



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

AKILLI ŞEBEKELERDE YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN
MODERN YÖNTEMLERİN KULLANILMASI VE
GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

ALPEREN SARI

Şubat 2023

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

AKILLI ŞEBEKELERDE YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN
MODERN YÖNTEMLERİN KULLANILMASI VE
GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

ALPEREN SARI

Doktora Tezi

Danışman

Doç. Dr. Yasin KABALCI

Doç. Dr. Şahin SÖNMEZ

Şubat 2023

Alperen SARI tarafından **Doç. Dr. Yasin KABALCI** ve **Doç. Dr. Şahin SÖNMEZ** danışmanlığında hazırlanan “**AKILLI ŞEBEKELERDE YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN MODERN YÖNTEMLERİN KULLANILMASI VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI**” 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. Yasin KABALCI, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Üye : Doç. Dr. Emrah ZERDALI, Ege Üniversitesi

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Kamil 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. Mustafa KARATEPE
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.



Alperen SARI

ÖZET

AKILLI ŞEBEKELERDE YÜK FREKANS KONTROLÜ İÇİN MODERN YÖNTEMLERİN KULLANILMASI VE GÜRBÜZ DENETLEYİCİ TASARIMI

SARI, Alperen

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman

: Doç. Dr. Yasin KABALCI

Doç. Dr. Şahin SÖNMEZ

Şubat 2023, 193 sayfa

Günümüz ve yakın gelecekte Elektrikli Araçların (EA) yaygınlığı artacağından, EA'ların akıllı şebekelere entegrasyonu giderek daha önemli ve dikkat çekici bir hal almaktadır. Bu sebeple, akıllı şebekelerin frekans regülasyonuna ve esnekliğine katkıda bulunmak amacıyla EA toplayıcıların bir ve çok bölgeli geleneksel Yük Frekans Kontrol (YFK) sistemlerine kaynak olarak dâhil edilmesine bu tez çalışmasında yer verilmiştir. Başta akıllı şebekelerdeki dijitalleşme ihtiyaçları olmak üzere birçok farklı sebepten sistemde meydana gelen zaman gecikmelerinin etkisini de inceleyebilmek için frekans düzlemi yöntemlerinden olan ve orantılı zaman gecikmesi durumunda kullanılan üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hem orantılı hem de orantısız zaman gecikmeleri durumunda da kullanılabilen Frekans Tarama Yöntemi ile İleri Kümelenme (ACFS) yöntemi, ilgilenilen sistemin kararlılığını koruyabildiği zaman gecikmesi paylarının hesaplanmasında kullanılmıştır. Tezin devamında ise klasik PI ve kesir dereceli PI denetleyici kararlılık bölgeleri, parametre uzayında kararlılık sınır eğrisi yöntemi ile elde edilmiştir. Ayrıca, denetleyicilerin çeşitli parametrik belirsizliklere ve bozunumlara karşı gürbüzlüğü garantilemek için genelleştirilmiş Kharitonov teoreminden faydalanılmıştır.

Anahtar Sözcükler: Akıllı şebeke, frekans regülasyonu, esneklik, EA toplayıcı, yük frekans kontrol sistemi, zaman gecikmesi, ACFS yöntemi, kararlılık bölgesi, genelleştirilmiş Kharitonov teoremi

SUMMARY

USING MODERN METHODS FOR LOAD FREQUENCY CONTROL IN SMART GRIDS AND THE DESIGN OF ROBUST CONTROLLERS

SARI, Alperen

Nigde Omer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor

: Associate Professor Yasin KABALCI

Associate Professor Şahin SÖNMEZ

February 2023, 193 pages

The integration of Electric Vehicles (EVs) into smart grids is getting attention as EVs become increasingly widespread, and this trend is expected to continue in the near future. Thus, this thesis examines the integration of EV aggregators as a source into one- and multi-area traditional Load Frequency Control (LFC) systems to contribute to the frequency regulation and flexibility of smart grids. To investigate the effect of time delays caused by various communication needs, particularly digitalization in smart grids, two frequency domain methods have been used to calculate the time delay margins at which the system can maintain its stability. These methods are the direct method, which can be used in cases of commensurate time delays, and the Advanced Clustering with Frequency Sweeping (ACFS) method, which can be used in both commensurate and incommensurate time delay cases. In the thesis, the stability boundary locus approach is also utilised to obtain the stability regions on the controller parameter space of classical PI and fractional order PI controllers. In addition, the generalised Kharitonov theorem is employed to guarantee the robustness of the controllers against various parametric uncertainties and perturbations.

Keywords: EV aggregators, load frequency control, frequency regulation, flexibility, smart grid, time delay, ACFS method, stability regions, generalised Kharitonov theorem

ÖN SÖZ

Doktora tez çalışmalarım boyunca bilgi ve tecrübesi ile beni yönlendiren, her tür konuda yardım ve desteklerini esirgemeyen ve çalışmalarına yön veren değerli tez danışmanım Doç. Dr. Yasin KABALCI'ya sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Tüm tez süreci boyunca yaptıkları yön verici yorumları ve değerli katkıları ile tezin son halini almasında katkılarından dolayı Prof. Dr. Saffet AYASUN'a, Prof. Dr. Ersan KABALCI'ya, Doç. Dr. Emrah ZERDALI'ye ve tez ikinci danışmanım Doç. Dr. Şahin SÖNMEZ'e şükranlarımı sunarım.

Bu tezi, bu günlere gelmemde maddi ve manevi her türlü desteklerini esirgemeyen ve yanımda olan babam Cemal SARI, annem Emriye SARI, kardeşlerim Aybala SARI ve Kerimay SARI'ya ithaf ediyorum.

Doktora çalışmalarım boyunca 1649B031805253 başvuru numarasıyla “2211-A Genel Yurt İçi Doktora Burs Programı” ile tez çalışmalarına destek olan TÜBİTAK kurumuna da destekleri dolayısıyla ayrıca teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
SİMGE VE KISALTMALAR	xv
BÖLÜM I GİRİŞ	1
1.1 Türkiye ve Dünya’da YEK’lere Yönelik Talep ve Frekans Kararlılığına Etkileri.....	3
1.2 Hiyerarşik Kontrol Katmanları ve Yük Frekans Kontrol Sistemi.....	8
1.3 Bazı Elektrik Şebekesi Çöküşü Vakaları Yardımıyla YFK Sisteminde Karşılaşılabilecek Sorunların İncelenmesi.....	12
1.4 Frekans Kararlılığını Artırmaya Yönelik Modern Yaklaşımlar.....	18
1.5 Türkiye ve Dünya’da EA’lara Olan Talep	22
BÖLÜM II LİTERATÜR ÖZETİ	28
2.1 YFK Sistemi için Denetleyici Tasarım Yaklaşımları	29
2.2 Dinamik Sistemlerde Zaman Gecikmesi Etkileri.....	33
2.3 Zaman Gecikmeli YFK/YFK-EA Sistemleri Üzerine Literatür Özeti.....	40
BÖLÜM III ZAMAN GECİKMELİ YFK-EA SİSTEMİ DİNAMİK MODELİ	48
3.1 YFK-EA Sistem Dinamikleri.....	48
3.1.1 KDPI denetleyici yapısı ve YFK-EA sistem modeline dâhil edilmesi.....	49
3.1.2 EA toplayıcıların geleneksel YFK sistem modeline dâhil edilmesi	52
3.1.3 Şebeke ile senkronize olmayan rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı enerji üretim kaynaklarının YFK-EA sistemine etkisi.....	55
3.1.4 Geleneksel YFK sistemi bileşenleri ve dinamik modelleri	56
3.2 Bir Bölge YFK-EA Modeli.....	64
3.2.1 Durum I: EA toplayıcı dâhil edilen, YEK dâhil edilmeyen YFK-EA modeli ..	64
3.2.2 Durum II: EA toplayıcı ve YEK dâhil edilen YFK-EA modeli.....	66
3.3 İki Bölge YFK-EA Modeli.....	68
3.3.1 Durum I: EA toplayıcı dâhil edilen, YEK dâhil edilmeyen YFK-EA modeli ..	69

3.3.2 Durum II: EA toplayıcı ve YEK dâhil edilen YFK-EA modeli.....	72
BÖLÜM IV TEK VE ORANTILI ZAMAN GECİKMESİ İÇEREN YFK-EA SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ: ÜSTEL TERİMİN ELİMİNASYONU YÖNTEMİ.....	76
4.1 Üstel Terimin Eliminasyonu Yönteminin Kesir Dereceli ve Tek Zaman Gecikmesi İçeren Sistemlere Uygulanması	77
4.2 Üstel Terimin Eliminasyonu Yönteminin Kesir Dereceli ve Orantılı Zaman Gecikmesi İçeren Sistemlere Uygulanması	82
4.3 Sonuçlar	84
4.3.1 Teorik sonuçlar	84
4.3.2 Teorik sonuçların doğrulanması	87
BÖLÜM V ORANTISIZ ZAMAN GECİKMESİ İÇEREN YFK-EA SİSTEMİ KARARLILIK ANALİZİ: ACFS YÖNTEMİ.....	94
5.1 Giriş	96
5.2 CTCR Yöntemi	97
5.3 ACFS Yöntemi.....	103
5.3.1 ACFS yönteminin uygulanması	108
5.3.2 ACFS yöntemi ile elde edilen teorik sonuçların doğrulanması.....	110
BÖLÜM VI ZAMAN GECİKMELİ YFK/YFK-EA SİSTEMİNİN KARARLILIK BÖLGELERİNİN DENETLEYİCİ PARAMETRE UZAYINDA ELDE EDİLMESİ. 120	
6.4 SBL Yönteminin Bir Bölge YFK/YFK-EA Sistemine Uygulanması	120
6.5 SBL Yönteminin İki Bölge YFK/YFK-EA Sistemine Uygulanması.....	124
6.6 Kararlılık Bölgelerinin Elde Edilmesi.....	126
6.6.1 Bir bölge YFK/YFK-EA sistemi	126
6.6.2 İki bölge YFK/YFK-EA sistemi.....	131
BÖLÜM VII ZAMAN GECİKMELİ YFK/YFK-EA SİSTEMİNİN GÜRBÜZ KARARLILIK BÖLGELERİNİN GENELLEŞTİRİLMİŞ KHARİTONOV TEOREMİ İLE ELDE EDİLMESİ	140
7.1 Kharitonov Teoremi	141
7.2 Bir Bölge YFK-EA Sistemi Gürbüz Kararlılık Bölgelerinin Elde Edilmesi	143
7.2.1 Bir bölge YFK-EA sistemi gürbüz kararlılık bölgelerinin hesabı.....	145
7.2.2 Bir bölge YFK -EA sistemi kararlılık bölgeleri	148
7.2.3 İki bölge YFK-EA sistemi kararlılık bölgeleri	152
BÖLÜM VIII SONUÇ.....	158

KAYNAKLAR	162
EKLER	188
ÖZ GEÇMİŞ	192
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER	193



ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. İki bölge YFK sistemine ait senkron üretim üniteleri parametreleri (Yang vd., 2018a; Zhang vd., 2013b).....	61
Çizelge 4.1. $K_P = 0.4$ iken $\lambda = 0.8$, $\lambda = 1$ ve $\lambda = 1.2$ için bir bölge YFK-EA sistemi gecikme paylarının karşılaştırılması.....	88
Çizelge 4.2. $\lambda = 0.8$ için bir bölge YFK-EA sisteminin üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hesaplanan gecikme payları.....	89
Çizelge 4.3. $\lambda = 1$ için bir bölge YFK-EA sisteminin üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hesaplanan gecikme payları.....	89
Çizelge 4.4. $\lambda = 1.2$ için bir bölge YFK-EA sisteminin üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hesaplanan gecikme payları.....	90
Çizelge 4.5. $\lambda = 1$ için iki bölge YFK-EA sisteminin üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hesaplanan gecikme payları.....	92
Çizelge 5.1. $\lambda = 0.8$ için iki bölge YFK-EA sisteminin ACFS yöntemi ile hesaplanan gecikme payları	111
Çizelge 5.2. $\lambda = 1$ için iki bölge YFK-EA sisteminin ACFS yöntemi ile hesaplanan gecikme payları	111
Çizelge 5.3. $\lambda = 1.2$ için iki bölge YFK-EA sisteminin ACFS yöntemi ile hesaplanan gecikme payları	111
Çizelge 5.4. Orantısız zaman gecikmeleri içeren iki bölge geleneksel YFK sistemi için hesaplanan gecikme payları.....	112
Çizelge 5.5. Orantısız zaman gecikmeleri içeren iki bölge YFK –EA sistemi için hesaplanan gecikme payları.....	113

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. 2015-2021 yılları arasında toplam elektrik üretimine YEK'lerin yüzde olarak katkısı (Enerdata, 2021)	4
Şekil 1.2. 2015-2021 yılları arasında toplam elektrik üretimine sadece rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK'lerin yüzde olarak katkısı (Enerdata, 2021).....	4
Şekil 1.3. 2021 yılsonu itibarıyla Türkiye Kurulu güç kapasitesinin birincil enerji üretim kaynakları cinsinden dağılımları (TEİAŞ, 2021)	6
Şekil 1.4. ENTSO-E standartlarına göre ani frekans düşüşünde atalet ve hiyerarşik kontrol yapısının frekans dengeleme sürecine etkileri (Fang vd., 2019; Kerdphol vd., 2019; Obaid vd., 2019; Oshnoei vd., 2019; Díaz-González vd., 2014)	9
Şekil 1.5. 2015 yılı Türkiye 400 kV iletim hattı haritası (ENTSO-E, 2015) ve elektrik santrallerinin birincil enerji kaynaklarına göre dağılımı (EMO, 2016)	13
Şekil 1.6. 2015 yılında hatanın meydana geldiği 09:36'da Atatürk Barajı, Sincan-Temelli ve Doğubayazıt'ta şebeke frekansının zamanla değişimi (ENTSO-E, 2015) 14	
Şekil 1.7. Sistem çöküşünün meydana geldiği 16:18'de Heywood (Viktorya eyaleti) ve Robertstown (Güney Avustralya eyaleti) şehirlerinde şebeke frekansının zamanla değişimi (AEMO, 2017)	15
Şekil 1.8. 15 Şubat 2021 günü Texas şebeke frekansının zamanla değişimi (Busby vd., 2021)	16
Şekil 1.9. Çeşitli güç/frekans dengeleme yöntemleri (Shi vd., 2018)	19
Şekil 1.10. Türkiye'de BEA satış sayılarının yıllara göre değişimi (SHURA, 2021)	22
Şekil 1.11. BEA ve PHEA satış sayılarının yıllara göre değişimi (IEA, 2022)	23
Şekil 1.12. 2025 ve 2030 yılları için EA satış sayıları projeksiyonu (IEA, 2022; SHURA, 2019)	24
Şekil 2.1. Gecikmeden bağımsız kararlılık durumu (a), bir kararlılık geçiş sınırı içeren gecikmeye bağlı kararlı sistem durumu (b) ve birden fazla kararlılık geçiş sınırı içeren gecikmeye bağlı kararlı sistem durumu (c) (Khalil vd., 2018c).....	36
Şekil 3.1. EA toplayıcı dâhil edilmiş iki bölgeyi enterkonnekte güç sistemi	49
Şekil 3.2. Klasik PID denetleyici (a) ve KDPID denetleyici (b) parametre uzayı (Shah ve Agashe, 2016)	51

Şekil 3.3. Kesir dereceli sistemlerde, α kesir derecesinin kararlılık bölgelerine etkileri (Shah ve Agashe, 2016).....	52
Şekil 3.4. SoC ile K_{EV} 'in değişimi (Izadkhast vd., 2015).....	55
Şekil 3.5. Şekil 3.1'de sunulan zaman gecikmeli iki bölgeli YFK-EA sisteminin dinamik modeli.....	59
Şekil 3.6. GPMT bloğu eklenmeden önce kararlılık bölgesinin dağılımı (a), kazanç payının kararlılık bölgeleri üzerine etkisi (b) ve faz payının kararlılık üzerine etkisi (c) (Wildrick vd., 1995).....	60
Şekil 3.7. GPMT bloğu eklenmeden önce kararlılık bölgesinin dağılımı (a), kazanç payının kararlılık bölgeleri üzerine etkisi (b) ve faz payının kararlılık üzerine etkisi (c) (Wildrick vd., 1995).....	61
Şekil 3.8. Zaman gecikmeli bir bölgeli YFK-EA sisteminin dinamik modeli.....	63
Şekil 4.1. Kesir dereceli sistemin ζ düzlemindeki kararlılık bölgeleri (Fioravanti vd., 2012)	79
Şekil 4.2. $K_P = 0.4$ (a) ve $K_P = 1$ (b) durumunda zaman gecikmesi payının K_I kazancı ve kesir derecesi ile değişimi	88
Şekil 4.3. $K_P = 0.8$, $K_I = 0.8$ ve $\lambda = 0.8$ iken EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının zaman gecikmesi payına etkisi	91
Şekil 4.4. $K_P = 0.8$, $K_I = 0.8$ ve $\lambda = 0.8$ iken K_{EV} 'in zaman gecikmesi payına etkisi	91
Şekil 4.5. $K_P = 0.8$ ve $K_I = 1$ iken T_{12} parametresinin, zaman gecikmesi payına etkisi	92
Şekil 5.1. İki bölgeli YFK-EA sisteminin klasik PI denetleyici kullanılması durumundaki kararlılık haritası	115
Şekil 5.2. Seçilen A , B , C ve D test noktaları için baskın köklerin dağılımı ve bu noktalardaki zaman alanı benzetim çalışmaları	116
Şekil 5.3. KDPI denetleyici kesir derecesinin $K_P = 0.4$ ve $K_I = 0.2$ durumunda kararlılık bölgelerine etkisi	117
Şekil 5.4. KDPI denetleyici integral kesir derecesinin Δf_1 , Δf_2 ve ΔP_{12} 'e etkisi.....	117
Şekil 5.5. $K_P = 0.4$ ve $K_I = 0.2$ için EA toplayıcıların sekonder frekans kontrolüne katılımlarının kararlılık bölgelerine etkileri	118
Şekil 6.1. CRB (a), RRB (b) ve IRB (c) durumunda baskın köklerin kompleks düzlem	

üzerindeki hareketleri (Kumar ve Veerachary, 2021).....	123
Şekil 6.2. EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının YFK sisteminin kararlılık bölgelerine etkisi	127
Şekil 6.3. Şekil 6.2’de seçilen A , B ve C test noktaları için geleneksel YFK (a), sadece sekonder çevrime %20 EA katkısı (b) ve hem primer hem sekonder çevrime EA katkısı (c) durumları için zaman alanı benzetim çalışmaları	128
Şekil 6.4. Şekil 6.3.(c)’deki sistemin A , B ve C test noktaları için kompleks düzlem üzerinde baskın köklerinin konumlarının QPmR algoritması yardımıyla incelenmesi.....	129
Şekil 6.5. Kazanç payı (a) ve faz payının (b) kararlılık bölgeleri üzerine etkisi	130
Şekil 6.6. KDPI denetleyici kullanılması durumunda integral kesir derecesinin kararlılık bölgeleri üzerine etkisi	130
Şekil 6.7. İki bölgeli geleneksel YFK sistemine ait kararlılık bölgesi.....	132
Şekil 6.8. Şekil 6.7’deki D_1 , D_2 , E_1 ve E_2 çalışma noktalarında, sistemin baskın köklerinin konumlarının QPmR algoritması yardımıyla incelenmesi	133
Şekil 6.9. Şekil 6.7’de seçilen A , B ve C test noktaları için zaman alanı benzetim çalışmaları	134
Şekil 6.10. Şekil 6.7’de seçilen A , B ve C test noktalarında, sistemin baskın köklerinin konumlarının QPmR algoritması yardımıyla incelenmesi	134
Şekil 6.11. İki bölgeli geleneksel YFK sisteminde KDPI denetleyici kullanılması durumunda integral kesir derecesinin kararlılık bölgeleri üzerine etkisi	135
Şekil 6.12. Klasik PI denetleyici kullanılması durumunda EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının YFK sistem kararlılığına etkisi.....	136
Şekil 6.13. KDPI ($\lambda = 0.8$) denetleyici kullanılması durumunda EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının YFK sistem kararlılığına etkisi.....	136
Şekil 6.14. Şekil 6.13’de seçilen A , B ve C test noktaları için; geleneksel YFK (a), sadece primer çevrime EA katkısı (b) ve hem primer hem sekonder çevrime EA katkısı (c) durumları için zaman alanı benzetim çalışmaları	137
Şekil 6.15. Kazanç payı (a) ve faz payının (b) kararlılık bölgeleri üzerine etkisi	138
Şekil 6.16. İki bölgeli YFK-EA sisteminde KDPI denetleyici kullanılması durumunda integral kesir derecesinin kararlılık bölgeleri üzerine etkisi	139
Şekil 7.1. Klasik PI denetleyici kullanılması durumunda parametre değişimi olmaması (a) ve $\delta = \pm\%1$ parametre değişiminde (b) bir bölgeli YFK-EA sistemine ait	

kararlılık bölgeleri.....	148
Şekil 7.2. Klasik PI denetleyici kullanılması ve $\delta = \pm\%10$ parametre değişimi durumunda bir bölgeli YFK-EA sistemine ait gürbüz kararlılık bölgesi	149
Şekil 7.3. KDPI denetleyici kullanılması durumunda parametre değişimi olmaması (a) ve $\delta = \pm\%1$ parametre değişiminde (b) bir bölgeli YFK-EA sistemi için oluşan kararlılık bölgeleri.....	149
Şekil 7.4. KDPI denetleyici kullanılması ve $\delta = \pm\%10$ parametre değişimi durumunda bir bölgeli YFK-EA sistemine ait gürbüz kararlılık bölgesi.....	150
Şekil 7.5. Parametre değişim aralığının gürbüz kararlılık bölgelerine etkisi.....	150
Şekil 7.6. EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının YFK sisteminin kararlılık bölgelerine etkisi	151
Şekil 7.7. Zaman gecikmelerinin gürbüz kararlılık bölgelerine etkisi.....	152
Şekil 7.8. Birinci (a) ve ikinci (b) bölge frekans değişimine T_{12} etkisi.....	153
Şekil 7.9. İki bölgeli YFK-EA sisteminin, ikinci bölgesine ait gürbüz kararlılık bölgesi	154
Şekil 7.10. EA toplayıcıların sadece sekonder frekans kontrolüne katılımı durumunda K_{EV} parametresinin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi	154
Şekil 7.11. EA toplayıcıların hem sekonder hem de primer frekans kontrolüne katılımı durumunda K_{EV} parametresinin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi.....	155
Şekil 7.12. KDPI denetleyici integral kesir derecesinin gürbüz kararlılık bölgelerine etkisi	155
Şekil 7.13. GPMT kazanç (a) ve faz payının (b) gürbüz kararlılık bölgelerine etkisi..	156

SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
τ_i	Saf zaman gecikmesi
f	Frekans
s	Frekans düzlemi
$j\omega_c$	Sanal eksen kesen kök
${}_a D_t^\alpha$	Sürekli integro-diferansiyel temel operatörü
$\Re$	Reel sayılar kümesi
$\Im$	Sanal sayılar kümesi
$f(t)$	Fonksiyon
$\Gamma(\bullet)$	Euler'in Gamma fonksiyonu
$L\{\bullet\}$	Laplace operatörü
λ	İntegral kesir derecesi
μ	Türev kesir derecesi
K_P	Oransal kazanç
K_I	İntegral kazanç
T_{EV}	EA toplayıcı zaman sabiti
K_{EV}	EA toplayıcı kazancı
ΔP_{WT}	Rüzgârdan üretilen güç değişimi
ΔP_{wind}	Başlangıç rüzgâr gücü değişimi
ΔP_{PV}	Fotovoltaik kaynaklardan üretilen güç değişimi
ΔP_{solar}	Başlangıç fotovoltaik güç değişimi
T_{WT}	Rüzgâr türbini zaman sabiti
T_{PV}	Fotovoltaik zaman sabiti

T_g	Devir sayısı regölatörü zaman sabiti
T_t	Türbin zaman sabiti
D	Jeneratör sönüm katsayısı
M	Jeneratör eylemsizlik momenti
R	Hız regölasyon yüzdesi
ρ	EA toplayıcı hız regölasyon yüzdesi
α_0	Geleneksel üretim ünitelerinin katılım faktörü katsayısı
α_1	EA toplayıcı katılım faktörü katsayısı
A	GPMT kazanç payı
ϕ	GPMT faz payı
Ω	Güç dengesizliği miktarı
$x(t)$	Durum değişkenleri vektörü
$\omega(t)$	Bozunum değişkenleri vektörü
$u(t)$	Kontrol değişkenleri vektörü
$y(t)$	Çıkış değişkenleri vektörü
A	Sistem matrisi
F	Bozunum matrisi
B	Kontrol giriş matrisi
C	Gözlem matrisi
A	Gecikmeden bağımsız durum matrisi
A_{di}	Gecikmeye bağılı durum matrisi
ΔP_d	Elektrik yük değişimi
Δf	Frekans değişimi
ΔP_m	Mekanik güç çıkışı değişimi
ΔP_v	Jeneratör güç çıkışı değişimi
$\int ACE$	ACE sinyalinin integrali
β	Frekans yönelim faktörü
$\Delta(\bullet)$	Sistem karakteristik denklemi

$P(\bullet)$	Gecikmeden bağımsız karakteristik denklem polinomu
$Q(\bullet), R(\bullet), M(\bullet)$	Gecikmeye bağlı karakteristik denklem polinomları
$\Delta_{GPMT}(\bullet)$	GPMT bloğu dâhil edilmiş karakteristik denklem
$N(s)$	Açık transfer fonksiyonu payı
$D(s)$	Açık transfer fonksiyonu paydası
T_{12}	1. ve 2. kontrol bölgeleri arasındaki bağlantı hattı
	senkronizasyon katsayısı
ΔP_{12}	Bağlantı hattı aktif güç değişimi
ζ	Riemann yüzeyinden kompleks düzleme dönüşüm değişkeni
$W(\bullet)$	Üstel teriminin eliminasyonu yöntemi ile elde edilen polinom
τ^*	Zaman gecikmesi payı
Ω	Saf sanal geçiş kökleri kümesi
$\wp_0$	Çekirdek [kernel] hipereğrisi
$\wp$	Yavru [offspring] hipereğrisi
$\mathbf{H}_1$	$\mathbf{H}_1$ sınıfı hiperdüzlemi
$\mathbf{H}_2$	$\mathbf{H}_2$ sınıfı hiperdüzlemi
T_i	Yalancı gecikme parametresi
$\tilde{\Delta}(s, T)$	Rekasius dönüşümü uygulanan yeni karakteristik denklem
$\bar{\Delta}(s, T)$	$\tilde{\Delta}(s, T)$ 'nin düzenlenmiş hali
$\bar{\Omega}$	$\bar{\Delta}(s, T)$ 'nin reel pozitif kökleri kümesi
$RA(i, j)$	Routh tablosunun i . satır ve j . sütun elemanı
$h(\bullet)$	$\tilde{\Delta}(s, T)$ 'nin düzenlenmiş hali
$h_{\Re}(\bullet)$	$h(\bullet)$ 'nin reel bileşeni
$h_{\Im}(\bullet)$	$h(\bullet)$ 'nin sanal bileşeni
$\bar{\bar{\Omega}}$	$h(\bullet)$ 'nin reel pozitif kökleri kümesi

R_{T_2}	Bileşke matris determinanı
$D_{T_1}(\bullet)$	Diskriminant
$\ell(K_I, K_P, \omega_c)$	Kararlılık eğrisi
d_ℓ	Karakteristik denklemin ℓ . derecesine ait katsayı
$\bar{d}_\ell$	d_ℓ katsayının üst sınırı
$\underline{d}_\ell$	d_ℓ katsayının alt sınırı
$N_\eta(\bullet)$	Paya ait vorteks Kharitonov polinomları
$D_\eta(\bullet)$	Paydaya ait vorteks Kharitonov polinomları
$G_{cn}(\bullet)$	Kharitonov polinomları ile elde edilen açık çevrim transfer fonksiyonları

Kısaltmalar

Açıklama

2B	İki Boyutlu
AA	Alternatif Akım
ACE	Alan Kontrol Hatası [Area Control Error]
ACFS	Frekans Tarama Yöntemi ile İleri Kümelenme [Advanced Clustering with Frequency Sweeping]
AGC	Otomatik Üretim Kontrol [Automatic Generation Control]
BEA	Bataryalı Elektrikli Araç
CET	Kritik Özdeğerlerin İzlenmesi [Critical Eigenvalue Tracing]
CRB	Kompleks Kök Sınırı [Complex Root Boundary]
CTCR	Karakteristik Köklerin Yığınlı İşlenmesi [Cluster Treatment of Characteristic Roots]
DA	Doğru Akım
DTC	Dinamik Talep Cevabı
EA	Elektrikli Araç
EMO	Elektrik Mühendisleri Odası
ENH	Enerji Nakil Hattı

ENTSO-E	Avrupa Elektrik Sistemi İşletmecileri Birliği
EPDK	Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu
ETKB	Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı
FACTS	Esnek AA İletim Sistemleri [Flexible AC Transmission Systems]
GES	Güneş Enerjisi Santrali
GPMT	Kazanç ve Faz Payı Test Edici [Gain and Phase Margin Tester]
HVAC	Yüksek Gerilim Alternatif Akım [High Voltage Alternative Current]
İSO	İletim Sistemi Operatörü
IEA	Uluslararası Enerji Ajansı
IRB	Sonsuz Kök Sınırı [Infinite Root Boundary]
KDPI	Kesir Dereceli PI
KDPID	Kesir Dereceli Oransal-İntegral-Türev
kW-MW-GW	Kilo/Mega/Giga Watt
kWh-MWh-TWh	Kilo/Mega/Tera Watt-saat
LMI	Lineer Matris Eşitsizlikleri [Linear Matrix Inequality]
LTİ	Lineer Zamanla Değişmez [Linear Time Invariant]
MADB	Maksimum İzin Verilen Zaman Gecikmesi [Maximum Allowable Delay Bound]
MPC	Model Öngörülü Kontrol [Model Predictive Control]
MYTM	Milli Yük Tevzi Merkezi
NU	Kararsız Köklerinin Sayısı [Number of Unstable Roots]
PHEA	Plug-in Hibrit Elektrikli Araç
PI	Oransal-İntegral
PMU	Fazör Ölçüm Birimi [Phasor Measurement Unit]
p.u.	Birim Değer [per unit]
RL	Riemann-Liouville
RoCoF	Frekans Değişim Oranı [Rate of Change of Frequency]

RRB	Reel Kök Sınırı [Real Root Boundary]
RT	Köklerin Eğilimi [Root Tendency]
RTU	Uzak Uç Birimi [Remote Terminal Unit]
QPmR	Yarı-Polinom Eşlemeye Dayalı Kök Bulucu [Quasi-Polynomial Root-Finder]
SBL	Kararlılık Sınır Eğrisi [Stability Boundary Locus]
SCADA	Uzaktan Kontrol ve Gözleme Sistemleri [Supervisory Control and Data Acquisition]
SoC	Şarj Durumu [State of Charge]
TDS	Zaman Gecikmeli Sistem [Time Delay System]
TEİAŞ	Türkiye Elektrik İletim A.Ş.
V1G	Akıllı Şarj [Vehicle-to-Grid Unidirectional Flow]
V2G	Araçtan Şebekeye [Vehicle-to-Grid]
YEK	Yenilenebilir Enerji Kaynağı
YFK	Yük Frekans Kontrol
YFK-EA	EA Dâhil Edilmiş YFK
WAMS	Geniş Alan İzleme Sistemi [Wide Area Measurement System]

BÖLÜM I

GİRİŞ

Elektrik şebekesi, insanlık tarihi boyunca insanlar tarafından tasarlanan, işletilen ve kontrol edilen en büyük ve en karmaşık sistemlerin başında gelmektedir. Günümüz medeniyetinin ayakta kalmasının başlıca dayanaklarından biri olan elektrik enerjisine erişmemizi sağlayan bu devasa şebekenin; tüketicilere güvenli, yüksek kaliteli ve uygun maliyetli bir elektrik enerji arzı sağlaması arzu edilir (Jiang vd., 2020; Alhelou vd., 2018). Ancak bir asrı aşkın süredir büyümekte ve evrilmekte olan elektrik şebekeleri; özellikle Yenilenebilir Enerji Kaynakları (YEK) ve dijitalleşme gibi son yirmi yıldır dikkate alınması gereken birçok yeni kavram ve zorlukla karşı karşıya kalmıştır. Günümüz şebekelerinde meydana gelen bu değişimleri ve dinamikleri ele almak için “akıllı şebeke” kavramı tüm bileşenleri ile resmi olarak ilk kez ABD Senatosunda kabul edilen “Enerji Bağımsızlığı ve Güvenliği Yasası” (Smart Grid Act, 2007) ile tanımlanmıştır. Dolayısıyla Dileep (2020) ve Fang vd.’de (2012) ayrıntılı bir şekilde tanımlanmasına rağmen akıllı şebeke kavramı ile güç şebekelerinde ortaya çıkan/çıkması beklenen ek sistem dinamiklerini daha iyi anlamak için Smart Grid Act’de (2007) akıllı şebeke kavramını karakterize eden on madde incelenmelidir. Bunlar (Smart Grid Act, 2007):

1. *“Şebeke güvenilirliğini, güvenliğini ve verimliliğini iyileştirmek için dijital bilgi ve kontrol teknolojisinin artan kullanımı”*
2. *“Tam siber güvenlik ile şebeke operasyonlarının ve kaynaklarının dinamik optimizasyonu”*
3. *“YEK’leri de içeren dağıtık üretim kaynaklarının ve üretiminin yayılması ve entegrasyonu”*
4. *“Talep yanıtı, talep tarafı katılım kaynakları ve enerji verimliliği kaynaklarının geliştirilmesi ve dâhil edilmesi”*
5. *“Ölçüm, şebeke operasyonları ve durumları ile ilgili haberleşme ve dağıtım otomasyonu için akıllı teknolojilerin yayılması”*
6. *“Akıllı cihazların ve tüketici cihazlarının entegrasyonu”*
7. *“Plug-in elektrikli, hibrit elektrikli araçlar ve termal depolamalı iklimlendirme dâhil olmak üzere gelişmiş elektrik depolama ve yükün kırılması [peak shaving] teknolojilerinin yayılması ve entegrasyonu”*

8. *“Tüketicilere zamanında bilgi ve kontrol seçenekleri sağlanması.”*
9. *“Şebekeye hizmet eden altyapı da dâhil olmak üzere, elektrik şebekesine bağlı cihazların ve donanımların iletişim ve birlikte çalışabilirliği için standartların geliştirilmesi.”*
10. *“Akıllı şebeke teknolojilerinin, uygulamalarının ve hizmetlerinin benimsenmesinin önündeki rasyonel olmayan veya gereksiz engellerin belirlenmesi ve azaltılması.”*

Günümüzde; değişen üretim ve tüketim ihtiyaçlarını karşılamak için aşılması gereken bu zorlukların etkileri başta üretim, iletim, tüketim, talep ve kontrol alanları olmak üzere tüm güç sisteminde derin bir şekilde hissedilmektedir. Geleneksel güç şebekesi yapısından farklı olarak modern güç sistemleri artık üreticiden tüketiciye tek yönlü bir enerji akışı yerine, üretici ile tüketici [prosumers] arasındaki iki yönlü elektrik enerjisi akışına izin veren; yüksek oranda haberleşme altyapısı, senkronizasyon ve ölçüm gerektiren siber-fiziksel bir yapıya dönüşmektedir (Bevrani vd., 2021; Hossain vd., 2018; Grijalva ve Tariq, 2011). Ayrıca geleneksel güç sistemlerinde üretim birimleri; dağıtım bölgelerinden ve birbirlerinden coğrafi olarak uzakta, az sayıda, yüksek üretim kapasiteli ve senkron jeneratör tabanlı iken, akıllı şebekelerde üretim birimleri; dağıtım bölgelerine daha yakın, düşük üretim kapasiteli ve çeşitli YEK'leri de içeren çok sayıda dağıtık üretim biriminden meydana gelmektedir. Ayrıca sadece üretim tarafında değil tüketici tarafında da yük çeşitliliğinin farklılaşması ve hem üretim hem de tüketim birimlerinin güç elektroniği arayüzleri üzerinden şebeke ile bağlantı kurması, günümüzde şebekelerde meydana gelen diğer değişikliklerdendir (Khan vd., 2021b; Jiang vd., 2020; Hossain vd., 2018).

Elektrik şebekelerinin değişen bu sistem yapısına uyum sağlamasına ve etkilerinin analizine yönelik çalışmalar; başta enerji olmak üzere haberleşme, siber güvenlik ve kontrol alanlarında çalışan uzmanların, mühendislerin ve düzenleyici kuruluşların başlıca çalışma konularından biri haline gelmiştir.

Bilindiği üzere, şebekenin esnekliği ve güvenilirliğinin artması şebekeye daha fazla rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK katılım oranına imkân vermektedir. Şebeke esnekliğini ve güvenilirliğini artırmanın literatürde farklı yöntemleri olsa da modern yaklaşımlardan biri enerji depolama teknolojilerine şebeke içerisinde daha fazla yer verilmesidir. Özellikle son on yılda kontrol edilebilen yükler olarak yüksek stok rakamlarına erişen ve

akıllı şebekelerin bir parçası haline gelen Elektrikli Araç (EA) bataryalarının, toplayıcı [aggregators] konsepti ile Yük Frekans Kontrol (YFK) yapısında frekans kontrol rezervi ve yan servis olarak kullanımı literatürde ilgi çeken bir araştırma alanı haline gelmiştir. Şebeke içerisinde yük olmasının yanı sıra bataryaları gereği bir enerji depolama teknolojisi olarak şebeke içerisinde bir kaynak olarak düşünülebilecek EA'ların, daha fazla YEK'in güç sistemine entegrasyonu sırasında karşılaşılan teknik sorunlara bir çözüm olup olmayacağı YFK sistem kararlılığı açısından bu tez kapsamında irdelenecektir.

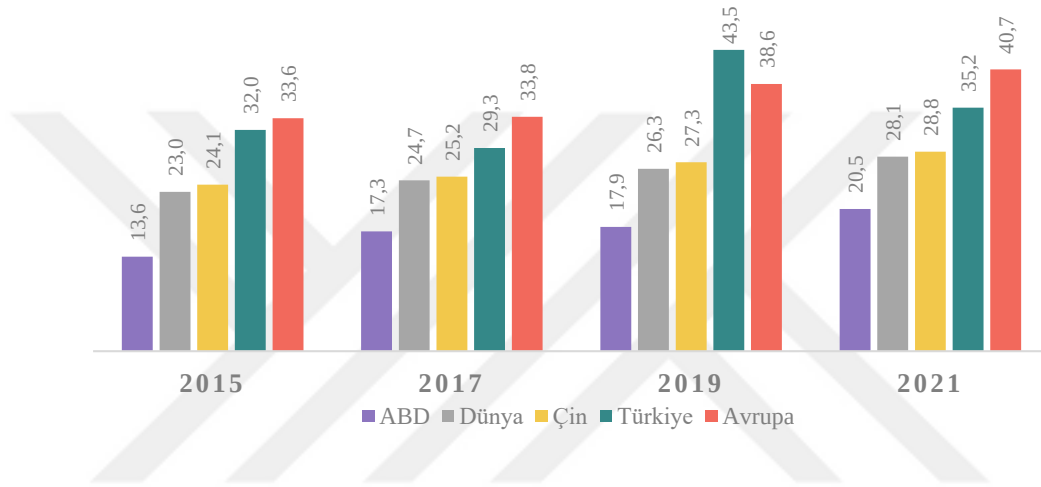
Bu amaçla, bu bölümün devamında hem Türkiye hem de Dünya için YEK'lerin toplam elektrik üretimindeki payları, artan YEK tabanlı dağıtık üretim nedeniyle şebekede karşılaşılan çeşitli zorluklar ve farklı elektrik şebekesi çöküş örnekleri incelenecektir. Devamında ise, şebeke aktif gücünü ve frekansını dengelemeye yönelik literatürde ilgi çeken başlıca modern yöntemler ile Türkiye ve Dünya'da EA'lara olan talep incelenerek bu tez çalışmasını ortaya çıkaran motivasyon kaynakları sunulmaya çalışılacaktır.

1.1 Türkiye ve Dünya'da YEK'lere Yönelik Talep ve Frekans Kararlılığına Etkileri

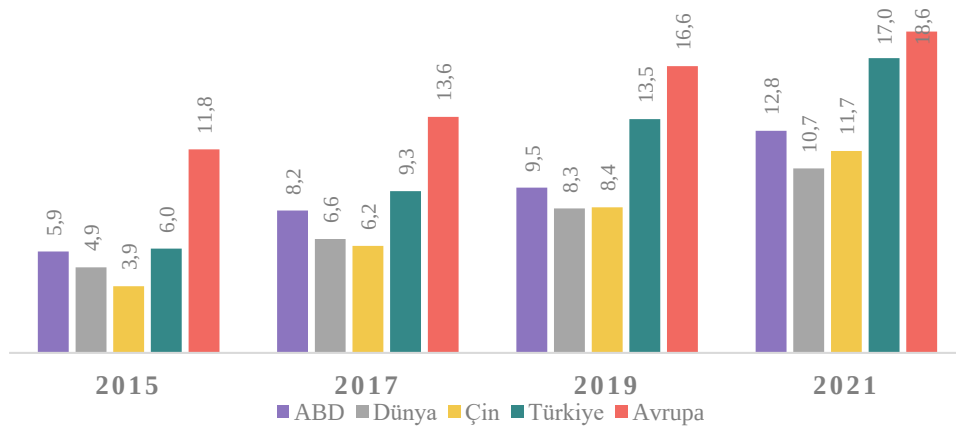
Elektrik enerjisine olan aşırı talep ve aynı zamanda yüksek karbon salınımına sebep olan geleneksel fosil yakıt tabanlı üretim yöntemlerine karşı artan tepkiler ile birlikte YEK'ler gibi daha çevreci olan enerji kaynakları, her geçen gün senkron jeneratör tabanlı geleneksel elektrik şebekelerinde kendilerine daha fazla yer bulmaktadır (Sockeye vd., 2020; Küfeoğlu ve Melchiorre, 2020; Liu vd., 2018). Ayrıca BM Sürdürülebilir Kalkınma Amaçları ve Paris İklim Anlaşması da fosil yakıtlar gibi yüksek karbon ayak izine neden olan enerji üretim yöntemlerine karşı YEK'ler gibi daha çevreci ve temiz enerji kaynaklarına yönelimi desteklemektedir (Moretti vd., 2020). Aziz vd.'de (2018) ayrıntılı olarak bahsedildiği üzere, Dünya üzerinde birçok ülke elektrik üretiminde YEK'lerin payını artırmaya yönelik politikalar izlemektedir. YEK'lere yönelik bu eğilimin gelecekte de artan bir şekilde devam edeceği ilerleyen alt bölümlerde sunulan verilerden de kolaylıkla anlaşılabilmektedir.

Karbon salınımının büyük ölçüde azaltıldığı ve enerji üretiminde rüzgâr, fotovoltaik, hidroelektrik, jeotermal, biyokütle, yakıt hücreleri ve dalga enerjisi gibi tükenmeyecek, daha çevreci enerji kaynakların kullanıldığı YEK'lerden üretilen enerji temiz, ucuz üretim

maliyetli (kurulum maliyetlerinin de sürekli azaldığı) ve sürdürülebilirdir. Ayrıca büyük üretim ünitelerine ihtiyacı ve yeni Enerji Nakil Hatları (ENH) yatırımlarını azaltmaları ve birincil enerji kaynaklarını çeşitlendirmesi de YEK'lerin geleneksel elektrik şebekelerine sağladıkları diğer üstünlüklerdendir (Obaid vd., 2019; Oshnoei vd., 2018; Duffy vd., 2018; Liu vd., 2018; Bevrani vd., 2010). Tüm bu üstünlüklerine rağmen; özellikle rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK'lerden üretilen enerjinin tahmin edilemez, değişken, kesintili doğası ve kısa devre arızaları gibi diğer çeşitli sınırlamalar, elektrik güç sistemlerinin verimli bir şekilde işletilmesini zorlaştırmaktadır.



Şekil 1.1. 2015-2021 yılları arasında toplam elektrik üretimine YEK'lerin yüzde olarak katkısı (Enerdata, 2021)



Şekil 1.2. 2015-2021 yılları arasında toplam elektrik üretimine sadece rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK'lerin yüzde olarak katkısı (Enerdata, 2021)

Dolayısıyla, mevcut elektrik şebekesine daha fazla YEK dâhil edilmesini sınırlandırmakta olan bu etkiler mevcut haliyle de şebekede olası frekans

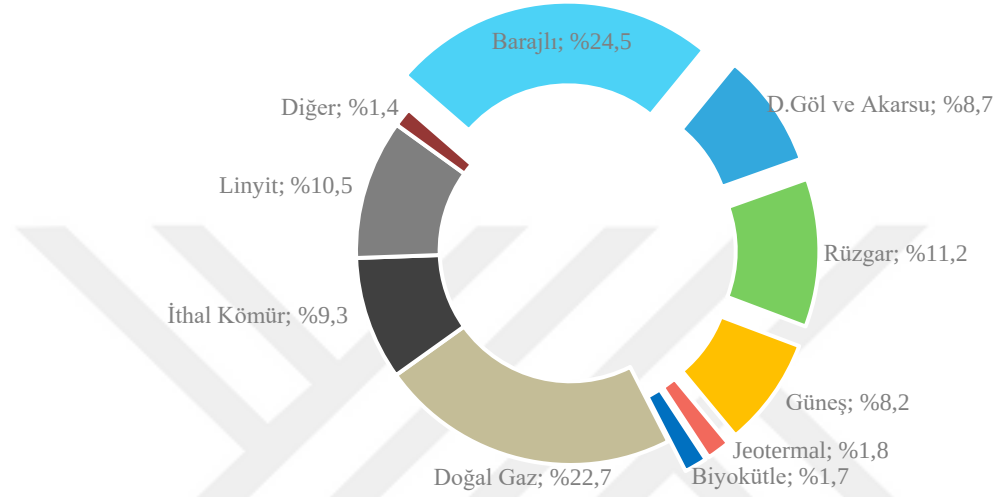
dalgalanmalarına, elektrik kesintilerine ve hatta elektrik çöküşleri ile sonuçlanabilecek frekans kararsızlığı gibi ciddi riskleri de bünyesinde taşımaktadır (Obaid vd., 2019; Liu vd., 2018; Bevrani vd., 2010). Enerdata (2021) istatistikleri ile elde edilmiş olan Şekil 1.1 ve Şekil 1.2'deki çizgi grafikler; 2017-2021 yılları arasında ABD, Dünya, Çin, Türkiye ve Avrupa'da birincil enerji kaynaklarından üretilen elektrik enerjisi içerisinde sırasıyla tüm YEK'lerin ve sadece rüzgâr ve fotovoltaik enerjisine dayalı YEK'lerin katılım oranlarını yüzde cinsinden göstermektedir. Enerji sektöründe YEK'lere yönelik eğilimlerin daha iyi anlaşılabilmesine katkı sunan Şekil 1.1 ve Şekil 1.2 incelendiğinde; YEK tabanlı üretimin, toplam üretimdeki payının her beş veri için yıllar içerisinde düzenli olarak arttığı gözlemlenebilmektedir. Grafikler artış hızları bakımından incelendiğinde ise YEK tabanlı üretime olan rağbetin Türkiye verisi için diğer verilere göre daha yüksek olduğu göze çarpmaktadır.

McKinsey (2021) tarafından yapılan projeksiyon ise 2050'de tüm Dünya'da üretilen elektrik enerjisi miktarının yaklaşık 3 katına çıkmasını ve bu üretimde YEK'lerin payının ise günümüzdeki %28 seviyelerinden %80-90 bandına çıkabileceğini öngörmektedir. Ayrıca YEK olarak düşen yatırım maliyetleri nedeniyle toplam YEK üretiminde rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı üretimin; karasal rüzgâr için %26'ları, fotovoltaik üretim için ise %43'leri bulabileceği de tahmin edilmektedir.

Bahsedilen eğilimler ve McKinsey (2021) projeksiyonuna ek olarak Ukrayna-Rusya savaşının ortaya çıkardığı enerji arz güvenliği endişesi de Türkiye ve Avrupa ülkeleri gibi enerjide dışa bağımlılığı yüksek olan ülkelerin daha da hızlı bir şekilde yerli kaynaklarını (kömür ve nükleer) ve YEK'leri, ithal yakıta bağlı enerji santralleri yerine tercih edeceği gerçeği de gelecekte YEK'lere yönelik rağbeti daha da artıracaktır (Zakeri vd., 2022).

Birincil enerji üretim kaynaklarının, toplam kurulu güç içerisindeki dağılımı Şekil 1.3 yardımıyla incelenirse 2021 yılsonu itibarıyla yaklaşık 100 GW kapasitesine ulaşan Türkiye elektrik şebekesinde enerji sektöründeki yönelimler daha net bir şekilde anlaşılabilir (TEİAŞ, 2021). TEİAŞ'a (2021) göre 2021 yılında Türkiye kurulu güç kapasitesinin %56.1'i YEK'lerden sağlanırken ithal kaynaklara bağlı üretim %32 seviyesindedir. Ayrıca toplam kurulu güç dağılımında rüzgâr ve fotovoltaik üretimin payının ise %19.3'e ulaştığı Şekil 1.3'den görülmektedir. Şekil 1.2 incelendiğinde, 2021 yılında rüzgâr ve fotovoltaik ile üretilen enerjinin, toplam üretilen enerjinin %17'si

olduğu göze çarpmaktadır. Ayrıca, 2000 yılından beri Türkiye’de elektrik enerjisi üretimi yıllık ortalama %4,8 artarak (OECD ve Avrupa ülkeleri ortalamasının yaklaşık 8 katı) 2021 yılında 333 TWh değerine ulaşmıştır (Enerdata, 2021). Dolayısıyla, üretilen toplam elektrik enerji miktarında rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK’lerin yüzde cinsinden katkısı da incelendiğinde rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK kurulu güç kapasitesinin verimli bir şekilde kullanıldığına her iki veriden kolaylıkla ulaşılmaktadır.



