görülen (R', I') , (R'', I'') ve (R''', I''') ifadeleri sırasıyla karakteristik denklemin K_{PC} içeren kısımlarını, K_{IC} içeren kısımlarını ve (K_{PC}, K_{IC}) içermeyen kısımlarını temsil etmektedir. Sistemin tolere edebileceği belirlenen herhangi bir zaman gecikmesi τ değerinde Denklem (5.3)'ün veya Denklem (5.4)'ün sanal eksen üzerindeki köklerinin bulunması için $s = \pm j\omega_c$ kökleri Denklem (5.3)'te $\Delta(j\omega_c, \tau'_c) = 0$ karakteristik denklemini ve Denklem (5.4)'te $\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau'_c) = 0$ karakteristik denklemini sağlamalıdır. Bundan dolayı bu denklemlerin reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenirse EA veya DTC içeren MŞ sistem için Denklem (5.5) ile FOPI içeren MŞ sistem için Denklem (5.6) yazılabilir.

$$\begin{aligned} [K_{PC}R'(\omega_c) + K_{IC}R''(\omega_c) + R'''(\omega_c)]\cos(\omega_c\tau'_c) &= 0 \\ [K_{PC}I'(\omega_c) + K_{IC}I''(\omega_c) + I'''(\omega_c)]\sin(\omega_c\tau'_c) &= 0 \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} [K_{PC}R'(\omega_c) + K_{IC}R''(\omega_c) + R'''(\omega_c)]\cos(\frac{\lambda\pi}{2}, \omega_c\tau'_c) &= 0 \\ [K_{PC}I'(\omega_c) + K_{IC}I''(\omega_c) + I'''(\omega_c)]\sin(\frac{\lambda\pi}{2}, \omega_c\tau'_c) &= 0 \end{aligned} \quad (5.6)$$

Denklem (5.5) ile Denklem (5.6) (K_{PC}, K_{IC}, ω_c) cinsinden düzenlenirse aşağıdaki formda yazılabilir.

$$\begin{aligned} K_{PC}A_1(\omega_c) + K_{IC}B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) &= 0 \\ K_{PC}A_2(\omega_c) + K_{IC}B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Burada $A_i(\omega_c)$, $B_i(\omega_c)$ ve $C_i(\omega_c)$ ($i=1,2$) polinomlarının katsayılarıdır ve EA veya DTC içeren MŞ sistem için Denklem (5.8) ile verilmiş, FOPI içeren MŞ sistem için Denklem (5.9) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} A_1(\omega_c) &= R'(\omega_c)\cos(\omega_c\tau'_c); B_1(\omega_c) = R''(\omega_c)\cos(\omega_c\tau'_c); C_1(\omega_c) = R'''(\omega_c)\cos(\omega_c\tau'_c); \\ A_2(\omega_c) &= I'(\omega_c)\sin(\omega_c\tau'_c); B_2(\omega_c) = I''(\omega_c)\sin(\omega_c\tau'_c); C_2(\omega_c) = I'''(\omega_c)\sin(\omega_c\tau'_c). \end{aligned} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} A_1(\omega_c) &= R'(\omega_c)\cos(\frac{\lambda\pi}{2}, \omega_c\tau'_c); \\ B_1(\omega_c) &= R''(\omega_c)\cos(\frac{\lambda\pi}{2}, \omega_c\tau'_c); \\ C_1(\omega_c) &= R'''(\omega_c)\cos(\frac{\lambda\pi}{2}, \omega_c\tau'_c); \\ A_2(\omega_c) &= I'(\omega_c)\sin(\frac{\lambda\pi}{2}, \omega_c\tau'_c); \\ B_2(\omega_c) &= I''(\omega_c)\sin(\frac{\lambda\pi}{2}, \omega_c\tau'_c); \\ C_2(\omega_c) &= I'''(\omega_c)\sin(\frac{\lambda\pi}{2}, \omega_c\tau'_c). \end{aligned} \quad (5.9)$$

ω_c kesim frekansına bağlı olarak, Denklem (5.7) çözülerek (K_{PC}, K_{IC}) uzayında kararlılık sınırı eğrisinin elde edildiği K_{PC} ve K_{IC} değerleri Denklem (5.10) ile ifade edilir.

$$\begin{aligned} K_{PC} &= \frac{B_1(\omega_c)C_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)C_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)B_1(\omega_c)} \\ K_{IC} &= \frac{A_2(\omega_c)C_1(\omega_c) - A_1(\omega_c)C_2(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)B_1(\omega_c)} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Denklem (5.7) ve Denklem (5.10) yardımıyla hesaplanan (K_{PC}, K_{IC}) setleriyle denetleyici parametre uzayında kararlılık sınır eğrisi $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ ya da kararlılık bölgeleri oluşturulur. Aslında oluşturulan kararlılık sınır eğrisi, Kompleks Kök Sınırları (CRB'ler) ve Reel Kök Sınırları (RRB'ler) ile belirlenir. İlk olarak, kararlılık bölgelerinin CRB'leri, Denklem (5.10)'da kesim frekansı süpürülerek bir $\omega_c \in [\underline{\omega}_c, \bar{\omega}_c]$ aralığı için belirlenir. Daha sonra, MŞ sisteminin Denklem (5.1) ve Denklem (5.2)'deki karakteristik denklemleri $j\omega$ -ekseni boyunca orijinde bazı köklere sahiptir. Denklem (5.10), Denklem (5.9) ve Denklem (5.8)'den anlaşılacağı üzere, $\omega_c = 0$ için $A_i(\omega_c)$, $B_i(\omega_c)$ ve $C_i(\omega_c)$ ($i = 1, 2$) katsayılarından bazıları sıfıra eşit olacak bazıları da sıfırdan farklı olacaktır. Sıfırdan farklı olan değerlerin de $\omega_c = 0$ için sıfır olması gerekmektedir. Bu değerlerin sıfır olması veya orijinden böyle bir geçişin olması, sadece $K_{IC} = 0$ için gerçekleşeceği anlamına gelir (Tan vd., 2006; Hamamcı and Tan, 2006; Hamamcı and Köksal, 2010). Bu durumda $\omega_c = 0$ için Denklem (5.7) düzenlenerek Reel Kök Sınırlarının (RRB'ler) belirlendiği K_{PC} ve K_{IC} değerleri arasındaki bağıntı aşağıda Denklem (5.11) ile verilmiştir.

$$K_{IC} = - \left[\frac{K_{PC}A_1(\omega_c) + C_1(\omega_c)}{B_1(\omega_c)} \right]_{\omega_c=0} \quad (5.11)$$

Özetle, Denklem (5.10)'da kesim frekansı süpürülerek bir $\omega_c \in [\underline{\omega}_c, \bar{\omega}_c]$ değeri için CRB belirlenirken, Denklem 5.11 kullanılarak RRB belirlenir ve kararlılık bölgesi elde edilir.

Yukarıda açıklanan CRB ve RRB'ler, (K_{PC}, K_{IC}) -düzlemini MŞ'nin kararsız ve kararlı bölgelerine ayırır. Sonuç olarak kararlılık bölgeleri, Denklem (5.1)-(5.11) arasında verilen kararlılık bölgesi hesaplama yolu ile hesaplanır.

5.3 Kararlılık bölgelerinde optimum çalışma noktalarının hesaplanması

Bu kısımda, EA içeren MŞ sistem için elde edilen kararlılık bölgelerindeki optimum (K_{PC}, K_{IC}) değerlerinin tespit edilmesi veya tasarlanması için yöntemler önerilmiştir. Burada EA içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ sisteminin orantılı-integral (PI) denetleyici parametrelerinin tasarımı Ağırlıklı Geometrik Merkez (WGC) olarak bilinen basit bir analitik yaklaşım yoluyla hesaplanmaktadır. Bu yöntem, bir önceki kısımda elde ettiğimiz PI kontrolör parametre uzayında SBL yöntemiyle elde edilen kararlılık bölgelerinin AGM noktasını hesaplamayı amaçlamaktadır. EA içeren zaman gecikmeli MŞ için kararlılık bölgelerinin AGM noktaları, iyi bir dinamik performans sağlamaktadır. Bu nedenle, bu kısımda EA'ların farklı katılım oranları ve zaman gecikme değerleri için hesaplanmış kararlılık bölgelerinin AGM noktalarına yönelik sistem frekansı yanıtlarının araştırılması sağlanmaktadır. Ayrıca, AGM yöntemi ile tasarlanan kontrolör parametrelerinin performansı literatürde iyi bilinen Ziegler-Nichols (Z-N) tabanlı kontrolör parametre tasarımları ile karşılaştırılmıştır.

5.3.1 Ağırlıklı Geometrik Merkezin Hesaplanması

Bu kısımda, ağırlıklı geometrik merkez olarak isimlendirilen pratik bir ayarlama yöntemi anlatılmaktadır. Bu yöntemde PI denetleyicinin tasarım tercihi olarak kabul edilebilir AGM (WGC) noktasını hesaplamak için Denklem (5.7), (5.10) ve (5.11) ile hesaplanan kararlılık bölgesinin kararlılık sınır noktalarının sıklık ya da yoğunluğu kullanılır.

Öncelikle, PI denetleyici için kararlılık bölgeleri hesaplanır, daha sonra PI değerleri (K_{PC}, K_{IC}) için aritmetik ortalama alınarak geometrik merkez noktası belirlenir. Bunun için kararlılık bölgesinin sınırları üzerindeki her (K_{PC}, K_{IC}) noktası, değişen kesim frekansı ω_c ile tanımlanır. Başka bir deyişle RRB ve CRB değerleri kullanılarak kararlılık bölgesinin ağırlıklı geometrik merkez noktaları Denklem (5.12) ile elde

edilebilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus, ω_c 'nin değerleri daha kk adım boyutu ile seçilirse RRB ve CRB yi oluşturan (K_{PC}, K_{IC}) noktalarının sayısı artacaktır. (Örneğin; 0.1 adım boyutu yerine 0.01 adım boyutu ile ω_c artarsa (K_{PC}, K_{IC}) noktalarının sayısı artacaktır). Daha büyük adım boyutu yerine daha kk adım boyutu kullanılması, daha doğru sonuçlar elde edilmesini sağlayacaktır. Adım boyutu, sonuçları biraz etkileyebilir ancak kararlılık açısından önemli değildir.

Kararlılık sınır eğrisini $(\ell(K_{PC}, K_{IC}, \omega_c))$ oluşturan (K_{PC}, K_{IC}) noktaları arasındaki boşluk, ω_c 'nin kk değerleri için dar iken, bu noktalar arasındaki boşluk ω_c 'nin daha büyük değerleri için birbirinden uzaklaşmaktadır. Ayrıca bu (K_{PC}, K_{IC}) noktaları K_{PC} – eksenini oluşturan RRB'yi kestiğinde, kararlılık sınırı eğrisinin $\ell(K_{PC}, K_{IC}, \omega_c)$ üzerindeki ω_c 'nin maksimum ve minimum değerleri etrafında sıkışır ve açılır. Kararlılık sınır eğrisinde CRB ve RRB'ler n adet (K_{PC}, K_{IC}) noktalarından oluşmaktadır. Kararlılık sınır eğrisi $\ell(K_{PC}, K_{IC}, \omega_c)$ 'ni oluşturan noktalar ile bu noktaların RRB (K_{PC} – eksen) üzerindeki yansıyan koordinatları birleştiğinde AGM (WGC) (K_{PC_W}, K_{IC_W}) noktalarının hesabının nasıl yapıldığı aşağıda Denklem (5.12)'de verilmiştir (Onat, 2013; Özyetkin vd., 2019).

$$\begin{aligned} K_{PC_W} &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n K_{PCj}, \\ K_{IC_W} &= \frac{1}{2n} \sum_{j=1}^n (K_{ICj} + K_{IC}(0)) = \frac{1}{2n} \sum_{j=1}^n K_{ICj} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Buradaki ifadeleri özetle açıklarsak, CRB ve RRB üzerinde ayrı ayrı n adet K_{PC} ve n adet K_{IC} değerleri vardır. CRB ve RRB üzerindeki K_{PC} değerleri aynı değerlerdir ve toplamda $2n$ adet K_{PC} değeri bulunmaktayken RRB üzerindeki K_{IC} değerleri sıfıra eşit olduğu göz önünde bulundurulmalıdır. Dikkat edilirse RRB üzerindeki K_{IC} değerleri $K_{IC} = 0$ olduğu için aritmetik ortalama alınırken RRB üzerindeki n adet K_{IC} değeri dikkate alınır ancak matematiksel olarak sıfırın bir etkisi olmadığı zaten aşıkardır. CRB üzerinde de n adet $K_{IC} = 0$ değeri vardır ve toplamda $2n$ adet K_{IC} değeri vardır. K_{IC_W}

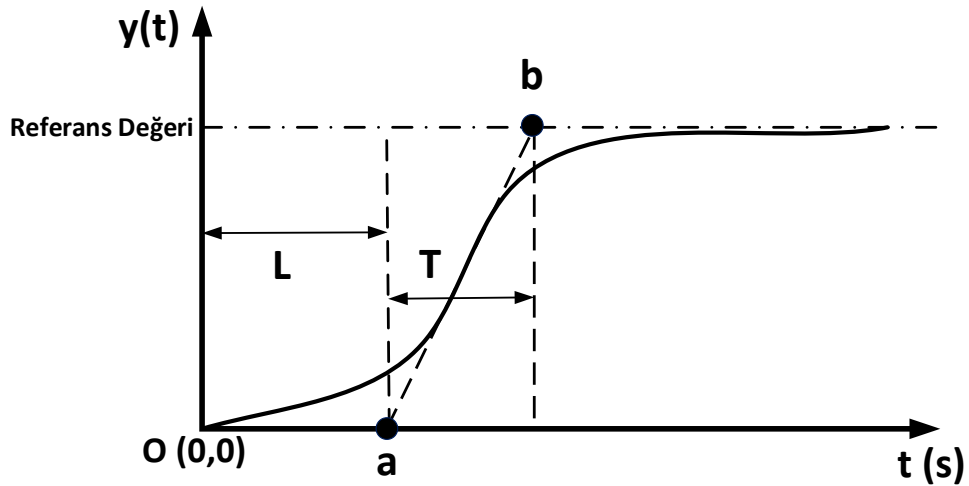
hesabındaki $\frac{1}{2n}$ katsayısı bundan dolayıdır. Ek olarak, yöntemin doğruluğunun ω_c 'nin adım boyutuna bağlı olduğu unutulmamalıdır, adım boyutu ne kadar küçükse daha doğru sonuçlar elde edilir.

5.3.2 Ziegler-Nichols Yöntemi

PID parametre hesabında yaygın bir şekilde kullanılan Ziegler–Nichols yöntemi, sistem modeli gerekmeden denetleyici ayarı yapmaktadır. Sezgisel bir yöntem olan Z-N yöntemi, PI-PID denetleyicisini ayarlamak için yaygın olarak kullanılmaktadır (Malleshham vd., 2011; Nezhad and Bevrani, 2018). Bu yöntem, açık ve kapalı çevrim olmak üzere iki farklı şekilde hesaplama yapmaktadır. Bu durumlardan kısaca bahsedilecektir.

5.3.2.1 Açık Çevrim Ziegler-Nichols Yöntemi (Cevap eğrisi yöntemi)

Burada, açık çevrim kontrol sistemlerinde Ziegler–Nichols yönteminin uygulanmasıyla ilgili kurallardan bahsedilmektedir. Açık çevrim birinci derece bir sisteme uygulanan birim basamak girişine karşılık sistem çıkışının cevabı Şekil 5.1’de verilmiştir.



Şekil 5.1. Açık çevrim bir sistemin basamak cevabı

Burada çıkış cevabının maksimum eğim noktasından çizilen teğetin x eksenini kestiği a noktası ve referans değerini kestiği b noktası görülmektedir. Çıkış eğrisinin $x=0$ 'dan $x=a$ noktasına kadar geçen süreye ölü zaman (L) denilirken $x=a$ 'dan b noktasına kadar geçen süreye zaman sabiti (T) denilmektedir. Buradaki T ve L değerleri kullanılarak PID parametrelerinin ayarlandığı kurallar Çizelge 5.1 ile verilmiştir (Gidemen ve Furat, 2015). Burada yer alan T_i integral zamanı, T_d diferansiyel zamanıdır ve değerleri $T_i = \infty$ ve $T_d = 0$ alınır.

Çizelge 5.1. Açık çevrim Z-N yöntemi PID parametrelerini ayarlama kuralları

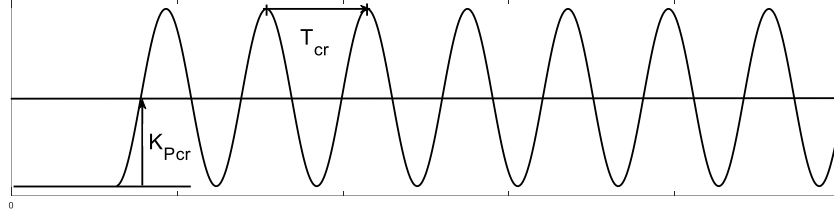
Denetleyici Türü	K_p	$T_i (1/K_i)$	$T_d (K_d)$
P	T/L	∞	0
PI	$0.9 T/L$	$L/0.3$	0
PID	$1.2 T/L$	$2L$	$0.5L$

5.3.2.2 Kapalı Çevrim Ziegler-Nichols Yöntemi (Salınım veya titreşim yöntemi)

Bu yöntemde, kapalı çevrim bir sisteme birim basamak girişi uygulanarak sistemin çıkış cevabının salınım yapmasını sağlayacak denetleyici parametre değerlerinin tespit edilmesi, deneme yanılma yoluyla tespit edilir. Bunun için ilk olarak $T_i = \infty$ ve $T_d = 0$ alınarak integral ve türevsel etkiler kaldırılır ve daha sonra sadece oransal kazanç ile sistemin osilasyona girmesi sağlanır. Sistemin osilasyona girdiği andaki kritik oransal denetleyici kazancı K_{Pcr} iken bu osilasyondaki salınım periyodu T_{cr} olarak Şekil 5.2’de gösterilmiştir. Ayrıca yukarıda belirtilen T_i integral zamanı, T_d diferansiyel zamanıdır. Bu değerlerin yer aldığı klasik bir PID’nin transafer fonksiyonu Denklem (5.13) ile verilmiştir. Ayrıca

$$G_{PID}(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (5.13)$$

Burada yer alan T_i ve T_d değerleri kullanılarak PID parametrelerinin ayarlandığı kurallar Çizelge 5.2 ile verilmiştir.



Şekil 5.2. Kapalı çevrim sistemin salınımının tespitine ait çıkış işareti

Çizelge 5.2. Kapalı çevrim Z-N yöntemi PID parametrelerini ayarlama kuralları

Denetleyici Türü	K_{PC}	K_{IC}	K_D
	K_p	$K_i=(K_p/T_i)$	$K_d=(K_p T_d)$
P	$0.5 K_{Pcr}$	∞	0
PI	$0.45 K_{Pcr}$	$1.2 \frac{K_{PC}}{T_{cr}}$	0
PID	$0.6 K_{Pcr}$	$2 \frac{K_{PC}}{T_{cr}}$	$\frac{K_{PC} T_{cr}}{8}$

Bu tezde, EA içeren MŞ sistemde PI kontrolör parametrelerinin tasarımı için Z-N yönteminin kapalı çevrim ayarlama tekniği uygulanmıştır. Kapalı çevrim ayarlama tekniği, sisteme basit bir orantılı denetleyici uygulandığını düşünür. Oransal denetleyici kazancını artırarak, sistemin sınırdaki kararlı olacağı şekilde kritik oransal kazanç değeri K_{cr} bulunur. Ardından, saniye cinsinden kritik süre olan T_{cr} osilasyon periyodu sistemin sürekli salınım tepkisi kullanılarak hesaplanır. Kritik periyot ve kazanç değerlerine göre, EA içeren MŞ'nin PI kontrolör parametreleri Çizelge 5.2'de verildiği gibi hesaplanabilir (Mallesham vd., 2011; Nezhad and Bevrani, 2018).

5.4 Gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması

Pratik ve gerçek güç sistemlerinde, sistemin parametrik belirsizliği, sistem modellenmesindeki hatalar, ölçüm hataları, değişen çalışma koşulları vb. durumlar sistem performansını düşürebilir ve sistemin kararsızlığına yol açabilir. Routh-Hurwitz kararlılık teoreminin genişletilmiş bir hali olan Kharitonov'un teoremi, katsayıları öngörülen üst ve alt sınırlarda değişen sistemlerin transfer fonksiyonunun veya karakteristik denklemlerinin gürbüzlük sorununu çözmek için uygulanmaktadır (Kharitonov, 1978;

Wang, 2011; Malek vd., 2023). Değişken katsayılara sahip transfer fonksiyonu veya karakteristik denklem parametreleri belli bir aralıkta değişen (interval) polinom olarak tanımlanır. Kharitonov teoremi, belirsiz parametrelerin oluşturduğu bir polinom kümesi olan parametreleri belli bir aralıkta değişen polinomu kullanarak sistemin gürbüz kararlılığını test etmeyi ve sağlamayı amaçlamaktadır. Buna ek olarak Kharitonov teoremi, kompleks veya reel katsayılarının belirli bir aralıkta değiştiği kabul edilen aralık (interval) polinomların kararlılığını grafiksel bir yöntemle analiz etmektedir. Bu teoremden sistemlerin karakteristik denkleminde oluşan bir aralık polinomunun, minimum ve maksimum değerlerine göre farklı kombinasyonlarla sekiz (8) adet tepe (verteks) polinom oluşturulur. Başka bir deyişle sekiz adet Kharitonov polinomu oluşturulur. Bu sekiz adet tepe polinomlarının katsayıları sistem parametrelerinden oluştuğu için belirlenen aralıktaki sistem parametrelerindeki belirsizlikleri dikkate alarak, bu değerler için sistemi kararlı yapacak PI denetleyici kazanç parametre değerlerinin tamamını hesaplamaktadır. Bu değerler hesaplanırken elde edilen sekiz adet Kharitonov polinomu aynı anda Routh-Hurwitz kararlılık teoreminin yeterli koşullarını sağlamaktadır. Bu koşulları sağlayan tepe polinomlarla, değişen koşullarda sistemin gürbüz bir şekilde kararlı olarak çalışacağı tüm PI denetleyici kazanç değerleri hesaplanmaktadır. Bu kazanç değerlerini bulmak için her bir Kharitonov polinomu (sekiz adet tepe polinomu) için kararlılık sınır eğrisi yöntemiyle kompleks sınır eğrileri belirlenir ve bu sekiz polinomun kararlılık sınır eğrilerinin kesişimi, gürbüz kararlılık bölgesi olarak adlandırılır. Bu kesişim ile elde edilen gürbüz kararlılık bölgesi aynı zamanda sistemin karakteristik denklemi için elde edilen tepe polinomunun gürbüz kararlılık bölgesidir.

Sistem parametreleri belli bir aralıkta değişen DTC veya EA içeren MŞ sistemde Kharitonov teoreminin uygulama detaylarına aşağıda yer verilmiştir.

Öncelikle, n adet orantılı zaman gecikmesi içeren MŞ sistemlerin genel olarak karakteristik denklem ifadesi Denklem (3.6)'da verilmişti. Ayrıca, Bölüm 3'te EA veya DTC içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemlerde haberleşme zaman gecikmesinin denetleyici çıkışında bir yerde toplandığı ve bir adet orantılı zaman gecikmesinin ($n=1$) olduğu karakteristik denklem, Denklem (3.8) ile verilmişti. Denklem (3.8) ile verilen karakteristik denklemde $s = j\omega_c$ için $e^{-s\tau}$ üstel teriminin Euler açılımı (

$e^{-s\tau'_c} \Big|_{s=j\omega_c} = \cos(\omega_c \tau'_c) - j \sin(\omega_c \tau'_c)$ yerine yazılarak burada Denklem (5.14)'te tekrar verilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau'_c) &= \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0 \\ \Delta(s, \tau'_c) &= (a'_0(s) + a'_1(s) [\cos(\omega_c \tau'_c) - j \sin(\omega_c \tau'_c)]) = 0 \end{aligned} \quad (5.14)$$

Burada, katsayıların reel ve sanal kısımları ayrıştırılarak kompleks katsayılarla sahip yeni bir karakteristik denklem formu aşağıda elde edilmiştir.

$$\Delta(s, \alpha, \beta) = \sum_{\ell=0}^n (\alpha_{\ell} + j \beta_{\ell}) s^{\ell} = 0 \quad (5.15)$$

Burada Denklem (5.15)'de yer alan α_{ℓ} ve β_{ℓ} ifadeleri ($\alpha_{\ell} \in \Re$ ve $\beta_{\ell} \in \Re$) olmak üzere s^{ℓ} 'nin reel ve sanal kısmını belirten katsayılardır.

Denklem (5.15)'teki yeni karakteristik denklemin belirlenen minimum ve maksimum değerlerinden oluşan belirsiz sınırlı α ve β katsayıları polinom seti olmak üzere sırasıyla M ve N değerleri kompleks katsayılı aralık polinom setini temsil etmektedir ve Denklem (5.16)'de verilmiştir.

$$\Gamma = \{ \Delta(s, \alpha, \beta) \mid \alpha \in M; \beta \in N \} \quad (5.16)$$

Burada, $\Delta(s, \alpha, \beta) \subseteq \Gamma$ olmak üzere M ve N değerleri sırasıyla Denklem (5.17) ve Denklem (5.18) ile verilmiştir.

$$M \triangleq \{ \alpha = [\alpha_0 \quad \alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_n]^T ; \underline{\alpha}_{\ell} \leq \alpha_{\ell} \leq \bar{\alpha}_{\ell} ; \ell = 0, 1, 2, \dots, n \} \quad (5.17)$$

$$N \triangleq \{ \beta = [\beta_0 \quad \beta_1 \quad \beta_2 \quad \dots \quad \beta_n]^T ; \underline{\beta}_{\ell} \leq \beta_{\ell} \leq \bar{\beta}_{\ell} ; \ell = 0, 1, 2, \dots, n \} \quad (5.18)$$

Denklem (5.17)'deki α vektöründe yer alan ℓ . elemanın minimum değerleri ve maksimum değerleri (alt ve üst sınırları) $\underline{\alpha}_\ell$ ve $\bar{\alpha}_\ell$ katsayıları ile gösterilmektedir. Benzer şekilde β vektöründe yer alan ℓ . elemanın minimum değerleri ve maksimum değerleri (alt ve üst sınırları) $\underline{\beta}_\ell$ ve $\bar{\beta}_\ell$ katsayıları ile gösterilmektedir. Burada belirtilen α_ℓ ve β_ℓ 'nin minimum ve maksimum sınırları, belirsiz olan MŞ sistem parametrelerine, zaman gecikme değerine ve kullanılan denetleyicinin kazanç değerlerine bağlı katsayılardır. Değişen parametrelerin alt ve üst değerlerini temsil eden $\underline{\alpha}_\ell$, $\bar{\alpha}_\ell$, $\underline{\beta}_\ell$ ve $\bar{\beta}_\ell$ katsayılarını dikkate alarak Denklem (5.15) yeniden düzenlenirse aşağıda Denklem (5.19)'daki gibi yazılabilir (Katipoğlu, 2021).

$$\Delta(s, \alpha, \beta) = \sum_{\ell=0}^n \left(\left[\underline{\alpha}_\ell \quad \bar{\alpha}_\ell \right] + j \left[\underline{\beta}_\ell \quad \bar{\beta}_\ell \right] \right) s^\ell = 0 \quad (5.19)$$

Denklem (5.19)'daki aralık polinomun katsayıları, MŞ sistemin parametrelerindeki belirsizliklere bağlıdır. Bu belirsizlikler değişen çalışma koşullarına, hava koşullarına, gün içinde yaşanan güç değişimlerine, sistem modellemesinden kaynaklı hatalara vb. bağlı olduğu tekrar belirtilmelidir. Sistem parametrelerindeki belirsizliklerin ve sistemde yaşanan haberleşme zaman gecikmelerinin neden olduğu sistem dinamiğindeki olumsuzluklara rağmen frekans kontrolünü istenilen dinamik performans ve kararlılıkta gerçekleştirebilecek denetleyici parametreleri, gürbüz olarak tasarlanabilmektedir. Değişen ve belirsiz olan şartlarda MŞ sistemin kararlılığı, bu gürbüz tasarım seti ile garanti altına alınmaktadır. Bu gürbüz tasarımın yapılması için Kharitonov teoremi kullanılarak Denklem (5.19)'un kararlılık analizi, Denklem (5.20)'de verilen sekiz adet verteks(tepe) kompleks katsayılı polinom ile yapılabilir (Kharitonov, 1978; Wang, 2011).

Denklem (5.19)'da verilen kompleks katsayılı aralık polinomu, Denklem (5.20) ile verilen sekiz adet verteks Kharitonov polinomlarının kararlı olması şartı ile Kharitonov teoremine göre kararlı olmaktadır. Denklem (5.20)'de verilen Kharitonov polinomlarını kullanarak gürbüz PI denetleyici parametreleri, Bölüm 5.2'de anlatılan SBL yöntemi ile hesaplanabilir. Bu sekiz polinomun her birisi, Bölüm 5.2'deki Denklem (5.1) ve (5.3)'te gösterildiği gibi reel ve sanal bileşenlerine ayrılarak K_{PC} ve K_{IC} denetleyici parametreleri cinsinden ifade edilir. Daha sonra, Denklem (5.20) ile verilen Kharitonov polinomlarının her birisi için Denklem (5.7) ve (5.10)'daki adımlar yapılarak gürbüz PI

$$\begin{aligned}
\Delta_1(s) &= (\underline{\alpha}_0 + j\underline{\beta}_0) + (\underline{\alpha}_1 + j\underline{\beta}_1)s + (\bar{\alpha}_2 + j\bar{\beta}_2)s^2 + (\bar{\alpha}_3 + j\bar{\beta}_3)s^3 + \dots = 0 \\
\Delta_2(s) &= (\bar{\alpha}_0 + j\bar{\beta}_0) + (\bar{\alpha}_1 + j\bar{\beta}_1)s + (\underline{\alpha}_2 + j\underline{\beta}_2)s^2 + (\underline{\alpha}_3 + j\underline{\beta}_3)s^3 + \dots = 0 \\
\Delta_3(s) &= (\bar{\alpha}_0 + j\bar{\beta}_0) + (\underline{\alpha}_1 + j\underline{\beta}_1)s + (\underline{\alpha}_2 + j\underline{\beta}_2)s^2 + (\bar{\alpha}_3 + j\bar{\beta}_3)s^3 + \dots = 0 \\
\Delta_4(s) &= (\underline{\alpha}_0 + j\underline{\beta}_0) + (\bar{\alpha}_1 + j\bar{\beta}_1)s + (\bar{\alpha}_2 + j\bar{\beta}_2)s^2 + (\underline{\alpha}_3 + j\underline{\beta}_3)s^3 + \dots = 0 \\
\Delta_5(s) &= (\underline{\alpha}_0 + j\underline{\beta}_0) + (\bar{\alpha}_1 + j\bar{\beta}_1)s + (\bar{\alpha}_2 + j\bar{\beta}_2)s^2 + (\underline{\alpha}_3 + j\underline{\beta}_3)s^3 + \dots = 0 \\
\Delta_6(s) &= (\bar{\alpha}_0 + j\bar{\beta}_0) + (\underline{\alpha}_1 + j\underline{\beta}_1)s + (\underline{\alpha}_2 + j\underline{\beta}_2)s^2 + (\bar{\alpha}_3 + j\bar{\beta}_3)s^3 + \dots = 0 \\
\Delta_7(s) &= (\bar{\alpha}_0 + j\bar{\beta}_0) + (\bar{\alpha}_1 + j\bar{\beta}_1)s + (\underline{\alpha}_2 + j\underline{\beta}_2)s^2 + (\underline{\alpha}_3 + j\underline{\beta}_3)s^3 + \dots = 0 \\
\Delta_8(s) &= (\underline{\alpha}_0 + j\underline{\beta}_0) + (\underline{\alpha}_1 + j\underline{\beta}_1)s + (\bar{\alpha}_2 + j\bar{\beta}_2)s^2 + (\bar{\alpha}_3 + j\bar{\beta}_3)s^3 + \dots = 0
\end{aligned} \tag{5.20}$$

denetleyici değerleri hesaplanır. Denklem (5.20)'deki her bir Kharitonov polinomu ($\Delta_\eta(s = j\omega, \alpha, \beta)$, $\eta = 1, 2, \dots, 8$) için sekiz adet kararlılık bölgesi ($G_{c\eta}(s = j\omega, K_{PC}, K_{IC})$, $\eta = 1, 2, \dots, 8$) hesaplanır ve bu sekiz adet bölgenin kesişimi olan kararlılık bölgesi istenilen gürbüz kararlılık bölgesidir ve Denklem (5.21) ile ifade edilebilir.

$$G_c(\omega, K_{PC}, K_{IC}) = \bigcap_{\eta=1}^8 G_{c\eta}(\omega, K_{PC}, K_{IC}) \tag{5.21}$$

5.5 EA içeren MŞ sistemlerde kararlılık bölgelerinin hesaplanmasının uygulanması

Bu kısımda EA içeren MŞ sistem için kararlılık bölgelerinin hesaplanması yapılmaktadır. Burada yapılan hesaplamalar için kazanç ve faz payı tabanlı, paylaşım faktörü ile farklı senaryolar dikkate alınarak sistemden talep edilen gücün hangi oranda EA gurubu tarafından karşılandığının değişmesi durumuna göre ve zaman gecikmesi değerinin değişim durumuna göre kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Elde edilen kararlılık bölgelerinden seçilen (K_{PC}, K_{IC}) test noktaları alınarak benzetim çalışmasıyla bu değerlerin doğruluğu gösterilmiştir.

Kararlılık sınır eğrisi yöntemi EA içeren MŞ sisteme aşağıda adım adım uygulanmıştır.

1. Adım: Sistem modeli Şekil 2.2'de verilen, EA içeren MŞ sistemin karakteristik denkleminin genel ifadesi Denklem (2.16) verilmişti. Ancak üzerinde yapılacak değişiklikleri takip etmek için burada Denklem (5.22) ile tekrar verilmiştir. Ayrıca Çizelge 4.1 ile MŞ sistemde kullanılan parametre değerleri verilmiştir. Burada

kullanılacak olan kazanç ve faz payları ($A=1, \phi=0^\circ$) (orijinal faz kazanç bulunmayan sistem); ($A=2, \phi=0^\circ$) (kazanç payının etkisi); ($A=1, \phi=15^\circ$) (faz payının etkisi) ve ($A=2, \phi=15^\circ$) (hem kazanç hem de faz payının etkisi) belirlenmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau'_c) &= \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0 \\ &= \left(\frac{p_6 s^6 + p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 +}{p_2 s^2 + p_1 s} \right) + \left(\frac{q_5 s^5 + q_4 s^4 + q_3 s^3 +}{q_2 s^2 + q_1 s + q_0} \right) e^{-\tau'_c s} = 0\end{aligned}\quad (5.22)$$

2. Adım: İstenilen herhangi bir τ zaman gecikmesi değerinde, EA içeren MŞ sistemin Denklem (5.22) ile verilen karakteristik denkleminde kesim frekansı $\omega_c > 0$ şartıyla $s = j\omega_c$ değeri için karakteristik denklem K_{PC} ve K_{IC} denetleyici parametreleri cinsinden Denklem (5.23)'te tekrar düzenlenmiştir.

$$\begin{aligned}\Delta(j\omega_c, \tau) &= a_0(j\omega_c) + a_1(j\omega_c) A e^{-j\phi} e^{-j\omega_c \tau} = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \tau) &= P(j\omega_c) + Q(j\omega_c) e^{-j(\phi + \omega_c \tau)} = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \tau) &= P(j\omega_c) + \left(\frac{K_{PC} M(j\omega_c) +}{K_{IC} N(j\omega_c)} \right) e^{-j(\phi + \omega_c \tau)} = 0\end{aligned}\quad (5.23)$$

$$\begin{aligned}\Delta(j\omega_c, \tau) &= \left[\frac{p_6(j\omega_c)^6 + p_5(j\omega_c)^5 + p_4(j\omega_c)^4 +}{p_3(j\omega_c)^3 + p_2(j\omega_c)^2 + p_1(j\omega_c)} \right] + \\ &\quad \left[\frac{K_{PC} \left(\frac{m_5(j\omega_c)^5 + m_4(j\omega_c)^4 + m_3(j\omega_c)^3 +}{m_2(j\omega_c)^2 + m_1(j\omega_c)} \right) +}{K_{IC} \left(\frac{n_4(j\omega_c)^4 + n_3(j\omega_c)^3 + n_2(j\omega_c)^2 +}{n_1(j\omega_c) + n_0} \right)} \right] e^{-j(\phi + \omega_c \tau)} = 0\end{aligned}$$

Burada verilen $M(m)$ katsayısı K_{PC} içeren katsayıları belirtirken, $N(n)$ katsayıları K_{IC} içeren katsayıları belirtmektedir ve bu katsayılar sistem parametreleri cinsinden aşağıda Denklem (5.24) ve Denklem (5.25) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}
m_5 &= -AK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{EV}T_{FC}\alpha_0, \\
m_4 &= -AK_{EV}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_1 - AK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{EV}\alpha_0 - \\
&\quad AK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 - AK_{MT}K_{PL}T_{EV}T_{FC}\alpha_0 - \\
&\quad AK_{MT}K_{IL}T_{ES}T_{EV}T_{FC}\alpha_0, \\
m_3 &= -AK_{EV}K_{MT}T_{ES}\alpha_1 - AK_{EV}K_{MT}T_{FC}\alpha_1 - AK_{MT}K_{PL}T_{ES}\alpha_0 \\
&\quad - AK_{MT}K_{PL}T_{EV}\alpha_0 - AK_{MT}K_{PL}T_{FC}\alpha_0 - AK_{MT}K_{IL}T_{ES}T_{EV}\alpha_0 - \\
&\quad AK_{MT}K_{IL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 - AK_{MT}K_{IL}T_{EV}T_{FC}\alpha_0, \\
m_2 &= -AK_{EV}K_{MT}\alpha_1 - AK_{MT}K_{PL}\alpha_0 - AK_{IL}K_{MT}T_{ES}\alpha_0 \\
&\quad - AK_{IL}K_{MT}T_{EV}\alpha_0 - AK_{IL}K_{MT}T_{FC}\alpha_0, \\
m_1 &= -AK_{IL}K_{MT}\alpha_0,
\end{aligned} \tag{5.24}$$

$$\begin{aligned}
n_4 &= -AK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{EV}T_{FC}\alpha_0, \\
n_3 &= -AK_{EV}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_1 - AK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{EV}\alpha_0 - AK_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 \\
&\quad - AK_{MT}K_{PL}T_{EV}T_{FC}\alpha_0 - AK_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{EV}T_{FC}\alpha_0 \\
n_2 &= -AK_{EV}K_{MT}T_{ES}\alpha_1 - AK_{EV}K_{MT}T_{FC}\alpha_1 - AK_{MT}K_{PL}T_{ES}\alpha_0 - \\
&\quad AK_{MT}K_{PL}T_{EV}\alpha_0 - AK_{MT}K_{PL}T_{FC}\alpha_0 - AK_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{EV}\alpha_0 - \\
&\quad AK_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_0 - AK_{IL}K_{MT}T_{EV}T_{FC}\alpha_0, \\
n_1 &= -AK_{EV}K_{MT}\alpha_1 - AK_{MT}K_{PL}\alpha_0 - AK_{IL}K_{MT}T_{ES}\alpha_0 - \\
&\quad AK_{IL}K_{MT}T_{EV}\alpha_0 - AK_{IL}K_{MT}T_{FC}\alpha_0, \\
n_0 &= -AK_{IL}K_{MT}\alpha_0.
\end{aligned} \tag{5.25}$$

3. Adım: Denklem (5.23)'te bulunan $e^{-j(\phi+\omega_c\tau)}$ üstel terimi yerine Euler açılımı yapılarak ($e^{-j(\phi+\omega_c\tau)} = \cos(\phi+\omega_c\tau) - j\sin(\phi+\omega_c\tau)$) karşılığı yerine yazılır ve reel ve sanal kısımları ayrıştırılarak aşağıda Denklem (5.26) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\Delta(j\omega_c, \tau) &= K_{PC}A_1(\omega_c) + K_{IC}B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) + \\
&\quad j[K_{PC}A_2(\omega_c) + K_{IC}B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c)] = 0
\end{aligned} \tag{5.26}$$

$$\Delta(j\omega_c, \tau) = \Re\{\Delta(j\omega_c, \tau)\} + j\Im\{\Delta(j\omega_c, \tau)\} = 0$$

Burada belirtilen (A_1, B_1, C_1) ve (A_2, B_2, C_2) katsayıları, p , m , n katsayıları ve ω_c cinsinden aşağıda Denklem (5.27) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}
A_1(\omega_c) &= m_5 \omega_c^5 \sin(\phi + \omega_c \tau) + m_4 \omega_c^4 \cos(\phi + \omega_c \tau) - m_3 \omega_c^3 \sin(\phi + \omega_c \tau) \\
&\quad - m_2 \omega_c^2 \cos(\phi + \omega_c \tau) + m_1 \omega_c \sin(\phi + \omega_c \tau), \\
B_1(\omega_c) &= n_4 \omega_c^4 \cos(\phi + \omega_c \tau) - n_3 \omega_c^3 \sin(\phi + \omega_c \tau) - n_2 \omega_c^2 \cos(\phi + \omega_c \tau) \\
&\quad + n_1 \omega_c \sin(\phi + \omega_c \tau) + n_0 \cos(\phi + \omega_c \tau), \\
C_1(\omega_c) &= -p_6 \omega_c^6 + p_4 \omega_c^4 - p_2 \omega_c^2,
\end{aligned} \tag{5.27}$$

$$\begin{aligned}
A_2(\omega_c) &= m_5 \omega_c^5 \cos(\phi + \omega_c \tau) - m_4 \omega_c^4 \sin(\phi + \omega_c \tau) - m_3 \omega_c^3 \cos(\phi + \omega_c \tau) \\
&\quad + m_2 \omega_c^2 \sin(\phi + \omega_c \tau) + m_1 \omega_c \cos(\phi + \omega_c \tau), \\
B_2(\omega_c) &= -n_4 \omega_c^4 \sin(\phi + \omega_c \tau) - n_3 \omega_c^3 \cos(\phi + \omega_c \tau) + n_2 \omega_c^2 \sin(\phi + \omega_c \tau) \\
&\quad + n_1 \omega_c \cos(\phi + \omega_c \tau) - n_0 \sin(\phi + \omega_c \tau), \\
C_2(\omega_c) &= p_5 \omega_c^5 - p_3 \omega_c^3 + p_1 \omega_c.
\end{aligned}$$

4. Adım: Karakteristik denklem $\Delta(j\omega_c, \tau)$ 'nın kökü olan $s = j\omega_c$ için Denklem (5.26)'daki reel ve sanal kısımlar sıfır olmalıdır. Dolayısıyla Denklem (5.7)'de olduğu gibi aşağıdaki Denklem (5.28) elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
K_{PC} A_1(\omega_c) + K_{IC} B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) &= 0 \\
K_{PC} A_2(\omega_c) + K_{IC} B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c) &= 0
\end{aligned} \tag{5.28}$$

Kararlılık sınır eğrisi $\ell(K_{PC}, K_{IC}, \omega_c)$ 'yi belirlemek için Denklem (5.28) çözülerek Denklem (5.10)'da olduğu gibi Denklem (5.29) elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
K_{PC} &= \frac{B_1(\omega_c)C_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)C_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)B_1(\omega_c)}, \\
K_{IC} &= \frac{A_2(\omega_c)C_1(\omega_c) - A_1(\omega_c)C_2(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)B_1(\omega_c)}
\end{aligned} \tag{5.29}$$

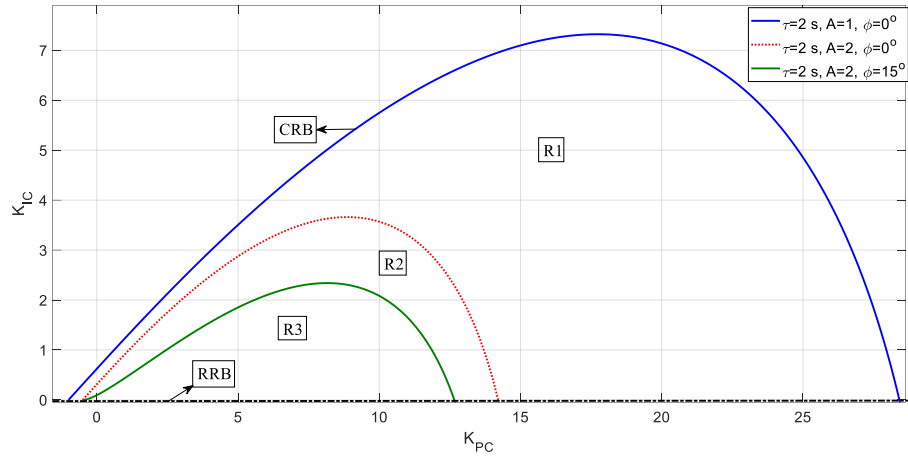
5. Adım: Denklem (5.28) ve Denklem (5.29) yardımıyla hesaplanan (K_{PC}, K_{IC}) setleriyle denetleyici parametre uzayında kararlılık sınır eğrisinin $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ CRB'si $\omega \in [0, 6.0]$ rad/s aralığı için oluşturulmuştur. Daha sonra, MŞ sisteminin Denklem (5.23)'teki karakteristik denklemi $j\omega$ -ekseni boyunca orijinde bazı köklere sahiptir. Denklem (5.24), Denklem (5.25) ve Denklem (5.27)'den anlaşılacağı üzere, $\omega_c = 0$ için

$A_1(\omega_c), C_1(\omega)$ ve $A_2(\omega), C_2(\omega)$ katsayıları sıfıra eşittir. Ayrıca $B_2(\omega_c)$ katsayısı $\phi = 0$ için sıfıra eşittir. Ancak, $B_1(\omega_c)$ katsayısı doğrudan sıfırdan farklıken $B_2(\omega_c)$ katsayısı $\phi \neq 0$ durumlar için sıfırdan farklıdır. Dikkat edilecek olursa bu katsayıların sıfır olması, Denklem (5.27) ve (5.23)'de K_{IC} ve n_0 'a bağlıdır. $n_0 = -AK_{IL}K_{MT}\alpha_0$ olduğundan dolayı dikkat edilecek olursa n_0 sistem parametrelerine bağlıdır ve sabit ($n_0 \neq 0$) bir sayıdır. Dolayısıyla $\omega_c = 0$ için $B_1(\omega_c)$ katsayısı ve $B_2(\omega_c)$ katsayısı ($\phi \neq 0$ durumlar için)'nin sıfır olması, $K_{IC} = 0$ olmasıyla mümkündür. Bu durumda $\omega_c = 0$ için $K_{IC} = 0$ doğrusu, RRB'yi belirlemektedir. Sonuç olarak; CRB ve RRB'ler, denetleyici parametre düzlemini (K_{PC}, K_{IC}) MŞ'nin kararsız ve kararlı bölgelerine ayırmaktadır.