Şekil 1.3. 2021 yılsonu itibariyle Türkiye Kurulu güç kapasitesinin birincil enerji üretim kaynakları cinsinden dağılımları (TEİAŞ, 2021)

Türkiye’de 2020-2040 arası dönem için ETKB’nin (2019) öngördüğü projeksiyonlar, yıllık %2,3-4,1 arasında değişen talep artışıyla 2030 yılı için 427-450 TWh, 2040 yılı için ise yaklaşık 545-636 TWh arasında değişen olası bir elektrik talebini tahmin ederken bu talebin SHURA (2022)’de tahmin edildiği üzere, %45-70’inin barajlı hidroelektrik santrallerinin de dâhil edildiği YEK’lerden üretileceği öngörülmektedir. YEK’ler içerisinde:

- Ülkemizde hidroelektrik santral için olası rezervlerinin büyük kısmının hâlihazırda elektrik üretimine dâhil edildiği,
- Ukrayna-Rusya savaşı ile ortaya çıkan enerji arz güvenliğinde ithal yakıta dayalı enerji politikaları ile ilgili endişeler,
- Gelecekteki olası talep artışları için elektrik enerjisine çevrilmesi muhtemel rüzgâr ve fotovoltaik rezerv kapasiteleri ve bu rezervlerin coğrafi dağılımları,

- Rüzgâr türbinleri ve fotovoltaik panel üretim maliyetlerindeki düşüşler

göz önüne alındığında da önümüzdeki yıllarda Türkiye enterkonnekte şebekesinde de kurulu güç kapasitesini artırmaya yönelik yatırımlar için en iyi YEK adayları olarak rüzgâr ve fotovoltaik kaynakları öne çıkmaktadır (SHURA, 2022; SHURA, 2019). Dolayısıyla, incelenen tüm veriler Dünya için olduğu gibi Türkiye için de mevcut güç şebekesine yüksek oranda YEK entegrasyonunun olacağı öngörüsünü güçlü bir şekilde desteklemektedir.

Ancak rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK'ler sebebiyle güç sistemlerinin önemli kontrol bileşenlerinin başında gelen Otomatik Üretim Kontrol [Automatic Generation Control - AGC] ve dolayısıyla AGC sisteminin büyük bir kısmını oluşturan YFK sisteminde ortaya çıkan ya da çıkabilecek başlıca olası ve kaçınılmaz sorunlar (Oshnoei vd., 2019; Shi vd., 2018) ise:

- Kesintili ve öngörülmez doğası nedeniyle rüzgâr ve fotovoltaik enerjisine dayalı enerji üretiminin sebep olduğu ve üretim ile talep arasında meydana gelen güç dengesizlikleri kaynaklı ek frekans saptmaları,
- Şebekedeki senkron jeneratörlerin ve asenkron motor gibi çeşitli yüklerin; güç elektroniği arayüzleri aracılığıyla şebekeye bağlanan dağıtık enerji kaynakları ve yükler ile yer değiştirmesinin sebep olduğu toplam atalet miktarındaki azalma,
- Sistem esnekliğindeki azalmadır.

Daha fazla YEK'in şebekeye entegrasyonu; atalet ve esneklik eksikliği başta olmak üzere şebeke açısından birçok sorunu ortaya çıkarsa da tezin ana odak noktası; daha fazla rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK'lerin akıllı şebekelere dâhil edilmesini kolaylaştıracak teknolojilerden EA toplayıcıların, enerji depolama birimi olarak YFK sistemine katılması ve YFK sistem kararlılığına etkilerinin incelenmesi ve analiz edilmesi olmuştur.

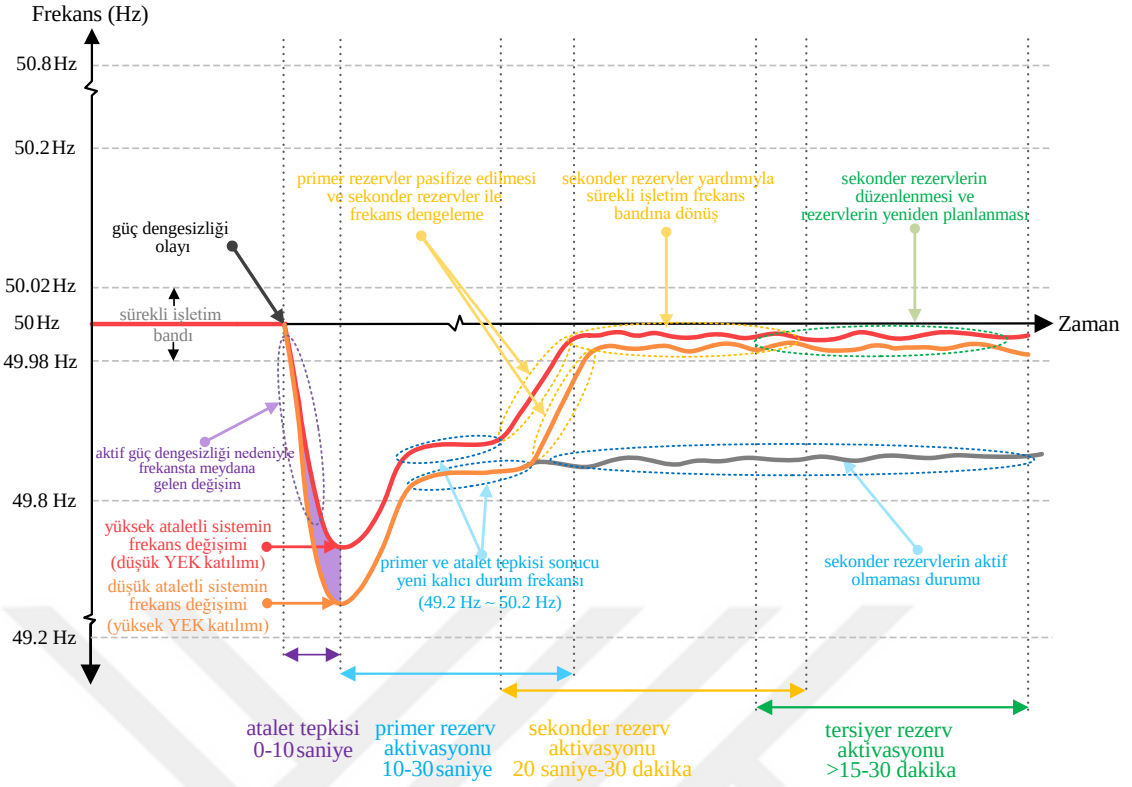
Son olarak not edilmelidir ki SHURA (2022), Enerdata (2021) ve TEİAŞ (2021) istatistiklerinde, kullanılan veri kaynakları sebebiyle bazı küçük uyumsuzluklar mevcuttur. Ancak tez kapsamında sadece birbiri ile uyuşan verilerin karşılaştırılmasına özen gösterilmiştir.

1.2 Hiyerarşik Kontrol Katmanları ve Yık Frekans Kontrol Sistemi

Güç sistemlerinde üretim ve talep arasındaki aktif güç dengesizlikleri; elektrik şebekesinde istenmeyen frekans değışimlerine hatta sistem frekansının EPDK (2022a) ve ENTSO-E (2009) gibi çeşitli düzenleyici kuruluşlar tarafından belirlenen standart değerlerin dışına çıkmasına sebep olabilir. Aktif güçte ve dolayısıyla frekansta meydana gelebilecek bu değışimleri minimize etmek ve aktif güç/frekans dengesini her bir kontrol bölgesinde ve bölgeler arasındaki bağlantı hatlarında sağlayabilmek için YFK sistemi uzun süredir güç sistemlerinin ayrılmaz bir parçası olarak kullanılmaktadır (Bevrani, 2009; Kundur, 1994). İdeal YFK sisteminde üretilen ve tüketilen aktif güç farkının sıfır olması arzu edilse de sistem dinamikleri açısından bu hedefin uygulamada gerçekleşmesi imkânsıza yakındır. Dolayısıyla güvenilir ve kararlı bir enerji arzı için arz ve talep arasındaki güç dengesizliklerini uygulamada minimuma indirilebilmesi amacıyla şebekede çeşitli önlemlerin alınması gerekir (Fathy vd., 2022). Aksi takdirde, ilgili düzenleyici kuruluşlar tarafından belirlenen sınırlar dışında belirli bir sürenin üzerinde devam eden frekans sapmaları; iletim hatlarının aşırı yüklenmesi, frekans rölelerinin açması, frekans hassas cihazların zarar görmesi, bölgeler arası güç paylaşımı sorunları ve koruma cihazların bozulması gibi güç şebekesi işletimini olumsuz yönde etkileyen ciddi sorunlara sebebiyet verebilir (Yalman vd., 2022; Fathy vd., 2022; Hote ve Jain, 2018).

YFK sistemi içerisinde anlık aktif güç/frekans dengesinin sağlanabilmesi için geleneksel elektrik şebekesinde kullanılan başlıca aktif güç rezervleri genellikle hidroelektrik santraller gibi hızla devreye alınıp çıkartılabilen geleneksel senkron tabanlı üretim birimleri iken günümüz güç sistemlerinde akıllı şebeke ile birlikte meydana gelen dönüşümler ek aktif güç rezervi olarak farklı kaynakların sisteme dâhil edilmesini gerektirmekte ve imkân vermektedir (SHURA, 2022; Díaz-González vd., 2014).

YFK sistemi coğrafi olarak çok geniş alanlara yayıldığından arzu edilen kontrol hedeflerinin sadece merkezi ya da mikro şebekelerde olduğu gibi dağıtık veya merkeziyetsiz kontrol yapıları aracılığıyla gerçekleştirilmesi zordur. Bu sebeple primer, sekonder ve tersiyer katmanlardan meydana gelen ve farklı kontrol hedeflerini gerçekleştirmek üzere çeşitli zaman ölçeklerine yayılan çok katmanlı hiyerarşik kontrol yapısı tercih edilmektedir (Kerdphol vd., 2019; Alhelou vd., 2018; Díaz-González vd., 2014).



Şekil 1.4. ENTSO-E standartlarına göre ani frekans düşüşünde atalet ve hiyerarşik kontrol yapısının frekans dengeleme sürecine etkileri (Fang vd., 2019; Kerdphol vd., 2019; Obaid vd., 2019; Oshnoei vd., 2019; Díaz-González vd., 2014)

Şekil 1.4, doğal atalet tepkisinin ve hiyerarşik kontrol yapısı katmanlarının olası bir temsili güç dengesizliği durumundaki görevlerini ve zaman ölçeklerini göstermektedir. Şekil 1.4’de sunulduğu üzere, üretilenden fazla güç talebi sebebiyle sistemdeki meydana gelen güç talebini telafi etmek için sisteme senkronize olan üretim üniteleri ve frekansa duyarlı yükler, döner kütlelerinde depolanan kinetik enerjiyi yani ataletleri salarlar. Bu sürecin devamında, sistemde yer alan döner kütleli makineler yavaşlar ve Şekil 1.4’de görüldüğü üzere sistem frekansında düşüş meydana gelir (Fang vd., 2019; Ejegi, 2017; Díaz-González vd., 2014). Ters bir frekans dengesizliği olayında ise fazla üretilen aktif güç, döner kütleler tarafından emilerek motor ve jeneratör millerinin hızlanmasına sebep olur (Ejegi, 2017). Fazla talep nedeniyle oluşan frekans düşüşünün eğimi ya da literatürde bilinen adıyla Frekansın Değişim Oranı [Rate of Change of Frequency - RoCoF], sistemdeki döner makinelerin kütlelerinden kaynaklanan kinetik enerjiye yani sistem ataletine bağlıdır (Khan ve Sun, 2022; Fang vd., 2019; Díaz-González vd., 2014). Şekil 1.4’de sunulan kırmızı eğri RoCoF miktarının düşük olduğu yani şebekeye senkron üretim birimlerinin ağırlıkta olduğu bir elektrik şebekesinin frekans cevabını temsil

etmektedir. RoCoF miktarının yüksek olduğu turuncu eğri ise rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK entegrasyonunun yüksek olduğu modern bir elektrik şebekesini temsil etmektedir. Görüldüğü üzere frekans sapmasının meydana geldiği ilk 10 saniyede sistemdeki atalet miktarı, frekans kontrolü ve regülasyonu için önemli bir parametre olup şebekeye daha fazla YEK entegrasyonunu sınırlandıran önemli bir parametredir (Chen vd., 2020b; Aziz vd., 2018; Kerdphol vd., 2017).

Frekans sapma olayının ilk 10-30 saniyesinde aktif olan primer frekans kontrol katmanı; ilgili üretim biriminin türbin hız regülatörlerinin hız düşümü yardımıyla şebeke frekansında meydana gelen artışın veya azalışın otomatik ve yerel (üretim birimlerinde) olarak giderilmesinden sorumludur. Primer frekans kontrolü, frekans durdurma rezervleri olarak da bilinen ek güç rezervlerini bünyesinde barındırır. Şekil 1.4'de de gözüktüğü üzere Türkiye enterkonnekte şebekesinde ± 200 mHz'lik bir frekans sapmasında aktif edilen ve hiyerarşik kontrol yapısının en hızlı cevap süresine sahip primer rezervler her ne kadar oransal kazanç kullanan düşüm kontrol ile frekansı belirlenen sınırlar içerisinde tutmaya çalışsa da kullanılan oransal denetleyici, kalıcı hal hatalarını önlemede yeterli olamaz. Sekonder rezervlerin aktif olmaması durumunda Şekil 1.4'de gri ile gösterilen eğride verildiği üzere frekans röleleri tetiklene kadar meydana gelen kalıcı hal hatası giderilemez. Primer rezervler; güç sapması sekonder veya tersiyer yedeklerle tamamen dengelenene kadar aktif kalır (Yan vd., 2022; Alhelou vd., 2018; Kerdphol vd., 2017; Díaz-González vd., 2014). Primer rezervler bölgeler arasındaki ENH'larda aşırı yüklenmeyi önlemek için enterkonnekte sisteme bağlı olan her kontrol alanı içerisinde bağımsız olarak aktif edilir (Ejegi, 2017).

Geleneksel sekonder kontrol katmanı ise integral denetleyici içerdiği için primer rezervlerle sabitlenen frekans değerini tekrar sürekli işletme bandı frekans değerlerine geri döndürmekten sorumludur. Ayrıca primer rezervleri serbest bırakmak ve kontrol alanları arasındaki aktif güç değişimlerini ayarlamaktan da frekans restorasyon rezervleri olarak da bilinen sekonder frekans kontrol rezervleri sorumludur. Sekonder kontrol yapısı literatürde YFK veya AGC olarak da bilinir. Ancak AGC yapısı, frekans kontrolüne ek olarak ekonomik yük dağıtımı gibi birçok kavramı da bünyesinde barındırdığından tez kapsamında AGC yapısının büyük kısmını meydana getiren YFK kavramının kullanılması tercih edilmiştir (Khezri vd., 2019; Oshnoei vd., 2018). Sekonder frekans yedekleri, her ilgili kontrol bölgesindeki üretim ünitelerinin aktif güç çıkışlarının, İletim

Sistemi Operatörü [Transmission System Operator-TSO] (İSO) tarafından üretilen kontrol sinyali aracılığıyla, frekans olayının meydana geldiği ilk 30s ile 30 dakika arasındaki devreye alınmasıyla merkezi olarak etkinleştirilir. Sekonder kontrol rezervleri, komşu bölgeler arasındaki kararlı durum net güç alışverişlerinin planlanan değerlerde tutulması için sadece yük dengesizliğinin kaynaklandığı kontrol alanında aktif edilir (Alhelou vd., 2018; Kerdphol vd., 2017; Ejegi, 2017; Díaz-González vd., 2014).

Son katman olan ve bekleme yedeği hizmeti olarak da bilinen tersiyer kontrolün amacı ise sekonder rezervleri planlamak, ciddi bir frekans sapmasından sonra üretim ünitelerini ve yan servis rezervlerini yeniden planlamadan ve primer ve sekonder rezervler yeterli değilse yerine koyma rezervleri yardımıyla frekansı nominal değerine geri döndürmekten sorumludur. Ayrıca, ENH'ların mevcut sınırlamaları gibi sistem kısıtlamalarını dikkate alarak ekonomik yük dağıtımından ve güç akış optimizasyonundan da tersiyer katman sorumludur. İSO tarafından etkinleştirilen bu katmanın zaman ölçeği 15 dakika seviyesinden çok daha uzun zaman seviyelerine kadar uzanmaktadır (Yan vd., 2022; Alhelou vd., 2018; Aziz vd., 2018; Díaz-González vd., 2014).

Türkiye'nin de bağlı bulunduğu Avrupa enterkonnekte şebekesinde, her ülkenin kendi İSO'suna sahip olduğu ancak tüm İSO'ların aynı regülasyonları takip ettiği YFK yapısı tercih edilmektedir (Aziz vd., 2018). Türkiye'de sekonder rezervlerin aktif edilmesinden ve gerekli üretim sinyallerinin sekonder rezerve katılan üretim birimlerine iletilmesi, Milli Yük Tevzi Merkezi (MYTM) aracılığıyla gerçekleştirilir. YFK içerisinde gerçek zamanlı aktif güç/frekans dengesini sağlamaya yardımcı olmak, Şekil 1.4'de görüldüğü üzere sistem frekansını tekrar sürekli işletim bandına getirmek için kullanılan ve yapısında merkezi denetleyici içeren sekonder frekans kontrol yapısı uzun yıllardır güç sistemlerinde:

- i) Senkron bölge içerisindeki frekans değerini idealde sıfır kalıcı hal hatasına, uygulamada ise yük bozunumlarına, parametrik belirsizliklere ve lineer olmayan parametrik etkilere karşı nominal işletim frekansı değeri etrafında izin verilen işletim bandında tutmak,
- ii) Kontrol bölgeleri arasındaki plansız güç değişimlerini kontrol etmek,

olan iki temel kontrol hedefini gerçekleştirmektedir (Alhelou vd., 2018; Hote ve Jain,

2018; Shayeghi vd., 2009). Ayrıca, sekonder kontrol yapısı ile bu iki temel hedef gerçekleştirilirken yerleşme zamanı ve aşma değeri gibi geçici zaman tepkisi özellikleri de dikkate alınmalıdır (Hote ve Jain, 2018).

Türkiye enterkonnekte elektrik şebekesi için EPDK (2022a) yönetmeliğinde ve 2010 yılında izlenme amaçlı, 2015 itibariyle de kalıcı olarak bağlı olduğumuz Avrupa Kıtası senkron bölgesi için ENTSO-E'de (2009) ayrıntılı olarak verilen frekans kararlılık şartlarının sağlanması gerekir. Her iki yönetmelik birbiriyle uyumlu olarak Türkiye enterkonnekte şebekesi frekans kararlılığı için idealde 50 Hertz (Hz) nominal işletim frekansında uygulamada ise 49,8-50,2 Hz hedeflenen sürekli işletim bandına ek olarak 47,5-52,5 Hz aralığındaki diğer iki temel işletme koşulunu dikkate almaktadır. EPDK (2022a) ve ENTSO-E (2009) tarafından Türkiye ve Avrupa'da geleneksel senkron tabanlı elektrik şebekesi için belirlenmiş bu frekans kısıtlamaları:

- i) Hedeflenen işletme koşulları: $49,8 \text{ Hz} \leq f \leq 50,2 \text{ Hz}$,
- ii) Kabul edilebilir işletme koşulları: $49,5 \text{ Hz} \leq f < 49,8 \text{ Hz}$ ve $50,2 \text{ Hz} < f \leq 50,5 \text{ Hz}$,
- iii) Kritik işletme koşulları: $47,5 \text{ Hz} \leq f < 49,5 \text{ Hz}$ ve $50,5 \text{ Hz} < f \leq 52,5 \text{ Hz}$,
- iv) Kararsız işletme koşulları: $f < 47,5 \text{ Hz}$ ve $52,5 \text{ Hz} < f$.

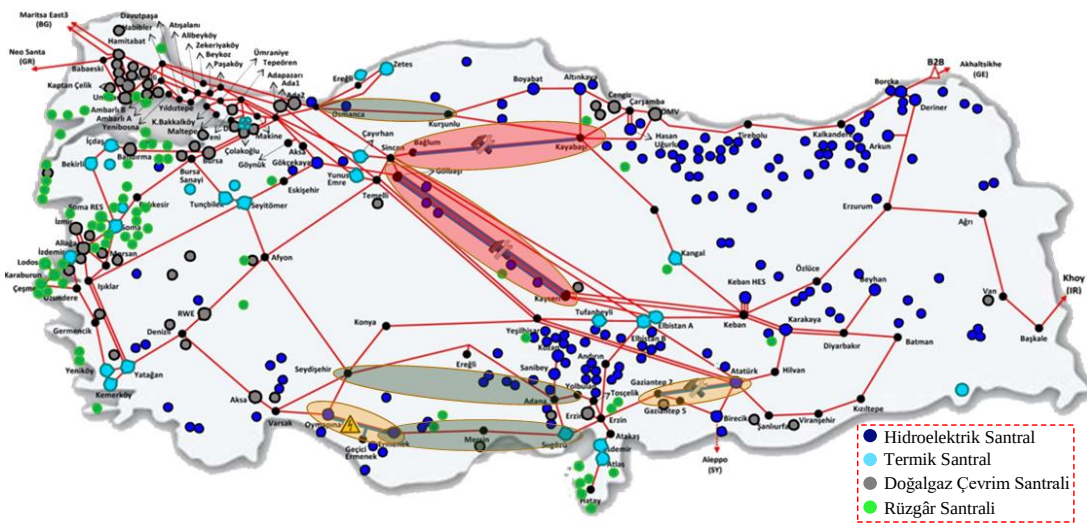
Zhao vd. (2020) ve Tungadio ve Sun'da (2019) ayrıntılı olarak açıklandığı üzere şebeke içerisinde daha fazla senkron olmayan YEK kullanılması, YFK sistemlerinde istenmeyen sistem davranışlarına sebep olmaktadır. Dolayısıyla, kesintili üretim kapasiteleri nedeniyle rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı dağıtık üretim birimleri için kararlı işletim koşulları 49.5 Hz ile 50.5 Hz aralığında bir frekans bandı ile sınırlandırılmakta olup bu frekans bandı dışında YEK üretim ünitelerinin şebekeden atılmasını gerektirir (Hartmann vd., 2019). Ayrıca EPDK (2022a) rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı üretim için ise şebeke frekansının 50,2 Hz'in üzerinde olduğu durumlarda ilave rüzgâr türbini ve/veya Güneş Enerjisi Santralinin (GES) devreye girmesine izin vermemektedir.

1.3 Bazı Elektrik Şebekesi Çöküşü Vakaları Yardımıyla YFK Sisteminde Karşılaşılabilecek Sorunların İncelenmesi

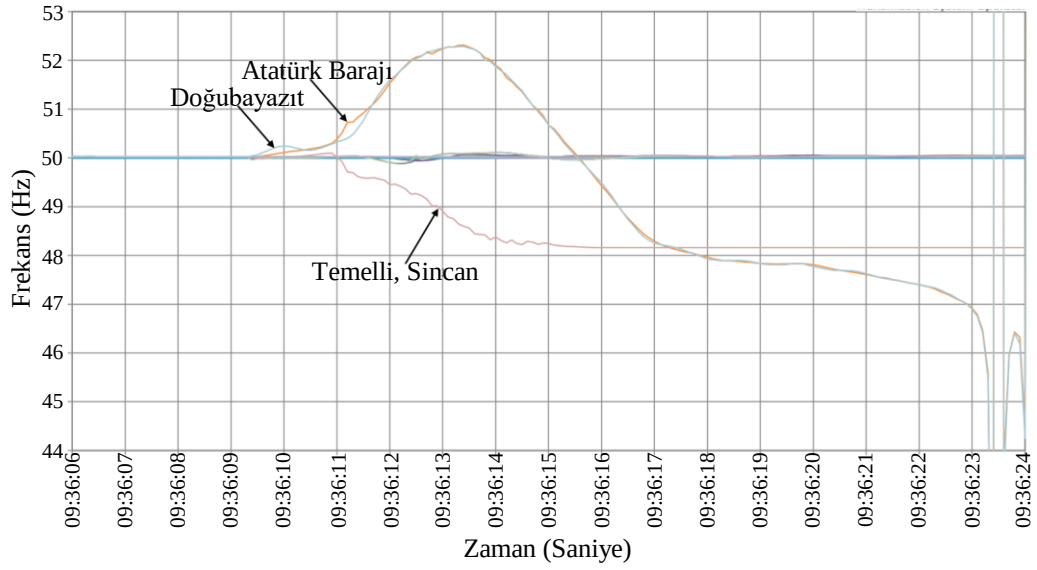
Şebekeye daha fazla rüzgâr ve güneş enerjisi tabanlı enerji kaynağı entegrasyonu ve sınırlı şebeke esnekliğinin olumsuz etkilerini daha iyi anlamak için son yıllarda meydana

gelen ülke çaplı ve eyalet çaplı büyük sistem çökmelerinden; 31 Mart 2015 Türkiye, 28 Eylül 2016 Güney Avustralya ve 15-19 Şubat 2021 Texas örnekleri sebepleri ve sonuçları itibarıyla incelenmesi gereken önemli vakalardır.

31 Mart 2015 Türkiye vakası her ne kadar YEK entegrasyonunun olumsuz etkilerine bağlı olmasa da hem sistem esnekliğini vurgulaması hem de Türkiye elektrik sisteminin dinamiklerini ve zayıf yönlerini kavrayabilmek için incelenmesi gereken önemli bir vakadır. Mart 2015’de Türkiye elektrik şebekesinde, hidroelektrik santraller hariç olmak üzere YEK tabanlı üretim çok kısıtlı idi. Şekil 1.5’de görüldüğü üzere elektrik enerjisi ağırlıklı olarak doğal kaynakların dağılımı sebebiyle ülkenin doğusundan sağlanmaktaydı. Tüketim ise gelişmiş sanayi altyapısı ve nüfus yoğunluğu sebebiyle günümüzde olduğu gibi ülkenin batısında daha yoğundu. Türkiye enterkonnekte şebekesi için iki bölgesi bir YFK sisteminde olduğu gibi üretilen ve tüketilen aktif güç dengesi; Doğu alt sisteminden Batı alt sistemine Ankara simetri merkezli ve toplam kurulu güç kapasitesinin yaklaşık yüzde 10’una denk gelen 7250-9100 MW kapasiteli 7 adet 400 kV’lık ENH koridoru yardımıyla gerçekleştirilmekteydi. Doğu alt sisteminden, Batı alt sistemine enerji akışı 31 Mart 2015 tarihindeki bakım-koordinasyon eksikliği (kırmızı ve sarı daireler ile belirtilen) ve sonrasında ENH’larda meydana gelen aşırı yüklenme sebebiyle devreden atmalar (gri daireler ile belirtilen) kaynaklı olarak her iki alt sistemde güç dengesizliklerini giderecek gerekli güç transferinin gerçekleştirilememesine sebep olmuştur.



Şekil 1.5. 2015 yılı Türkiye 400 kV iletim hattı haritası (ENTSO-E, 2015) ve elektrik santrallerinin birincil enerji kaynaklarına göre dağılımı (EMO, 2016)



Şekil 1.6. 2015 yılında hatanın meydana geldiği 09:36’da Atatürk Barajı, Sincan-Temelli ve Doğubayazıt’ta şebeke frekansının zamanla değişimi (ENTSO-E, 2015)

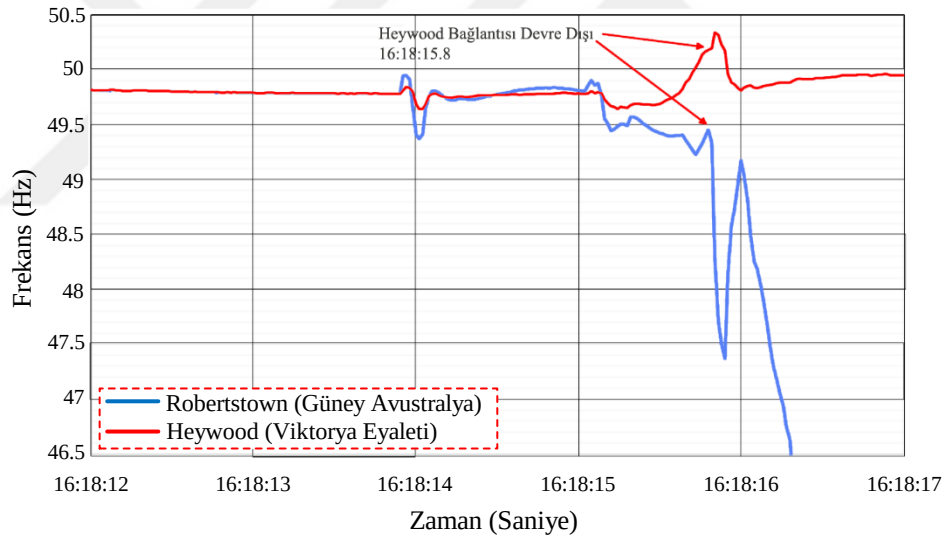
İki bölge arasındaki 400 kV’lık tüm ENH’ların devreden çıkması ve ENTSO-E sistemi ile de bağlantının kaybedilmesiyle ada moduna geçen Batı alt sisteminde; toplam talep, üretimden %21 fazla olmuştur. Meydana gelen aktif güç eksikliği sebebiyle ve Şekil 1.4’e benzeyen bu aktif güç dengesizliği sonucu frekans yüksek bir RoCoF değeri ile ani olarak düşmeye başlamıştır. Batı alt sistemindeki üretim santralleri rölelerin de tetiklenmesi ile daha fazla santral devreden çıkarak üretimin iyice azalmasına ve Batı alt sisteminin saniyeler içerisinde çökmesine sebep olmuştur.

Aynı olayın tersi durum ise Doğu alt sisteminde meydana gelmiştir. Üretimin, tüketimden %42 daha fazla olması Doğu bölgesinde frekansının, 1 Hz/s artış hızıyla 52.3 Hz’e ulaşmasına neden olmuştur. Şekil 1.6’da görüldüğü üzere artan frekans sebebiyle tetiklenen rölelerin devre dışı bıraktığı santrallerde aktif güç fazlalığının dengelenmesi için yeterli olamamış ve Doğu alt sistemi de birkaç saniye içinde çökmüştür.

31 Mart 2015 Türkiye elektrik şebekesi çökmesi sonrası şebekenin %95’inin tekrar işler hale gelmesi yaklaşık 9 saati bulmuştur. Kesintiler ülke çapında Doğubayazıt hariç olmak üzere 76 milyon insanın hayatını olumsuz etkilenmiştir (ENTSO-E, 2015).

İkinci vaka olarak incelenen ve 28 Eylül 2016 tarihinde Avustralya’nın Güney Avustralya eyaletinde yaşanan şebeke çökmesi, elektrik şebekesindeki toplam ataletin azalmasına

neden olan rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK nedeniyle yaşandığı iddia edilen ilk büyük çaplı elektrik sistemi çöküşüdür (McGreevy vd., 2021; Yan vd., 2018). Olay öncesi eyaletin toplam elektrik üretiminde rüzgâr enerjisinin payı %48, fotovoltaik tabanlı üretimin payı ise %18 idi. Kesintilerin başlıca sebebi şiddetli fırtına nedeniyle bazı ENH direklerinin zarar görmesi ve toplam rüzgâr gücü kapasitesinin %52'sinin anlık olarak kaybedilmesidir. Açığa çıkan talep fazlasının Viktorya eyaletinden ithal edilmek istenmesi, ancak iki eyalet arasındaki ENH koridoru kapasite limitlerinin aşılması, 31 Mart 2015 Türkiye örneğinde olduğu gibi iki eyalet arasındaki elektrik iletiminde açılabilirlik limitleri aşılmasına ve elektrik şebekesinin çökmesine sebep olmuştur. Şekil 1.7'de 28 Eylül 2016 tarihinde eyalet çapında meydana gelen bu çöküş sırasında şebeke frekansının zamanla değişimi görülmektedir (Yan vd., 2018; AEMO, 2017). Kesintiler, eyalet çapında 850 bin insanı etkilenmiş olup maddi kayıplar 367 milyon Avustralya Dolarını bulmuştur (Yan vd., 2018).

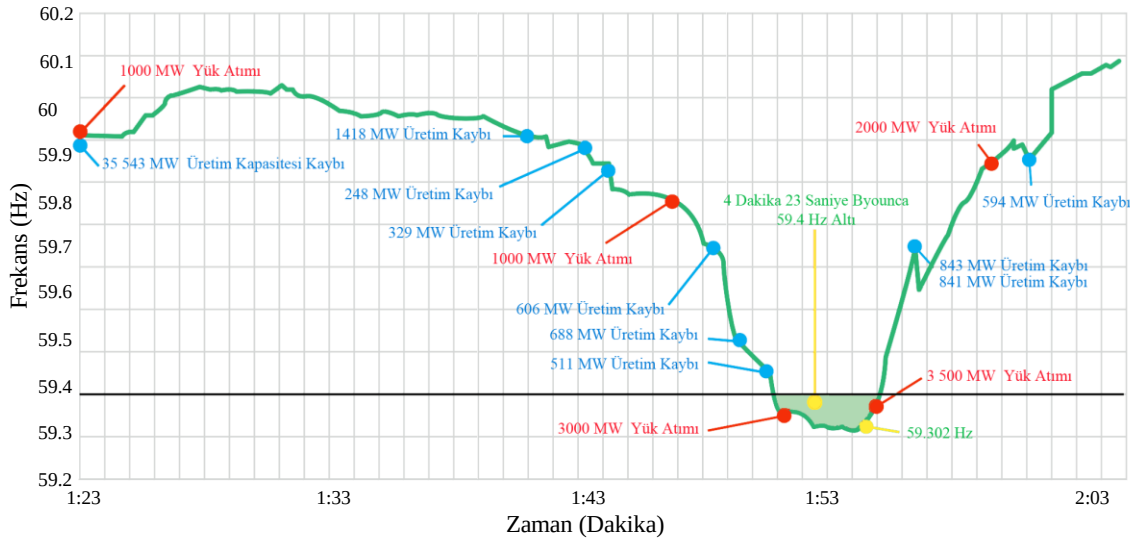


Şekil 1.7. Sistem çöküşünün meydana geldiği 16:18'de Heywood (Viktorya eyaleti) ve Robertstown (Güney Avustralya eyaleti) şehirlerinde şebeke frekansının zamanla değişimi (AEMO, 2017)

İncelenecek olan son vaka ise yakın zamanda meydana gelen ve şebeke esnekliğinin önemini gösteren 15-19 Şubat 2021 Texas eyalet geneli elektrik kesintileridir. Diğer vakalar ile karşılaştırıldığında etkileri günlerce süren bu kesintilere, aşırı sert dondurucu hava olayları sonucu birincil elektrik enerjisi üretim kaynaklarının yetersizliği sebep olmuştur. Bahsedilen kesintilerin yaşanmasının diğer ana sebepleri ise Texas elektrik şebekesinin Doğu ve Batı enterkonnekte şebekesinden bağımsız ada modunda çalışması

ve Doğu ve Meksika enterkonnekte şebekeleri ile çok kısıtlı enerji transfer kapasitelerine sahip olmasıdır. Ayrıca toplam üretimin %23'ünün eyaletin uzak yerlerindeki rüzgâr enerjisi gibi YEK üretim birimlerinin sağlanması ve elektrik enerjisi üreticilerine yönelik regülasyon eksiklikleri de Texas şebekesinde bu süreci tetikleyen diğer zayıf yönlerini oluşturmaktadır (Zhang vd., 2022; Busby vd., 2021). Şubat 2021'de meydana gelen bahsedilen üretim kesintileri ve aşırı soğuk sebebiyle meydana gelen aşırı talep, eyalette 30\$/MWh olan spot piyasa elektrik ücretlerinin 9000\$/MWh gibi astronomik rakamlara ulaşmasına sebebiyet vermiştir (Busby vd., 2021). Şekil 1.8'de 15 Şubat 2021 gecesi meydana gelen yük atmalar ve üretim birimlerinin kaybı nedeniyle meydana gelen frekans değişimleri görülmektedir.

Yüksek oranda YEK entegrasyonunun da etkisinin olduğu bu yük atmalar 19 Şubat tarihine kadar devam etmiş olup 4 gün boyunca devam etmiştir. Texas'ta yaşanan elektrik kesintilerin toplam 150-195 milyar \$ bir ekonomik kayba ve 151 insanın ölümüne sebep olup toplamda 4.5 milyon insanı etkilemiştir (Zhang vd., 2022; Busby vd., 2021; Wu vd., 2021).



Şekil 1.8. 15 Şubat 2021 günü Texas şebeke frekansının zamanla değişimi (Busby vd., 2021)

Verilen üç vaka incelendiğinde:

- Türkiye enterkonnekte şebekesinin ENTSO-E ve diğer komşu enterkonnekte sistemlerle, Güney Avustralya eyaletinin Viktorya eyaleti ile kısıtlı bağlantı

kapasitesi ve Texas'ın daha büyük şebekeler olan Batı ve Doğu (çok kısıtlı) enterkonnekte şebekelerinden bağımsız olarak ada modunda çalışması bu büyük çaplı şebeke çökmelerinin etkilerini artırmıştır. Dolayısıyla daha büyük enterkonnekte şebekelerle enerji alışverişinin gerekliliği ve aradaki ENH kapasitelerinin de ayrıca dikkate alınması gerektiği,

- Güney Avustralya ve Texas örneklerinde olduğu gibi şebekeye senkron olmayan ve dolayısıyla frekans regülasyonuna katkısı olmayan YEK'lerin, elektrik enerjisi üretimindeki yüksek payı sistem içerisindeki toplam ataletini azaltarak RoCoF oranlarının daha da sert bir şekilde artmasına sebep olmaktadır. Bu sebeple şebeke içerisindeki toplam atalet miktarının çeşitli modern yöntemler yardımıyla artırılması gerektiği,
- Elektrik santrallerinin, elektrik enerjisinin tüketildiği merkezlere coğrafi olarak yakın olması ya da güçlü şebeke bağlantılarına olanak sağlayan sistem odaklı planlamalara öncelik veren sistem esnekliği, kararlılığı ve güvenilirliğini önceleyen enerji politikalarına ihtiyaç olduğu (SHURA, 2022),
- Şebeke içerisinde dijitalleşme ile ortaya çıkan talep tarafı katılımı ve yönetime şebeke içerisinde önem verilmesi gerektiğinin (SHURA, 2022)

verimli ve etkin bir YFK kontrol yapısı için elzem olduğu anlaşılmaktadır. İlgili gözlemler incelendiğinde Türkiye enterkonnekte şebekesinde daha etkili bir şekilde kontrol edilebilmesi için:

- Komşu ülkeler ile yüksek miktarda enerji alışveriş altyapısı ve enterkonneksiyon kapasitelerinin artırılmasını sağlayacak MED-TSO (Moretti vd., 2020) ve ENTSO-E gibi projeler aracılığıyla daha fazla YEK'in sisteme dâhil edilmesi,
- 31 Mart 2015 vakası göz önüne alınarak bakım çalışmalarının daha iyi planlanması,
- Doğu ve Batı alt sistemleri arasındaki 400 kV'lık bağlantı kapasitelerinin güçlendirilmesi,
- Doğal gaz çevrim, rüzgâr, biyokütle, jeotermal santraller ve GES'ler ağırlıklı olarak ülkenin Batı alt sisteminde yer almaktadır. Rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK'ler sebebiyle her ne kadar şebeke içerisinde esneklik problemleri ve daha

sıkı frekans regülasyonları ile karşılaşılacak olsa da tüketim bölgeleri civarında bu tip dağıtık üretim birimlerinin sayısının artırılması yardımıyla iki bölge arasındaki enerji nakil ihtiyacını azaltılması,

- Türkiye şebekesinde yer almakta olan rüzgâr türbinlerinin YFK yapısı içerisinde frekans regülasyonuna katkı sunacak şekilde kullanımına olanak verecek yöntemlere şebeke içerisinde yer verilmesi,
- Talep tarafı katılım ve yönetimin desteklenmesi,
- Sistem esnekliğini artırmak için çeşitli enerji depolama birimlerine şebeke içerisinde yer verilmesi,
- Ayrıca EA'ların bataryalarının toplayıcılar aracılığıyla primer ve sekonder güç rezervleri olarak YFK sistemi içerisinde değerlendirilmesi ve sekonder frekans kontrolünde gürbüz denetleyici tasarımlarının tercih edilmesi ile sistemin ani frekans değişimlerine karşı tepkisinin hızlandırılması

gibi öneriler dikkate alınmalıdır.

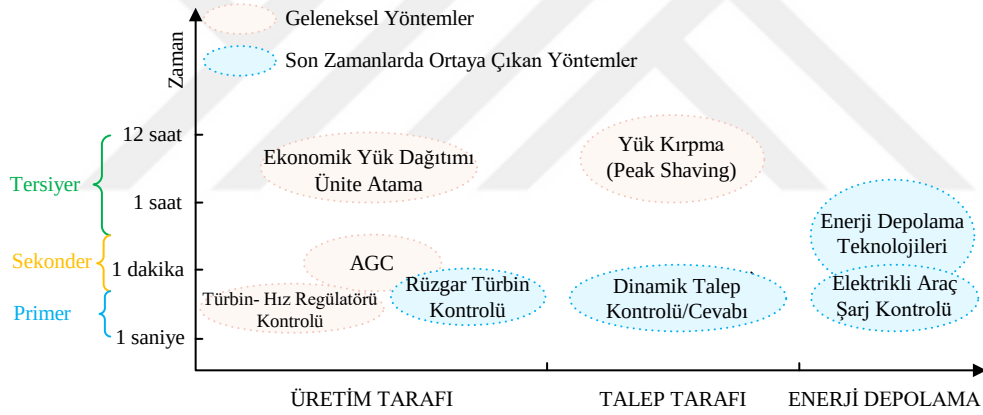
1.4 Frekans Kararlılığını Artırmaya Yönelik Modern Yaklaşımlar

YFK sisteminde; sistemdeki aktif güç rezervi, atalet ve esneklik eksikliğiyle ortaya çıkan frekans dalgalanmaları geçici veya kalıcı elektrik kesintilerine hatta bir önceki alt bölümde bahsedildiği üzere güç sisteminin çökmesine sebep olabilir. YFK sisteminin dolayısıyla güç sisteminin güvenilirliğini, frekans kararlılığını artırmak ve sisteme esneklik katacak ek rezerv ihtiyacı için Şekil 1.9'da verilen ve farklı zaman ölçeklerine yayılmış çeşitli geleneksel ve modern yaklaşımlar kullanılabilir (Khezri vd., 2019). Son zamanlarda talep ve üretim tarafındaki değişimlerle ortaya çıkan ve YFK'nin frekans kararlılığını ve bölgeler arası güç akışını istenilen değerlerde tutulabilecek başlıca yaklaşımlar:

- Enerji depolama teknolojileri (Küfeoğlu ve Melchiorre, 2020; Naveed vd., 2021a; Kermani vd., 2016; Chen vd., 2016; Tang vd., 2015),
- Dinamik Talep Cevabı (DTC) (Katipoğlu vd., 2022; Clarke vd., 2020; Shi vd., 2018; Wu vd., 2018; Nguyen vd., 2016; Pourmousavi ve Nehrir, 2014),

- Sanal atalet kontrolü (Hasen vd., 2022; Chen vd., 2020b; Khooban, 2020; Sockeel vd., 2020; Kerdphol vd., 2017) ,
- Esnek Alternatif Akım İletim Sistemleri [Flexible AC Transmission Systems-FACTS] cihazları (Khezri vd., 2019; Oshnoei vd., 2018; Zare vd., 2015).

Senkron jeneratör tabanlı geleneksel güç sistemlerinin kademeli bir şekilde YEK ve güç elektroniği tabanlı dağıtık üretim birimlerine dönüştüğü göz önüne alınırsa bahsedilen yöntemlerin hızlı dinamik tepkileri, bunların düşüm karakteristiğinin taklidi yardımıyla sistemdeki döner/yedek rezerv güç ihtiyacını azaltmada primer frekans rezervi olarak kullanımına olanak verir. Ayrıca bu dört yöntem, karakteristikleri sebebiyle sistem esnekliğine katkı sunup ek sistem maliyetlerini azaltarak ekonomik faydalar sundukları gibi sekonder frekans rezervine katkı sunabilecek kapasiteye de sahiptirler (Peddakapu vd., 2022; Shi vd., 2018).



Şekil 1.9. Çeşitli güç/frekans dengeleme yöntemleri (Shi vd., 2018)

Şebekede frekans kararlılığını artırmak ve düşük atalet probleminin üstesinden gelmek için kullanılacak enerji depolama teknolojileri senkron kondenserler, yakıt pilleri, volanlar, bataryalar, ultra kapasitörler, hatta yüksek gerilim Doğru Akım (DA) iletim hatları ve EA bataryaları olabilir (Chen vd., 2020b; Khooban, 2020; Fang vd., 2019). Ancak bahsedilen enerji depolama birimlerinin yüksek maliyetleri nedeniyle EA batarya grupları, düşük ataletli modern güç şebekelerine gerekli ek rezerv güç sağlamada diğer teknolojilere göre ekonomik bir yöntem olarak ortaya çıkmaktadır (Janota vd., 2020; Khooban, 2020; Ko ve Sung, 2019; Kermani vd., 2016).

Literatürde son zamanlarda ilgi çeken ve gelecekte özellikle dijitalleşmeyle beraber elektrik şebekesi için kaçınılmaz olacak diğer bir yöntem ise DTC'dir. Akıllı şebekeler ile yaygınlaşan iki yönlü haberleşme ve güç akışı, DTC'nin uygulanabilmesine imkân verir. DTC ile tüketicilerin kontrol edilebilir yükleri devreye alınıp/çıkarılarak frekans kontrolüne tüketicilerin katılımına imkân sağlanır (Clarke vd., 2020; Oshnoei vd., 2019; Khezri vd., 2018; Pourmousavi ve Nehrir, 2014). Çift yönlü güç ve bilgi akışı ile DTC; şebekede sistem güvenilirliğini, güç kalitesini ve çeşitli teknik ve ekonomik kısıtlamaları da dikkate alır (Khezri vd., 2018; Liu vd., 2018). DTC yapısında kullanılan yükler genellikle termal enerji depolama teknolojileri ve çeşitli enerji depolama teknolojileri olabilir. Elektrikli su ısıtıcıları, klimalar, dondurucular, buzdolapları, ısı pompaları DTC ile kontrol edilebilen başlıca termal yüklerdir (Clarke vd., 2020; Obaid vd., 2019; Pourmousavi ve Nehrir, 2014). Ayrıca su arıtma ve pompalama tesisleri ve toplayıcı konsepti içerisindeki batarya kapasiteleri sebebiyle EA'lar da DTC yapısına dâhil edilebilecek yüklerdendir (Katipoğlu vd., 2022; Oshnoei vd., 2019; Khezri vd., 2018; Jia vd., 2018; Ko ve Sung, 2018; Nguyen vd., 2016). DTC yapısı ayrıca sistem esnekliğini ve güvenilirliğini artırma, işletim maliyetlerini düşürme ve sistem verimliliğini artırma gibi çeşitli üstünlüklere de sahiptir (Liu vd., 2018; Pourmousavi ve Nehrir, 2014).

Diğer bir modern frekans dengeleme yaklaşımı ise sanal atalet kontrolüdür. Sanal atalet ile büyük güç sistemlerinde dönen senkron jeneratör rotorlarında depolanan kinetik enerji davranışı taklit edilerek sisteme daha fazla YEK kaynağının entegrasyonu sağlanmaya çalışılır. Anlık güç rezervi olan atalet; mekanik ve elektriksel güç arasındaki farktan kaynaklanır. Atalet sebebiyle frekansta meydana gelen değişim, mevcut anlık güç rezervlerinin miktarına, dolayısıyla sistemin ataletine bağlıdır (Hartmann vd., 2019; Díaz-González vd., 2014). Şebekeye senkronize olan jeneratör ve motor gibi yüklerin dönen parçalarda depolanan kinetik enerji ya da atalet, güç sistemi dengesini yeniden kurmak için gerekli olan ek güç rezervleri (primer ve devamında sekonder) devreye alınana kadar sisteme zaman kazandırır (Chen vd., 2020b). Eğer sistemde primer rezervler devreye alınana kadar şebekede yeterli miktarda atalet olmazsa, oluşacak olan frekans değişimi sistem güvenliğini tehlikeye atacak seviyelere ulaşabilir (Kerdphol vd., 2017). Ancak, fotovoltaik ve yakıt pili tabanlı YEK'lerde olduğu gibi rüzgâr türbinlerinin çoğu da maliyet, sistem karmaşıklığı, aerodinamik açıdan türbin bileşenleri üzerindeki mekanik stresi azaltma ve türbin ömürlerini uzatmak için şebekeye güç elektroniği arayüzleri aracılığıyla senkronize olmayacak şekilde bağlanırlar. Şebekeye senkronize olmayan

rüzgâr türbinleri dönen devasa kütlelerine rağmen frekans kontrolü açısından sisteme ek atalet sunamazlar (Chen vd., 2020b; Díaz-González vd., 2014; Bevrani vd., 2010). Her ne kadar sabit hızlı rüzgâr türbinlerinin tamamı ve değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin sadece çift beslemeli asenkron jeneratörlerin statorları şebekeye direkt bağlanıyor olabilseler de yukarıda bahsedilen sebepler nedeniyle çoğu uygulamada şebekeye senkronize olmayan değişken hızlı rüzgâr türbinleri tercih edilmektedir (Alhelou vd., 2018; Oshnoei vd., 2018; Bevrani vd., 2010). Güç sistemleri için olası ek atalet kaynakları senkron kondenseler, rüzgâr türbinleri, ultra kapasitörler ve bataryalardır (Chen vd., 2020b; Khooban, 2020; Kerdphol vd., 2019; Fang vd., 2019; Díaz-González vd., 2014). Bahsedilen depolama ve üretim tarafı kaynakların yanı sıra, literatürde EA'lar ve termal yükler de yük tarafında frekans kararlılığı destekleyici kaynak olarak sanal atalet kontrolüne dâhil edilebilir (Hasen vd., 2022; Chen vd., 2020b).