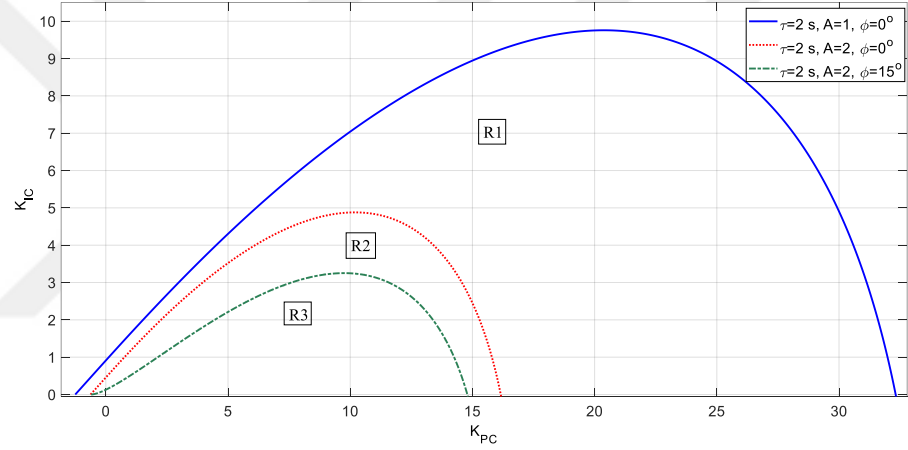
5.5.1 EA içeren MŞ sistemlerin kararlılık bölgeleri için sonuçlar ve sonuçların benzetim çalışması ile QPmR algoritması kullanılarak doğrulanması

Bu bölümde haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemde yaşanabilecek herhangi bir zaman gecikme değeri için kararlılık bölgeleri elde edilecektir. İlk olarak, kazanç ve faz paylarının etkisini gösterilmesi için kararlılık bölgeler elde edilecek daha sonra EA'ların MŞ sisteme katılma oranlarına göre kararlılık bölgelerinin nasıl değiştiğinin analizi yapılacaktır. Daha sonra sistemde yaşanabilecek zaman gecikmesinin değişimine göre bu bölgelerin nasıl değiştiğinin analizi yapılacaktır. Son olarak, bölgelerden test noktaları seçilerek benzetim çalışmalarıyla yöntemin doğruluğu ispatlanacaktır.

İlk olarak, sistemde herhangi bir EA grubu yokken ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) MŞ sistemde oluşabilecek haberleşme zaman gecikme değeri $\tau = 2s$ belirlenmiştir. Kazanç-faz payı değerleri $(A=1, \phi=0^\circ)$, $(A=2, \phi=0^\circ)$ ve $(A=2, \phi=15^\circ)$ olarak belirlenmiş ve bu durumdaki MŞ sistemin kararlılık bölgeleri Şekil 5.3'te gösterilerek bu bölgelere sırasıyla R1, R2 ve R3 olarak isim verilmiştir. Bu bölgelere bakıldığında kazanç ve faz paylarının etkisi MŞ sistemin kararlılık bölgelerinin küçüldüğü görülmektedir.



Şekil 5.3. ($\alpha_0 = 1$, $\alpha_1 = 0$) katılım faktörü ve farklı kazanç-faz payları için kararlılık bölgeleri

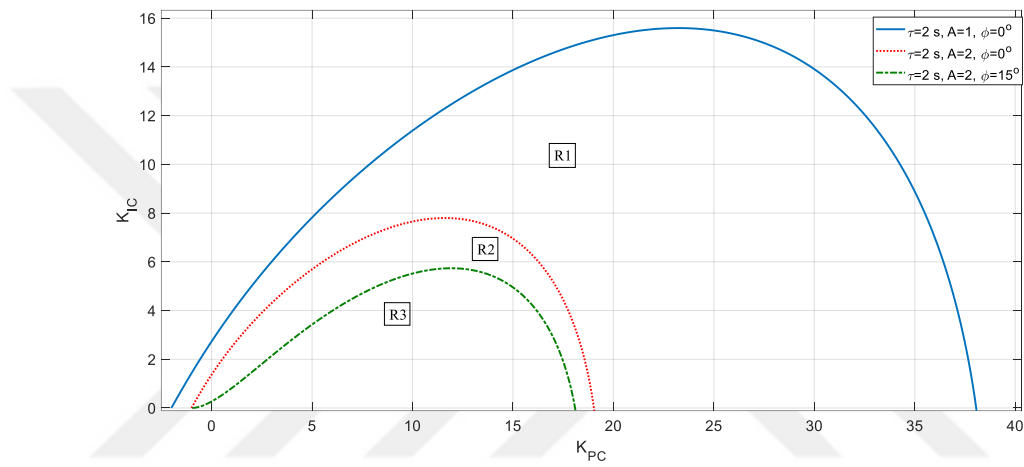


Şekil 5.4. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) katılım faktörü ve farklı kazanç-faz payları için kararlılık bölgeleri

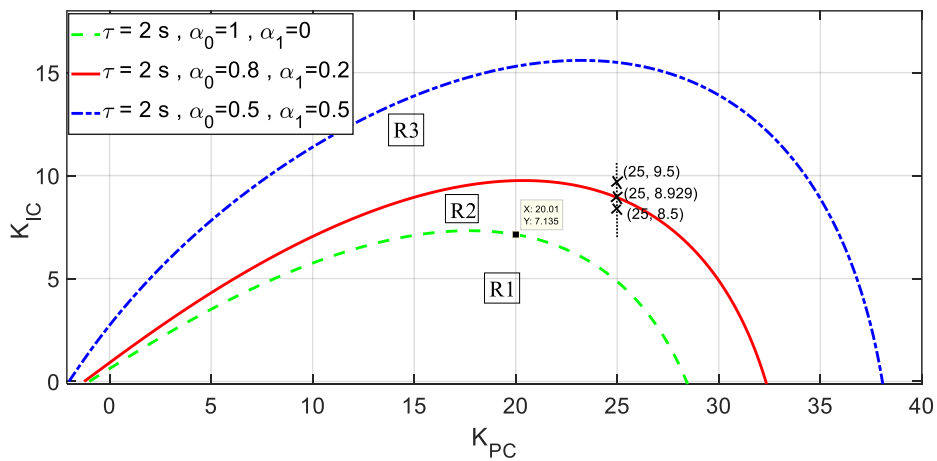
Daha sonra mikro şebeke sistemin güç talebinin %20'sini ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) karşılayacak EA grubu eklenip zaman gecikmesi $\tau = 2s$ alınarak sistemin kararlılık bölgeleri yine aynı değerdeki GPM'ler için Şekil 5.4'te çizdirilmiştir. Şekil 5.3 ile Şekil 5.4 karşılaştırılacak olursa EA grubunun eklenmesi kararlılık bölgelerini ve kontrolör kazanç değerlerini arttırmış ve sisteme olumlu bir etkisi olmuştur. Ayrıca kazanç ve faz paylarının etkisi ile bölgelerin sıraları değişmemiştir.

Farklı bir senaryo düşünülerek mikro şebeke sistemdeki talep edilen gücün %50'sinin ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) EA grubu tarafından karşılandığı varsayılmış başka bir deyişle sistemdeki EA grubunun ağırlığı arttırılarak aynı zaman gecikmesi ve GPMs değerlerinde

bölge Şekil 5.5'te tekrar çizdirilmiştir. Şekil 5.5'e bakılacak olursa kararlılık bölgeleri ve kontrolör kazanç değerlerinin daha da büyüdüğü ve daha geniş skalada olduğu açıkça görülmektedir. Bunun anlamı mikro şebeke sistemde EA grubunun ağırlığı arttıkça sistemin kararlılık bölgesi artmakta ve sisteme olumlu etki etmektedir. Ayrıca diğer sonuçlarda olduğu gibi burada da bölgelerin sıralaması değişmemiştir. Bu durumları daha net olarak göstermek için kazanç ve faz paylarını ($A=1$, $\phi=0^\circ$) aynı değerler seçerek ve aynı zaman gecikmesi $\tau=2s$ alınarak sistemin kararlılık bölgeleri Şekil 5.6 ile gösterilmiştir. Şekil 5.6 incelenirse sistemdeki EA grubunun frekans düzenlemesindeki



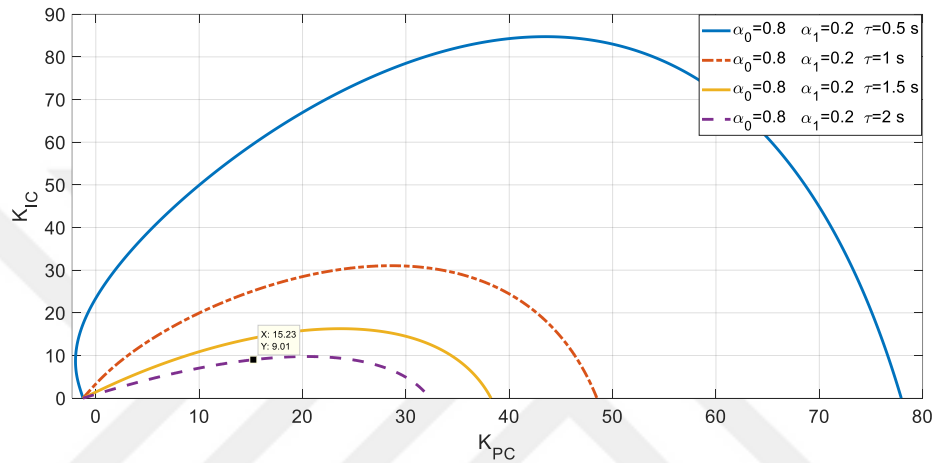
Şekil 5.5. ($\alpha_0 = 0.5$, $\alpha_1 = 0.5$) katılım faktörü ve farklı kazanç-faz payları için kararlılık bölgeleri



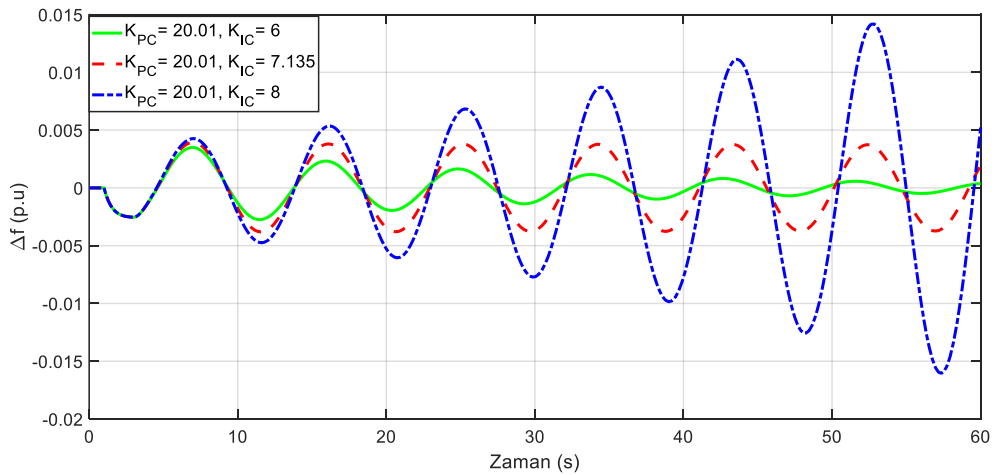
Şekil 5.6. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) kazanç-faz payı için EA'ların katılım oranları etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri

ağırlığı artırıldığında kararlılık bölgeleri genişlemektedir. Bu da mikro şebekenin kararlılığını olumlu yönde etkilemektedir.

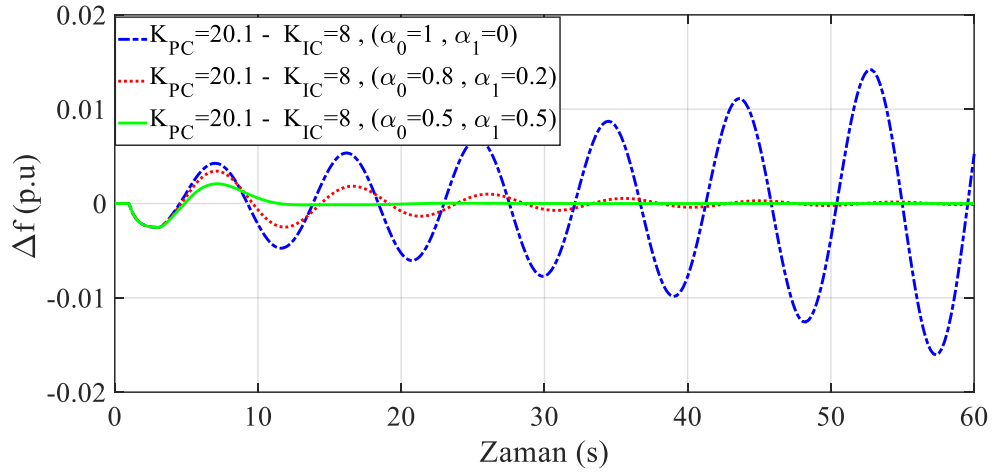
Bir diğer dikkate alınan durum, sistemde meydana gelebilecek zaman gecikme değerlerinin değişimine göre kararlılık bölgelerinin nasıl değiştiğinin analiz edilmesidir. Dikkate alınan bu duruma göre zaman gecikmesinin değeri arttıkça kararlılık bölgelerinin daralması Şekil 5.7’de gösterilmiştir.



Şekil 5.7. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için zaman gecikmesi etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri



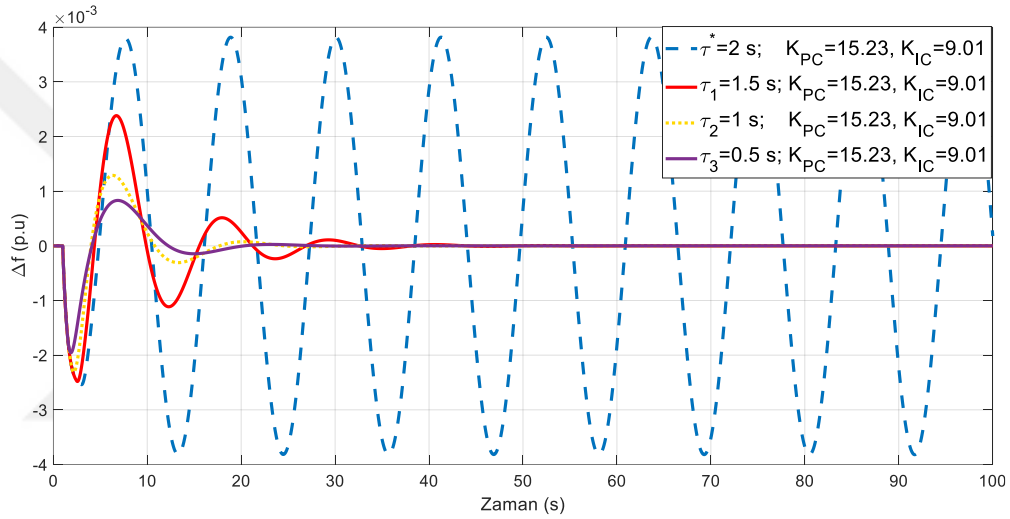
Şekil 5.8. $\tau=2$ s ve ($A=1$, $\phi=0^\circ$) R1 bölgesinde farklı PI kontrolör değerleri için frekans cevabı



Şekil 5.9. $\tau = 2$ s, $(K_{PC} = 20.01, K_{IC} = 8.0)$ ve farklı katılım oranlarında EA'ların etkisi için frekans cevabı

Diğer bir değerlendirme, teorik sonuçlar benzetim çalışmalarıyla doğrulanmıştır. MŞ sistemde frekans düzenlemesine EA grubu katılmadığı durumda $(\alpha_0 = 1.0, \alpha_1 = 0)$ Şekil 5.6'da gösterilen R1 bölgesinin içinden seçilen $K_{PC} = 20.01, K_{IC} = 6$ kontrolör değerleri için sistemin frekans cevabındaki osilasyonların zamanla sönümlenmekte, R1 bölgesi kompleks sınır eğrisi üzerinde seçilen $K_{PC} = 20.01, K_{IC} = 7.135$ kontrolör değerleri için sistemin frekans cevabındaki sönümlenmeyen ya da artmayan osilasyonlar görülmekte ve sistem sınırda kararlı olmaktadır R1 bölgesi dışından seçilen $K_{PC} = 20.01, K_{IC} = 8.0$ kontrolör değerleri için sistemin frekans cevabındaki osilasyonlar sürekli olarak artmakta ve sistem kararsız olmaktadır ve bu durumlar Şekil 5.8'de görülmektedir. Şekil 5.6'ya bir başka açıdan bakılırsa, EA'ların etkisini göstermek için çizdirilen R1, R2 ve R3 bölgeleri sırasıyla $(\alpha_0 = 1.0, \alpha_1 = 0)$, $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5)$ katılım oranları için çizdirilmiş ve EA'ların etkisini göstermek için seçilen $(K_{PC} = 20.01, K_{IC} = 8.0)$ kontrolör değerleri R1 bölgesinin dışında kalıyorken, R2 ve R3 bölgelerinin içinde kalmaktadır. Bu durumu açıklayacak olursak, $(K_{PC} = 20.01, K_{IC} = 8.0)$ kontrolör kazançları sistemde EA'ların olmadığı durum için belirlenen R1 bölgesinin dışında kaldığından dolayı sistem kararsız olmaktadır, EA'ların $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(\alpha_0 = 0.5, \alpha_1 = 0.5)$ katılım oranlarında sistemde bulunduğu durumlar için belirlenen R2 ve R3 bölgelerinin içinde kaldığı için sistemin kararlı olduğu Şekil 5.9 ile gösterilmiştir. Sonuçlar göstermiştir ki EA'ların sistemdeki ağırlığı arttıkça kararlılık bölgeleri artmakta ve sistem daha kararlı hale gelmektedir.

Başka bir değerlendirme ile, Şekil 5.7’de verilen zaman gecikmesinin değişimine göre elde edilen sistemin kararlılık bölgeleri için frekans cevapları $\tau = 2\text{ s}$, $\tau = 1.5\text{ s}$, $\tau = 1\text{ s}$ ve $\tau = 0.5\text{ s}$ için Şekil 5.10’da gösterilmiştir. Buradaki cevaplar incelenirse $\tau = 2\text{ s}$ için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB sınırı üzerinde seçilen test noktası denetleyici kazançları ($K_{PC} = 15.23$, $K_{IC} = 9.01$) değerleridir. Bu değerler için frekans cevabı incelendiğinde sürekli salınımın olduğu bir durum söz konusudur ve sistem bu değerler için sınırda kararlıdır. Ancak ($K_{PC} = 15.23$, $K_{IC} = 9.01$) denetleyici test noktası değerleri, $\tau = 2\text{ s}$ için CRB sınırı üzerindeyken diğer zaman gecikmeleri $\tau = 1.5\text{ s}$, $\tau = 1\text{ s}$ ve $\tau = 0.5\text{ s}$ için sırayla CRB sınırından gittikçe uzaklaşan denetleyici

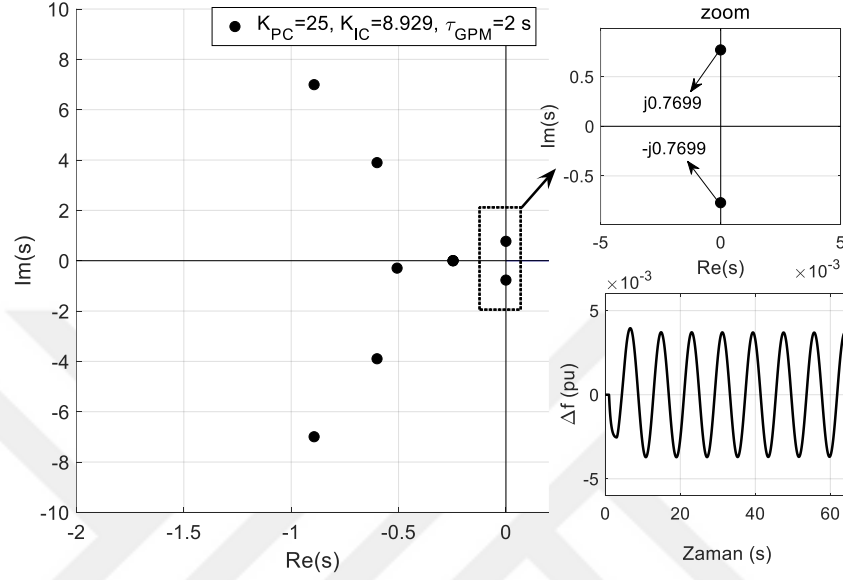


Şekil 5.10. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) için farklı zaman gecikmesi değerleri için frekans cevabı

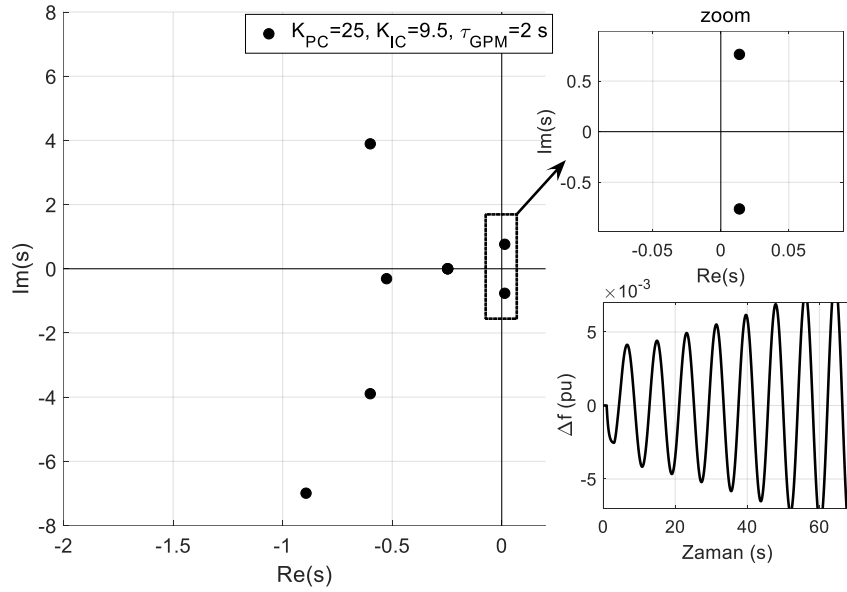
değerlerine dönüşmektedir. Dolayısıyla zaman gecikme değeri küçüldükçe sistemin frekans cevabındaki salınımların gittikçe azaldığı Şekil 5.10’da açıkça görülmektedir.

Son olarak, EA içeren MŞ sistem için önerilen yöntemle belirlenen ve Şekil 5.6’da gösterilen kararlılık bölgelerinin doğrulanması, QPmR algoritması kullanılarak Şekil 5.11, Şekil 5.12 ve Şekil 5.13 ile gösterilmektedir. Şekil 5.11’e bakılacak olursa, ($A=1$, $\phi=0^\circ$), ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) ve $\tau = 2\text{ s}$ için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB’si üzerinden seçilen ($K_{PC} = 25$, $K_{IC} = 8.929$) PI denetleyici değerleri için sanal eksen üzerinde bulunan $s = \pm j0.7699$ köklerin yerleşimi ve frekans cevabı

görülmektedir. Burada CRB üzerinden seçilen ($K_{PC} = 25$, $K_{IC} = 8.929$) PI değerlerine karşılık gelen tüm kökler sol yarı bölgede ancak bir çift sanal $s = \pm j0.7699$ kökleri sanal eksen üzerindedir ve sistemin frekans cevabı artmayan-azalmayan sürekli salınım halindedir. Dolayısıyla EA içeren MŞ sistem sınırda kararlıdır. Şekil 5.12'ye bakılacak

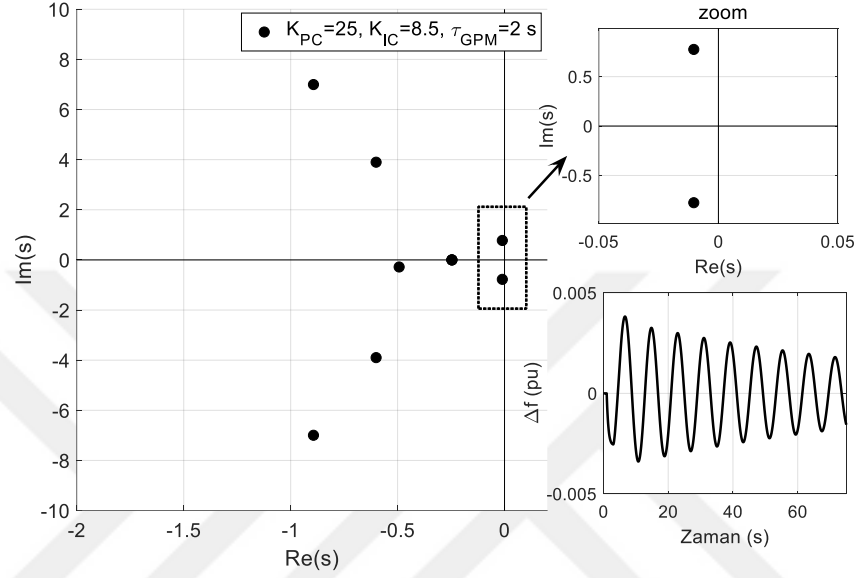


Şekil 5.11. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) için CRB üzerinden seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması



Şekil 5.12. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) için CRB dışından seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması

olursa, $(A=1, \phi=0^\circ)$, $(\alpha_0=0.8, \alpha_1=0.2)$ ve $\tau=2\text{ s}$ için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB'si dışından seçilen $(K_{PC}=25, K_{IC}=9.5)$ PI denetleyici değerleri için köklerin yerleşimi ve frekans cevabı görülmektedir. Burada CRB dışından seçilen $(K_{PC}=25, K_{IC}=9.5)$ PI değerleri için bir çift sanal kök kompleks düzlemin sağ yarı



Şekil 5.13. $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(\alpha_0=0.8, \alpha_1=0.2)$ için CRB içinden seçilen PI denetleyici değerlerinin QPMR algoritması ile doğrulanması

bölgesinde bulunmakta ve sistemin frekans cevabı giderek artan salınımlar içermektedir. Dolayısıyla EA içeren MŞ sistem kararsızdır. Şekil 5.13'e bakılacak olursa, $(A=1, \phi=0^\circ)$, $(\alpha_0=0.8, \alpha_1=0.2)$ ve $\tau=2\text{ s}$ için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB'sinin içinden seçilen $(K_{PC}=25, K_{IC}=8.5)$ PI denetleyici değerleri için köklerin yerleşimi ve frekans cevabı görülmektedir. Burada CRB içinden seçilen $(K_{PC}=25, K_{IC}=8.5)$ PI denetleyici değerleri için tüm kökler kompleks düzlemde sol yarı bölgesinde yer almakta ve frekans cevabında giderek azalan salınımlar görülmektedir. Dolayısıyla EA içeren MŞ sistem kararlıdır.

5.6 EA içeren MŞ sistemlerde kararlılık bölgelerinde optimum denetleyici değerlerinin belirlenmesi

Bu kısımda, EA içeren MŞ sistem için elde edilen denetleyici parametre uzayındaki kararlılık bölgelerinde, daha iyi bir dinamik performans gösterebilecek denetleyici parametrelerinin seçiminde kullanılan yöntemlerin uygulanması ve elde edilen sonuçlardan bahsedilmiştir. Bu yöntemlerle elde edilen denetleyici parametre değerleri, rastgele seçilecek denetleyici parametrelerine göre maksimum aşma, yerleşme zamanı, kalıcı durum hataları gibi özellikler bakımından daha iyi bir dinamik performansa sahip frekans cevapları sunmaktadır.

5.6.1 EA içeren MŞ sistemlerde Ağırlıklı Geometrik Merkezin hesaplanması

Bu kısımda, ağırlıklı geometrik merkez olarak isimlendirilen pratik bir ayarlama yöntemi sunulmuştur. EA' ların farklı katılım faktörleri ve farklı zaman gecikme değerleri için elde edilen kararlılık bölgelerinin AGM noktalarının hesaplanması yapılmış ve böylece optimum kontrolör parametreleri seti elde edilmiştir. Bu yöntemin uygulanmasından aşağıda bahsedilmiştir.

1. Adım: Sistem modeli Şekil 2.2’de verilen, EA içeren MŞ sistemde kullanılan parametre değerleri Çizelge 4.1 ile verilmişti. Bu parametreler kullanılarak, kararlılık sınır eğrisi için $\omega_c \in [0, 1.0]$ rad/s aralığında EA içeren MŞ sistem için kararlılık bölgeleri Bölüm 5.5’te bahsedildiği gibi belirlenir. Burada bu amaçla zaman gecikme değeri $\tau = 2$ s belirlenmiş, EA ve mikro türbinin katılım faktörleri $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ olarak belirlenmiş ve kazanç-faz payları $A=1, \phi=0^\circ$ olarak seçilmiştir. Seçilen zaman gecikmesi ve katılım faktörleri için kararlılık bölgesi Şekil 5.14’te gösterilmektedir.

2. Adım: Buradaki temel amacımız Denklem (2.16)’daki karakteristik denklemin Hurwitz bakımından kararlı olacak şekilde kararlılık bölgesinin AGM (WGC) (K_{PC_W}, K_{IC_W}) noktasını belirlemektir. Bölgeler belirlerken $\alpha_0 \in [0.4-1.0]$ aralığı için 0,01’lik adımlarla kesim frekansı artırılmış ve n adet (K_{PC_W}, K_{IC_W}) ikilisi elde edilmiş ve bu değerler "*" ile işaretlenmiştir. Burada her nokta arasındaki mesafenin aynı

olmadığı Şekil 5.14'te görülmektedir. Ayrıca Şekil 5.14'te gösterildiği gibi CRB üzerindeki her noktanın yansımaları RRB çizgisi üzerine de (K_{PC} – eksen) konumlanmıştır.

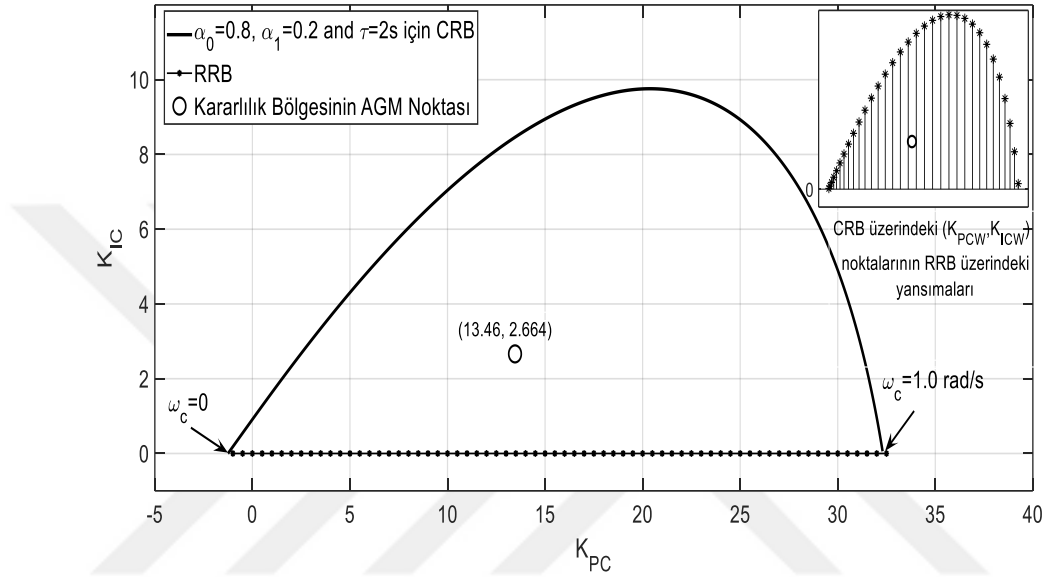
3. Adım: Bulunan n adet CRB üzerindeki (K_{PC_W}, K_{IC_W}) değerleri ve bunların yansımaları olan RRB üzerindeki (K_{PC_W}, K_{IC_W}) değerleri kullanılmış ve Denklem (5.12) yoluyla bu değerlerin ortalamaları alınarak kararlılık bölgesinin AGM (WGC) koordinatı ($K_{PC_W} = 13.46, K_{IC_W} = 2.664$) kolayca bulunmuştur. Bu değerler Denklem (5.30)'da verilmiştir. Böylece kararlılık bölgelerinin AGM noktaları kolayca hesaplanmıştır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta RRB üzerinde $K_{IC_W} = 0$ olmasından dolayı K_{PC_W} değerlerinin $2n$ adet olduğu K_{IC_W} değerlerinin n adet olduğudur.

$$\begin{aligned} K_{PC_W} &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n K_{PCj} = 13.46, \\ K_{IC_W} &= \frac{1}{2n} \sum_{j=1}^n (K_{ICj} + K_{IC}(0)) = \frac{1}{2n} \sum_{j=1}^n K_{ICj} = 2.664 \end{aligned} \quad (5.30)$$

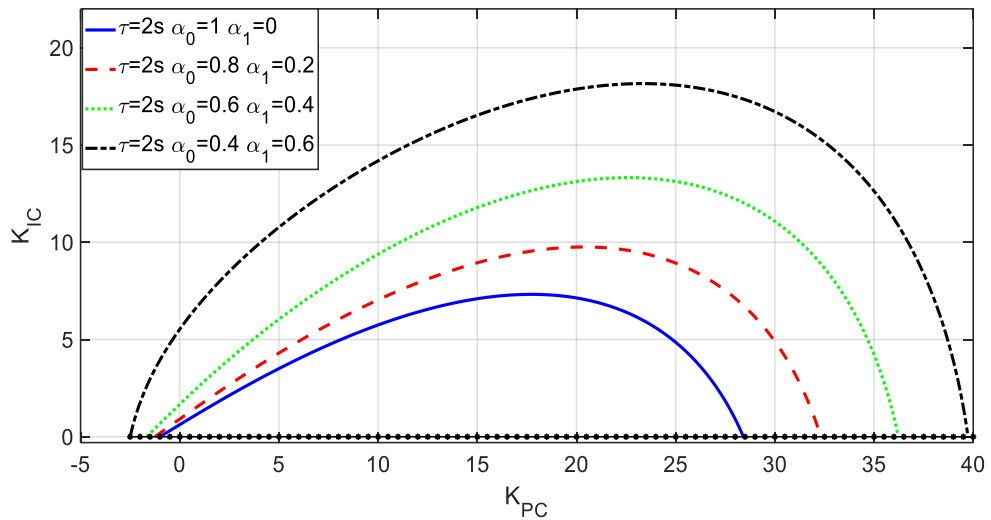
Burada ek olarak, yöntemin doğruluğunun ω_c 'nin adım boyutuna bağlı olduğu unutulmamalıdır, adım boyutu ne kadar küçükse daha doğru sonuçlar elde edilmektedir.