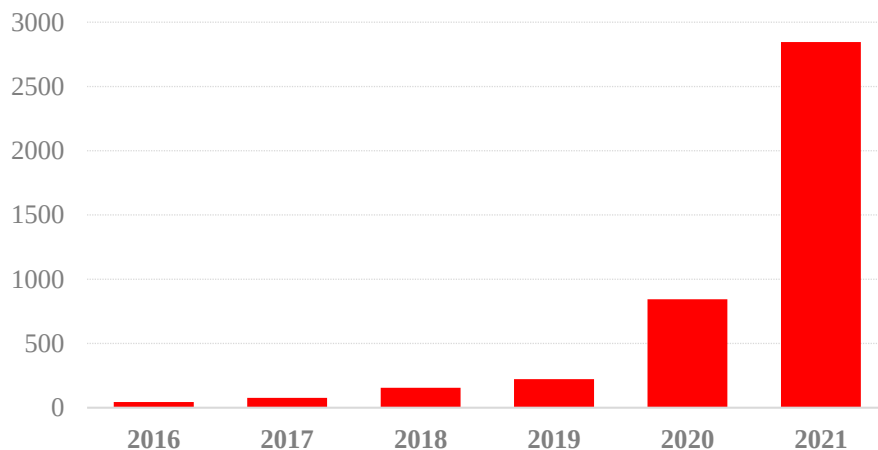
Sistem frekans kararlılığını artırabilecek diğer bir yenilikçi yöntem ise FACTS cihazlarının YFK içerisinde kullanılmasıdır. Seri FACTS cihazları verimli bir şekilde kontrol edilebilirlikleri ile bölgeler arası ENH'lara bağlandığı için enerji depolama teknolojileri ve DTC ile karşılaştırıldığında, frekans kararlılığını artırmada daha etkili olduğuna yönelik çalışmalar literatürde mevcuttur (Khezri vd., 2019). Tristör kontrollü faz değiştirici, statik senkron seri kompanzatörler, hatlar arası güç akış denetleyicileri, kapı kontrollü seri kapasitörler gibi seri FACTS cihazları bölge frekansı ve bölgeler arası güç paylaşımı dalgalanmalarını iyileştirmede kullanılabilecek başlıca FACTS cihazlarındandır. Ayrıca enerji depolama tabanlı süper iletken manyetik enerji depolama, kapasitif enerji depolama ve redoks akışkan batarya üniteleri gibi FACTS cihazları da ani yük değişikliğinde sisteme aktif güç basarak ya da çekerek frekans ve güç paylaşımı salınımlarını azaltmada ve dengelemede kullanılabilir (Khezri vd., 2019; Zare vd., 2015).

Bahsedilen dört yöntemden FACTS cihazları maliyet açısından frekans dengeleme ve sisteme esneklik kazandırmada öne çıkan yöntemlerden biri değildir (Zhang vd., 2017). Diğer üç yöntem incelendiğinde kaynak olarak birçok alternatif ortaya çıksa da EA'ların toplayıcı konseptiyle uygun bir kaynak olarak öne çıktığına dair literatürde çeşitli çalışmalardan (Hasen vd., 2022; Katipoğlu vd., 2022; Naveed vd., 2021a; Ko ve Sung, 2019; Ko ve Sung, 2018) ve bir sonraki alt bölümdeki verilerden kolaylıkla ulaşılabilir. Dolayısıyla, tez çalışması kapsamında, sisteme esneklik kazandıracak ve frekans

regülasyonuna olumlu yönde katkı sağlayacak yöntem olarak EA'ların toplayıcı konseptiyle YFK yapısına enerji depolama birimi olarak eklenmesine yer verilmiştir. Ayrıca EA toplayıcılar günümüzde daha keskin çizgilere sahip ördek eğrisinin de iyileştirilmesine de katkı sunabilir. EA'ların tüm dünyada yaygınlaşmasıyla birlikte, bataryalarının hızlı tepki vermesi ve Araçtan Şebekeye [Vehicle-to-Grid - V2G] teknolojisi yardımıyla bu bataryaların enerji kaynağı olarak da kullanılabilmesi, EA bataryalarının ek bir frekans rezerv kaynağı olarak kullanılmasında birçok araştırmacının ilgisini çekmiştir (Küfeoğlu ve Melchiorre, 2020; Naveed vd., 2021a; Zhou vd., 2020; Hua ve Wang, 2022; Ko ve Sung, 2018; Nguyen vd., 2016).

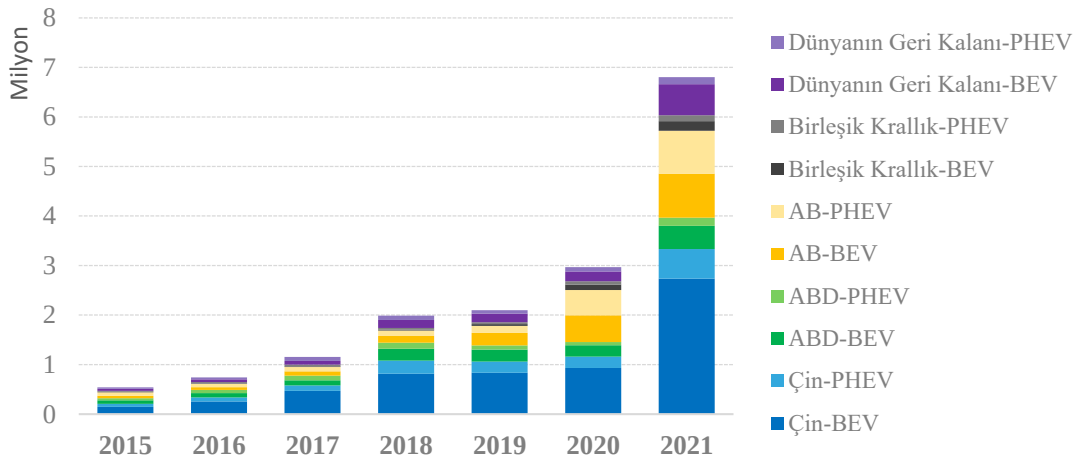
1.5 Türkiye ve Dünya'da EA'lara Olan Talep

Bu alt bölümde EA'ların günümüze kadar ve önümüzdeki 10 yıldaki olası stok kapasiteleri incelenerek tez kapsamında frekans regülasyonuna katkı sunmak için neden EA bataryaların toplayıcı konsepti altında bir frekans kontrol rezervi olarak seçildiği öne çıkartılmaya çalışılacaktır. Bu alt bölümdeki verilerde sadece ticari olmayan binek araç sayıları dikkate alınmıştır. SHURA (2021) verileri yardımıyla Şekil 1.10'da sunulan grafik incelendiğinde, Türkiye'de henüz emekleme döneminde olsa da Bataryalı EA'lara (BEA) karşı talep 2019'dan 2021'e kadar her yıl yaklaşık olarak dörde katlanmıştır. Türkiye verileri için Plug-in Hibrit EA (PHEA) satışlarına ilişkin veri bulunamadığından Şekil 1.10'da yer verilmemiştir.



Şekil 1.10. Türkiye'de BEA satış sayılarının yıllara göre değişimi (SHURA, 2021)

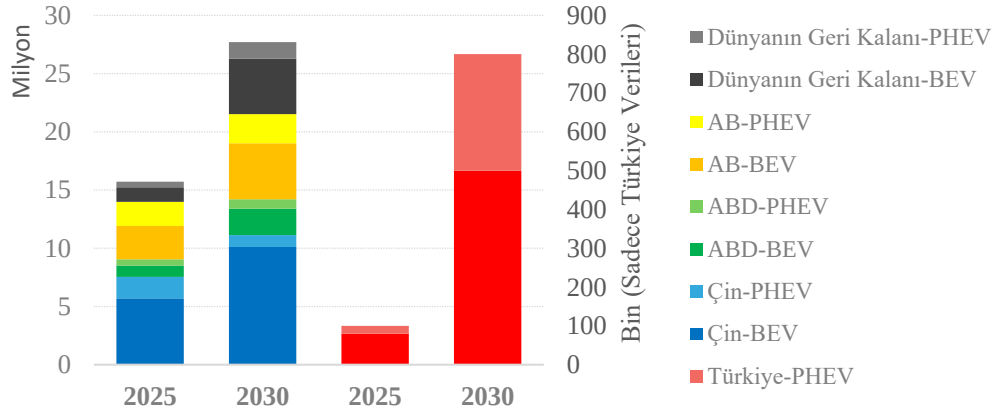
Dünyada EA'lara yönelik talep ise IEA (2022) verileri kullanılarak Şekil 1.11'de sunulmuştur. 2015-2021 yılları arasında toplam BEA ve PHEA yıllık satış rakamları Çin, Birleşik Krallık, ABD, Avrupa ve dünyanın geri kalanı için incelendiğinde, EA satışlarının yıllar içerisinde üstel olarak arttığı ve her yıl BEA satışlarının PHEA satışlarının önüne geçtiği göze çarpmaktadır. 2015'de tüm Dünya'da 500.000 civarında olan toplam EA satış rakamları ise 2021'de 7 milyon rakamına yaklaşmıştır. Tüm dünyada 2021 yılsonu itibariyle EA stokları ise 11 milyonu BEA, 5.2 milyonu PHEA olmak üzere 16.2 milyon rakamına ulaşmıştır. Mevcut veriler incelendiğinde özellikle Çin, ABD ve Avrupa için ulaşılan satış ve stok sayıları, şebeke içinde frekans dengeleme rezervi olarak EA sayısının yeterli rakamlara eriştiğini göstermektedir.



Şekil 1.11. BEA ve PHEA satış sayılarının yıllara göre değişimi (IEA, 2022)

Daha önceki alt bölümlerde 2030 yılı için öngörülen YEK yatırımları da referans alındığında EA'ların olası satış ve stok sayılarının 2030 için incelenmesi; EA'ların kapasiteleri hakkında ve tezin motivasyonu açısından daha geniş kapsamlı bilgi sunmaktadır. Bu amaçla Şekil 1.12'de 2025 ve 2030 yılları için öngörülen satış rakamları; IEA (2022) verileri için grafiğin sol dikey eksenini referans alınarak, Türkiye projeksiyonu verileri için ise SHURA (2019) verileri yardımıyla sağ dikey eksenini referans ölçek alınarak sunulmuştur. IEA (2022) verileri incelendiğinde 2030'da BEA stok sayısının 130-190 milyona, PHEA sayısının ise 45-54 milyon rakamına ulaşacağı ve 2030 yılsonu itibariyle toplam araç satışlarında EA satışlarının %22-35 oranına ulaşacağı öngörülmektedir. Türkiye için SHURA (2019) raporu incelendiğinde ise EA'lara önem veren iyimser senaryoda PHEA ve BEA satış rakamlarının 2025'de 100 bin civarına,

2030’da ise 8 katlık bir artış ile 800 bin sayılarına ulaşabileceği öngörülmektedir. Yine EA’lara öncelik veren yüksek büyüme senaryosunda da toplam stok sayısının 2.5 milyona ve toplam binek araç satışında EA’ların payının %55’e ulaşabileceği öngörülmektedir.



Şekil 1.12. 2025 ve 2030 yılları için EA satış sayıları projeksiyonu (IEA, 2022; SHURA, 2019)

Bu bölümde bahsedildiği üzere, son yıllarda YFK sistem kararlılığını korumanın zorlaşması büyük elektrik kesintileri ile sonuçlanan istenmeyen elektrik kesintilerine sebep olmuştur. İncelenen projeksiyonlar, YEK’lerin mevcut akıllı şebekede daha baskın hale geleceği, frekans kontrolü ve kararlılığının zorlaşacağı önümüzdeki 10 yıl için hem Dünya’da hem de ülkemizde EA’ların primer ve sekonder frekans çevrimleri için V2G teknolojisi yardımıyla şebekeye yeterli aktif güç rezervi sunabilecek kapasiteye ulaşacağını ortaya koymaktadır. Türkiye için ise Dünya’dan farklı olarak EA satışları henüz yeteri seviyelere ulaşmamış olsa da önümüzdeki 10 yılda şebekeye gerekli frekans rezervi ihtiyacı sağlamada yeterli rakamlara ulaşacağı açıktır. Bu sebeple EA’ların, akıllı şebekelere yüksek miktarlarda dâhil olması kaçınılmazdır. Dolayısıyla, şebekede birer kontrol edilebilir yük olarak EA’ların, YFK sistemi içerisinde frekans dengeleme hizmetlerine katılımı, şebeke için ek ekonomik maliyet getirmeyeceğinden bunların YFK sistemine nasıl katılacağı ve şebeke kararlılığına etkilerinin incelenmesi elzemdir. Bu amaçla tez kapsamında, geleneksel elektrik şebekesindeki zorluklara ek olarak dijitalleşme ve artan dağıtık üretim birimlerinin şebekeye entegrasyonu gibi akıllı şebekelerin ortaya çıkardığı sorunların üstesinden gelebilmek için yine akıllı şebekelerin önemli bir bileşeni hale gelen EA’ların şebekedeki kararlılık ve esneklik problemlerine çözüm sunmasına ve çeşitli analizlere tez kapsamında yer verilmiştir.

Tez çalışması kapsamında;

- Bölüm I ve II’de genişçe yer verilen ve elektrik şebekelerinde dijitalleşme ve teknolojiye gelişmelere paralel olarak akıllı şebekelerde meydana gelen çeşitli değişim ve zorluklar geleneksel YFK sistemi modeline dâhil edilmiştir. Ayrıca, önümüzdeki 10 yıl içerisinde daha da yaygın hale gelecek olan EA’ların, toplayıcı konsepti ile akıllı şebekelerin aktif güç/frekans kararlılığı, güvenilirliği ve esnekliğine bataryaları aracılığıyla katkı sunabileceği detaylı teorik analizler ve benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir
- Bölüm III’de elde edilen YFK/YFK-EA sistem modelinde haberleşme ağı altyapısı ve mimarisi seçimine bağlı olarak kaçınılmaz olan zaman gecikmesi etkilerinin sistem kararlılığı üzerine etkilerini inceleyebilmek için frekans düzlemi yöntemlerinden üstel terimin eliminasyonu ve Frekans Tarama ile İleri Kümelenme [Advanced Clustering with Frequency Sweeping - ACFS] yöntemleri kullanılmıştır.
- Literatürde ACFS yöntemi, ilk kez çok bölgeli bir YFK-EA sistemine uygulanarak sadece kararlılık bölgelerini değil sistemin kararsız köklerinin sayısının sabit olduğu kararsızlık bölgelerini de içeren iki boyutlu (2B) kapsamlı kararlılık haritası elde edilmiştir. Ayrıca, ACFS yöntemi ile üstel terimin eliminasyonu yönteminden farklı olarak orantısız zaman gecikmesi durumu için iki bölgeli YFK/YFK-EA sisteminin gecikme payları hesaplanmıştır.
- Bölüm III’de elde edilen bir ve iki bölgeli YFK/YFK-EA modelleri için denetleyici parametre uzayında sistemin kararlılığını sağlayabilecek tüm olası denetleyici kazançlarını kapsayan kararlılık bölgeleri Kararlılık Sınır Eğrisi [Stability Boundary Locus] yöntemi yardımıyla elde edilmiştir.
- YFK/YFK-EA sisteminde meydana gelecek olası bozunumları, parametre değişimlerini ve belirsizlikleri de dikkate alan gürbüz kararlılık bölgeleri genelleştirilmiş Kharitonov teoremi ile elde edilerek gürbüz PI ve KDPI denetleyici tasarımı yapılmıştır.
- YFK/YFK-EA sistemlerinde, gürbüz PI ve KDPI denetleyici tasarımı için 16 Kharitonov polinomu yerine sadece 3 adet Kharitonov polinomu kullanılmasının yeterli olacağı ayrıntılı çalışmalarla gözlemlenmiştir.

- Hem klasik PI ve hem de KDPI denetleyici durumu için tüm çalışmalar tekrarlanmıştır.

Bu tez çalışması aşağıda verilen 8 bölümden oluşmaktadır.

- Bölüm I’de tezin motivasyon kaynakları ayrıntılı bir literatür ile vurgulanmış olup günümüz elektrik güç sistemlerinde meydana gelen değişimlere, seçilen üç vaka için YFK sisteminin önemine, YFK sisteminde frekans kararlılığı ve sistem esnekliğini artırmaya yönelik olası çözüm önerilerine ek olarak Türkiye ve Dünya’da EA’lara yönelik talebin çeşitli istatistiki veriler yardımıyla ayrıntılı olarak incelenmesine yer verilmiştir.
- Bölüm II’de hem YFK/YFK-EA sistemleri üzerine hem de Zaman Gecikmeli Sistemler [Time Delay Systems - TDS] üzerine geniş bir literatür taraması sunularak, tezde ilgilenilen konuların literatür içerisindeki yeri ve tezin önemi ortaya çıkartılmaya çalışılmıştır.
- Bölüm III’de çeşitli kabuller altında lineer bir bölge ve iki bölge YFK-EA sistemi dinamiklerini temsil eden çeşitli durum-uzay modelleri ve ilgili modellere ait sistem karakteristik denklemleri elde edilmiştir. Ayrıca, Kesir Dereceli Oransal-İntegral (KDPI) denetleyici yapısı, EA toplayıcı kavramı, YFK sistem bileşenleri ve Kazanç ve Faz Payı Test Edici [Gain and Phase Margin Tester - GPMT] üzerine kısa bir teorik altyapıya yer verilmiştir.
- Bölüm IV’de YFK/YFK-EA sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizleri için frekans düzlemi yöntemlerinden üstel terimin eliminasyonu yönteminin kesir dereceli sistemlere uyarlanmasına yer verilmiştir. Yöntem, klasik PI ve KDPI denetleyici durumu için bir bölge YFK-EA sistemine; klasik PI denetleyici durumu için de orantılı zaman gecikmesi içeren iki bölge YFK-EA sistemine uygulanmıştır. Ayrıca bu bölümde kapsamlı benzetim çalışmalarına da yer verilmiştir.
- Bölüm V’de ACFS yöntemi ve bu yöntemin teorik altyapısının dayandığı Karakteristik Köklerin Yığınlı İşlenmesi [Cluster Treatment of Characteristic Roots - CTCR] yönteminin teorik altyapısı sunulmuştur. Ardından, ACFS

yöntemi orantılı ve orantısız zaman gecikmeleri durumunda hem klasik PI hem KDPI denetleyici için iki bölgeli YFK /YFK-EA sistemlerine uygulanmıştır. Son olarak, yapılan benzetim çalışmalarına ek olarak iki bölgeli YFK /YFK-EA sistemleri için literatürde daha önce yapılmış çalışmalar ile ACFS yöntemi ile elde edilen sonuçlar nispi hata cinsinden karşılaştırılmıştır.

- Bölüm VI'da bir ve iki bölgeli YFK /YFK-EA sistemleri için denetleyici parametre uzayındaki kararlılık bölgelerinin SBL yöntemi aracılığıyla elde edilmesine ve sonuçların çeşitli benzetim çalışmaları ile doğrulanmasına yer verilmiştir.
- Bölüm VII'de, Bölüm III'de elde edilen bir ve iki bölgeli YFK/YFK-EA sistem modelleri için hem geleneksel PI hem de KDPI denetleyici kullanılması durumunda gürbüz kararlılık bölgeleri, genelleştirilmiş Kharitonov teoremi ve SBL yöntemi aracılığıyla elde edilmiştir.
- Bölüm VIII'de ise tez kapsamında elde edilen sonuçların genel bir değerlendirilmesine ve tezin literatüre sunduğu yeniliklerin vurgulanmasına yer verilmiştir.

BÖLÜM II

LİTERATÜR ÖZETİ

Aktif güç/frekans kararlılığı, dolayısıyla YFK sistemi 70 yılı aşkın süredir bu konu üzerine çalışan elektrik mühendisleri için güncel bir araştırma konusu olagelmıştır (Shayeghi vd., 2009). Temel olarak bir bozunum bastırma problemi olan YFK problemi, daha önce bahsedildiği üzere i) bölge içi frekans değişiminin ve ii) bölgeler arası istenmeyen güç paylaşımının minimize edilmesinden sorumludur (Wang ve Li, 2022; Hote ve Jain, 2018). Sekonder kontrol yapısı ile aktif güç dengesinin sağlanması yani bahsedilen iki temel kontrol hedefinin gerçekleştirebilmesi, uygun kontrol sinyalinin merkezi gözlem/kontrol biriminden, Türkiye’de MYTM’nden, ilgili üretim ünitelerine gönderilmesi yardımıyla gerçekleştirilir. Bu sebeple sekonder kontrol yapısı, gerekli kontrol sinyallerini üretecek ve primer kontroldeki kalıcı frekans hatalarını giderecek bir denetleyici yapısına ihtiyaç duyar.

Her ne kadar 20. yüzyılın başlarında enerjinin, ışık hızında uzun mesafelere elektrik enerjisi formunda aktarılması yaygınlaşmaya başlasa da elektrik şebekesinin coğrafi olarak geniş alanlara yayılmasıyla ortaya çıkan bölge ve enterkonnekte kavramları ile 1950’li yıllarda karşılaşmıştır. Bu süreçten itibaren enterkonnekte kavramı ile birlikte anlık olarak üretilen elektrik enerjisinin yine anlık olarak hem her bölge içerisinde hem de zayıf kuplajlı ENH’lar aracılığıyla bölgeler arasında tüketilmesi sürecinin daha iyi yönetilebilmesi için optimal denetleyici tasarımına yönelik çalışmalar ilgi çekmeye başlamıştır (Fosha ve Elgerd, 1970). Ancak günümüze kadar geçen süreçte, YFK sisteminin dinamik cevabını iyileştirmeye yönelik devam eden optimal denetleyici ve sistemdeki belirsizlikleri ele alan gürbüz denetleyici arayışlarında üzerinde uzlaşa sağlanan tek bir denetleyici modeli ve/veya denetleyici kazançlarını ayarlama yöntemi henüz bulunamamıştır. Bunun başlıca sebeplerinden biri, YFK sistemi için en iyi denetleyici tanımının değişen şebeke yapısı ile sürekli değişmesi ve Bölüm I’de de bahsedilen güç şebekesi dinamiklerinin (YEK’ler, dijitalleşme, akıllı şebekeler, mikro şebekeler, dağıtık üretim, deregülasyonlar, siber saldırılar...) bir asrı aşan süreçte sürekli olarak değişmesinin gerektirdiği ek denetleyici tasarım kıstaslarıdır.

Bu bölümde, YFK sisteminde istenilen kontrol hedeflerini gerçekleştirecek denetleyici

tasarımı için literatürde yer verilen çeşitli tasarımlar ve parametre ayarlama yöntemleri ile ilgili detaylı bir literatür sunulacaktır. Ayrıca, bölümün ilerleyen kısımlarında tezin de ana odak noktalarından olan TDS'ler üzerine kısa bir literatür özeti ve devamında ise zaman gecikmesi içeren YFK sistemlerinin kontrolü için literatürde yapılan çeşitli çalışmaları içeren literatür özetine yer verilecektir.

2.1 YFK Sistemi için Denetleyici Tasarım Yaklaşımları

YFK sisteminde sekonder frekans kontrolü için tasarlanan ilk denetleyiciler Fosha ve Elgerd'da (1970) olduğu gibi amacı primer frekans kontrolünde kaçınılmaz olan kalıcı hal hatalarını gideren integral denetleyiciler olmuştur. Ancak günümüze uzanan süreçte birçok farklı denetleyici tasarımı geliştirilerek literatüre tanıtılmıştır. Ancak tüm literatür incelendiğinde ve gerçek hayattaki YFK uygulamaları dikkate alındığında I, PI ve PID tabanlı klasik denetleyicilere yönelik rağbetin diğer denetleyici ailelerine göre baskınlığı yadsınamazdır. Denetleyici tasarımı üzerine çalışmalar, YFK kontrol hedeflerini daha da iyileştirmek ya da farklı bilim dalı problemlerinde kullanılan denetleyici tasarımlarının, YFK sistemine olumlu yönde katkı yapıp yapamayacağını (birçok farklı sistem dinamiğini de modele katacak şekilde) inceleyebilmek için literatürde çeşitli araştırmaların ana odak noktası haline gelmiştir (Ahmadi Kamarposhti vd., 2022; Zhong vd., 2022; Shayeghi vd., 2009). Genel olarak literatürdeki ilk denetleyici tasarımları; optimal, gürbüz veya uyarlamalı denetleyici tasarımları olurken günümüzde yapay zekâ tabanlı tasarımlara da son zamanlarda rastlanılmaktadır. Her ne kadar literatürde farklı sınıflandırmalar yapılmış olsa da YFK sistemi için denetleyici tasarımları; klasik (Fathy vd., 2022; Katipoğlu vd., 2022; Sönmez ve Ayasun, 2018a; Hajiakbari Fini ve Hamedani Golshan, 2018), optimal (Hassan vd., 2022; Khooban, 2020), uyarlamalı (Chen vd., 2022; Negahban vd., 2022; Qiu vd., 2021), gürbüz (Kerdphol vd., 2017; Kumar ve Hote, 2021; Oshnoei vd., 2019) ve zeki (Ahmadi Kamarposhti vd., 2022; Negahban vd., 2022; Wang ve Li, 2022; Qiu vd., 2021) denetleyici tasarımları olmak üzere 5 ana sınıfta incelenebilir. Her tasarım sınıfının, güç sistemleri açısından birbirlerine göre üstünlük ve dezavantajlarına Peddakapu vd. (2022), Ullah vd. (2021), Alhelou vd. (2018) ve Shayeghi vd.'de (2009) ayrıntılı olarak yer verilmiştir. Her denetleyici sınıfından kısaca bahsedilecek olursa:

i) Klasik Kontrol Yöntemleri

Son 70 yılı aşkın süredir, literatürde YFK sisteminin dinamik kararlılığını iyileştirmede ve kontrol hatalarını düzeltmede, Alan Kontrol Hatası [Area Control Error – ACE] sinyalinin integralinin alınmasına dayanan klasik I, PI ve PID tabanlı denetleyiciler bu sınıfta yer alır (Alhelou vd., 2018). Geleneksel PI/PID tabanlı denetleyiciler, transfer fonksiyonları aracılığıyla ayarlanıp tasarlandığı için performansları büyük ölçüde kazanç değerlerinin optimizasyonuna bağlıdır (Wang ve Li, 2022). Her ne kadar bu güvenilir denetleyicilerin; tasarımları, fiziksel olarak gerçekleşmesi ve gerçek sistemlere uygulanması kolay; endüstride de en yaygın kullanılan denetleyiciler olsalar da bazı dezavantajlara sahiptirler. Bu denetleyicilerin başlıca dezavantajları; lineer olmayan durumlarda, parametre değişimlerinde, çeşitli sistem belirsizliklerinde ve dış bozunumlarda zayıf ve yavaş dinamik tepki göstermesidir. (Fathy vd., 2022; Peddakapu vd., 2022; Negahban vd., 2022; Hote ve Jain, 2018; Khezri vd., 2018; Shayeghi vd., 2009). Ayrıca denetleyici çıkışındaki kontrol sinyali değerinin, hız regülatörünün üst limitini aşması durumunda, integratör bileşeni nedeniyle meydana gelebilecek doyum ve kaçınılmaz geçici frekans salınımları bu tip denetleyicilerin bilinen diğer dezavantajlarından (Wang ve Li, 2022). Bu sebeple, daha modern yaklaşımlardan optimal, gürbüz veya zeki kontrol yöntemleri, bahsedilen bu dezavantajların üstünden gelebilmek için klasik denetleyici tasarımları yerine tercih edilmektedir (Khezri vd., 2018).

Endüstride kontrol süreçlerinin %90'ında tasarım basitliği başta olmak üzere çeşitli üstünlükleri nedeniyle tercih edilen klasik PI/PID denetleyicilerin dezavantajlarının üstesinden gelebilmek için daha esnek denetleyici tasarımına izin veren KDPI/Kesir Dereceli PID (KDPID) denetleyici yapıları son yıllarda literatürde de ilgi çekmektedir. Kontrol sistemleri alanındaki son gelişmeler; parametrik değişim ve dış bozunum gösteren sistemlerde daha iyi performans gösteren KDPI/KDPID denetleyicilerin, geleneksel denetleyicilere göre daha iyi bir bozunum bastırma kabiliyetine sahip olduğunu göstermektedir (Fathy vd., 2022; Khezri vd., 2018; Sondhi ve Hote, 2016). KDPID yapıları dışında, geleneksel PID yapılarına göre daha geniş bir dinamik aralıkta sistem performansı ve birden fazla tasarım hedefini karşılayabilme imkânı sunan kaskad PID denetleyici tasarımları da denetleyici tasarımında öne çıkan diğer klasik kontrol yaklaşımlarındandır (Hote ve Jain, 2018).

ii) Optimal Kontrol Yöntemleri

Literatürde YFK'nın dinamik cevabını iyileştirmek için optimal denetleyici tasarımı üzerine çalışmalar 1970 (Fosha ve Elgerd, 1970) yılına kadar uzanmaktadır (Zhong vd., 2022). Güç sistemlerindeki ilk örnekleri 1970'li gibi çok erken döneme dayanan optimal kontrol yaklaşımları, geleneksel PID tabanlı yaklaşımların aksine çok değişkenli sistemler için daha uygundur ve temel amacı seçilen maliyet fonksiyonunun minimizasyonudur. Enterkonnekte sistemlerde, YFK sisteminin dinamik kararlılığı sürdürmede barındırdığı potansiyelleri gelecek çalışmalar için ümit vadecici olsalar da kontrol edilen sistemin tüm durumlarının gözlemlenmesini gerektirdiği için büyük ölçekli (çok bölgeli ve karmaşık) YFK sistemleri için optimal denetleyici tasarımları uygun olamayabilir (Peddakapu vd., 2022; Alhelou vd., 2018).

iii) Uyarlamalı Kontrol Yöntemleri

Belirli bir çalışma noktası etrafında küçük yük değişimleri olacağı varsayımı ile lineerleştirilen YFK sisteminin, çalışma modu değiştirildiğinde başka çalışma modu için tasarlanan denetleyici her çalışma modunda uygun ve optimal çalışma koşulları sunmayabilir. Bu nedenle, en iyi kontrol performansını elde etmek için çeşitli dinamik mod ve parametre değişimlerine göre denetleyicinin kendi kendini otomatik olarak ayarlayabildiği yani uyarlayabildiği kontrol yöntemlerine ihtiyaç duyulur. Ancak, bu tip denetleyici aileleri yüksek hesaplama sürelerine ihtiyaç duyup mutlak bir sistem modeli bilgisi gerektirme gibi dezavantajlara da sahiptir (Peddakapu vd., 2022; Wang ve Li, 2022).

iv) Gürbüz Kontrol Yöntemleri

Klasik YFK denetleyicilerde, denetleyicinin sabit kazanç değerlerine sahip olması farklı çalışma, yük koşulları ve parametrik belirsizliklerde sistem dinamik cevabını olumsuz şekilde etkileyebilir (Peddakapu vd., 2022). Parametrik belirsizliklere ek olarak modelleme ve lineerleştirmedeki hatalar, çevresel koşullar nedeniyle farklı türde belirsizlikler ve sistem modelinin lineerleştirilmesi sırasında seçilen çalışma modlarının günlük döngü sırasında rastgele değişmesi de nominal sistem parametrelerine göre tasarlanan optimal YFK denetleyici tasarımları yerine gürbüz denetleyicilerin tercih edilmesine sebep olur (Shayeghi vd., 2009). Sistem performansı-gürbüzlüğü arasında ödünleşim gerektiren gürbüz PID kontrol yaklaşımları için H_2 ve H_∞ normlarına ek

olarak Lyapunov tabanlı yaklaşımlar ve Kharitonov teoremi gibi yaklaşımlar tercih edilebilir (Hote ve Jain, 2018; Kerdphol vd., 2017). Ancak gürbüz denetleyici tasarımları; yüksek dereceli sistem modeli bilgisi gerektirir. Ayrıca bu denetleyiciler, sistem parametrelerinin sınırlı bir belirsizlik aralığında değiştiği varsayımı ile tasarlanma dezavantajına sahiptirler (Peddakapu vd., 2022; Wang ve Li, 2022).

v) Zeki Kontrol Yöntemleri ve Yumuşak Hesaplama Yaklaşımları

Nöral ağlar, bulanık mantık, Model Öngörülü Kontrol [Model Predictive Controller – MPC] ve uyarlanabilir nöral-bulanık mantık tabanlı tasarımlar bu grup içerisinde yer alır (Peddakapu vd., 2022). Önceki yöntemlere göre güç sisteminin karmaşıklığı ve çok değişkenli koşullarını gibi dezavantajlarının üstesinden gelmek için her ne kadar uygulama da çok sınırlı kapasiteleri olsa da son yıllarda literatürde ilgi çeken bir denetleyici tasarım sınıfıdır (Shayeghi vd., 2009).

Yumuşak hesaplama yaklaşımları ise günümüzde tüm denetleyici türleri için denetleyici parametrelerinin ayarlanmasında kullanılmaktadır. Yumuşak hesaplama yaklaşımları ile sistemdeki lineer olmayan etkiler, karmaşıklar, belirsizlikler ve bozunumlar da dikkate alınabildiği için literatürde aktif olarak kullanılmaktadır. Literatürde yer alan ve gerçek dünyadaki evrimsel süreç, sürü davranışları ve çeşitli canlıların av arama süreçlerini taklit eden sezgisel algoritmalar en bilinen yumuşak hesaplama yaklaşımlarındandır (Peddakapu vd., 2022; Saka vd., 2022). Literatürde mevcut olan açıklık oyunları arama optimize edici algoritması (Fathy vd., 2022), parçacık sürü algoritması (Saka vd., 2022), sinüs kosinüs algoritması (Khezri vd., 2018) ve evrimsel algoritma (Hajiakbari Fini ve Hamedani Golshan, 2018), YFK sistemi için seçilen denetleyicilerin parametre/kazanç optimizasyonunda kullanılan çok sayıdaki sezgisel algoritmadan birkaçına örnektir.

Bahsedilen her denetleyici ailesi birbirlerine göre çeşitli üstünlüklere sahip olsa da çeşitli sınırlamalara da sahiptir. Bu sebeple literatürde Negahban vd. (2022) ve Wang ve Li (2022) gibi bazı çalışmalar, farklı denetleyici tasarımlarının hibrit olarak kullanıldığı yaklaşımlara yönelmiştir. Yine YFK sistemlerinde genel kabul gören merkezi sekonder denetleyici tasarımı yerine Islam vd. (2021) ve Qiu vd. (2021) gibi çalışmalarda dağıtık YFK kontrol yapısına yer verilmiştir.

Tez kapsamında ise hem endüstri ile uyum içerisinde olmak hem de denetleyici tasarımı

kompleks bir hale getirmemek için KDPI denetleyici yapısı; geleneksel YFK ve YFK-EA sistemlerinin kontrol hedeflerinin gerçekleştirebilmesi için tercih edilmiştir. Tez kapsamında klasik PI denetleyiciye yer verilmesinin sebebi ise Türkiye İSO'su da dâhil olmak üzere birçok İSO'nun gerçek YFK sistemlerinde sekonder frekans kontrol hedeflerini gerçekleştirmede klasik PI denetleyici yapısının tercih etmesi olmuştur. Ayrıca elde edilen sonuçları literatürdeki çeşitli çalışmalar ile karşılaştırmak ve KDPI yapısının sistem kararlılığı üzerindeki etkilerini vurgulayabilmek için de klasik PI denetleyicilere tez kapsamında yer verilmiştir.

2.2 Dinamik Sistemlerde Zaman Gecikmesi Etkileri

TDS'ler üzerine ilk çalışmalar, zamana göre türevleri mevcut durumları kadar geçmiş durumlarına da bağlı olan fonksiyonel diferansiyel denklemler üzerine Euler, Bernoulli, Lagrange, Laplace ve Poisson gibi dönemin birçok ünlü matematikçilerinin çalışmalarına kadar uzanmak olup 20. yy'da TDS davranışı gösteren popülasyon dinamikleri ve çeşitli mühendislik problemleri üzerine yürütülen çalışmalar literatürde TDS'ler üzerine olan ilgiyi artmıştır (Delice, 2011). Günümüze kadar birçok güçlü ve derin matematiksel altyapıya sahip yöntem, TDS'lerin analizinde aktif olarak kullanılmıştır. Bu sistemlerden biri olan güç sistemlerinde ise geçmişte yerel bilgilere dayalı olarak denetleyici tasarımının benimsenmesi nedeniyle meydana gelen nispeten küçük zaman gecikmeleri sebebiyle, güç sistemlerinde zaman gecikmeleri etkileri bu yıllarda ihmâl edilmiştir. Ancak günümüzde Fazör Ölçüm Birimleri [Phasor Measurement Unit - PMU] ve dolayısıyla Geniş Alan Ölçüm Sistemlerine [Wide Area Measurement System - WAMS] dayanan güç sistemleri ile geleneksel Uzak Uç Birimleri [Remote Terminal Unit - RTU] ölçümlerine dayanan Uzaktan Kontrol ve Gözleme Sistemi [Supervisory Control and Data Acquisition - SCADA] geniş alan ölçüm, gözlem, koruma ve kontrol hedefleri için kullanılmaktadır. WAMS için güç hattı haberleşmesi, fiber optik gibi kablolu altyapılara ek olarak mikrodalga, Wi-Fi, uydu haberleşmesi ve 5G gibi kablosuz haberleşme altyapıları da tercih edilebilmektedir. SCADA sistemi için de güç hattı haberleşmesi, koaksiyel kablolar, telefon hatları gibi kablolu yapılara ek olarak mikrodalga ve uydu haberleşmesi gibi altyapılar haberleşme altyapısı için kullanılmaktadır. Kullanılan haberleşme altyapısına bağlı olarak bu kablolu veya kablosuz haberleşme ağları kontrol edilen sistemde, değeri onlarca milisaniyeden yüzlerce milisaniye seviyesine (uydu haberleşmesi için 1400ms'e kadar) ulaşabilen zaman gecikmeleri indükleyebilmektedir.

Bu sebeple günümüzde TDS dinamiklerine sahip olan elektrik güç sistemlerinde güç sistemi kararlılığı ve denetleyici tasarımında ihmal edilemez değerlere ulaşan bu zaman gecikmeleri etkilerinin de incelenmesi ve dikkate alınması gerekir (Jia ve Dong, 2019; Hongjie ve Xiaodan, 2008). Dolayısıyla, günümüzde elektrik güç sistemleri ve siber sistemler arasındaki derin ilişki nedeniyle ortaya çıkan ve YFK performansını olumsuz etkileyen ek haberleşme zaman gecikmeleri ve paket kayıpları da ayrıca dikkate alınmalıdır (Zhang ve Yang, 2020).

Seçilen haberleşme ağ altyapısına ek olarak seçilen ağ mimarisi de sistemde meydana gelen zaman gecikmesi değerini etkileyebilmektedir. Günümüz YFK sistemlerinde yer alan ve zaman gecikme etkilerinin görüldüğü haberleşme ağlarında; hem kontrol sinyallerinin üretim ünitelerine iletilmesi hem de uygun kontrol sinyallerinin üretilmesi için gerekli olan çeşitli ölçüm verilerinin kontrol merkezinde iletilmesi için adanmış [dedicated] veya açık [open] haberleşme ağı mimarisi seçilmektedir (Jiang vd., 2012; Tomsovic, 2004). Açık haberleşme mimarisi; YFK sistemlerinde kaçınılmaz ve rastgele haberleşme zaman gecikmeleri, veri kesintileri, veri güvenliği ve güvenilirliği ile ilgili çeşitli endişeleri ortaya çıkarmasına rağmen esnekliği ve düşük maliyeti nedeniyle modern YFK sistemlerinde tercih edilmektedir (Jin vd., 2019; Zhang vd., 2013a). Bu nedenle, YFK sistemlerinin kararlılık analizinde ve denetleyici tasarımında seçilen ağ altyapısı, ağ mimarisi ve aşağıda bahsedilen diğer etkenler kaynaklı olarak ortaya çıkan zaman gecikmeleri sistem modeline dâhil edilmelidir. Günümüzde siber-fiziksel bir TDS olan YFK sistemlerinde karşılaşılan haberleşme zaman gecikmelerinin ve paket kayıplarının kaynakları arasında;

- PMU ve RTU'lar ile alınan çeşitli ölçüm verilerinin kontrol merkezine ulaştırılması sırasında ortaya çıkan haberleşme zaman gecikmeleri,
- Sekonder kontrol denetleyicisinde, güç/frekans dengesini sağlamak amacıyla ihtiyaç duyulan kontrol sinyallerinin üretilmesi için gerekli olan işlemci/denetleyici zaman gecikmeleri,
- Sekonder kontrol denetleyicinin üretmiş olduğu ve güç/frekans dengesini sağlayacak kontrol sinyalinin, ilgili üretim ünitelerine iletilmesi sırasında meydana gelen zaman gecikmeleri,
- Coğrafi olarak geniş alanlara dağılmış güç sistemleri varlığı,

- Günümüzde yaygın hale gelen siber saldırılar,
- Dağıtık üretim kaynakları ve YEK'lerin şebeke içerisine yaygınlaşması,
- Coğrafi olarak geniş alanlara yayılan EA ve termal yükler gibi t retici yüklerin toplayıcı konsepti ile şebekede frekans dengeleme hizmetlerine katkı sunarken haberleşme ve kontrol sinyallerinin iletimi nedeniyle kaçınılmaz olan zaman gecikmeleri etkileri meydana gelir. Ayrıca EA ve termal yüklerin şebekedeki g   ihtiyacına g  re devreye alınıp/çıkartılması, bunların durumlarının kontrol merkezine aktarılması veya kontrol merkezinden bireysel t reticilere kontrol sinyallerinin gönderilmesi, ağıdaki sinyal yoğunluğu, indirme ve yükleme hızları ve işlemci hesap süreleri gibi etkenler (Jia vd., 2018; Fan vd., 2016)

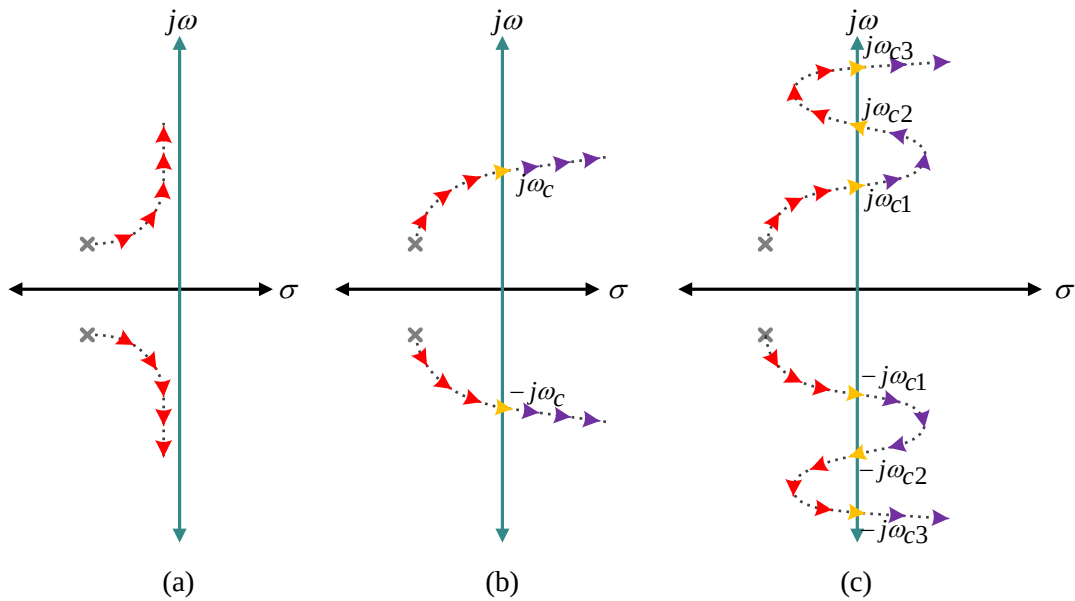
bulunmaktadır. Modern YFK sistemlerinde etkili iki yönlü haberleşme için tercih edilen açık çevrim haberleşme ağı mimarisinin haberleşme ve kontrol sırasında ortaya çıkardığı bu zaman gecikmeleri etkileri, sistem kararlılığını olumsuz etkileyebilir hatta kararsız çalışma koşullarına sebebiyet verebilir.

Türkiye enterkonnekte sisteminde ISO, SCADA sistemi üzerinden her 4 saniyede bir saniyelik olarak ölçülen frekans bilgisi yardımıyla uygun ACE kontrol sinyalini oluşturmaktadır (Uçan vd., 2012). Yine geleneksel güç sistemlerinde ölçülen verilerin PMU'lar aracılığı ile kontrol merkezine iletilmesi sırasında indüklenen ve değeri 4.5-50 milisaniye arasında değişen zaman gecikmesi değerleri de YFK sistemlerinin 10-1000 milisaniye arasında değişen örneklem zamanları ile karşılaştırıldığında dahi zaman gecikmelerinin YFK performansı üzerindeki etkilerinin gözardı edilemeyeceği açıktır (Zhang ve Yang, 2020; Ojaghi ve Rahmani, 2017; Wen vd., 2016). Ayrıca frekans regülasyonuna katkı sağlayabilecek kontrol edilebilir yüklerin, uygun kontrol sinyaline 500 ms süre içerisinde cevap verme gerekliliğinin literatürde vurgulanması da bu yüklerin koordinasyonu sırasında meydana gelebilecek zaman gecikmelerinin de değeri ihmal edilemeyecek boyutlara ulaşabilecek ek zaman gecikmelerinin sistemde indüklenebileceği göstermektedir (Shi vd., 2018; Pourmousavi ve Nehrir, 2011). Modern g   sistemleri gibi TDS'lerin kararlılık durumları;

- Zaman gecikmesinden bağımsız kararlılık,
- Zaman gecikmesine bağlı kararlılık

olarak iki ana sınıfta incelenmektedir. Birinci sınıfta yer alan sistemler zaman gecikmesi etkilerinin sistem kararlılığı üzerinde herhangi bir etkisinin olmadığı sistemlerdir. Şekil 2.1.(a)'da gözüktüğü üzere bu tür sistemlerde zaman gecikmesi değeri ne kadar artarsa artsın, frekans düzleminde sistem kararlılığında değişime sebep olacak herhangi bir kök geçişi olmadığından sistem zaman gecikmesinden bağımsız olarak kararlılığını korur.

Ancak YFK/YFK-EA sistemleri gibi sistem kararlılığının zaman gecikmesi değerine bağlı olarak değiştiği sistemlerde, sistemin kararlılığının bozulduğu Maksimum İzin Verilen Zaman Gecikmesi [Maximum Allowable Delay Bound - MADB] değerinin bulunması/hesaplanması gerekmektedir. Zaman gecikmesine bağlı kararlı sistemlerde MADB değeri hesabında iki farklı durum ortaya çıkmaktadır. Zaman gecikmesine bağlı kararlı YFK-EA sisteminin seçilen uygun sistem parametreleri için gecikmesiz durumda ($\tau = 0$) kararlı olduğu varsayılınsın. Bu sistemde zaman gecikmesi değeri $\tau = 0$ 'dan sonlu bir değere küçük artış aralıkları ile yükseltirirse gecikmeye bağlı kararlı sistemin bazı kökleri sol yarı düzlemde, sağ yarı düzleme geçer ve kararlı sistem kararsız hale gelir. Bu durumlardan ilki Şekil 2.1.(b)'de gözüktüğü üzere, sistemin sadece bir zaman gecikmesi sınırı değerine sahip olduğu ve bu değer aşıldığında sistem kararlılığının değiştiği durumdur. Ancak Şekil 2.1. (c)'de verilen ikinci durumda ise birden fazla zaman gecikmesi değerinde sanal eksen üzerinde kök geçişi meydana gelir.



Şekil 2.1. Gecikmeden bağımsız kararlılık durumu (a), bir kararlılık geçiş sınırı içeren gecikmeye bağlı kararlı sistem durumu (b) ve birden fazla kararlılık geçiş sınırı içeren gecikmeye bağlı kararlı sistem durumu (c) (Khalil vd., 2018c)

Dolayısıyla sistemin kararlılığının değiştiği minimum zaman gecikmesi değerinin tespit edilmesi gerekir. Sistemin kararlılığını kaybetmeden sürdürebileceği minimum zaman gecikmesi sınırının yani zaman gecikmesi payının (ya da MADB değerinin) belirlenmesi literatürde uzun yıllardır önemli bir araştırma konusudur (Jia vd., 2018; Khalil vd., 2018c; Hongjie ve Xiaodan, 2008).

TDS'lerin dinamiklerini yansıtan sistem karakteristik denklemleri zaman gecikmelerinden kaynaklanan üstel terimler içerdiğinden kararlılık incelemeleri için ilgili karakteristik denklemin çözülmesi sonsuz boyutlu bir sistem ile sonuçlanır. Oldukça zor olan bu kararlılık probleminin çözümünü kolaylaştırmak için zaman gecikmesi paylarının hesabında genel olarak dolaylı zaman düzlemi ve direkt frekans düzlemi yöntemleri olmak üzere iki ana sınıfa ayrılan çeşitli yöntemler yaygın olarak kullanılır.

Zaman düzlemi yöntemleri; temel olarak Lyapunov-Krasovskii ve Lyapunov-Razumikhin teoremlerine dayanmaktadır. Seçilen uygun Lyapunov-Krasovskii veya Lyapunov-Razumikhin fonksiyonları genellikle uygun Ricatti denklemleri veya Lineer Matris Eşitsizlikleri [Linear Matrix Inequality-LMI] yardımıyla günümüz bilgisayarların sunduğu yüksek işlem gücü sayesinde çözülerek sabit ya da değişken zaman gecikmeleri için ilgili gecikme payları hesaplanmaya çalışılır (Tunç vd., 2021; Ren ve Xiong, 2019; Jin vd., 2019). Ancak, zaman düzlemi yöntemlerinin MADB değeri hesabında konservatif değerler ve kararlılık incelenmesi için sadece yeter şartları sunması, bu yöntemlerin frekans düzlemi yöntemlerine göre en büyük dezavantajlarından biridir (Zhou vd., 2020; Jin vd., 2019; Zhang vd., 2013a; Jiang vd., 2012). Zaman düzlemi yöntemlerinin konservatifliğini azaltabilmek için integral eşitsizlik yöntemi, Jensen (Zhang vd., 2013b), Wirtinger (Yuan vd., 2021; Jin vd., 2019; Ko ve Sung, 2018) ve Bessel-Legendre (Zhou vd., 2020) gibi çeşitli eşitsizlikler kullanılmış olsa da frekans düzlemi yöntemleri ile elde edilen, konservatif olmayan MADB değeri hesabı mümkün olmamıştır. Diğer taraftan, zaman düzlemi yöntemlerinin frekans düzlemi yöntemlerine göre önde gelen üstünlüğü ise zamanla değişen ve orantısız çoklu zaman gecikmeleri içeren TDS'lere de bu yöntemlerin uygulanabiliyor olmasıdır (Zhou vd., 2020; Jin vd., 2019; Zhang vd., 2013a).