EA'ların frekans düzenleme servisine katılım oranının değişimine göre AGM noktalarının değişimini göstermek için MŞ sistemde $\tau = 2s$ zaman gecikme değeri, ($A=1, \phi=0^\circ$) kazanç-faz payı değerleri ve üretim birimlerinin farklı değerlerdeki katılım faktörleri için kararlılık bölgeleri ve AGM noktalarının değişimi sırasıyla Şekil 5.15 ve Şekil 5.16'da gösterilmektedir. Şekil 5.15'te EA'ların katılım faktörü arttıkça EA içeren MŞ'nin kararlılık bölgelerinin genişlediği görülmektedir. Çeşitli $\alpha_0 \in [0.4-1.0]$ katılım faktörleri ve $\tau = 2s$ zaman gecikme değeri için hesaplanmış kararlılık bölgelerinin AGM noktalarının kümesi Şekil 5.16'da gösterilmektedir. Başka bir deyişle üretim birimlerinin farklı katılım faktörlerini göz önünde bulundurarak ayarlanmış optimum PI denetleyici parametrelerinin tam seti Şekil 5.16'da görülmektedir. Burada EA'ların

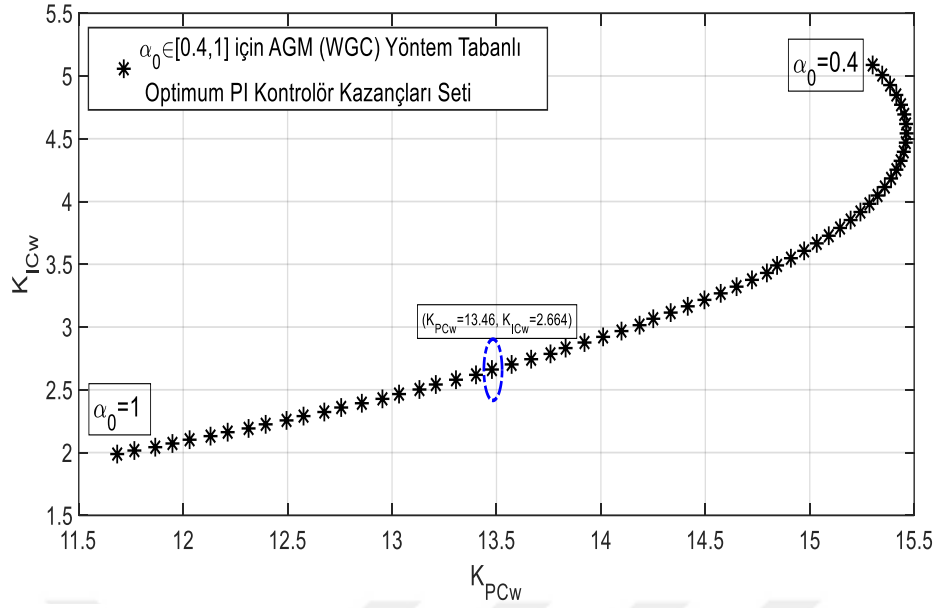
katılım oranı arttıkça yani kararlılık bölgesi genişledikçe (K_{PCW}, K_{ICW}) her iki optimum kazanç değerleri de artmaktadır. Böyle bir setin bilgisi hem sistem kararlılığını garanti eder hem de üretim birimlerinin değişen zaman gecikmeleri ve farklı katılım faktörleri altında aşma, yerleşme süresi ve geçici performans açısından iyi bir dinamik performans sağlar. AGM yöntemi diğer tasarım yöntemlerine kıyasla hesaplama yüklerini ve hataları azaltır.



Şekil 5.14. $\tau = 2\text{ s}$, $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(A=1, \phi = 0^\circ)$ için kararlılık bölgesi ve AGM (WGC) noktaları.



Şekil 5.15. $\tau = 2\text{ s}$, $(A=1, \phi = 0^\circ)$ ve farklı katılım faktörleri için kararlılık bölgeleri.



Şekil 5.16. $\tau = 2 \text{ s}$, $(A=1, \phi = 0^\circ)$ ve farklı katılım faktörleri için AGM (WGC) noktaları.

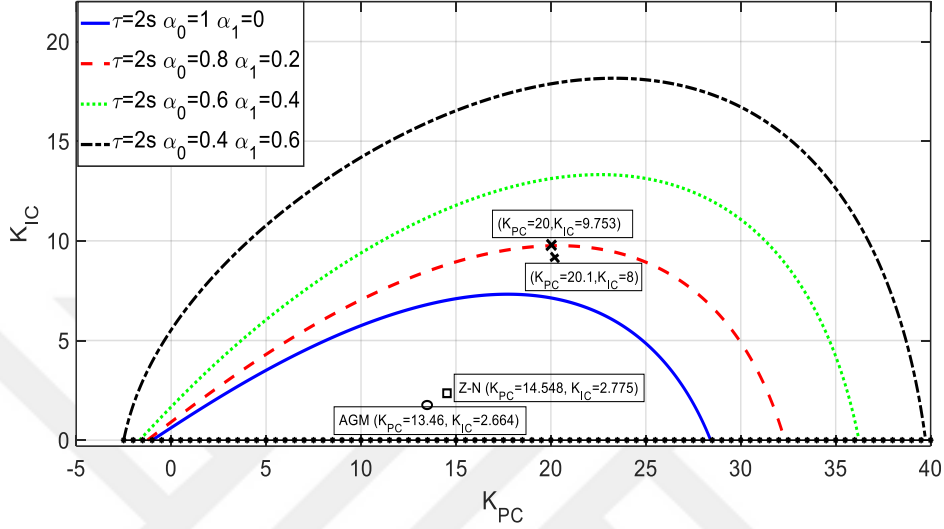
5.6.2 EA içeren MŞ sistemlerde Ziegler-Nichols yöntemiyle denetleyici parametrelerinin hesaplanması

Burada Ziegler-Nichols yöntemini kullanarak EA içeren MŞ sistemin $\tau = 2 \text{ s}$, $(A=1, \phi = 0^\circ)$ ve $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ için elde edilen bölgedeki optimum PI denetleyici kazanç değerleri adım adım hesaplanmıştır.

1. Adım: Z-N yöntemiyle P kontrolör tipinin oransal kazanç değerini hesaplamak için ilk olarak integral kazancı $K_{Icr} = 0$ seçilir. Daha sonra K_{Pcr} oransal kazanç değeri değiştirilerek deneme yanılma yapılır ve sistemin sınırdaki kararlı olduğu andaki oransal denetleyici kazancı $K_{Pcr} = 32.33$ kaydedilir. Bu kazanç değeri için osilasyona giren frekans sinyalinin kritik periyot denilen osilasyon periyodu $T_{cr} = 6.29 \text{ s}$ olarak tespit edilmiştir.

2. Adım: Çizelge 5.2 kullanılarak oransal kazanç değeri $K_{PC} = 14.548$ ($K_{PC} = 0.45K_{Pcr} = 0.45 \times (32.33) = 14.548$) olarak hesaplanmıştır. Benzer şekilde Çizelge 5.2 kullanılarak Z-N'ye göre tespit edilen K_{PC} değeri ve T_{cr} değeri kullanılarak

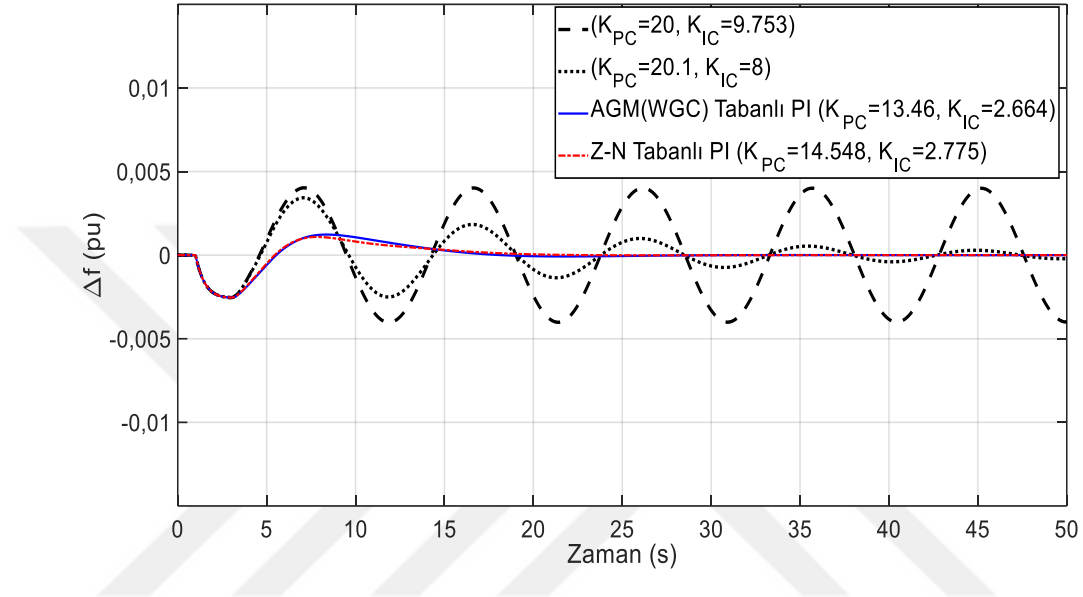
integral kazanç değeri $K_{IC} = 2.775$ ($K_{IC} = 1.2 \times \frac{K_{PC}}{T_{cr}} = 1.2 \times \frac{14.548}{6.29} = 2.775$) olarak hesaplanmıştır. Sonuç olarak Z-N yöntemi ile denetleyici parametreleri ($K_{PC} = 14.548$, $K_{IC} = 2.775$) olarak tespit edilmiştir.



Şekil 5.17. Önerilen yöntemler ile bulunan PI noktaları ve rastgele seçilen PI test noktalarının değerlerinin bölge üzerindeki yerleri.

Burada Z-N yöntemiyle yapılan hesaplamaların amacı, daha önce hesaplanan AGM noktaları ile Z-N tasarım yöntemini karşılaştırmak ve hesaplanan AGM noktaları için EA içeren MŞ'nin sistem performansını değerlendirmektir. İlk olarak, Şekil 5.17'de gösterilen AGM tabanlı PI denetleyici kazançları, Z-N tabanlı PI denetleyici kazançları ve seçilen bazı test noktalarındaki PI denetleyici kazançları karşılaştırılmıştır. $\tau = 2 s$, $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ için sistem frekansı yanıtlarının karşılaştırmaları Şekil 5.18'de görülmektedir. Ayrıca Şekil 5.18, teorik kararlılık bölgelerinin doğrulanmasını da göstermektedir. Bu şekilde, EA içeren MŞ'nin, $\tau = 2 s$, $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ için kararlılık sınırı eğrisi üzerinde seçilen $(K_{PC} = 20, K_{IC} = 9.753)$ PI kontrolör kazançları için frekans tepkisinin sürekli salınımları nedeniyle sınırda kararlı davranış sergilediği açıktır. Şekil 5.17'de belirtilen kararlılık bölgesi içinden rastgele kontrolör kazançları $(K_{PC} = 20.1, K_{IC} = 8)$ olarak seçilmiş ve sistem frekans cevabı incelenmiştir. Kararlılık bölgesi içinden seçilen keyfi

kontrolör parametreleri sistem kararlılığını sağlasa da istenen dinamik performanslara ulaşamaz. Şekil 5.18'de gösterildiği gibi yukarıda bahsedilen kararlılık bölgesinin AGM tabanlı PI kontrolör kazançları sistem frekansının geçici yanıtını ve aşmasını iyileştirmektedir. Ayrıca AGM tabanlı PI denetleyici kazançlarının Z-N yöntemine dayalı PI denetleyici kazançları ile karşılaştırıldığında bu iki yöntemle tespit edilen denetleyici kazanç değerlerinin sistem geçiş performansını artırdığı Şekil 5.18'de görülmektedir.



Şekil 5.18. $\tau = 2 s$ ve farklı kontrolör parametreleri için frekans yanıtları.

5.7 DTC içeren MŞ sistemlerde kararlılık bölgelerinin hesaplanmasının uygulanması

Bu kısımda DTC içeren MŞ sistem için kararlılık bölgelerinin hesaplanması yapılmaktadır. Burada yapılan hesaplamalar için kazanç ve faz payı tabanlı, paylaşım faktörü ile farklı senaryolar dikkate alınarak sistemden talep edilen gücün hangi oranda DTC kontrol tarafından karşılandığının değişmesi durumuna göre ve zaman gecikmesi değerinin değişim durumuna göre kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Elde edilen kararlılık bölgelerinden seçilen (K_{PC}, K_{IC}) test noktaları alınarak benzetim çalışmasıyla bu değerlerin doğruluğu gösterilmiştir.

Kararlılık sınır eğrisi yöntemi DTC içeren MŞ sisteme aşağıda adım adım uygulanmıştır.

1. Adım: Sistem modeli Şekil 2.5'te verilen, DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denkleminin genel ifadesi Denklem (2.24) verilmişti. Ancak üzerinde yapılacak değişiklikleri takip etmek için burada Denklem (5.31) ile tekrar verilmiştir. Ayrıca Çizelge 4.12 ile MŞ sistemde kullanılan parametre değerleri verilmişti ve $(K_{PD} = 1, K_{ID} = 1)$ değerlerinin sabit seçildiği tekrar hatırlatılmalıdır. Burada kullanılacak olan kazanç ve faz payları $(A=1, \phi = 0^\circ)$ (orijinal faz kazanç bulunmayan sistem); $(A=2, \phi = 0^\circ)$ (kazanç payının etkisi); $(A=1, \phi = 15^\circ)$ (faz payının etkisi) ve $(A=2, \phi = 15^\circ)$ (hem kazanç hem de faz payının etkisi) belirlenmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau'_c) &= \sum_{k=0}^1 a'_k(s) e^{-k\tau'_c s} = (a'_0(s) + a'_1(s) e^{-\tau'_c s}) = 0 \\ &= \left(\frac{p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 +}{p_2 s^2 + p_1 s} \right) + \left(\frac{q_4 s^4 + q_3 s^3 +}{q_2 s^2 + q_1 s + q_0} \right) e^{-\tau'_c s} = 0 \end{aligned} \quad (5.31)$$

2. Adım: İstenilen herhangi bir τ zaman gecikmesi değerinde, DTC içeren MŞ sistemin Denklem (5.31) ile verilen karakteristik denkleminde kesim frekansı $\omega_c > 0$ şartıyla $s = j\omega_c$ değeri için karakteristik denklem K_{PC} ve K_{IC} denetleyici parametreleri cinsinden Denklem (5.32)'de tekrar düzenlenmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega_c, \tau) &= a_0(j\omega_c) + a_1(j\omega_c) A e^{-j\phi} e^{-j\omega_c \tau} = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \tau) &= P(j\omega_c) + Q(j\omega_c) e^{-j(\phi + \omega_c \tau)} = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \tau) &= P(j\omega_c) + \left(\frac{K_{PC} M(j\omega_c) +}{K_{IC} N(j\omega_c)} \right) e^{-j(\phi + \omega_c \tau)} = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \tau) &= \left[\frac{p_5(j\omega_c)^5 + p_4(j\omega_c)^4 + p_3(j\omega_c)^3 +}{p_2(j\omega_c)^2 + p_1(j\omega_c)} \right] + \\ &\quad \left[\frac{K_{PC} \left(\frac{m_4(j\omega_c)^4 + m_3(j\omega_c)^3 +}{m_2(j\omega_c)^2 + m_1(j\omega_c)} \right) +}{K_{IC} \left(\frac{n_3(j\omega_c)^3 + n_2(j\omega_c)^2 +}{n_1(j\omega_c) + n_0} \right)} \right] e^{-j(\phi + \omega_c \tau)} = 0 \end{aligned} \quad (5.32)$$

Burada verilen $M (m)$ katsayısı K_{PC} içeren katsayıları belirtirken, $N (n)$ katsayıları K_{IC} içeren katsayıları belirtmektedir ve bu katsayılar sistem parametreleri cinsinden aşağıda Denklem (5.33) ve Denklem (5.34) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} m_4 &= A(K_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0), \\ m_3 &= A(K_{MT}K_{PL}T_{ES}\alpha_0 + K_{MT}K_{PL}T_{FC}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_0), \\ m_2 &= A(K_{MT}K_{PL}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}T_{ES}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}T_{FC}\alpha_0), \\ m_1 &= A(K_{IL}K_{MT}\alpha_0) \end{aligned} \quad (5.33)$$

$$\begin{aligned} n_3 &= A(K_{MT}K_{PL}T_{ES}T_{FC}\alpha_0), \\ n_2 &= A(K_{MT}K_{PL}T_{ES}\alpha_0 + K_{MT}K_{PL}T_{FC}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}T_{ES}T_{FC}\alpha_0), \\ n_1 &= A(K_{MT}K_{PL}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}T_{ES}\alpha_0 + K_{IL}K_{MT}T_{FC}\alpha_0) \\ n_0 &= A(K_{IL}K_{MT}\alpha_0). \end{aligned} \quad (5.34)$$

3. Adım: Denklem (5.32)'de bulunan $e^{-j(\phi+\omega_c\tau)}$ üstel terimi yerine Euler açılımı yapılarak ($e^{-j(\phi+\omega_c\tau)} = \cos(\phi + \omega_c\tau) - j \sin(\phi + \omega_c\tau)$) karşılığı yerine yazılır ve reel ve sanal kısımları ayrıştırılarak aşağıda Denklem (5.35) elde edilir.

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega_c, \tau) &= K_{PC}A_1(\omega_c) + K_{IC}B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) + \\ &\quad j[K_{PC}A_2(\omega_c) + K_{IC}B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c)] = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \tau) &= \Re\{\Delta(j\omega_c, \tau)\} + j\Im\{\Delta(j\omega_c, \tau)\} = 0 \end{aligned} \quad (5.35)$$

Burada verilen (A_1, B_1, C_1) ve (A_2, B_2, C_2) katsayıları, p , m , n katsayıları ve ω_c cinsinden aşağıda Denklem (5.36) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} A_1(\omega_c) &= (m_4\omega_c^4 - m_2\omega_c^2)\cos(\phi + \omega_c\tau) + (-m_3\omega_c^3 + m_1\omega_c)\sin(\phi + \omega_c\tau), \\ B_1(\omega_c) &= (n_0 - n_2\omega_c^2)\cos(\phi + \omega_c\tau) + (-n_3\omega_c^3 + n_1\omega_c)\sin(\phi + \omega_c\tau), \\ C_1(\omega_c) &= p_4\omega_c^4 - p_2\omega_c^2 \end{aligned} \quad (5.36)$$

$$\begin{aligned} A_2(\omega_c) &= (-m_3\omega_c^3 + m_1\omega_c)\cos(\phi + \omega_c\tau) + (-m_4\omega_c^4 + m_2\omega_c^2)\sin(\phi + \omega_c\tau), \\ B_2(\omega_c) &= (-n_3\omega_c^3 + n_1\omega_c)\cos(\phi + \omega_c\tau) + (-n_0 + n_2\omega_c^2)\sin(\phi + \omega_c\tau), \\ C_2(\omega_c) &= p_5\omega_c^5 - p_3\omega_c^3 + p_1\omega_c \end{aligned}$$

4. Adım: Karakteristik denklem $\Delta(j\omega_c, \tau)$ 'nın kökü olan $s = j\omega_c$ için Denklem (5.35)'te reel ve sanal kısımları sıfır olmalıdır. Dolayısıyla Denklem (5.7)'de olduğu gibi aşağıdaki Denklem (5.37) elde edilebilir.

$$\begin{aligned} K_{PC}A_1(\omega_c) + K_{IC}B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) &= 0 \\ K_{PC}A_2(\omega_c) + K_{IC}B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \quad (5.37)$$

Kararlılık sınır eğrisi $\ell(K_{PC}, K_{IC}, \omega_c)$ 'yi belirlemek için Denklem (5.37) çözülerek Denklem (5.10)'da olduğu gibi Denklem (5.38) elde edilebilir.

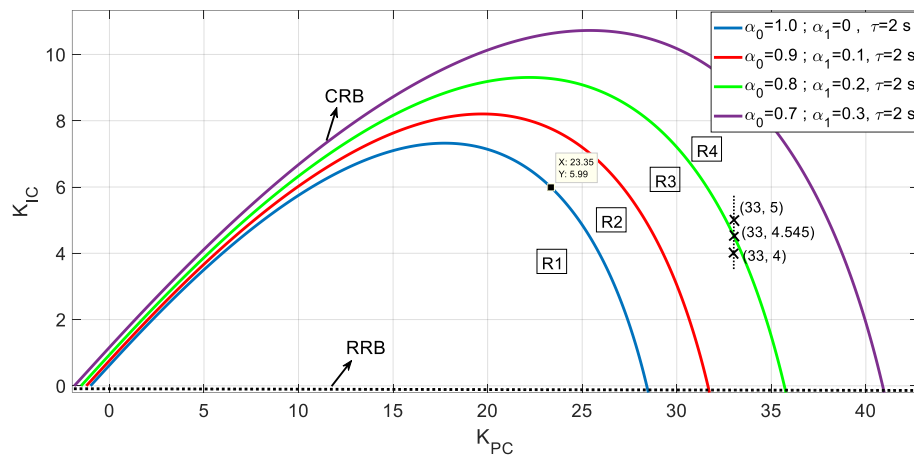
$$\begin{aligned} K_{PC} &= \frac{B_1(\omega_c)C_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)C_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)B_1(\omega_c)}, \\ K_{IC} &= \frac{A_2(\omega_c)C_1(\omega_c) - A_1(\omega_c)C_2(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)B_1(\omega_c)} \end{aligned} \quad (5.38)$$

5. Adım: Denklem (5.37) ve Denklem (5.38) yardımıyla hesaplanan (K_{PC}, K_{IC}) setleriyle denetleyici parametre uzayında kararlılık sınır eğrisinin $\ell(K_P, K_I, \omega_c)$ CRB'si $\omega \in [0, 10]$ rad/s aralığı için oluşturulmuştur. Daha sonra, MŞ sisteminin Denklem (5.32)'deki karakteristik denklemi $j\omega$ -ekseni boyunca orijinde bazı köklere sahiptir. Denklem (5.32) ve Denklem (5.36)'den anlaşılacağı üzere, $\omega_c = 0$ için $A_1(\omega_c), C_1(\omega)$ ve $A_2(\omega), C_2(\omega)$ katsayıları sıfıra eşittir. Ayrıca $B_2(\omega_c)$ katsayısı $\phi = 0$ için sıfıra eşittir. Ancak, $B_1(\omega_c)$ katsayısı doğrudan sıfırdan farklıyken $B_2(\omega_c)$ katsayısı $\phi \neq 0$ durumlar için sıfırdan farklıdır. Dikkat edilecek olursa bu katsayıların sıfır olması, Denklem (5.32) ve (5.36)'da görüldüğü üzere K_{IC} ve n_0 'a bağlıdır. $n_0 = AK_{IL}K_{MT}\alpha_0$ olduğundan dolayı dikkat edilecek olursa n_0 , sistem parametrelerine bağlıdır ve sabit ($n_0 \neq 0$) bir sayıdır. Dolayısıyla $\omega_c = 0$ için $B_1(\omega_c)$ katsayısı ve $B_2(\omega_c)$ katsayısı ($\phi \neq 0$ durumlar için)'nin sıfır olması, $K_{IC} = 0$ olmasıyla mümkündür. Bu durumda $\omega_c = 0$ için $K_{IC} = 0$ doğrusu, RRB'yi belirlemektedir. Sonuç olarak; CRB ve RRB'ler, denetleyici parametre düzlemini (K_{PC}, K_{IC}) MŞ'nin kararsız ve kararlı bölgelerine ayırmaktadır.

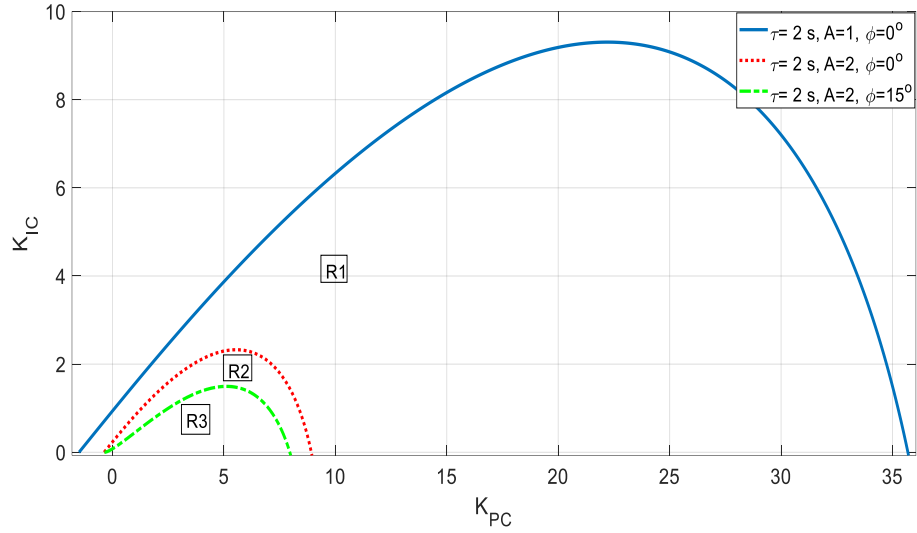
5.7.1 DTC içeren MŞ sistemlerin kararlılık bölgeleri için sonuçlar ve sonuçların benzetim çalışması ile QPmR algoritması kullanılarak doğrulanması

Bu bölümde haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemde yaşanabilecek herhangi bir zaman gecikme değeri için kararlılık bölgeleri elde edilmektedir. İlk olarak, kazanç ve faz paylarının etkisini gösterilmesi için kararlılık bölgeler elde edilecek daha sonra DTC kontrolün MŞ sisteme katılım oranlarına göre kararlılık bölgelerinin nasıl değiştiğinin analizi yapılacaktır. Daha sonra sistemde yaşanabilecek zaman gecikmesinin değişimine göre bu bölgelerin nasıl değiştiğinin analizi yapılacaktır. Son olarak, bölgelerden test noktaları seçilerek benzetim çalışmalarıyla yöntemin doğruluğu ispatlanacaktır.

İlk olarak, DTC kontrolün MŞ sisteme dahil olması ve katılım ağırlığının artmasının kararlılık bölgelerine etkisi araştırılmaktadır. Bunun için ilk olarak zaman gecikmesi $\tau = 2s$ ve kazanç-faz payı değerleri ($A=1, \phi = 0^\circ$) olarak belirlenmiştir. Bundan sonra MŞ sistemde DTC kontrol olmaması ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) ve sırasıyla %10 ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$), %20 ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve %30 ($\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3$) oranında DTC kontrolün MŞ sisteme dahil olması halinde kararlılık bölgelerinin değişimi Şekil 5.19'da çizdirilmiştir. Şekil 5.19'a bakılacak olursa DTC kontrol çevriminin eklenmesi ve katılım oranının artması kararlılık bölgelerini ve kontrolör kazanç değerlerini arttırmış ve sisteme olumlu bir etkisi olmuştur.



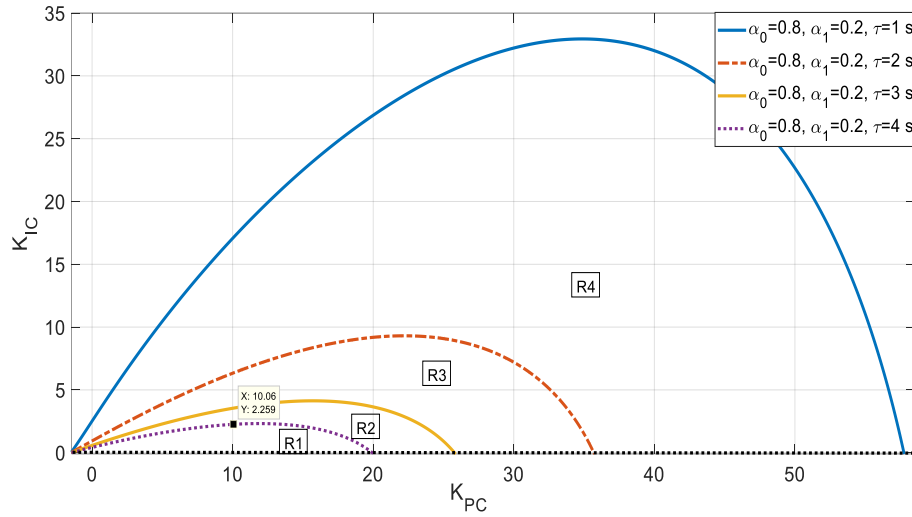
Şekil 5.19. ($A=1, \phi = 0^\circ$) kazanç-faz payı için DTC kontrolün katılım oranları etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri



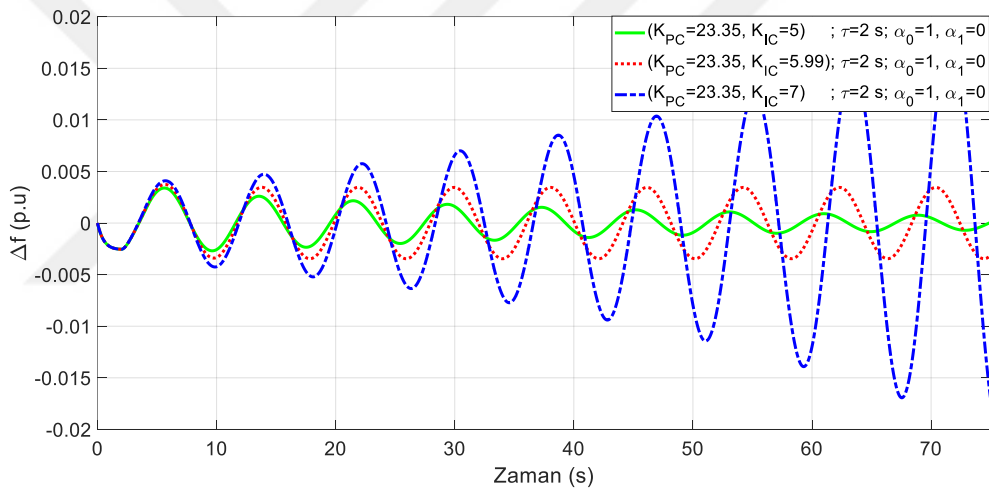
Şekil 5.20. ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) katılım faktörü ve farklı kazanç-faz payı için kararlılık bölgeleri

Daha sonra, kazanç ve faz paylarının kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi incelemek üzere DTC kontrolün MŞ sistemdeki güç talebinin %20'sini ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) karşıladığı durumda MŞ sistemde oluşabilecek haberleşme zaman gecikme değeri $\tau = 2 \text{ s}$ belirlenmiştir. Kazanç-faz payı değerleri ($A = 1$, $\phi = 0^\circ$), ($A = 2$, $\phi = 0^\circ$) ve ($A = 2$, $\phi = 15^\circ$) olarak belirlenmiş ve bu durumdaki MŞ sistemin kararlılık bölgeleri Şekil 5.20'de gösterilerek bu bölgelere sırasıyla R1, R2 ve R3 olarak isim verilmiştir. Bu bölgelere bakıldığında kazanç-faz paylarının etkisiyle MŞ sistemin kararlılık bölgelerinin küçüldüğü görülmektedir. Burada kararlılık bölgelerinin küçülmesi olumsuz bir durum gibi görünse de daha gürbüz bir PI denetleyici çalışma alanını temsil etmektedir. Sistemin bu bölgelerde çalışmasıyla bozucu etkilerin sistemi kararsız yapması engellenmeye çalışılmaktadır.

İncelenen diğer bir durum, sistemde meydana gelebilecek zaman gecikme değerlerinin değişimine göre kararlılık bölgelerinin nasıl değiştiğinin analiz edilmesidir. Bunun için ($A = 1$, $\phi = 0^\circ$) ve ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$) iken zaman gecikme değerleri $\tau = 1 \text{ s}$, $\tau = 2 \text{ s}$, $\tau = 3 \text{ s}$ ve $\tau = 4 \text{ s}$ seçilerek kararlılık bölgeleri çizdirilmiş ve Şekil 5.21'de verilmiştir. Dikkate alınan bu duruma göre, zaman gecikmesinin değeri arttıkça kararlılık bölgelerinin daralması Şekil 5.21'de görülmektedir. Bunun anlamı, zaman gecikme



Şekil 5.21. ($A=1, \phi=0^\circ$) için zaman gecikmesi etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri

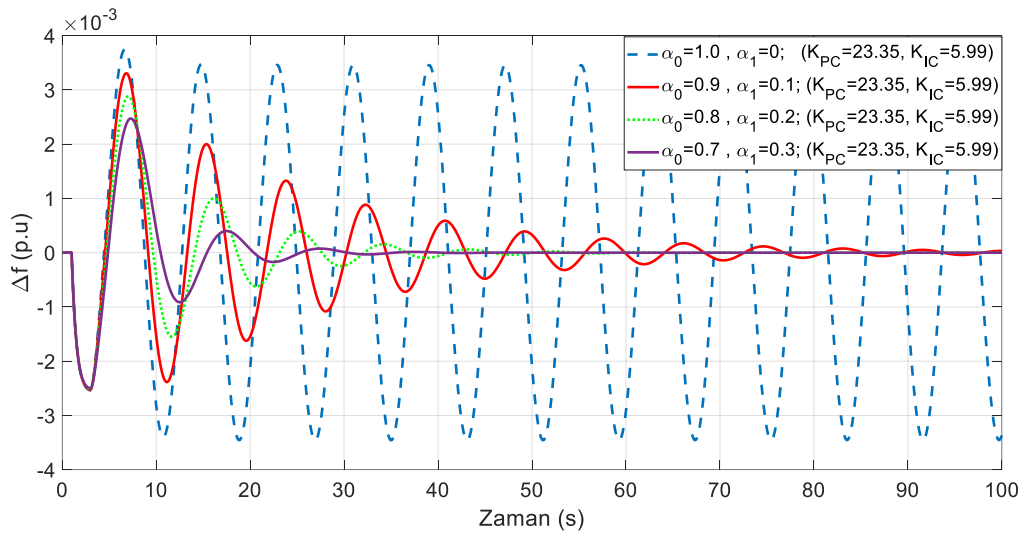


Şekil 5.22. ($A=1, \phi=0^\circ$) R1 bölgesinde farklı PI kontrolör değerleri için frekans cevabı

değerlerinin artması sistemin kararlı çalışma bölgeleri ve denetleyici parametre değerlerini azaltmış ve kararlı çalışma bölgesini olumsuz etkilemiştir. Bu durum tersi bir ifadeyle belirtilirse, sistemde yaşanabilecek zaman gecikme değerleri azaldıkça seçilebilecek denetleyici parametre değerleri setinin genişlediğini ve sisteme olumlu etki ettiğini de söyleyebiliriz.

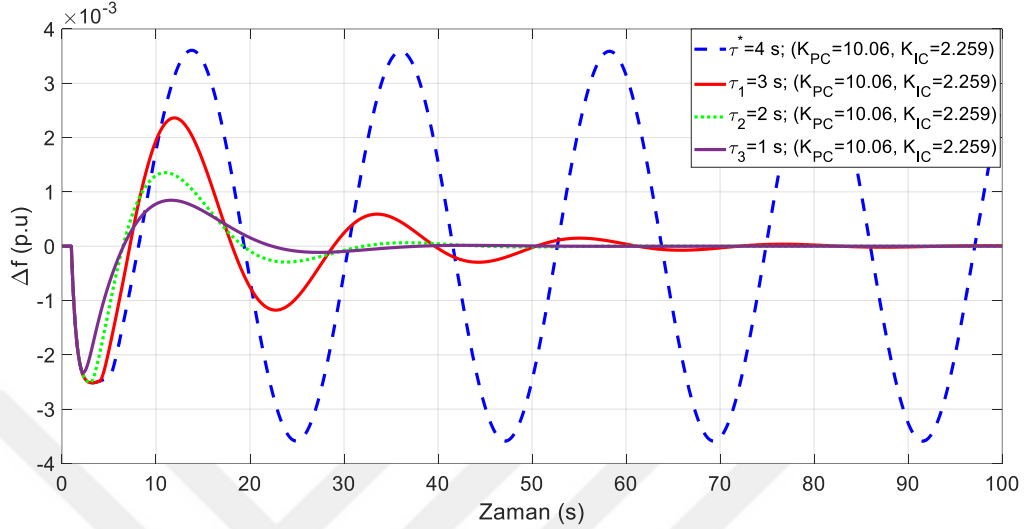
Diğer bir amaç, teorik sonuçların benzetim çalışmalarıyla doğrulanmasıdır. MŞ sistemde frekans düzenlemesine DTC kontrolün katılmadığı durumda ($\alpha_0=1.0, \alpha_1=0$) Şekil 5.22’de gösterilen R1 bölgesinin içinden seçilen ($K_{PC}=23.35, K_{IC}=5$) kontrolör

değerleri için sistemin frekans cevabındaki osilasyonlar zamanla sönümlenmekte ve sistem kararlı olmakta, R1 bölgesi kompleks sınır eğrisi üzerinde seçilen ($K_{PC} = 23.35$, $K_{IC} = 5.99$) kontrolör değerleri için sistemin frekans cevabındaki sönümlenmeyen ya da artmayan osilasyonlar görülmekte ve sistem sınırda kararlı olmaktadır. Bu durumlar Şekil 5.22’de görülmektedir. Şekil 5.19’a bir başka açıdan bakılırsa, DTC kontrolün etkisini göstermek için çizdirilen R1, R2, R3 ve R4 bölgeleri sırasıyla $(\alpha_0 = 1.0, \alpha_1 = 0)$, $(\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1)$, $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3)$ katılım oranları için çizdirilmiş ve DTC kontrolün etkisini göstermek için seçilen ($K_{PC} = 23.35$, $K_{IC} = 5.99$) kontrolör değerleri R1 bölgesi kompleks sınırı üzerinde kalıyorken, R2, R3 ve R4 bölgelerinin içinde kalmaktadır. Bu durumu açıklayacak olursak, ($K_{PC} = 23.35$, $K_{IC} = 5.99$) kontrolör kazançları sistemde DTC kontrolün olmadığı durum için belirlenen R1 bölgesinin üzerinde olduğundan dolayı sistem sınırda kararlı olmakta, DTC kontrolün $(\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1)$, $(\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2)$ ve $(\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3)$ katılım oranlarında sistemde bulunduğu durumlar için belirlenen R2, R3 ve R4 bölgelerinin içinde kaldığı veya giderek kompleks sınır eğrisinden



Şekil 5.23. $\tau = 2$ s, ($K_{PC} = 23.35$, $K_{IC} = 5.99$) ve farklı katılım oranlarında DTC kontrolün etkisi için frekans cevabı

uzaklaştığı için sistemin kararlı olduğu Şekil 5.23 ile gösterilmiştir. Sonuçlar göstermiştir ki, DTC kontrolün sistemdeki ağırlığı artıkça kararlılık bölgeleri artmakta ve sistem daha kararlı hale gelmektedir.

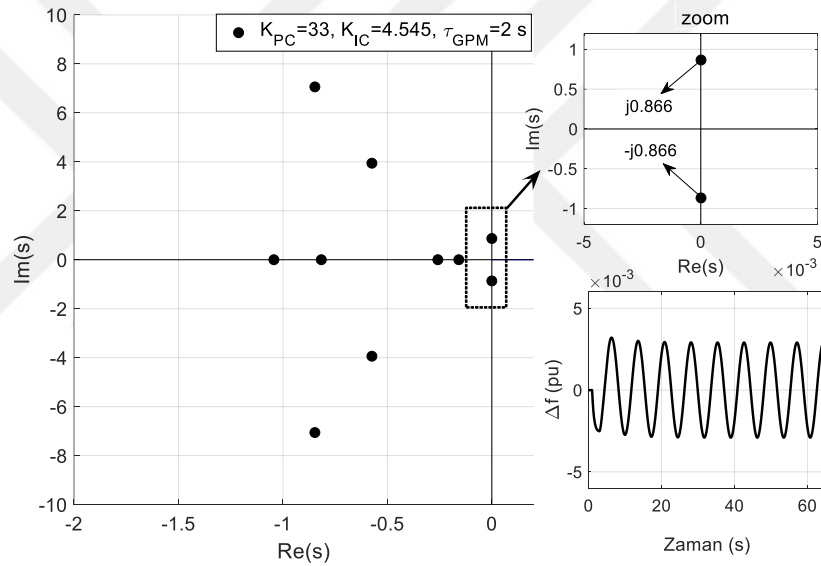


Şekil 5.24 ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) için farklı zaman gecikmesi değerleri için frekans cevabı

Bir diğer değerlendirme, MŞ sistemde yaşanabilecek zaman gecikme değerlerinin kararlı çalışma bölgelerine nasıl etki ettiğinin görülmesidir. Şekil 5.21’de verilen zaman gecikmesinin değişimine göre elde edilen sistemin kararlılık bölgelerindeki frekans cevapları $\tau=1\text{ s}$, $\tau=2\text{ s}$, $\tau=3\text{ s}$ ve $\tau=4\text{ s}$ için Şekil 5.24’te gösterilmiştir. Buradaki cevaplar incelenirse ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) ve $\tau=4\text{ s}$ için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB sınırı üzerinde seçilen test noktası denetleyici kazançları ($K_{PC}=10.06$, $K_{IC}=2.259$) değerleridir. Bu değerler için frekans cevabı incelendiğinde sürekli salınımın olduğu bir durum söz konusudur ve sistem bu değerler için sınırda kararlıdır. Ancak ($K_{PC}=10.06$, $K_{IC}=2.259$) denetleyici test noktası değerleri, $\tau=4\text{ s}$ için CRB sınırı üzerindeyken diğer zaman gecikmeleri $\tau=3\text{ s}$, $\tau=2\text{ s}$ ve $\tau=1\text{ s}$ için sırayla CRB sınırından gittikçe uzaklaşan denetleyici değerlerine dönüşmektedir. Dolayısıyla zaman gecikme değeri küçüldükçe sistemin frekans cevabındaki salınımların gittikçe azaldığı Şekil 5.24’te açıkça görülmektedir.

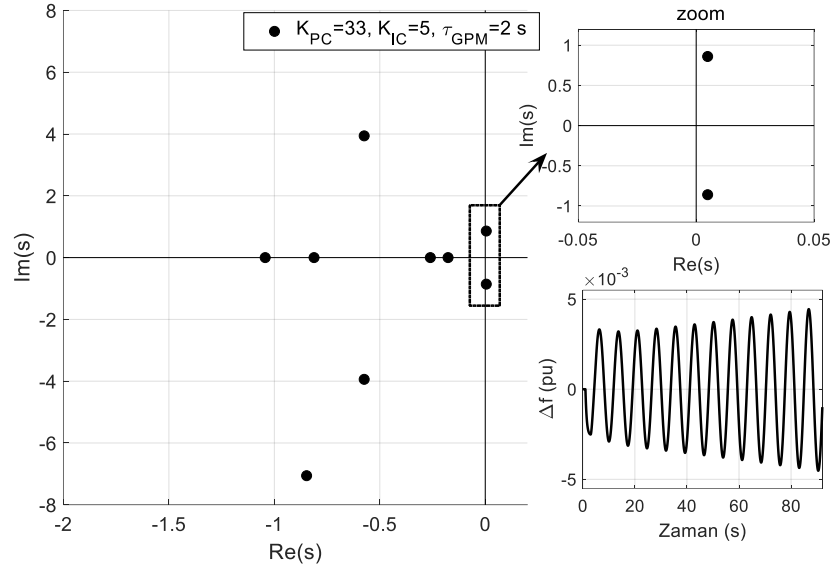
Son olarak, DTC içeren MŞ sistem için önerilen yöntemle belirlenen ve Şekil 5.19’da gösterilen kararlılık bölgelerinin doğrulanması, QPmR algoritması kullanılarak Şekil

5.25, Şekil 5.26 ve Şekil 5.27 ile gösterilmektedir. Şekil 5.25'e bakılacak olursa, $(A=1, \phi=0^\circ)$, $(\alpha_0=0.8, \alpha_1=0.2)$ ve $\tau=2$ s için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB'si üzerinden seçilen $(K_{PC}=33, K_{IC}=4.545)$ PI denetleyici değerleri için sanal eksen üzerinde bulunan $s=\pm j0.866$ köklerin yerleşimi ve frekans cevabı görülmektedir. Burada CRB üzerinden seçilen $(K_{PC}=33, K_{IC}=4.545)$ PI değerlerine karşılık gelen tüm kökler sol yarı bölgede ancak bir çift sanal $s=\pm j0.866$ kökleri sanal eksen üzerindedir ve sistemin frekans cevabı artmayan-azalmayan sürekli salınım halindedir. Dolayısıyla DTC içeren MŞ sistem sınırda kararlıdır. Şekil 5.26'ya bakılacak olursa, $(A=1, \phi=0^\circ)$, $(\alpha_0=0.8, \alpha_1=0.2)$ ve $\tau=2$ s için elde edilen kararlılık bölgesinin

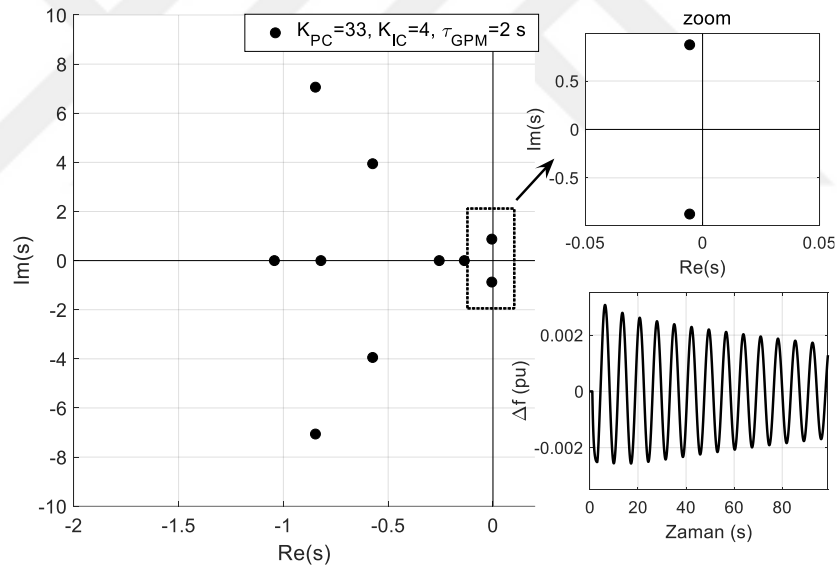


Şekil 5.25. $(A=1, \phi=0^\circ)$ ve $(\alpha_0=0.8, \alpha_1=0.2)$ için CRB üzerinden seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması

CRB'si dışından seçilen $(K_{PC}=33, K_{IC}=5)$ PI denetleyici değerleri için köklerin yerleşimi ve frekans cevabı görülmektedir. Burada CRB dışından seçilen $(K_{PC}=33, K_{IC}=5)$ PI değerleri için bir çift sanal kök kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde bulunmakta ve sistemin frekans cevabı giderek artan salınımlar içermektedir. Dolayısıyla DTC içeren MŞ sistem kararsızdır.



Şekil 5.26. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) için CRB dışından seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması



Şekil 5.27. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) için CRB içinden seçilen PI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması

Şekil 5.27'ye bakılacak olursa, ($A=1$, $\phi=0^\circ$), ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$) ve $\tau=2$ s için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB'sinin içinden seçilen ($K_{PC}=33$, $K_{IC}=4$) PI denetleyici değerleri için köklerin yerleşimi ve frekans cevabı görülmektedir. Burada CRB içinden seçilen ($K_{PC}=33$, $K_{IC}=4$) PI denetleyici değerleri için tüm kökler

kompleks düzlemde sol yarı bölgesinde yer almakta ve frekans cevabında giderek azalan salınımlar görülmektedir. Dolayısıyla DTC içeren MŞ sistem kararlıdır.

5.8 FOPI denetleyici içeren MŞ sistemlerde kararlılık bölgelerinin hesaplanmasının uygulanması

Bu bölümde, sonlu bir zaman gecikmesi τ için MŞ sistemin FOPI denetleyici parametrelerinin tüm kararlı değerlerini tanımlayan GPM tabanlı kararlılık bölgelerinin hesaplanmasının uygulanması anlatılmaktadır. Burada farklı GPM değerleri, farklı kesirli derece değerleri ve farklı zaman gecikme değerleri için kararlılık bölgeleri grafiksel olarak gösterilmiş ve elde edilen kararlılık bölgelerinden seçilen (K_{PC}, K_{IC}) test noktaları alınarak benzetim çalışmasıyla bu değerlerin doğruluğu gösterilmiştir.

Kararlılık sınır eğrisi yöntemi FOPI içeren MŞ sisteme aşağıda adım adım uygulanmıştır.

1. Adım: Sistem modeli Şekil 2.6’da verilen, FOPI içeren MŞ sistemin karakteristik denkleminin genel ifadesi Denklem (2.31)’de verilmişti. Ancak üzerinde yapılacak değişiklikleri takip etmek için burada Denklem (5.39) ile tekrar verilmiştir. Ayrıca Çizelge 5.1 ile MŞ sistemde kullanılan parametre değerleri verilmiştir (Gündüz, 2017). Burada kullanılacak olan kazanç payları ($A=1, A=2, A=3$) olarak ve faz payları ($\phi = 0^\circ, \phi = 10^\circ, \phi = 15^\circ$) olarak belirlenmiştir.

Çizelge 5.3. FOPI içeren MŞ sistemin parametreleri.

T_{FC}	T_{ES}	K_{FC}	K_{ES}	M	D	K_{MT}	K_{PL}	K_{IL}
4 s	1 s	1.0	1.0	10	1.0	0.04	1.0	1.0

GPM özelliklerini içeren sistemin karakteristik denklemi aşağıda Denklem (5.39)’da elde edilmektedir.

$$\Delta(s, \lambda, \tau) = [a_0(s, \lambda) + a_1(s, \lambda)] A e^{-(s\tau + j\phi)} = 0$$

$$\Delta(s, \lambda, \tau) = P(s, \lambda) + Q(s, \lambda) e^{-(s\tau + j\phi)} = 0 \quad (5.39)$$

Buradaki $P(s, \lambda)$ ve $Q(s, \lambda)$ karakteristik denklemin polinomlarıdır. Dikkat edilecek olursa $Q(s, \lambda)$ polinomu kazanç payının dahil edildiği bir polinomdur. Bu polinomlar aşağıda Denklem (5.40)'ta verilmiştir.

$$\begin{aligned} P(s, \lambda) &= p_5 s^{4+\lambda} + p_4 s^{3+\lambda} + p_3 s^{2+\lambda} + p_2 s^{1+\lambda} + p_1 s^\lambda \\ Q(s, \lambda) &= q_4 s^{3+\lambda} + q_3 s^{2+\lambda} + q_2 s^{1+\lambda} + q_1 s^\lambda + q_0 \end{aligned} \quad (5.40)$$

Buradaki p ve q katsayıları, Denklem (5.41)'te verilen MŞ sistem parametreleri cinsinden $P(s, \lambda)$ ve $Q(s, \lambda)$ polinomlarının gerçek katsayılarıdır. Bu sistem parametrelerinin katsayıları aşağıda Denklem (5.41) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} p_5 &= (a_3 + K_{PL} M b_2); \quad p_4 = (a_2 + DK_{PL} b_2 + K_{IL} M b_2 + K_{PL} M b_1); \\ p_3 &= (a_1 + DK_{IL} b_2 + DK_{PL} b_1 + K_{IL} M b_1 + K_{PL} M b_0) \\ p_2 &= (a_0 + DK_{IL} b_1 + DK_{PL} b_0 + K_{IL} M b_0); \quad p_1 = (DK_{IL} b_0); \\ q_4 &= AK_{PC} K_{PL} b_2; \\ q_3 &= AK_{PC} (K_{IL} b_2 + K_{PL} b_1) + AK_{IC} K_{PL} b_2; \\ q_2 &= AK_{IC} (K_{IL} b_2 + K_{PL} b_1) + AK_{PC} (K_{IL} b_1 + K_{PL} b_0); \\ q_1 &= AK_{IC} (K_{IL} b_1 + K_{PL} b_0) + AK_{PC} K_{IL} b_0; \quad q_0 = AK_{IC} K_{IL} b_0; \\ q'_4 &= q''_3 = AK_{PL} b_2; \quad q'_3 = q''_2 = A(K_{IL} b_2 + K_{PL} b_1); \\ q'_2 &= q''_1 = A(K_{IL} b_1 + K_{PL} b_0); \quad q'_1 = q''_0 = AK_{IL} b_0. \end{aligned} \quad (5.41)$$

Buradaki $a_3, a_2, a_1, a_0, b_2, b_1$ ve b_0 katsayıları sistem parametreleri cinsinden Denklem (2.30) ile verilmişti. Denklem (5.40)'da ki $Q(s, \lambda)$ polinomunun katsayılarının kazanç marjı (A) özelliğini içerdiği burada tekrar özellikle belirtilmelidir.

2. Adım: Kararlılık bölgelerini elde etmek için Denklem (5.39)'da ki karakteristik denklem, FOPI denetleyici parametreleri (K_{PC}, K_{IC}) cinsinden, $\omega_c > 0$ ve $s = j\omega_c$ için aşağıda Denklem (5.42)'de yeniden düzenlenmiştir.

$$\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau) = \left[\begin{array}{c} p_5(j\omega_c)^{4+\lambda} + p_4(j\omega_c)^{3+\lambda} + p_3(j\omega_c)^{2+\lambda} + \\ p_2(j\omega_c)^{1+\lambda} + p_1(j\omega_c)^\lambda \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} K_{PC} \left(q_2'(j\omega_c)^{1+\lambda} + q_1'(j\omega_c)^\lambda \right) + \\ K_{IC} \left(q_1''(j\omega_c)^\lambda + q_0'' \right) \end{array} \right] e^{-j(\omega_c\tau+\phi)} = 0 \quad (5.42)$$

Buradaki q' ve q'' katsayılarının sırasıyla Denklem (5.39)'da verilen $Q(s, \lambda)$ polinomunun K_{PC} ve K_{IC} kontrolör parametrelerini içermeyen katsayılar olduğunu ve sistem parametreleri cinsinden bu katsayıların Denklem (5.41) ile verildiği unutulmamalıdır.

3. Adım: Denklem (5.42)'deki $e^{-j(\omega_c\tau+\phi)}$ ve j^λ üstel terimlerinin matematiksel özdeşlikleri değiştirilerek, reel ve sanal kısımların ayrıldığı karakteristik polinomlar kolayca Denklem (5.43) ve Denklem (5.44)'teki gibi elde edilmektedir.

$$e^{-j(\omega_c\tau+\phi)} = \cos(\omega_c\tau+\phi) - j \sin(\omega_c\tau+\phi) \quad (5.43)$$

$$j^\lambda = \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)$$

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega_c, \lambda, \tau) &= \Re(\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau)) + \Im(\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau)) = 0 \\ \Delta(j\omega_c, \lambda, \tau) &= K_{PC}A_1(\omega_c) + K_{IC}B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) + \\ &\quad j[(K_{PC}A_2(\omega_c) + K_{IC}B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c))] = 0 \end{aligned} \quad (5.44)$$

Buradaki $A_i(\omega_c)$, $B_i(\omega_c)$ ve $C_i(\omega_c)$ ($i=1,2$) polinomlarının katsayıları aşağıda Denklem (5.45) ve Denklem (5.46)'da verilmektedir.

$$\begin{aligned} A_1(\omega_c) &= (q_1'\omega_c^\lambda - q_3'\omega_c^{\lambda+2}) \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2} - \phi - \tau\omega_c\right) + \\ &\quad (q_4'\omega_c^{\lambda+3} - q_2'\omega_c^{\lambda+1}) \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2} - \phi - \tau\omega_c\right), \end{aligned} \quad (5.45)$$

$$\begin{aligned} B_1(\omega_c) &= (q_0'' - q_2''\omega_c^2) \cos(\tau\omega_c + \phi) + (q_1''\omega_c - q_3''\omega_c^3) \sin(\tau\omega_c + \phi), \\ C_1(\omega_c) &= (p_1 - p_3\omega_c^2 + p_5\omega_c^4)\omega_c^\lambda \cos(\lambda\pi/2) + (p_4\omega_c^3 - p_2\omega_c)\omega_c^\lambda \sin(\lambda\pi/2). \end{aligned}$$

$$A_2(\omega_c) = \left(q_1' \omega_c^\lambda - q_3' \omega_c^{\lambda+2} \right) \sin \left(\frac{\lambda\pi}{2} - \phi - \tau\omega_c \right) + \left(q_2' \omega_c^{\lambda+1} - q_4' \omega_c^{\lambda+3} \right) \cos \left(\frac{\lambda\pi}{2} - \phi - \tau\omega_c \right), \quad (5.46)$$

$$B_2(\omega_c) = (q_2'' \omega_c^2 - q_0'') \sin(\tau\omega_c + \phi) + (q_1'' \omega_c - q_3'' \omega_c^3) \cos(\tau\omega_c + \phi),$$

$$C_2(\omega_c) = (p_1 - p_3 \omega_c^2 + p_5 \omega_c^4) \omega_c^\lambda \sin(\lambda\pi/2) + (p_2 \omega_c - p_4 \omega_c^3) \omega_c^\lambda \cos(\lambda\pi/2).$$

K_{PC} ve K_{IC} bilinmeyenlerinin olduğu Denklem (5.44)'teki $\Delta(j\omega_c, \lambda, \tau)$ 'nin kökü olan $s = j\omega_c$ için Denklem (5.44)'ün hem reel hem de sanal kısımlarını sıfıra eşitleyerek aşağıdaki Denklem (5.47) elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} K_{PC} A_1(\omega_c) + K_{IC} B_1(\omega_c) + C_1(\omega_c) &= 0 \\ K_{PC} A_2(\omega_c) + K_{IC} B_2(\omega_c) + C_2(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \quad (5.47)$$

4. Adım: ω_c kesim frekansına bağlı olarak Denklem (5.47) çözülerek (K_{PC}, K_{IC}) uzayında kararlılık sınırı eğrisinin $\ell(K_{PC}, K_{IC}, \omega_c)$ elde edildiği K_{PC} ve K_{IC} değerleri Denklem (5.48) ile ifade edilir.

$$\begin{aligned} K_{PC} &= \frac{B_1(\omega_c)C_2(\omega_c) - B_2(\omega_c)C_1(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)B_1(\omega_c)} \\ K_{IC} &= \frac{A_2(\omega_c)C_1(\omega_c) - A_1(\omega_c)C_2(\omega_c)}{A_1(\omega_c)B_2(\omega_c) - A_2(\omega_c)B_1(\omega_c)} \end{aligned} \quad (5.48)$$

5. Adım: Denklem (5.47) ve Denklem (5.48) yardımıyla, FOPI içeren MŞ sistemi için SBL veya kararlılık bölgelerinin CRB'leri ve RRB'leri belirlenir. Kararlılık bölgelerinin CRB'leri, Denklem (5.48)'de kesim frekansı süpürülerek bir $\omega_c \in [\underline{\omega}_c, \bar{\omega}_c]$ aralığı için belirlenir. Bu kararlılık sınırlarına ek olarak, MŞ sisteminin Denklem (5.39)'daki karakteristik denklemi $j\omega$ -ekseni boyunca orijinde bazı köklere sahiptir. Denklem (5.45), Denklem (5.46) ve Denklem (5.47)'den anlaşılacağı üzere, $\omega_c = 0$ için $B_1(\omega_c = 0 \text{ için}) \neq 0$ ve $B_2(\omega_c = 0 \text{ için}) \neq 0$ haricinde $A_1(0)$, $C_1(0)$, $A_2(0)$, $C_2(0)$ katsayılarının sıfıra eşit olduğu açıktır. Bu, orijinden böyle bir geçişin sadece $K_{IC} = 0$ için gerçekleşeceği anlamına gelir (Tan vd., 2006; Hamamcı and Tan, 2006; Hamamcı

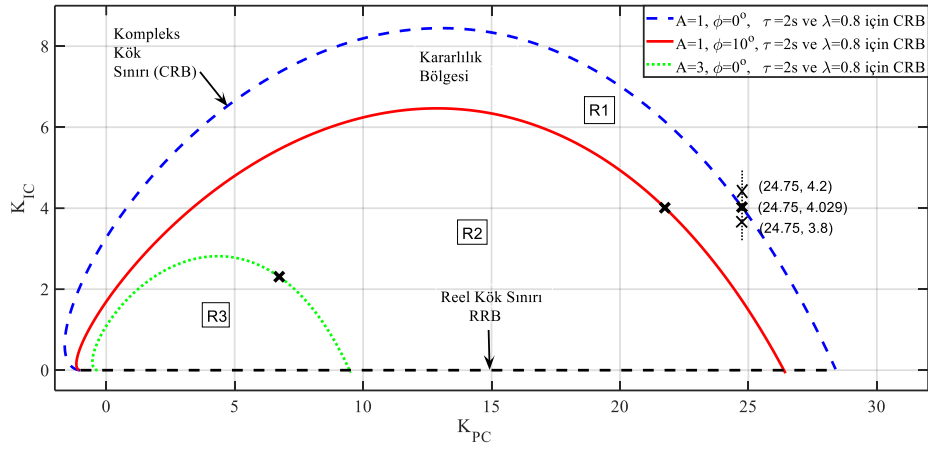
and Köksal, 2010). Bu CRB ve RRB'ler, (K_{PC}, K_{IC}) -düzlemini MŞ'nin kararsız ve kararlı bölgelerine ayırır.

5.8.1 FOPI içeren MŞ sistemlerin kararlılık bölgeleri için sonuçlar

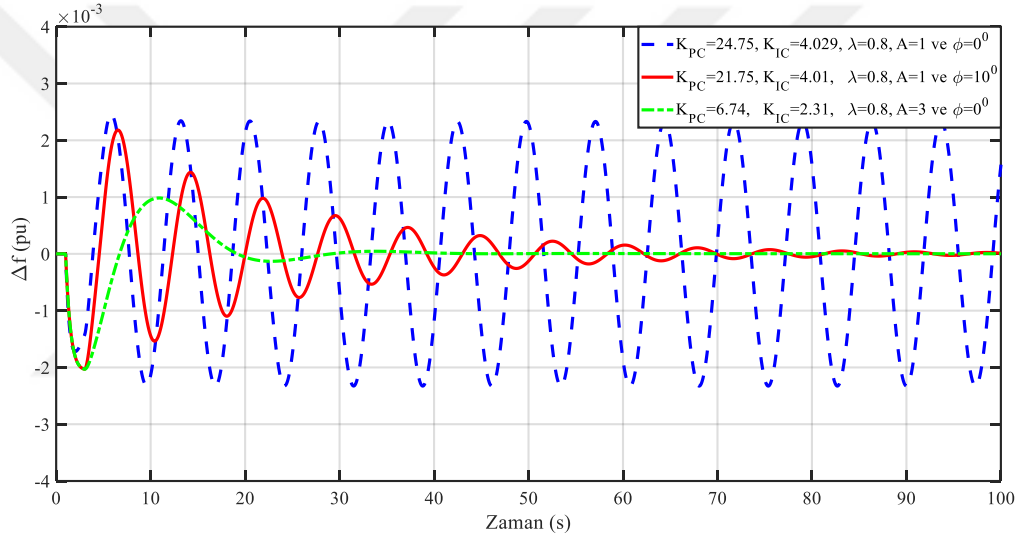
Bu bölümde kesirli dereceli denetleyicinin, zaman gecikmeli MŞ sistem için GPM tabanlı kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Daha sonra, elde edilen kararlılık bölgelerinin doğruluğu, Tepljakov vd., (2011)'de önerilen FOMCON araç kutusu kullanılarak zaman alanı (düzlemi) benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır.

İlk olarak, GPM'leri sağlayan Denklem (5.39)'daki kesirli dereceli karakteristik polinomunun tüm kararlı denetleyici değerleri (K_{PC}, K_{IC}) elde edilmektedir. Bu amaçla, kesirli derece değeri $\lambda = 0.8$ olarak seçilmiştir. Denklem (5.39)'un diğer parametrelerinden gecikme değeri $(\tau = 2s)$ olarak ve GPM değerleri $(A = 1, \phi = 0^\circ)$, $(A = 3, \phi = 0^\circ)$, $(A = 1, \phi = 10^\circ)$ olarak belirlenmiştir. Kararlılık sınırı eğrisi için kesim frekansı $\omega_c \in [0, 0.95]$ aralığındadır. Denklemler (5.39) – (5.48)'de $A \neq 1$ ve/veya $\phi \neq 0^\circ$ 'nin yerine konulması ile GPM'li kararlılık bölgeleri belirlenmiştir. Şekil 5.28, herhangi bir kazanç ve/veya faz payı olmadan $(A = 1, \phi = 0^\circ)$, belirli bir kazanç payı $(A = 3, \phi = 0^\circ)$ ve belirli bir faz payı $(A = 1, \phi = 10^\circ)$ için kararlılık bölgelerini göstermektedir ve bu bölgeler sırasıyla R1, R2 ve R3 olarak etiketlenmiştir. Şekil 5.28'den, R2 ve R3 ile belirtilen belirli kazanç ve/veya faz marjı tabanlı kararlılık bölgelerinin R1 kararlılık bölgesinden çok daha küçük olduğu gözlenmektedir.

İkinci olarak, FOPI ($\lambda = 0.8$) içeren MŞ'nin frekans cevabını değerlendirmek için test noktaları sırasıyla R1 bölgesi üzerinde $(K_{PC} = 24.75, K_{IC} = 4.03)$, R2 bölgesi üzerinde $(K_{PC} = 21.75, K_{IC} = 4.01)$ ve R3 bölgesi üzerinde $(K_{PC} = 6.74, K_{IC} = 2.31)$ olmak üzere seçilmiştir. Şekil 5.29, MŞ'nin kararlılık bölgelerinden seçilen denetleyici kazanç değerlerinin test edilmesi için $t = 1s$ 'de $\Delta P_D = 0.1 pu$ 'lık dışsal bir bozucu etkiyle oluşan MŞ'nin frekans cevaplarını göstermektedir. Buradaki $(K_{PC} = 24.75, K_{IC} = 4.029)$ denetleyici değerleri için gösterilen sınırdaki kararlı olan frekans cevabı dışında diğer



Şekil 5.28. $\lambda = 0.8$ ve $\tau = 2s$ için GPM tabanlı kararlılık bölgeleri.

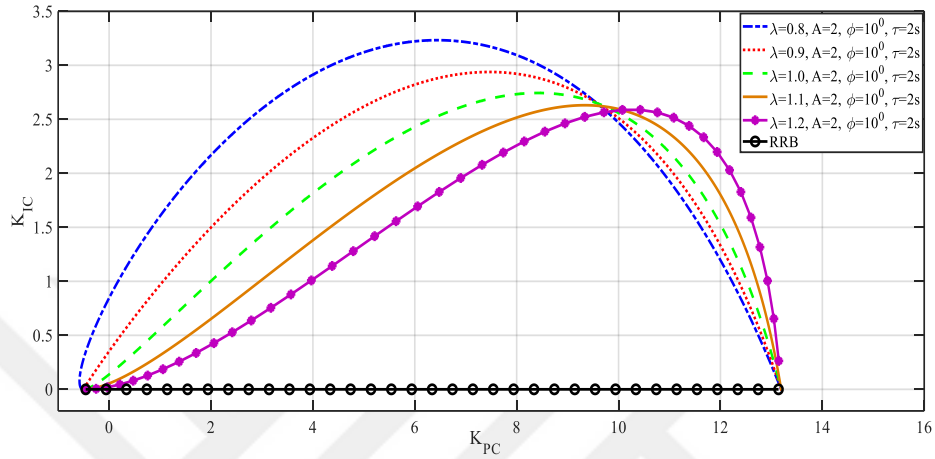


Şekil 5.29. Farklı GPM değerleri için frekans sapmaları.

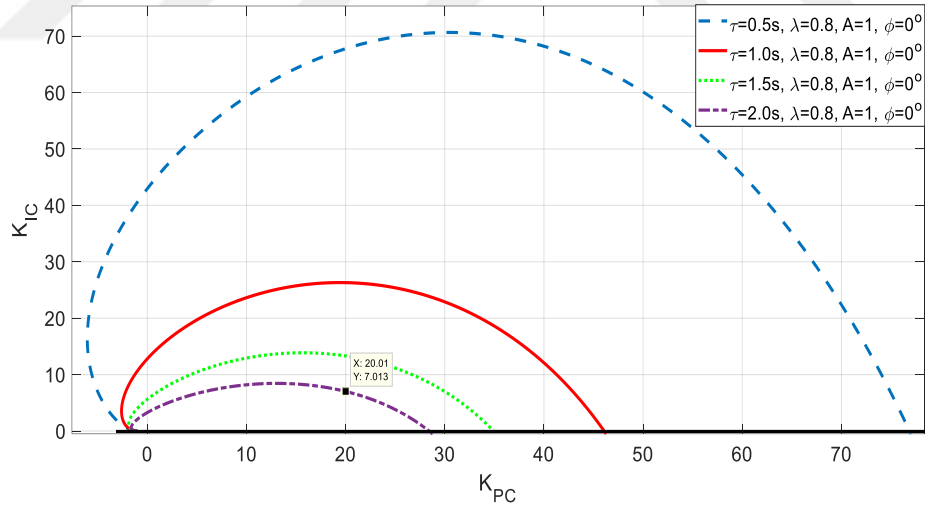
frekans cevaplarının kararlı olduğu açıktır. Gerçek ve pratik güç sistemleri açısından MŞ sistemin dinamik performansındaki bu tür salınımlar hızlı bir şekilde sönümlenmelidir. Bu nedenle, MŞ'nin dinamik performansının R2 ve R3 kararlılık bölgelerinden seçilen (K_{PC}, K_{IC}) değerleri için hızlı bir şekilde kararlı olduğu ve MŞ'nin istenen dinamik davranışları gösterdiği Şekil 5.29'dan açıkça görülmektedir.

Üçüncü olarak, zaman gecikme değeri $\tau = 2s$ ve GPM parametreleri $(A = 2, \phi = 10^\circ)$ olarak sabitlendiğinde $\lambda \in [0.8, 1.2]$ değerleri için kesirli derecenin kararlılık sınır eğrileri üzerindeki dikkate değer etkisi Şekil 5.30'dan görülmektedir. Ayrıca, integral

denetleyicinin kesirli derecesinin (λ), kararlılık bölgesinin hem şekli hem de boyutu üzerinde önemli bir etkiye sahip olduğu Şekil 5.30’da açıkça görülmektedir. Kesir derecesinin $\lambda < 1$ değerleri için elde edilen kararlılık bölgelerinin, $\lambda \geq 1$ değerleri için elde edilen kararlılık bölgelerinden daha büyük olduğu Şekil 5.30’dan anlaşılabilmektedir.



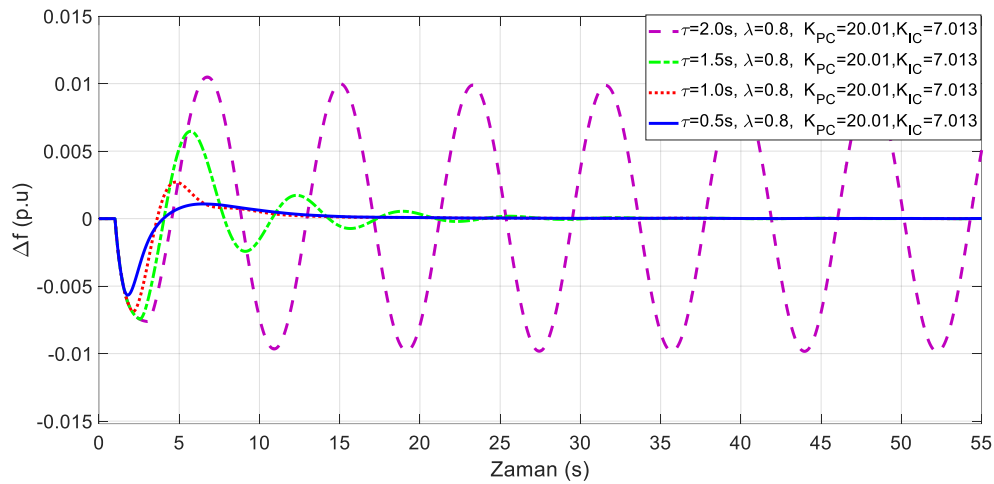
Şekil 5.30. Farklı kesirli derece değerleri için kararlılık bölgeleri.



Şekil 5.31. ($A=1, \phi=0^\circ$) için zaman gecikmesi etkisinin gösterildiği kararlılık bölgeleri

Dördüncü olarak bir diğer değerlendirme, MŞ sistemde meydana gelebilecek zaman gecikme değerlerinin kararlı çalışma bölgelerine nasıl etki ettiğinin görülmesidir. Bunun için ($A=1, \phi=0^\circ$) iken zaman gecikme değerleri $\tau=0.5\text{ s}$, $\tau=1.0\text{ s}$, $\tau=1.5\text{ s}$ ve $\tau=2.0\text{ s}$ seçilerek kararlılık bölgeleri çizdirilmiş ve Şekil 5.31’de verilmiştir. Dikkate

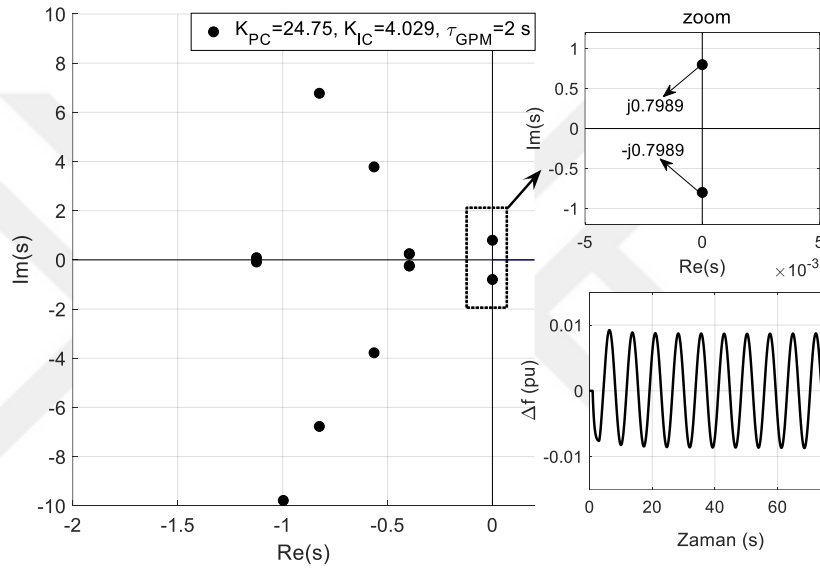
alınan bu duruma göre, zaman gecikmesinin değeri arttıkça kararlılık bölgelerinin daralması Şekil 5.31’de görülmektedir. Bunun anlamı, zaman gecikme değerlerinin artması sistemin kararlı çalışma bölgeleri ve denetleyici parametre değerlerini azaltmış ve kararlı çalışma bölgesini olumsuz etkilemiştir. Bu durum tersi bir ifadeyle belirtilirse, sistemde yaşanabilecek zaman gecikme değerleri azaldıkça seçilebilecek denetleyici parametre değerleri setinin genişlediğini ve sisteme olumlu etki ettiğini de söyleyebiliriz. Şekil 5.31’de verilen zaman gecikmesinin değişimine göre elde edilen sistemin kararlılık bölgelerindeki frekans cevapları $\tau = 0.5 \text{ s}$, $\tau = 1.0 \text{ s}$, $\tau = 1.5 \text{ s}$ ve $\tau = 2.0 \text{ s}$ için Şekil 5.32’de gösterilmiştir. Buradaki cevaplar incelenirse, $\tau = 2.0 \text{ s}$ için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB sınırı üzerinde seçilen test noktası denetleyici kazançları ($K_{PC} = 20.01$, $K_{IC} = 7.013$) değerleridir. Bu değerler için frekans cevabı incelendiğinde sürekli salınımın olduğu bir durum söz konusudur ve sistem bu değerler için sınırda kararlıdır. Ancak ($K_{PC} = 20.01$, $K_{IC} = 7.013$) denetleyici test noktası değerleri, $\tau = 2.0 \text{ s}$ için CRB sınırı üzerindeyken diğer zaman gecikmeleri, $\tau = 1.5 \text{ s}$, $\tau = 1.0 \text{ s}$ ve $\tau = 0.5 \text{ s}$ için sırayla CRB sınırından gittikçe uzaklaşan denetleyici değerlerine dönüşmektedir. Dolayısıyla zaman gecikme değeri küçüldükçe sistemin frekans cevabındaki salınımların gittikçe azaldığı Şekil 5.32’de açıkça görülmektedir.



Şekil 5.32. ($A=1$, $\phi=0^\circ$) için farklı zaman gecikmesi değerleri için frekans cevabı

Son olarak, FOPI içeren MŞ sistem için önerilen yöntemle belirlenen ve Şekil 5.28’de gösterilen kararlılık bölgelerinin doğrulanması, QPmR algoritması kullanılarak Şekil 5.33, Şekil 5.34 ve Şekil 5.35 ile gösterilmektedir. Şekil 5.33’e bakılacak olursa,

($A=1$, $\phi=0^\circ$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2$ s için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB'si üzerinden seçilen ($K_{PC}=24.75$, $K_{IC}=4.029$) FOPI denetleyici değerleri için sanal eksen üzerinde bulunan $s=\pm j0.7989$ köklerin yerleşimi ve frekans cevabı görülmektedir. Burada CRB üzerinden seçilen ($K_{PC}=24.75$, $K_{IC}=4.029$) FOPI değerlerine karşılık gelen tüm kökler sol yarı bölgede ancak bir çift sanal $s=\pm j0.7989$ kökleri sanal eksen üzerindedir ve sistemin frekans cevabı artmayan-azalmayan sürekli salınım halindedir. Dolayısıyla FOPI içeren MŞ sistem sınırda kararlıdır.

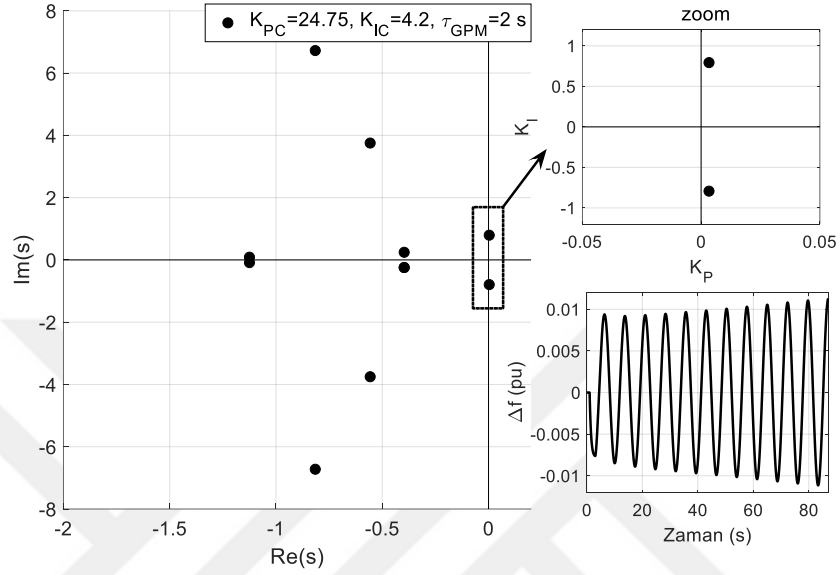


Şekil 5.33. ($A=1$, $\phi=0^\circ$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2$ s için CRB üzerinden seçilen FOPI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması

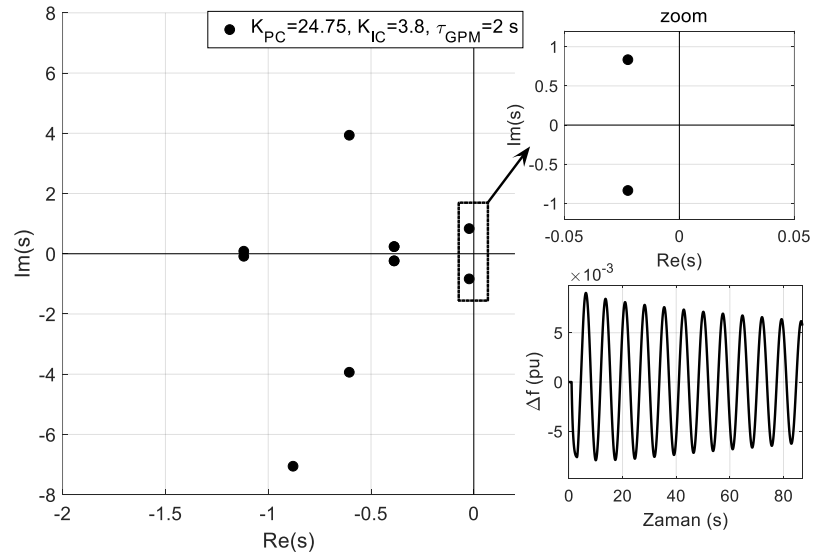
Şekil 5.34'e bakılacak olursa, ($A=1$, $\phi=0^\circ$), ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2$ s için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB'si dışından seçilen ($K_{PC}=24.75$, $K_{IC}=4.2$) FOPI denetleyici değerleri için köklerin yerleşimi ve frekans cevabı görülmektedir. Burada CRB dışından seçilen ($K_{PC}=24.75$, $K_{IC}=4.2$) FOPI değerleri için bir çift sanal kök kompleks düzlemin sağ yarı bölgesinde bulunmakta ve sistemin frekans cevabı giderek artan salınımlar içermektedir. Dolayısıyla FOPI içeren MŞ sistem kararsızdır.

Şekil 5.35'e bakılacak olursa, ($A=1$, $\phi=0^\circ$), ($\alpha_0=0.8$, $\alpha_1=0.2$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2$ s için elde edilen kararlılık bölgesinin CRB'sinin içinden seçilen ($K_{PC}=24.75$, $K_{IC}=3.8$) FOPI denetleyici değerleri için köklerin yerleşimi ve frekans

cevabı görülmektedir. Burada CRB içinden seçilen ($K_{PC} = 24.75$, $K_{IC} = 3.8$) FOPI denetleyici değerleri için tüm kökler kompleks düzlemde sol yarı bölgesinde yer almakta ve frekans cevabında giderek azalan salınımlar görülmektedir. Dolayısıyla FOPI içeren MŞ sistem kararlıdır.



Şekil 5.34. ($A=1$, $\phi=0^\circ$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2$ s için CRB dışından seçilen FOPI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması



Şekil 5.35. ($A=1$, $\phi=0^\circ$), $\lambda=0.8$ ve $\tau=2$ s için CRB içinden seçilen FOPI denetleyici değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması

5.9 Kharitonov Teoremi ile EA içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması

Bu bölümde, haberleşme zaman gecikmeli EA içeren MŞ sistemdeki parametrelerde belirsizlikler olduğu varsayılarak bu parametrelerin belirli bir aralıkta değiştiği düşünülmüştür. Bu belirsizlik altındaki MŞ sistemin gürbüz PI denetleyici parametre değerleri Kharitonov teoremi kullanılarak elde edilmiştir. Bu bölgeler elde edilirken bazı senaryolar düşünülmüştür. Bu senaryolardan birisi, yerel mikro türbin üretim biriminin ve EA'ların katılım faktörlerinin gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinde etkisidir. Bir diğer senaryo, MGCC tarafında gözlemlenen zaman gecikme değerinin farklı değerleri için gürbüz kararlılık bölgeleri elde edilerek haberleşme zaman gecikmesinin gürbüz kararlılık bölgesine olan etkisi incelenmiştir. Ayrıca, elde edilen gürbüz bölgelerden test için seçilen PI denetleyici parametrelerinin performansı zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile incelenmiştir. Bu amaçlar doğrultusunda, Kharitonov teoreminin EA içeren MŞ sisteme uygulanmasının detayları aşağıda verilmiştir.