Kararlılık analizleri için yeter ve gerek şartları sunan frekans düzlemi ya da özdeğer yöntemlerinin ortak noktası ise Şekil 2.1'de de görüldüğü üzere kompleks düzlemin en sağında yer alan ve sistem karakteristik denkleminin sanal eksenini kesen özdeğerlerin (sarı

ile belirtilen) belirlenmesine dayanır. Bu amaçla, sabit zaman gecikme değerleri için karakteristik denklemde s yerine $j\omega_c$ dönüşümü yapılarak, frekansın sıfırdan sonsuza kadar artırılması ile sanal eksen üzerindeki kök geçişleri yardımıyla ilgili zaman gecikmesi payları belirlenir. Frekans düzlemi yöntemleri, zaman düzlemi yöntemlerine göre kararlılık analizi için hem yeter hem de gerek şartları sunmaktadır (Khalil vd., 2018c). Ancak frekans düzlemi yöntemlerinin, zaman düzlemi yöntemleri ile karşılaştırıldığında sadece sabit zaman gecikmesi içeren TDS'lere uygulanabilmesidir. Literatürde bilinen başlıca frekans düzlemi yöntemleri;

1. Schur-Cohn Yöntemi (Chen vd., 1994)
2. Matris Kalemi - Kronecker Toplam Yöntemi (Chen vd., 1994)
3. Kronecker Çarpım ve Temel Dönüşüm Yöntemi (Sarı vd., 2018; Louisell, 2001)
4. Üstel Terimin Eliminasyonu Yöntemi (Walton ve Marshall, 1987)
5. Rekasius Yerine Koyma Yöntemi (Rekasius, 1980)
6. Üstel Denklemin Sıfırlarının Çözümü Yöntemi (Cooke ve Driessche, 1986)
7. Frekans Tarama Testi Yöntemi (Gu vd., 2003, Chen ve Latchman, 1995)
8. CTCR Yöntemi (Sipahi ve Olgac, 2006; Sipahi, 2005)
9. ACFS Yöntemi (Yuan vd., 2020; Delice ve Sipahi, 2012; Delice ve Sipahi, 2010; Delice, 2011)
10. Kritik Özdeğerlerin İzlenmesi Yöntemi [Critical Eigenvalue Tracing - CET] (Hongjie ve Xiaodan, 2008)

Yuan vd. (2020), Pekař ve Gao (2018), Sarı vd. (2018), Schrödel vd. (2016) ve Sipahi ve Olgac'da (2005) sunulan karşılaştırmalar, sabit zaman gecikme durumları için Lineer Zamanla Değişmez [Linear Time Invariant - LTI] sistemler için frekans düzlemi yaklaşımları hakkında kapsamlı bir literatür taraması içerir. Günümüze kadar ilk 7 yöntemin orantısız zaman gecikmeleri içeren sistemlerin kararlılık analizinde kullanıldığı bildirilmemiş olup bu yöntemlerin en büyük dezavantajı sadece orantılı (birbirinin tam sayı katları) zaman gecikmeli sistemlere uygulanabilmesidir. Ayrıca bahsedilen yöntemler, orantılı zaman gecikmeli sistemlere uygulanırken de bazı hesapsal dezavantajlara sahiptirler. Örnek vermek gerekirse; Schur-Cohn yöntemi sembolik hesaplama araçları gerektirirken; matris kalemi - Kronecker toplam, Kronecker çarpım ve temel dönüşüm ve CET yöntemleri karakteristik denklemlerdeki üstel terimlerinin eliminasyonu sürecinde çeşitli nümerik yaklaşımları kullanırlar. Bu sebeple oluşabilecek

yuvarlama hataları nedeniyle, zaman düzlemi yöntemleri ile karşılaştırıldığında çok küçük konservatiflik içerebilirler. Ayrıca yuvarlama hataları nedeniyle bahsedilen yöntemler kök hassasiyeti ve sistemin tam kararlılık haritasının türetilmesi için de uygun değildir (Pekař ve Gao, 2018; Sipahi ve Olgac, 2005). Üstel terimin eliminasyonu, Rekasius yerine koyma ve frekans tarama testi yöntemleri ise literatürde uzun yıllardır sadece orantılı zaman gecikmesi durumunda, yuvarlama hataları olmadan zaman gecikmesi paylarının hesabında kullanılan yöntemlerdendir.

Bahsedilen ilk 7 frekans düzlemi yöntemini kullanan ve bir sonraki alt bölümde ayrıntılı olarak verilen çeşitli çalışmalar; YFK ve YFK-EA sistemlerindeki zaman gecikmelerinin her bir kontrol alanında aynı ya da orantılı olduğunu varsaymaktadır. Ancak, gerçek zamanlı sistemlerde her bir kontrol alanı, birbirleri ile orantısız zaman gecikmeleriyle sonuçlanabilecek farklı haberleşme ağ altyapıları ve sistem bileşenleri içerebilir. Dolayısıyla, frekans düzlemi yöntemlerinin çoğu (ilk 7) orantısız gecikmelere sahip YFK ve YFK-EA sistemlerinin gecikme payı hesabında kullanılamaz (Naveed vd., 2021a; Yuan vd., 2020; Sönmez vd., 2016; Khalil ve Peng, 2018b). Uzun yıllardır frekans düzlemi yöntemlerinin orantısız zaman gecikmeleri içeren TDS'lerin analizinde kullanılamaması bu yöntemlerin en büyük dezavantajı olmuştur. Ancak literatürde CTCR, ACFS ve CET gibi yöntemler, son yıllarda bu sorunun üstesinden gelmek için TDS'lerin kararlılık analizinde kullanılabilmektedir. Bu nedenle, YFK ve YFK-EA sistemlerinin orantısız gecikmeleri içermesi durumunda sistemin gecikme paylarını, zaman düzlemi yöntemlerinde olduğu gibi yaklaşık olarak değil de tam olarak hesaplayabilmek için CTCR, ACFS ve CET gibi frekans düzlemi yöntemleri kullanılmalıdır.

Bu yöntemlerden CET yöntemi, dönüşüm matrisinin özdeğerlerinin konumunu izleyerek, nümerik olarak sanal eksen kesen kritik özdeğerleri bularak sistemin gecikme paylarını orantısız zaman gecikmeleri durumunda hesaplayabilir. Yöntem ile sistem durum-uzay modelinde yer alan sistem matrisleri yardımıyla kararlılık incelemesi yapılabildiğinden yüksek dereceden sistemler için sistem karakteristik denklemi elde edilmeden gecikme payları hesaplanabilir. Ancak, yöntem kesir dereceli sistemlere uygulanamadığı gibi nümerik bir prosedürü takip etmesi sebebiyle oluşan yuvarlama hataları ve frekans tarama testi yönteminde olduğu gibi deneme-yanılma tabanlı frekans tarama aralığı belirlenmesini gerektirmesi gibi dezavantajlara sahiptir (Aydın vd., 2022a; Hongjie ve Xiaodan, 2008).

Tez kapsamında ise orantısız zaman gecikmesi durumunda sistemin kararlılık geçişlerinin meydana geldiği zaman gecikmesi değerlerini herhangi bir yaklaşım olmaksızın tam olarak hesaplayabilen Rekasius yerine koyma yöntemine dayanan ve CTCR yönteminden türetilmiş olan ACFS yöntemi tercih edilmiştir. ACFS yöntemi ile sisteme ait kararlılık bölgesine ek olarak sistemin kararsız kök sayısının sabit olduğu kararsızlık bölgeleri de elde edilebilmektedir. Bu geniş kapsamlı kararlılık haritasının elde edilebilmesi, ACFS yönteminin çoğu frekans ve zaman düzlemi yöntemlerine göre en önemli üstünlüğüdür. İlk kez Delice (2011) ve Delice ve Sipahi'de (2010) önerilen ACFS yöntemi CTCR yönteminin (Sipahi, 2005); frekans tarama testi (Chen ve Latchman, 1995) ve bileşke teoremi (Gelfand vd. 1994) ile birleştirilmiş güçlü bir uzantısıdır. ACFS yöntemi, CTCR yönteminden farklı olarak yüksek dereceden terimler ve katsayılar içeren Routh kararlılık tablosunun oluşturulmasını gerektirmediği gibi daha da önemlisi orantısız zaman gecikmeleri sayısında da herhangi bir sınırlama gerektirmez (Delice ve Sipahi, 2012).

Yapılan literatür çalışmalarına göre ACFS yöntemi, orantısız gecikmelerine sahip çok bölgeli YFK-EA sistemlerinin gecikme paylarının hesabında ve sistemin kapsamlı kararlılık haritasının elde edilmesi için ilk kez bu tez çalışmasında kullanılmıştır.

2.3 Zaman Gecikmeli YFK/YFK-EA Sistemleri Üzerine Literatür Özeti

Literatürde zaman gecikmesine bağlı kararlılığı değişen sistemlerle ilgili birçok farklı alanda çeşitli çalışmalar mevcuttur. 2000'lerin başından itibaren tez kapsamında ilgilenilen güç sistemleri üzerine ve özellikle YFK sistemine zaman gecikmesi etkilerini dâhil eden çalışmalara yoğun bir şekilde yer verilmiştir. Son 10 yılı aşkın süredir de özellikle EA toplayıcılar, DTC, sanal atalet kontrolü gibi şebekede meydana gelen yenilikleri ve frekans regülasyonuna katkı sunabilecek teknolojileri de içeren YFK sistemlerinde, zaman gecikmelerinin sistem kararlılığı üzerine etkilerine yer veren çalışmalara rastlanılmaktadır. Bu alt bölümde verilen literatür özetiyle de zaman gecikmesi etkilerinin analizinde kullanılan çeşitli yaklaşım ve yöntemler hakkında bilgi verilmesine ve özellikle EA toplayıcı dâhil edilen YFK-EA sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizleri ile ilgili çalışmalara yer verilmiştir. Bu literatür özetiyle, geçmişten günümüze güç sistemleri literatüründe TDS'ler üzerine eğilimler sunulmaya çalışılmıştır.

Literatürde zaman düzlemi yöntemlerin zaman gecikmeli YFK sistemlerinin kararlılık analizinde kullanımına yönelik birçok çalışma mevcuttur (Jiang vd., 2012). Zhang vd.'de (2013b) geleneksel iki bölgeli bir YFK sisteminin zaman gecikmesi payları, Jiang vd.'den (2012) farklı olarak Jensen eşitsizliğine dayalı, daha az konservatif bir kararlılık kriteri yardımıyla incelenmiştir. Yine Jin vd.'de (2019) geliştirilen Wrintinger eşitsizliği tabanlı kararlılık kriteri, Zhang vd.'den (2013b) daha az konservatif gecikme payı hesabının seçilen kararlılık kriteri yardımıyla yapılabileceğini göstermiştir. Bu örnek çalışmalar ile Lyapunov tabanlı kararlılık analizlerinde seçilen kararlılık kriterine bağlı olarak frekans düzlemi yöntemi ile hesaplanan ve konservatif olmayan MADB değerleri hesaplanamasa da bu değerlere yaklaşılabileceği literatüre tanıtılmıştır.

Frekans düzlemi yöntemleri ise genellikle sistem karakteristik denklemindeki üstel terimlerin yok edilmesine dayanır. Schur-Cohn yöntemi, Liu vd.'de (2007) bir bölgeli geleneksel YFK sisteminin zaman gecikmesi payının hesaplanmasında kullanılmıştır. Macana vd. (2013) ve Jia vd.'de (2007) ise Rekasius yerine koyma yöntemi yardımıyla zaman gecikmelerinin güç sisteminin kararlılığına ve denetleyici tasarımına etkisi sırasıyla mikro şebeke ve tek jeneratörlü sonsuz bara sistemleri için incelenmiştir. Gündüz vd.'de (2017) ise yine aynı yöntem sabit haberleşme zaman gecikmeleri etkilerinin incelenebilmesi için mikro şebeke YFK sisteminde, değişen GPMT payları da dikkate alınarak farklı PI kazanç değerleri için zaman gecikmesi paylarının hesaplanmasında kullanılmıştır. Sönmez vd. (2016) ve Sezer vd.'de (2016) ise üstel terimin eliminasyonu yöntemi; bir bölgeli ve iki bölgeli geleneksel YFK sisteminde farklı PI denetleyici kazanç değerleri için gecikme payı hesabında kullanılmış olup PI denetleyici kazançlarının hesaplanan zaman gecikmesi paylarına ve sistem kararlılığına etkisi incelenmiştir. Frekans tarama testi yöntemi ile sistemin kararlılığının değiştiği kritik özdeğerlerin bulunması ile ilgili çalışmalara ise Khalil ve Peng (2018b) ve Mary ve Rangarajan'da (2016) rastlanılmaktadır. Ancak bir önceki alt bölümde de vurgulandığı üzere her iki çalışmada da yöntemin bir dezavantajı olarak alt ve üst frekans tarama sınırlarının belirlenme sorunu göze çarpmaktadır. Aydın vd. (2022a) çalışmasında ise önceki çalışmalardan farklı olarak orantısız zaman gecikmesi içeren iki bölgeli geleneksel YFK sisteminde zaman gecikmesi paylarının CET yöntemiyle hesaplanmasına yer verilmiştir.

EA'lar, günümüz ve özellikle gelecek akıllı şebekelerinin vazgeçilmez bir unsuru olacağı için EA'ların V2G teknolojisi yardımıyla şebekede bir enerji kaynağı olarak frekans

regülasyonuna katkısının incelendiği kısıtlı sayıda çalışmaya literatürde rastlanılmaktadır. Geleneksel YFK sistemlerinde kullanılan zaman düzlemi yöntemlerinin farklı kararlılık kriterleri ile YFK-EA sistemlerinin gecikmeye bağlı kararlılık analizlerinde kullanımına yönelik çalışmalara literatürde rastlanmaktadır. Ko ve Sung'da (2018) tek ve çoklu, zamanla değişen zaman gecikmeleri durumunda Lyapunov ve LMI tabanlı kararlılık kriteri için Wirtinger tabanlı integral eşitsizliği kullanılmıştır. Çalışmada EA toplayıcılar sadece sekonder frekans çevrimine dâhil edilmiş olup bir ve iki bölgeli YFK-EA sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizleri gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada Naveed vd. (2021b) ve Naveed vd. (2021c) gibi frekans düzlemi çalışmalarında olduğu gibi zaman gecikmesinin ana kaynağının sadece EA toplayıcılar ile merkezi kontrol birimi arasındaki haberleşme altyapısı olduğu varsayılmıştır. Yuan vd.'de (2021) ise EA toplayıcılar bu kez sadece primer frekans çevrimine katılırken Wirtinger tabanlı integral eşitsizliği ve genişletilmiş karşılıklı konveks matris eşitsizliği yardımıyla geliştirilen kararlılık kriteri, bir bölgeli YFK-EA sisteminin gecikmeye bağlı kararlılığı için kullanılmıştır. Geliştirilen kararlılık kriteri her ne kadar konservatif değerler sunsa da bir, iki ve üç bölgeli geleneksel YFK sistemlerinin gecikmeye bağlı kararlılık analizinde kullanılan Jiang vd.'deki (2012) yönteme göre daha az konservatif sonuçlar vermiştir. Jia vd.'de (2018) yine LMI tabanlı zaman düzlemi kararlılık kriteri, EA toplayıcılar ile geleneksel üretim birimi arasında koordine edilmiş bir kontrol sistemi tasarımı, toplayıcı içerisindeki bireysel EA'lar sebebiyle meydana gelen zaman gecikmelerinin etkisini incelemede kullanılmıştır. Yapılan çalışma, toplayıcı içerisine dâhil edilen EA sayısı arttıkça iyileşen dinamik performansa rağmen parametrik belirsizlik ve zaman gecikmesindeki rastgeleliğin kararlılık bölgelerinin daralttığını göstermiştir. Zhou vd.'de (2020) ise Bessel-Legendre eşitsizliği ve model yeniden inşa yöntemine dayanan bir başka geliştirilmiş kararlılık kriteri, tez kapsamında da olduğu gibi EA'ların hem primer hem sekonder frekans çevrimlerine katıldığı iki bölgeli YFK-EA sisteminin kararlılık analizinde kullanımına yer vermiştir. Fan vd.'de (2016) ise primer frekans çevrime EA katkısı Lyapunov tabanlı kararlılık kriteri yardımıyla incelenmiştir. Hua ve Wang'da (2022) ise Zhou vd.'de (2020) tercih edilen YFK-EA modeli için karesel Lyapunov-Krosovski yöntemi kullanılarak daha az konservatif zaman payları çok bölgeli YFK-EA sistemi için hesaplanmıştır. YFK-EA sistemi için gerçekleştirilen zaman düzlemi yöntemlerine dayalı bu çalışmalar da göstermektedir ki her ne kadar yöntemin konservatifliği seçilen kararlılık kriterine bağlı olarak azaltılabilse de tamamen yok edilememektedir.

Frekans düzlemi yöntemlerinin kullanıldığı çalışmalardan Khalil ve Peng'de (2018a), EA gruplarının sadece sekonder frekans çevrimine dâhil edildiği bir bölgesel YFK kararlılık analizi, frekans tarama testi yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Naveed vd. (2021b) ve Naveed vd. (2021c) çalışmalarında ise her iki kontrol bölgesinde sekonder frekans kontrolüne katkı sağlayan EA toplayıcılarının, merkezi kontrol birimiyle haberleşmesi sırasında ortaya çıkan zaman gecikmelerinin sistem kararlılığına etkisi sırasıyla üstel terimin eliminasyonu ve Rekasius yerine koyma yöntemleri yardımıyla incelenmiştir. Ayrıca YFK-EA çalışmalarından farklı olarak, Hasen vd.'de (2022) ise bir hibrit mikro şebekede frekans kararlılığını iyileştirmek için sanal atalet kontrol birimi, YFK sistemine dâhil edilirken mikro şebeke haberleşme altyapısı ihtiyacı sebebiyle meydana gelen zaman gecikmesi etkileri yine üstel terimin eliminasyonu yöntemi aracılığıyla incelenmiştir. Yine Katipoğlu vd.'de (2022) iki bölgesel YFK sistemine DTC birimi dâhil edilmesi durumunda gecikmeye bağlı kararlılık analizlerinde de üstel terimin eliminasyonu yöntemi kullanılmıştır.

YFK-EA sistemi için bu kısma kadar yapılan literatür çalışması göstermektedir ki orantısız zaman gecikme paylarının hesabında frekans düzlemi yöntemlerinin, zaman düzlemi yöntemlerine göre dezavantajı aşılamamıştır. Bahsedilen çalışmalarda frekans düzlemi yöntemleri, sadece her iki bölgede de birbirine eşit veya birbirinin tam sayı katlarında olduğu varsayılan orantılı zaman gecikmesi durumları için kullanılmıştır. Ancak bu varsayımın gerçekçi olmaması ve denetleyici tasarımında kısıtlamalara sebep olması nedeniyle orantısız zaman gecikme paylarının frekans düzlemi yöntemleri ile hesabına yönelik oldukça kısıtlı sayıda çalışmaya literatürde rastlanılmaktadır. Bu çalışmalardan, Aydın vd.'de (2022b) EA toplayıcı dâhil edilen iki bölgesel YFK sisteminde, olası orantısız zaman gecikmelerine bağlı kararlılık analizi için CET yönteminin kullanımına yer verilmiştir. Çalışma incelendiğinde frekans düzlemi yöntemlerinden olan CET yöntemi ile zaman düzlemi yöntemlerindeki kadar olmasa da kullanılan nümerik süreçlerden kaynaklı yuvarlama hataları meydana geldiği görülmüştür. Yine Bölün V'deki literatür özetinde vurgulandığı üzere, Dong vd.'de (2020) ACFS yönteminin bir bölgesel YFK sisteminde kullanımına yer verilmiştir.

Bu tez çalışmasında ise literatüre katkı sunmak amacıyla orantısız zaman gecikmesi durumunda çok bölgesel YFK-EA sisteminin gecikme payları, literatürde ACFS olarak bilinen frekans düzlemi yöntemiyle herhangi bir yaklaşık hesap olmaksızın

hesaplanmıştır. Ayrıca bahsedilen önceki çalışmalardan farklı olarak çok bölgesli YFK-EA sisteminin hem kararlı hem de kararsız bölgelerini içeren gecikmeye bağılı tam kararlılık haritası elde edilmiştir.

Zaman gecikmeli YFK sistemlerin zaman gecikme payının hesabına ek olarak literatürde üzerine çeşitli çalışmalar yürütülen bir diğerk çalışma konusu ise denetleyici parametre uzayında kararlılık bölgelerinin elde edilmesine yönelik çalışmalardır. Aslında gecikme payı hesabı çalışmalarının devamı niteliğinde olan bu çalışmalar, denetleyici tasarımcılarına denetleyici parametrelerini görsel ve kolay bir şekilde incelemesine ve seçmesine olanak verir. Aksi durumda denetleyici tasarımcısının her olası denetleyici parametre kazanç değerleri için frekans veya zaman düzlemi yöntemlerini kullanmalıdır. Her kazanç değeri için zaman gecikmesine bağılı kararlılık analizlerinde bu yöntemleri kullanmanın hesaplama süresi ve hesaplama verimliliği bakımından herhangi bir üstünlüğe sahip olmayacağı aşikârdır. Bu amaçla tez kapsamında Söylemez vd. (2003) ve Tan vd. (2006) tarafından literatüre tanıtılan SBL yönteminden faydalanılmıştır.

Sönmez ve Ayasun (2016) ve Saka vd.'de (2022) sırasıyla zaman gecikmeli bir ve iki bölgesli geleneksel YFK sistemi için yöntemin uygulanmasına yer verilirken Sönmez ve Ayasun'da (2018b) bu çalışmalardan farklı olarak bir bölgesli YFK sistemi için GPMT paylarının, kararlılık bölgelerine etkisi incelenmiştir. Yıldırım (2021) ve Gündüz vd.'de (2017) ise GPMT dâhil edilen klasik PI denetleyici senaryosu için, Özdemir'de (2020) ise GPMT yok iken KDPI denetleyici senaryosu için zaman gecikmeli mikro şebeke modeline ait kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Yıldırım ve Khooban'da (2021) ise Gündüz vd.'den (2017) farklı olarak KDPI denetleyici durumu için benzer bir çalışma yapılmıştır. Naveed vd. (2021a), Ayasun ve Nwankpa (2017) ve Yıldırım vd.'de (2022a) ise frekans regülasyonuna katkı için sırasıyla sekonder çevrime EA toplayıcı, DTC ve sanal atalet kontrol birimi dâhil edilmiş bir bölgesli ve zaman gecikmeli YFK sistem modelleri için SBL yönteminin klasik PI denetleyici durumunda uygulanmasına yer verilmiştir. Yıldırım vd.'de (2022b) ise bahsedilen geleneksel denetleyici yapılarından farklı olarak modern bir gemi mikro şebeke sisteminde bulanık KDPI denetleyici için kararlılık bölgeleri SBL yöntemiyle elde edilmiştir.

Modern güç sistemlerinde akıllı şebeke kavramının ortaya çıkardığı çeşitli zorluklar ve tüm bu etkileri dikkate alarak güvenilir güç sağlama ihtiyacı, günümüz güç sistemleri

üzerinde çeşitli sınırlamalara ve belirsizliklere sebep olabilmektedir. Örneğin özellikle rüzgâr ve güneş enerjisi tabanlı YEK kaynaklarının kesintili ve tahmin edilemez üretimi, sabit güçlü modern yüklerin meydana getirdiği parametre değişimleri, ani yük değişimleri ve güç elektroniği arayüzüyle şebekeye bağlanan şebeke bileşenlerin filtre değerlerinin belirli aralıklarda değişiyor olması, modern elektrik şebekelerinde YFK kontrol hedeflerinin gerçekleşmesinde ortaya çıkan zorluklardan sadece birkaçıdır. Ayrıca geleneksel güç sistemi tek başına dikkate alınsa dahi lineer olmayan sistem etkileri, sensör ve ölçüm birimlerinde (PMU, RTU, ...) meydana gelen gürültüler, haberleşme ihtiyacı kaynaklı oluşan zaman gecikmesi değişimleri, iç ve dış bozunumlar, yaşlanma etkisi, sistem modellemesinde istenmeyen modelleme hataları, gün içi değişen enerji piyasayı ihtiyaçları ve daha birçok diğer etken karşılaşılan diğer sistem belirsizliklerin küçük bir kısmını oluşturur (Anand vd., 2022; Bokam vd., 2021; Tan vd., 2009). Tüm bahsedilenlere ek olarak, geçmişte enerji piyasasındaki üretim, iletim ve dağıtımda tercih edilen tekelci bir merkezi yapı yerine elektrik piyasalarında rekabeti artıran deregülasyon yapısının benimsendiği ve birçok farklı şirketin sisteme dâhil edilmesi sebebiyle ortaya çıkabilecek koordinasyon ve planlama sürecinin zorlaşması da şebekeye ek belirsizlikler ekleyebilir (Singh vd., 2016; Bevrani, 2009). Bu sebeple güç sistemlerinin kontrolünde önemli bir yere sahip olan YFK sisteminde bahsedilen çeşitli belirsizlik, parametre değişimleri ve bozunum etkilerini bastırabilecek ve sistem kararlılığını garanti altına alacak gürbüz denetleyici tasarımlarına geçmişe göre daha fazla ihtiyaç vardır.

Khooban'da (2018) YEK ve EA toplayıcı içeren zaman gecikmeli bir mikro şebeke için gürbüz denetleyici tasarımına yer verilmiştir. Parametreleri kara delik optimizasyon algoritması ile optimize edilen, modelden bağımsız lineer olmayan optimal bir kayan kipli kontrol yapısı bu amaçla tasarlanmış ve bu denetleyicinin performansı PID, Bulanık PI ve MPC gibi denetleyici yapıları ile karşılaştırılmıştır. Khan vd.'de (2021a) ise sadece sekonder frekans çevrime EA toplayıcı katılımı durumunda hem bir hem de üç bölgeli zaman gecikmeli YFK-EA sistemleri için klasik PI denetleyicinin gürbüzlüğü için kazançlarının H_2/H_∞ normları yardımıyla optimize edilmesine yer verilmiştir. Khan ve Sun'da (2022) sadece sekonder frekans çevrimine dâhil edilen EA toplayıcılara ek olarak çift beslemeli asenkron jeneratör tabanlı rüzgâr türbinleri aracılığıyla zaman gecikmeli üç bölgeli YFK-EA sistemine daha fazla atalet desteği sağlanmış olup gürbüz MPC denetleyici tasarımına yer verilmiştir. Ojaghi ve Rahmani'de (2017) bir ve çok bölgeli

güç sistemleri için LMI tabanlı gürbüz yeni bir denetleyicinin performansı incelenmiştir. Tez kapsamında, YFK-EA sisteminin farklı çalışma koşulları, parametre değişimleri ve yük değişim senaryoları için istenilen dinamik performansı için geliştirilmiş Kharitonov teoremi, özellikle son yıllarda yapılan çalışmalar da dikkate alınarak gürbüz denetleyici tasarımı için tercih edilmiştir. Kharitonov teoremi sistem parametrelerindeki değişiklikler, yük değişimi ve modellemekten kaynaklanan birçok parametrik belirsizlikleri ele almak amacıyla aralıklı güç sistemlerinin gürbüz analizi için çeşitli çalışmalarda kullanılmıştır. Geliştirilmiş Kharitonov teoreminin güç sistemlerine uygulandığı ilk çalışmalar Pai ve Sauer'in (1989) otomatik gerilim regülatörü için tasarlanan gürbüz denetleyici tasarımına kadar uzanmaktadır. Tez kapsamında gürbüz kararlılık bölgelerinin elde edilmesi için geliştirilmiş Kharitonov teoremi ile SBL yönteminin birlikte kullanıldığı çeşitli çalışmalar, bu çalışmada da aynı yaklaşımın benimsenmesinde motive edici olmuştur. Bu çalışmalardan Sondhi ve Hote (2016), gürbüz kararlılık bölgelerini geleneksel bir bölgeyi YFK sistemi için geliştirilmiş Kharitonov teoremi ile elde etmiştir. Toulabi vd.'de (2014) ise karakteristik denklem aracılığıyla teorem, üç bölgeyi bir YFK sistemine uygulanmıştır. Yang vd.'de (2016) teorem, yüksek güçlü IGBT elemanlarının anahtarlanması sırasında IGBT elemanlarının güvenli işletim bölgesinde kalmasını sağlayan aktif gerilim kontrol yapısının gürbüz kararlılık analizi için kullanılmıştır. Nazari vd.'de (2018) ise mikro şebeke için gerilim ve frekans düşüş kontrolünün gürbüz bir şekilde yapılabilmesi için geliştirilmiş Kharitonov teoremi kullanılmıştır. Bu çalışmada, eviricilerdeki LCL filtre elemanından kaynaklı parametre belirsizlikleri dikkate alınarak %30'u bulan yük değişimlerde mikro şebeke sistem kararlılığının garanti altına alınabileceği gösterilmiştir. Sharma vd.'de (2019) bir bölgeyi ve GPMT bloğu dâhil edilmiş YFK modeline ek olarak IEEE-39 baralı New England modelinin üç bölgeyi YFK modeli için geliştirilmiş Kharitonov teoreminin uygulanmasına ve kararlılık bölgelerinin elde edilmesine yer verilmiştir. Singh ve Guha'da (2020) ise izole bir güç sisteminde yük değişimi ve değişken yapısı sebebiyle YEK'ler sebebiyle ortaya çıkan belirsizlikleri ele almak için teorem, karakteristik denklem aracılığıyla uygulanmıştır. Çalışmada %25 parametre değişimi için gürbüzlük sağlanırken, %50 parametre belirsizliği durumunda sistem kararlılığının sağlanamadığı gözlemlenmiştir. Gündüz vd. (2022) ve Sondhi ve Hote'de (2016) sırasıyla günümüz modern güç sistemlerine daha yakın bir mikro şebeke modeli için ve bir bölgeyi YFK sistemi kararlılık analizinde KDPI denetleyici durumu dikkate alınarak teorem uygulanmıştır. Pourmohammad vd. (2022), Sureshkumar ve Gunabalan'da (2022),

Rigatos ve Siano (2011) ve Saxena ve Hote (2016) ise teorem sırasıyla DA mikro şebekeye, alçaltan-yükselten dönüştürücüye, tek makineli sonsuz bara sistemine ve 4 bölgesi YFK sistemine uygulanıştır.



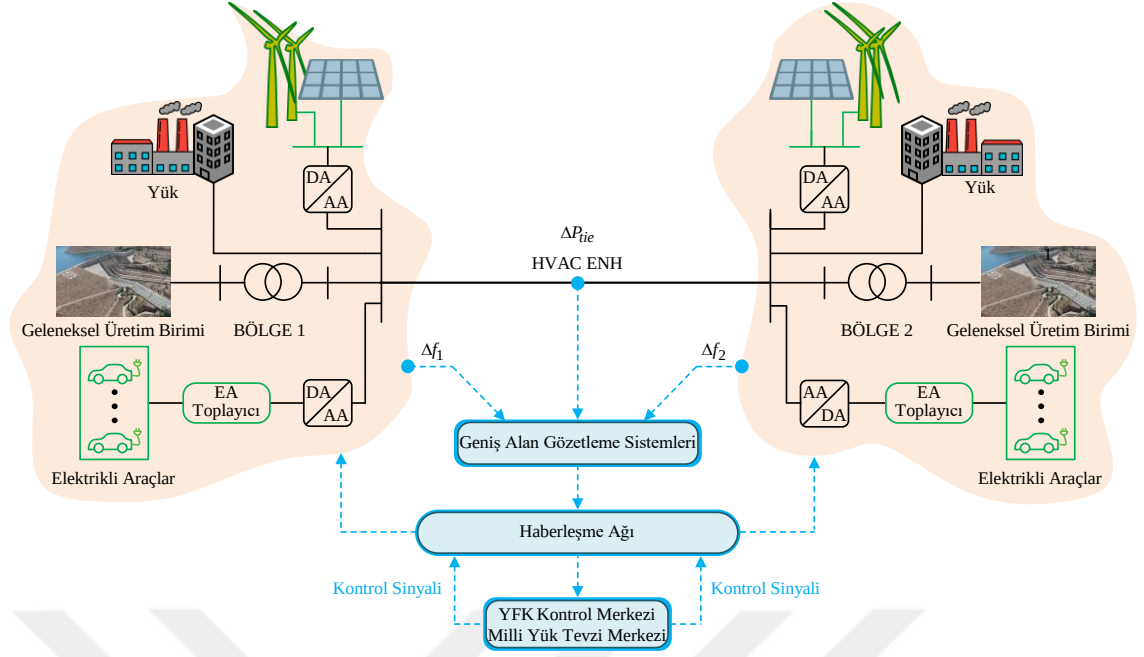
BÖLÜM III

ZAMAN GECİKMELİ YFK-EA SİSTEMİ DİNAMİK MODELİ

Bölüm I ve Bölüm II dikkate alındığında, EA toplayıcıların YFK sistemi kararlılığına ve esnekliğine katkısının ileriki bölümlerde incelenebilmesi için YFK-EA sisteminin dinamik modelinin elde edilmesi gerekir. Dinamik sistem modelleri elde edilmeden önce zaman gecikmeli YFK-EA sistemi oluşturan sistem bileşenlerinin modellenmesine bu bölümde yer verilecektir. Ardından ise bir ve iki bölgeli YFK-EA sistemler için rüzgâr ve fotovoltaik gibi senkron olmayan üretim birimlerinin kesintili ve değişken karakteristiklerinin her iki modele dâhil edilmesine yer verilecektir. Son olarak ise bir ve iki bölgeli zaman gecikmeli YFK-EA sistemlerinin sekonder frekans çevriminde sırasıyla klasik PI ve KDPI denetleyici kullanılması durumundaki durum uzay modelleri aracılığıyla karakteristik denklemlerinin türetilmesine yer verilecektir.

3.1 YFK-EA Sistem Dinamikleri

Tez kapsamında ilgilenilen iki bölgeli temsili bir enterkonnekte güç sistemi örneği Şekil 3.1’de sunulmuştur. Şekil 3.1 incelendiğinde; geleneksel YFK yapısını oluşturan yüklere ve geleneksel üretim birimlerine ek olarak EA toplayıcılar ile rüzgâr ve fotovoltaik üretim kaynakları gibi YEK’ler de sistem modeline dâhil edilmiştir. YFK sistemini oluşturan diğer sistem bileşenleri ise bölgeler arası ENH, haberleşme ağı, YFK kontrol merkezi ve WAMS’dır. Bu alt bölümde öncelikli olarak KDPI denetleyici yapısı ve YFK frekans kararlılığına etki eden EA toplayıcı modeli elde edilecektir. Ardından; rüzgâr ve fotovoltaik gibi şebekeye senkron olmayan dağıtık üretim birimlerinin doğasında yer alan rastgele ve kesintili üretim karakteristiklerinin güç/frekans dengesizliklerindeki olumsuz etkilerinin de YFK sistemine dâhil edilmesine olanak veren modellerinin elde edilmesine yer verilecektir. Son olarak, YFK-EA sistem modelini elde edebilmek için geleneksel güç sistemini oluşturan hız regülatörü, türbin, jeneratör ve yük gibi bileşenlerin dinamik modelleri, Şekil 3.1’de sunulan sistemin durum-uzay modelinin elde edilebilmesi için türetilcektir.



Şekil 3.1. EA toplayıcı dâhil edilmiş iki bölge enterkonnekte güç sistemi

3.1.1 KDPI denetleyici yapısı ve YFK-EA sistem modeline dâhil edilmesi

Son yıllarda literatürde birçok mühendislik probleminin çözümünde önemli uygulama alanı bulan kesir dereceli denetleyicilere ilgi nispeten yeni olsa da bu konunun temelini oluşturan kesirli analiz üzerine ilk çalışmalar Gottfried Wilhelm Leibniz ve Marquis de L'Hospital'in 1695'teki mektup yazışmalarına kadar uzanmaktadır. Kesirli analizin doğuşu; Leibniz'in, L'Hospital'e $1/2$. mertebeden türev işlemi üzerine yaptıkları karşılıklı yazışmalarda bu işlem ile ilgili verdiği cevap ile olmuş ve mektubunda yazdığı gibi kesirli analiz günümüzde birçok faydalı sonuçlar doğurmuştur (Shah ve Agashe, 2016; Debnath, 2006). Devam eden yıllarda Avrupa'nın birçok önde gelen matematikçilerinden Euler, Laplace, Fourier, Goldman, Abel, Grunwald, Miller, Riemann, Liouville, Heaviside ve daha birçoğu; Leibniz ve L'Hospital'in ortaya koyduğu kesirli analiz üzerine çeşitli çalışmalarda bulunmuştur (Baleanu ve Agarwal, 2021; Shah ve Agashe, 2016).

Gerçek dünyadaki birçok sistemin doğasının; kesir dereceli sistem dinamiği davranışı göstermesi (Guo vd., 2021; Tan vd., 2016) ve tam sayı dereceli analize göre daha doğru bir şekilde temsil edilmesi, kesir dereceli analizin önde gelen üstünlüklerindendir (Hote ve Jain, 2018; Chen vd., 2009; Debnath, 2006). Kesirli analiz ve modelleme son birkaç on yıla kadar işlem gücü sınırı nedeniyle gerçek uygulama alanı bulamayan bir matematik

teorisi olarak kalmıştır. Ancak, bilgisayar ve mikroişlemci işlem hızı ve kapasitelerinde meydana gelen gelişmeler sayesinde fizikten mühendisliğe, finanstan biyolojiye kadar çok çeşitli bilimsel alanlarda kesir dereceli sistemler üzerine yürütülen araştırmalarda patlama meydana gelmiş durumdadır (Baleanu ve Agarwal, 2021). Günümüzde kesirli analizin önemli bir alanı olan kesir dereceli sistemler üzerine çalışmalara sinyal işleme, güç sistemleri, görüntü işleme, otomatik kontrol, robotik, modelleme gibi birçok mühendislik alanında rastlanılmaktadır (Guo vd., 2021; Shah ve Agashe, 2016; Tan vd., 2016; Chen vd., 2009).

Matematiksel olarak ve en basit anlamıyla kesirli analiz, herhangi bir keyfi tam sayı mertebeden integral ve türev alma işleminin, tamsayı olmayan (kesir dereceli) mertebeden integral ve türev alma işlemine genişletilmesidir. Tamsayı mertebeden olmayan, sürekli integro-diferansiyel temel operatörünün (${}_a D_t^\alpha$) matematiksel tanımı:

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} d^\alpha / dt^\alpha & \Re(\alpha) > 0, \\ 1 & \Re(\alpha) = 0, \\ \int_a^t (d\tau)^{-\alpha} & \Re(\alpha) < 0, \end{cases} \quad (3.1)$$

olup a ve t yapılan işlemin sınırlarını, α ise yapılan işlemin mertebesini belirtmektedir (Khezri vd., 2018; Chen vd., 2009). Burada en önemli kısıtlama kesirli mertebeden integral ve türev operatörlerini matematiksel olarak tanımlamaktır. Kesir dereceli integral ve diferansiyel işlemini tanımlamak için Grunwald-Letnikov, Riemann-Liouville (RL) ve Caputo tanımları gibi birçok matematiksel tanım literatüre sunulmuştur. Bu tanımlardan ${}_a D_t^\alpha$ operatörünün bir $f(t)$ fonksiyonu üzerinde tanımlanmasına olanak veren RL tanımı:

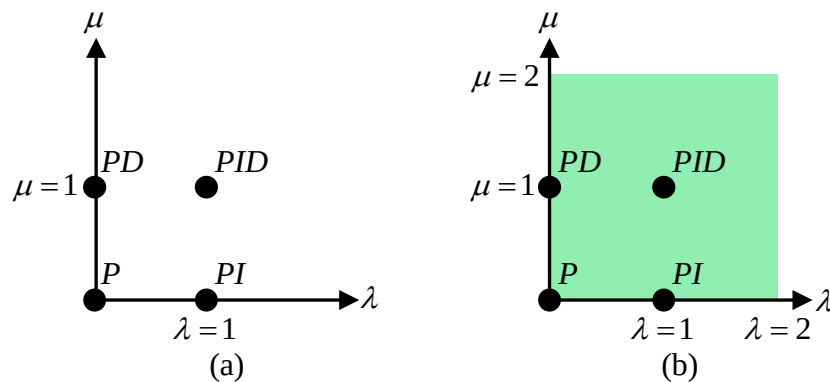
$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \left(\frac{d}{dt} \right)^n \int_a^t (t-\tau)^{n-\alpha-1} f(\tau) d\tau. \quad (3.2)$$

Burada n bir tam sayı olup $n-1 \leq \alpha \leq n$ aralığında yer alan α bir reel sayıdır. $\Gamma(\bullet)$ ise Euler'in Gamma fonksiyonudur (Shah ve Agashe, 2016). α mertebesi için sıfır başlangıç

koşulları altında RL kesir dereceli integro-diferansiyel tanımı, Laplace dönüşümü yardımıyla Denklem (3.3)'de verilen formda ifade edilebilir (Khezri vd., 2018).

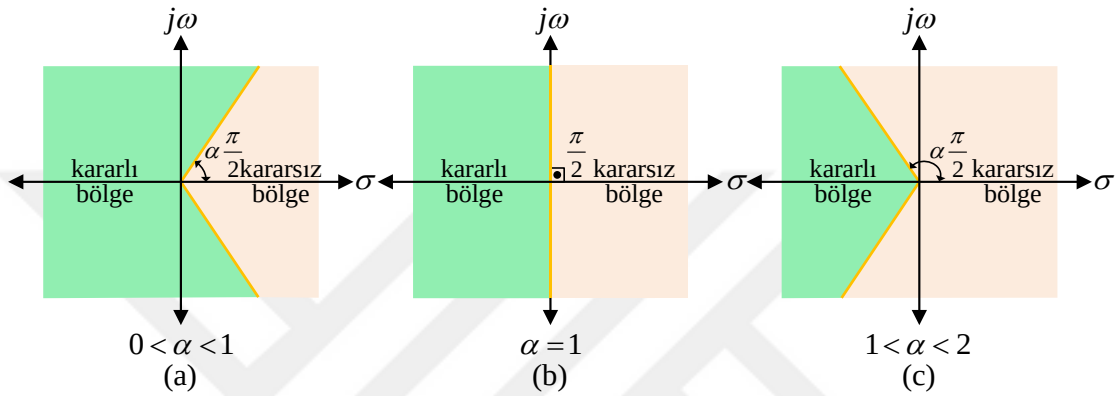
$$L\left\{{}_a D_t^\alpha f(t)\right\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k {}_a D_t^{\alpha-k-1} f(t) \Big|_{t=0} \stackrel{\text{sıfır başlangıç durumu}}{=} s^\alpha F(s). \quad (3.3)$$

Denklem (3.3)'deki gibi kesirli operatörlerin matematiksel olarak tanımlanması kontrol sistemlerinde kesirli hesap kullanımını yaygınlaştırmıştır ve bu tanımı kullanan KDPID denetleyici yapısı 1999 yılında literatüre önerilmiştir (Sondhi ve Hote, 2016). Klasik PID tabanlı denetleyicilere göre KDPID denetleyiciler tasarımı; integral (λ) ve türev (μ) kesir dereceleri olarak adlandırılan ve denetleyici parametre seçimi için ayarlanması gereken ek iki parametreyi modele dâhil etmektedir. Denetleyici tasarım sürecine dâhil edilen λ ve μ parametreleri, denetleyici tasarımcısına daha gürbüz dinamik performans sunan ve belirli şartlar altında daha geniş bir parametre uzayında çalışma üstünlüğü sağlar (Debbarma ve Dutta, 2017). Şekil 3.2.(a)'da gözüktüğü üzere klasik PID tabanlı denetleyiciler sadece 4 farklı olası denetleyici tasarımına olanak verilirken Şekil 3.2.(b) incelendiğinde denetleyici tasarımcısı artık sadece 4 olası denetleyici tasarımı yerine 2B bir düzlem üzerinde teorik olarak sonsuz sayıda farklı denetleyici tasarımı imkânına kavuşur. Bir başka ifadeyle, Şekil 3.2.(b)'de verilen bu geniş tasarım uzayı geçici ve kalıcı zaman tepkisi cevaplarını ayarlama ve istenilen kontrol hedeflerini gerçekleştirmede tasarımcıya ek esneklik kazandırır.



Şekil 3.2. Klasik PID denetleyici (a) ve KDPID denetleyici (b) parametre uzayı (Shah ve Agashe, 2016)

Tüm üstünlüklerine rağmen kesir derecesinin 1'den küçük ya da büyük olmasına bağlı olarak sistemin dinamik cevabındaki etkiler, klasik PID denetleyiciler ile karşılaştırıldığında farklı olmaktadır. Şekil 3.3'de verilen kompleks düzlem üzerindeki kararlılık bölgelerinde kesir derecesinin 1'den küçük olduğu durumda sistemin kararlılık bölgeleri sağ yarı düzlemde de kesir derecesine bağlı olarak genişlerken, 1'den büyük olması durumunda sol yarı düzlemde bazı bölgelerin kesir derecesine bağlı olarak kararsız olduğu gözlemlenir.



Şekil 3.3. Kesir dereceli sistemlerde, α kesir derecesinin kararlılık bölgelerine etkileri (Shah ve Agashe, 2016)

Tez kapsamında YFK içerisinde kullanılan merkezi KDPI denetleyicinin matematiksel modeli Denklem (3.4)'de sunulmuştur. Görüldüğü üzere klasik PI denetleyicide ayarlanması gereken oransal (K_P) ve integral (K_I) kazanç parametrelerine ek olarak integratör kesir derecesinin de ayarlanmasını gerekmektedir.

$$G_{KDPI} = K_P + \frac{K_I}{s^\lambda}. \quad (3.4)$$

3.1.2 EA toplayıcıların geleneksel YFK sistem modeline dâhil edilmesi

Daha önce Bölüm I'de de vurgulandığı üzere YFK yapısında artan YEK'lerin entegrasyonunun ortaya çıkardığı sistem esnekliği ve frekans kontrol sorunlarının aşılmasında çeşitli enerji depolama teknolojileri ve farklı yaklaşımlar kullanılabilir. Hızla devreye girebilen geleneksel enerji üretim santralleri ve yük alma/atma işlemleri bu amaçlarla kullanılabilenken son yıllarda enerji depolama teknolojileri gibi çeşitli

modern yaklaşımlar bu hedefler için daha fazla rağbet gören yöntemler olarak öne çıkmaktadır. Bölüm I'de çeşitli mevcut durum ve projeksiyon incelemelerinde de vurguladığı üzere bir enerji depolama birimi olarak ucuz ve çevreci olan ayrıca şebeke içerisinde ek yatırım maliyetleri gerektirmeyen yöntemlerin başında EA batarya gruplarının YFK sistemine dâhil edilmesi son zamanlarda literatürde tercih edilen bir yöntem olmuştur. Ayrıca literatürde YFK yapısına EA'ların enerji depolama, DTC ve yapay atalet kontrol kaynağı olarak kullanımına yönelik birçok çalışma bulunmaktadır. Çoğu bireysel EA modeli için ortalama 40 kWh, bazı araç modelleri için ise maksimum 100 kWh seviyelerine ulaşan mevcut batarya kapasiteleri, şebeke ölçekleri ile karşılaştırıldığında çok küçük kapasiteye sahip olduklarından şebeke frekans regülasyonunda beklenen katkıyı sunamayacakları açıktır (Das vd., 2020). Dolayısıyla EA bataryalarının şebekede bir kaynak olarak MW-GW seviyelerindeki güç sistemlerinin frekans dengeleme hizmetlerine katkı sunabilmesi için toplayıcı konseptinden faydalanılması gerekmektedir. Toplayıcı konsepti ile EA'lar gruplar halinde MW-GW ölçeklerindeki şebekenin frekans regülasyonuna katkı sunabilecek yeterli aktif güç kapasitesine ulaşabilir (Peddakapu vd., 2022; Ko ve Sung, 2018; Debbarma ve Dutta, 2017; Vahedipour-Dahraie vd., 2017).