İlk olarak, EA içeren MŞ sistemin karakteristik denkleminin genel şekli verilen Denklem (5.14)'te verildiği gibi üstel terim yerine $s = j\omega_c$ için $e^{-j\omega_c\tau} = \cos(\omega_c\tau) - j\sin(\omega_c\tau)$ ifadesi yazılarak Denklem (5.49) elde edilir.

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^1 a_k(s) e^{-k\tau s} = (a_0(s) + a_1(s) e^{-\tau s}) = 0 \quad (5.49)$$

$$\Delta(s, \tau) = (a_0(s) + a_1(s) [\cos(\omega_c\tau) - j\sin(\omega_c\tau)]) = 0$$

Burada, katsayıların reel ve sanal kısımları ayrılarak kompleks katsayılarla sahip Denklem (5.15) formu gibi yeni bir karakteristik denklem formu EA içeren MŞ sistem için aşağıda Denklem (5.50)'de elde edilmiştir.

$$\Delta(s, \alpha, \beta) = \sum_{\ell=0}^n (\alpha_{\ell} + j\beta_{\ell}) s^{\ell} = 0$$

$$\Delta(s, \alpha, \beta) = (\alpha_0 + j\beta_0) + (\alpha_1 + j\beta_1)s + (\alpha_2 + j\beta_2)s^2 +$$

$$(\alpha_3 + j\beta_3)s^3 + (\alpha_4 + j\beta_4)s^4 + (\alpha_5 + j\beta_5)s^5 + (\alpha_6 + j\beta_6)s^6 = 0 \quad (5.50)$$

Buradaki α_ℓ ve β_ℓ ($\ell = 0,1,\dots,6$) karakteristik denklemin parametreleri cinsinden ifade edilen reel ve sanal katsayılardır. Bu katsayıları PI denetleyici kazançları ve karakteristik denklem katsayıları cinsinden aşağıda Denklem (5.51) ve (5.52)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\alpha_0 &= (K_{IC}q_0'' \cos(\omega_c \tau + \phi)); \\
\alpha_1 &= (K_{PC}q_1' + K_{IC}q_1'') \sin(\omega_c \tau + \phi); \\
\alpha_2 &= (-(K_{PC}q_2' + K_{IC}q_2'') \cos(\omega_c \tau + \phi)) - p_2; \\
\alpha_3 &= -(K_{PC}q_3' + K_{IC}q_3'') \sin(\omega_c \tau + \phi); \\
\alpha_4 &= (K_{PC}q_4' + K_{IC}q_4'') \cos(\omega_c \tau + \phi) + p_4; \\
\alpha_5 &= (K_{PC}q_5') \sin(\omega_c \tau + \phi); \\
\alpha_6 &= -p_6;
\end{aligned} \tag{5.51}$$

$$\begin{aligned}
\beta_0 &= (-K_{IC}q_0'' \sin(\omega_c \tau + \phi)); \\
\beta_1 &= ((K_{PC}q_1' + K_{IC}q_1'') \cos(\omega_c \tau + \phi)) + p_1; \\
\beta_2 &= (K_{PC}q_2' + K_{IC}q_2'') \sin(\omega_c \tau + \phi); \\
\beta_3 &= (-(K_{PC}q_3' + K_{IC}q_3'') \cos(\omega_c \tau + \phi)) - p_3; \\
\beta_4 &= (-(K_{PC}q_4' + K_{IC}q_4'') \sin(\omega_c \tau + \phi)); \\
\beta_5 &= (K_{PC}q_5' \cos(\omega_c \tau + \phi)) + p_5; \\
\beta_6 &= 0.
\end{aligned} \tag{5.52}$$

Burada, p ve q parametreleri Denklem (2.15)'te sistem parametreleri cinsinden verilmişti. q' ve q'' katsayıları sırasıyla K_{PC} ve K_{IC} çarpanlarının geldiği katsayıları ifade etmektedir ve sistem parametreleri cinsinden aşağıda Denklem (5.53)'te verilmiştir.

$$\begin{aligned}
q_5' &= AK_{PC}q_5, \quad q_4' = AK_{PC}q_4, \quad q_3' = AK_{PC}q_3, \quad q_2' = AK_{PC}q_2, \quad q_1' = AK_{PC}q_1, \\
q_4'' &= AK_{IC}q_4, \quad q_3'' = AK_{IC}q_3, \quad q_2'' = AK_{IC}q_2, \quad q_1'' = AK_{IC}q_1, \quad q_0'' = AK_{IC}q_0.
\end{aligned} \tag{5.53}$$

İkinci olarak, EA içeren MŞ sistemin gürbüz kararlılık bölgelerini elde edebilmek için Denklem (5.20) ile verilen Kharitonov polinomlarının hesaplanması gereklidir. Denklem (5.20)'de verilen verteks polinomların katsayıları α_ℓ , β_ℓ ($\ell = 0,1,\dots,6$) katsayılarının minimum ($\underline{\alpha}_\ell$ ve $\underline{\beta}_\ell$) ve maksimum ($\bar{\alpha}_\ell$ ve $\bar{\beta}_\ell$) değerleri sistem parametreleri cinsinden aşağıda Denklem (5.54)'te verildiği gibi bulunmuştur.

$$\begin{aligned}
\alpha_0 &= (K_{IC} \underline{q_0''} \cos(\omega_c \tau + \phi)); \quad \overline{\alpha_0} = (K_{IC} \overline{q_0''} \cos(\omega_c \tau + \phi)); \\
\alpha_1 &= (K_{PC} \underline{q_1'} + K_{IC} \underline{q_1''}) \sin(\omega_c \tau + \phi); \quad \overline{\alpha_1} = (K_{PC} \overline{q_1'} + K_{IC} \overline{q_1''}) \sin(\omega_c \tau + \phi); \\
\alpha_2 &= (- (K_{PC} \underline{q_2'} + K_{IC} \underline{q_2''}) \cos(\omega_c \tau + \phi) - \underline{p_2}); \\
\overline{\alpha_2} &= (- (K_{PC} \overline{q_2'} + K_{IC} \overline{q_2''}) \cos(\omega_c \tau + \phi) - \overline{p_2}); \\
\alpha_3 &= (- (K_{PC} \underline{q_3'} + K_{IC} \underline{q_3''}) \sin(\omega_c \tau + \phi)); \quad \overline{\alpha_3} = (- (K_{PC} \overline{q_3'} + K_{IC} \overline{q_3''}) \sin(\omega_c \tau + \phi)); \\
\alpha_4 &= (K_{PC} \underline{q_4'} + K_{IC} \underline{q_4''}) \cos(\omega_c \tau + \phi) + \underline{p_4}; \quad \overline{\alpha_4} = (K_{PC} \overline{q_4'} + K_{IC} \overline{q_4''}) \cos(\omega_c \tau + \phi) + \overline{p_4}; \\
\alpha_5 &= (K_{PC} \underline{q_5'}) \sin(\omega_c \tau + \phi); \quad \overline{\alpha_5} = (K_{PC} \overline{q_5'}) \sin(\omega_c \tau + \phi); \quad \alpha_6 = -\underline{p_6}; \quad \overline{\alpha_6} = -\overline{p_6}
\end{aligned} \tag{5.54}$$

$$\begin{aligned}
\beta_0 &= (-K_{IC} \underline{q_0''} \sin(\omega_c \tau + \phi)); \quad \overline{\beta_0} = (-K_{IC} \overline{q_0''} \sin(\omega_c \tau + \phi)); \\
\beta_1 &= ((K_{PC} \underline{q_1'} + K_{IC} \underline{q_1''}) \cos(\omega_c \tau + \phi) + \underline{p_1}); \\
\overline{\beta_1} &= ((K_{PC} \overline{q_1'} + K_{IC} \overline{q_1''}) \cos(\omega_c \tau + \phi) + \overline{p_1}); \\
\beta_2 &= (K_{PC} \underline{q_2'} + K_{IC} \underline{q_2''}) \sin(\omega_c \tau + \phi); \quad \overline{\beta_2} = (K_{PC} \overline{q_2'} + K_{IC} \overline{q_2''}) \sin(\omega_c \tau + \phi); \\
\beta_3 &= (- (K_{PC} \underline{q_3'} + K_{IC} \underline{q_3''}) \cos(\omega_c \tau + \phi) - \underline{p_3}); \\
\overline{\beta_3} &= (- (K_{PC} \overline{q_3'} + K_{IC} \overline{q_3''}) \cos(\omega_c \tau + \phi) - \overline{p_3}); \\
\beta_4 &= (- (K_{PC} \underline{q_4'} + K_{IC} \underline{q_4''}) \sin(\omega_c \tau + \phi)); \quad \overline{\beta_4} = (- (K_{PC} \overline{q_4'} + K_{IC} \overline{q_4''}) \sin(\omega_c \tau + \phi)); \\
\beta_5 &= (K_{PC} \underline{q_5'} \cos(\omega_c \tau + \phi)) + \underline{p_5}; \quad \overline{\beta_5} = (K_{PC} \overline{q_5'} \cos(\omega_c \tau + \phi)) + \overline{p_5}; \quad \beta_6 = 0; \quad \overline{\beta_6} = 0
\end{aligned}$$

Burada, $\underline{p}$, $\overline{p}$, $\underline{q'}$, $\overline{q'}$, $\underline{q''}$ ve $\overline{q''}$ sistem parametrelerinde alt sınır (minimum) ve üst sınır (maksimum) değerleri dikkate alınarak oluşturulan karakteristik denklem katsayılarıdır.

Son olarak, Denklem (5.20)'ye göre oluşturulan verteks polinomları kullanılarak 8 adet kararlılık bölgesinin oluşturulması amaçlanmaktadır. Bu bölgeler, Bölüm 5.2'de olduğu gibi SBL yöntemi kullanılarak Denklem (5.7) ve (5.10) yardımıyla hesaplanmıştır.

Bu amaçlar doğrultusunda örnek olarak aşağıda belirli bir oranda parametrik değişim oranı için gürbüz kararlılık bölgesinin nasıl elde edildiği adım adım verilmiştir:

1. Adım: EA içeren MŞ sistem için Şekil 2.2'de verilen sistem modelinde kullanılan parametre değerleri Çizelge 4.1 ile verilmişti. Şekil 2.2'de verilen EA içeren MŞ sistem parametreleri olan K_{FC} , T_{FC} , K_{ES} , T_{ES} , K_{PL} , K_{IL} , K_{MT} , M , D , K_{EV} , ve T_{EV} değerlerinde belirsizlikler olduğu varsayılarak bu parametrelerde meydana gelebilecek

%10'luk bir değişim ($\delta = \%10$) olduğu düşünölmüştür. Ayrıca, yerel mikro türbin üretim birimi ile EA'nın katılım faktörleri ($\alpha_0 = 0.9$, $\alpha_1 = 0.1$) olarak seçilmiş ve kazanç-faz payları ($A=1$, $\phi=0^\circ$) olarak seçilmiştir. Ek olarak, sistemde meydana gelebilecek haberleşme zaman gecikme değeri $\tau = 2\text{ s}$ olarak seçilmiştir. Seçilen değişim oranı, katılım faktörleri, kazanç-faz payı ve zaman gecikmesi değeri kullanılarak hesaplamalar yapılacaktır.

2. Adım: Seçilen değişim oranı $\delta = \%10$ 'a göre EA içeren MŞ sistem parametrelerindeki alt ve üst limitler, aşağıda Denklem (5.55)'te verilmiştir.

$$\begin{aligned} K_{FC} \in [0.9 \quad 1.1], T_{FC} \in [3.6 \quad 4.4], K_{ES} \in [0.9 \quad 1.1], T_{ES} \in [0.9 \quad 1.1], \\ K_{PL} \in [0.9 \quad 1.1], K_{IL} \in [0.9 \quad 1.1], K_{EV} \in [0.9 \quad 1.1], T_{EV} \in [0.09 \quad 0.11], \\ K_{MT} \in [0.036 \quad 0.044], M \in [9.0 \quad 11], D \in [0.9 \quad 1.1] \end{aligned} \quad (5.55)$$

3. Adım: Denklem (5.55)'teki değeri kullanarak Denklem (2.15)'te verilen karakteristik denklemdeki katsayılar alt ve üst sınırlara sahip değeri cinsinden aşağıda Denklem (5.56)'da verilmiştir.

$$\begin{aligned} p_6 \in [0.1795 \quad 0.5411]; p_5 \in [2.6384 \quad 6.4043]; p_4 \in [7.7742 \quad 14.6453]; \\ p_3 \in [7.0204 \quad 10.6330]; p_2 \in [1.4870 \quad 1.9327]; p_1 \in [0.0292 \quad 0.0532]; \\ q'_5 \in [0.0085 \quad 0.0232]; q'_4 \in [0.1253 \quad 0.2838]; q'_3 \in [0.2547 \quad 0.5082]; \\ q'_2 \in [0.1662 \quad 0.2928]; q'_1 \in [0.0292 \quad 0.0436]; \\ q''_4 \in [0.0085 \quad 0.0232]; q''_3 \in [0.1253 \quad 0.2838]; q''_2 \in [0.2547 \quad 0.5082]; \\ q''_1 \in [0.1662 \quad 0.2928]; q''_0 \in [0.0292 \quad 0.0436]. \end{aligned} \quad (5.56)$$

4. Adım: Denklem (5.20)'de verilen 8 adet verteks polinomdaki ($\Delta_\eta(s = j\omega, \alpha, \beta)$, $\eta = 1, 2, \dots, 8$) reel ve sanal katsayılar olan α_ℓ ve β_ℓ ($\ell = 0, 1, \dots, 6$) değeri cinsinden alt ($\underline{\alpha}_\ell$ ve $\underline{\beta}_\ell$) ve üst ($\bar{\alpha}_\ell$ ve $\bar{\beta}_\ell$) limit değeri, PI denetleyici kazanç değeri cinsinden aşağıda Denklem (5.54)'teki gibi Denklem (5.57) de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\underline{\alpha}_0 &= (K_{IC} 0.0292 \cos(\omega\tau + \phi)); \quad \overline{\alpha}_0 = (K_{IC} 0.0436 \cos(\omega\tau + \phi)); \\
\underline{\alpha}_1 &= (K_{PC} 0.0292 + K_{IC} 0.1662) \sin(\omega\tau + \phi); \\
\overline{\alpha}_1 &= (K_{PC} 0.0436 + K_{IC} 0.2928) \sin(\omega\tau + \phi); \\
\underline{\alpha}_2 &= (-(K_{PC} 0.1662 + K_{IC} 0.2547) \cos(\omega\tau + \phi) - 1.4870); \\
\overline{\alpha}_2 &= (-(K_{PC} 0.2928 + K_{IC} 0.5082) \cos(\omega\tau + \phi) - 1.9327); \\
\underline{\alpha}_3 &= (-(K_{PC} 0.2547 + K_{IC} 0.1253) \sin(\omega\tau + \phi)); \\
\overline{\alpha}_3 &= (-(K_{PC} 0.5082 + K_{IC} 0.2838) \sin(\omega\tau + \phi)); \\
\underline{\alpha}_4 &= (K_{PC} 0.1253 + K_{IC} 0.0085) \cos(\omega\tau + \phi) + 7.7742; \\
\overline{\alpha}_4 &= (K_{PC} 0.2838 + K_{IC} 0.0232) \cos(\omega\tau + \phi) + 14.6453; \\
\underline{\alpha}_5 &= (K_{PC} 0.0085) \sin(\omega\tau + \phi); \quad \overline{\alpha}_5 = (K_{PC} 0.0232) \sin(\omega\tau + \phi); \\
\underline{\alpha}_6 &= -0.1795; \quad \overline{\alpha}_6 = -0.5411
\end{aligned} \tag{5.57}$$

$$\begin{aligned}
\underline{\beta}_0 &= (-K_{IC} 0.0292 \sin(\omega\tau + \phi)); \quad \overline{\beta}_0 = (-K_{IC} 0.0436 \sin(\omega\tau + \phi)); \\
\underline{\beta}_1 &= ((K_{PC} 0.0292 + K_{IC} 0.1662) \cos(\omega\tau + \phi) + 0.0292); \\
\overline{\beta}_1 &= ((K_{PC} 0.0436 + K_{IC} 0.2928) \cos(\omega\tau + \phi) + 0.0532); \\
\underline{\beta}_2 &= (K_{PC} 0.1662 + K_{IC} 0.2547) \sin(\omega\tau + \phi); \\
\overline{\beta}_2 &= (K_{PC} 0.2928 + K_{IC} 0.5082) \sin(\omega\tau + \phi); \\
\underline{\beta}_3 &= (-(K_{PC} 0.2547 + K_{IC} 0.1253) \cos(\omega\tau + \phi) - 7.0204); \\
\overline{\beta}_3 &= (-(K_{PC} 0.5082 + K_{IC} 0.2838) \cos(\omega\tau + \phi) - 10.6330); \\
\underline{\beta}_4 &= (-(K_{PC} 0.1253 + K_{IC} 0.0085) \sin(\omega\tau + \phi)); \\
\overline{\beta}_4 &= (-(K_{PC} 0.2838 + K_{IC} 0.0232) \sin(\omega\tau + \phi)); \\
\underline{\beta}_5 &= (K_{PC} 0.0085 \cos(\omega\tau + \phi)) + 2.6384; \\
\overline{\beta}_5 &= (K_{PC} 0.0232 \cos(\omega\tau + \phi)) + 6.4043; \\
\underline{\beta}_6 &= 0; \quad \overline{\beta}_6 = 0
\end{aligned}$$

5. Adım: Denklem (5.57)'de elde edilen verteks polinomların reel ve sanal kısımları, Denklem (5.20)'de tanımlanan her bir verteks polinomunda $(\Delta_\eta(s = j\omega, \alpha, \beta), \eta = 1, 2, \dots, 8)$ uygun yerlere yazılarak 8 adet karakteristik denklem elde edilmektedir. Elde edilen bu 8 adet karakteristik denklem için Bölüm 5.2'te verilen Kararlılık Sınır Eğrisi yöntemi kullanılarak Denklem (5.7) ve (5.10) ile 8 adet kararlılık bölgesi $(G_{c\eta}(s = j\omega, K_{PC}, K_{IC}))$ ($\eta = 1, 2, \dots, 8$) elde edilmektedir.

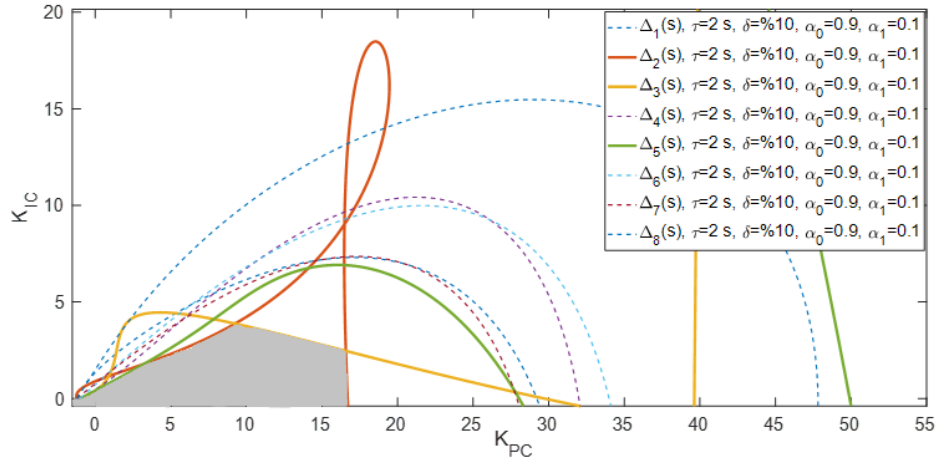
6. Adım: 5. Adımda elde edilen 8 adet kararlılık bölgelerinin kesişimiyle $(G_c(\omega, K_{PC}, K_{IC}) = \bigcap_{\eta=1}^8 G_{c\eta}(\omega, K_{PC}, K_{IC}))$ gürbüz kararlılık bölgesi elde edilmektedir. Kesişim ile elde edilen bu bölge, EA içeren MŞ sistemin gürbüz PI denetleyici setlerini vermektedir.

5.9.1 EA içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgeleri için sonuçlar

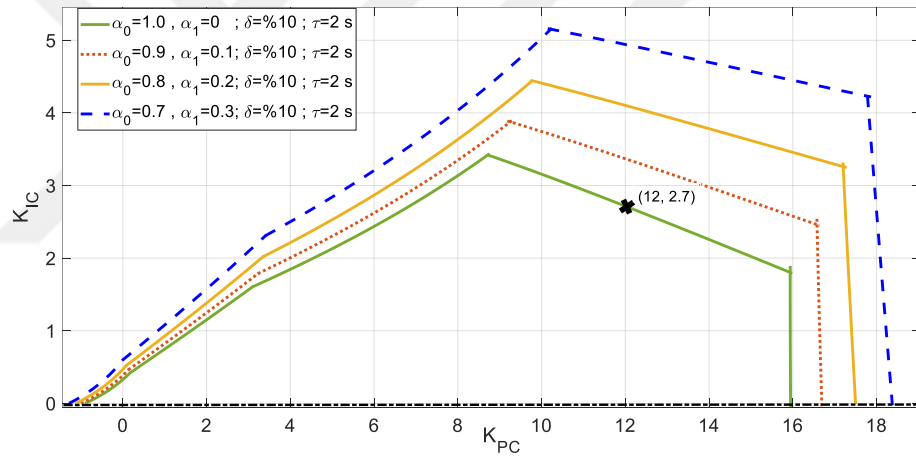
Bu bölümde, EA içeren MŞ sistem için elde edilen gürbüz kararlılık bölgelerinin tespiti ve bu bölgelerin farklı senaryolar düşünerek elde edilmesi durumları araştırılmıştır. İlk olarak, gürbüz kararlılık bölgesinin nasıl elde edildiği ile ilgili durum gösterilmiştir. Daha sonra EA'ların katılım oranlarına göre gürbüz bölgelerin nasıl değiştiği, zaman gecikmesinin değişimine göre gürbüz bölgenin nasıl değiştiği, parametre belirsizliğindeki değişim oranlarına göre gürbüz bölgenin nasıl değiştiği ve gürbüz bölgelerin dışından seçilebilecek denetleyici parametreleri için sınırların nerede sonlandığı gibi analizler yapılmaktadır.

İlk olarak; belirsizlik değişim oranı ($\delta = \pm\%10$), EA katılım oranı ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$), faz-kazanç payları ($A=1, \phi = 0^\circ$) ve zaman gecikmesi $\tau = 2$ s için Kharitonov teoremiyle belirtilen sekiz farklı verteks polinomun kararlılık bölgelerinin kesişimi kullanılarak gürbüz kararlılık bölgesinin oluşumu gri renkli gölgeli alan olarak Şekil 5.36 ile gösterilmektedir. Bu gri renkli gölgeli alan, gürbüz kararlılık bölgesini ifade etmektedir. Şekil 5.36'ya bakılacak olursa gürbüz kararlılık bölgesinin 8 verteks polinomdan yalnızca 3 verteks polinom ($\Delta_2(s)$, $\Delta_3(s)$ ve $\Delta_5(s)$) ile oluştuğu gözlemlenmektedir.

İkinci olarak, EA'ların paylaşım faktörü değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi analiz edilmiş ve Şekil 5.37 ile gösterilmiştir. Şekil 5.37'ye bakılacak olursa belirsizlik değişim oranı ($\delta = \pm\%10$), EA'nın farklı katılım oranları ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$), ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3$), faz-kazanç payları ($A=1, \phi = 0^\circ$) ve zaman gecikmesi $\tau = 2$ s için gürbüz kararlılık bölgesi tespit edilmiştir. Bu bölgelere baktığımızda, katılım oranının artmasıyla gürbüz kararlılık bölgeleri genişlemektedir. Dolayısıyla EA'ların katılım oranının artması daha geniş bir skalada

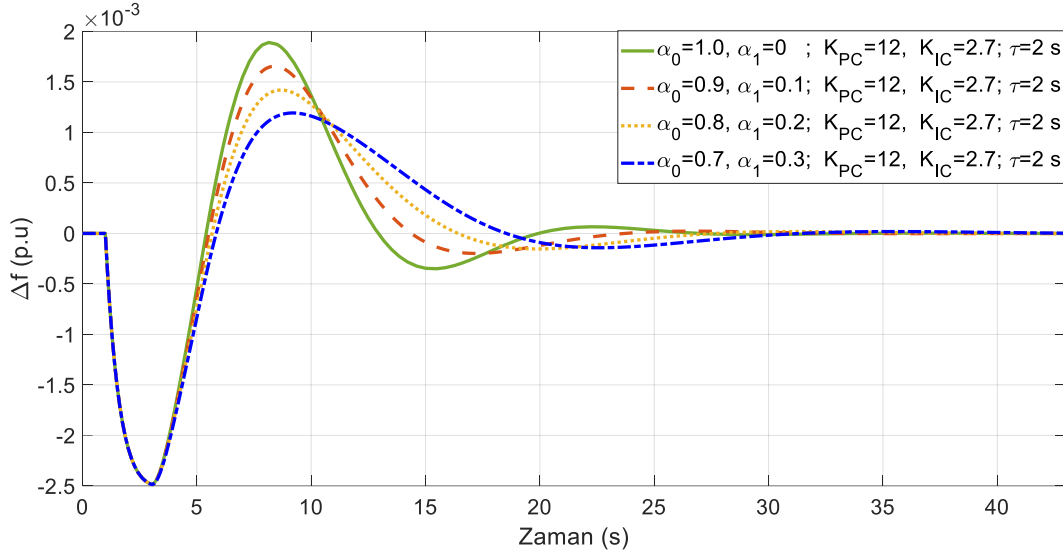


Şekil 5.36. EA içeren MŞ sistem için sekiz farklı verteks polinomun kararlılık bölgeleri ve bu bölgelerin kesişimiyle oluşan gürbüz kararlılık bölgesi

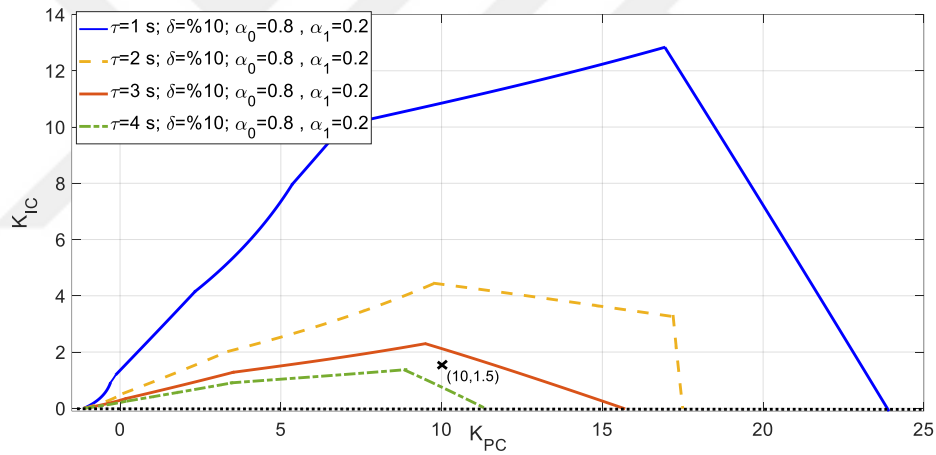


Şekil 5.37. EA'ların paylaşım faktörü değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi

denetleyici parametreleri sunduğu için bu durum bölgelere olumlu etki etmiştir. Bu durum için tam tersi bir yorumda yapılabilir. EA'ların katılım oranları azaldıkça gürbüz bölgelerin küçüldüğü ve dolayısıyla katılım oranının azalmasının olumsuz etki ettiği söylenebilir. Ayrıca elde edilen gürbüz bölgelerden test noktası belirlenmiş ve seçilen ($K_{PC} = 12$, $K_{PC} = 2.7$) denetleyici kazanç değeri için EA katılımının artması durumundaki frekans cevabı Şekil 5.38'de gösterilmiştir. Şekil 5.38'e bakılacak olursa EA'ların katılım oranının artmasıyla frekans cevabındaki aşma, yerleşme zamanı ve kalıcı durum hatası gibi daha iyi dinamik performans elde edildiği söylenebilir.



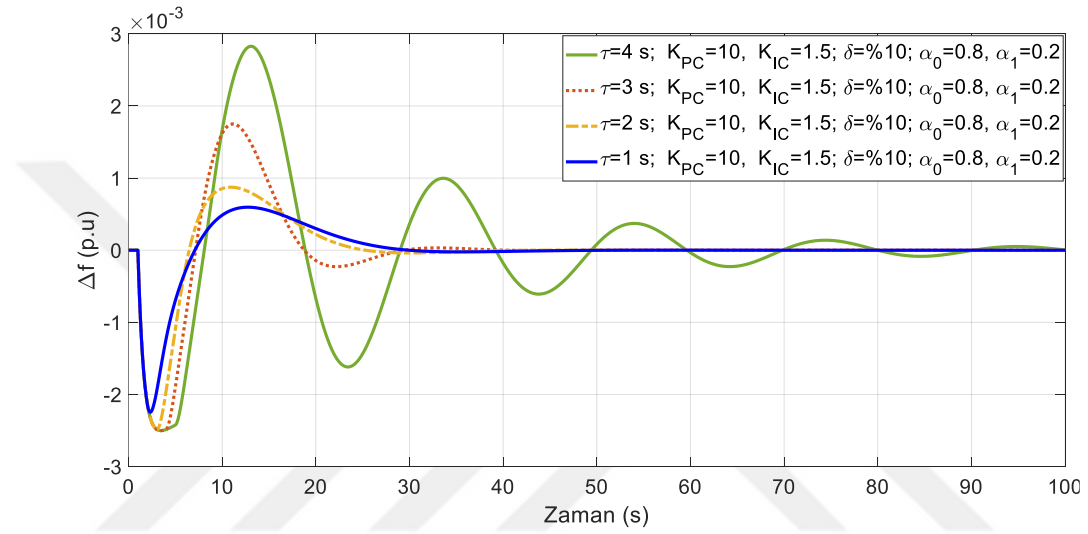
Şekil 5.38. Gürbüz kararlılık bölgesi üzerinden seçilen ($K_{PC} = 12$, $K_{PC} = 2.7$) denetleyici kazanç değeri için EA katılımının artması durumunda frekans cevabı



Şekil 5.39. Zaman gecikmesi değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi

Üçüncü olarak, zaman gecikmesinin değişiminin gürbüz bölgelere etkisi Şekil 5.39'da incelenmiştir. Şekil 5.39'a bakılacak olursa belirsizlik değişim oranı ($\delta = \pm\%10$), EA katılım oranı ($\alpha_0 = 0.8$, $\alpha_1 = 0.2$), faz-kazanç payları ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve farklı zaman gecikmeleri $\tau = 1\text{ s}$, $\tau = 2\text{ s}$, $\tau = 3\text{ s}$ ve $\tau = 4\text{ s}$ için elde edilen gürbüz kararlılık bölgelerinin zaman gecikmesinin artışıyla küçüldüğü görülmektedir. Zaman gecikmesinin artmasıyla gürbüz bölgelerin daha dar bir skalada denetleyici parametreleri sunması olumsuz bir durumdur. Bu durumun tam tersi söylenecek olursa, zaman gecikmelerin azalmasıyla gürbüz bölgelerin arttığı ve dolayısıyla gecikmelerin azalmasının olumlu etki ettiği söylenmesi de mümkündür. Ayrıca, farklı zaman

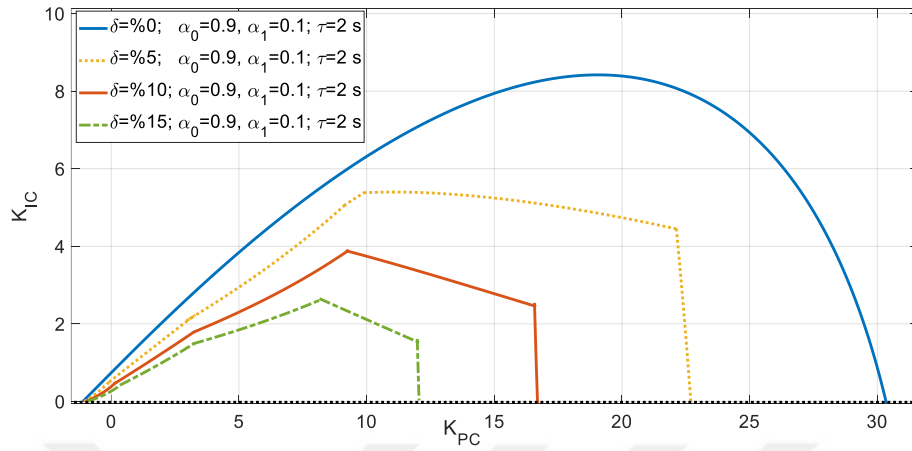
gecikmeleri için elde edilen gürbüz bölgelerinden test noktası belirlenmiş ve seçilen ($K_{PC} = 10, K_{IC} = 1.5$) denetleyici kazanç değeri için zaman gecikmesinin artması durumundaki frekans cevabı Şekil 5.40'ta gösterilmiştir. Şekil 5.40'a bakılacak olursa Zaman gecikmesinin artması, frekans cevabında osilasyonlara, aşmanın, yerleşme zamanı ve kalıcı durum hatasında artmaya neden olduğu ve daha kötü dinamik performansa yol açtığı söylenebilir. Bunun tam tersi yorum da yapılabilir. Zaman gecikmesinin azalmasının iyi bir dinamik performans sağladığını söylemek mümkündür.



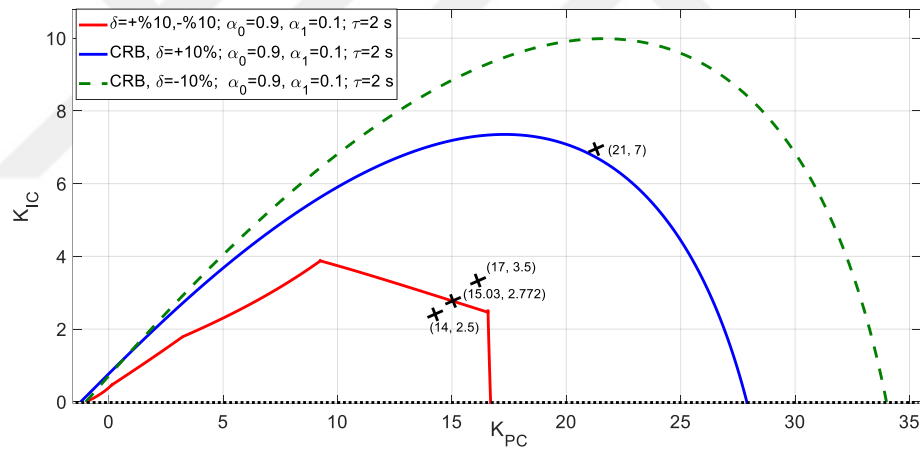
Şekil 5.40. ($K_{PC} = 10, K_{IC} = 1.5$) için zaman gecikmesi değişiminin frekans cevabına etkisi

Dördüncü olarak, EA içeren MŞ sistemin parametrelerindeki belirsizliklerin değişim oranının belirli sınırlar içerisinde değişmesinin gürbüz kararlılık bölgeleri üzerine etkisi analiz edilmiştir. Bunun için Şekil 5.41'e bakılacak olursa, farklı belirsizlik değişim oranları ($\delta = \%0$, $\delta = \pm\%5$, $\delta = \pm\%10$ ve $\delta = \pm\%15$), EA katılım oranı ($\alpha_0 = 0.9$, $\alpha_1 = 0.1$), faz-kazanç payları ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) ve zaman gecikmesi $\tau = 2$ s için elde edilen gürbüz kararlılık bölgelerinin değişim oranı δ 'nın artışıyla küçüldüğü görülmektedir. Gürbüz kararlılık bölgelerinin daha küçük bir skalada denetleyici parametre sunması olumsuz bir durumdur. Tam tersi bir yorum ile değişim oranının azalmasıyla gürbüz kararlılık bölgelerinin arttığı görülmekte ve bu durumun daha geniş gürbüz denetleyici parametre sunması olumlu bir durumdur. Ancak burada dikkat edilmesi gereken durum, $\delta = \%0$ durumudur. Aslında $\delta = \%0$ için elde edilen bölge,

gürbüz kararlılık bölgesi değil, sistem parametrelerinin sabit olarak kaldığı normal koşullardaki kararlılık bölgesidir.



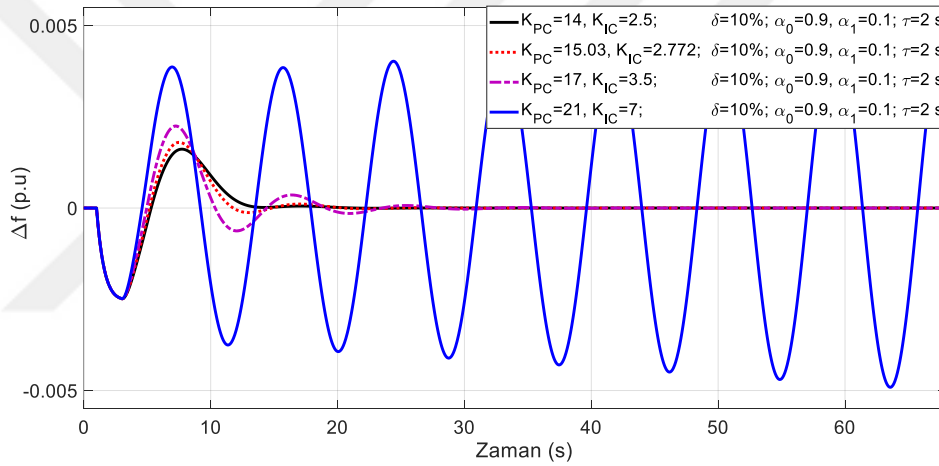
Şekil 5.41. EA içeren MŞ sistemin parametre belirsizliği değişim oranının gürbüz kararlılık bölgesine etkisi



Şekil 5.42. $\delta = \pm 10$ değişim oranı için elde edilen gürbüz kararlılık bölgesi ve sistem parametrelerinin $\delta = +10\%$ ya da $\delta = -10\%$ sabit değerler alınmasıyla elde edilen sınır CRB bölgeleri (Gürbüz kararlılık bölgesinin dışından seçilebilecek denetleyici parametreleri için sınırların CRB ile belirtilmesi)

Beşinci olarak yapılan, EA içeren MŞ sistemde herhangi bir değişim oranı düşünülerek elde edilen gürbüz kararlılık bölgesinin dışından seçilebilecek denetleyici parametre değerlerinin sistemi kararsız yapacağı sınırların analiz edilmesidir. Bunun için Şekil 5.42 incelenecek olursa, EA katılım oranı ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$), faz-kazanç payları ($A=1, \phi=0^\circ$) ve zaman gecikmesi $\tau = 2 s$ ve değişim oranı ($\delta = \pm 10$) için elde edilen gürbüz kararlılık bölgesi görülmektedir. Ayrıca Şekil 5.42’de sistem parametrelerinin

$\delta = +10\%$ ya da $\delta = -10\%$ sabit değerlerde çalıştığı düşünülerek elde edilen normal kararlılık bölgeleri (CRB'ler) elde edilmiştir. Buradaki CRB ile gösterilen bölgeler gürbüz bölgeler değildir sadece sistemin $\delta = +10\%$ değişim veya $\delta = -10\%$ değişim ile çalıştığı varsayılarak bu değerler MŞ sistemin nominal çalışma değerleri gibi düşünülmüştür. Bu bölgelerin elde edilmesinin amacı, sistem $\delta = \pm 10\%$ değişim oranında gürbüz çalışırken hangi denetleyici parametre değerleri seçilirse sistemin kararsız olacağının araştırılmasıdır. Eğer sistem $\delta = +10\%$ 'luk bir değişim altında çalışıyorsa, hangi sınıra kadar denetleyici parametre değerlerinin seçilmesi gerektiği Şekil 5.42'de sürekli mavi çizgiyle belirtilmiştir. Eğer sistem $\delta = -10\%$ 'luk bir değişimle çalışıyorsa, hangi sınıra kadar denetleyici parametre değerlerinin seçilmesi gerektiği Şekil 5.42'de kesikli yeşil çizgiyle belirtilmiştir.