Güç sistemleri açısından şebekeye ek maliyet getirmeyen ve bataryaları sayesinde de şebeke içerisinde hızlı dinamik tepki sunan EA bataryaları şebekeye i) tek yönlü, ii) akıllı [Vehicle-to-Grid Unidirectional Flow – V1G] ve iii) V2G teknolojisi tabanlı olmak üzere temelde üç farklı türde şarj istasyonu aracılığıyla bağlanabilirler (Khan ve Sun, 2022; Tang vd., 2015; Masuta ve Yokoyama, 2012). Toplayıcı konseptiyle düşük kapasiteli bireysel EA bataryalarının YFK sistemine katkı sunabilmesi, akıllı şebekelerin geleneksel şebekeye sağladığı yeniliklerden biridir. EA ile şebeke arasındaki iki yönlü güç akışı sağlayan şarj altyapısı ile bataryalarda depolanan enerji V2G teknolojisi sayesinde araçtan şebekeye aktarılabilir. V2G özelliğine sahip şarj istasyonları aracılığıyla EA batarya grupları, EA'lar kullanımda değil iken şebekeye şarj istasyonları aracılığıyla bağlı olmalarından faydalanarak; tepe yük talebini karşılamada, şebekede döner güç rezervi olarak aktif güç değişimlerini azaltmada, güç kalitesini artırmada ve şebekeye daha fazla YEK entegrasyonu sağlamak için bir batarya olarak kullanılabilir. Bu üstünlükler EA bataryalarının şebeke verimliliği ve esnekliğini artırmada şarj sırasında bir yük, deşarj sırasında ise bir dağıtık enerji kaynağı olarak davranmasıyla sağlanır. (Das vd., 2020; Zhou vd., 2020; Habib vd., 2018; Jia vd., 2018). Her ne kadar V1G teknolojisi de EA'ların

şarj durumunu şebekede ile koordineli bir şekilde yapabiliyor ve genel olarak daha ucuz olsa da şebekeye bir üretim kaynağı olarak bağlanmasını sağlayacak deşarj özelliğinin olmaması, V2G teknolojilerine sahip şarj istasyonlarını şebeke frekans kontrolüne katkı açısından ön plana çıkarmıştır (Khan vd., 2021a). Ancak EA'ların şebekeye entegrasyonu sırasında Das vd. (2020), Ko ve Sung (2019) ve Habib vd.'de (2018) ayrıntılı olarak bahsedildiği üzere IEEE 1547, UL 1741, NFPA70, SAE J3072 gibi birçok farklı standardın da dikkate alınması gerekmektedir. Ayrıca bu standartlara ek olarak, her ülkedeki düzenleyici kuruluşların, toplayıcıların minimum kapasite sınırlamaları üzerine ortaya koyduğu kısıtlamalar da dikkate alınmalıdır. Örneğin, Türkiye için frekans dengeleme hizmetine EA toplayıcıların katılımında, EPDK (2022b) de belirtildiği üzere bir saate ilişkin yük alma ve yük atma asgari limitinin, 15 dakika içerisinde aktif olacak şekilde minimum 10 MW kapasitesinde olması gerekir. Yine Ko ve Sung'da (2018) bahsedildiği üzere, ABD'de New England ISO'sunda EA toplayıcıların minimum dengeleme hizmeti kapasitesinin en az 1 MW olması gerekmektedir.

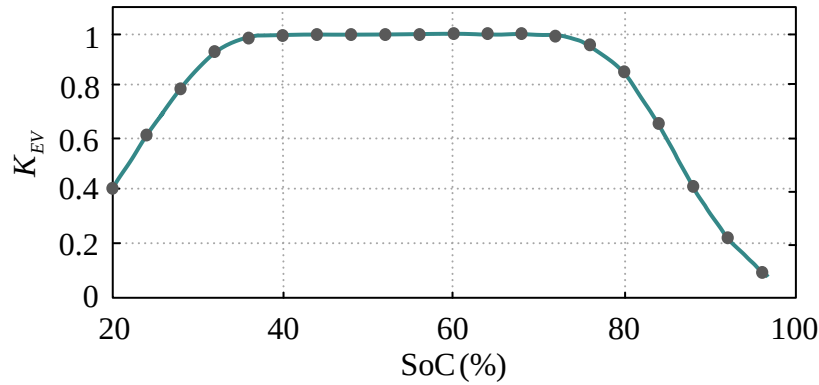
Literatürde EA toplayıcılar frekans dengeleme hizmetlerine katkı sunabilmek için YFK sisteminin hem primer hem de sekonder frekans çevrimlerine farklı konfigürasyonlarda dâhil edilmişlerdir. Düşüm kontrol yardımıyla EA'ların sadece primer rezerv olarak kullanıldığı Pham vd. (2021) ve Fan vd. (2016) çalışmalarından farklı olarak EA toplayıcıların sadece sekonder frekans çevrimine katıldığı Tek vd. (2021), Khan vd. (2021a), Naveed vd. (2021a) ve Ko ve Sung (2018) gibi çalışmalar da literatürde mevcuttur. Ancak bu tez çalışmasında, EA toplayıcıların hem primer hem sekonder frekans rezervi olarak kullanıldığı Wu vd. (2022), Hua ve Wang (2022), Zhou vd. (2020) ve Izadkhast vd.'nin (2015) yapmış olduğu çalışmalar dikkate alınmıştır.

Bu tez çalışmasında EA toplayıcılar, geleneksel YFK sisteminde hem primer hem de sekonder frekans kontrol çevrimlerine dâhil edilmiştir. Tez kapsamında yapılan bu seçimde EA bataryalarının hızlı bir tepki karakteristiğine sahip olması ve EA toplayıcıların güç sistemleri gibi çok geniş alanlara yayılan bir sistemde çoğunlukla talebin olacağı bölgelere yakın olacağı gerçeği, primer rezerv olarak EA bataryalarının seçimini öne çıkarmıştır. Ayrıca EA toplayıcıların modern elektrik şebekesinin ihtiyaç duyacağı esnekliği ve rezerv güç kapasitesini sağlayabilecek miktarda enerji kapasitesine sahip olacağı gerçeği de sekonder frekans çevriminde de EA toplayıcıların kullanımını teşvik etmiştir (Peddakapu vd., 2022; Shi vd., 2018). EA batarya gruplarının güç

alışverişine katılımlarının modellenmesi için bataryaların Şarj Durumlarını [State of Charge - SoC] da dikkate alan Zhou vd. (2020), Pham vd. (2019) ve Fan vd. (2016) benzeri çalışmalar tez kapsamında dikkate alınmıştır. Genel bir EA toplayıcı dinamik karakteristikleri, Denklem (3.5)'de verilen birinci dereceden basit bir transfer fonksiyonu yardımıyla temsil edilebilir.

$$G_{EV} = \frac{K_{EV}}{1 + sT_{EV}}. \quad (3.5)$$

Burada T_{EV} , EA toplayıcı zaman sabitini simgelemektedir. EA kazancının (K_{EV}) değeri SoC'a bağlı olarak değişmektedir. K_{EV} 'in yük durumu ile değişimi ile ilgili yapılan çalışmalara Debbarma ve Dutta (2017) ve Izadkhast vd.'de (2015) yer verilmiştir. Şekil 3.4'de gözüktüğü üzere K_{EV} parametresi SoC değerine bağlı olarak değişmektedir. Dolayısıyla, EA'ların şarj ve deşarj durumlarının da şebekeye bağlı oldukları süre içerisinde değişeceği gerçeği göz önüne alındığında K_{EV} etkisinin de YFK-EA sistem kararlılığına etkilerinin incelenmesi ve analiz edilmesi gerekir. Tez kapsamından K_{EV} 'in YFK-EA sistemine etkileri de bu kapsamda incelenmiştir.



Şekil 3.4. SoC ile K_{EV} 'in değişimi (Izadkhast vd., 2015)

3.1.3 Şebeke ile senkronize olmayan rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı enerji üretim kaynaklarının YFK-EA sistemine etkisi

Şekil 3.1'de verildiği üzere güç elektroniği arayüzleri aracılığıyla şebekeye bağlanan ve Bölüm I'de bahsedilen sebeplerle toplam sistem ataletine katkısı olmayan rüzgâr ve

fotovoltaik tabanlı üretim birimleri ile şebekedeki endüstriyel, ticari ve mesken gibi farklı yükler frekans dengeleme sürecine destek sunamazlar. Ancak, rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı dağıtık üretim birimleri güç sistemine dâhil edildiğinde, sistemin zaten değişken güç/frekans kontrol dengesi doğasına ek bir değişken eklemiş olur. Doğaları gereği kesintili, tahmin edilemez ve değişken aktif güç üreten ve tüketen bu bileşenler şebekede aktif gücün sürekli olarak değişmesine sebep olduklarından YFK içerisindeki frekans kontrolüne bozunum veya belirsizlik olarak katılarak frekans sapmalarına olumsuz katkı yaparlar (Hasen vd., 2022; Kerdphol vd., 2019; Bevrani vd., 2010). Rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK'ler nedeniyle meydana gelen bu etkiler, YFK-EA dinamiğine Denklem (3.6) aracılığıyla dâhil edilebilir.

$$\begin{aligned}\Delta P_{WT} &= \frac{1}{1 + sT_{WT}} \Delta P_{wind}, \\ \Delta P_{PV} &= \frac{1}{1 + sT_{PV}} \Delta P_{solar}.\end{aligned}\tag{3.6}$$

Burada ΔP_{WT} , ΔP_{wind} , ΔP_{PV} ve ΔP_{solar} sırasıyla rüzgârdan üretilen güç değişimini, başlangıç rüzgâr gücü değişimini, fotovoltaik kaynaklardan üretilen güç değişimini ve başlangıç fotovoltaik güç değişimini belirtir. T_{WT} ve T_{PV} ise zaman sabitlerini simgeler.

3.1.4 Geleneksel YFK sistemi bileşenleri ve dinamik modelleri

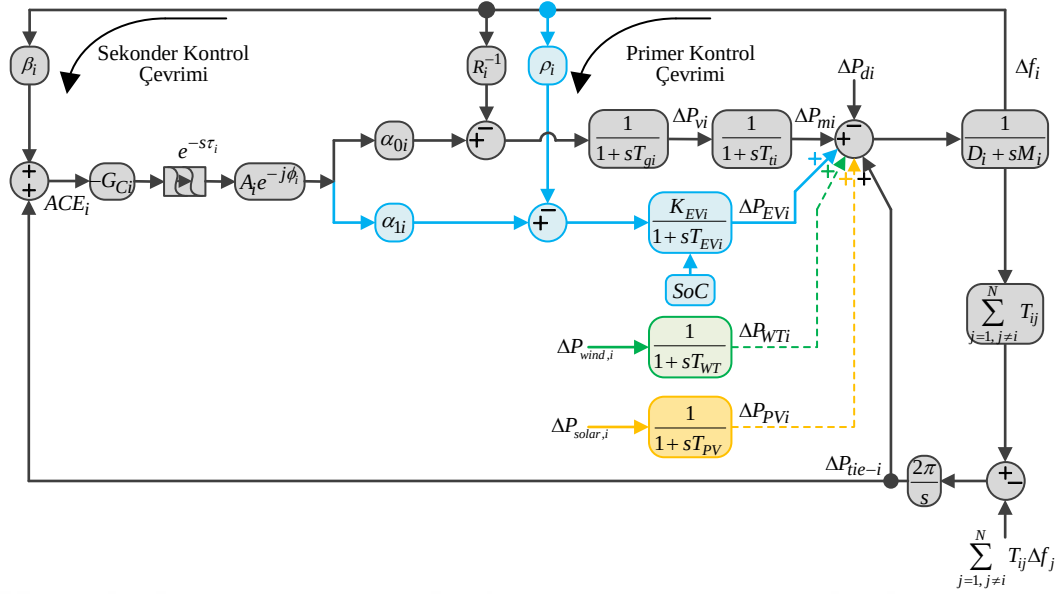
Tez kapsamında ilgilenilen ve Şekil 3.1'de sunulan iki bölgeyi bir enterkonnekte güç sisteminin genel diyagramında görüldüğü üzere her iki bölge arasındaki güç alışverişi Yüksek Gerilim Alternatif Akım [High Voltage Alternative Current - HVAC] ENH'lar yardımıyla gerçekleştirilmekle birlikte her bölge kendi içerisinde geleneksel üretim birimlerine, çeşitli endüstriyel, ticari ve mesken yüklerine sahip olup EA'lar, toplayıcılar yardımıyla güç elektroniği arayüzleri üzerinden sisteme dâhil olmaktadır. Şekil 3.1'de yer verilen rüzgâr çiftliği ve GES'ler modern akıllı şebekelerde mevcut olan dağıtık üretim üniteleri olarak her iki bölgede de eviriciler aracılığıyla enerji üretimine dâhil olmaktadır. Şekil 3.1 ile ilgili buraya kadar bahsedilen kısımlar, güç sisteminin fiziksel altyapısını oluşturmaktadır.

Ancak sistem içerisinde her bölgenin frekansı ve bölgelerarası güç alışverişi ile ilgili çeşitli ölçümler anlık olarak RTU ve PMU'lar aracılığıyla açık haberleşme ağı üzerinden kontrol merkezine izleme ve kontrol amacıyla iletilmektedir (Türkiye'de MYTM'ye ve Bölgesel Yük Tevzi Merkezlerine). Alınan ölçümler dikkate alınarak üretilen uygun ACE kontrol sinyali her bölgedeki üretim ünitelerine gönderilerek üretilen ve talep edilen güç arasında dolayısıyla frekans dengesi sağlanmaya çalışılır. Günümüzde dijitalleşmenin daha da arttığı akıllı şebekelerde toplayıcılar içerisindeki bireysel EA'lar, diğer yükler ve üretim birimleri ile ilgili çeşitli bilgilere ek olarak birçok bileşene ait veri de Şekil 3.1'de mavi ile belirtilen haberleşme ağları üzerinden anlık olarak, sistemdeki çeşitli birimler arasında paylaşılmaktadır. Dolayısıyla, Türkiye'de MYTM'ye bu açık haberleşme ağı mimarisi ile santrallerden gerçek zamanlı olarak iletilen çeşitli ölçüm verileri sistemin koruma, kontrol ve izleme görevlerinin icra edilmesinde kullanılır. Sistemin siber altyapısını meydana getiren bu haberleşme ağı son zamanlarda çeşitli siber güvenlik saldırılarına maruz kalabilmektedir. Fiziksel sistem ile siber sistemin bu derece iç içe geçtiği modern güç sistemleri bu sebeple siber-fiziksel sistem olarak adlandırılmakta ve fiziksel sistemin modellenmesine ek olarak siber sistem etkilerinin de modele dâhil edilmesini gerektirir. Dolayısıyla, bu tez çalışmasında haberleşme altyapısı, haberleşme mimarisi, siber saldırı etkileri ve diğer siber tabanlı etkiler YFK sistem modeline saf zaman gecikmeleri olarak eklenmiştir.

Fiziksel sistemin modellenmesinde ise güç sistemi gibi devasa bir sistemin bileşenleri çoğu kontrol sisteminde olduğu gibi lineer olmayan kompleks dinamiklere sahip olduğu için yüksek mertebeden lineer olmayan zaman gecikmeli diferansiyel-cebirsal denklem takımları aracılığıyla ifade edilir (Hongjie ve Xiaodan, 2008; Kundur, 1994). Ancak literatürde 1970'lerden beri doğası gereği lineer olmayan özellikler taşıyan güç sistemlerinin normal bir çalışma sürecinde nispeten küçük yük ve parametre değişimlerine maruz kalması, bu sistemlerin önceden belirlenmiş çalışma noktaları etrafında lineerleştirilmiş modelleri ile yaklaşık olarak temsiline izin verir. Ayrıca, elde edilen yaklaşık lineer modeller, hem modelleme hem de kararlılık analizleri ve denetleyici tasarımı süreçlerini kolaylaştırmaktadır (Ojaghi ve Rahmani, 2017; Shayeghi vd., 2009; Kundur, 1994). Bu sebeple tez kapsamında YFK-EA sistem dinamik modeli elde edilirken dikkate alınan kabuller:

- Çalışma noktaları etrafında sistem lineerleştirilerek, modeldeki lineer olmayan dinamikler göz ardı edilmiştir (Yan vd., 2022; Hote ve Jain, 2018; Saxena ve Hote, 2013; Kundur, 1994).
- Birçok ihmal edilen lineer olmayan dinamiklere ek olarak, modelleme sürecinde geleneksel üretim birimlerinin alt ve üst doyum sınırlarına sahip olan kısıtlamalarından üretim hızı kısıtı ve hız regülatörü ölü bandı etkileri, sistemin lineer olmayan doyum bölgelerinde değil de lineer çalışma bölgesinde çalıştığı varsayılarak ihmal edilmiştir.
- Sistemde YFK çevrimi için önemli bileşenlerden hız regülatörü, türbin, jeneratör, yük ve EA toplayıcılara ek olarak kesintili ve değişken üretim yapısına sahip YEK'lerin etkileri birinci dereceden transfer fonksiyonları yardımıyla sistem modeline eklenmiştir (Kerdphol vd., 2019; Kundur, 1994).
- Özellikle akıllı şebekelerde haberleşme ihtiyacının ortaya çıkardığı çeşitli üstünlükler sebebiyle tercih edilen açık haberleşme ağı mimarisi kaynaklı ihmal edilemeyecek seviyelere ulaşan zaman gecikmeleri etkileri sistem modeline herhangi bir yaklaşık model (Pade yaklaşımı, eksponansiyel model, lojistik büyüme vb.) kullanılmadan eklenmiştir. Ayrıca, açık iletişim mimarisinde sabit veya zamanla değişen karakteristik gösteren zaman gecikmesi etkileri modele sabit ve toplamsal saf zaman gecikmesi olarak eklenmiştir (Ojaghi ve Rahmani, 2017; Jayasuriya ve Nwankpa, 2015).
- Klasik PI denetleyiciler, KDPI denetleyicilerin özel bir durumu olduğundan her iki denetleyici tasarımı için ayrı ayrı sistem modellenmesine yer verilmemiş, KDPI denetleyici için elde edilen modeller yardımıyla klasik PI denetleyici modelleri türetilmiştir.
- İki bölgeli YFK-EA çalışmalarında, her iki bölge benzer katsayı ve bileşenlere sahip olduğundan merkezi denetleyici parametrelerine ek olarak kazanç ve faz paylarının da işlem kolaylığı açısından aynı olduğu varsayılmıştır.

Yapılan varsayımlar yardımıyla Şekil 3.1'de sunulan siber-fiziksel güç sistemine ait sistem dinamik modeli Şekil 3.5'deki gibi elde edilmiştir. Şekil 3.5'de griyle gölgelendirilen bileşenler, geleneksel bir güç sisteminde frekans kontrolüne etki eden başlıca bileşenlerden hız regülatörü, türbin, jeneratör ve yükü temsil etmektedir.



Şekil 3.5. Şekil 3.1’de sunulan zaman gecikmeli iki bölge YFK-EA sisteminin dinamik modeli

Yan vd.’de (2022), Saxena ve Hote (2013) ve Kundur (1994) çalışmaları yardımıyla hız regülatörü, yeniden ısıtmasız türbin ve jeneratör modellerinin, YFK-EA sistemi içerisindeki dinamiklerini tanımlayan birinci dereceden transfer fonksiyonları;

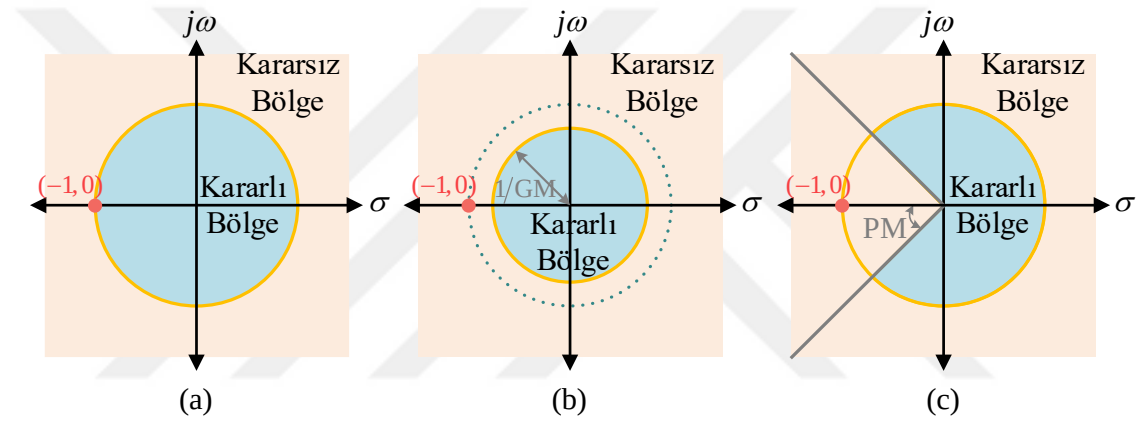
Hız Regülatörü: $G_g = \frac{1}{1 + sT_g},$

Türbin: $G_t = \frac{1}{1 + sT_t},$ (3.7)

Jeneratör: $G_p = \frac{1}{D + sM}.$

Şekil 3.5’de görüldüğü üzere, geleneksel üretim birimleri YFK sistemine primer ve sekonder frekans çevrimleri üzerinden katılmaktadır. Şekil 3.5’de mavi ile renklendirilen ve kontrol edilebilir yük olan EA toplayıcılar da üretime ve tüketime, primer ve sekonder frekans çevriminde üretilen sinyalleri referans olarak V2G teknolojisi aracılığıyla katılmaktadır. Daha önce bahsedildiği üzere primer çevrime katılan rezervler otomatik ve yerel olarak hız regülatörünün düşüm kontrolü (R ve ρ) üzerinden aktifleştirilirken, sekonder çevrime katılan santraller ise merkezi olarak İSO aracılığıyla (α_0 ve α_1) üretilen ACE sinyaline göre frekans regülasyonuna katkıda bulunur.

YFK sisteminde, denetleyici çalışma noktalarının denetleyici parametre uzayında elde edilen kararlılık bölgelerinin sınırları üzerinden seçimi; ani bir yük değişiminde, dış ve iç bozunumunda, sistem parametre değişimlerinde veya lineer olmayan etkiler sebebiyle sistemin kararlılığının aniden değişmesine sebep olabilir. Hatta seçilen her sistem parametresi ideal değerlerinde kalsa ve sistem bu sınırdaki kararlı koşullarda çalışsa dahi, bu tip değişken çalışma koşulları, YFK-EA sistemine bağlı olan bileşenlerin uzun süreli strese maruz kalmasına ve zarar görmesine sebep olabilir (Gündüz vd., 2017; Wang, 2012). Bu amaçla denetleyici tasarımcıları, YFK gibi kapalı çevrim bir sistemde, sistemin kararlılık sınırlarından uzak ve daha iyi geçici-kalıcı hâl davranışı sunan kazanç ve faz paylarını tasarımlarına dâhil ederler.



Şekil 3.6. GPMT bloğu eklenmeden önce kararlılık bölgesinin dağılımı (a), kazanç payının kararlılık bölgeleri üzerine etkisi (b) ve faz payının kararlılık üzerine etkisi (c) (Wildrick vd., 1995)

Kontrol performansını ve sistemin çeşitli parametrik değişimlerde kararlılığını koruyabilmek için genlik ve faz kazançlarının sırasıyla $6 \leq A \leq 12 \text{ dB}$ ve $30^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$ aralığında olacak şekilde seçildiğine dair literatürde çeşitli çalışmalara rastlanılmaktadır (Wu vd., 2019). Büyük kazanç ve faz payı seçimi, nispeten daha kararlı bir çalışma performansı sağlarken aynı zamanda yavaş zaman tepkisine yol açmaktadır. Diğer taraftan, küçük kazanç ve faz payı seçimi ise hızlı zaman tepkisi sağlarken sistem çeşitli belirsizlik ve parametre değişimlerinde önceki duruma göre daha kolay kararsız hale gelmektedir. Bu nedenle uygun kazanç ve faz payı seçimi için zaman tepkisi performans kısıtları ile sistem kararlılığı arasındaki ödünleşime dikkat etmek gerekmektedir (Srivastava ve Pandit, 2016).

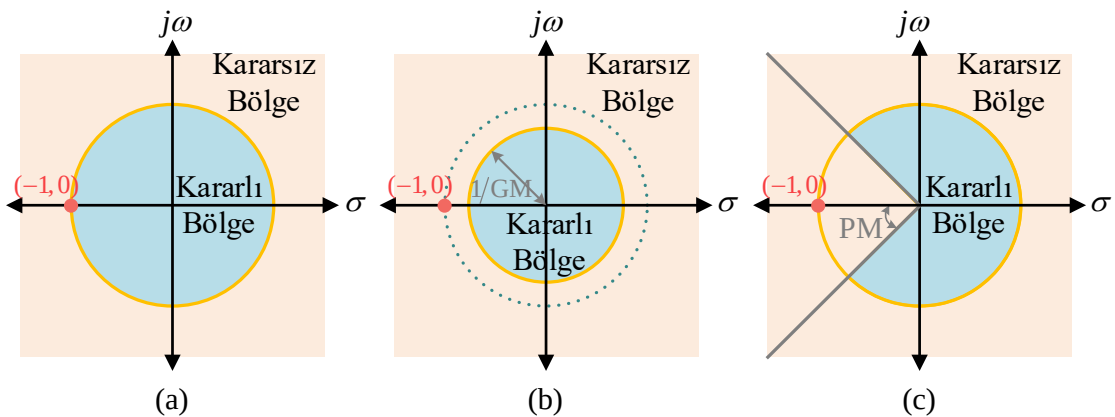
Çizelge 3.1. İki bölgeli YFK sistemine ait senkron üretim üniteleri parametreleri (Yang vd., 2018a; Zhang vd., 2013b)

	M	D	T_t	T_g	R	β
1. Bölge	10	1	0.3	0.1	0.05	21
2. Bölge	12	1.5	0.4	0.17	0.05	21.5
$T_{12} = 0.1986 \text{ pu}$						

Sekonder frekans çevriminde yer alan denetleyici ve zaman gecikmesine ek olarak kontrol edilen sisteme daha iyi dinamik davranış sağlaması için eklenen GPMT bloğu, kazanç ve faz payları cinsinden;

$$C(A, \phi) = Ae^{-j\phi}, \quad (3.8)$$

burada $e^{-j\phi}$ faz payıyla ilişkili iken A kazanç payı ile ilişkilidir. Frekanstan bağımsız yapay bir kompensatör olan ve gerçek sistemlerde yer almayan GPMT bloğunun kazanç ve faz paylarının sistem kararlılığı ve denetleyici tasarımı üzerindeki etkileri Wang'da (2014) verilen Nyquist diyagramı yardımıyla daha net anlaşılabilir (Sondhi ve Hote, 2016). Şekil 3.7'da gözüktüğü üzere GPMT bloğu; kazanç ve faz paylarının değerine bağlı olarak kompleks düzlem üzerindeki kararlılık bölgelerinin sınırlarını yapay olarak Şekil 3.7.(a)'da verilen orijinal halinden Şekil 3.7.(b) ve (c)'de verilen ve daha az kararlılık bölgesine sahip yapay sınırlar ile değiştirir.



Şekil 3.7. GPMT bloğu eklenmeden önce kararlılık bölgesinin dağılımı (a), kazanç payının kararlılık bölgeleri üzerine etkisi (b) ve faz payının kararlılık üzerine etkisi (c) (Wildrick vd., 1995)

Şekil 3.5’de sunulan ve gri ile vurgulanan geleneksel YFK kısmına ait dinamik modelinin elde edilişi ile ilgili literatürde birçok çalışma bulunur (Chen vd., 2020a; Sönmez ve Ayasun, 2018a; Jiang vd., 2012; Kundur, 1994). Tez kapsamında geleneksel üretim birimlerine ait parametreler Birim Değer [per unit – p.u.] cinsinden Çizelge 3.1’de sunulmuştur. Geleneksel üretim birimine ek olarak, EA toplayıcılarının, sekonder frekans çevrimine katkısı için ACE sinyali sınırlamayı hedefleyen kontrol sinyali yardımıyla üretim üniteleri arasında aktif güç paylaşımı yapılmalıdır (Ko ve Sung, 2018). Sekonder frekans kontrolüne katkı yapacak tüm üretim üniteleri arasındaki bu güç paylaşımı, paylaşım faktörleri yardımıyla çeşitli ekonomik yük dağıtımı ve şebeke dinamikleri de dikkate alınarak gerçekleştirilir. Her bölgedeki yük paylaşım faktörü katsayıları toplamı, her bölge içerisinde 1 olmalıdır. ISO tarafından belirlenecek olan ve bölge içerisindeki her üretim birimi için 0 ile 1 arasında ölçeklendirilmiş değer alan bu paylaşım faktörü, güç dengesizliğini gidermede ilgili üretim biriminin yüzde cinsinden yapacağı katkıyı belirler. Şekil 3.5’deki geleneksel üretim birimi ve EA toplayıcının paylaşım faktörü sırasıyla α_0 ve α_1 olup Ω ise YFK sistemi ile en kısa sürede giderilmesi gereken güç dengesizliği miktarıdır.

$$\begin{aligned}\Delta P_g &= \alpha_0 \Omega, \\ \Delta P_{EV} &= \alpha_1 \Omega.\end{aligned}\tag{3.9}$$

YFK modelinin durum-uzay modeli temsili; kararlılık incelenmesi ve modern/gülbüz kontrol teorisinin YFK sistemine uygulanabilmesi için faydalı ve gerekli bir araçtır (Pourmousavi ve Nehrir, 2014). Genel bir kontrol sisteminin özelde ise YFK sisteminin denge noktaları etrafında lineerleştirilmesi ile elde edilen durum-uzay modelinin genel formu (Wang ve Li, 2022; Yan vd., 2022; Kerdphol vd., 2017; Pourmousavi ve Nehrir, 2014; Zhang vd., 2013b):

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + F\omega(t) + Bu(t), \\ y(t) &= Cx(t).\end{aligned}\tag{3.10}$$

burada $x(t)$, $\omega(t)$, $u(t)$ ve $y(t)$ sırasıyla sistemin durum değişkenleri, bozunum değişkenleri, kontrol değişkenleri ve çıkış değişkenleri vektörleridir. A , F , B ve C ise sırasıyla sistem, bozunum, kontrol giriş ve gözlem matrisleridir. Sistemin kontrol

değişkenleri vektörü, gözlem matrisi içerisinde yer alan klasik PI denetleyici için zaman gecikmeleri etkilerinin de toplu bir şekilde bu vektöre eklenmesiyle yeniden ifade edilirse (Yang vd., 2018b; Zhang vd., 2013b; Jiang vd., 2012);

$$u(t) = \left[-K_P ACE - K_I \int ACE dt \right] = -[K_P \quad K_I] y(t - \tau) = -[K_P \quad K_I] Cx(t - \tau), \quad (3.11)$$

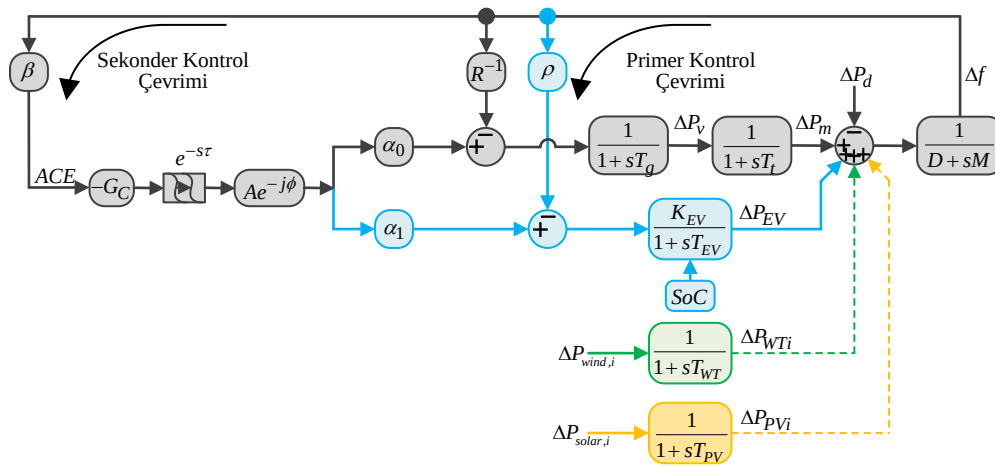
Denklem (3.11) yardımıyla Denklem (3.10)'daki kapalı çevrim sistemin modeli basitleştirilerek PI kontrol problemi bir çıkış geri besleme kontrol problemine dönüştürülür. Yeni yapay durum zaman gecikmeli sistem dinamikleri yardımıyla Şekil 3.5'deki sistemin genel durum-uzay modeli gösterimi (Yang vd., 2018b);

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + \sum_{i=1}^n A_{di} x(t - \tau_i) + F \omega(t), \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (3.12)$$

halini alır. Burada;

$$A_{di} = \text{diag}[0 \quad \dots \quad -B_i[K_P \quad K_I]C_i \quad \dots \quad 0]. \quad (3.13)$$

Çok bölgeli YFK/YFK-EA sistem modelinin gecikmeye bağlı kararlılığı, bozunum değişkeni vektörü elemanlarında küçük bozulmalar meydana geldiği varsayımı ile Bölüm IV ve V'deki analiz yöntemleri aracılığıyla A ve A_{di} matrisleri yardımıyla belirlenir.



Şekil 3.8. Zaman gecikmeli bir bölgeli YFK-EA sisteminin dinamik modeli

3.2 Bir Bölge YFK-EA Modeli

Literatürde YFK üzerine yapılan ilk çalışmalar ağırlıklı olarak bir bölge sistemlere odaklanmaktayken güç sistemlerinin zaman içerisinde çok geniş alan yayıldığı enterkonnekte yapı ile birlikte çok bölge YFK sistemler üzerine yürütülen çalışmalara ağırlık verilmiştir (Alhelou vd., 2018). Ancak günümüzde mikro şebeke gibi yapıların ada modunda çalışırken ki analizlerinde bir bölge yapılarının kullanılmaktadır. Ayrıca, bir bölge YFK sistem modelleri, çok bölge YFK modellerine göre daha az karmaşıklık içerdiğinden YFK sistemlerinin anlaşılmasını kolaylaştırmaktadır. Bu sebeple tez çalışmasında Şekil 3.7’de dinamik modeli görselleştirilen bir bölge YFK-EA sisteminin analizlerine de yer verilmiştir.

3.2.1 Durum I: EA toplayıcı dâhil edilen, YEK dâhil edilmeyen YFK-EA modeli

Geleneksel YFK sistemine sadece EA toplayıcı eklenmesi durumunda elde edilen sistemin dinamik modeli, Şekil 3.8’de de gözüktüğü üzere sadece 5 durum değişkeni içerir. YEK etkileri dâhil edilmediği için bozunum vektörü, $\omega(t) = \Delta P_d$ formunu alır. Şekil 3.8’de verilen sistemin, Denklem (3.12)’de verilen genel durum-uzay modeli, sistem parametreleri cinsinden Durum I için yazılırsa;

$$\begin{aligned} x(t) &= \left[\Delta f \quad \Delta P_m \quad \Delta P_v \quad \Delta P_{EV} \quad \int ACE \right]^T, \\ y(t) &= \left[ACE \quad \int ACE \right]^T. \end{aligned}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & \frac{1}{M} & 0 & \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_t} & \frac{1}{T_t} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{RT_g} & 0 & -\frac{1}{T_g} & 0 & 0 \\ -\frac{K_{EV}\rho}{T_{EV}} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{EV}} & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{A\beta K_P \alpha_0}{T_g} & 0 & 0 & 0 & -\frac{AK_I \alpha_0}{T_g} \\ -\frac{A\beta K_{EV} K_P \alpha_1}{T_{EV}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{AK_{EV} K_I \alpha_1}{T_{EV}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

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

$$C = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Sistemin çıkış değişkenleri vektörü ACE ve bu sinyalin integralinden ($\int ACE$) oluşur. Frekans yönelim faktörü (β) ile bölge frekansının ağırlıklandırmasıyla oluşturulan ACE sinyali, üretim alanındaki güç dengesizliklerinin üstesinden gelebilmek için MW olarak gerekli güç değişimini ifade eder. Bölge içerisinde RTU ve PMU'lar yardımıyla gözlemlenen, ölçülen ve kontrol merkezine iletilen bölge frekansı ile ilişkili sinyaller yardımıyla üretilen ACE sinyali matematiksel olarak;

$$ACE = \beta \Delta f. \quad (3.14)$$

Bir bölge ve KDPI denetleyici içeren zaman-gecikmeli YFK-EA sistemin durum-uzay modeli aracılığıyla elde edilen ve sistemin kararlılığının belirlenmesinde kullanılan sistem karakteristik denklemi:

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = \det[s^\lambda I - A - A_d e^{-s\tau}], \quad (3.15)$$

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = P(s^\lambda) + Q(s^\lambda) e^{-s\tau}.$$

Denklem (3.15)'de sistem durum-uzay gösteriminde sadece bir adet toplu zaman gecikmesi etkisi bulunduğundan, sadece bir tane zaman gecikmesine bağlı durum matrisi bulunur. GPMT eklenmesi durumunda elde edilen karakteristik denklem ise;

$$\Delta_{GPMT}(s^\lambda, \tau) = P(s^\lambda) + Q(s^\lambda) A e^{-s(\tau+\phi)}. \quad (3.16)$$

Klasik PI denetleyici durumu için Denklem (3.15) ve (3.16)'da yer alan $P(s^\lambda)$ ve $Q(s^\lambda)$ polinomları sırasıyla sistem parametreleri cinsinden 5 ve 3. dereceden polinomlar iken KDPI denetleyici durumunda $4 + \lambda$ ve $2 + \lambda$. dereceden polinomlardır. Aynı katsayılarla sahip olan klasik PI ve KDPI denetleyici durumu için sistem parametreleri cinsinden elde edilen $P(s^\lambda)$ ve $Q(s^\lambda)$ polinomlarına ait katsayılar Ek-A'de sunulmuştur.

3.2.2 Durum II: EA toplayıcı ve YEK dâhil edilen YFK-EA modeli

Geleneksel YFK sistemine, EA toplayıcılara ek olarak YFK içerisinde frekans kontrolüne katkısı olmayan ancak güç/frekans dengesine olumsuz etki yapan rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı üretim üniteleri, sistemin dinamik modelinin 5 yerine 7 durum değişkeni temsil edilmesine sebep olur ve durum-uzay gösterimine ek iki sistem dinamiğini ekler. $\omega(t)$ vektörü, yük bozunumuna ek olarak rüzgâr ve fotovoltaik gibi birimlerin kesintili üretim etkilerini de içerdği için $\omega(t) = [\Delta P_d \quad \Delta P_{WT} \quad \Delta P_{PV}]^T$ halini alır. Şekil 3.8'de verilen sistemin Denklem (3.12)'de verilen genel durum-uzay modeli, sistem parametreleri cinsinden Durum II için yazılırsa;

$$\begin{aligned} x(t) &= \left[\Delta f \quad \Delta P_m \quad \Delta P_v \quad \Delta P_{EV} \quad \Delta P_{WT} \quad \Delta P_{PV} \quad \int ACE \right]^T, \\ y(t) &= \left[ACE \quad \int ACE \right]^T. \end{aligned}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & \frac{1}{M} & 0 & \frac{1}{M} & \frac{1}{M} & \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_t} & \frac{1}{T_t} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{RT_g} & 0 & -\frac{1}{T_g} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_{EV}\rho}{T_{EV}} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{EV}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{WT}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{PV}} & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{A\beta K_P \alpha_0}{T_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{AK_I \alpha_0}{T_g} \\ -\frac{A\beta K_{EV} K_P \alpha_1}{T_{EV}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{AK_{EV} K_I \alpha_1}{T_{EV}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$F = \begin{bmatrix} -\frac{1}{M} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{WT}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{PV}} & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$C = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Durum II için elde edilen karakteristik denklemin genel formu Denklem (3.15) ve (3.16)'daki gibidir. Klasik PI denetleyici durumu için $P(s^\lambda)$ ve $Q(s^\lambda)$ polinomları sırasıyla sistem parametreleri cinsinden 7 ve 5. dereceden polinomlar iken KDPI denetleyici durumunda $6+\lambda$ ve $4+\lambda$. dereceden polinomlardır. Aynı katsayılarla sahip olan klasik PI ve KDPI denetleyici durumu için sistem parametreleri cinsinden elde edilen $P(s^\lambda)$ ve $Q(s^\lambda)$ polinomlarına ait katsayılar Ek-B'de, sunulmuştur.

Bölüm VII'de gürbüz denetleyici tasarımında kullanılacak olan genelleştirilmiş Kharitonov teoremi ile denetleyici parametre uzayında kararlılık bölgelerinin elde edilebilmesi için bir bölgesi YFK-EA sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonuna ihtiyaç vardır. YFK-EA sistemin açık transfer fonksiyonu;

$$\frac{\Delta f}{u} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{d_4 s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}. \quad (3.17)$$

Açık çevrim transfer fonksiyonunun pay ve paydasında yer alan katsayılar EK-C'de sunulmuştur.

3.3 İki Bölge YFK-EA Modeli

Şekil 3.1 ve Şekil 3.5 gözüktüğü ve Çizelge 3.1'de sunulduğu üzere iki bölgesi YFK-EA modeli için her iki bölge bazı sistem parametreleri hariç birbirleriyle benzerdir. Çok bölgesi durumda, bir bölgesi YFK-EA durumdan farklı olarak bölgeler arası güç paylaşımı nedeniyle bağlantı hattı senkronizasyon katsayısı (T_{12}) olarak adlandırılan ve kontrol bölgeleri arasındaki güç akışından sorumlu olan yeni bir durum değişkeninin modele eklenmesi gerekir. Dolayısıyla YFK sisteminin, diğer bir kontrol hedefi olan bölgeler arası güç paylaşımını kontrol etmek için sekonder denetleyicide uygun kontrol sinyali oluşturulurken bu parametre nedeniyle meydana gelecek güç akışı da dikkate alınmalıdır. Günümüzde ortaya çıkan enterkonnekte yapısını daha iyi tanımlayan çok bölgesi YFK modellerinden biri olan iki bölgesi YFK sisteminde, iki bölge arasında yer alan ve bölge içine göre zayıf bağlantılara sahip olan bu bağlantı hatları da ACE sinyali yardımıyla denetleyicide üretilecek kontrol sinyalini etkileyen bir parametre olarak modele dâhil olur

(Bevrani, 2009; Kundur, 1994).

3.3.1 Durum I: EA toplayıcı dâhil edilen, YEK dâhil edilmeyen YFK-EA modeli

Şekil 3.5'deki her iki bölge benzer yapıya sahip olduğundan durum-uzay modelleri elde edilirken her iki bölgede de aynı denetleyici ve GPMT parametreleri olduğu varsayılmıştır. Zaman gecikmesi etkilerinin orantısız olduğu durum için Denklem (3.12)'de verilen genel durum-uzay gösterimi iki bölgeli YFK-EA sistemi için:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + A_{d1}x(t - \tau_1) + A_{d2}x(t - \tau_2) + F\Delta P_d \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{3.18}$$

Durum I için toplam durum değişkeni her bölge için 5 adet ve bölgeler arası güç paylaşımı için 1 adet olmak üzere 11 adettir. Denklem (3.18)'de verilen genel durum-uzay modeli, sistem parametreleri cinsinden Durum I için yazılırsa ($i=1,2$ olmak üzere);

$$\begin{aligned}x_i(t) &= \begin{bmatrix} \Delta f_i & \Delta P_{mi} & \Delta P_{vi} & \Delta P_{EVi} & \int ACE_i \end{bmatrix}^T, \\ x(t) &= \begin{bmatrix} x_1^T & x_2^T & \Delta P_{12} \end{bmatrix}^T, \\ y_i(t) &= \begin{bmatrix} ACE_i & \int ACE_i \end{bmatrix}^T, \\ y(t) &= \begin{bmatrix} y_1^T(t) & y_2^T(t) \end{bmatrix}^T, \\ \Delta P_d &= \begin{bmatrix} \Delta P_{d1} & \Delta P_{d2} \end{bmatrix}^T.\end{aligned}$$

Sistem giriş ve çıkış matrisleri:

$$[A]_{11 \times 11} = \left[\begin{array}{c|c|c} [A_{11}]_{5 \times 5} & [0]_{5 \times 5} & [A_{13}]_{5 \times 1} \\ \hline [0]_{5 \times 5} & [A_{22}]_{5 \times 5} & [A_{23}]_{5 \times 1} \\ \hline [A_{31}]_{1 \times 5} & [A_{32}]_{1 \times 5} & [0]_{1 \times 1} \end{array} \right],$$

$$[A_{ii}]_{5 \times 5} = \begin{bmatrix} -\frac{D_i}{M_i} & \frac{1}{M_i} & 0 & \frac{1}{M_i} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{ti}} & \frac{1}{T_{ti}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{R_i T_{gi}} & 0 & -\frac{1}{T_{gi}} & 0 & 0 \\ -\frac{K_{EVi} \rho_i}{T_{EVi}} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{EVi}} & 0 \\ \beta_i & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[A_{13}]_{5 \times 1} = \left[-\frac{1}{M_1} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \right]^T,$$

$$[A_{23}]_{5 \times 1} = \left[\frac{1}{M_2} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -1 \right]^T,$$

$$[A_{31}]_{1 \times 5} = -[A_{32}]_{1 \times 5} = [2\pi T_{12} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0],$$

$$[A_{d1}]_{11 \times 11} = \left[\begin{array}{c|c|c} [0]_{2 \times 5} & [0]_{2 \times 5} & [0]_{2 \times 1} \\ \hline [A_{d1,21}]_{2 \times 5} & [0]_{2 \times 5} & [A_{d1,23}]_{2 \times 1} \\ \hline [0]_{7 \times 5} & [0]_{7 \times 5} & [0]_{7 \times 1} \end{array} \right],$$

$$[A_{d1,21}]_{2 \times 5} = \begin{bmatrix} -\frac{\beta_1 K_{P1} a_{11}}{T_{g1}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{I1} a_{11}}{T_{g1}} \\ -\frac{\beta_1 K_{P1} K_{EV1} a_{12}}{T_{EV1}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{I1} K_{EV1} a_{12}}{T_{EV1}} \end{bmatrix},$$

$$[A_{d1,23}]_{2 \times 1} = \begin{bmatrix} -\frac{K_{P1} a_{11}}{T_{g1}} \\ -\frac{K_{P1} K_{EV1} a_{12}}{T_{EV1}} \end{bmatrix},$$

$$[A_{d2}]_{11 \times 11} = \left[\begin{array}{c|c|c} [0]_{7 \times 5} & [0]_{7 \times 5} & [0]_{7 \times 1} \\ \hline [0]_{2 \times 5} & [A_{d2,22}]_{2 \times 5} & [A_{d2,23}]_{2 \times 1} \\ \hline [0]_{2 \times 5} & [0]_{2 \times 5} & [0]_{2 \times 1} \end{array} \right],$$

$$\begin{aligned} [A_{d2,22}]_{2 \times 5} &= \begin{bmatrix} -\frac{\beta_2 K_{P2} a_{21}}{T_{g2}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{I2} a_{21}}{T_{g2}} \\ -\frac{\beta_2 K_{P2} K_{EV2} a_{22}}{T_{EV2}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{I2} K_{EV2} a_{22}}{T_{EV2}} \end{bmatrix}, \\ [A_{d2,23}]_{2 \times 1} &= \begin{bmatrix} \frac{K_{P2} a_{21}}{T_{g2}} \\ \frac{K_{P2} K_{EV2} a_{22}}{T_{EV2}} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F &= [F_1 \quad F_2], F_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{M_1} & [0]_{1 \times 10} \end{bmatrix}^T, F_2 = \begin{bmatrix} [0]_{1 \times 5} & -\frac{1}{M_2} & [0]_{1 \times 5} \end{bmatrix}^T, \\ C &= \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} \beta_1 & [0]_{1 \times 3} & 0 & [0]_{1 \times 5} & 1 \\ 0 & [0]_{1 \times 3} & 1 & [0]_{1 \times 5} & 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} [0]_{1 \times 5} & \beta_2 & [0]_{1 \times 3} & 0 & -1 \\ [0]_{1 \times 5} & 0 & [0]_{1 \times 3} & 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ T_{12} &= -T_{21}. \end{aligned}$$

β_i ile bölge içerisindeki frekans değişimlerinin ağırlıklandırılmasına ek olarak bağlantı hattı güç değişimi etkisinin de dâhil edildiği ACE sinyali, üretim alanında MW olarak gerekli güç değişimini ifade etmektedir. Enterkonnekte sistemler için ACE sinyali;

$$ACE_i = \beta_i \Delta f_i + \Delta P_{12}. \quad (3.19)$$

İki bölge ve KDPI denetleyici içeren zaman-gecikmeli YFK-EA sisteminin, durum-uzay modelinde elde edilen ve sistemin kararlılığının belirlenmesinde kullanılan sistem karakteristik denklemi:

$$\begin{aligned} \Delta(s^{\lambda_1}, s^{\lambda_2}, \tau_1, \tau_2) &= \Delta(s^{\lambda}, \tau_1, \tau_2) = \det \left[s^{\lambda} I - A - A_{d1} e^{-s\tau_1} - A_{d2} e^{-s\tau_2} \right], \\ \Delta(s^{\lambda}, \tau_1, \tau_2) &= P(s^{\lambda}) + Q(s^{\lambda}) e^{-s\tau_1} + R(s^{\lambda}) e^{-s\tau_2} + M(s^{\lambda}) e^{-s\tau_1} e^{-s\tau_2}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Her iki bölgedeki orantısız zaman gecikmesi etkileri modele dâhil edildiğinden YFK-EA sistemin durum-uzay gösteriminde zaman gecikmesine bağlı iki durum matrisi bulunur. Ayrıca her iki bölgenin birbiri ile zayıf kuplajlı bağlantılı olması sebebiyle de her iki bölgedeki diğer dinamikler gibi her bölgedeki zaman gecikmeleri de diğer bölgeyi etkilemektedir. GPMT eklenmesi durumunda elde edilen karakteristik denklem ise;

$$\Delta_{GPMT}(s^\lambda, \tau_1, \tau_2) = P(s^\lambda) + Q(s^\lambda)Ae^{-s(\tau_1+\phi)} + R(s^\lambda)Ae^{-s(\tau_2+\phi)} + M(s^\lambda)A^2e^{-s(\tau_1+\phi)}e^{-s(\tau_2+\phi)}. \quad (3.21)$$

Denklem (3.21) ileriki bölümlerde kolaylık olması için denetleyici parametlerine göre bileşenlerine ayrıştırılırsa;

$$\Delta(s^\lambda, \tau_1, \tau_2) = P(s^\lambda) + Q'(s^\lambda)(K_{P1}s^{\lambda_1} + K_{I1})e^{-s\tau_1} + R'(s^\lambda)(K_{P2}s^{\lambda_2} + K_{I2})e^{-s\tau_2} + M'(s)(K_{P1}s^{\lambda_1} + K_{I1})(K_{P2}s^{\lambda_2} + K_{I2})e^{-s(\tau_1+\tau_2)}. \quad (3.22)$$

Klasik PI denetleyici için $P(s^\lambda)$, $Q(s^\lambda)$, $R(s^\lambda)$ ve $M(s)$ polinomları sırasıyla sistem parametreleri cinsinden 11, 8, 8 ve 5. dereceden polinomlar iken KDPI denetleyici durumunda $9+2\lambda$, $7+\lambda$, $7+\lambda$ ve 5. dereceden polinomlardır. Aynı katsayılarla sahip olan klasik PI ve KDPI denetleyici durumu için sistem parametreleri cinsinden elde edilen $P(s^\lambda)$, $Q(s^\lambda)$, $R(s^\lambda)$ ve $M(s)$ polinomlarına ait katsayılar uzunluğu sebebiyle Ekler kısmında sunulmamıştır.

3.3.2 Durum II: EA toplayıcı ve YEK dâhil edilen YFK-EA modeli

Geleneksel YFK sistemine EA toplayıcıya ek olarak YFK içerisinde frekans kontrolüne katkısı olmayan ancak güç/frekans dengesine olumsuz etki yapan rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı üretim üniteleri, sistem dinamik modelinin 11 yerine 15 adet durum değişkeni ile temsil edilmesine sebep olur ve durum-uzay gösterimine ek dört sistem dinamiğini ekler. $\omega(t)$ vektörü, yük bozunumuna ek olarak rüzgâr ve fotovoltaik gibi birimlerin kesintili üretim etkilerini de içerdiği için $\omega(t) = [\Delta P_{d1} \ \Delta P_{WT1} \ \Delta P_{PV1} \ \Delta P_{d2} \ \Delta P_{WT2} \ \Delta P_{PV2}]^T$ halini alır. Şekil 3.5’de verilen sistemin Denklem (3.12)’de verilen genel durum-uzay modeli, sistem parametreleri cinsinden Durum II için yazılırsa;

$$\begin{aligned}
x_i(t) &= \begin{bmatrix} \Delta f_i & \Delta P_{mi} & \Delta P_{vi} & \Delta P_{EVi} & \Delta P_{WTi} & \Delta P_{PVi} & \int ACE_i \end{bmatrix}^T, \\
x(t) &= \begin{bmatrix} x_1^T & x_2^T & \Delta P_{12} \end{bmatrix}^T, \\
y_i(t) &= \begin{bmatrix} ACE_i & \int ACE_i \end{bmatrix}^T, \\
y(t) &= \begin{bmatrix} y_1^T(t) & y_2^T(t) \end{bmatrix}^T, \\
\Delta P_d &= \begin{bmatrix} \Delta P_{d1} & \Delta P_{d2} \end{bmatrix}^T.
\end{aligned}$$

Sistem giriş ve çıkış matrisleri:

$$\begin{aligned}
[A]_{15 \times 15} &= \left[\begin{array}{c|c|c} [A_{11}]_{7 \times 7} & [0]_{7 \times 7} & [A_{13}]_{7 \times 1} \\ \hline [0]_{7 \times 7} & [A_{22}]_{7 \times 7} & [A_{23}]_{7 \times 1} \\ \hline [A_{31}]_{1 \times 7} & [A_{32}]_{1 \times 7} & [0]_{1 \times 1} \end{array} \right], \\
[A_{ii}]_{7 \times 7} &= \begin{bmatrix} -\frac{D_i}{M_i} & \frac{1}{M_i} & 0 & \frac{1}{M_i} & \frac{1}{M_i} & \frac{1}{M_i} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{ti}} & \frac{1}{T_{ti}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{R_i T_{gi}} & 0 & -\frac{1}{T_{gi}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_{EVi} \rho_i}{T_{EVi}} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{EVi}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{WTi}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{PVi}} & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
[A_{13}]_{7 \times 1} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{M_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T, \\
[A_{23}]_{7 \times 1} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{M_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^T, \\
[A_{31}]_{1 \times 7} &= -[A_{31}]_{1 \times 7} = [2\pi T_{12} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0],
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
[A_{d1}]_{15 \times 15} &= \left[\begin{array}{c|c|c} [0]_{2 \times 7} & [0]_{2 \times 7} & [0]_{2 \times 1} \\ \hline [A_{d1,21}]_{2 \times 7} & [0]_{2 \times 7} & [A_{d1,23}]_{2 \times 1} \\ \hline [0]_{11 \times 7} & [0]_{11 \times 7} & [0]_{11 \times 1} \end{array} \right], \\
[A_{d1,21}]_{2 \times 7} &= \left[\begin{array}{cccccc} -\frac{\beta_1 K_{P1} a_{11}}{T_{g1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{I1} a_{11}}{T_{g1}} \\ -\frac{\beta_1 K_{P1} K_{EV1} a_{12}}{T_{EV1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{I1} K_{EV1} a_{12}}{T_{EV1}} \end{array} \right], \\
[A_{d1,23}]_{2 \times 1} &= \left[\begin{array}{c} -\frac{K_{P1} a_{11}}{T_{g1}} \\ -\frac{K_{P1} K_{EV1} a_{12}}{T_{EV1}} \end{array} \right], \\
[A_{d2}]_{15 \times 15} &= \left[\begin{array}{c|c|c} [0]_{9 \times 7} & [0]_{9 \times 7} & [0]_{9 \times 1} \\ \hline [A_{d2,21}]_{2 \times 7} & [0]_{2 \times 7} & [A_{d2,23}]_{2 \times 1} \\ \hline [0]_{4 \times 7} & [0]_{4 \times 7} & [0]_{4 \times 1} \end{array} \right], \\
[A_{d2,21}]_{2 \times 7} &= \left[\begin{array}{cccccc} -\frac{\beta_2 K_{P2} a_{21}}{T_{g2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{I2} a_{21}}{T_{g2}} \\ -\frac{\beta_2 K_{P2} K_{EV2} a_{22}}{T_{EV2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{I2} K_{EV2} a_{22}}{T_{EV2}} \end{array} \right], \\
[A_{d2,23}]_{2 \times 1} &= \left[\begin{array}{c} \frac{K_{P2} a_{21}}{T_{g2}} \\ \frac{K_{P2} K_{EV2} a_{22}}{T_{EV2}} \end{array} \right],
\end{aligned}$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{M_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{WT1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{PV1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{M_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{WT2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{PV2}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} \beta_1 & [0]_{1 \times 5} & 0 & [0]_{1 \times 7} & 1 \\ 0 & [0]_{1 \times 5} & 1 & [0]_{1 \times 7} & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = \begin{bmatrix} [0]_{1 \times 7} & \beta_2 & [0]_{1 \times 5} & 0 & -1 \\ [0]_{1 \times 7} & 0 & [0]_{1 \times 5} & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$F = [F_1 \quad F_2], C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix},$$

$$T_{12} = -T_{21}.$$

Durum II için elde edilen karakteristik denklemin genel formu Denklem (3.15) ve (3.16) gibidir. Klasik PI denetleyici için $P(s^\lambda)$, $Q(s^\lambda)$, $R(s^\lambda)$ ve $M(s)$ polinomları sırasıyla sistem parametreleri cinsinden 15, 12, 12 ve 8. dereceden polinomlar iken KDPI denetleyici durumunda $13+2\lambda$, $11+\lambda$, $11+\lambda$ ve 8. dereceden polinomlardır. Aynı katsayılarla sahip olan klasik PI ve KDPI denetleyici durumu için sistem parametreleri cinsinden elde edilen $P(s^\lambda)$, $Q(s^\lambda)$, $R(s^\lambda)$ ve $M(s)$ polinomlarına ait katsayılar uzunluğu sebebiyle Ekler kısmında sunulmamıştır.

BÖLÜM IV

TEK VE ORANTILI ZAMAN GECİKMESİ İÇEREN YFK-EA SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ: ÜSTEL TERİMİN ELİMİNASYONU YÖNTEMİ

Zaman gecikmesi etkileri birçok mühendislik ve bilim dalı probleminin doğasında kaçınılmaz olarak bulunmaktadır. Karşılaşılan zaman gecikmelerinin temel sebebi; malzeme, enerji veya bilginin bir sistemin farklı bileşenleri arasında iletilmesine veya değişimine duyulan ihtiyaçtan kaynaklanır (Jin vd., 2018). Dolayısıyla başta enerji ile çeşitli kontrol ve haberleşme sinyallerinin yani bilginin sistemin farklı bileşenleri arasında iletilmesine duyulan ihtiyaç, elektrik güç sistemlerinin de zaman gecikmesine bağlı kararlılığı değişen sistem davranışı göstermesine sebep olur.

Zaman gecikmesine bağlı kararlı YFK sistemlerinin kararlılık analizleri için Bölüm II’de de ayrıntılı olarak bahsedildiği üzere birçok yöntem tercih edilebilir. Zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerinde kullanılan frekans düzlemi yöntemleri, zaman düzlemi yöntemlerine göre hem yeter hem de gerek şartları sunar. Bu sebeple konservatif olmayan zaman gecikmesi payı hesabına imkân veren frekans düzlemi yöntemlerinden üstel terimin eliminasyonu yöntemi bu bölümde bir ve iki bölgeli YFK-EA sisteminin zaman gecikmesi paylarının hesabı için tercih edilmiştir. Walton ve Marshall (1987) tarafından ilk kez literatüre tanıtılan yöntem, Bölüm II’de de yer verildiği üzere uzun yıllardır çeşitli güç sistemlerinin gecikmeye bağlı kararlılık analizlerinde aktif olarak kullanılmaktadır. Yöntemin, Bölüm III’de elde edilen bir ve iki bölgeli YFK-EA sistemlerine, KDPI denetleyici durumunda uyarlanmış versiyonuna bu bölümde yer verilmiştir. Klasik PI denetleyici durumu, KDPI denetleyici durumunun özel bir durumu olduğundan, klasik PI denetleyici durumu incelemeleri de KDPI denetleyici durumuna uyarlanmış üstel terimin eliminasyonu yöntemi aracılığıyla yapılmıştır.

Yöntem, herhangi bir yaklaşıklık içermeyen sistem karakteristik denkleminde zaman gecikmesi etkisiyle sonsuz kök mevcudiyetine neden olan üstel terimleri, kullanmış olduğu üstün bir birebir dönüşüm ile basit ve sıradan bir polinoma dönüştürmektedir. Sonsuz sayıda kök durumu ile kararlılık incelemeleri yapmak yerine yöntem; TDS sistemlerin i) köklerin sürekliliği ve ii) köklerin eğilimlerinin değişmezliği özelliklerinden

faydalananak daha basit bir polinom aracılığıyla zaman gecikmesine bağı kararlılık analizlerine imkân verir. Yöntemde herhangi bir yaklaşım kullanılmadığı için sistemin kararlılığını koruyabildiği maksimum zaman gecikmesi sınır değeri ya da literatürde bilinen adıyla zaman gecikmesi payları tam olarak hesaplanabilir.

Walton ve Marshall (1987) tarafından literatüre önerilen yöntem Bölüm II’de bahsedilen birçok frekans düzlemi gibi sadece sistem modelindeki sabit ve orantılı zaman gecikme etkilerinin hesabında kullanılabilme dezavantajına sahiptir. Dolayısıyla çok bölgeli güç sistemlerinde, zaman gecikmelerinin birbirlerinin tam sayı katları olmadığı durumlardaki gecikmeye bağı kararlılık analizi için uygun bir yöntem değildir. Ancak günümüzde yaygın hale gelen mikro şebekeler ve küçük güç sistemlerinin bir bölgeli YFK modeli ile temsil edilmesi nedeniyle yonteme tez kapsamında yer verilmiştir. Ayrıca, Bölüm V’de bahsedilecek olan ACFS yönteminin literatüre kattığı üstünlükleri vurgulayabilmek için de yonteme tez kapsamında yer verilmiştir.

4.1 Üstel Terimin Eliminasyonu Yönteminin Kesir Dereceli ve Tek Zaman Gecikmesi İçeren Sistemlere Uygulanması

Herhangi bir TDS’ye ait sistem karakteristik denkleminde en üst dereceden teriminin gecikmeden etkilenmediği LTI sistemler, durum [retarded] zaman gecikmeli LTI sistem olarak adlandırılır. Bölüm III’de modellenen ve Ekler kısmında sunulan tüm YFK-EA sistemlerine ait karakteristik denklemlerde zaman gecikmesinden bağımsız $P(s)$ polinomunun derecesi, diğer zaman gecikmesinden etkilenen polinomlardan daha üst dereceli olduğu için tez boyunca sadece durum zaman gecikmeli sistemlerle ilgilenilmiştir. Ayrıca olası tüm dejenere durumlarda oluşabilecek özel durumlar da göz ardı edilmiştir (Fioravanti vd., 2012; Sipahi, 2005).

Bölüm III’de yer verilen bir bölgeli YFK-EA sisteminde bölge içerisindeki tüm zaman gecikmesi etkileri toplu bir şekilde modele dâhil edilmişti. Bu sebeple, Denklem (3.15) ve (3.16)’da verilen sistem karakteristik denklemi $(\Delta(s^\lambda, \tau) = 0)$, kesir derecesinin sabit olduğu durumlarda sadece frekans ve zaman gecikmesi değerine bağı olarak kararlılığı değişen bir polinomdur. Her ne kadar artan τ değerlerinde, $\Delta(s^\lambda, \tau) = 0$ ’nun özdeğerlerinin izlenmesi Hurwitz anlamında kararlılık incelemeleri için yeterli olsa da

Denklem (3.15) ve (3.16)'da yer alan üstel terimler $\Delta(s^\lambda, \tau) = 0$ 'nun sonsuz sayıda kök/özdeğere sahip olmasına sebep olur. Bu sebeple literatürdeki birçok yöntem TDS'lerin i) köklerin sürekliliği ve ii) köklerin geçiş eğiliminin değişmezliği özelliklerinden faydalanarak bu kararlılık inceleme problemini daha basit bir probleme indirir. Bahsedilen köklerin sürekliliği özelliği kompleks düzlem üzerinde sol yarı düzlemden sağ yarı düzleme (ya da tam tersi) bir geçişin sanal eksen üzerinde olması gerektiğini belirtirken ikinci özellik ise tüm sistemin kararlılık incelemesi için belirli sayıda kökün incelenmesinin kararlılık analizleri için yeterli olacağını ifade eder.

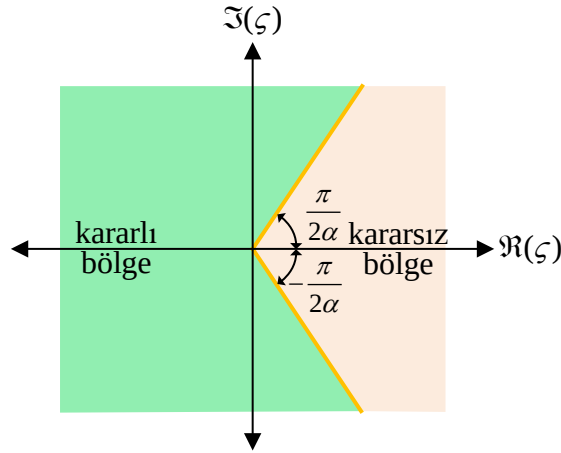
Dolayısıyla bahsedilen bu iki özellikten faydalanılarak Hurwitz anlamında asimptotik kararlılık kriteri, sonsuz sayıda kök yerine sınırlı sayıda ve sanal eksenini kesen özdeğerlerin incelenmesi sistem kararlılığı üzerine yorumlarda bulunabilmek için yeterli olmaktadır. Başka bir ifadeyle, bu olgu $\Delta(s^\lambda, \tau) = 0$ 'nun değişen τ değerlerindeki tüm özdeğerleri yerine sadece kompleks eşlenik köklerinin ($s = \pm j\omega_c$) incelenmesini kararlılık incelemeleri için yeterli kılar.

Denklem (3.15) ve (3.16)'da verilen karakteristik denklem eğer herhangi özel bir pozitif $s = j\omega_c$ frekansı için sağlanıyorsa köklerin kompleks eşlenikliği (dejenere durumlar hariç) sebebiyle $s = -j\omega_c$ frekans değeri için de aynı zaman gecikmesi değerinde Denklem (3.15) ve (3.16)'yı sağlanmalıdır. Dolayısıyla, aynı ω_c değerinde kesir dereceli bir sistemde Denklem (4.1)'de verilen her iki eşitlik sağlamalıdır (Pakzad ve Nekoui, 2013a).

$$\begin{aligned}\Delta(\sqrt[\alpha]{s}, \tau) &= P(\sqrt[\alpha]{s}) + Q(\sqrt[\alpha]{s})e^{-s\tau} = 0 \\ \Delta(\sqrt[\alpha]{-s}, \tau) &= P(\sqrt[\alpha]{-s}) + Q(\sqrt[\alpha]{-s})e^{s\tau} = 0.\end{aligned}\tag{4.1}$$

Denklem (4.1)'deki kesir dereceli sistem için çok yapraklı Riemann yüzeyinde kararlılık incelemesi yerine kompleks düzlem üzerinde kararlılık incelemelerinde bulunabilmek için $\varsigma = \sqrt[\alpha]{s}$ değişken değiştirme işlemi Denklem (4.1)'e uygulanmalıdır.

$$|\angle \varsigma| \leq \frac{\pi}{2\alpha}.\tag{4.2}$$



Şekil 4.1. Kesir dereceli sistemin ζ düzlemindeki kararlılık bölgeleri (Fioravanti vd., 2012)

Denklem (4.2) yardımı ile kompleks s düzleminin sanal eksenini, Denklem (4.3)'de verilen sınırlara haritalanır. Yeni sistemin frekans düzleminde kararlılık bölgesi artık kompleks düzlemin sol yarı düzlemi ile değil Şekil 4.1'de de gösterildiği üzere $\zeta = \sqrt[\alpha]{s}$ dönüşümü yardımıyla elde edilen ve Denklem (4.3)'de sunulan sınırların sol tarafında kalan yeşil ile taralı bölge olur (Ayasun ve Sönmez, 2019; Pakzad ve Nekoui, 2013a; Fioravanti vd., 2012).

$$\angle \zeta = \pm \frac{\pi}{2\alpha}. \quad (4.3)$$

Dolayısıyla, ζ düzleminde Denklem (4.3)'de verilen sınırlar üzerindeki özdeğerler, Denklem (4.1)'deki orjinal sistemin sanal eksenini kesen $s = \pm j\omega_c$ köklerine denktir (Fioravanti vd., 2012). Gözükteği üzere ζ yardımcı dönüşümü ile kesir dereceli sistemlerin kararlılık incelemesi çok daha kolay bir hâl almıştır. Sistem karakteristik denklemi; ζ dönüşümü ve $\pi/2\alpha$ 'i kesen kompleks eşlenik kökler için ζ uzayında yeniden yazılırsa;

$$\begin{aligned} \Delta(\zeta, \tau) &= P(\zeta) + Q(\zeta)e^{-\zeta^\alpha \tau} = 0 \\ \Delta(\zeta^*, \tau) &= P(\zeta^*) + Q(\zeta^*)e^{\zeta^{*\alpha} \tau} = 0. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Üstel terimlerin eliminasyonu yönteminde önerildiği şekilde Denklem (4.4)'deki her iki denklem taraf tarafa çarpılıp yeni polinom elde edilirse;

$$W(\zeta^2) = P(\zeta^*)P(\zeta) - Q(\zeta^*)Q(\zeta) = 0. \quad (4.5)$$

Eğer $s = j\omega_c = \omega_c e^{j\pi/2}$ kökü Denklem (4.1)'in bir çözümü ise bu durumda Denklem (4.5)'deki $W(\zeta^2)$ polinomunun da bir çözümü olmalıdır. Denklem'deki $W(\zeta^2)$ polinomunun hesaplanan kökleri yardımıyla $\zeta = \sqrt[a]{\omega_c} e^{j\pi/2a}$ ve $\zeta^* = \zeta e^{-j\pi/a} = \sqrt[a]{\omega_c} e^{-j\pi/2a}$ ters dönüşümleri uygulanırsa;

$$W(\omega_c^2) = P(\zeta e^{-j\pi/a})P(\zeta) - Q(\zeta e^{-j\pi/a})Q(\zeta) = 0 \Big|_{\zeta = \sqrt[a]{\omega_c} e^{j\pi/2a}}. \quad (4.6)$$

Denklem (4.5)'de hesaplanan köklerden reel ve pozitif ($\omega_c > 0$) olanlar, Denklem (4.1)'in sanal eksenini kesen kökleridir. Sanal eksen üzerinde ilgili kök geçişinin meydana geldiği ilgili zaman gecikmesi değeri Denklem (4.4)'deki denklemlerden Walton ve Marshall (1987) tarafından önerilen prosedür yardımıyla Denklem (4.7)'deki gibi kolaylıkla türetilebilir (Ayasun ve Sönmez, 2019; Pakzad ve Nekoui, 2013a).

$$\tau^* = \frac{1}{\zeta^{10}} \tan^{-1} \left(\frac{\Im[P(\zeta)/Q(\zeta)]}{\Re[-P(\zeta)/Q(\zeta)]} \right) \Big|_{\zeta = \sqrt[a]{\omega_c} e^{j\pi/2a}} + \frac{2k\pi}{\omega_c}; \quad k = 1, 2, \dots \quad (4.7)$$

Gecikmeye bağlı kararlılık analizlerini kolaylaştıran en önemli iki TDS özelliklerinin biri, Köklerin Eğilimi [Root Tendency - RT] olarak da bilinen kök duyarlılığıdır. Zaman gecikmesine bağlı kararlı sistemlerde, köklerin parametre değişimlerine göre hareketi sürekli ve zaman gecikme değerinden bağımsız değişmez olduğu için RT, sanal eksen üzerinden sıfır olmayan bir hızla geçiş yapan köklerinin geçiş yönünün tespit edilmesini sağlar (Pakzad ve Nekoui, 2013a; Sipahi ve Olgac, 2006; Walton ve Marshall, 1987). Dolayısıyla, köklerin zaman gecikmesi ile birlikte hareket etmesi gerektiğinden Denklem (4.8) sağlanmalıdır (Sönmez, 2017).

$$\operatorname{Re} \left[\frac{\partial s}{\partial \tau_i} \right]_{s=j\omega_c} \neq 0 \quad (4.8)$$

Sanal eksen üzerindeki köklerin sol yarı düzleme doğru mu yoksa sağ yarı düzleme doğru hareket ettiğini yani RT 'yi bulabilmek için Denklem (4.8)'den faydalanılırsa;

$$RT|_{s=j\omega_c}^{\tau_i} = \operatorname{sgn} \left\{ \operatorname{Re} \left[\frac{\partial s}{\partial \tau_i} \right]_{s=j\omega_c} \right\} = \operatorname{sgn} [W(\omega_c^2)]; \quad i = 1, 2, \dots \quad (4.9)$$

olarak tanımlanır. Denklem (4.9)'da sanal eksenini kesen kökler için her bir zaman gecikmesi için diğer gecikmeleri sabit iken zaman gecikmesi değeri $0 < \Delta t < \varepsilon$ aralığında olmak ve $\varepsilon \ll 1$ olmak üzere $\tau_i - \Delta \tau$ 'dan $\tau_i + \Delta \tau$ değerine artırılırsa köklerin sağ veya sol yarı düzleme hareket ettiği belirlenebilir. Eğer $RT = +1$ ise ilgili kökün artan zaman gecikmesi değerlerinde sol yarı düzlemde sağ yarı düzleme doğru hareket ettiği, $RT = -1$ durumunda ise sağ yarı düzlemde sol yarı düzleme doğru hareket ettiği ve sistemin kararsızlığa gittiği anlaşılır (Sönmez vd., 2017; Pakzad ve Nekoui, 2013a; Sipahi ve Olgac, 2006; Walton ve Marshall, 1987). Pakzad ve Nekoui'de (2013a) ayrıntılı olarak RT 'nin kesir dereceli sistemlere uygulanması adım adım gösterilmiştir. Denklem (4.6) yardımıyla hesaplanan her $s = j\omega_c$ için n adet geçiş frekansından meydana gelen geçiş frekansı kümesi;

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cn}\}. \quad (4.10)$$

Elde edilen her ω_c geçiş frekansı ile ilgili ve sanal eksen üzerinde kök geçişine sebep olan zaman gecikmesi sınır değerleri kümesi ise Denklem (4.7) yardımıyla;

$$\{\tau^*\} = \{\tau_1^*, \tau_2^*, \dots, \tau_n^*\}. \quad (4.11)$$

Gecikmesiz durumda kararlı olan bir sistem için sistemin kararlılığını sürdürebildiği MADB değeri yani zaman gecikmesi payı, Denklem (4.11)'de verilen kümenin en küçük elemanıdır.

$$\text{MADB} = \text{minimum} \left\{ \tau^* \right\}. \quad (4.12)$$

4.2 Üstel Terimin Eliminasyonu Yönteminin Kesir Dereceli ve Orantılı Zaman Gecikmesi İçeren Sistemlere Uygulanması

Yöntemin birden fazla orantılı gecikme içeren sistemlere uygulanması için bir önceki alt bölümde elde edilen sonuçlar üzerinde bazı düzenlemelerin yapılmasını gerekir. Bu bölümün devamında n . dereceden gecikme terimine sahip kesir dereceli sisteme üstel terimin eliminasyonu yönteminin uygulanmasına yer verilecektir. Denklem (3.20)'de verilen ve kesir dereceli denetleyici içeren sistemin $\varsigma = \sqrt[n]{s}$ dönüşümü uygulanmış karakteristik denklemi, bazı özel zaman gecikmesi değerlerinde hem $s = j\omega_c$ hem de $s = -j\omega_c$ durumunda karakteristik denklemin bir çözümü olacağından;

$$\Delta(\varsigma, \tau) = P(\varsigma) + (Q(\varsigma) + R(\varsigma))e^{-\varsigma^\alpha \tau} + M(\varsigma)e^{-2\varsigma^\alpha \tau} = \sum_{k=0}^n a_k(\varsigma)e^{-k\varsigma^\alpha \tau} = 0, \quad (4.13)$$

$$\Delta(\varsigma^*, \tau) = P(\varsigma^*) + (Q(\varsigma) + R(\varsigma))e^{\varsigma^\alpha \tau} + M(\varsigma)e^{2\varsigma^\alpha \tau} = \sum_{k=0}^n a_k(\varsigma^*)e^{k\varsigma^\alpha \tau} = 0. \quad (4.14)$$

n adet orantılı zaman gecikmesi içeren Denklem (4.13) ve (4.14), Walton ve Marshall'da (1987) önerilen ve Sönmez (2017)'de de yer verilen özyinelemeli prosedürün takibi ile yok edilebilir. Denklem (4.13) ve (4.14) için özyinelemeli süreç uygulanırsa;

$$\begin{aligned} \Delta^{(1)}(\varsigma, \tau) &= a_0(\varsigma)\Delta(\varsigma, \tau) - a_n(\varsigma)e^{-n\varsigma^\alpha \tau} \Delta(\varsigma^*, \tau) \\ &= \sum_{k=0}^{n-1} \left[a_0(\varsigma^*)a_k(\varsigma) - a_n(\varsigma)a_{n-k}(\varsigma^*) \right] e^{-k\varsigma^\alpha \tau} = \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(\varsigma)e^{-k\varsigma^\alpha \tau} = 0, \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} \Delta^{(1)}(\varsigma^*, \tau) &= a_0(\varsigma)\Delta(\varsigma^*, \tau) - a_n(\varsigma^*)e^{n\varsigma^\alpha \tau} \Delta(\varsigma, \tau) \\ &= \sum_{k=0}^{n-1} \left[a_0(\varsigma)a_k(\varsigma^*) - a_n(\varsigma^*)a_{n-k}(\varsigma) \right] e^{k\varsigma^\alpha \tau} = \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(\varsigma^*)e^{k\varsigma^\alpha \tau} = 0. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Denklem (4.15) ve (4.16)'da gözüktüğü üzere karakteristik denklemdeki zaman gecikmesi derecesi birinci özyineleme adımında n . dereceden $(n-1)$. dereceye indirilir.

Walton ve Marshall'da (1987) önerilen yöntemi geri kalan $(n-1)$ öz yinelemeli adıma uygulayabilmek için;

$$a_k^{(r+1)}(\varsigma) = a_0^{(r)}(\varsigma^*)a_0^{(r)}(\varsigma) - a_{n-r}^{(r)}(\varsigma^*)a_{n-r}^{(r)}(\varsigma) \quad (4.17)$$

olmak üzere r . özyineleme adımına ait karakteristik denklem;

$$\Delta^{(r)}(\varsigma, \tau) = \sum_{k=0}^{n-r} a_k^{(r)}(\varsigma) e^{-k\varsigma^\alpha \tau} = 0 \quad (4.18)$$

Özyinelemeli prosedür; Denklem (4.13) ve (4.14)'deki karakteristik denklemde yer alan tüm üstel terimler yok olana kadar n defa uygulanırsa elde edilecek ve üstel terim içermeyen karakteristik polinom;

$$\Delta^{(n)}(\varsigma) = a_0^{(n-1)}(\varsigma^*)a_0^{(n-1)}(\varsigma) - a_1^{(n-1)}(\varsigma^*)a_1^{(n-1)}(\varsigma) = a_0^{(n)}(\varsigma). \quad (4.19)$$

hâlini alır. $W(\varsigma^2)$ polinomu ise,

$$W(\varsigma^2) = a_0^{(n-1)}(\varsigma^*)a_0^{(n-1)}(\varsigma) - a_1^{(n-1)}(\varsigma^*)a_1^{(n-1)}(\varsigma) = 0. \quad (4.20)$$

Eğer $s = j\omega_c = \omega_c e^{j\pi/2}$ Denklem (4.13) ve (4.14)'ü sağlıyorsa Denklem (4.20)'deki

$W(\varsigma^2)$ polinomunun da bir çözümü olacağından $\varsigma = \sqrt[n]{\omega_c} e^{j\pi/2a}$ ve $\varsigma^* = \varsigma e^{-j\pi/a} = \sqrt[n]{\omega_c} e^{-j\pi/2a}$ ters dönüşümleri uygulanırsa;

$$W(\omega_c^2) = a_0^{(n-1)}(\varsigma e^{-j\pi/a})a_0^{(n-1)}(\varsigma) - a_1^{(n-1)}(\varsigma e^{-j\pi/a})a_1^{(n-1)}(\varsigma) = 0 \Big|_{\varsigma = \sqrt[n]{\omega_c} e^{j\pi/2a}}. \quad (4.21)$$

Denklem (4.21)'de hesaplanan köklerden reel ve pozitif ($\omega_c > 0$) olanlar yardımıyla Denklem (4.13) ve (4.14)'ün sanal eksenini kesen kökleri ve dolayısıyla Denklem (4.22) yardımıyla sanal eksen üzerinde bu kök geçişinin meydana geldiği ilgili zaman gecikmesi değeri hesaplanabilir (Sönmez, 2017; Pakzad ve Nekoui, 2013a).

$$\tau^* = \frac{1}{\zeta^{10}} \tan^{-1} \left(\frac{\Im \left[a_0^{(n-1)}(\zeta) / a_1^{(n-1)}(\zeta) \right]}{\Re \left[-a_0^{(n-1)}(\zeta) / a_1^{(n-1)}(\zeta) \right]} \right) \Bigg|_{\zeta = \sqrt[n]{\omega_c} e^{j\pi/2a}} + \frac{2k\pi}{\omega_c}; \quad k = 1, 2, \dots \quad (4.22)$$

4.3 Sonuçlar

Zaman gecikmeli bir ve iki bölgeli YFK-EA modelleri için gecikme paylarının denetleyici kazançları ve kesir derecesi ile değişiminin incelenebilmesi için üstel terimin eliminasyonu yönteminin uygulanma adımlarına ve teorik sonuçların MATLAB/Simulink (Simulink, 2000) tabanlı benzetim çalışmaları ile doğrulanmasına bu alt bölümde yer verilmiştir.

4.3.1 Teorik sonuçlar

Üstel terimin eliminasyonu yönteminin, kesir dereceli denetleyici güç sistemleri problemlerine uygulanma adımlarını daha açık gösterebilmek için yöntem Bölüm III’de yer verilen bir bölgeli YFK-EA modeline adım adım uygulanırsa:

Adım 1: Bölüm III’de verilen bir bölgeli YFK-EA sisteminde, geleneksel YFK bileşenlerine ait sistem parametreleri olarak Çizelge 3.1. İki bölgeli YFK sistemine ait senkron üretim üniteleri parametreleri (Yang vd., 2018a; Zhang vd., 2013b) Çizelge 3.1’deki birinci bölgeye ait parametreler seçilmiştir. EA toplayıcı parametrelerinden K_{EV} , T_{EV} ve α_1 ise sırasıyla 0.2, 1 ve 0.2 olarak seçilmiştir. Yine GPMT bloğunun kazanç payı 1 ve faz payı 0° olarak K_P ve K_I ise 0.4 ve 0.2 olarak seçilmiştir.

Adım 2: Denklem (3.15) ve (3.16)’da yerine yazılan sistem parametreleri yardımıyla sistem karakteristik denklemi kesir derecesine, zaman gecikmesi ve frekans parametrelerine bağlı olarak elde edilir.

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = 0.0150s^{4+\lambda} + 0.2165s^{3+\lambda} + 0.7275s^{2+\lambda} + 1.6500s^{1+\lambda} + 1.2500s^\lambda + \left(\begin{array}{l} 5.04 \times 10^{-04} s^{2+\lambda} + 2.52 \times 10^{-04} s^2 + 0.3427s^{1+\lambda} \\ + 0.1714s + 0.3528s^\lambda + 0.1764 \end{array} \right) e^{-s\tau} = 0.$$

Adım 3: Adım 2’de elde edilen karakteristik denklem Denklem (4.1) formunda kompleks eşlenik kökler için yeniden ifade edilir.

$$\Delta(\sqrt[10]{s}, \tau) = 0.0150(\sqrt[10]{s})^{40+10\lambda} + 0.2165(\sqrt[10]{s})^{30+10\lambda} + 0.7275(\sqrt[10]{s})^{20+10\lambda} + 1.6500(\sqrt[10]{s})^{10+10\lambda} + 1.2500(\sqrt[10]{s})^{10\lambda} + \left(5.04 \times 10^{-04}(\sqrt[10]{s})^{20+10\lambda} + 2.52 \times 10^{-04}(\sqrt[10]{s})^{20} + 0.3427(\sqrt[10]{s})^{10+10\lambda} \right) e^{-s\tau} = 0,$$

$$\Delta(\sqrt[10]{-s}, \tau) = 0.0150(\sqrt[10]{-s})^{40+10\lambda} + 0.2165(\sqrt[10]{-s})^{30+10\lambda} + 0.7275(\sqrt[10]{-s})^{20+10\lambda} + 1.6500(\sqrt[10]{-s})^{10+10\lambda} + 1.2500(\sqrt[10]{-s})^{10\lambda} + \left(5.04 \times 10^{-04}(\sqrt[10]{-s})^{20+10\lambda} + 2.52 \times 10^{-04}(\sqrt[10]{-s})^{20} + 0.3427(\sqrt[10]{-s})^{10+10\lambda} + 0.1714(\sqrt[10]{-s})^{10} + 0.3528(\sqrt[10]{-s})^{10\lambda} + 0.1764 \right) e^{s\tau} = 0.$$

Adım 4: Çok yapraklı Riemann yüzeyinden kompleks düzleme dönüşüm için $\varsigma = \sqrt[10]{s}$ ve $\varsigma^* = \sqrt[10]{-s}$ değişken dönüşümü Adım 3’de elde edilen karakteristik denkleme uygulanır. Ayrıca zaman gecikmesi değerlerinin nümerik olarak hesabı için bu aşamadan itibaren $\lambda = 0.8$ olduğu varsayılmıştır.

$$\Delta(\varsigma, \tau) = 0.0150(\varsigma)^{48} + 0.2165(\varsigma)^{38} + 0.7275(\varsigma)^{28} + 1.6500(\varsigma)^{18} + 1.2500(\varsigma)^8 + \left(5.04 \times 10^{-04}(\varsigma)^{28} + 2.52 \times 10^{-04}(\varsigma)^{20} + 0.3427(\varsigma)^{18} \right) e^{-\varsigma^\alpha \tau} = 0,$$

$$\Delta(\varsigma^*, \tau) = 0.0150(\varsigma^*)^{48} + 0.2165(\varsigma^*)^{38} + 0.7275(\varsigma^*)^{28} + 1.6500(\varsigma^*)^{18} + 1.2500(\varsigma^*)^8 + \left(5.04 \times 10^{-04}(\varsigma^*)^{28} + 2.52 \times 10^{-04}(\varsigma^*)^{20} + 0.3427(\varsigma^*)^{18} \right) e^{\varsigma^{\alpha} \tau} = 0.$$

Adım 5: Üstel terimin eliminasyonu için Walton ve Marshall (1987) tarafından önerildiği şekilde, Adım 4’de elde edilen denklemler taraf tarafa çarpılıp üstel terim içermeyen $W(\varsigma^2)$ polinomu elde edilir.

$$\begin{aligned}
W(\varsigma^2) = & 22.5 \times 10^{-5} e^{-j4.8\pi} (\varsigma^2)^{48} + [0.0469 e^{-j3.8\pi} + 0.0109 (e^{-j4.8\pi} + e^{-j2.8\pi})] (\varsigma^2)^{38} \\
& + [0.5293 e^{-j2.8\pi} + 0.0188 (e^{-j4.8\pi} + e^{-j0.8\pi}) + 0.3572 (e^{-j3.8\pi} + e^{-j1.8\pi})] (\varsigma^2)^{28} \\
& + [-12.70 \times 10^{-8} (e^{-j2.8\pi} + e^{-j2\pi})] (\varsigma^2)^{24} - 6.3504 \times 10^{-8} e^{-j2\pi} (\varsigma^2)^{20} \\
& + [-86.37 \times 10^{-6} (e^{-j2\pi} + e^{-j1.8\pi} + e^{-j\pi} + e^{-j2.8\pi})] (\varsigma^2)^{19} \\
& + [2.6050 e^{-j1.8\pi} + 0.9092 (e^{-j2.8\pi} + e^{-j0.8\pi})] (\varsigma^2)^{18} \\
& + [-0.0587 (e^{-j\pi} + e^{-j1.8\pi}) - 88.91 \times 10^{-6} (e^{-j2\pi} + e^{-j0.8\pi} + e^{-j2.8\pi} + 1)] (\varsigma^2)^{14} \\
& + [-0.0294 e^{-j\pi} - 44.45 \times 10^{-6} (e^{-j2\pi} + 1)] (\varsigma^2)^{10} \\
& + [-0.0605 (e^{-j\pi} + e^{-j0.8\pi} + 1 + e^{-j1.8\pi})] (\varsigma^2)^9 + [1.4380 e^{-j0.8\pi}] (\varsigma^2)^8 \\
& + [-0.0622 (e^{-j0.8\pi} + 1)] (\varsigma^2)^4 - 0.0311 = 0.
\end{aligned}$$

Adım 6: Orijinal sistemin sanal eksen kesen köklerinin hesabı için $\varsigma = \sqrt[10]{\omega_c} e^{j\pi/2a} = \omega'_c e^{j\pi/2a}$ dönüşümü, Adım 5’de elde edilen polinomun reel ve pozitif köklerine uygulanıp orijinal sistemin sanal eksen kesen kökleri hesaplanır.

$$\begin{aligned}
W(\omega_c'^2) = & 22.5 \times 10^{-5} (\omega_c')^{96} + 0.0251 (\omega_c')^{76} - 0.1477 (\omega_c')^{56} - 7.8495 \times 10^{-8} (\omega_c')^{48} \\
& - 6.3504 \times 10^{-8} (\omega_c')^{40} + 0.7866 (\omega_c')^{36} - 0.0362 (\omega_c')^{28} - 0.0293 (\omega_c')^{20} \\
& + 1.4380 (\omega_c')^{16} - 0.0385 (\omega_c')^8 - 0.0311 = 0.
\end{aligned}$$

Adım 7: $W(\omega_c')$ polinomunun çözümü ile elde edilen 96 kökten reel ve pozitif olarak sadece $\omega_c' = 0.7962$ rad/s kökü hesaplanmıştır. $\omega_c' = \sqrt[10]{\omega_c}$ dönüşümü yardımıyla da orijinal karakteristik denklemin sanal eksen kesen kök değeri $\omega_c = 0.1023$ rad/s olarak hesaplanır.

Adım 8: Adım 7’de hesaplanan ω_c kökünün sanal eksen kestiği ve sistemin kararlılığını sürdürebildiği maksimum zaman gecikmesi sınır değeri yani zaman gecikmesi payı, Denklem (4.7) yardımıyla $\varsigma = \sqrt[10]{0.0971} e^{j\pi/20}$ dönüşümünü de kullanarak $\tau^* = 20.731$ saniye olarak hesaplanır.

$$\tau^* = \frac{1}{\zeta^{10}} \tan^{-1} \left(\frac{\Im[P(\zeta)/Q(\zeta)]}{\Re[-P(\zeta)/Q(\zeta)]} \right) \Bigg|_{\zeta = \sqrt[10]{0.0971} e^{j\pi/20}}$$

$$P(\zeta) = 0.015(\zeta)^{48} + 0.2165(\zeta)^{38} + 0.7275(\zeta)^{28} + 1.6500(\zeta)^{18} + 1.2500(\zeta)^8$$

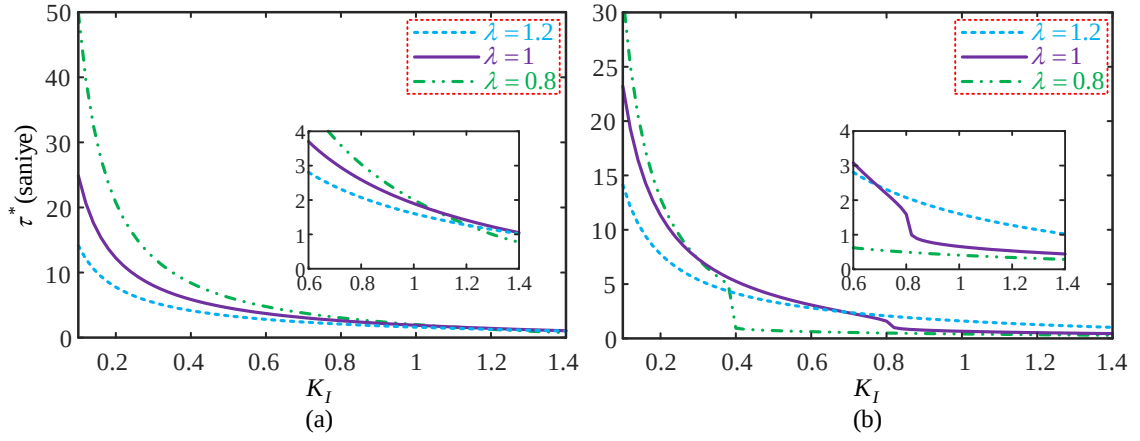
$$Q(\zeta) = 5.04 \times 10^{-04}(\zeta)^{28} + 2.52 \times 10^{-04}(\zeta)^{20} + 0.3427(\zeta)^{18} + 0.17136(\zeta)^{10} + 0.03528(\zeta)^8 + 0.1764.$$

Adım 1-8’de verilen prosedür yardımıyla Bölüm 3.2.1 ve 3.2.2’de sunulan bir bölgeli YFK-EA modelleri için hesaplanan gecikme payları, λ ’nın sırasıyla 0.8, 1 ve 1.2 olması durumlarında farklı denetleyici kazanç değerleri için Çizelge 4.1-4.4’de sunulmuştur. Ayrıca hem kesir derecesinin gecikme paylarına etkisini hem de K_I etkisini daha iyi inceleyebilmek için K_P kazancı 0.4’e sabitlenerek gecikme paylarının K_I ile değişimi Çizelge 4.1’de sunulmuştur.

İki bölgeli YFK-EA sistemi için yöntem uygulanmış olsa da kesir dereceli denetleyici durum için nümerik çözümler elde edilememiştir. Bu sebeple nümerik olarak çok az işlem yükü gerektiren klasik PI denetleyici durumu için gecikme payları farklı denetleyici kazanç değerleri için hesaplanmıştır.

4.3.2 Teorik sonuçların doğrulanması

Teorik sonuçların Adım 1-8’de verilen prosedür yardımıyla elde edilebilmesi için MATLAB programından faydalanılmıştır. Öncelikle sistemin gecikmesiz durumda ($\tau = 0$) kararlılığının inceleyebilmek için Çizelge 4.1-4.4’de sunulan her (K_P, K_I) kazancı için sistemin kararlılığı incelenmiştir. İncelemeler her (K_P, K_I) için ilgilenilen sistemin kararlı olduğu göstermiştir. Ayrıca, Çizelge 4.1-4.4’de üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile teorik olarak hesaplanan sonuçların doğrulanması için MATLAB/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmalarından faydalanılmıştır. Teorik ve benzetim çalışmalarının birbirleriyle birebir aynı olması literatürde de bilindiği üzere üstel terimin eliminasyonu yöntemiyle konservatif olmayan zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanabildiği göstermiştir.



Şekil 4.2. $K_P = 0.4$ (a) ve $K_P = 1$ (b) durumunda zaman gecikmesi payının K_I kazancı ve kesir derecesi ile değişimi

Çizelge 4.1-4.4 incelendiğinde açıkça görülmektedir ki istisnasız bir şekilde K_P değeri sabit iken K_I değeri arttıkça gecikme payları büyük ölçüde azalmaktadır. Diğer yandan, K_I sabit iken K_P değeri arttığında da gecikme paylarının azaldığı ancak K_I etkisindeki kadar büyük azalmalar olmadığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, Şekil 4.2’de $K_P = 0.4$ ve $K_P = 1$ durumu için zaman gecikmesi paylarının artan K_I kazancı ile değişimi incelendiğinde de zaman gecikme paylarının artan K_I kazancı ile azaldığı görsel olarak da incelenmiştir. Yine Şekil 4.2’de gözüktüğü üzere küçük K_I değerleri için kesir derecesi küçüldükçe zaman gecikmesi payı değerleri artarken nispeten büyük K_I değerleri için tersi bir durum gözlemlenmiştir. Dolayısıyla, genel kabul gören 1’den küçük değerdeki integral kesir derecesi seçiminin sistemde kararlıştırıcı etki yaptığı görüşüne rağmen denetleyici kazançları seçilirken gecikmeye bağlı kararlılık analizlerinin de sistem kararlılığını garanti altına almak için gerektiği ortaya çıkmaktadır.

Çizelge 4.1. $K_P = 0.4$ iken $\lambda = 0.8$, $\lambda = 1$ ve $\lambda = 1.2$ için bir bölge YFK-EA sistemi gecikme paylarının karşılaştırılması

$\tau^* (s)$	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4
$\lambda = 0.8$	49.895	20.731	8.402	4.772	3.044	2.006	1.283	0.771
$\lambda = 1$	24.875	12.226	5.861	3.701	2.590	1.899	1.415	1.051
$\lambda = 1.2$	14.139	7.756	4.149	2.805	2.076	1.607	1.274	1.020

Çizelge 4.2. $\lambda = 0.8$ için bir bölge YFK-EA sisteminin üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hesaplanan gecikme payları

$\tau^* (s)$	K_I							
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4
0.1	51.705	21.504	8.757	5.027	3.273	2.245	1.554	1.047
0.2	51.537	21.430	8.719	4.995	3.239	2.205	1.505	0.990
0.4	49.895	20.731	8.402	4.772	3.044	2.006	1.283	0.771
0.6	46.304	19.202	7.713	4.292	2.617	1.540	0.803	0.517
0.8	40.406	16.682	6.546	3.408	1.534	0.647	0.474	0.371
1	31.616	12.861	0.942	0.624	0.497	0.410	0.342	0.288
1.5	0.345	0.331	0.302	0.274	0.248	0.223	0.200	0.178
2	0.209	0.201	0.187	0.173	0.160	0.147	0.134	0.122

Çizelge 4.3. $\lambda = 1$ için bir bölge YFK-EA sisteminin üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hesaplanan gecikme payları

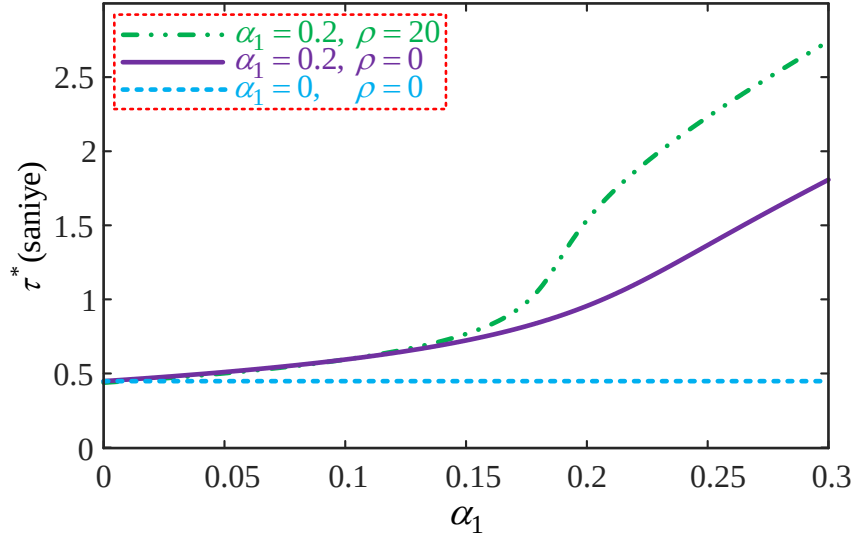
$\tau^* (s)$	K_I							
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4
0.1	22.835	11.211	5.363	3.379	2.361	1.728	1.287	0.957
0.2	23.656	11.620	5.566	3.513	2.459	1.804	1.348	1.007
0.4	24.875	12.226	5.861	3.701	2.590	1.899	1.415	1.051
0.6	25.404	12.483	5.974	3.756	2.609	1.887	1.375	0.983
0.8	25.004	12.266	5.829	3.614	2.445	1.675	1.084	0.702
1	23.224	11.332	5.260	3.078	1.594	0.661	0.532	0.444
1.5	0.353	0.344	0.327	0.309	0.290	0.271	0.252	0.233
2	0.212	0.207	0.198	0.189	0.180	0.171	0.161	0.151

Aynı sonuçlar Bölüm VI ve VII’de, kesir derecesi etkisini gözlemlemek için oluşturulan kararlılık bölgeleri aracılığıyla da görsel olarak gözlemlenmiştir. Tez kapsamında sonraki bölümlerde de gösterildiği üzere EA’ların bir kaynak olarak toplayıcılar aracılığıyla frekans regülasyonuna katkısının, YFK sistem kararlılığına olumlu etki yaptığına, zaman gecikmesi payları cinsinden Şekil 4.3 yardımıyla da ulaşılabilir.