Şekil 5.43. Gürbüz kararlılık bölgelerinin dışından seçilen denetleyici parametreleri ($K_{PC} = 21$, $K_{IC} = 7$) ile gürbüz bölgelerden seçilen denetleyici parametreleri için frekans cevabı

Son olarak, gürbüz kararlılık bölgesinin dışından seçilebilecek denetleyici parametreleri için sınırların CRB ile belirtilmesinin doğrulaması için Şekil 5.42 ile elde edilen gürbüz ve gürbüz olmayan bölgelerden test noktaları ($K_{PC} = 14$, $K_{IC} = 2.5$, $K_{PC} = 15.03$, $K_{IC} = 2.772$, $K_{PC} = 17$, $K_{IC} = 3.5$, $K_{PC} = 21$, $K_{IC} = 7$) için sistemin frekans yanıtları Şekil 5.43 ile verilmiştir. Şekil 5.43'e bakılacak olursa, eğer sistemin $\delta = \pm 10\%$ parametre değişim değerleri için gürbüz bir şekilde çalışması isteniyorsa, bu $\delta = \pm 10\%$ parametre değişim değeri için elde edilen gürbüz bölge ile belirlenen denetleyici parametre uzayı içinde ve etrafında değerler seçilmelidir ancak varsayılan

$\delta = +10\%$ parametre değişim değeri için çizilen CRB (normal kararlılık bölgesi) denetleyici parametre uzayı dışına çıkılmaması kaydıyla denetleyici parametre değerleri seçilebilir. Aksi takdirde $\delta = +10\%$ değişim değeri için çizilen CRB denetleyici parametre uzayı dışından bir denetleyici seti seçilirse ($K_{PC} = 22$, $K_{IC} = 6.7$) sistem kararsız olabilmektedir. Aynı durum, sistemin $\delta = -10\%$ parametre değişiminde çalıştığı varsayıldığında varsayılan $\delta = -10\%$ parametre değişim değeri için çizilen CRB denetleyici parametre uzayı dışına çıkılmaması kaydıyla denetleyici parametre değerleri seçilebilir. Aksi takdirde $\delta = -10\%$ değişim değeri için çizilen CRB denetleyici parametre uzayı dışından bir denetleyici seti seçilirse sistem kararsız olacaktır.

5.10 Kharitonov Teoremi ile DTC içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması

Bu bölümde, haberleşme zaman gecikmeli DTC içeren MŞ sistemdeki parametrelerde belirsizlikler olduğu varsayılarak bu parametrelerin belirli bir aralıkta değiştigi düşünülmüştür. Bu belirsizlik altındaki MŞ sistemin gürbüz PI denetleyici parametre değerleri Kharitonov teoremi kullanılarak elde edilmiştir. Bu bölgeler elde edilirken bazı senaryolar düşünülmüştür. Bu senaryolardan birisi, yerel mikro türbin üretim biriminin ve DTC kontrol çevriminin katılım faktörlerinin gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinde etkisidir. Bir diğer senaryo, MGCC tarafında gözlemlenen zaman gecikme değerinin farklı değerleri için gürbüz kararlılık bölgeleri elde edilerek haberleşme zaman gecikmesinin gürbüz kararlılık bölgesine olan etkisi incelenmiştir. Ayrıca, elde edilen gürbüz bölgelerden test için seçilen PI denetleyici parametrelerinin performansı zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile incelenmiştir. Bu amaçlar doğrultusunda, Kharitonov teoreminin DTC içeren MŞ sisteme uygulanmasının detayları aşağıda verilmiştir.

İlk olarak, DTC içeren MŞ sistemin karakteristik denkleminin genel şekli verilen Denklem (5.14)'te verildiği gibi üstel terim yerine $s = j\omega_c$ için $e^{-j\omega_c\tau} = \cos(\omega_c\tau) - j\sin(\omega_c\tau)$ ifadesi yazılarak Denklem (5.58) elde edilir.

$$\Delta(s, \tau) = \sum_{k=0}^1 a_k(s) e^{-k\tau s} = (a_0(s) + a_1(s) e^{-\tau s}) = 0 \quad (5.58)$$

$$\Delta(s, \tau) = (a_0(s) + a_1(s) [\cos(\omega_c \tau) - j \sin(\omega_c \tau)]) = 0$$

Burada, katsayıların reel ve sanal kısımları ayrılarak kompleks katsayılarla sahip Denklem (5.15) formu gibi yeni bir karakteristik denklem formu DTC içeren MŞ sistem için aşağıda Denklem (5.59)'da elde edilmiştir.

$$\Delta(s, \alpha, \beta) = \sum_{\ell=0}^n (\alpha_{\ell} + j \beta_{\ell}) s^{\ell} = 0$$

$$\Delta(s, \alpha, \beta) = (\alpha_0 + j \beta_0) + (\alpha_1 + j \beta_1) s + (\alpha_2 + j \beta_2) s^2 + (\alpha_3 + j \beta_3) s^3 + (\alpha_4 + j \beta_4) s^4 + (\alpha_5 + j \beta_5) s^5 = 0 \quad (5.59)$$

Buradaki α_{ℓ} ve β_{ℓ} ($\ell = 0, 1, \dots, 5$) karakteristik denklemin parametreleri cinsinden ifade edilen reel ve sanal katsayılardır. Bu katsayıları PI denetleyici kazançları ve karakteristik denklem katsayıları cinsinden aşağıda Denklem (5.60) ve (5.61)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= (K_{IC} q_0'' \cos(\omega\tau + \varphi)); \\ \alpha_1 &= (K_{PC} q_1' \sin(\omega\tau + \varphi) + K_{IC} q_1'' \sin(\omega\tau + \varphi)); \\ \alpha_2 &= (-K_{PC} q_2' \cos(\omega\tau + \varphi) - K_{IC} q_2'' \cos(\omega\tau + \varphi)) - p_2; \\ \alpha_3 &= (-K_{PC} q_3' \sin(\omega\tau + \varphi) - K_{IC} q_3'' \sin(\omega\tau + \varphi)); \\ \alpha_4 &= (K_{PC} q_4' \cos(\omega\tau + \varphi)) + p_4; \alpha_5 = 0; \end{aligned} \quad (5.60)$$

$$\begin{aligned} \beta_0 &= (-K_{IC} q_0'' \sin(\omega\tau + \varphi)); \\ \beta_1 &= ((K_{PC} q_1' + K_{IC} q_1'') \cos(\omega\tau + \varphi)) + p_1; \\ \beta_2 &= (K_{PC} q_2' + K_{IC} q_2'') \sin(\omega\tau + \varphi); \\ \beta_3 &= (- (K_{PC} q_3' + K_{IC} q_3'') \cos(\omega\tau + \varphi)) - p_3; \\ \beta_4 &= (-K_{PC} q_4' \sin(\omega\tau + \varphi)); \beta_5 = p_5. \end{aligned} \quad (5.61)$$

Burada, p ve q parametreleri Denklem (2.23)'te sistem parametreleri cinsinden verilmiştir. q' ve q'' katsayıları sırasıyla K_{PC} ve K_{IC} çarpanlarının geldiği katsayıları ifade etmektedir ve sistem parametreleri cinsinden aşağıda Denklem (5.62)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} q_4' &= AK_{PC}q_4, \quad q_3' = AK_{PC}q_3, \quad q_2' = AK_{PC}q_2, \quad q_1' = AK_{PC}q_1, \\ q_3'' &= AK_{IC}q_3, \quad q_2'' = AK_{IC}q_2, \quad q_1'' = AK_{IC}q_1, \quad q_0'' = AK_{IC}q_0. \end{aligned} \quad (5.62)$$

İkinci olarak, DTC içeren MŞ sistemin gürbüz kararlılık bölgelerini elde edebilmek için Denklem (5.20) ile verilen Kharitonov polinomlarının hesaplanması gereklidir. Denklem (5.20)'de verilen verteks polinomların katsayıları α_ℓ , β_ℓ ($\ell = 0,1,\dots,5$) katsayılarının minimum ($\underline{\alpha}_\ell$ ve $\underline{\beta}_\ell$) ve maksimum ($\overline{\alpha}_\ell$ ve $\overline{\beta}_\ell$) değerleri sistem parametreleri cinsinden aşağıda Denklem (5.63)'te verildiği gibi bulunmuştur.

$$\begin{aligned} \underline{\alpha}_0 &= (K_{IC} \underline{q}_0'' \cos(\omega\tau + \phi)); \quad \overline{\alpha}_0 = (K_{IC} \overline{q}_0'' \cos(\omega\tau + \phi)); \\ \underline{\alpha}_1 &= (K_{PC} \underline{q}_1' \sin(\omega\tau + \phi) + K_{IC} \underline{q}_1'' \sin(\omega\tau + \phi)); \\ \overline{\alpha}_1 &= (K_{PC} \overline{q}_1' \sin(\omega\tau + \phi) + K_{IC} \overline{q}_1'' \sin(\omega\tau + \phi)); \\ \underline{\alpha}_2 &= (-K_{PC} \underline{q}_2' \cos(\omega\tau + \phi) - K_{IC} \underline{q}_2'' \cos(\omega\tau + \phi) - \underline{p}_2); \\ \overline{\alpha}_2 &= (-K_{PC} \overline{q}_2' \cos(\omega\tau + \phi) - K_{IC} \overline{q}_2'' \cos(\omega\tau + \phi) - \overline{p}_2); \\ \underline{\alpha}_3 &= (-K_{PC} \underline{q}_3' \sin(\omega\tau + \phi) - K_{IC} \underline{q}_3'' \sin(\omega\tau + \phi)); \\ \overline{\alpha}_3 &= (-K_{PC} \overline{q}_3' \sin(\omega\tau + \phi) - K_{IC} \overline{q}_3'' \sin(\omega\tau + \phi)); \\ \underline{\alpha}_4 &= (K_{PC} \underline{q}_4' \cos(\omega\tau + \phi) + \underline{p}_4); \quad \overline{\alpha}_4 = (K_{PC} \overline{q}_4' \cos(\omega\tau + \phi) + \overline{p}_4); \\ \underline{\alpha}_5 &= 0; \quad \overline{\alpha}_5 = 0; \\ \underline{\beta}_0 &= (-K_{IC} \underline{q}_0'' \sin(\omega\tau + \phi)); \quad \overline{\beta}_0 = (-K_{IC} \overline{q}_0'' \sin(\omega\tau + \phi)); \\ \underline{\beta}_1 &= ((K_{PC} \underline{q}_1' + K_{IC} \underline{q}_1'') \cos(\omega\tau + \phi) + \underline{p}_1); \\ \overline{\beta}_1 &= ((K_{PC} \overline{q}_1' + K_{IC} \overline{q}_1'') \cos(\omega\tau + \phi) + \overline{p}_1); \\ \underline{\beta}_2 &= (K_{PC} \underline{q}_2' + K_{IC} \underline{q}_2'') \sin(\omega\tau + \phi); \\ \overline{\beta}_2 &= (K_{PC} \overline{q}_2' + K_{IC} \overline{q}_2'') \sin(\omega\tau + \phi); \\ \underline{\beta}_3 &= (- (K_{PC} \underline{q}_3' + K_{IC} \underline{q}_3'') \cos(\omega\tau + \phi) - \underline{p}_3); \\ \overline{\beta}_3 &= (- (K_{PC} \overline{q}_3' + K_{IC} \overline{q}_3'') \cos(\omega\tau + \phi) - \overline{p}_3); \\ \underline{\beta}_4 &= (-K_{PC} \underline{q}_4' \sin(\omega\tau + \phi)); \quad \overline{\beta}_4 = (-K_{PC} \overline{q}_4' \sin(\omega\tau + \phi)); \\ \underline{\beta}_5 &= \underline{p}_5; \quad \overline{\beta}_5 = \overline{p}_5. \end{aligned} \quad (5.63)$$

Burada, $\underline{p}$, $\overline{p}$, $\underline{q}'$, $\overline{q}'$, $\underline{q}''$ ve $\overline{q}''$ sistem parametrelerinde alt sınır (minimum) ve üst sınır (maksimum) değerleri dikkate alınarak oluşturulan karakteristik denklem katsayılarıdır.

Son olarak, Denklem (5.20)'ye göre oluşturulan verteks polinomları kullanılarak 8 adet kararlılık bölgesinin oluşturulması amaçlanmaktadır. Bu bölgeler, Bölüm 5.2'te olduğu gibi SBL yöntemi kullanılarak Denklem (5.7) ve (5.10) yardımıyla hesaplanmıştır.

Bu amaçlar doğrultusunda örnek olarak aşağıda belirli bir oranda parametrik değişim oranı için gürbüz kararlılık bölgesinin nasıl elde edildiği adım adım verilmiştir:

1. Adım: DTC içeren MŞ sistem için Şekil 2.5'te verilen sistem modelinde kullanılan parametre değerleri Çizelge 4.12 ile verilmişti. Şekil 2.5'te verilen DTC içeren MŞ sistem parametreleri olan K_{FC} , T_{FC} , K_{ES} , T_{ES} , K_{PL} , K_{IL} , K_{MT} , M , D , K_{PD} ve K_{ID} değerlerinde belirsizlikler olduğu varsayılarak bu parametrelerde meydana gelebilecek %10'luk bir değişim ($\delta = \%10$) olduğu düşünülmüştür. Ayrıca, yerel mikro türbin üretim birimi ile DTC kontrol çevriminin katılım faktörleri ($\alpha_0 = 0.9$, $\alpha_1 = 0.1$) olarak seçilmiş ve kazanç-faz payları ($A=1$, $\phi=0^\circ$) olarak seçilmiştir. Ek olarak, sistemde meydana gelebilecek haberleşme zaman gecikme değeri $\tau = 2$ s olarak seçilmiştir. Seçilen değişim oranı, katılım faktörleri, kazanç-faz payı ve zaman gecikmesi değerleri kullanılarak hesaplamalar yapılacaktır.

2. Adım: Seçilen değişim oranı $\delta = \%10$ 'a göre DTC içeren MŞ sistem parametrelerindeki alt ve üst limitler, aşağıda Denklem (5.64)'te verilmiştir.

$$\begin{aligned} K_{FC} &\in [0.9 \quad 1.1], T_{FC} \in [3.6 \quad 4.4], K_{ES} \in [0.9 \quad 1.1], T_{ES} \in [0.9 \quad 1.1], \\ K_{PL} &\in [0.9 \quad 1.1], K_{IL} \in [0.9 \quad 1.1], K_{PD} \in [0.9 \quad 1.1], K_{ID} \in [0.9 \quad 1.1], \\ K_{MT} &\in [0.036 \quad 0.044], M \in [9.0 \quad 11], D \in [0.9 \quad 1.1] \end{aligned} \quad (5.64)$$

3. Adım: Denklem (5.64)'teki değerler kullanılarak Denklem (2.23)'te verilen karakteristik denklemdeki katsayılar alt ve üst sınırlara sahip değerler cinsinden aşağıda Denklem (5.65)'te verilmiştir.

$$\begin{aligned}
p_5 &\in [1.9945 \quad 4.9194]; p_4 \in [7.1649 \quad 13.5224]; p_3 \in [6.9119 \quad 10.4711]; \\
p_2 &\in [1.5022 \quad 1.9583]; p_1 \in [0.0324 \quad 0.0581]; \\
q'_4 &\in [0.0945 \quad 0.2108]; q'_3 \in [0.2257 \quad 0.4504]; q'_2 \in [0.1604 \quad 0.2831]; \\
q'_1 &\in [0.0292 \quad 0.0436]; \\
q''_3 &\in [0.0945 \quad 0.2108]; q''_2 \in [0.2257 \quad 0.4504]; q''_1 \in [0.1604 \quad 0.2831]; \\
q''_0 &\in [0.0292 \quad 0.0360].
\end{aligned} \tag{5.65}$$

4. Adım: Denklem (5.20)'de verilen 8 adet verteks polinomdaki $(\Delta_\eta(s = j\omega, \alpha, \beta))$, $\eta = 1, 2, \dots, 8$) reel ve sanal katsayılar olan α_ℓ ve β_ℓ ($\ell = 0, 1, \dots, 5$) değerlerinin alt ($\underline{\alpha}_\ell$ ve $\underline{\beta}_\ell$) ve üst ($\overline{\alpha}_\ell$ ve $\overline{\beta}_\ell$) limit değerleri, PI denetleyici kazanç değerlerine bağlı olarak Denklem (5.63)'teki gibi aşağıda Denklem (5.66)'da verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\underline{\alpha}_0 &= K_{IC} (0.0292 \cos(2\omega)); \quad \overline{\alpha}_0 = K_{IC} (0.0360 \cos(2\omega)); \\
\underline{\alpha}_1 &= K_{PC} (0.0292 \sin(2\omega)) + K_{IC} (0.1604 \sin(2\omega)); \\
\overline{\alpha}_1 &= K_{PC} (0.0436 \sin(2\omega)) + K_{IC} (0.2831 \sin(2\omega)); \\
\underline{\alpha}_2 &= (-K_{PC} (0.1604 \cos(2\omega)) - K_{IC} (0.2257 \cos(2\omega)) - 1.5022); \\
\overline{\alpha}_2 &= (-K_{PC} (0.2831 \cos(2\omega)) - K_{IC} (0.4504 \cos(2\omega)) - 1.9583); \\
\underline{\alpha}_3 &= (-K_{PC} (0.2257 \sin(2\omega)) - K_{IC} (0.0945 \sin(2\omega))); \\
\overline{\alpha}_3 &= (-K_{PC} (0.4504 \sin(2\omega)) - K_{IC} (0.2108 \sin(2\omega))); \\
\underline{\alpha}_4 &= (K_{PC} (0.0945 \cos(2\omega)) + 7.1649); \\
\overline{\alpha}_4 &= (K_{PC} (0.2108 \cos(2\omega)) + 13.5224); \\
\underline{\alpha}_5 &= 0; \quad \overline{\alpha}_5 = 0; \\
\underline{\beta}_0 &= -K_{IC} (0.0292 \sin(2\omega)); \quad \overline{\beta}_0 = -K_{IC} (0.0360 \sin(2\omega)); \\
\underline{\beta}_1 &= ((K_{PC} 0.0292 + K_{IC} 0.1604) \cos(2\omega) + 0.0324); \\
\overline{\beta}_1 &= ((K_{PC} 0.0436 + K_{IC} 0.2831) \cos(2\omega) + 0.0581); \\
\underline{\beta}_2 &= (K_{PC} 0.1604 + K_{IC} 0.2257) \sin(2\omega); \\
\overline{\beta}_2 &= (K_{PC} 0.2831 + K_{IC} 0.4504) \sin(2\omega); \\
\underline{\beta}_3 &= (-(K_{PC} 0.2257 + K_{IC} 0.0945) \cos(2\omega) - 6.9119); \\
\overline{\beta}_3 &= (-(K_{PC} 0.4504 + K_{IC} 0.2108) \cos(2\omega) - 10.4711); \\
\underline{\beta}_4 &= (-K_{PC} 0.0945 \sin(2\omega)); \quad \overline{\beta}_4 = (-K_{PC} 0.2108 \sin(2\omega)); \\
\underline{\beta}_5 &= 1.9945; \quad \overline{\beta}_5 = 4.9194.
\end{aligned} \tag{5.66}$$

5. Adım: Denklem (5.66)'da elde edilen verteks polinomların reel ve sanal kısımları, Denklem (5.20)'de tanımlanan her bir verteks polinomunda $(\Delta_\eta(s = j\omega, \alpha, \beta), \eta = 1, 2, \dots, 8)$ uygun yerlere yazılarak 8 adet karakteristik denklem elde edilmektedir. Elde edilen bu 8 adet karakteristik denklem için Bölüm 5.2'te verilen SBL yöntemi kullanılarak Denklem (5.7) ve (5.10) ile 8 adet kararlılık bölgesi $(G_{c\eta}(s = j\omega, K_{PC}, K_{IC}))$ ($\eta = 1, 2, \dots, 8$) elde edilmektedir.

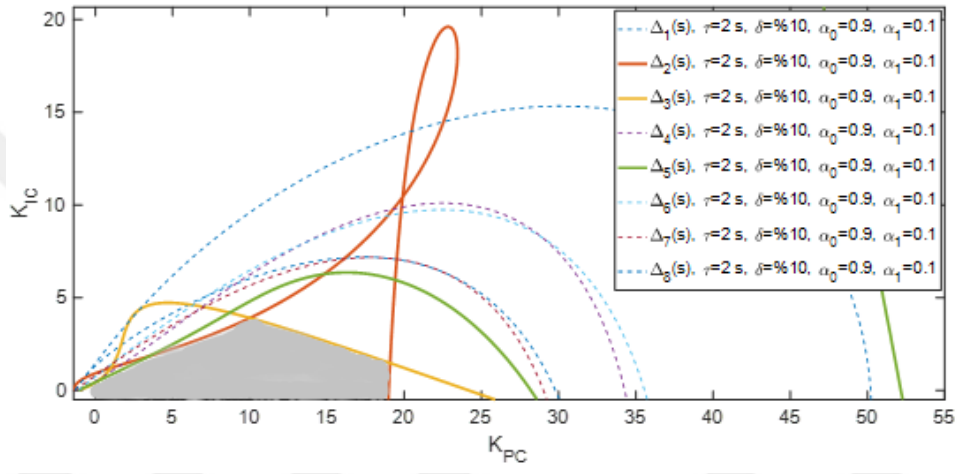
6. Adım: 5. Adımda elde edilen 8 adet kararlılık bölgelerinin kesişimiyle $(G_c(\omega, K_{PC}, K_{IC}) = \bigcap_{\eta=1}^8 G_{c\eta}(\omega, K_{PC}, K_{IC}))$ gürbüz kararlılık bölgesi elde edilmektedir. Kesişim ile elde edilen bu bölge, DTC içeren MŞ sistemin gürbüz PI denetleyici setlerini vermektedir.

5.10.1 DTC içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgeleri için sonuçlar

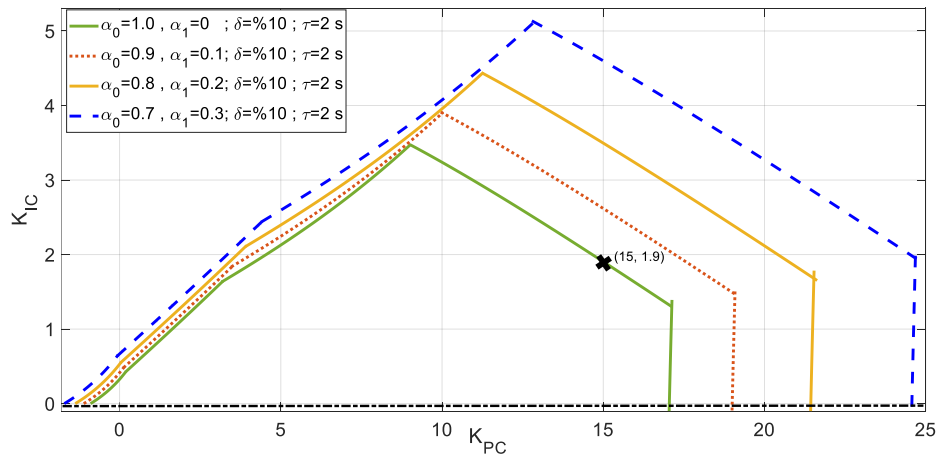
Bu bölümde, DTC içeren MŞ sistem için elde edilen gürbüz kararlılık bölgelerinin tespiti ve bu bölgelerin farklı senaryolar düşünerek elde edilmesi durumları araştırılmıştır. İlk olarak, gürbüz kararlılık bölgesinin nasıl elde edildiği ile ilgili durum gösterilmiştir. Daha sonra DTC kontrol çevriminin katılım oranlarına göre gürbüz bölgelerin nasıl değiştiği, zaman gecikmesinin değişimine göre gürbüz bölgenin nasıl değiştiği, parametre belirsizliğindeki değişim oranlarına göre gürbüz bölgenin nasıl değiştiği ve gürbüz bölgelerin dışından seçilebilecek denetleyici parametreleri için sınırların nerede sonlandığı gibi analizler yapılmaktadır.

İlk olarak; belirsizlik değişim oranı ($\delta = \pm 10\%$), DTC katılım oranı ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$), faz-kazanç payları ($A = 1, \phi = 0^\circ$) ve zaman gecikmesi $\tau = 2$ s için Kharitonov teoremiyle belirtilen sekiz farklı verteks polinomun kararlılık bölgelerinin kesişimi kullanılarak gürbüz kararlılık bölgesinin oluşumu gri renkli gölgeli alan olarak Şekil 5.44 ile gösterilmektedir. Bu gri renkli gölgeli alan, gürbüz kararlılık bölgesini ifade etmektedir. Şekil 5.44'e bakılacak olursa gürbüz kararlılık bölgesinin 8 verteks polinomdan yalnızca 3 verteks polinom ($\Delta_2(s), \Delta_3(s)$ ve $\Delta_5(s)$) ile oluştuğu gözlemlenmektedir.

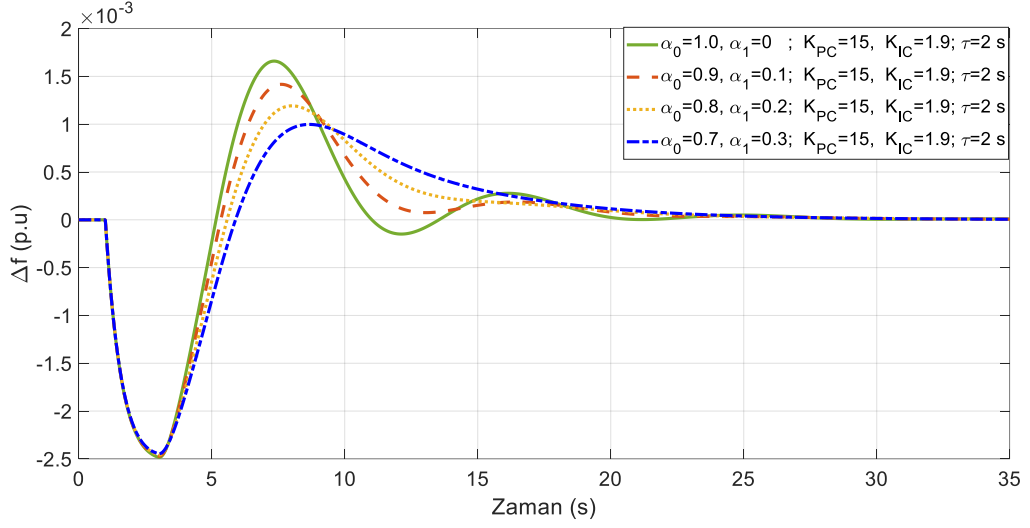
İkinci olarak, DTC kontrol çevrimi paylaşım faktörü değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi analiz edilmiş ve Şekil 5.45 ile gösterilmiştir. Şekil 5.45'e bakılacak olursa belirsizlik değişim oranı ($\delta = \pm\%10$), DTC kontrol çevriminin farklı katılım oranları ($\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$) ($\alpha_0 = 0.9, \alpha_1 = 0.1$), ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$) ve ($\alpha_0 = 0.7, \alpha_1 = 0.3$), faz-kazanç payları ($A=1, \phi=0^\circ$) ve zaman gecikmesi $\tau = 2$ s için gürbüz kararlılık bölgesi tespit edilmiştir. Bu bölgelere baktığımızda, katılım oranının artmasıyla gürbüz kararlılık bölgeleri genişlemektedir. Dolayısıyla DTC kontrol çevriminin katılım oranının



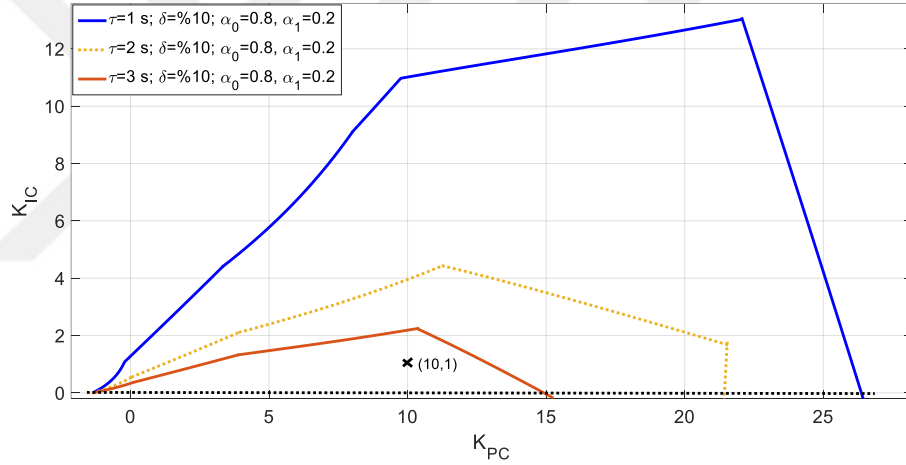
Şekil 5.44. DTC içeren MŞ sistem için sekiz farklı verteks polinomun kararlılık bölgeleri ve bu bölgelerin kesişimiyle oluşan gürbüz kararlılık bölgesi



Şekil 5.45. DTC kontrol çevriminin paylaşım faktörü değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi



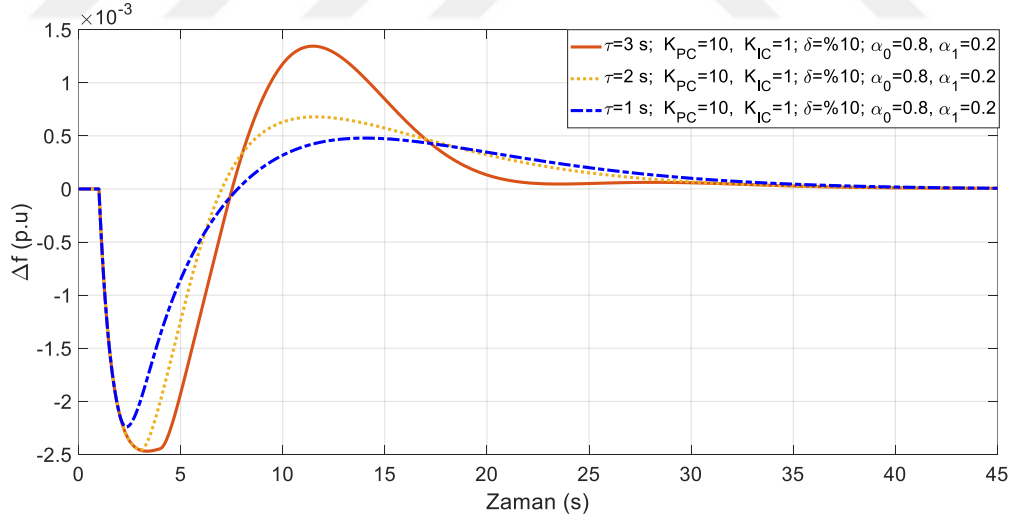
Şekil 5.46. Gürbüz kararlılık bölgesi üzerinden seçilen ($K_{PC} = 15$, $K_{IC} = 1.9$) denetleyici kazanç değeri için DTC katılımının artması durumunda frekans cevabı



Şekil 5.47. Zaman gecikmesi değişiminin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi

artması daha geniş bir skalada denetleyici parametreleri sunduğu için bu durum bölgelere olumlu etki etmiştir. Bu durum için tam tersi bir yorumda yapılabilir. DTC kontrol çevrimi katılım oranları azaldıkça gürbüz bölgelerin küçüldüğü ve dolayısıyla katılım oranının azalmasının olumsuz etki ettiği söylenebilir. Ayrıca elde edilen gürbüz bölgelerden test noktası belirlenmiş ve seçilen ($K_{PC} = 15$, $K_{IC} = 1.9$) denetleyici kazanç değeri için DTC katılımının artması durumundaki frekans cevabı Şekil 5.46’da gösterilmiştir. Şekil 5.46’ya bakılacak olursa DTC kontrol çevrimi katılım oranının artmasıyla frekans cevabındaki aşma, yerleşme zamanı ve kalıcı durum hatası gibi daha iyi dinamik performans elde edildiği söylenebilir.

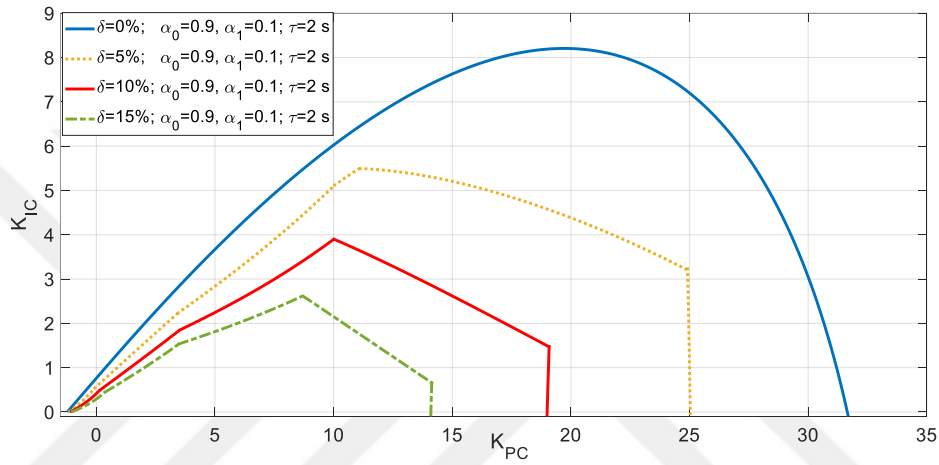
Üçüncü olarak, zaman gecikmesinin değişiminin gürbüz bölgelere etkisi Şekil 5.47’de incelenmiştir. Şekil 5.47’ye bakılacak olursa belirsizlik değişim oranı ($\delta = \pm\%10$), DTC katılım oranı ($\alpha_0 = 0.8, \alpha_1 = 0.2$), faz-kazanç payları ($A=1, \phi=0^\circ$) ve farklı zaman gecikmeleri $\tau=1\text{ s}$, $\tau=2\text{ s}$ ve $\tau=3\text{ s}$ için elde edilen gürbüz kararlılık bölgelerinin zaman gecikmesinin artışıyla küçüldüğü görülmektedir. Zaman gecikmesinin artmasıyla gürbüz bölgelerin daha dar bir skalada denetleyici parametreleri sunması olumsuz bir durumdur. Bu durumun tam tersi söylenecek olursa, zaman gecikmelerin azalmasıyla gürbüz bölgelerin arttığı ve dolayısıyla gecikmelerin azalmasının olumlu etki ettiği söylenmesi de mümkündür. Ayrıca, farklı zaman gecikmeleri için elde edilen gürbüz bölgelerinden test noktası belirlenmiş ve seçilen ($K_{PC}=10, K_{IC}=1$) denetleyici kazanç değeri için zaman gecikmesinin artması durumundaki frekans cevabı Şekil 5.48’de gösterilmiştir. Şekil 5.48’e bakılacak olursa Zaman gecikmesinin artması, frekans cevabında osilasyonlara, aşmanın, yerleşme zamanı ve kalıcı durum hatasında artmaya neden olduğu ve daha kötü dinamik performansa yol açtığı söylenebilir. Bunun tam tersi yorum da yapılabilir. Zaman gecikmesinin azalmasının iyi bir dinamik performans sağladığını söylemek mümkündür.



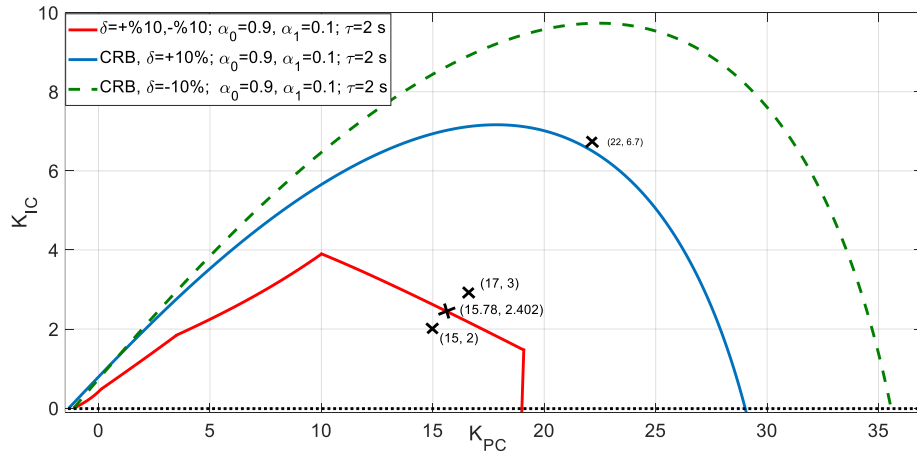
Şekil 5.48. ($K_{PC}=10, K_{IC}=1$) için zaman gecikmesi değişiminin frekans cevabına etkisi

Dördüncü olarak, DTC içeren MŞ sistemin parametrelerindeki belirsizliklerin değişim oranının belirli sınırlar içerisinde değişmesinin gürbüz kararlılık bölgeleri üzerine etkisi analiz edilmiştir. Bunun için Şekil 5.49’a bakılacak olursa, farklı belirsizlik değişim

oranları ($\delta = \%0$, $\delta = \pm\%5$, $\delta = \pm\%10$ ve $\delta = \pm\%15$), DTC kontrol çevrimi katılım oranı ($\alpha_0 = 0.9$, $\alpha_1 = 0.1$), faz-kazanç payları ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) ve zaman gecikmesi $\tau = 2$ s için elde edilen gürbüz kararlılık bölgelerinin değişim oranı δ 'nın artışıyla küçüldüğü görülmektedir. Gürbüz kararlılık bölgelerinin daha küçük bir skalada denetleyici parametre sunması olumsuz bir durumdur. Tam tersi bir yorum ile değişim oranının azalmasıyla gürbüz kararlılık bölgelerinin arttığı görülmekte ve bu durumun daha geniş gürbüz denetleyici parametre sunması olumlu bir durumdur. Ancak burada dikkat



Şekil 5.49. DTC içeren MŞ sistemin parametre belirsizliği değişim oranının gürbüz kararlılık bölgesine etkisi

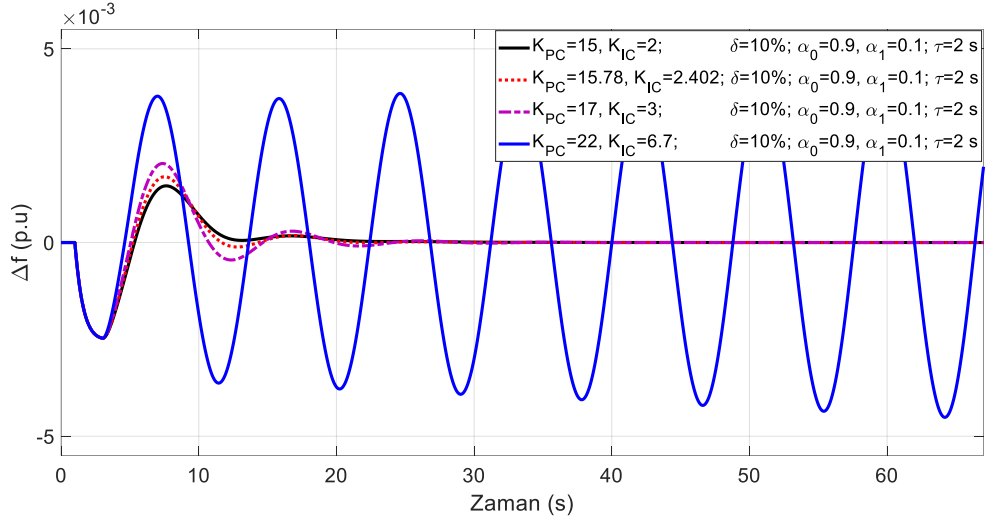


Şekil 5.50. $\delta = \pm 10$ değişim oranı için elde edilen gürbüz kararlılık bölgesi ve sistem parametrelerinin $\delta = +10\%$ ya da $\delta = -10\%$ sabit değerler alınmasıyla elde edilen sınır CRB bölgeleri (Gürbüz kararlılık bölgesinin dışından seçilebilecek denetleyici parametreleri için sınırların CRB ile belirtilmesi)

edilmesi gereken durum, $\delta = \%0$ durumudur. Aslında $\delta = \%0$ için elde edilen bölge, gürbüz kararlılık bölgesi değil, sistem parametrelerinin sabit olarak kaldığı normal koşullardaki kararlılık bölgesidir.

Beşinci olarak yapılan, DTC içeren MŞ sistemde herhangi bir değişim oranı düşünülerek elde edilen gürbüz kararlılık bölgesinin dışından seçilebilecek denetleyici parametre değerlerinin sistemi kararsız yapacağı sınırların analiz edilmesidir. Bunun için Şekil 5.50 incelenecek olursa, DTC kontrol çevrimi katılım oranı ($\alpha_0 = 0.9$, $\alpha_1 = 0.1$), faz-kazanç payları ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve zaman gecikmesi $\tau = 2\text{ s}$ ve değişim oranı ($\delta = \pm 10$) için elde edilen gürbüz kararlılık bölgesi görülmektedir. Ayrıca Şekil 5.50’de sistem parametrelerinin $\delta = +10\%$ ya da $\delta = -10\%$ sabit değerlerde çalıştığı düşünülerek elde edilen normal kararlılık bölgeleri (CRB’ler) elde edilmiştir. Buradaki CRB ile gösterilen bölgeler gürbüz bölgeler değildir sadece sistemin $\delta = +10\%$ değişim veya $\delta = -10\%$ değişim ile çalıştığı varsayılarak bu değerler MŞ sistemin nominal çalışma değerleri gibi düşünülmüştür. Bu bölgelerin elde edilmesinin amacı, sistem $\delta = \pm 10\%$ değişim oranında gürbüz çalışırken hangi denetleyici parametre değerleri seçilirse sistemin kararsız olacağının araştırılmasıdır. Eğer sistem $\delta = +10\%$ ’luk bir değişim altında çalışıyorsa, hangi sınıra kadar denetleyici parametre değerlerinin seçilmesi gerektiği Şekil 5.50’de sürekli mavi çizgiyle belirtilmiştir. Eğer sistem $\delta = -10\%$ ’luk bir değişimle çalışıyorsa, hangi sınıra kadar denetleyici parametre değerlerinin seçilmesi gerektiği Şekil 5.50’de kesikli yeşil çizgiyle belirtilmiştir.