Çizelge 4.4. $\lambda = 1.2$ için bir bölgesi YFK-EA sisteminin üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hesaplanan gecikme payları

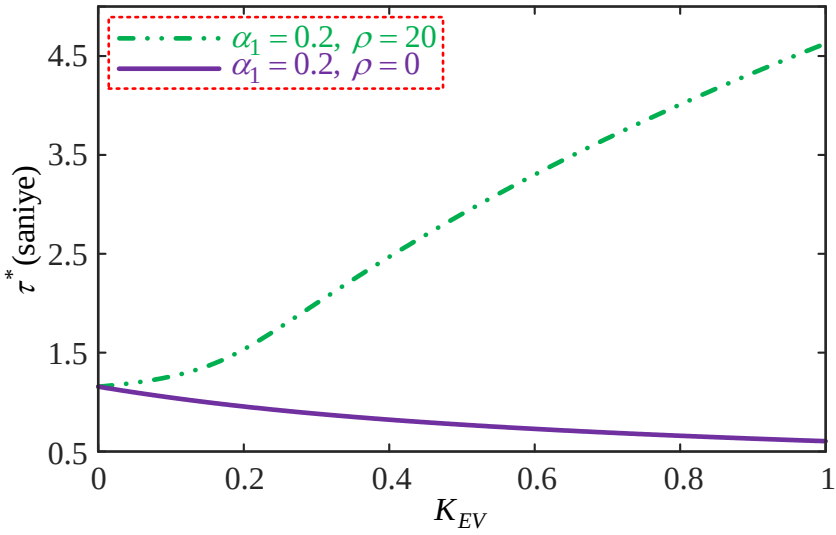
$\tau^* (s)$	K_I							
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4
0.1	11.886	6.490	3.436	2.293	1.670	1.268	0.980	0.759
0.2	12.670	6.931	3.684	2.472	1.813	1.388	1.084	0.853
0.4	14.139	7.756	4.149	2.805	2.076	1.607	1.274	1.020
0.6	15.438	8.484	4.556	3.093	2.300	1.791	1.429	1.153
0.8	16.489	9.070	4.878	3.315	2.467	1.920	1.529	1.229
1	17.155	9.435	5.064	3.427	2.531	1.944	1.512	1.162
1.5	0.358	0.356	0.350	0.344	0.336	0.326	0.315	0.303
2	0.214	0.212	0.208	0.204	0.199	0.194	0.189	0.183

Şekil 4.3’de gözüktüğü üzere EA toplayıcıların hem primer hem sekonder çevrime katılması durumunda zaman gecikmesi payları, toplayıcıların sadece sekonder frekans çevrimine katıldığı duruma göre önemli oranda artmaktadır. Dolayısıyla, EA’ların toplayıcı konsepti ile YFK frekans dengeleme hizmetlerine katılım oranı arttıkça zaman gecikmesi paylarının arttığı elde edilen sonuçlar yardımıyla gözlemlenmiştir. Bir başka ifadeyle, EA toplayıcıların şebekede sebep olacağı ek zaman gecikmeleri etkilerine ilaveten zaman gecikmesi paylarını da artırdığı dolayısıyla zaman gecikme payları cinsinden sisteme sadece olumsuz etkiler değil olumlu etkiler de yaptığı da elde edilen sonuçlardan kolaylıkla çıkartılabilmektedir. Bir bölgesi YFK-EA için K_{EV} parametresinin etkisi ise Şekil 4.4’de sunulmuştur. Görüldüğü üzere K_{EV} etkisi, EA toplayıcıların frekans çevrimine katılımında primer çevrimi de kullanıp kullanmamasına bağlı olarak seçilen sistem parametrelerine bağlı olarak farklı karakteristikler göstermektedir. EA toplayıcılar sadece sekonder çevrime dâhil edildiğinde artan K_{EV} değeri ile YFK-EA sistemin zaman gecikmesi payları önemli ölçüde azalmaktadır. Diğer taraftan, EA toplayıcılar hem sekonder hem de primer frekans kontrolüne dâhil edildiğinde artan K_{EV} değeri ile zaman gecikmesi paylarının önemli derecede arttığı gözlemlenmiştir.



Şekil 4.3. $K_P = 0.8$, $K_I = 0.8$ ve $\lambda = 0.8$ iken EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının zaman gecikmesi payına etkisi

Dolayısıyla, tez kapsamında sonraki bölümlerde de gösterildiği üzere EA toplayıcıların sadece sekonder frekans çevrimine değil hem sekonder hem de primer katılımının sistem kararlılığı açısından daha iyi performans sunabileceği zaman gecikmesi payları cinsinden de bu bölümde ispatlanmıştır.

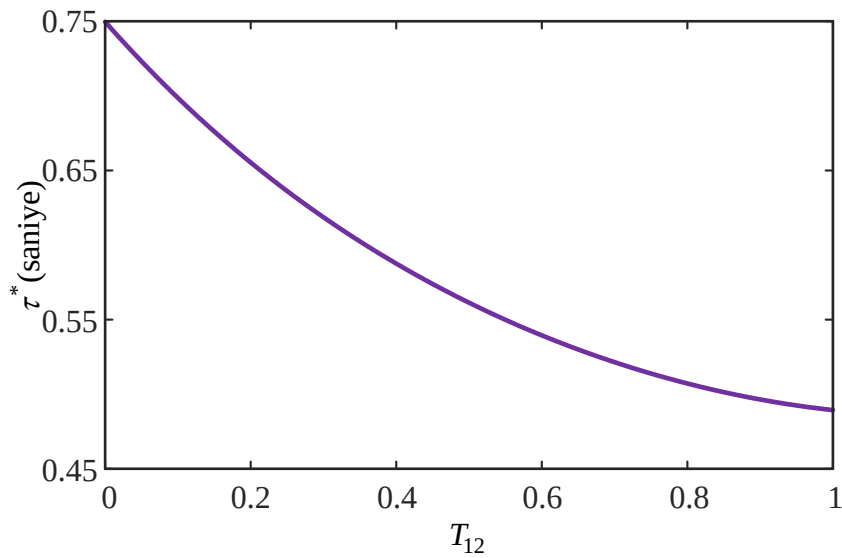


Şekil 4.4. $K_P = 0.8$, $K_I = 0.8$ ve $\lambda = 0.8$ iken K_{EV} 'in zaman gecikmesi payına etkisi

Çizelge 4.5. $\lambda = 1$ için iki bölgeli YFK-EA sisteminin üstel terimin eliminasyonu yöntemi ile hesaplanan gecikme payları

$\tau^* (s)$	K_I							
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4
0.1	19.382	10.027	5.035	3.183	2.171	1.506	1.003	0.577
0.2	20.201	10.444	5.241	3.316	2.267	1.578	1.054	0.610
0.4	21.408	11.079	5.548	3.504	2.388	1.647	1.063	0.576
0.6	21.899	11.384	5.679	3.553	2.377	1.552	0.794	0.437
0.8	21.432	11.240	5.556	3.381	2.082	0.656	0.443	0.321
1	0.842	0.791	0.675	0.565	0.468	0.383	0.310	0.246
1.5	0.303	0.292	0.268	0.243	0.218	0.193	0.167	0.143
2	0.176	0.169	0.156	0.143	0.129	0.115	0.101	0.087

Bölüm 4.2’de kesir dereceli sistem için verilen özyinelemeli algoritma, $\varsigma = \sqrt[\alpha]{s}$ değişken dönüşümünde $\alpha = 1$ varsayılarak kesir dereceli sistemlerin bir alt durumu olan klasik PI denetleyici içeren iki bölgeli YFK-EA sisteme her iki bölgedeki zaman gecikmeleri birbirine eşit iken (orantılı) uygulanmıştır. Elde edilen teorik sonuçlar Çizelge 4.5’de sunulmuş olup MATLAB/Simulink ortamında yürütülen benzetim çalışmaları ile hesaplanan gecikme payı değerlerin herhangi bir yaklaşıklık içermediği gözlemlenmiştir.



Şekil 4.5. $K_P = 0.8$ ve $K_I = 1$ iken T_{12} parametresinin, zaman gecikmesi payına etkisi

Bilindiği üzere iki bölgeyi YFK modelinde, her bölgenin kendi dinamiklerine ek olarak bağlantı hatları arası güç paylaşımı etkisi de sistem modeline dâhil olmaktadır. Bu sebeple T_{12} parametresinin etkisini inceleyebilmek için Şekil 4.5’de T_{12} parametresi $[0,1]$ p.u. aralığında değiştirildiğinde zaman gecikmesi paylarının artan T_{12} parametreleri için azalttığı yani bölgeler arası güç paylaşımı arttıkça zaman gecikmesi payları cinsinden sistem kararlılığının olumsuz etkilendiğini gözlemlenmiştir.

Gözlem 4.1: Çizelge 4.1-4.4’de verilen ve benzetim çalışmaları ile doğrulan teorik sonuçlar elde edilirken üstel terimin eliminasyonu yöntemi için sunulan algoritma MATLAB ortamında gerçekleştirilmiştir. Ancak iki bölgeyi YFK-EA için sonuçlar elde edilirken MATLAB ve MATLAB/Mupad ortamında KDPI denetleyici durumu için zaman gecikmesi paylarının hesabında nümerik çözümler elde edilememiştir. Bu sonuç, üstel terimin eliminasyonu yönteminin ilgilenilen sistemin derecesi arttıkça, kesir dereceli sistemler için düşük hesapsal verimliliğe sahip olduğunu göstermiştir. Ancak bir sonraki bölümde kullanılan ACFS yöntemi, daha düşük bir hesapsal yük ile orantılı zaman gecikmesi durumuna ek olarak orantısız zaman gecikmeleri için de KDPI denetleyici durumunda gecikme paylarının hesaplanabileceğini göstermiştir.

BÖLÜM V

ORANTISIZ ZAMAN GECİKMESİ İÇEREN YFK-EA SİSTEMİ KARARLILIK ANALİZİ: ACFS YÖNTEMİ

Bir önceki bölümde verilen ve nispeten kolay bir prosedürü takip eden ve tam dereceli sistemler için Walton ve Marshall (1987) tarafından literatüre tanıtılan üstel terimin eliminasyonu yönteminin, kesir dereceli sistemlere genelleştirilmiş versiyonu yardımıyla zaman gecikmesi payları hesaplanmıştı. Sonuçlar kısmında da vurgulandığı üzere üstel terimin eliminasyonu yöntemi, Bölüm II’de bahsedilen diğer birçok frekans düzlemi yöntemi gibi sadece sabit ve orantılı zaman gecikmeli sistemlere uygulanabilmektedir. Bu bölümde iki bölgeli geleneksel YFK ve YFK-EA sistemlerinin gecikmeye bağlı kararlılık analizleri ve dolayısıyla sistemin kararlılığını koruyabildiği zaman gecikmesi paylarının hesabı için orantısız zaman gecikmelerine uygulanabilen ve Rekasius holografik dönüşümüne dayanan ACFS yöntemine yer verilmiştir. ACFS yöntemi, yöntemin türetildiği CTCR yöntemi gibi hem sistemin zaman gecikmesi düzleminde tüm kararlılık bölgelerini sunması hem de yüksek sayıda zaman gecikmesi içeren sistemlere uygulanabilme kapasitesi gibi üstünlüklere sahiptir. Bu üstünlüklere ek olarak, ACFS yöntemi bir önceki bölümde kullanılan üstel terimin eliminasyonu gibi birçok frekans düzlemi yöntemlerinin başlıca dezavantajlarından olan orantısız zaman gecikmelerine uygulanamama sorununun üstesinden de gelebilmektedir.

Literatürde özellikle son yıllarda yapılan bazı çalışmalarda, ACFS yöntemi yerine CTCR yöntemi isminin kullanıldığı göze çarpmaktadır. Ancak tez kapsamında hem CTCR hem de ACFS yöntemlerinin literatüre ilk kez önerildiği Sipahi (2005) ve Delice (2011) tarafından yapılan doktora tez çalışmaları ve bazı diğer çalışmalar referans alınmıştır. Bu sebeple ACFS yönteminin; bileşke [resultant] teoremi ve frekans tarama testi ile CTCR yönteminin birleşiminden oluşan güçlü bir matematiksel altyapıya dayandığı, klasik CTCR yönteminin ise bileşke teoremi ve frekans tarama testini içermeyen, kararlılık analizleri için Routh kararlılık tablosunun kullanılmasını da gerektiren yöntem olduğu kabul edilmiştir. Literatürde karşılaşılabilecek yöntem isimlendirme ikilemi, tez kapsamında yapılan bu varsayım ile aşılmaya çalışılırken ACFS yöntemindeki yaklaşımların CTCR yöntemine kattığı üstünlükler de vurgulanmaya çalışılmıştır.

Literatürde güç sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık incelemelerinde CTCR ve ACFS yöntemleri çeşitli uygulama alanları bulmuştur. CTCR yöntemi Liu vd.'de (2007) tristör kontrollü seri kapasitör içeren zaman gecikmeli tek makineli sonsuz bara sisteminin kararlılık analizlerinde kullanılmıştır. Liu vd.'de (2008) ise WAMS'da değeri birkaç on milisaniyeden birkaç yüz milisaniyeye ulaşan zaman gecikmesi etkilerinin analizi için CTCR yöntemi kullanılmıştır. Pakzad vd. (2013b) ve Pakzad (2021) ise kesir dereceli ve çoklu zaman gecikmesi içeren sistemler için ACFS yönteminin uygulanma adımlarını sunmuştur. Yine Pakzad (2021) çalışmasında ACFS prosedürlerini takip eden yöntem, CTCR yöntemi olarak adlandırılmıştır. Dong vd. (2018) ve Gao vd.'de (2018) dağıtık enerji kaynaklarının koordinasyonunu sağlamak için birbirine entegre edilmiş zaman gecikmeli dağıtık DA mikro şebekelerden oluşan mikro şebeke kümesinin tüm kararlılık geçiş eğrileri ACFS (çalışmalarda CTCR olarak belirtilmiş) yöntemi ile belirlenmiştir. CTCR yönteminin Sylvester bileşke matrisi ile birleştirilmesi ile Lou vd.'de (2018) mikro şebeke merkezi denetleyicisi ile primer yerel denetleyici arasında, sekonder gerilim kontrol nedeniyle meydana gelen zaman gecikmelerinin analizi ve sistemin kararlılık haritasının elde edilmesine yer verilmiştir. Dong vd.'de (2020) ise bir bölgesel ve EA toplayıcıların sadece sekonder frekans çevrimi üzerinden frekans regülasyonuna katkı sunduğu sistemde, sadece EA toplayıcı ile merkezi denetleyici arasındaki zaman gecikmesi etkilerinin dikkate alındığı durumda, sistemin zaman gecikmesine bağlı kararlılık haritası ACFS (çalışmada CTCR olarak belirtilen) yöntemi ile elde edilmiştir.

Her iki yöntemin teorik altyapısına ve ACFS yönteminin uygulanma adımlarına bu bölüm kapsamında yer verilmiştir. Daha sonra, iki bölgesel geleneksel YFK ve YFK-EA sistemlerinin zaman gecikmesi paylarının 2B gecikme uzayında ACFS yöntemi ile hesaplanmasına yer verilmiştir. Son olarak ACFS yöntemi ile elde edilen sonuçların doğrulanması için MATLAB/Simulink'de yapılan benzetim çalışmalarına ek olarak Yarı-Polinom Eşlemeye Dayalı Kök Bulucu [Quasi-Polynomial Root-Finder- QPmR] (Vyhldal ve Zitek, 2009) algoritması yardımıyla da elde edilen sonuçlardan faydalanılmıştır. Ayrıca, elde edilen teorik sonuçlar, literatürde benzer sistem parametrelerini kullanan farklı zaman ve frekans düzlemi yöntemleri ile karşılaştırılmıştır. Bu tez çalışmasında, orantısız zaman gecikmesi durumunda herhangi bir konservatiflik içermeyen ACFS yöntemi yardımıyla ilk kez çok bölgesel geleneksel YFK ve YFK-EA sistemleri için gecikmeye bağlı kararlılık analizleri yapılmış olup iki bölgesel YFK-EA

sistemin tam ve kapsamlı kararlılık haritası elde edilmiştir.

5.1 Giriş

Durum zaman gecikmeli LTI sistemlere ait ve Denklem (3.12)'de sunulan genel durum-uzay modeli tekrar ifade edilirse;

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{i=1}^n A_{di}x(t - \tau_i) + F\omega(t). \quad (5.1)$$

Burada A ve A_{di} sabit durum matrisleri reel katsayılı olup $N \times N$ boyutlu sistem matrisleridir. Denklem (3.20)'de verilen ve Denklem (5.1)'e ait sistem karakteristik denklemi, sistemde iki zaman gecikmesi bulunması durumu için türetilmiştir. Karakteristik denklemin n adet gecikme durumuna genelleştirilmiş hali;

$$\Delta(s, \tau) = \det \left[sI - A - \sum_{i=1}^n A_{di}e^{-s\tau_i} \right] = 0, \quad \{\tau\} \in \mathfrak{R}^{n+}. \quad (5.2)$$

Burada $\{\tau\}$, n boyutlu zaman gecikmesi vektörünü temsil etmektedir. Denklem (5.2)'de verilen ve LTI sistemlerin bir alt sınıfı olan LTI-TDS sistemlerin kararlılığı, LTI sistemler ile aynı olmakta olup asimptotik kararlılık için Denklem (5.2)'nin tüm köklerinin kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde yer almasını gerektirir. Bölüm IV'de de bahsedildiği üzere ilk bakışta oldukça basit bir işlem olarak görülen bu kararlılık kriteri, Denklem (5.2)'nin karakteristik denkleminde yer alan üstel terimler sebebiyle ortaya çıkan sonsuz sayıda kök sebebiyle oldukça zor bir kontrol problemidir. Dolayısıyla, bir önceki bölümde de vurgulandığı üzere, Denklem (5.2)'de verilen karakteristik denklemdaki üstel terimler sebebiyle ortaya çıkan sonsuz boyutlu kök durumuna bağlı kararlılık incelemesi, sadece sistemin kararlılığının değiştiği sınırlı boyutlu saf sanal geçiş köklerini incelenmesine CTCR ve ACFS yöntemleri yardımıyla indirgenebilir (Dong vd., 2018; Olgac ve Sipahi, 2004).

ACFS yönteminin altyapısını daha iyi anlayabilmek ve literatürdeki isimlendirme karmaşığını yok edebilmek için CTCR yönteminin teorik altyapısına da bu bölümde yer

verilerek her iki yöntemin birbirinden farklılaştığı kısımlar bu bölüm kapsamında vurgulanmaya çalışılmıştır.

5.2 CTCR Yöntemi

CTCR yöntemi, sonsuz sayıda kök içeren sistem orijinal karakteristik denklemini kök yığınlama ve Rekasisus dönüşümünün birleştirilmesiyle, üstel terim içermeyen eşdeğer bir karakteristik polinoma dönüştürür. Bu şekilde yöntem, TDS sistemlerin köklerin sürekliliği ve köklerin eğiliminin değişmezliği özelliklerinden faydalanarak gecikmeye bağlı kararlılık analizlerini; tüm olası pozitif zaman gecikme değerlerinde ($\tau \in \mathbb{R}^{n+}$) meydana gelen ve sınırlı sayıda elemana sahip saf sanal geçiş frekansları kümesi (Ω) yardımıyla incelemeye indirger. Bu şekilde, sadece sonlu sayıdaki Ω kümesi yardımıyla orijinal karakteristik denklemin gecikmeden etkilenen kökleri belirlenerek gecikmeye bağlı kararlılık analizleri yapılır. Elde edilen Ω kümesi aracılığıyla çekirdek ($\wp_0$) [kernel] ve yavru ($\wp$) [offspring] olarak adlandırılan ve ilgilenilen sistemin gecikmeye bağlı değişen kararlılık sınırlarını belirleyen hipereğrileri kolaylıkla türetilir (Sipahi, 2005; Olgac ve Sipahi, 2004). 2B gecikme uzayında tam bir kararlılık haritası elde etmek için bazı pozitif gecikme değerlerinde ($\tau \in \mathbb{R}^{n+}$) Denklem (5.2)'nin tüm negatif olmayan saf sanal kompleks eşlenik kökleri köklerini içeren Ω kümesi (Delice ve Sipahi, 2012);

$$\Omega = \left\{ \omega_c \mid \Delta(s = j\omega_c, \tau) = 0, \text{ bazı } \tau \in \mathbb{R}^{n+}, \omega_c \in \mathbb{R} \right\}. \quad (5.3)$$

Ω kümesindeki her geçiş frekansı ile bu geçiş frekansının meydana geldiği n boyutlu gecikme vektörünün oluşturduğu $\langle \tau, \omega_c \rangle$ çiftleri için bir önceki bölümde de belirtildiği üzere dejenere durumlar dikkate alınmadığından, $j\omega_c = 0$ dejenere durumu hariç sistemin kökleri değişen $\tau \in \mathbb{R}^{n+}$ değerleri için süreklidir (Sipahi, 2005).

Dejenere $j\omega_c = 0$ durumu dışında köklerin sürekliliği özelliği D alt bölümlene teorisinin bir yarı-polinom olan orijinal sistem karakteristik denklemine uygulanmasını mümkün kılar (Kolmanovskii ve Nosov, 1986). Dolayısıyla, Denklem (5.2)'deki karakteristik denklemin saf sanal kökleri, D alt-bölümlene teoremi yardımıyla kolaylıkla belirlenebilir.

Bu teoremin bir diğer önemli özelliği ise çekirdek ve yavru hipereğrileri yardımıyla, sistemin hem kararlı olduğu hem de kararsız kök sayılarının sabit olduğu kararsız bölgeleri de içeren tam bir kararlılık haritasının elde edilebilmesine olanak vermesidir. Kompleks düzlemde sağ yarı düzlemde sistemi kararsız yapan kök sayısının sabit olduğu hiperdüzlemler, D alt bölümlene teorisi yöntemi yardımıyla zaman gecikmelerinin bir fonksiyonu olan Kararsız Köklerinin Sayısı [Number of Unstable - NU] özelliği ile parametre uzayında belirlenebilir. NU değerinin sıfır olması sistemin seçilen $\tau \in \mathfrak{R}^{n+}$ için Denklem (5.2)'nin tüm köklerinin kompleks düzlemin sol yarı düzleminde bulunduğunu ve ilgilenilen sistemin kararlı olduğunu belirtir. Köklerin sürekliliği özelliği yardımıyla sanal eksen üzerinde kök geçişi durumunda köklerin geçiş yaptığı yarı düzleme bağlı olarak NU sayısı; dejenere olmayan durumlarda 2 adet, dejenere durumda ise 1 adet artar/azalır. D alt-bölümlene teorisi yardımıyla zaman gecikmesi değişimine bağlı olarak hesaplanan NU değerlerinin sabit olduğu alanlar hipereğriler tarafında çevrelenir. Bu hipereğriler üzerindeki $\langle \tau, \omega_c \rangle$ noktalarının her birinde ilgilenilen sistem dejenere olmayan durumlarda kompleks düzlem üzerinde sanal eksenini kesen bir çift saf kompleks eşlenik köke sahip olur (Sipahi, 2005).

Sipahi'de (2005) ayrıntılı olarak bahsedildiği üzere sabit NU bölgelerini sınırlayan hiperdüzlemleri; $\mathbf{H}_1$ ve $\mathbf{H}_2$ olmak üzere iki hiperdüzlem sınıfında incelenir. Ancak, tez kapsamında olası $\langle \tau, \omega_c \rangle$ çiftlerinin $2\pi/\omega_c$ aralıklarla tekrarlandığı ve doğası gereği sayılabilir sonsuz sayıda üyeden meydana geldiği dikkate alındığında sadece $\mathbf{H}_1$ hiperdüzlem ailesi ile ilgilenilmektedir. İlgilenilen sistemin gecikmeye bağlı kararlılık sınırlarını belirleyen ve $\mathbf{H}_1$ hiperdüzlem ailesini oluşturan $\wp_0$ ve $\wp$ hipereğrileri Denklem (5.4)'de sunulan dönüşüm yardımıyla türetilir.

$$\left\langle \tau_1 \pm \frac{2\pi}{\omega_c} j_1, \tau_2 \pm \frac{2\pi}{\omega_c} j_2, \dots, \tau_N \pm \frac{2\pi}{\omega_c} j_N, \omega_c \right\rangle, j_k = 1, \dots, N, k = 0, 1, \dots, \infty. \quad (5.4)$$

$\mathbf{H}_1$ sınıfını dolayısıyla sistemin tam kararlılık haritasının elde edilebilmesinde kullanılan $\wp_0$ ve $\wp$ matematiksel olarak Tanım 5.1 ve 5.2'deki gibi tanımlanır.

Tanım 5.1 (Çekirdek [Kernel] Hipereğrileri): Tanımı gereği $\wp_0$ oluşumu belirli bir karakteristik denklem için benzersizdir. $\wp_0$, verilen bir saf sanal kök için $\tau \in \mathfrak{R}^{n+}$ ’deki N adet gecikme ile ilişkili olup N boyutlu bu kümedeki her bir gecikme elemanı için Denklem (5.4)’de gözüktüğü üzere $2\pi/\omega_c$ periyodu ile tekrar eden sonsuz boyutlu elemana sahiptir. N boyutlu bu kümenin her elemanının sahip olduğu sonsuz değerden sadece Denklem (5.5)’deki kısıtlamaya tabi olan N adet üye $\wp_0$ ’ı oluşturur (Gao ve Olgac, 2017; Delice ve Sipahi, 2012; Delice ve Sipahi, 2010).

$$0 < \tau_i < \frac{2\pi}{\omega_c}, \quad i=1, \dots, N. \quad (5.5)$$

$\wp_0$ kümesi, Denklem (5.6) yardımıyla matematiksel olarak;

$$\wp_0 = \left\{ \langle \tau, \omega_c \rangle \mid \Delta(j\omega_c, \tau) = 0, \quad 0 < \tau_i \omega_c < 2\pi, \quad \tau \in \mathfrak{R}^{n+}, \quad \omega_c \in \mathfrak{R}^+, \quad i=1, \dots, N \right\}. \quad (5.6)$$

Tanım 5.2 (Yavru [Offspring] Hipereğrileri): Eğer verilen $\{\tau\}$ gecikmesi kümesi için karakteristik denklem $s = \pm j\omega_c$ sanal köküne sahipse, aynı $s = \pm j\omega_c$ kökü için $2\pi/\omega_c$ periyodu ile tekrarlanan sayılabilir sonsuz sayıda gecikme değeri için de karakteristik denklemi sağlanır. Bu ∞^N boyutlu olan $\wp$, Denklem(5.4)’de sunulan lineer olmayan dönüşüm yardımıyla çekirdek hiperdüzlemlerinden türetilebilir. $\wp$, Denklem (5.7) yardımıyla (Gao ve Olgac, 2017; Delice ve Sipahi, 2012; Delice ve Sipahi, 2010);

$$\wp = \frac{\left\{ \tau \mid \langle \tau, \omega_c \rangle, \tau \in \mathfrak{R}^{n+}, \omega_c \in \Omega \right\}}{\wp_0}. \quad (5.7)$$

Bahsedilen kök yığınlama konsepti dışında, CTCR yönteminin dayandığı diğer bir önemli altyapı ise ACFS yönteminde de olduğu gibi Rekasius holografik dönüşümüdür. İlk kez Rekasius (1980) tarafından literatüre tanıtılan ve birebir bilineer bir dönüşüm olan Rekasius dönüşümü, Denklem (5.8) yardımıyla yarı-polinom formundaki Denklem (5.2) ’yi basit bir polinoma dönüştürür. Rekasius dönüşümünün bir diğer üstünlüğü ise karakteristik denklemdeki her bir zaman gecikmesini ayrı bir değişken olarak ele alarak

çoklu zaman gecikmeli sistemleri analiz etmek için kullanılabilir. Dönüşüm, sanal eksen üzerinde bulunan kökler için hem orantılı hem de orantısız zaman gecikmeleri durumunda kullanılabilir üstünlüğüne sahiptir (Ebenbauer ve Allgower, 2006; Sipahi ve Olgac, 2005; Rekasius, 1980).

$$e^{-s\tau_i} \Big|_{s=j\omega_c} = \frac{1-T_i s}{1+T_i s}, \tau_i \in \mathfrak{R}^+, T_i \in \mathfrak{R}, i=1, \dots, N. \quad (5.8)$$

Rekasius tarafından önerilen bu dönüşüm saf sanal kök durumu için birebir bir dönüşüm olup literatürde zaman gecikmesine yaklaşıklıkla temsil eden ve Denklem (5.9)'da sunulan Pade yaklaşımında olduğu gibi herhangi bir yaklaşıklık içermez (Pakzad vd., 2013b).

$$e^{-s\tau_i} \approx \frac{1-0.5\tau_i s}{1+0.5\tau_i s}, \tau_i \in \mathfrak{R}^+, i=1, \dots, N. \quad (5.9)$$

Ayrıca, Sipahi ve Olgac'da (2005) yer alan karşılaştırmalı çalışma göstermektedir ki Rekasius dönüşümü diğer frekans düzlemi yöntemlerine kıyasla sistemin saf sanal köklerini hesaplayabilmek için karakteristik denklemdeki üstel terimleri eleme prosedüründe daha düşük dereceden bir karakteristik denklem türeterek hesapsal yükü de azaltır. Denklem (5.8) yardımıyla Denklem (5.2)'deki N adet üstel terim içeren karakteristik denklem herhangi bir yaklaşıklık olmadan sıradan bir polinoma ($\tilde{\Delta}(s, T) = 0$) dönüştürülür. Denklem (5.8) yardımıyla, yalancı gecikme parametresine (T_i) bağlı olarak elde edilen yeni karakteristik denklem, $T = (T_1, T_2, \dots, T_N) \in \mathfrak{R}^n$ için yeniden düzenlenirse;

$$\bar{\Delta}(s, T) = \tilde{\Delta}(s, T) \prod_{i=1}^p (1+T_i s)^{n_i} = \prod_{k=0}^N b_k(T) s^k = 0. \quad (5.10)$$

Görüldüğü üzere Rekasius dönüşümü ile $\tau \in \mathfrak{R}^{n^+}$ zaman gecikmesi parametre uzayından $T \in \mathfrak{R}^n$ yalancı gecikme parametre uzayına yapılan bu sonsuzdan-bire dönüşümde, karakteristik denklemdeki s 'li terimler değişmeden aynı kalırken üstel terimler yeni bir parametre cinsinden ifade edilir (Gao ve Olgac, 2017; Sipahi, 2005). Denklem (5.8)'in

$s = j\omega_c$ için genlikleri birbirine tam olarak eşit olup fazlarının da $s = j\omega_c$ 'de birbirlerine tam olarak eşit olmasından faydalanarak yalancı gecikme parametre uzayından, gecikme uzayına geçmeyi sağlayan bir ters dönüşüm elde edilebilir (Sipahi, 2005). Sistemde kararlılık geçişlerinin meydana geldiği zaman gecikmesi değerleri sınırlarının hesaplanabilmesi için $s = \pm j\omega_c$ geçişlerinin meydana geldiği T_i değerleri yardımıyla T_i 'den τ_i 'ye yapılacak bu ters dönüşüm;

$$\tau_i = \frac{2}{\omega_c} \left[\tan^{-1}(T_i \omega_c) + k\pi \right], \quad 0 \leq \tan^{-1}(\cdot) \leq \pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (5.11)$$

Dönüşüm ile gözüktüğü üzere tek bir T_i değeri, sadece i değeri değiştirilerek sonsuz sayıda τ_i ile ilişkilendirilir. Ancak tersi durumda tek bir τ_i yalnız bir T_i ile ilişkilidir. Bu yüzden haritalama asimetriktir (Fazelinia vd., 2007). Yeni karakteristik denklemin sınırda kararlı olduğu N boyutlu ve T parametresine bağlı yeni geçiş frekans kümesi ise ($\bar{\Omega}$);

$$\bar{\Omega} = \left\{ \omega_c \mid \bar{\Delta}(s = j\omega_c, T) = 0, T \in \mathbb{R}^n, \omega_c \in \mathbb{R} \right\}. \quad (5.12)$$

Teorem 5.1 ($\bar{\Delta}$ ve Δ arasındaki ilişki): $\Delta(s, \tau)$ 'nın kompleks düzlem üzerindeki saf sanal kökleri ile ilişkili Ω kümesi Rekasius dönüşümü altında değişmezdir. Bir başka ifadeyle Ω ile $\bar{\Omega}$ kümeleri birbirlerine denktir.

Rekasius dönüşümünün sunduğu bu teorem ile sonsuz boyutlu Ω kümesi elemanlarını bulmak yerine daha kolay bir problem olan n boyutlu $\bar{\Omega}$ kümesinin elemanları hesaplanır. CTCR yöntemi ile $\bar{\Omega}$ kümesi ve dolayısıyla Denklem (5.11)'deki dönüşüm yardımıyla Ω 'nın tüm yavru hipereğrileri elde edilir. $\bar{\Delta}$ 'nın $s = \pm j\omega_c$ kök geçişlerinin meydana geldiği T_i yalancı zaman gecikmesi değerleri Routh-Hurwitz genel kararlılık kriteri için kontrol teorisinde yaygınlıkla kullanılan Routh tablosu yardımıyla hesaplanabilir (Sipahi, 2005). Teorem 5.1'in ispatı Yuan vd. (2020) ve Delice ve Sipahi'de (2012) ayrıntılı olarak yer almaktadır.

$$\begin{array}{c|cccc}
s^n & b_n(T) & b_{n-2}(T) & \cdots & b_0 \\
s^{n-1} & b_{n-1}(T) & b_{n-3}(T) & \cdots & \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
s^2 & R_{21}(T) & R_{22} = b_0 & & \\
s^1 & R_{11}(T) & & & \\
s^0 & R_{01} = b_0 & & &
\end{array} \quad (5.13)$$

Burada b_n , n . dereceden katsayıları temsil etmektedir. Routh tablosunda; $i = 0, 1, \dots, n$ olmak üzere tablonun i . satırını, $j = 0, 1, \dots, n$ ise j . sütunu temsil etmek üzere tablodaki $RA(i, j)$. eleman;

$$RA(i, j) = \frac{RA(i-2, j+1)RA(i-1, 1) - RA(i-1, j+1)RA(i-2, 1)}{RA(i-1, 1)}, \quad (5.14)$$

hesaplanır. Routh-Hurwitz kararlılık kriteri, Routh tablosunun ilk sütununda işaret değişimi olmaması durumunda sistemin kararlı olduğunu ifade ederken sistemin sanal eksen üzerinde $s = \pm j\omega_c$ köklerine sahip olduğu sınırda kararlılık durumu için aynı işarete sahip ilk sütun elemanlarından birinin sıfır olmasını gerektirir. $s = \pm j\omega_c$ kök geçişi için tablonun ilk sütununda $R_{11}(T)$ dışındaki tüm elemanların sıfırdan büyük olması gerektiği aşikârdır. Bu sebeple, aranan $s = \pm j\omega_c$ köklerinin meydana geldiği T_i değerlerini hesaplayabilmek için s^1 satırına ait olan $R_{11}(T)$ 'nin sıfır olması gerekir. s^1 satırı ile hesaplanan T_i değeri yardımıyla $s = \pm j\omega_c$ geçiş frekansını hesaplayabilmek için bir üst satırdaki yardımcı denklemden faydalanılır. Sistemin sınırda kararlı olabilmesi için $R_{21}(T) \times R_{22} > 0$ olması gerektiğinden ilgili yardımcı denklem ve $R_{11}(T) = 0$ ile elde edilen reel T 'ler yardımıyla olası kararlılık geçiş noktaları ile ilişkili $s = \pm j\omega_c$ kökleri hesaplanabilir. Burada b_0 'a eşit olan R_{22} sabit olduğundan denk bir koşul olarak (Sipahi ve Olgac, 2005);

$$R_{11}(T) = 0 \text{ ve } \text{signum}(b_0) \times R_{21}(T) > 0. \quad (5.15)$$

s^2 satırındaki yardımcı denklem ve Denklem (5.15)'de verilen koşul yardımıyla karakteristik denklemi sıfıra eşitleyen saf sanal kök değeri ve dolayısıyla $\bar{\Omega}$ kümesinin elemanları;

$$R_{21}(T)s^2 + R_{22}(T) = 0 \Rightarrow s = \pm j\omega_c = \sqrt{\frac{R_{22}}{R_{11}(T)}}. \quad (5.16)$$

Denklem (5.15)'de verilen koşullar, $T \in \mathfrak{R}^n$ parametre uzayında çekirdek hiperdüzlemlerinin üretilmesini sağlayan öz [core] hipereğrileri olarak adlandırılan hipereğrileri tanımlar. Denklem (5.16) yardımıyla $T \in \mathfrak{R}^n$ ile ilişkili ω_c değerleri hesaplanabilir. Denklem (5.11)'de yer alan ters dönüşüm ile de çekirdek ve yavru hipereğrileri öz hipereğrilerden elde edilir.. Bu şekilde daha kolay bir kararlılık probleminin çözümü olan $\bar{\Omega}$ kümesi ile daha karmaşık ve çözümü zor olan kontrol problemine ait Ω kümesi elde edilir (Gao vd., 2018; Sipahi ve Olgac, 2005; Sipahi, 2005).

5.3 ACFS Yöntemi

ACFS yöntemi; bileşke teoremi (Gelfand vd., 1994), frekans tarama testi yöntemi (Gu vd., 2003; Chen ve Latchman, 1995) ve CTCR (Gao vd., 2018; Sipahi, 2005) kök kümeleme yaklaşımı üstünlüklerinin bir araya getirilmesi ile oluşturulmuş ve eşsiz bir hesaplama kolaylığı ve hesaplama gücü sunan bir yöntemdir (Delice, 2011). ACFS yönteminin çoklu zaman gecikmesi içeren LTI-TDS sistemlere uygulanması CTCR yöntemine benzer şekilde başlar ancak ilgilenilen herhangi iki zaman gecikmesi dışındaki diğer zaman gecikmeleri sabit kabul edildiğinden ikiden fazla Rekasius bilineer dönüşümünün kullanımını gerektirmediği gibi kullanılan bileşke teoremi yardımıyla da Routh tablosunun oluşturulmasını gerektirmez. CTCR yöntemi gibi Rekasius holografik dönüşümü tabanlı ACFS yöntemi de TDS'lerin gecikmeye bağlı kararlılık incelemelerinde birçok üstünlük sunar. Her iki yöntem de çoklu zaman gecikmesi içeren LTI-TDS'lere uygulanabilir olup sadece 2B kararlılık bölgelerini değil sistemin gecikme uzayında kararlı ve kararsız olduğu sonsuz sayıda sayılabilir tüm potansiyel kararlılık geçiş eğrilerinin elde edilmesini sağlar. Ayrıca her iki yöntem herhangi bir yaklaşım gerektirmeden tam bir dönüşümle, sistemin yeni karakteristik denklemi hesaplar ve orantısız zaman gecikmesi durumlarına uygulanabilir. ACFS yöntemi, CTCR, CET ve

frekans tarama testi yöntemleri gibi frekans düzlemi yöntemlerinden farklı olarak farklı olarak frekans taramasının yapılacağı alt ve üst frekans tarama sınırlarını herhangi bir sayısal yaklaşım veya hesaplama kullanmadan belirler. Ayrıca yöntem, üçten fazla zaman gecikmesi içeren sistemlerin kararlılık analizlerini de sadece ilgilenilen iki üstel terime (diğer tüm gecikme değerlerini nümerik olarak sabit iken) Rekasius dönüşümünü uygulayarak birçok yöntemin uygulamada üçten fazla zaman gecikmesi içeren sistemlere uygulanamama problemini de aşar (Delice, 2011; Delice ve Sipahi, 2010). Yöntemde kullanılan frekans tarama yaklaşımı, temel olarak karakteristik denklemi $s = j\omega_c$ değerinde tekil yapan frekans değerini bulmaya dayanır (Delice, 2011). Hem önceki bölümde hem de CTCR yönteminde de gösterildiği üzere elde edilen tüm $s = j\omega_c$ 'lerden meydana gelen Ω kümesi yardımıyla sistemin kararlılık geçiş sınırlarının haritası kolaylıkla elde edilebilir. Ω kümesi üst sınırlı olduğundan dolayı frekans taramasının yapılacağı üst ve alt sınırların tam olarak hesaplanabilmesi, hesaplama süresini büyük ölçüde azalttığı gibi yanlış kararlılık haritaların elde edilmesinin de önler (Sipahi ve Delice, 2009).

Kesir dereceli denetleyici içeren iki bölgeli YFK-EA sisteminin Denklem (3.20)'de yer alan karakteristik denklemini üstel terim içermeyen yeni sistem karakteristik denklemine dönüştürmek için Denklem (5.8)'de yer alan Rekasius dönüşümü Denklem (3.20)'ye uygulanırsa;

$$\begin{aligned} \tilde{\Delta}(s^\lambda, T_1, T_2) = & P(s^\lambda) + Q(s^\lambda) \left(\frac{1 - T_1 s}{1 + T_1 s} \right) + R(s^\lambda) \left(\frac{1 - T_2 s}{1 + T_2 s} \right) \\ & + M(s^\lambda) \left(\frac{1 - T_1 s}{1 + T_1 s} \right) \left(\frac{1 - T_2 s}{1 + T_2 s} \right) = 0. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Elde edilen yeni karakteristik denklem artık zaman gecikmesinden bağımsız olarak sadece λ , T_1 ve T_2 parametreleri cinsinden basit bir polinom formundadır. Denklem (5.10)'daki gibi düzenlenmiş yeni karakteristik denklemin $(\tilde{\Delta}(s^\lambda, T_1, T_2))$ elde edilebilmesi için Denklem (5.17)'nin her iki yanı $(1 + jT_1\omega_c)(1 + jT_2\omega_c)$ katsayısı ile çarpılırsa;

$$\bar{\Delta}(s^\lambda, T_1, T_2) = h(j\omega_c, T_1, T_2) = \tilde{\Delta}(s^\lambda, T_1, T_2) \prod_{\ell=1}^2 \left(1 + j\omega_c T_\ell\right)^{c_\ell}, \ell = 1, 2. \quad (5.18)$$

Elde edilen (τ_1, τ_2) gecikme kümesi, $\bar{\Delta}(s^\lambda, T_1, T_2)$ ile hesaplanacak olan (ω_c, T_1, T_2) yardımıyla;

$$\vec{\tau} = \left(\frac{2 \tan^{-1}(\omega_c T_1)}{\omega_c}, \frac{2 \tan^{-1}(\omega_c T_2)}{\omega_c} \right) + (\eta_1, \eta_2) \frac{2\pi}{\omega_c}, \quad \eta_1 = 0, 1, 2, \dots \quad \eta_2 = 0, 1, 2, \dots \quad (5.19)$$

Teorem 5.1’de bahsedildiği üzere elde edilen $\bar{\Omega}$ ile Ω birbirlerine denktir. $\bar{\Omega}$ kümesi Denklem (5.20)’de yeniden tanımlanırsa (Yuan vd., 2020; Delice ve Sipahi, 2012);

$$\bar{\Omega} = \left\{ \omega_c \mid \bar{\Delta}(s^\lambda = (j\omega_c)^\lambda, T) = 0, T \in \Re^2, \omega_c \in \Re^+ \right\}. \quad (5.20)$$

Bu kısma kadar CTCR yöntemi ile Rekasius dönüşümünün uygulanması dışında aynı prosedürü takip eden ACFS yöntemi; bileşke teoremi ve frekans tarama özelliklerini kullanarak hesapsal olarak daha verimli bir prosedürü takip eder ve Routh tablosundaki sembolik işlem gücü gerektiren süreci, bileşke teoremi yardımıyla aşar. Denklem (5.18) reel $(h_{\Re}(\bullet))$ ve sanal $(h_{\Im}(\bullet))$ kısımlarıyla yeniden ifade edilirse;

$$h(j\omega_c, T_1, T_2) = h_{\Re}(\omega_c, T_1, T_2) + jh_{\Im}(\omega_c, T_1, T_2) = 0. \quad (5.21)$$

Denklem (5.21)’nin geçiş frekansı kümesi $\bar{\Omega}$ ’nun bir alt kümesi olan ancak sistem kararlılık incelemeleri için gerek ve yeter şartları sağlayan $\bar{\bar{\Omega}}$ ’dır. Olası $\bar{\bar{\Omega}}$ kümesi elemanlarını bulabilmek için Denklem (5.21)’in sıfıra eşit olması gerekir. Denklem (5.21) ancak ve ancak $h_{\Re}$ ve $h_{\Im}$ bazı (T_1, T_2) değerleri için eşzamanlı olarak sıfır olduğunda sağlanır (Delice, 2011). Bu adımdan sonra λ parametresinin değeri sabit ve bilindiği varsayılmıştır.

$$h_{\Re}(\omega_c, T_1, T_2) = a_0(\omega_c, T_1) + a_1(\omega_c, T_1)T_2 = 0, \quad (5.22)$$

$$h_3(\omega_c, T_1, T_2) = b_0(\omega_c, T_1) + b_1(\omega_c, T_1)T_2 = 0. \quad (5.23)$$

Eğer Denklem (5.22) ve (5.23)'ü aynı anda sıfır yapan ortak T_2 değerleri varsa bu T_2 değerlerini hesaplayabilmek için matematiksel olarak daha sistematik bir prosedür olan bileşke teoremi ve diskriminant yaklaşımından faydalanılabilir. Matematik alanında bilindiği üzere bileşke teoremi, iki polinomun köklerini, bileşkelerinin katsayılarıyla ilişkilendiren bir teoremdir. Bileşke teoremi; Denklem (5.22) ve (5.23)'deki gibi bir sistemin kararlılığının belirlenmesinde faydalı olabilecek iki polinomun ortak kökleri belirlemede kullanılır (Yuan vd., 2020; Delice ve Sipahi, 2012; Gelfand vd., 1994). Tez kapsamında bileşke teoreminin uygulanabilmesi için Sylvester bileşke matrisi tercih edilmiştir. Denklem (5.24)'de iki orantısız gecikme içeren LTI-TDS sisteme ait 2×2 Sylvester bileşke matrisi sunulmuştur. Denklem (5.24)'de görüldüğü üzere Denklem (5.22) ve (5.23)'ü aynı anda sıfır yapacak ω_c ve T_1 değerleri için sadece bu iki denklemin katsayılarını kullanılır. Literatürde özellikle son zamanlarda dikkat çeken Dixon (Gao ve Olgac, 2015) ve Bezout (Akkaya vd., 2021) bileşke matrisi gibi diğer bileşke matrisleri de bu işlem için tercih edilebilir.

$$R_{T_2}(\omega_c, T_1) = \begin{vmatrix} a_1(\omega_c, T_1) & a_0(\omega_c, T_1) \\ b_1(\omega_c, T_1) & b_0(\omega_c, T_1) \end{vmatrix}_{2 \times 2}. \quad (5.24)$$

Bileşke matrisinin determinantı (R_{T_2}); ω_c ve T_1 'e karşı T_2 'nin $h_{\Re}$ ve $h_{\Im}$ 'dan elimine edilmiş bileşkesidir (Yuan vd., 2020; Pekař ve Gao, 2018; Delice, 2011). Diğer bir ifadeyle, bileşke matrisleri yardımıyla Denklem (5.22) ve (5.23)'i aynı anda sıfır yapan ω_c ve T_1 değerleri bu determinant yardımıyla hesaplanır ve CTCR yöntemindeki Routh tablosuna gerek kalmaz. Bu aşamaya kadar yapılan işlemlerin bir sonucu olarak dejenere durumlar hariç olmak üzere Denklem (5.22) ve (5.23)'ü aynı anda sıfır yapan ortak (ω_c, T_1, T_2) değerleri bu durumda $R_{T_2}(h_{\Re}, h_{\Im}) = 0$ durumunda yani $R_{T_2}(\omega_c, T_1)$ matrisi tekil ise bulunabilir (Yuan vd., 2020).

$R_{T_2}(\omega_c, T_1)$ sadece ω_c ve T_1 'in fonksiyonu olup eğer ω_c aralığının yani frekans taramasının yapılacağı alt ve üst sınırlar bilinirse, ilgili $T_1 \in \Re$ değerleri R_{T_2} 'den

kolaylıkla hesaplanabilir. Bu şekilde elde edilen $(\omega_c, T_1) \in \mathbb{R}^2$ çiftleri yardımıyla da bilinmeyen tek parametre olan $T_2 \in \mathbb{R}$ değerleri Denklem (5.22) veya (5.23)'den elde edilebilir. Görüldüğü üzere ω_c 'nin alt ve üst sınırlarını bilmek zaman gecikmesi paylarının hesabı için elzemdir (Delice, 2011).

Teorem 5.2 ($\bar{\bar{\Omega}}$ 'nin tam alt ve üst sınırları): R_{T_2} 'nin diskriminantının pozitif reel minimum ve maksimum kökleri, $\bar{\bar{\Omega}}$ 'nin alt ve üst sınırları ile yani ω_c 'nin alt ve üst sınırları ile aynıdır (Yuan vd., 2020; Delice, 2011). Teorem 5.2'nin ispatına Yuan vd. (2020) ve Delice'de (2011) ayrıntılı olarak yer verilmiştir.

Tanım 5.3 (Diskriminant): $D_{T_1}(\omega_c)$ ile temsil edilen ve $R_{T_2}(\omega_c, T_1)$ 'nin T_1 'e göre diskriminantı; $R_{T_2}(\omega_c, T_1) = 0$ ve $\partial R_{T_2} / \partial T_1 = 0$ polinomlarından T_1 teriminin elimine edilmesi için bileşke teoreminin uygulanması anlamına gelir (Delice, 2011). $D_{T_1}(\omega_c)$ sadece ω_c parametresine bağlı olup $D_{T_1}(\omega_c)$ 'nin reel kökleri $\omega_c \in [\underline{\omega}_c, \bar{\omega}_c]$ aralığında yer alır. Bu aralık için ω_c 'nin alt sınırı sıfırdan farklı olup pozitif ve reeldir.

Belirlenen $\omega_c \in [\underline{\omega}_c, \bar{\omega}_c]$ aralığı ve seçilen artış adımı ile reel $(T_1, T_2) \in \mathbb{R}^2$ 'lerin çözümü ve kararlılık haritası adım adım:

Adım 1: $R_{T_2}(\omega_c, T_1) = 0$ şartını sağlayan reel T_1 değerleri ile ilgili ω_c değerleri $D_{T_1}(\omega_c)$ yardımıyla hesaplanır. $D_{T_1}(\omega_c)$ yardımıyla $\omega_c \in [\underline{\omega}_c, \bar{\omega}_c]$ sınırları belirlenir ve frekans tarama işlemi başlatılır.