Son olarak, gürbüz kararlılık bölgesinin dışından seçilebilecek denetleyici parametreleri için sınırların CRB ile belirtilmesinin doğrulaması için Şekil 5.50 ile elde edilen gürbüz ve gürbüz olmayan bölgelerden test noktaları ($K_{PC} = 15$, $K_{IC} = 2$; $K_{PC} = 15.78$, $K_{IC} = 2.402$; $K_{PC} = 17$, $K_{IC} = 3$; $K_{PC} = 22$, $K_{IC} = 6.7$) için sistemin frekans yanıtları Şekil 5.51 ile verilmiştir. Şekil 5.51’e bakılacak olursa, eğer sistemin $\delta = \pm 10\%$ parametre değişim değerleri için gürbüz bir şekilde çalışması isteniyorsa, bu $\delta = \pm 10\%$ parametre değişim değeri için elde edilen gürbüz bölge ile belirlenen denetleyici parametre uzayı içinde ve etrafında değerler seçilmelidir ancak varsayılan $\delta = +10\%$ parametre değişim değeri için çizilen CRB (normal kararlılık bölgesi) denetleyici parametre uzayı dışına çıkılmaması kaydıyla denetleyici parametre



Şekil 5.51. Gürbüz kararlılık bölgelerinin dışından seçilen denetleyici parametreleri ($K_{PC} = 22$, $K_{IC} = 6.7$) ile gürbüz bölgelerden seçilen denetleyici parametreleri için frekans cevabı

değerleri seçilebilir. Aksi takdirde $\delta = +10\%$ değişim değeri için çizilen CRB denetleyici parametre uzayı dışından bir denetleyici seti seçilirse ($K_{PC} = 22$, $K_{IC} = 6.7$) sistem kararsız olabilmektedir. Aynı durum, sistemin $\delta = -10\%$ parametre değişiminde çalıştığı varsayıldığında varsayılan $\delta = -10\%$ parametre değişim değeri için çizilen CRB denetleyici parametre uzayı dışına çıkılmaması kaydıyla denetleyici parametre değerleri seçilebilir. Aksi takdirde $\delta = -10\%$ değişim değeri için çizilen CRB denetleyici parametre uzayı dışından bir denetleyici seti seçilirse sistem kararsız olacaktır.

5.11 Kharitonov Teoremi ile FOPI denetleyici içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgelerinin hesaplanması

Pratik ve gerçek güç sistemlerinde sistemin parametrik belirsizliği ve modellenmesindeki hatalar, sistem performansını düşürebilir ve sistemin kararsızlığına yol açabilir. Routh-Hurwitz kararlılık teoreminin genişletilmiş bir hali olan Kharitonov'un teoremi; katsayıları öngörülen üst ve alt sınırlarda değişen sistemin transfer fonksiyonunun (Denklem 2.29) gürbüzlük sorununu çözmek için uygulanmaktadır. Değişken katsayılarla sahip transfer fonksiyonu parametreleri belli bir aralıkta değişen (interval) polinom olarak tanımlanır. Kharitonov teoremi, belirsiz parametrelerin oluşturduğu bir polinom kümesi olan parametreleri belli bir aralıkta değişen polinomu kullanarak sistemin gürbüz kararlılığını test etmeyi ve sağlamayı amaçlamaktadır. Kharitonov teoremi, Denklem

(2.29)'ün gürbüz kararlılığını araştırmak için Routh-Hurwitz kararlılık teoreminin yeterli koşullarını sağlayan sadece dört polinomu kullanır. Sistem parametrelerindeki değişimleri göz önünde bulunduran, parametreleri belli bir aralıkta değişen polinomu Denklem (5.67) ve MŞ sisteminin dört Kharitonov polinomları Denklem 5.68 ile aşağıda olduğu gibi ifade edilir:

$$K(s) = a_0 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3 \quad (5.67)$$

$$\begin{aligned} K_1(s) &= \underline{a}_0 + \underline{a}_1s + \underline{a}_2s^2 + \underline{a}_3s^3 \\ K_2(s) &= \underline{a}_0 + \bar{a}_1s + \bar{a}_2s^2 + \underline{a}_3s^3 \\ K_3(s) &= \bar{a}_0 + \underline{a}_1s + \underline{a}_2s^2 + \bar{a}_3s^3 \\ K_4(s) &= \bar{a}_0 + \bar{a}_1s + \underline{a}_2s^2 + \underline{a}_3s^3 \end{aligned} \quad (5.68)$$

Burada $K(s)$, Denklem (2.29) ile verilen transfer fonksiyonu $G_P(s)$ 'in payda polinomu ve sistem parametrelerinin değişimlerini gösteren $K_1(s)$, $K_2(s)$, $K_3(s)$ ve $K_4(s)$ polinomları Kharitonov tarafından sistem gürbüzlüğünü değerlendirmek için önerilen tepe (verteks) polinomlarıdır ve bu polinomların katsayıları sistem parametreleri cinsinden Denklem (5.69)'da verilmiştir (Veronica vd., 2019; Sharma vd., 2019). Bu dört polinomda, $\underline{a}_i \leq a_i \leq \bar{a}_i$ ($i = 0, 1, 2, 3$) katsayıları ve $\underline{a}_i, \bar{a}_i \neq 0$ olmak üzere MŞ sisteminin değişken parametrelerinin alt ve üst sınırlarıdır ve bu dört polinom için Routh-Hurwitz kararlılık testinin sağlanması durumunda Denklem (5.67) ile verilen parametreleri belli bir aralıkta değişen polinomunun kararlı olacağı söylenmektedir.

$$\begin{aligned} \bar{a}_3 &= \bar{M}\bar{T}_{ES}\bar{T}_{FC}; \underline{a}_3 = \underline{M}\underline{T}_{ES}\underline{T}_{FC}; \\ \bar{a}_2 &= \bar{M}\bar{T}_{ES} + \bar{M}\bar{T}_{FC} + \bar{T}_{ES}\bar{T}_{FC} (\bar{D} + 1/\underline{K}_{MT}); \\ \underline{a}_2 &= \underline{M}\underline{T}_{ES} + \underline{M}\underline{T}_{FC} + \underline{T}_{ES}\underline{T}_{FC} (\underline{D} + 1/\bar{K}_{MT}) \\ \bar{a}_1 &= (\bar{T}_{ES} + \bar{T}_{FC})(\bar{D} + 1/\underline{K}_{MT}) + \bar{M} + \bar{K}_{ES}\bar{T}_{FC} - \underline{K}_{FC}\underline{T}_{ES} \\ \underline{a}_1 &= (\underline{T}_{ES} + \underline{T}_{FC})(\underline{D} + 1/\bar{K}_{MT}) + \underline{M} + \underline{K}_{ES}\underline{T}_{FC} - \bar{K}_{FC}\bar{T}_{ES} \\ \bar{a}_0 &= (\bar{D} + \bar{K}_{ES} - \underline{K}_{FC} + 1/\underline{K}_{MT}); \\ \underline{a}_0 &= (\underline{D} + \underline{K}_{ES} - \bar{K}_{FC} + 1/\bar{K}_{MT}); \\ \bar{b}_2 &= \bar{T}_{ES}\bar{T}_{FC}; \underline{b}_2 = \underline{T}_{ES}\underline{T}_{FC}; \\ \bar{b}_1 &= \bar{T}_{ES} + \bar{T}_{FC}; \underline{b}_1 = \underline{T}_{ES} + \underline{T}_{FC}; b_0 = 1. \end{aligned} \quad (5.69)$$

Transfer fonksiyonu $G_P(s)$ 'in pay polinomunu kullanarak, bir dizi alt sistem transfer fonksiyonu şu şekilde oluşturulmuştur:

$$\begin{aligned} G_{P1i}(s) &= \frac{\bar{b}_2 s^2 + \bar{b}_1 s + b_0}{K_i(s)}; G_{P3i}(s) = \frac{\bar{b}_2 s^2 + \underline{b}_1 s + b_0}{K_i(s)}; \\ G_{P2i}(s) &= \frac{\underline{b}_2 s^2 + \bar{b}_1 s + b_0}{K_i(s)}; G_{P4i}(s) = \frac{\underline{b}_2 s^2 + \underline{b}_1 s + b_0}{K_i(s)}. \end{aligned} \quad (5.70)$$

Burada $K_i(s)$ ($i=1,2,3,4$), Denklem (5.68)'de verilen Kharitonov polinomlarını temsil etmektedir. $b_0=1$ hariç b_1, b_2 pay katsayıları sistem parametreleri cinsinden üst ve alt sınırlar arasında değişmektedir. Transfer fonksiyonu $G_P(s)$ 'in pay katsayıları değişken ise, toplam 16 transfer fonksiyonu belirlenir. Bu nedenle, 16 transfer fonksiyonu Denklem (5.70)'te verilen parametreleri belli bir aralıkta değişen polinom ailesini oluşturur ve FOPI içeren MŞ'nin denetleyici parametre tasarımı için kullanılır.

Sonuç olarak, Denklem (5.70)'te verilen 16 alt sistem transfer fonksiyonlarına karşılık gelen kararlılık bölgeleri, Denklem (5.39)-Denklem (5.48) arasında verilen kararlılık bölgesi hesaplama yolu ile hesaplanır ve bu nedenle gürbüz kararlılık bölgeleri, sistem parametrik belirsizliklerine karşı belirlenir.

Bu amaçlar doğrultusunda örnek olarak aşağıda belirli bir oranda parametrik değişim oranı için gürbüz kararlılık bölgesinin nasıl elde edildiği adım adım verilmiştir:

1. Adım: Sistem modeli Şekil 2.6'da verilen, FOPI içeren MŞ sistemin karakteristik denkleminin genel ifadesi Denklem (2.31)'de verilmişti. Çizelge 5.1 ile MŞ sistemde kullanılan parametre değerleri verilmiştir (Gündüz vd., 2017; Mary and Rangarajan, 2016). Ayrıca kesir derecesi $\lambda = 0.8$, parametre değişim oranı $\delta = \pm 15\%$, kazanç-faz payları ($A=1, \phi=0^\circ$) ve $\tau=2s$ için gürbüz kararlılık bölgesi belirlenmiştir. Parametreleri belli bir aralıkta değişen MŞ sistemin transfer fonksiyonu olan $G_P(s)$ Denklem (2.29)'da verilmişti. Ancak üzerinde yapılacak değişiklikleri takip etmek için $G_P(s)$ burada Denklem (5.71) ile tekrar verilmiştir.

$$G_P(s) = \frac{\Delta f(s)}{\Delta X_C(s)} = \frac{G_{MT}(s)}{\left(1 + \frac{G_{MT}(s)}{K_{MT}} + G_{ES}(s)G_{MT}(s) - G_{FC}(s)G_{MT}(s)\right)}$$

$$G_P(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (5.71)$$

$$G_P(s) = \frac{\Delta f}{\Delta X_C} = \frac{4s^2 + 5s + 1}{40s^3 + 154s^2 + 143s + 26}$$

2. Adım: Bu kısımda, sistem parametreleri belirsizliklerine ilişkin gürbüz kararlılık bölgeleri elde edilecektir. Parametrik belirsizlik $\delta = \pm 15\%$ olarak dikkate alındığında, MŞ'nin transfer fonksiyonu $G_P(s)$ için Denklem (5.70) ile verilen dört adet Kharitonov polinomlarında bulunan a ve b katsayılarının üst ve alt sınırları Denklem (5.71)'deki değerler üzerinden belirlenmiştir. Bu katsayıların alt ve üst sınır değerleri aşağıda Denklem (5.72)'de verilmiştir.

$$a_3 \in [60.84, 24.57], a_2 \in [227.8, 101.41],$$

$$a_1 \in [191.8, 106.07], a_0 \in [30.86, 22.29], \quad (5.72)$$

$$b_2 \in [5.29, 2.89]; b_1 \in [5.75, 4.25]; b_0 = 1.$$

3. Adım: Denklem (5.72) değerleri kullanılarak 16 transfer fonksiyonu Denklem (5.68) ve Denklem (5.70) kombinasyonlarıyla aşağıda Denklem (5.73)'te ki gibi elde edilebilir.

$$G_{P11}(s) = \frac{\bar{b}_2s^2 + \bar{b}_1s + b_0}{K_1(s)}; G_{P12}(s) = \frac{\bar{b}_2s^2 + \bar{b}_1s + b_0}{K_2(s)};$$

$$G_{P13}(s) = \frac{\bar{b}_2s^2 + \bar{b}_1s + b_0}{K_3(s)}; G_{P14}(s) = \frac{\bar{b}_2s^2 + \bar{b}_1s + b_0}{K_4(s)};$$

$$G_{P21}(s) = \dots; G_{P22}(s) = \dots; G_{P23}(s) = \dots; G_{P24}(s) = \dots;$$

$$G_{P31}(s) = \dots; G_{P32}(s) = \dots; G_{P33}(s) = \dots; G_{P34}(s) = \dots;$$

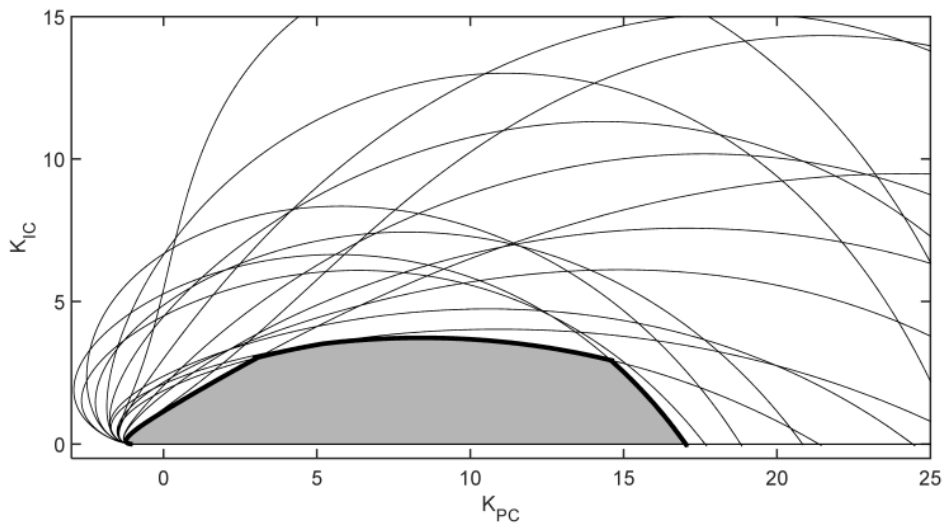
$$G_{P41}(s) = \dots; G_{P42}(s) = \dots; G_{P43}(s) = \dots; G_{P44}(s) = \dots \quad (5.73)$$

4. Adım: Denklem (5.70)'te verilen 16 alt sistem transfer fonksiyonuna karşılık gelen 16 kararlılık bölgesi hesaplanır. Hesaplanan 16 kararlılık bölgesinin kesişimi gürbüz kararlılık bölgesini vermektedir.

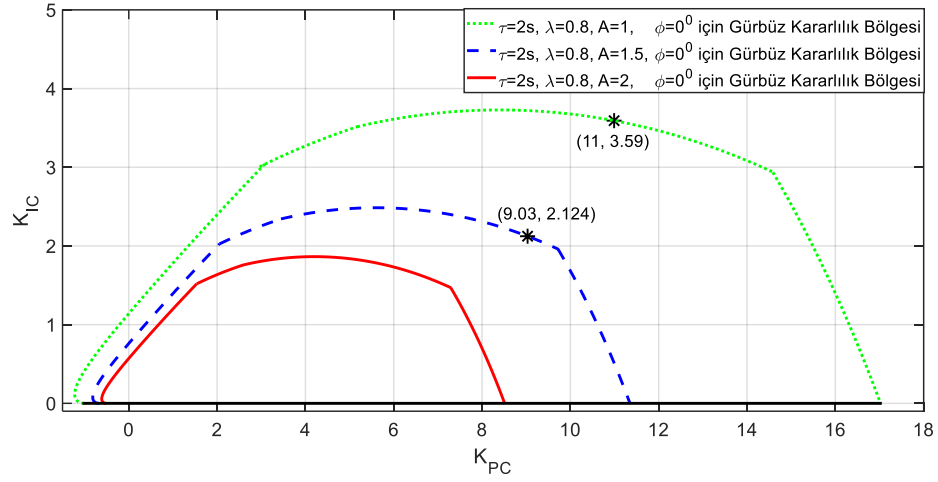
5.11.1 FOPI içeren MŞ sistemlerde gürbüz kararlılık bölgeleri için sonuçlar

Bu bölümde kesirli dereceli denetleyicinin, değişken katsayılarla sahip zaman gecikmeli MŞ sistem için GPM tabanlı gürbüz kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi geniş ölçüde incelenmiştir. Gürbüz kararlılık bölgeleri; kazanç paylarının etkisi, faz paylarının etkisi, kesir derecenin etkisi, değişim oranının etkisi gibi durumlar dikkate alınarak analiz edilmiştir. Daha sonra, elde edilen kararlılık bölgelerinin doğruluğu, Tepljakov vd., (2011)'de önerilen FOMCON araç kutusu kullanılarak zaman alanı (düzlemi) benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır.

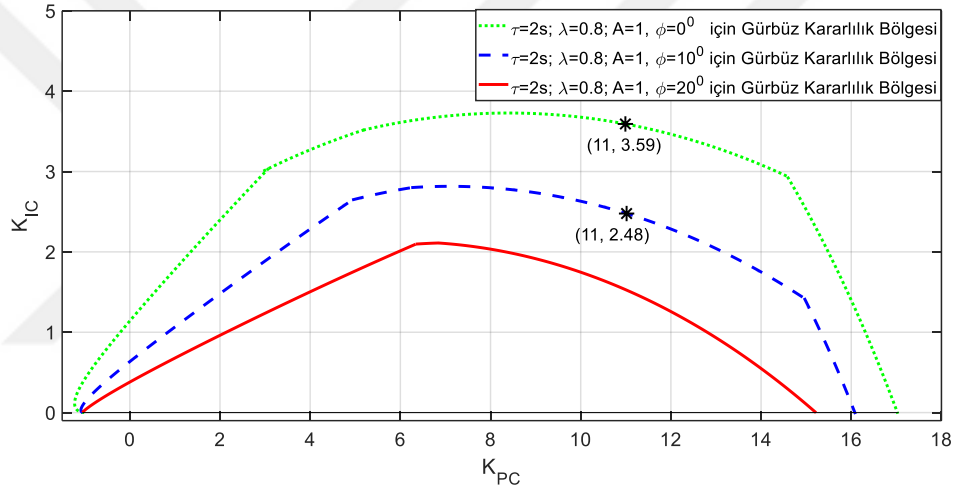
Şekil 5.52'de gösterildiği gibi, Denklem (5.39)- Denklem (5.48) ile verilen SBL yöntemi kullanılarak MŞ sisteminin kararlılık bölgeleri, kesir derecesi $\lambda = 0.8$, zaman gecikmesi $\tau = 2s$, parametrik belirsizlik $\delta = \pm 15\%$ ve kazanç-faz payları ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) için kolayca belirlenir. Şekil 5.52'deki bu kararlılık bölgelerinin kesişimi (taralı bölge), bir dizi gürbüz denetleyici kazancı (K_{PC}, K_{IC}) içeren ve MŞ'nin parametrik değişimlere karşı gürbüz kararlılığını garanti eden gürbüz kararlılık bölgesi olarak adlandırılır. Ayrıca, kazanç ve/veya faz marjları özelliklerini sağlayan gürbüz kararlılık bölgeleri $\tau = 2s$ ve $\lambda = 0.8$ değerleri seçilerek sırasıyla ($A=1$, $\phi = 0^\circ$), ($A=1.5$, $\phi = 0^\circ$), ($A=2$, $\phi = 0^\circ$) için kazanç paylarının etkisi ve ($A=1$, $\phi = 0^\circ$), Şekil 5.53 ve Şekil 5.54'te gösterilen gürbüz kararlılık bölgelerinde '*' ile işaretlenmiş farklı PI denetleyici



Şekil 5.52. $\lambda = 0.8$, $\delta = \pm 15\%$, ($A=1$, $\phi = 0^\circ$) ve $\tau = 2s$ için gürbüz kararlılık bölgesinin gösterimi.



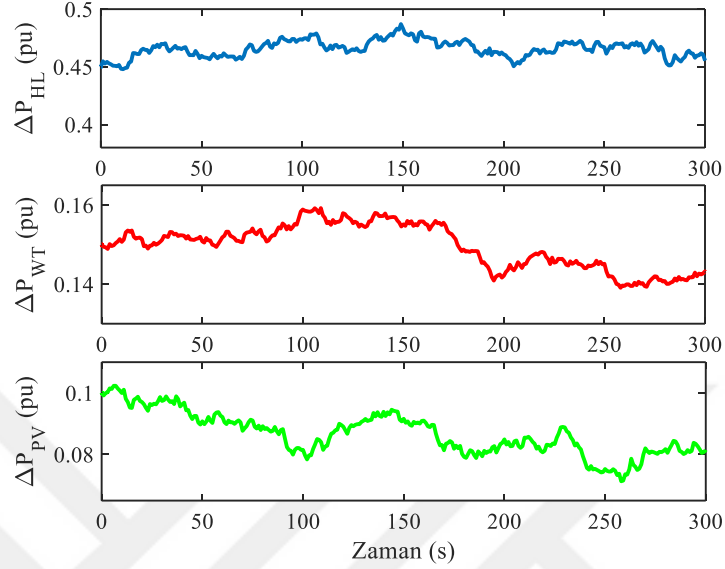
Şekil 5.53. $\delta = \pm 15\%$ için kazanç payının etkisini gösteren gürbüz kararlılık bölgesi.



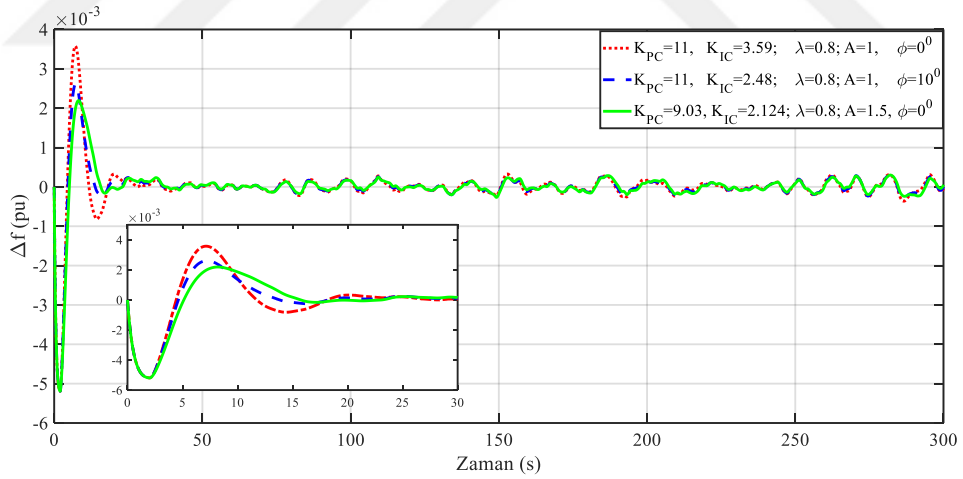
Şekil 5.54. $\delta = \pm 15\%$ için faz payının etkisini gösteren gürbüz kararlılık bölgesi.

kazançları için MŞ'nin gürbüz frekans cevapları Şekil 5.56'da gösterilmektedir. Seçilen gürbüz PI kontrolör parametreleri, MŞ sistem için frekans kararlılığını sürdürebildiği Şekil 5.56'dan görülebilmektedir. Ayrıca kazanç veya faz paylarının etkisinin GPM olmadığı ($A=1$, $\phi=0^\circ$) durumdaki dinamik cevap ile karşılaştırıldığında MŞ sisteminin yerleşme süresi ve aşma performans özelliklerini iyileştirdiği Şekil 5.56'dan görülmektedir. Kesirli derece değerinin ($A=1$, $\phi=0^\circ$) ve $\tau=2s$ için $\lambda \in [0.6, 1.2]$ aralığında değiştiği ve gürbüz kararlılık bölgelerindeki kesirli derece parametresinin bir başka önemli sonucu Şekil 5.57'den gözlemlenebilir. Şekil 5.57'de kesir derece değeri $\lambda < 1$ olanların gürbüz kararlılık bölgelerinin, $\lambda \geq 1$ için olanlardan daha büyük olduğu görülmektedir. Bu nedenle, kesir derece değeri $\lambda < 1$ için MŞ'nin

gürbüzlük marjının önemli ölçüde genişlediği sonucuna varılabilir. Şekil 5.57'deki hesaplanan gürbüz PI denetleyici kazançlarının performansları $\lambda = 0.6-1.2$ için değerlendirilmiştir.

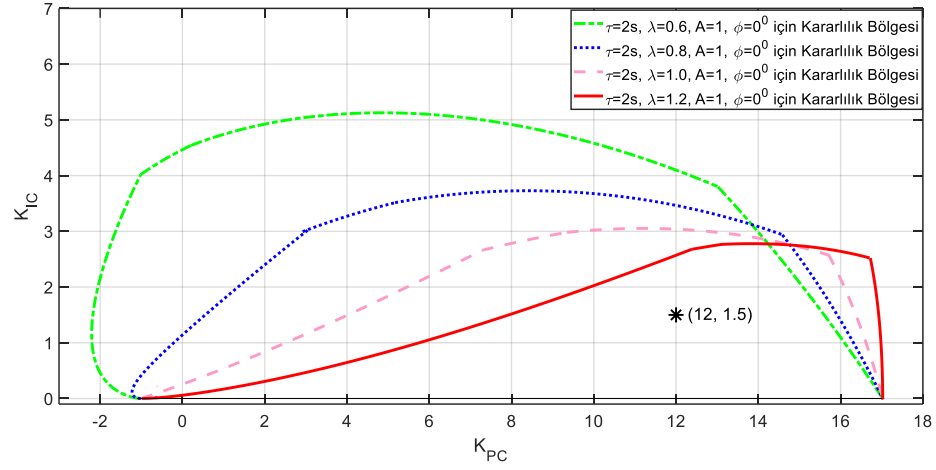


Şekil 5.55. Evsel yükler, rüzgâr ve güneş enerjisi dalgalanmaları

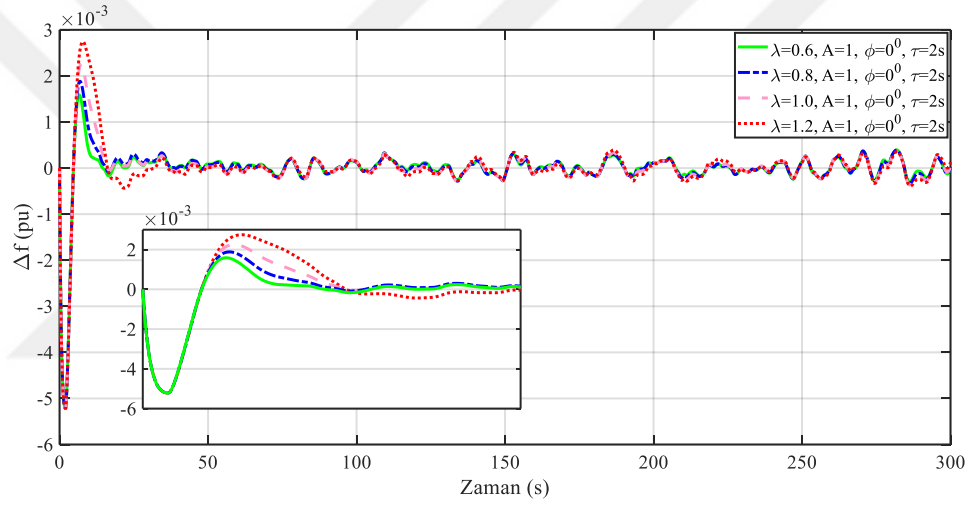


Şekil 5.56. GPM tabanlı gürbüz PI denetleyici parametreleri için frekans cevapları

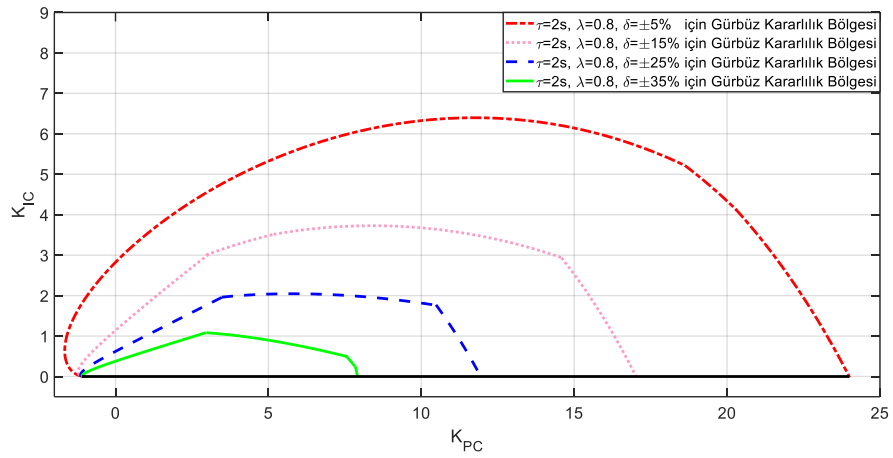
$(A=1, \phi=10^\circ)$, $(A=1, \phi=20^\circ)$ için faz payların etkisi sırasıyla Şekil 5.53 ve Şekil 5.54'te gösterilmiştir. MŞ'nin gürbüz dinamik performansını araştırmak için, Şekil 5.53 ve Şekil 5.54'teki gürbüz kararlılık bölgeleri üzerinden seçilen denetleyici kazanç değerlerine yönelik benzetim çalışmaları, $t = 300$ s boyunca sistem parametrelerinin %15 belirsizliği ile gerçekleştirilmiştir.



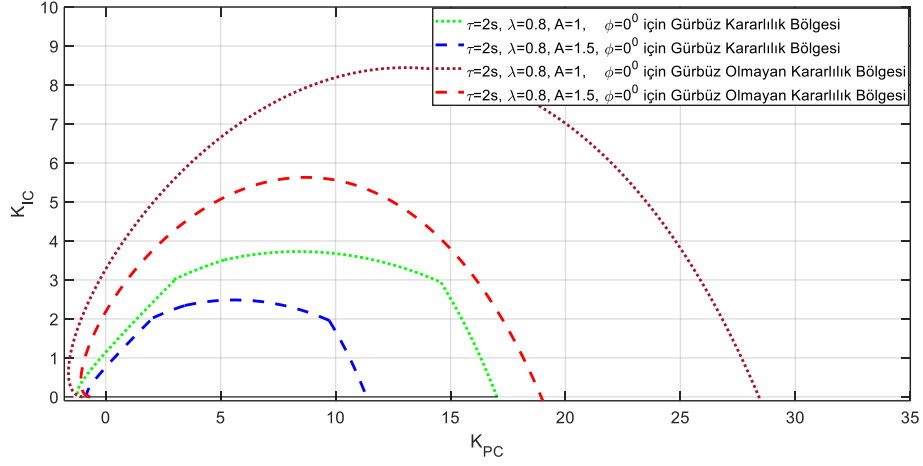
Şekil 5.57. Farklı kesirli derece değerleri için gürbüzlük marjlarının değişimi.



Şekil 5.58. Farklı kesirli derece değerleri için frekans cevapları.



Şekil 5.59. Sistem parametrik bozucu etkilerine karşı gürbüz kararlılık bölgelerinin değişimleri.



Şekil 5.60. Gürbüz ve gürbüz olmayan bölgelerin karşılaştırması

Şekil 2.3 ve 2.4'te gösterilen evsel yük, rüzgâr ve güneş enerjisi modelleri, gürbüz PI kontrolörün MŞ sisteminin frekans cevapları üzerindeki etkinliğini göstermek için eş zamanlı uygulanmış ve bu güç dalgalanmaları Şekil 5.55'te gösterilmiştir.

Şekil 5.57'de '*' ile işaretlenmiş PI kontrolör kazançları ($K_{PC} = 12, K_{IC} = 1.5$) değerlerinde sabitlendiğinde kesir derecelerinin $\lambda = 0.6 - 1.2$ değerleri için frekans sapmaları Şekil 5.58'de gösterilmektedir. Şekil 5.58'den, kesir derecelerinin $\lambda < 1$ değerleri için frekans cevaplarının iyi bir dinamik performans sergilediği ve frekans sapmasında tepe aşmalarının önemli ölçüde azaldığı gözlenebilir.

Son olarak Şekil 5.59, kesir derecesi $\lambda = 0.8$, zaman gecikmesi $\tau = 2s$, kazanç ve faz payları $A = 1, \phi = 0^\circ$ ve parametrik belirsizliklerin $\delta = \pm 5\% - \pm 35\%$ aralığındaki değerleri için gürbüz kararlılık bölgelerini göstermektedir. Ayrıca, sistem parametrik belirsizlikleri $\delta = \pm 5\% - \pm 35\%$ aralığında arttıkça gürbüz kararlılık bölgelerinin ve gürbüz PI denetleyici kazançları kümesinin azaldığı Şekil 5.59'dan görülmektedir. Ayrıca son olarak, $\tau = 2s$ ve $\lambda = 0.8$ değerleri seçilerek sırasıyla ($A = 1, \phi = 0^\circ$), ($A = 1.5, \phi = 0^\circ$) durumları için elde edilen gürbüz kararlılık bölgelerinin gürbüz olmayan kararlılık bölgelerinin karşılaştırılması Şekil 5.60'ta yapılmıştır. Şekil 5.60'tan görüleceği üzere gürbüz bölgeler, gürbüz olmayan bölgelere göre bir hayli küçülmektedir.

BÖLÜM VI

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tezde yapılan çalışmaların sonuçları sıralanacak olursa, ilk olarak MŞ sistemlerde haberleşme zaman gecikmesinin etkisini dikkate alarak sistemin kararlı ve gürbüz bir şekilde çalışmasını sürdürmesi için MŞ sistemin EA veya DTC içermesi durumlarında kazanç-faz payı tabanlı zaman gecikmesi hesaplaması, Rekasius yerine koyma (Rekasius, 1980) ve üstel terimin yok edilmesi yöntemleri (Walton ve Marshall, 1987) ile Bölüm 4'te yapılmıştır. Hesaplanan bu zaman gecikme değerlerinin ve yöntemlerin doğruluğu Matlab/Simulink ve QPmR algoritması kullanılarak sağlanmıştır. İkinci olarak, sistemde yaşanabileceği öngörülen herhangi bir zaman gecikme değeri için EA, DTC veya FOPI içeren MŞ sistemlerde kararlı bir çalışma sürdürülmesi adına denetleyici setinin belirlendiği kararlılık bölgeleri, SBL yöntemi (Söylemez vd., 2003; Tan vd., 2006) kullanılarak Bölüm 5'te belirlenmiştir. Belirlenen denetleyici parametre uzayındaki bu kararlılık bölgelerinden hangi kazanç değerlerinin seçilmesi gerektiği hususu; MŞ sistemin frekans cevabındaki maksimum aşma, yerleşme zamanı, kalıcı durum hatası gibi bazı tasarım özelliklerini sağlayan ve iyi bir dinamik performans elde edilebilecek optimum denetleyici kazanç çiftinin (K_{PC} , K_{IC}) belirlenmesi gerekmektedir. Bunun için AGM ve Z-N yöntemleri PI denetleyici için bir tasarım tercihi olarak kullanılabilir. Özellikle AGM yöntemi, MŞ sistemin geliştirilmiş frekans cevabı ile sonuçlanan, kararlılık bölgelerinin optimum noktasını herhangi bir optimizasyon tekniği kullanmadan hızlı bir şekilde belirlemektedir. AGM yöntemi (Onat, 2013; Özyetkin vd., 2019) ve Ziegler-Nichols (Z-N) yöntemi (Ziegler ve Nichols, 1942; Mallesham vd., 2011) kullanılarak optimum denetleyici seti Bölüm 5'te elde edilmiştir. Bu yöntemlerin ve sonuçların doğruluğu, kararlılık bölgelerinden seçilen test noktaları için benzetim çalışmalarıyla sağlanmıştır. Son olarak, EA, DTC veya FOPI içeren haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemlerde değişken koşullar altında sürdürülen çalışma esnasında sistem parametrelerinde meydana gelebilecek belirsizlikler karşısında, MŞ sistemin istikrarlı çalışmayı ve daha iyi bir dinamik performansı garanti eden gürbüz bir şekilde çalışabileceği gürbüz kararlılık bölgeleri Kharitonov teoremi (Kharitonov, 1978) yöntemiyle Bölüm 5'te belirlenmiştir. Belirlenen gürbüz kararlılık bölgelerinden seçilen

test noktalarında benzetim çalışmaları yapılarak, sistemin frekans cevabında iyi bir dinamik performansa sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Bu tezde yapılan analizler ve sonuçlarla ilgili detaylı yorumlar aşağıda sıralanmıştır.

Haberleşme zaman gecikmeli MŞ sisteme eklenen EA veya DTC kontrolün, sistemin yük frekans kontrolündeki ağırlıkları paylaşım faktörü ile değiştirilerek bu değişimin sistemin kararlılığına etkileri incelenmiştir.

- 1) Haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemlere, EA veya DTC kontrol çevrimi eklenmesi ve katılım oranlarının artması durumunda sistemde meydana gelebilecek maksimum zaman gecikme değerleri artmaktadır. Bu durumda EA veya DTC'nin MŞ sisteme katılmaları ve frekans düzenlemedeki ağırlıklarının artması, sistemin dinamik ve kararlılığına olumlu etki ettiği gözlemlenmektedir.
- 2) Büyük bozucu etkiler karşısında belirlenen maksimum zaman gecikmeleri etrafında sistemin çalışması istenmez. Bundan dolayı GPM özellikleri dikkate alınarak zaman gecikmeleri hesaplanmıştır. GPM dikkate alındığı durumlarda sistemin gürbüz bir şekilde çalışmasına müsaade edilen zaman gecikme değerleri, maksimum zaman gecikme değerlerine göre azalmıştır. GPM özellikleri, MŞ sisteminin sadece kararlı olmasını değil aynı zamanda sönümleme, yerleşme süresi ve salınımlı olmayan davranışlar açısından da istenen dinamik performansa sahip olmasını sağlamaktadır.
- 3) QPmR algoritmasıyla elde edilen sanal kökler ve maksimum zaman gecikme değerleri, üstel terimin yok edilmesi ve Rekasius yerine koyma yöntemleri ile elde edilenlerle birebir örtüşmekte ve önerilen yöntemlerin etkinliğini ortaya koymaktadır.
- 4) Haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemlere, EA veya DTC kontrol çevrimi eklenmesi ve katılım oranlarının artması durumunda, kararlılık bölgeleri genişlemiş ve MŞ sistemin daha geniş bir PI denetleyici setinde çalışılmasına imkân tanımıştır. Dolayısıyla sistemin dinamiğine ve kararlılığına olumlu etkisi olmuştur. Ancak MŞ sistemde meydana gelebilecek zaman gecikme değerlerinin

artmasına göre elde edilen kararlılık bölgeleri küçülmüş ve zaman gecikmesinin artması sisteme olumsuz etki etmiştir. Ayrıca, GPM özellikleri dikkate alındığı durumlarda da kararlılık bölgelerinin küçüldüğü görülmektedir.

- 5) Belirlenen kararlılık bölgelerinden optimum denetleyici setinin belirlenmesi, AGM ve Z-N yöntemleriyle tespit edilmiştir. MŞ sistemin frekans cevabının tatmin edici bir dinamik performans sergilediği sonuçlardan görülmektedir.
- 6) Belirsiz parametrelerin olduğu zaman gecikmeli EA veya DTC kontrol çevrimi içeren MŞ sistemin kararlılık sorunlarının üstesinden gelmek için MŞ'nin gürbüzlüğünü ve dinamik performansını güvence altına alan gürbüz kararlılık bölgeleri Kharitonov teoremi ile belirlenmiştir. EA veya DTC'nin MŞ sisteme eklenmeleri ve katılım oranlarının artması gürbüz kararlılık bölgelerini arttırmıştır. Bu durum, MŞ sistemin kararlılığına olumlu etki etmektedir. Ancak, sistem parametrelerindeki belirsizliklerin artmasıyla gürbüz kararlılık bölgelerinin azaldığı gözlenmektedir. Gürbüz PI denetleyici değerleri, MŞ frekans yanıtlarının iyi bir performans sergilediğini kanıtlamaktadır.

Haberleşme zaman gecikmeli MŞ sistemde denetleyici olarak klasik PI yerine FOPI denetleyici kullanılması durumunun sistemin kararlılığına etkileri incelenmiştir.

- 1) İntegral denetleyicinin kesirli derecesinin etkisini görmek için GPM tabanlı kararlılık bölgeleri SBL yöntemi ile geniş ölçüde incelenmiştir. İntegral denetleyici derecesinin $\lambda < 1$ için etkisi, tamsayı dereceli PI denetleyiciyle karşılaştırıldığında MŞ sistemi için genel olarak daha büyük kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. MŞ sistemin daha geniş bir PI denetleyici setinde çalışılmasına imkân tanımıştır. Dolayısıyla sistemin dinamiğine ve kararlılığına olumlu etkisi olmuştur. Ayrıca, GPM özellikleri dikkate alındığı durumlarda da kararlılık bölgelerinin küçüldüğü görülmektedir.
- 2) Belirsiz parametrelerin olduğu zaman gecikmeli MŞ'nin kararlılık sorunlarının üstesinden gelmek için, MŞ'nin gürbüzlüğünü ve dinamik performansını güvence altına alan GPM tabanlı gürbüz kararlılık bölgeleri Kharitonov teoremi ile

belirlenmiştir. GPM tabanlı gürbüz PI denetleyici değerleri, frekans yanıtlarının iyi bir performans sergilediğini kanıtlamaktadır.

- 3) İntegral kontrolörün $\lambda < 1$ olan dereceleri gürbüz kararlılık bölgelerini arttırdığı ve böylece MŞ sisteminin gürbüzlük marjını önemli ölçüde artırdığı görülmektedir. Ayrıca sistem parametrelerindeki belirsizliklerin artmasıyla gürbüz kararlılık bölgelerinin azaldığı gözlenmektedir.
- 4) Zaman alanı (düzlemi) benzetim çalışmalarıyla yöntemin ve sonuçların doğruluğu kanıtlanmıştır.

Sonuç olarak, MŞ sistemlerde YFK yöntemlerinden DTC kontrol çevrimi ile EA'lar kıyaslanırsa DTC kontrol, hem zaman gecikmesi hem de denetleyici parametre uzayında daha esnek ve geniş parametreler sağlamıştır. Ayrıca FOPI denetleyiciler klasik PI denetleyicilere kıyasla daha esnek ve geniş skalada parametre sunmaktadır.

Mikro şebekelerin modellenmesi ve dinamiği konularında ileride yapılacak çalışmalarda MŞ sistemdeki EA toplayıcı veya DTC kontrol çevrimi sayısı arttırılarak maksimum zaman gecikme payları, kararlılık bölgeleri ve gürbüz kararlılık bölgeleri ile sistemin kararlılığına olan etkilerinin araştırılması planlanmaktadır. Ayrıca EA'ların ve DTC kontrolün aynı anda MŞ sisteme eklenmesi ve bu durumun analizinin yapılması planlanmaktadır. Diğer yandan MŞ sistemde ortaya çıkan zaman gecikmelerinin orantısız olması durumlarında kararlılık analizi yapılması planlanmaktadır. Yapılması düşünülen bu değişikliklerin sistem dinamiği ve frekansı üzerine etkileri araştırılıp kapsamlı bir kararlılık analizi yapılacaktır.

KAYNAKLAR

Ahumada C., Cardenas R., Saez D. and Guerrero J. M., ‘Secondary control strategies for frequency restoration in islanded microgrids with consideration of communication delays’, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 7(3), pp. 1430-1441, 2016.

Andreev, A. S., and Sedova, N. O., “The method of Lyapunov-Razumikhin functions in stability analysis of systems with delay”, *Automation and Remote Control*, 80(7), 1185-1229, 2019.

Arani, M. F. M., and Mohamed, Y., “Cooperative Control of Wind Power Generator and Electric Vehicles for Microgrid Primary Frequency Regulation”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, ss. 1-1, 2017.

Astekin D., Zaman gecikmeli sistemler için yeni bir kesirli dereceli PI ve PD kontrolör tasarım metodu, Yüksek Lisans Tezi, *Aydın Adnan Menderes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Aydın, 2022.

Ayasun, S., “Computation of time delay margin for power system small-signal stability,” *European Transactions on Electrical Power*, 19(7), 949-968, 2009.

Ayasun, S., Eminoğlu, U. and Sönmez, Ş., “Computation of Stability Delay margin of Time-Delayed Generator Excitation Control System with a Stabilizing Transformer”, *Mathematical Problems in Engineering*, 2014, 1-10, 2014.

Ayasun, S., and Nwankpa, C. O., “Impact of Demand Response on Stability Region of Single-Area LFC System with Communication Delay”, *2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Turkey, pp. 116-119, 30 November, 2017.

Ayasun, S., ve Sönmez, Ş., “Gain and phase margin based stability analysis of time delayed single area load frequency control system with fractional order PI controller”,

Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University, 34(2), 945-960, 2019.

Aydin, Ö., Sönmez, Ş., and Ayasun, S., “Delay Margin Computation of Generator Excitation Control System with Incommensurate Time Delays Using Critical Eigenvalue Tracing Method”, *In 2022 4th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM) IEEE*, Nevsehir, Turkey, 244-249, 14-17 June, 2022.

Babahajiani P., Shafiee Q., and Bevrani H., “Intelligent Demand Response Contribution in Frequency Control of Multi-Area Power Systems”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(2), 1282-1291, 2018.

Bessa, R. J. and Matos, M. A., “The role of an aggregator agent for EV in the electrical market,” *in Proc. 7th Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion*, Agia Napa, Cyprus, pp. 1-9, 07-10 Nov., 2010.

Bevrani, H., Ghosh, A., and Ledwich, G., “Renewable energy sources and frequency regulation: survey and new perspectives”, *IET Renewable Power Generation*, 4(5), 438-457, 2010.

Bevrani, H., Ise, T. and Miura, Y., ‘Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives’, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 54, pp. 244-254, 2014.

Bevrani, H., Feizi, M.R. and Ataee, S., ‘Robust Frequency Control in an Islanded Microgrid: H_∞ and μ -Synthesis Approaches’, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 7(2), pp. 706-717, 2016.

Chang, C.H. and Han, K.W., ‘Gain margins and phase margins for control systems with adjustable parameters’, *J. Guid. Control Dyn.*, 13(3), 404–408, 1990.

Chen, J., and Latchman, H. A., “Frequency sweeping tests for stability independent of delay”, *IEEE Transactions on automatic control*, 40(9), 1640-1645, 1995.

Chen, J., Gu, G. and Nett, C.N., “A new method for computing delay margins for stability of linear delay systems”, ***System and Control Letters***, 26, 101–117, 1995.

Chen, Y., Xu, P., Gu, J., Schmidt, F., & Li, W., “Measures to improve energy demand flexibility in buildings for demand response (DR): A review”, ***Energy and Buildings***, 177, 125-139, 2018.

Çelik, V., Özdemir, M.T. and Bayrak, G., ‘The effects on stability region of the fractional-order PI controller for one-area time-delayed load–frequency control systems’, ***Transactions of the Institute of Measurement and Control***, 39(10), pp. 1509-1521, 2017.

Çelik, V., Özdemir, V. and Lee, K.Y., ‘Effects of fractional-order PI controller on delay margin in single-area delayed load frequency control systems’, ***Journal of Modern Power Systems and Clean Energy***, 7(2), pp.380–389, 2019.

Dehkordi, N.M., Sadati, N. and Hamzeh M., ‘Distributed Robust Finite-Time Secondary Voltage and Frequency Control of Islanded Microgrids’, ***IEEE Transactions on Power Systems***, 32(5), pp. 3648-3659, 2017.

Delice, I. I., and Sipahi, R., “Delay-independent stability test for systems with multiple time-delays”, ***IEEE Transactions on Automatic Control***, 57(4), 963-972, 2011.

Dong, C., Jia, H., Xu, Q., Xiao, J., Xu, Y., Tu, P., Lin, P., Li, X. and Wang, P., “Time-delay stability analysis for hybrid Energy storage system with hierarchical control in DC micro-grids”, ***IEEE Transactions on Smart Grid***, 9(6), 6633-6645, 2018.

Eshraghi, A., Motalleb, M., Reihani, E., & Ghorbani, R., “Frequency regulation in Islanded microgrid using demand response”, ***2017 North American Power Symposium (NAPS)***, Morgantown, WV, USA, ss. 1-6, 17-19 September, 2017.

Fan, H., Jiang L. and Mao, C., “Frequency regulation of multi-area power systems with plug-in electric vehicles considering communication delays”, ***IET Generation, Transmission & Distribution***, 10(14), 3481-3491, 2016.

Fazelinia, H., Sipahi, R., and Olgac, N., “Stability robustness analysis of multiple time-delayed systems using “building block” concept”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(5), 799-810, 2007.

Franklin, R. V. R., and Abdul Kareem, P. F., “Frequency Regulation in Conventional, Deregulated and Microgrid Systems: A Review on Designs, Strategies, Techniques and Related Aspects”, *IETE Journal of Research*, 1-19, 2021.

Fu, P., Niculescu, S.I. and 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.

Gao, Q., Cai, J., Cepeda-Gomez, R., and Xu, W., “Improved frequency sweeping technique and stability analysis of the second-order consensus protocol with distributed delays”, *International Journal of Control*, 1-14, 2021.

Gidemen, G., ve Furat, M., “PID parametrelerinin ayarlama yöntemleri: 2. derece sistem modeline uygulanması ve karşılaştırmalı olarak değerlendirilmesi” *Çukurova Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 30(2), 355- 362, 2015.

Gu, L., Meng, J., Wang, X., and Sun, H., “Research On Voltage Regulation Strategy Of Multi-Terminal DC Distribution Network”, *In: 2021 IEEE 5th Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, Taiyuan, China, 961-965, 22-24 October, 2021.

Gu, K., Kharitonov, V.L. and Chen, J., Stability of Time Delay Systems, *Springer Science & Business Media*, Birkhauser Boston, MA, 2003.

Gungor, V. C., Sahin, D., Kocak, T., Ergut, S., Buccella, C., Cecati, C., and Hancke, G. P., “Smart grid technologies: Communication technologies and standards”, *IEEE transactions on Industrial informatics*, 7(4), 529-539, 2011.

Gungor, V. C., Sahin, D., Kocak, T., Ergut, S., Buccella, C., Cecati, C., and Hancke, G. P., “A survey on smart grid potential applications and communication requirements”, **IEEE Transactions on industrial informatics**, 9(1), 28-42, 2012.

Guo, J., Liu, W., Syed, F.R. and Zhang, J., ‘Reliability Assessment of a Cyber Physical Microgrid System in Island Mode’, **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, 5(1), pp. 46-55, 2019.

Gündüz, H., Sönmez, Ş., and Ayasun, S., “Comprehensive gain and phase margins based stability analysis of microgrid frequency control system with constant communication delays”, **IET Generation, Transmission and Distribution** 11(3), 719-729, 2017.

Gündüz, H., Zaman gecikmeli mikro şebekelerin kazanç ve faz payı tabanlı kararlılık analizi, Yüksek Lisans Tezi, **Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Niğde, 2017.

Gündüz, H., Sönmez, Ş. ve Ayasun, S., “Dinamik talep cevabı içeren haberleşme zaman gecikmeli mikro şebekenin kararlılık analizi”, **TOK2018 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı**, Kayseri, Türkiye, s. 183-188, 12-14 Eylül, 2018.

Gündüz, H., Sönmez, Ş., and Ayasun, S., “The Impact of Electric Vehicles Aggregator on the Stability Region of Micro-Grid System with Communication Time Delay”, **2019 IEEE Milan PowerTech Conference**, Milan, Italy, pp. 719- 729, 23-27 June, 2019a.

Gündüz, H., Ayasun, S. and Sönmez, Ş., “Gain and phase margins based stability analysis of micro grid systems with time delay by using Rekasius substitution”, **Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University**, 34(1), 553-567, 2019b.

Gündüz, H., Sönmez, Ş., and Ayasun, S., “Identification of gain and phase margins based robust stability regions for atime-delayed micro-grid system including fractional-order controller in presenceof renewable power generation”, **Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences**, 30(3), 1097-1114, 2022.

Green, R. C., Wang, H., L., and Alam, M., “The impact of plug-in hybrid electric vehicles on distribution networks: A review and outlook”, ***Renewable and Sustainable Energy Rev.*** 15(1), 544–553, 2011.

Habibi, F., Naghshbandy, A.H. and Bevrani H., “Robust voltage controller design for an isolated Microgrid using Kharitonov’s theorem and D-stability concept”, ***International Journal of Electrical Power & Energy Systems***, 44(1), pp. 656-665, 2013.

Hamamci, S.E. and Tan, N., ‘Design of PI controllers for achieving time and frequency domain specifications simultaneously’, ***ISA Transactions***, 45(4), 529-543, 2006.

Hamamci, S. E., and Koksai, M., “Calculation of all stabilizing fractional-order PD controllers for integrating time delays”, ***Computers and Mathematics with Applications***, 59(5), 1621-1629, 2010.

Han, S. and Sezaki, K., “Development of an optimal vehicle-to-grid aggregator for frequency regulation”, ***IEEE Transactions on Smart Grid***, 1, pp. 65-72, 2010.

Hatziargyriou, N., “Microgrids: an overview of ongoing research, development, and demonstration Project”, ***IEEE Power & Energy***, 5(4), 78-94, 2007.

Hatziargyriou, N., Microgrids: architecture and control, ***Wiley-IEEE Press***, 2014.

He, Y., Wang, Q.G., Xie, L.H. and Lin, C., “Further improvement of free-weighting matrices technique for systems with time-varying delay”, ***IEEE Transactions on Automatic Control***, 52(2), 293–299, 2007.

Heidary, J., Gheisarnejad, M., Rastegar, H., and Khooban, M. H., “Survey on microgrids frequency regulation: Modeling and control systems”, ***Electric Power Systems Research***, 213, 108719, 2022.

Hertz, D., Jury, E.I. and Zeheb. E., “Simplified analytic stability test for systems with commensurate time delays”, ***IEE Proceeding D-Control Theory and Applications***, 131(1), 52–54, 1984.

Hongjie, J., and Xiaodan, Y., “A simple method for power system stability analysis with multiple time delays”, *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, Pittsburgh, USA, s.1-7, 20-24 July, 2008.

Hua, C., Wang, Y., and Wu, S., “Stability analysis of micro-grid frequency control system with two additive time-varying delay” *Journal of the Franklin Institute*, 357(8), 4949-4963, 2020.

Jain, S., and Hote, Y. V., “Generalized active disturbance rejection controller design: Application to hybrid microgrid with communication delay”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 132, 107166, 2021.

Jain, S., and Hote, Y. V., “Design of Improved Nonlinear Active Disturbance Rejection Controller for Hybrid Microgrid With Communication Delay” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 13(2), 1101-1111, 2022.

Jampeethong, P., and Khomfoi, S., “Coordinated control of electric vehicles and renewable energy sources for frequency regulation in microgrid”, *IEEE Access*, 8, 141967-141976, 2020.

Jena, N. K., Sahoo, S., Nanda, A. B., Sahu, B. K., and Mohanty, K. B., “Frequency regulation in an islanded microgrid with optimal fractional order PID”, *In Advances in intelligent computing and communication*, 447-457, 2020.

Jia, H., Li, X., Mu, Y., Xu, C., Jiang, Y., Yu, X., Wu, J., and Dong, C., “Coordinated control for EV aggregators and power plants in frequency regulation considering time-varying delays”, *Applied Energy*, 210, pp. 1363-1376, 2018.

Jiang, L., Yao, W., Wu, Q.H., Wen, J.Y. and Cheng, S.J., “Delay-dependent stability for load frequency control with constant and time-varying delays”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 27(2), 932-941, 2012.

Katipoglu, D., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Stability delay margin computation of load frequency control system with demand response”, **1st Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)**, Nevşehir, Turkey, s.473-478, 12-15 June, 2019.

Katipoglu, D., Naveed, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “The effect of demand response control on stability delay margins of load frequency control systems with communication time delays”, **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, 29(3), 1383-1400, 2021.

Katipoğlu, D., Dinamik talep cevabı içeren yük frekans kontrol sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi ve gürbüz denetleyici tasarımı, Doktora Tezi, **Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Niğde, 2021.

Kaur, A., Kaushal, J. and Basak, P., ‘A review on microgrid central controller’, **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 55, 338–345, 2016.

Kempton, W.. and Letendre, S., “Electric vehicles as a new power source for electric utilities,” *Transp. Res. Part D*, vol. 2, no. 3, pp.157-175. Sep. 1997.

Kerdphol, T., Rahman, F.S.and Mitani, Y., ‘Virtual inertia control application to enhance frequency stability of interconnected power systems with high renewable energy penetration’, **Energies**, 11, 981, 2018.

Khalil, A., Rajab, Z., Alfergani, A., and Mohamed, O. “The impact of time delay on load frequency control system in microgrid with plug-in electric vehicles”, **Sustainable cities and society**, 35, 365-377, 2017.

Khalil, A., and Rajab, Z., “Load frequency control system with smart meter and controllable loads”, **In 2017 8th international renewable energy congress (IREC) IEEE**, Amman, Jordan, pp. 1-6, 21-23 March, 2017.

Khalil, A., and Swee Peng, A., “An accurate method for delay margin computation for power system stability”, **Energies**, 11(12), 3466, 2018a.

Khalil, A., and Swee Peng, A., “Delay margin computation for load frequency control system with plug-in electric vehicles”, *International Journal of Power and Energy Systems*, 38(3), 1-17, 2018b.

Khalil, A. and Laila, D. S., “An Accurate Method for Computing the Delay Margin in Load Frequency Control System with Gain and Phase Margins”, *Energies*, 15(9), 3434, 2022.

Kharitonov, V.L., “Asymptotic stability of an equilibrium position of a family systems of linear differential equations”, *Differential'nye Uraveniya*, 14(11), 2086–2088, 1978.

Khayyer, P. and Ozguner, U., “Decentralized control of large-scale storage-based renewable energy systems”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5, 1300-1307, 2014.

Khooban, M. H., “Secondary load frequency control of time-delay stand-alone microgrids with electric vehicles”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9), 7416-7422, 2017.

Khooban, M. H., Niknam, T., Blaabjerg, F. and Dragicevic, T., “A new load frequency control strategy for micro-grids with considering electric vehicles,” *Electric Power Systems Research*, vol. 143, pp. 585-598, 2017.

Khooban, M.H., Niknam, T., Shasadeghi, M., Dragicevic, T. and Blaabjerg, F., "Load Frequency Control in Microgrids Based on a Stochastic Non- Integer Controller", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 9(2), pp. 853-861, 2018.

Kiliç, H., Khaki, B., Gümüş, B., Yilmaz, M., and Asker, M. E., “Stability Analysis of Islanded Microgrid with EVs”, in *2018 Smart Grid Conference (SGC)*, Sanandaj, Iran, pp. 1–5, 28-29 November, 2018.

Ko, K.S. and Sung, D.K., “The effect of EV aggregators with time-varying delays on the stability of a load frequency control system”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(1), 669-679, 2017.

Kolmanovskii, V. B., “On the Liapunov-Krasovskii functionals for stability analysis of linear delay systems”, ***International Journal of Control***, 72(4), 374-384, 1999.

Kottick, D., Blau, M. and Edelstein, D., “Battery energy storage for frequency regulation in an island power system”, ***IEEE Trans. Energy Convers.*** 8(3), 455-459, 1993.

Kozhushko, Y., Pavković, D., Karbivska, T., Safronov, P. and Bondarenko, O., “Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System Using Kharitonov Theorem”, ***International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)***, Setubal, Portugal, 2020.

Kumar, B. S., and Mishra, S., “AGC for distributed generation”, ***Proc. of IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, (ICSET)***, Singapore, pp. 89–94, 24-27 November, 2008.

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

Lamba, R., Singla, S.K. and Sondhi, S., ‘Design of Fractional Order PID Controller for Load Frequency Control in Perturbed Two Area Interconnected System’, ***Electric Power Components and Systems***, 47(11-12), pp. 998–1011, 2019.

Latif, A., Das, D.C., Ranjan, S. and Barik, A.K., "Comparative performance evaluation of WCA-optimised non-integer controller employed with WPG–DSPG–PHEV based isolated two-area interconnected microgrid system", ***IET Renewable Power Generation***, 13(5), pp. 725-736, 2019.

Lee, D. and Wang, L., “Small-signal stability analysis of an autonomous hybrid renewable energy power generation/energy storage system part I: time-domain simulations”, ***IEEE Trans. Energy Convers.*** 23(1), 311-320, 2008.

Li, X., Song, Y. J., and Han, S. B., “Frequency control in micro-grid power system combined with electrolyzer system and fuzzy PI controller”, ***Journal of Power Sources***, 180(1), 468–475, 2008.

Li, G. and Zhang, X., “Modeling of plug-in hybrid electric vehicle charging demand in probabilistic power flow calculations”, *IEEE Trans. Smart Grid* 3(1), 492–499, 2012.

Liserre, M., Sauter, T., and Hung, J. Y., “Future energy systems: Integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics”, *IEEE industrial electronics magazine*, 4(1), 18-37, 2010.

Liu, H., Hu, Z. C., Song, Y. H., and Lin, J., “Decentralized vehicle-to-grid control for primary frequency regulation considering charging demands,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 28, no. 3, pp. 3480–3489, Aug. 2013.

Liu, S., Wang, X. and Liu, P.X., ‘Impact of Communication Delays on Secondary Frequency Control in an Islanded Microgrid’, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62, (4), pp. 2021-2031, 2015.

Liu, H., Qi, J., Wang, J., Li, P., Li, C., and Wei, H., “EV dispatch control for supplementary frequency regulation considering the expectation of EV owners”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(4), 3763-3772, 2016.

Liu, K., Seuret, A., Xia, Y., Gouaisbaut, F. and Ariba, Y., “Bessel-Laguerre inequality and its application to systems with infinite distributed delays”, *Automatica*, 109, 108562, 2019.

Liu, K., He, J., Luo, Z., Shen, X., Liu, X., and Lu, T., “Secondary frequency control of isolated microgrid based on LADRC”, *IEEE Access*, 7, 53454-53462, 2019a.

Lou, G., Gu, W., Xu, Y., Jin, W. and Du, X., ‘Stability Robustness for Secondary Voltage Control in Autonomous Microgrids With Consideration of Communication Delays’, *IEEE Transactions on Power Systems*, 33, (4), pp. 4164-4178, 2018.

Louisell, J. “A matrix method for determining the imaginary axis eigenvalues of a delay system”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 46(12), 2008–2012, 2001.

Lucas, K.E., Pagano, D.J., Vaca-Benavides, D.A., Garcia-Arcos, R., Rocha, E.M., Medeiros, R.L.P. and Rios, S.J., “Robust Control of Interconnected Power Electronic Converters to Enhance Performance in dc Distribution Systems: A case of study”, ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 36(4), 4851-4863, 2021.

Luo, X., Xia, S. and Chan, K.W. “A decentralized charging control strategy for plug-in electric vehicles to mitigate wind farm intermittency and enhance frequency regulation”, ***Journal of Power Sources***, 248(0), 604 – 614, 2014.

Macana C. A., Mojica-Nava E., Quijano N., “Time-delay effect on load frequency control for microgrids”, ***In 2013 10th IEEE international conference on networking, sensing and control (ICNSC) IEEE***, Evry, France, 544-549, 10-12 April, 2013.

Malek, S., Khodabakhshian, A., and Hooshmand, R., “A New Robust Load Frequency Controller for Electric Vehicle Aggregators”, ***Journal of Operation and Automation in Power Engineering***, 11(2), 83-93, 2023.

Malleshham, G., Mishra, S. and Jha, A. N., “Ziegler-Nichols based Controller Parameters Tuning for Load Frequency Control in a Microgrid”, ***2011 International Conference on Energy, Automation and Signal***, Odisha, India, 28-30 Dec. 2011, pp. 1–8, 2011.

Mariam, L., Basu, M., and Conlon, M. F., “Microgrid: Architecture, policy and future trends”, ***Renewable and Sustainable Energy Reviews***, 64, 477-489, 2016.

Marchese, K., Pourmousavi, S. A., and Nehrir, M. H., “The application of demand response for frequency regulation in an islanded microgrid with high penetration of renewable generation”, ***In 2013 North American Power Symposium (NAPS) IEEE***, Manhattan, KS, USA, pp. 1-6, 22-24 September, 2013.

Mary, T.J. and Rangarajan, P., “Delay-dependent stability analysis of microgrid with constant and time-varying communication delays”, ***Electric Power Components and Systems***, 44(13), 1441-1452, 2016.

Masuta, T. and Yokoyama, A. “Supplementary load frequency control by use of a number of both electric vehicles and heat pump water heaters”, *IEEE Trans. Smart Grid* 3, 1253–1262, 2012.

Matsubara, M., Fujita, G., Shinji, T., Sekine, T., Akisawa, A., Kashiwagi, T. and Yokoyama, R., ‘Supply and demand control of dispersed type power sources in micro grid’, *International Conference on, Intelligent Systems Application to Power Systems (ISAP)*, Arlington, VA, US, 6(10), 67–72, November 2005.

Medina, J., Nelson M., and Ilya R., "Demand response and distribution grid operations: Opportunities and challenges", *IEEE Transactions on Smart Grid*, 1(2), 193-198, 2010.

Moghadam, M. R. V., Ma, R. T., and Zhang, R., “Distributed frequency control in smart grids via randomized demand response”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(6), 2798-2809, 2014.

Mu, Y., Wu, J., Ekanayake, J., Jenkins, N. and Jia, H., “Primary frequency response from electric vehicles in the Great Britain power system”, *IEEE Trans Smart Grid* 4(2), 1142-1150, 2013.

Naduvathuparambil, B., Valenti, M. C. and Feliachi, A., “Communication delays in wide area measurement systems”, *Thirty-Fourth Southeastern Symposium on System Theory*, Alabama, Huntsville, USA, s. 118-122, 19-19 March, 2002.

Naveed, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Identification of stability delay margin for load frequency control system with electric vehicles aggregator using rekasius substitution”, *2019 IEEE Milan PowerTech.*, Milan, Italy, s.1-6, 23-27 June, 2019.

Naveed, A., Elektrikli araç grupları içeren yük frekans kontrol sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi ve gürbüz denetleyici tasarımı, Doktora Tezi, *Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Niğde, 2021.

Nayeripour, M., Hoseintabar, M., and Niknam, T., “Frequency deviation control by coordination control of FC and double-layer capacitor in an autonomous hybrid

renewable energy power generation system”, **Renewable Energy**, 36(6), 1741-1746, 2011.

Nezhad, M.A. and Bevrani, H., “Frequency control in an islanded hybrid microgrid using frequency response analysis tools,” **IET Renew. Power Gener.**, 12(2), pp. 227-243, 2018.

Olgac, N. and Sipahi, R., ‘An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time-invariant (LTI) systems’, **IEEE Transactions on Automatic Control**, 47(5), 793–797, 2002.

Olgac, N., and Sipahi, R., “The cluster treatment of characteristic roots and the neutral type time-delayed systems”, **J. Dyn. Sys., Meas., Control.**, 127(1), 88-97, 2005.

Olgac, N. and Sipahi, R., “A practical method for analyzing the stability of neutral type LTI-time delayed systems,” **Automatica**, 40(5), 847-853, 2004.

Onat, C., “A new concept on PI design for time delay systems: weighted geometrical center,” **International journal of innovative computing, information & control**, 9(4), pp. 1539-1556, 2013.

Oncel, S. S., “Green energy engineering: Opening a green way for the future”, **Journal of Cleaner Production**, 142, 3095-3100, 2017.

Özdemir, M.T., " The effects of the FOPI controller and time delay on stability region of the fuel cell microgrid", **International Journal of Hydrogen Energy**, 45(60), pp. 35064-35072, 2020.

Özyetkin, M. M., Onat C. and Tan N., “PI-PD controller design for time delay systems via the weighted geometrical center method”, **Asian Journal of Control**, 22(3),1811–1826, 2019.

Pakzad M. A., Nekoui M.A., “Stability map of multiple time delayed fractional order systems”, **International Journal of Control, Automation and Systems**, 12 (1), 37-43, 2014.

Pekaş, L., and Gao, Q., “Spectrum analysis of LTI continuous-time systems with constant delays: A literature overview of some recent results”, *IEEE Access*, 6, 35457-35491, 2018.

Peças Lopes, J. A., Rocha Almeida, P. M., and Soares, F. J., “Using vehicle to grid to maximize the integration of intermittent renewable energy resources in Islanded electric grids”, in *Proc. Int. Conf. Clean Electr. Power Renew. Energy Res.* Impact, Capri, Italy, pp. 290–295, Jun. 2009.

Pillai, J. and Bak-Jensen, B., “Integration of vehicle-to-grid in the western Danish power system,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, 2(1), pp. 12-19, 2011.

Pourmousavi, S. A., and Nehrir, M. H., “Demand response for smart microgrid: Initial results”, in *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)*, pp. 1-6, Anaheim, CA, USA, 17-19 January, 2011.

Pourmousavi, S. A., Nehrir M. H., and Sastry C., "Providing ancillary services through demand response with minimum load manipulation", *North American Power Symposium (NAPS), 2011. IEEE*, 2011.

Pourmousavi, S. A. and Nehrir M. H., "Introducing dynamic demand response in the LFC model." *IEEE Transactions on Power Systems*, 29(4) 1562-1572, 2014.

Qi, X., Bai, Y., Luo, H., Zhang, Y., Zhou, G., and Wei, Z., “Fully-distributed load frequency control strategy in an islanded microgrid considering plug-in electric vehicles”, *Energies*, 11(6), 1613, 2018.

Rajesh, K. S., Dash, S. S., and Rajagopal, R., “Load frequency control of microgrid: A technical review”, *Green Buildings and Sustainable Engineering*, 115-138, 2020.

Rekasius, Z.V., ‘A stability test for systems with delays’. in *Proceedings of Joint Automatic Control Conference*, San Francisco, CA, US, pp. 13–15, August 1980.

Richardson, P., Flynn, D. and Keane, A., “Optimal charging of electric vehicles in low-voltage distribution systems”, *IEEE Trans. Power Syst.*, 27(1), 268–279, 2012.

Raouf, B., Akbarimajd, A., Dejamkhooy, A. and SeyedShenava, S., ‘Robust distributed control of reactive power in a hybrid, wind diesel power system with STATCOM’, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 29(4), pp. 1-18, 2018.

Saadat, H., Power System Analysis, *McGraw-Hill Inc.*, New York, 1999

Sadati, S. M. B., Moshtagh, J., Shafie-khah, M., and Catalão, J. P., ‘Smart distribution system operational scheduling considering electric vehicle parking lot and demand response programs’, *Electric Power Systems Research*, 160 404-418, 2018.

Saidur, R., Rahim, N. A., Islam, M. R. and Solangi, K. H., “Environmental impact of wind energy”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(5), 2423–30, 2011.

Sanki, P., Basu, M., and Pal, P. S., “Stability analysis of electric vehicle integrated microgrid for power frequency balance”, *In 2020 VLSI Device Circuit and System (VLSI DCS) IEEE*, Kolkata, India, pp. 1-5, 18-19 July, 2020.

Sao, C. K., and Lehn, P. W., “Control and power management of converter fed microgrids”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 23(3), 1088-1098, 2008.

Saxena, A., Shankar, R., Parida, S. K., and Kumar, R., “Demand Response Based Optimally Enhanced Linear Active Disturbance Rejection Controller for Frequency Regulation in Smart Grid Environment”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 58(4), 4337–4349, 2022.

Sen, S., and Kumar, V., “Microgrid control: A comprehensive survey”, *Annu. Rev. Control*, 45, 118–151, 2018.

Seuret, A., Gouaisbaut, F., and Baudouin, L., “D1. 1-Overview of Lyapunov methods for time-delay systems”, *Rapport LAAS n16308*, LAAS-CNRS, 2016.

Shafiee, Q., Guerrero, J.M. and Vasquez, J.C., ‘Distributed Secondary Control for Islanded Micro Grids - A Novel Approach’, *IEEE Transactions on Power Electronic*, 29, (2), pp. 1018-1031, 2012.

Shahgholian, G., “A brief review on microgrids: Operation, applications, modeling, and control”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 31(6), 12885, 2021.

Sharma, J., Hote, Y.V. and Prasad, R., ‘PID controller design for interval load frequency control system with communication time delay’, *Control Engineering Practice*, 89, 154-168, 2019.

Shimizu, K., Masuta, T., Ota, Y. and Yokoyama, A., “Load frequency control in power system using vehicle-to-grid system considering the customer convenience of electric vehicles”, *in Power System Technology (POWERCON)*, Hangzhou, China, s. 1-8, 24-28 Oct., 2010.

Siano, P., “Demand response and smart grids—A survey”, *Renewable and sustainable energy reviews*, 30, 461-478, 2014.

Simulink, Simulation and Model-Based Design, Natick, *MathWorks*, MA, USA, 2017.

Simulink: ‘Model-based and system-based design, Using Simulink’, *Natick:MathWorks*, 2019.

Sipahi, R., and Olgac, N., “Degenerate cases in using the direct method”, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 125(2), 194-201, 2003.

Sipahi, R., and Olgac, N., “A comparative survey in determining the imaginary characteristic roots of LTI time delayed systems”, *IFAC Proceedings Volumes*, 38(1), 390-399, 2005.

Sipahi, R., and Delice, I. I., “Advanced clustering with frequency sweeping methodology for the stability analysis of multiple time-delay systems”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 56(2), 467-472, 2010.

Sondhi, S. and Yogesh, V., 'Hote Fractional order PID controller for load frequency control' *Energy Conversion and Management*, 85, pp. 343-353, 2014.

Sondhi, S. and Hote, Y.V., 'Fractional order PID controller for perturbed load frequency control using Kharitonov's theorem', *Electrical Power and Energy Systems*, 78, pp. 884-896, 2016.

Sönmez, Ş., Ayasun, S. and Eminoğlu, U., 'Computation of Time Delay Margins for Stability of a Single-Area Load Frequency Control System with Communication Delays', *Wseas Transactions On Power Systems*, 9, 67-76, 2014.

Sönmez, Ş. and Ayasun, S., 'Stability region in the parameter space of PI controller for a single-area load frequency control system with time delay', *IEEE Transactions on Power System*, 31(1), 829–830, 2016.

Sönmez, Ş., Ayasun, S. and Nwankpa, C.O., 'An exact method for computing delay margin for stability of load frequency control systems with constant communication delays', *IEEE Transactions on Power System*, 31(1), 370–377, 2016.

Sönmez, Ş., Zaman gecikmeli elektrik güç sistemlerinin kararlılık analizi, Doktora Tezi, *Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Niğde, 2017.

Sönmez, Ş., 'Computation of stability regions for load frequency control systems including incommensurate time delays', *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 27(6), 4596 – 4607, 2019.

Söylemez, M. T., Munro, N., and Baki, H., "Fast calculation of stabilizing PID controller", *Automatica*, 39(1), 121–126, 2003.

Strbac, G., "Demand side management: Benefits and challenges", *Energy policy*, 36(12) 4419-4426, 2008.

Su, J.H., "The asymptotic stability of linear autonomous systems with commensurate time delays", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 40(6), 1114-1117, 1995.

Tan, N., “Computation of stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay”, **ISA Transaction** 44(2), 213-223, 2005.

Tan, N., Kaya, I., Yeroglu, C., and Atherton, D. P., “Computation of stabilizing PI and PID controllers using the stability boundary locus,” **Energy Conversion and Management**, 47(18-19), 3045-3058, 2006.

Tan, N., “Computation of stabilizing PI and PID controllers”, **International Journal of Control, Automation and Systems**, 7(2), 175-184, 2009.

Tepljakov A., Petlenkov, E. and Belikov, J., ‘FOMCON: a MATLAB toolbox for fractional-order system identification and control’, **International Journal of Microelectronics and Computer Science**, 2(2), pp. 51–62, 2011.

Tsai, S. H., Wu, Y. K., and Lee, C. Y., “A critical eigenvalues tracing method for the small signal stability analysis of power systems”, **Energy and Power Engineering**, 5(4), 677-682, 2013.

Vandoorn, T. L., De Kooning, J. D., Meersman, B., and Vandevelde, L., “Communication-based secondary control in microgrids with voltage-based droop control”, **Proc. of transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D) 2012 IEEE PES**, Orlando, FL, pp. 1-6, 07-10 May, 2012.

Veronica, A. J., and Kumar, N. S., “Internal model based load frequency controller design for hybrid microgrid system”, **Energy Procedia**, 117, 1032-1039, 2017.

Veronica, A.J.S.J., Kumar, N.S. and Gonzalez-Longatt, F., ‘Robust PI controller design for frequency stabilisation in a hybrid microgrid system considering parameter uncertainties and communication time delay’, **IET Generation, Transmission & Distribution**, 13(14), 3048 – 3056, 2019.

Vyhlídal, T. and Zítek, P., “Mapping based algorithm for large-scale computation of quasi-polynomial zeros”, **IEEE Transactions Automatic Control**, 2054(1), 171-177, 2009.

Walton, K.E. and Marshall, J.E., ‘Direct method for TDS stability analysis’, **IEE Proceeding Part D**, 134(2), 101–107, 1987.

Wang, J., Tse, N. and Gao, Z., ‘Synthesis on-PI-based pitch controller of large wind turbine generator’, **Energy Conversion and Management**, 52(2), 1288–1294, 2011.

Wu, M., He, Y., She, J.H., and Liu, G. P., “Delay-dependent criterion for robust stability of time-varying delay systems”, **Automatica**, 40(8), 1435–1439, 2004a

Xu, S.Y. and Lam, J., “On equivalence and efficiency of certain stability criteria for time-delay systems”, **IEEE Trans. Automatic Control**, 52(1), 95–101, 2007.

Yamashita, D. Y., Vechiu, I., and Gaubert, J. P., “A review of hierarchical control for building microgrids”, **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 118, 109523, 2020.

Yammahi, H. Al, and Ai-Hinai, A., “Intelligent frequency control using optimal tuning and demand response in an AC microgrid”, **Solar Energy and Building (ICSoEB) International Conference 2015**, Sousse, Tunisia, 1–5, 20–21 January, 2015.

Yıldırım, B. and Khooban M.H., " Enhancing stability region of time-delayed smart power grids by non-integer controllers" **International Journal of Energy**, 45(1), pp. 541-553, 2020.

Zamora, R.A. and Srivastava, K., ‘Controls for micro-grids with storage: review, challenges, and research needs’, **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 14(7), 2009–2018, 2010.

Zeng, H.B., Liu X.G. and Wang, W., “A generalized free-matrix-based integral inequality for stability analysis of time-varying delay systems”, **Applied Mathematics and Computation**, 354, 1-8, 2019.

Zhang, C.K., Jiang, L., Wu, Q.H., He, Y. and Wu, M., “Delay-dependent robust load frequency control for time delay power systems”, **IEEE Transactions on Power Systems**, 28(3), 2192-2201, 2013.

Zhou, B., Yao, F., Littler, T. and Zhang, H., “An electric vehicle dispatch module for demand-side energy participation”, *Appl. Energy*, 177, 464–474, 2016.

Ziegler, J. G. and Nichols N. B., “Optimum settings for automatic controllers,” *Trans. ASME*, 64, pp. 759-768, 1942.



ÖZ GEÇMİŞ

Hakan GÜNDÜZ [] doğdu. İlk, orta ve lise öğretimini [] tamamladı. [] yılında kazandığı [] Mühendisliği Bölümü'nden Haziran [] mezun oldu. [] Dumlupınar Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine başladı. [] Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Enerji Tesisleri Anabilim Dalı'na araştırma görevlisi olarak atandı. 2015 yılında Niğde (Ömer Halisdemir) Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine yeniden başladı ve Temmuz 2017'de yüksek lisans öğrenimini bitirdi. Ağustos 2017'de Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde doktora öğrenimine başladı. Eylül 2019'da Sinop Üniversitesi Boyabat Meslek Yüksekokulu'nda öğretim görevlisi olarak çalışmaya başladı ve halen burada görev yapmaktadır. Ana bilim dalındaki çalışma alanları, elektrikli araç ve dinamik talep cevabı içeren zaman gecikmeli mikro şebeke sistemlerin kararlılık analizi ve PI denetleyici tasarımıdır.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

Bu tez çalışmasından, 1 (bir) adet uluslararası makale, 2 (iki) adet uluslararası bildiri ve 1 (bir) adet ulusal bildiri üretilmiştir. Bu çalışmalara ait bilgiler aşağıda sunulmuştur.

SCI/SCI-E kapsamında taranan dergilerde yapılan yayınlar:

1. Gündüz, H., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Identification of gain and phase margins based robust stability regions for a time-delayed micro-grid system including fractional-order controller in presence of renewable power generation”, ***Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences***, 30(3), 1097-1114, 2022

Uluslararası konferanslarda sunulan ve bildiri kitabına basılan bildiriler:

1. Gündüz, H., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Tuning of Controller Parameters for Time-Delayed Micro-Grid System Including Electric Vehicle”, ***2nd Global Power, Energy and Communication Conference (IEEE GPECOM2020)***, Nevşehir, Turkey, s. 232-237, 20-23 October, 2020.
2. Gündüz, H., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “The impact of electric vehicles aggregator on the stability region of micro-grid system with communication time delay”, ***In 2019 IEEE Milan PowerTech***, Milan, Italy, s. 1-6, 23-27 June, 2019.

Ulusal konferanslarda sunulan ve bildiri kitabına basılan bildiriler:

1. Gündüz, H., Sönmez, Ş. ve Ayasun, S., “Dinamik talep cevabı içeren haberleşme zaman gecikmeli mikro şebekenin kararlık analizi”, ***TOK2018 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı***, Kayseri, Türkiye, s. 183-188, 12-14 Eylül, 2018.