Adım 2: Adım 1'de seçilen ω_c için $R_{T_2}(\omega_c, T_1) = 0$ determinantından hesaplanan her reel T_1 değeri için Denklem (5.22) veya (5.23)'ü sağlayan reel T_2 değerleri hesaplanır.

Adım 3: Adım 1 ve 2 yardımıyla hesaplanan her $(T_1, T_2) \in \mathbb{R}^2$ için Denklem (5.19) yardımıyla gecikme düzlemine geri dönüşüm yapılır. Ardından ise sırasıyla Denklem (5.6) ve (5.7) yardımı ile çekirdek ve yavru hipereğriler elde edilir.

Adım 4: Seçilen artış adımı ile ω_c değeri artırarak Adım 2'ye dönülür.

Adım 5: Eğer ω_c değeri $\bar{\omega}_c$ değerine ulaşırsa işlem sonlandırılır.

Adım 1-5 yardımıyla, iki boyutlu gecikme uzayında olası tüm kararlılık anahtarlama hipereğrileri, iki bölgeli YFK-EA sistemi için elde edilebilir.

5.3.1 ACFS yönteminin uygulanması

ACFS yöntemi ile iki bölgeli YFK-EA sisteminin 2B kararlılık haritasının elde edilme aşamaları adım adım aşağıda verilmiş olup adımlar benzer sistem ve farklı sistem parametrelerine kolaylıkla uygulanabilir.

Adım 1: İlk olarak kararlılık incelemesinin yapılacağı sistemin zaman gecikmesine bağlı lineer modeli Denklem (5.1) formunda ifade edilir ve sistem karakteristik denklemi Denklem (3.15) ve (3.16) yardımıyla elde edilir. Klasik PI denetleyici için Çizelge 3.1'deki parametrelere ek olarak EA toplayıcı parametrelerinden K_{EV} , T_{EV} ve α_1 sırasıyla 0.2, 1 ve 0.2 olarak seçilmiştir. Yine her iki bölgedeki GPMT bloğunun kazanç payı 1 ve faz payı 0° olarak K_P ve K_I ise 0.4 ve 0.2 olarak seçilmiştir.

Adım 2: Adım 1'de elde edilen sistemdeki zaman gecikmesi sayısı 2 adet ise Adım-3'e geçilir. Aksi durumda ilgilenilen herhangi iki zaman gecikmesi dışında diğer tüm zaman gecikmeleri sabit kabul edilir. Bu sayede literatürdeki yöntemlerden farklı olarak gecikme sayısı kadar Rekasius bilineer dönüşümü kullanılmasına gerek kalmaz.

Adım 3: Denklem (5.8)'de verilen Rekasius bilineer dönüşümü her iki zaman gecikmesi için sistem karakteristik denkleminde uygulanarak sistem τ zaman gecikmesi uzayından T yalancı zaman gecikmesi uzayına geçilir. Yapılan işlem yardımıyla kompleks düzlem üzerinde sonsuz sayıda kök inceleme durumu, sonlu sayıda kök inceleme durumuna indirgenir.

Adım 4: Adım 3'de elde edilen $\bar{\Delta}(s^\lambda, T_1, T_2)$, Denklem (5.22) veya (5.23)'de verildiği şekilde reel ve sanal kısımlarına ayrılır. Artık her iki denklem sadece ω_c , T_1 ve T_2

parametrelerine ve değeri bilinen λ parametresine bağlıdır. $\bar{\Delta}(s^\lambda, T_1, T_2)$ 'nin Denklem (5.22) ve (5.23)'de sunulan reel ve sanal kısımlarını aynı anda sıfır yapan T_2 parametresi hesabı için Sylvester bileşke teoreminden faydalanılır ve sadece ω_c ve T_1 parametrelerine bağlı R_{T_2} polinomu elde edilir.

Adım 5: (ω_c, T_1) parametrelerine bağlı olan R_{T_2} 'nin reel ve pozitif köklerinden meydana gelen $\bar{\bar{\Omega}}$ 'nın tam alt ve üst sınırları, Teorem 5.2 yardımıyla hesaplanır. Bu amaçla R_{T_2} 'nin diskriminantı olarak adlandırılan ve sadece ω_c 'ya bağlı $D_{T_1}(\omega_c)$ elde edilir. Bu polinomun çözümü yardımıyla $\bar{\bar{\Omega}}$ geçiş frekans kümesinin elemanları aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$\bar{\bar{\Omega}} = \{0, 0.1481, 0.1521, 0.1559\}$$

Adım 6: Adım 5'de hesaplanan $\bar{\bar{\Omega}}$ 'nın minimum ve maksimumları 0 ve 0.1559 olarak bulunur. Ancak dejenere durumlar ihmal edildiği için $\bar{\bar{\Omega}}$ 'nın minimumu 10^{-15} olarak belirlenir. Seçilen frekans aralığı için frekans tarama hassasiyeti ise 10^{-15} olarak seçilir.

Adım 7: Adım 6'da belirlenen $\omega_c \in [10^{-15}, 0.1559]$ aralığının alt sınırından başlanarak R_{T_2} ve $\partial R_{T_2} / \partial T_1$ 'i ortak sıfır yapan T_1 değerleri, R_{T_2} polinomu yardımıyla hesaplanır. Ardından elde edilen (ω_c, T_1) değerleri; Denklem (5.22) veya (5.23)'de yerine koyularak her iki denklemi sıfır yapan ortak T_2 değerleri hesaplanır.

Adım 8: $\bar{\bar{\Omega}}$ 'nin belirlenen frekans değerleri için Adım 7'de hesaplanan (T_1, T_2) değerleri ve ilgili ω_c değeri ile ilgili (τ_1, τ_2) değerleri, Denklem (5.19) aracılığıyla hesaplanır.

Adım 9: Adım 7 ve 8'de yapılan işlemler frekans hassasiyeti 10^{-5} artırılarak $\bar{\omega}_c$ sınırına ulaşana kadar tekrarlanır ve Adım 10'a geçilir.

Adım 10: Adım 9’da elde edilen çekirdek hipereğrileri yardımıyla sonsuz sayıda elemana sahip yavru hipereğrileri Denklem (5.4) aracılığıyla elde edilir.

Adım 11: 2B gecikme düzleminde kararlılık ve NU ’nun sabit olduğu kararsızlık bölgelerini içeren kararlılık haritası elde edildikten sonra çekirdek hipereğrisi civarında seçilen noktalarda kararlılık incelemesi yapılır. Bu amaçla tez kapsamında MATLAB/Simulink benzetim çalışmalarına ek olarak QPmR algoritmasından faydalanılmıştır. Ardından hipereğrileri ile sınırlandırılan her hiperdüzlem için kararsız köklerin sayısı ($NU(\tau_1, \tau_2)$) D alt bölümlenme teorisi yardımıyla belirlenir.

Adım 1-11 yardımıyla hesaplanan çekirdek hipereğrileri ve seçilen sınırlı sayıda yavru hipereğrileri yardımıyla sisteminin farklı zaman gecikmelerinde oluşan 2B kararlılık ve kararsızlık bölgeleri elde edilir.

5.3.2 ACFS yöntemi ile elde edilen teorik sonuçların doğrulanması

Adım 1-11’de verilen prosedür yardımıyla, Bölüm 3.3.1’de sunulan iki bölgeli YFK-EA modeli için hesaplanan gecikme payları, λ ’nın sırasıyla 0.8, 1 ve 1.2 olması durumlarında farklı denetleyici kazanç değerleri için Çizelge 5.1-5.3’de sunulmuştur. Çizelge 5.1-5.3’de elde edilen sonuçlar, her iki bölgede aynı zaman gecikme değerlerinin bulunduğu yani orantılı zaman gecikmesi durumu için elde edilmiştir. Çizelge 4.5 ile Çizelge 5.2 karşılaştırıldığında her iki yöntemin de konservatiflik olmadan zaman gecikmesi değerlerini tam olarak hesaplayabildiği görülmüştür. Ayrıca, bir önceki bölümde KDPI denetleyici durumunda nümerik çözüm veremeyen üstel terimin eliminasyonu yönteminin hesapsal dezavantajı da ACFS yöntemi ile kolaylıkla aşılmıştır. Bu şekilde ACFS yönteminin hesapsal verimliliği sayesinde hem klasik hem de KDPI denetleyici durumunda iki bölgeli YFK-EA sistemi için zaman gecikmesi paylarının hesabı mümkün olmuştur.

Çizelge 5.1-5.3 incelendiğinde açıkça görülmektedir ki K_P değeri sabit iken K_I değeri arttıkça istisnasız bir şekilde gecikme payları büyük ölçüde azalmaktadır. K_I sabit iken K_P değeri arttırıldığında ise gecikme paylarının azaldığı ancak K_I ’nın etkisindeki kadar büyük azalmalar olmadığı gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.1. $\lambda = 0.8$ için iki bölgeli YFK-EA sisteminin ACFS yöntemi ile hesaplanan gecikme payları

$\tau^* (s)$	K_I							
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4
0.1	28.992	18.270	8.103	4.767	3.055	1.930	0.871	0.470
0.2	35.889	18.291	8.102	4.743	3.012	1.532	0.988	0.412
0.4	39.802	17.825	5.896	4.530	2.770	1.537	0.558	0.313
0.6	36.306	16.617	7.280	4.030	1.928	0.574	0.362	0.141

Çizelge 5.2. $\lambda = 1$ için iki bölgeli YFK-EA sisteminin ACFS yöntemi ile hesaplanan gecikme payları

$\tau^* (s)$	K_I							
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4
0.1	19.382	10.027	5.035	3.183	2.171	1.506	1.003	0.577
0.2	20.201	10.444	5.241	3.316	2.267	1.578	1.054	0.610
0.4	21.408	11.079	5.548	3.504	2.388	1.647	1.063	0.576
0.6	21.899	11.384	5.679	3.553	2.377	1.552	0.794	0.437

Çizelge 5.3. $\lambda = 1.2$ için iki bölgeli YFK-EA sisteminin ACFS yöntemi ile hesaplanan gecikme payları

$\tau^* (s)$	K_I							
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4
0.1	10.369	5.902	3.209	2.123	0.882	1.019	0.760	0.493
0.2	11.139	6.333	3.455	2.302	1.354	1.158	0.870	0.595
0.4	12.592	7.148	3.916	2.484	1.803	1.408	1.062	0.764
0.6	13.876	7.875	4.420	2.482	2.090	1.602	1.204	0.873

Ayrıca K_P değeri veya K_I değeri arttıkça $\lambda = 0.8$ durumunda bazı denetleyici kazanç değerlerinde, $\lambda = 1$ durumuna göre daha küçük zaman gecikmesi payları hesaplandığı, $\lambda = 1.2$ için ise daha büyük zaman gecikmesi payları hesaplandığı görülmüştür. Bölüm

IV ve sonraki bölümlerde yapılan benzetim çalışmaları ile de doğrulandığı üzere klasik PI denetleyici yerine KDPI denetleyici ($\lambda < 1$) kullanılması durumunda sistem kararlılığı zaman gecikmesi payları cinsinden istisnasız bir şekilde artmamaktadır. Bu sonuç, kesir dereceli denetleyici tasarımı kazanılan daha esnek denetleyici tasarımı imkânlarına ek olarak sistem kararlılığını garantilemek için zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerinin de seçilen denetleyici parametreleri için yapılmasının zaruri olduğunu göstermektedir.

ACFS yönteminin orantılı zaman gecikmeleri ve KDPI denetleyici kullanılması durumunda üstel terimin eliminasyonu yöntemine göre sağladığı üstünlüğe ek olarak tez kapsamında da vurgulandığı üzere yöntemin en büyük üstünlüğü, orantısız zaman gecikmesi durumuna da uygulanabilen bir frekans düzlemi yöntemi olmasıdır. Bu amaçla literatürdeki çeşitli zaman düzlemi (Hua ve Wang, 2022; Jin vd., 2019) ve frekans düzlemi yöntemleri (Aydın vd., 2022a; Aydın vd., 2022b) için ACFS yöntemi ile elde edilen sonuçların karşılaştırılmasına Çizelge 5.4 ve Çizelge 5.5’de yer verilmiştir. Burada, Lyapunov teoremlerine dayalı zaman düzlemi yöntemleri ile ACFS yöntemi ile elde edilen gecikme paylarının karşılaştırılmasına yer verilmesinde, çoğu frekans düzlemi yönteminin orantısız gecikmelere sahip YFK sistemlerinin gecikme payı hesabında kullanılamaması etkili olmuştur.

Çizelge 5.4. Orantısız zaman gecikmeleri içeren iki bölgeli geleneksel YFK sistemi için hesaplanan gecikme payları

$\tau^* (s)$	Hua ve Wang (2022)	Hata (%)	Jin vd. (2019)	Hata (%)	Aydın vd. (2022a)	Hata (%)	ACFS Yöntemi	Benzetim Çalışmaları
0°	8.54	0.00	7.53	11.83	8.54	0	8.54	8.54
20°	9.00	0.99	8.73	3.96	9.09	0	9.09	9.09
40°	11.14	0.09	11.11	0.36	11.15	0	11.15	11.15
50°	11.00	0.09	10.97	0.36	11.01	0	11.01	11.01
70°	8.95	0.22	8.65	3.57	8.96	0.11	8.97	8.97
90°	8.43	0.00	7.59	9.96	8.43	0	8.43	8.43

Çizelge 5.5. Orantısız zaman gecikmeleri içeren iki bölgeli YFK –EA sistemi için hesaplanan gecikme payları

$\tau^* (s)$	Hua ve Wang (2022)	Hata (%)	Aydın vd. (2022b)	Hata (%)	ACFS Yöntemi	Benzetim Çalışmaları
0°	9.89	15.81	11.63	0.09	11.64	11.64
20°	10.23	12.54	12.36	0.08	12.37	12.37
40°	13.40	20.18	15.07	0	15.07	15.07
50°	13.43	22.42	14.92	0.07	14.93	14.93
70°	10.55	18.00	12.24	0	12.24	12.24
90°	9.95	17.75	11.51	0.09	11.52	11.52

Ayrıca ACFS yönteminin, zaman düzlemi yöntemlerine göre elde ettiği konservatiflik içermeyen gecikme payı hesaplayabilme üstünlüğü de gerçek bir güç sistemi üzerinden karşılaştırmalı olarak gösterilmek istenmiştir. Çizelge 5.4’de iki bölgeli geleneksel YFK, Çizelge 5.5’de ise iki bölgeli YFK-EA sistemi için ACFS yöntemi ile elde edilen zaman gecikme paylarının diğer yöntemler ile karşılaştırmalarına yer verilmiştir. Karşılaştırmalar yapılırken seçilen orantısız zaman gecikmeleri değerleri Hua ve Wang (2022), Jin vd. (2019), Aydın vd. (2022a) ve Aydın vd. (2022b) çalışmalarında olduğu gibi $\tau_{dm} = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$ ve $\theta = \tan^{-1}(\tau_2 / \tau_1)$ dönüşümleri yardımıyla belirlenmiştir.

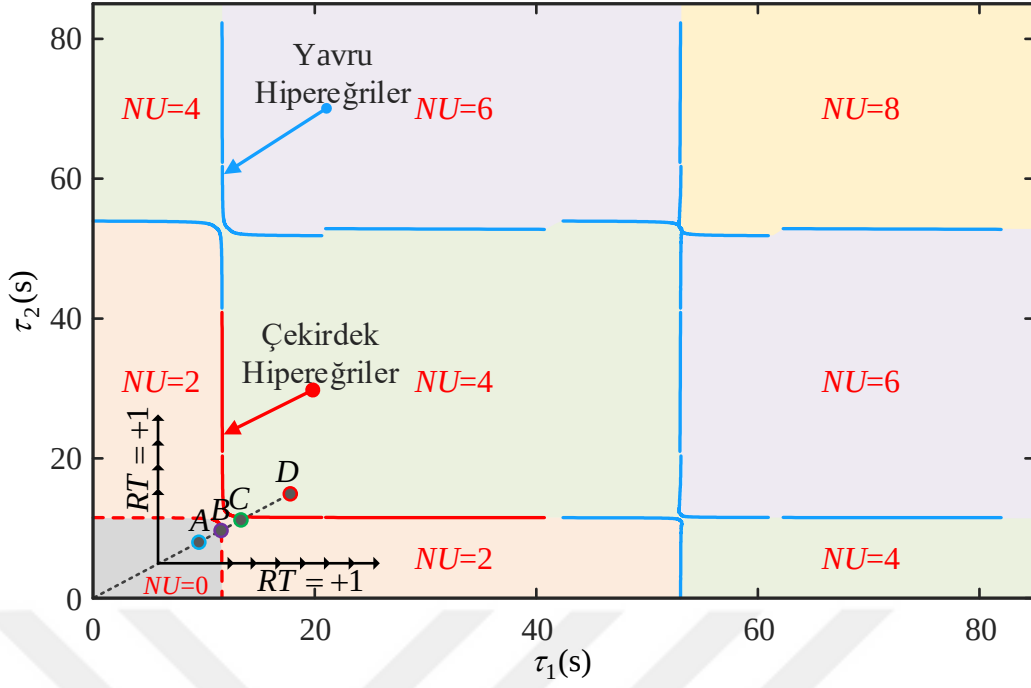
Çizelge 5.4’de, ACFS yöntemiyle gecikme payları elde edilirken frekans tarama sınırları 10^{-15} ve 0.2205 olarak belirlenmiştir. Çizelge 3.1’deki sistem parametrelerine ek olarak klasik PI denetleyici kazançlarından K_P ve K_I ise 0.4 ve 0.2 olarak seçilmiştir. Çizelge 5.4’de gözüktüğü üzere Hua ve Wang’da (2022) kullanılan karesel Lyapunov-Krosovski yöntemi, Jin vd.’de (2019) kullanılan ve %11.83’e kadar konservatiflik içeren Wrintinger eşitsizliği tabanlı kararlılık kriterine göre her ne kadar daha düşük konservatifliğe sahip olsa da değeri %1’i bulan konservatiflikler içermektedir.

Çizelge 5.5’de, Çizelge 4.5’deki parametrelere ek olarak EA toplayıcıların sekonder frekans çevrimine katılım payının %20 olduğu varsayılmıştır. $K_{EV} = 0.2$ ve $T_{EV} = 1$ olarak alınmıştır. Ayrıca Adım 5’de de hesaplandığı üzere, ACFS yöntemi ile frekans tarama sınırları 10^{-15} ve 0.1559 olarak ve frekans artış hassasiyeti de 10^{-5} olarak

seçilmiştir. Ancak, YFK-EA durumu için Hua ve Wang'daki (2022) konservatiflik, benzetim çalışmaları ile karşılaştırıldığında en az %12.54 olmak üzere %22.42 değerine kadar ulaşmaktadır. Bu konservatiflikler sebebiyle denetleyici tasarımcısının kullanabileceği olası denetleyici kazanç uzayının gereksiz yere daralacağı aşikârdır. Diğer taraftan, ACFS yöntemi ile herhangi bir yaklaşık içeren dönüşüm kullanılmadığından hesaplanan zaman gecikmesi payları, benzetim çalışmaları ile birebir aynı hesaplanmıştır.

Diğer bir frekans düzlemi yöntemi olan ve Aydın vd. (2022a) ve Aydın vd. (2022b) çalışmalarında kullanılan CET yöntemi ise kullanılan nümerik süreçlerden kaynaklı % 0.11'e ulaşan yuvarlama hataları içerdiği Çizelge 5.4 ve Çizelge 5.5'den görülmektedir. Ancak CET yönteminin, ACFS yöntemine göre kesir dereceli sistemlere uygulanmaya uygun olmaması, nümerik yuvarlama hataları içermesi ve en önemlisi frekans taramasının yapılacağı alt ve üst frekans sınırlarını belirlemede ACFS yöntemindeki gibi kesin bir prosedüre sahip olmaması bu yöntemin en büyük dezavantajlarından biridir. Tüm bahsedilenlere ek olarak CET yöntemi, ACFS yöntemi elde edilen ve Şekil 5.1'de de sunulan hem kararlı hem de kararsız bölgeleri içeren kararlılık haritasının elde edilmesinde kullanılamamaktadır. Tüm dezavantajlarına rağmen CET yönteminin, direkt durum-uzay modeli aracılığıyla kararlılık incelemelerinin yapılabilmesine imkân vermesi ve sistemin karakteristik denkleminin elde edilmesini gerektirmemesi, yüksek dereceden sistemlerin kararlılık analizi için ortaya çıkacak hesapsal yük açısından yöntemi öne çıkartmaktadır.

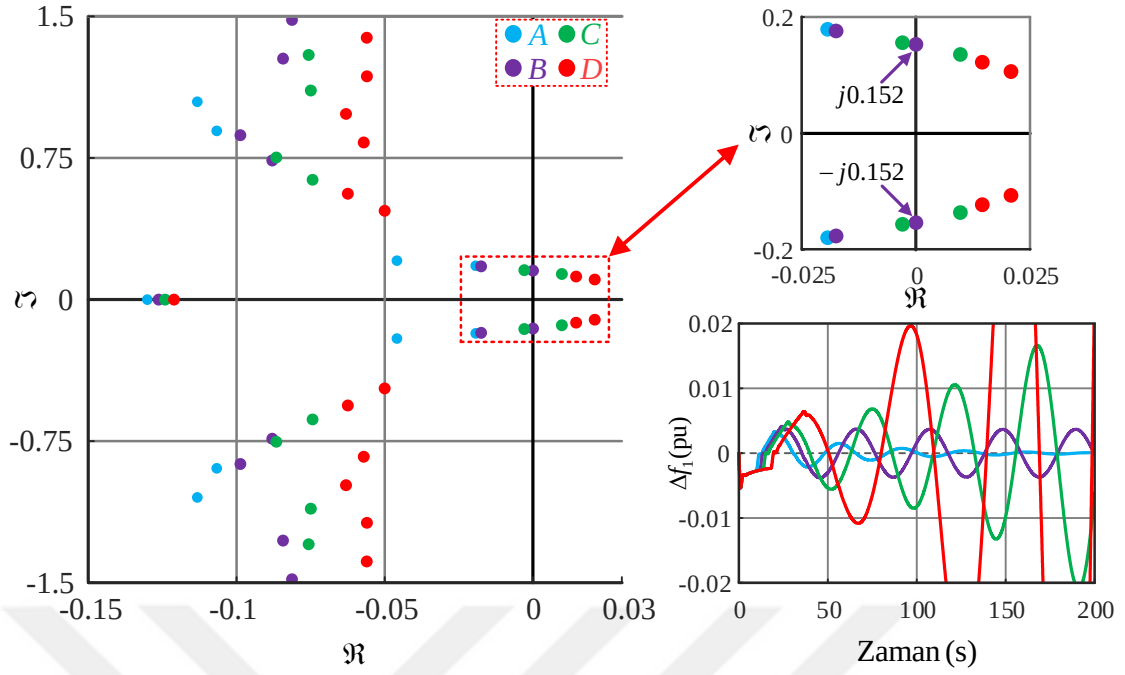
İki bölgeli YFK-EA sisteminin ACFS yöntemi ile elde edilen çekirdek ve yavru hipereğrileri Şekil 5.1'de yer verilen 2B gecikme uzayında sunulmuştur. Bu kararlılık haritasında düz ve kesikli kırmızı çizgiler çekirdek hipereğrilerini gösterirken yavru hipereğrileri düz mavi çizgilerle gösterilmiştir. Şekil 5.1'de verilen kararlılık haritası sonsuz sayıdaki yavru hipereğrilerden yalnızca üçüyle sınırlandırılmıştır. Çekirdek ve yavru hiper eğrilerinin birleşimi ile elde edilen bu kararlılık haritası YFK-EA sisteminin kararsızlık bölgelerini de içeren tam kararlılık geçiş haritasını verir. Kesikli kırmızı çizgilerle belirtilen çekirdek hipereğrisi sistemin kararlılığının sürdürebildiği maksimum gecikme sınırını temsil etmektedir. Sistemin kararlılık bölgesi Şekil 5.1'de gri ile gölgelendirilen ve $NU = 0$ olan kararlı bölgedir.



Şekil 5.1. İki bölge YFK-EA sisteminin klasik PI denetleyici kullanılması durumundaki kararlılık haritası

Şekil 5.1'deki harita üzerindeki kararlılık bölgesinde gecikmelerden biri sürekli artırılır ve diğeri sabit tutulursa, çekirdek hipereğrisi üzerindeki kök geçişine sebep olacak gecikme değerleri için (Şekil 5.1'deki kırmızı kesikli çizgi), $RT = +1$ olur ve bu da bir çift kompleks eşlenik kökün, kompleks düzlem üzerinde kararlı sol yarı düzlemde kararsız sağ yarı düzleme geçtiğini ifade eder. Sonuç olarak, YFK-EA sisteminde kararlı bölgeden kararsız bölgelere doğru Şekil 5.1'de verilen iki doğrudan herhangi biri boyunca ilerlendiğinde $RT = +1$ olduğu için kararsız kök sayısı (NU), her hipereğri geçildiğinde her gölgelendirilmiş bölgede +2 artar.

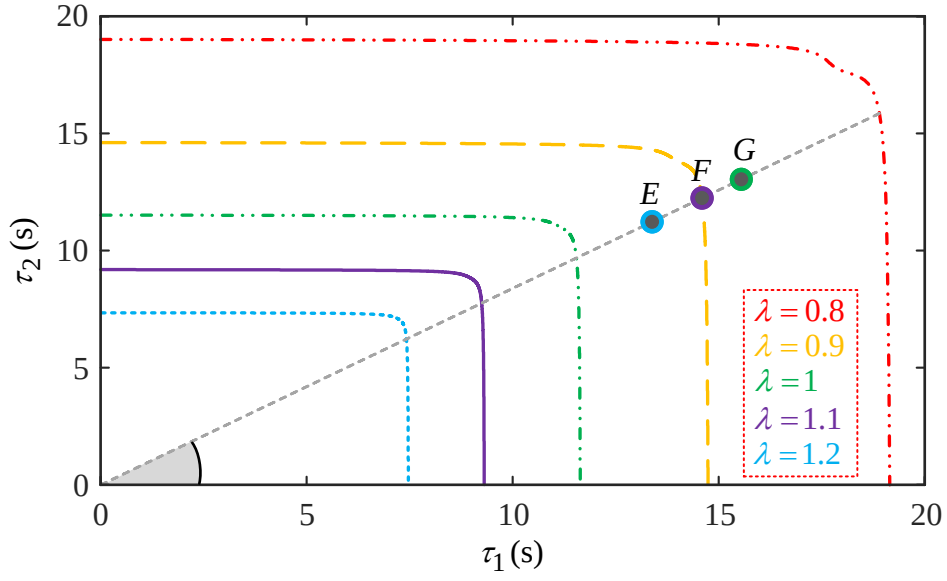
Teorik olarak elde edilen gecikme paylarının ve D alt-bölümleme teorisi ve RT ile beraber belirlenen NU yaklaşımının doğruluğunu gösterebilmek için MATLAB/Simulink ortamındaki zaman alanı benzetim çalışmalarından ve QPmR algoritmasından faydalanılmıştır. Şekil 5.1'de, 40° eğimli eğri boyunca A, B, C ve D noktaları bu amaçla seçilmiştir. Şekil 5.2'de görüldüğü üzere, $NU = 0$ kararlı bölgesi içerisinde yer alan A noktasında ($\tau_1 = 9.55 s$, $\tau_2 = 8.01 s$ ve $\tau_{dm} = 12.46 s$) tüm baskın kökler, Şekil 5.2'de mavi noktalar ile gösterildiği üzere sol yarı düzlem içerisinde yer almaktadır ve sistem asimptotik olarak kararlıdır.



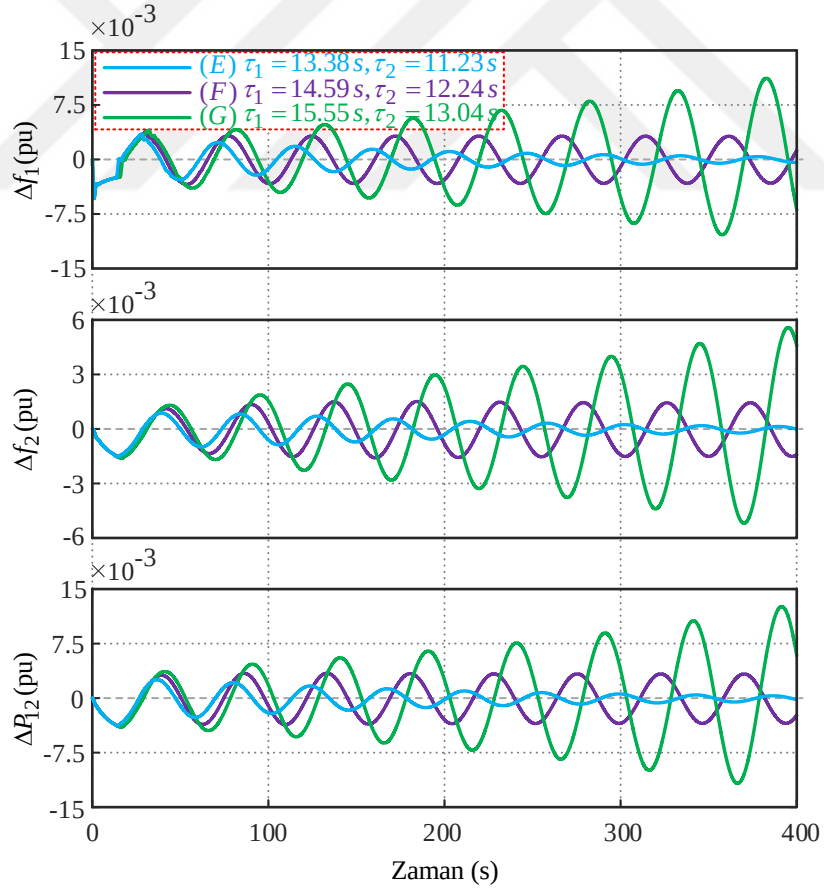
Şekil 5.2. Seçilen A , B , C ve D test noktaları için baskın köklerin dağılımı ve bu noktalardaki zaman alanı benzetim çalışmaları

Çekirdek hipereğrilerini oluşturan kararlılık geçiş eğrisi üzerindeki B noktasında ($\tau_1 = 11.55$ s, $\tau_2 = 9.69$ s ve $\tau_{dm} = 15.07$ s), beklenildiği üzere sanal eksen üzerinde bir çift kompleks eşlenik kök vardır. Bu nedenle, Şekil 5.2'nin sağ alt kısmında gösterildiği üzere birinci bölgenin frekans değişim salınımı genliklerinin artan zamanla sürekli olarak sabit kaldığı ve sistemin sınırda kararlı davranış gösterdiği görülmektedir. $NU = 2$ olan C noktasında ($\tau_1 = 13.35$ s, $\tau_2 = 11.20$ s ve $\tau_{dm} = 17.43$ s) ise Şekil 5.2'de yeşil ile belirtilen baskın iki kök, sol yarı düzlemde sağ yarı düzleme geçmiştir. Sonuç olarak, birinci bölge frekansın değişiminde meydana gelen ve zamanla artan salınımlar nedeniyle sistem kararsızdır. Son olarak, $NU = 4$ olan D noktasında ($\tau_1 = 17.80$ s, $\tau_2 = 14.94$ s ve $\tau_{dm} = 23.24$ s) kompleks düzlemin sağ yarı düzleminde sistemin kararsız sistem davranışını gösterdiği ve sistemin Şekil 5.2'de kırmızı ile belirtilen kararsız dört baskın köke sahip olduğu görülmektedir.

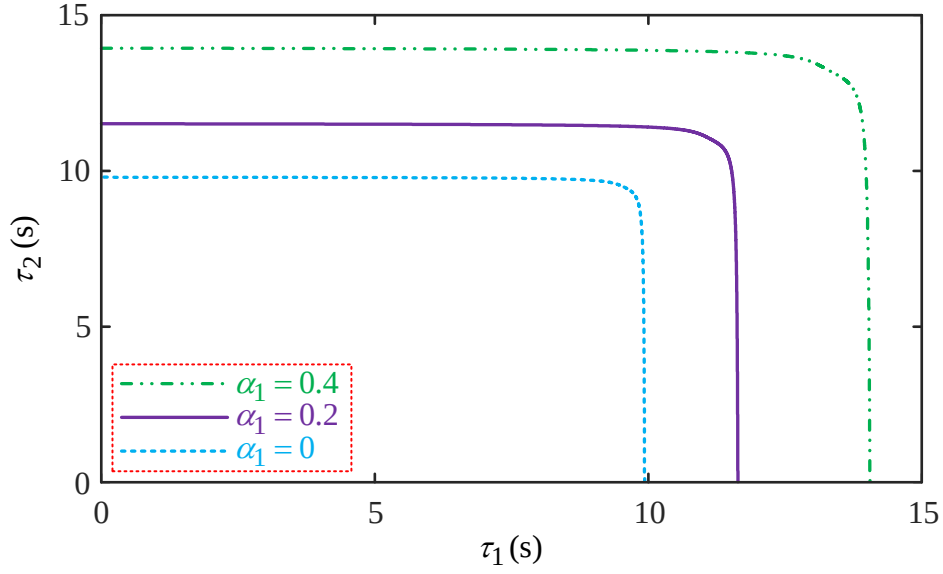
KDPI denetleyici integral kesir derecesinin, kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi λ 'nın 0.8-1.2 arasında değiştiği 5 farklı durum için Şekil 5.3'de sunulmuştur. Elde edilen benzetim çalışması sabit denetleyici kazançlarında ($K_P = 0.4$ ve $K_I = 0.2$) λ değeri azaldıkça, kararlılık bölgelerinin önemli ölçüde arttığını göstermektedir.



Şekil 5.3. KDPI denetleyici kesir derecesinin $K_P = 0.4$ ve $K_I = 0.2$ durumunda kararlılık bölgelerine etkisi



Şekil 5.4. KDPI denetleyici integral kesir derecesinin Δf_1 , Δf_2 ve ΔP_{12} 'e etkisi



Şekil 5.5. $K_P = 0.4$ ve $K_I = 0.2$ için EA toplayıcıların sekonder frekans kontrolüne katılımlarının kararlılık bölgelerine etkileri

Ancak unutulmamalıdır ki hem bir önceki bölümde hem de bu bölümde verilen çizelgelerde gözüktüğü üzere seçilen farklı denetleyici kazanç değerlerinde integral kesir derecesinin tam tersi bir etkisi de gözlemlenebilmektedir. Şekil 5.3’de seçilen integral kesir derecesinin sistem kararlılığına olumlu etkisini daha iyi gösterebilmek için 40° eğimli eğri boyunca $\lambda = 0.9$ hipereğrisi civarındaki E ($\tau_{dm} = 17.47$ s), F ($\tau_{dm} = 19.05$ s) ve G ($\tau_{dm} = 20.29$ s) noktaları seçilmiştir. Şekil 5.4’de bu üç noktada birinci ve ikinci bölgenin frekans değişimlerine tepkilerine ek olarak ara bağlantı hattı güç değişimine de yer verilmiştir.

YFK-EA sisteminin Şekil 5.4’de verilen zaman alanı benzetim çalışmalarında görüldüğü üzere $\tau_{dm} = 19.05$ s değerinde KDPI denetleyici kullanılan sistemin sınırda kararlı olduğu görülmektedir. Şekil 5.2’de klasik PI denetleyici durumunda ($\lambda = 1$) $\tau_{dm} = 15.07$ s değerinden büyük zaman gecikmesi değerlerinde kararsız olan sistemin seçilen sistem parametreleri ve kesir derecesine bağlı olarak kararlı hale geldiği, Şekil 5.3’de E noktası için gerçekleştirilen benzetim çalışmaları yardımıyla gözlemlenmiştir.

EA toplayıcıların sekonder frekans kontrolüne katılım faktörlerinin, kararlılık bölgeleri üzerindeki etkisi klasik PI denetleyici durumu için Şekil 5.5’de incelenmiştir. Şekil 5.5’de

gözüktüğü üzere geleneksel YFK sistemi ($\alpha_0 = 1.0$, $\alpha_1 = 0$, $\rho = 0$) için en küçük kararlılık bölgesi elde edilirken frekans dengeleme hizmetine katkı için EA toplayıcıların primer frekans kontrolüne katılımlarına ($\rho = 1/R$) ek olarak sekonder frekans kontrolüne sırasıyla %20 ve %40 katkı sunduklarında, artan EA toplayıcı katılım faktörü ile kararlılık bölgelerinin genişlediği gözlemlenmiştir.



BÖLÜM VI

ZAMAN GECİKMELİ YFK/YFK-EA SİSTEMİNİN KARARLILIK BÖLGELERİNİN DENETLEYİCİ PARAMETRE UZAYINDA ELDE EDİLMESİ

Kontrol teorisinin uygulandığı birçok alanda olduğu gibi YFK kontrol probleminde de denetleyici tasarımcısının sistemin kararlılığını koruduğu tüm olası denetleyici çalışma noktaları bilgisine sahip olması, istenilen kontrol hedeflerinin gerçekleşmesi için elzemdir. Sistemin geçici ve kalıcı hâl cevabını istenilen kıstaslar dâhilinde ayarlayabilmek için denetleyici tasarımcısına tüm denetleyici kazanç değerleri kümesini sunmanın en kolay ve görsel yollarından biri denetleyici parametre uzayında sistemin kararlılığını sağlayan tüm denetleyici kazançlarını içeren bir kararlılık haritası oluşturmaktır. Tez kapsamında ilgilenilen klasik PI ve KDPI denetleyiciler ile ilgilenildiğinden zaman gecikmesi içeren YFK/YFK-EA modellerine ait kararlılık bölgeleri 2B denetleyici parametre uzayında elde edilmelidir. Bu amaçla, tez kapsamında Söylemez vd. (2003) tarafından önerilen ve hızlı bir şekilde sistemi kararlı yapan tüm PID denetleyici kazançlarını hesaplamaya yarayan yöntemin, Tan vd.'nin (2006) ortaya koyduğu yeni bir yaklaşımla literatüre kazandırdığı SBL yönteminden faydalanılmıştır.

Bu bölümde, geleneksel YFK sistemine dâhil edilen EA toplayıcılar ve YEK'lere ek olarak klasik PI ve KDPI denetleyici parametrelerinin kararlılık bölgelerine etkileri incelenmiştir. Tüm bahsedilen etkilere ek olarak GPMT etkisinin de kararlılık bölgeleri üzerine etkileri de dikkate alınmıştır. Bu amaçla, SBL yönteminin teorik altyapısı sunulduktan sonra, Bölüm III'de türetilen bir ve iki bölgeli YFK/YFK-EA modellerine ait 2B kararlılık bölgelerinin SBL yöntemi yardımıyla elde edilmesine ve elde edilen teorik hesapların MATLAB/Simulink ortamındaki benzetim çalışmaları ve QPmR algoritması yardımıyla doğrulanmasına da bu bölümde yer verilmiştir.

6.4 SBL Yönteminin Bir Bölgeli YFK/YFK-EA Sistemine Uygulanması

SBL yöntemi, kompleks düzlemdeki sanal ekseni denetleyici parametre uzayına haritalamaya yarayan bir araçtır. Bir bölgeli YFK ve YFK-EA kararlılık bölgelerinin SBL yöntemi yardımıyla grafiksel olarak elde edilmesi için ilk olarak Bölüm 3.2'de Denklem (3.15)'de yer alan sistem karakteristik denklemi, denetleyici parametrelerine bağlı bir

polinom olarak Denklem (6.1)'de verildiği şekilde yeniden ifade edilmelidir (Kumar ve Veerachary, 2021; Tan vd., 2006).

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = P(s^\lambda) + (K_P s^\lambda + K_I) Q'(s) e^{-s\tau}. \quad (6.1)$$

$(K_P s^\lambda + K_I)$ denetleyici parametreleri değişken olarak düşünüldüğünde, her frekans için sadece bir adet (K_P, K_I) çalışma noktası elde edileceği, Denklem (6.1)'den kolaylıkla çıkartılabilir.

$$(K_P s^\lambda + K_I) e^{-s\tau} = -\frac{P(s^\lambda)}{Q'(s)}. \quad (6.2)$$

İkinci aşamada kararlılık bölgelerinin sınırlarının SBL yöntemi ile elde edilebilmesi için karakteristik polinomu sıfır yapan kararlılık geçiş frekanslarının hesaplanması aşamasına geçilir. Bu işlem kompleks düzlem üzerinde sanal eksenı kesen kökleri bulmaya eşdeğerdir. Bu aşama, parametre uzayında olası kararlılık geçişine (kararlılıktan kararsızlığa ya da tam tersi) sebep olan tüm frekansların hesaplanması anlamına gelmektedir. Kompleks düzlem üzerinde sanal eksenı kesen kökler arandığından saf sanal kök durumunda birebir dönüşümler olan $e^{-s\tau} = e^{-j\omega_c\tau} = \cos(\omega_c\tau) - j\sin(\omega_c\tau)$ ve Denklem (6.3)'de yer verilen dönüşümler, Denklem (6.1)'e uygulanır (Çelik vd., 2017; Tan vd., 2006).

$$s^\lambda = |\omega_c|^\lambda \left[\cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) \right]. \quad (6.3)$$

Dönüşümler sonunda elde edilen yeni karakteristik denklem, Denklem (6.4)'de verildiği şekilde denetleyici kazançları cinsinden reel ve sanal bileşenlerine ayrılır.

$$\begin{aligned} \Delta((j\omega_c)^\lambda, \tau) &= \Re\left\{\Delta((j\omega_c)^\lambda, \tau)\right\} + j\Im\left\{\Delta((j\omega_c)^\lambda, \tau)\right\} = 0 \\ &= K_P A(\omega_c, \tau, \lambda) + K_I B(\omega_c, \tau) + C(\omega_c, \lambda) \\ &\quad + j[K_P D(\omega_c, \tau, \lambda) + K_I E(\omega_c, \tau) + F(\omega_c, \lambda)] = 0. \end{aligned} \quad (6.4)$$

Denklem (6.4)'ün katsayıları;

$$A(\omega_c, \tau, \lambda) = |\omega_c|^\lambda \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2} - (\omega_c\tau + \phi)\right)$$

$$B(\omega_c, \tau) = \cos(\omega_c\tau + \phi)$$

$$C(\omega_c, \lambda) = \operatorname{Re}\left(\frac{P((j\omega_c)^\lambda)}{Q'(j\omega_c)}\right)$$

$$D(\omega_c, \tau, \lambda) = |\omega_c|^\lambda \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2} - (\omega_c\tau + \phi)\right)$$

$$E(\omega_c, \tau) = -\sin(\omega_c\tau + \phi),$$

$$F(\omega_c, \lambda) = \operatorname{Im}\left(\frac{P((j\omega_c)^\lambda)}{Q'(j\omega_c)}\right).$$

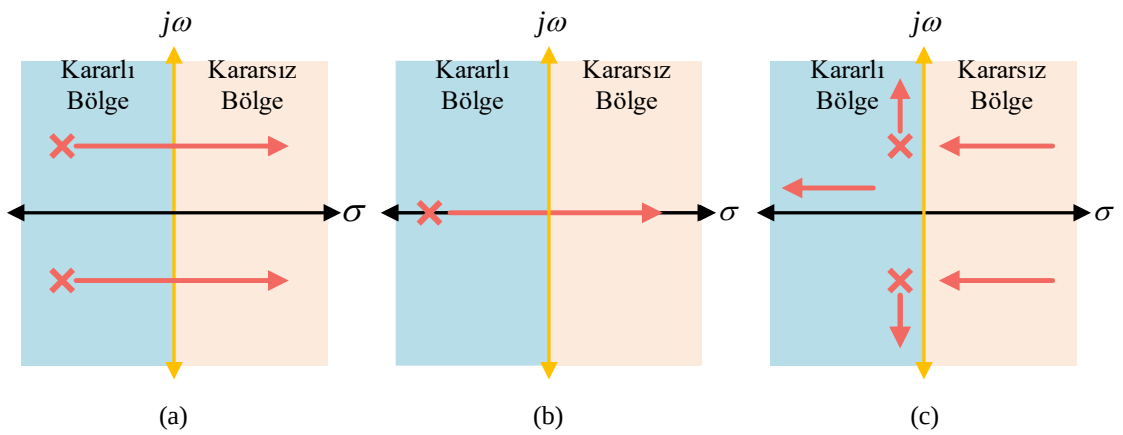
Denklem (6.4), denklemin reel ve sanal bileşenlerinin birbirine eşit olmasını gerektirir. Denklemin reel ve sanal bileşenlerinin aynı anda çözümünü elde edilen ve karakteristik denklemin kompleks düzlemin sanal eksen üzerindeki kök geçişleri hakkında bilgi veren bu kararlılık eğrileri ($\ell(K_I, K_P, \omega_c)$) için CRB eğrilerini oluşturan (K_P, K_I) çalışma noktaları, K_P ve K_I çözümleri için Denklem (6.5)'de sunulan şekilde bulunur.

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{B(\omega_c, \tau)F(\omega_c, \lambda) - E(\omega_c, \tau)C(\omega_c, \lambda)}{A(\omega_c, \tau, \lambda)E(\omega_c, \tau) - B(\omega_c, \tau)D(\omega_c, \tau, \lambda)}, \\ K_I &= \frac{D(\omega_c, \tau, \lambda)C(\omega_c, \lambda) - A(\omega_c, \tau, \lambda)F(\omega_c, \lambda)}{A(\omega_c, \tau, \lambda)E(\omega_c, \tau) - B(\omega_c, \tau)D(\omega_c, \tau, \lambda)}. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Daha önce de vurgulandığı üzere kompleks düzlemden, denetleyici parametre uzayına bir haritalama yapan SBL yöntemi ile sistem karakteristik denkleminin sanal eksen üzerindeki ω_c kökü ile ilişkili olan $\ell(K_I, K_P, \omega_c)$ eğrilerini belirleyen ω_c kök geçişleri, 3 farklı şekilde olabilir. Bu üç farklı tip kök geçişine bağlı olarak denetleyici parametre uzayında Kompleks Kök Sınırı [Complex Root Boundary – CRB], Reel Kök Sınırı [Real Root Boundary - RRB] ve Sonsuz Kök Sınırı [Infinite Root Boundary - IRB] olarak bilinen ve kararlılık bölgelerinin oluşmasında etkili olan üç farklı tür kararlılık eğrisi oluşur (Kumar ve Veerachary, 2021).

- CRB eğrileri, karakteristik denklemde $s = j\omega_c$ yazılıp frekansın sıfır ile sonsuz arasında değiştirilmesiyle elde edilir. Frekans değeri değiştirildikçe, Denklem (6.4)'de verilen karakteristik denklemin reel ve sanal kısımlarını sıfıra eşitleyen denetleyici parametreleri belirlenir. Dolayısıyla, Denklem (6.5)'de yer verilen (K_P, K_I) çalışma noktaları CRB eğrilerini oluşturur. Şekil 6.1.(a)'da da gözüktüğü üzere CRB eğrileri durumunda sanal eksenı kesen kökler, sanal eksen üzerinde saf kompleks eşlenik olarak bulunurlar.
- RRB eğrileri ise Şekil 6.1.(b)'de gözüktüğü üzere kompleks düzlemde $\omega_c = 0$ frekans değeriinde reel eksen üzerinden sanal eksen kesildiğinde oluşur. Dolayısıyla, karakteristik denklemde $\omega_c = 0$ yazılarak karakteristik denklem sıfıra eşitliğinde RRB eğrileri elde edilir. Bir ve iki bölgeli YFK/YFK-EA modelleri için $\omega_c = 0$ değeriindeki RRB eğrisi, $K_I = 0$ eğrisi olarak bulunur.
- IRB eğrileri, karakteristik denklemin reel veya kompleks eşlenik köklerinin sadece $\omega_c = \infty$ durumunda sanal eksen üzerinden geçiş yaptığı durumda oluşur. Dolayısıyla ilgili sistemin kararlılığı, sadece $\omega_c = \infty$ durumunda Şekil 6.1.(c) gibi kök geçişı durumunda değışir.

CRB, RRB ve IRB eğrilerinin kesişim bölgesi ,denetleyici parametre uzayında sistemin kararlı olduğı kararlılık bölgelerini verir (Kumar ve Veerachary, 2021; Schrödel, 2016; Tan vd., 2006).



Şekil 6.1. CRB (a), RRB (b) ve IRB (c) durumunda baskın köklerin kompleks düzlem üzerindeki hareketleri (Kumar ve Veerachary, 2021).

6.5 SBL Yönteminin İki Bölge YFK/YFK-EA Sistemine Uygulanması

İki bölge YFK/YFK-EA sistemi için sistem karakteristik denkleminde her iki bölgeye ait denetleyiciler sistem modeline dâhil olduğundan her frekans için iki olası CRB eğrisi oluşur. İki CRB eğrisinin oluşması, SBL yönteminin iki bölge sistemlere uygulanmasını, bir bölge YFK/YFK-EA sistemlerine göre zorlaştırmaktadır. Öncelikle her iki bölgenin birbirine özdeş olması ve benzer parametrelere sahip olmasından faydalanarak hesap kolaylığı açısından her iki bölgedeki zaman gecikmesi değerleri, denetleyici kazançları ve integral kesir derecelerinin aynı olduğu varsayılmıştır. Bölüm 3.3’de, Denklem (3.20)’de yer alan sistem karakteristik denklemi, bu sebeple denetleyici parametreleri cinsinden yeniden ifade edilirse;

$$\begin{aligned}\Delta(s^\lambda, \tau) &= P(s^\lambda) + (K_P s^\lambda + K_I) \left(Q'(s^\lambda) + R'(s^\lambda) \right) e^{-s\tau} + (K_P s^\lambda + K_I)^2 M'(s) e^{-2s\tau} \\ &= P(s^\lambda) + (K_P s^\lambda + K_I) Q''(s^\lambda) e^{-s\tau} + (K_P s^\lambda + K_I)^2 M'(s) e^{-2s\tau}.\end{aligned}\quad (6.6)$$

$(K_P s^\lambda + K_I)$ denetleyici parametreleri değişken olarak düşünüldüğünde, Denklem (6.6)’da yer alan $(K_P s^\lambda + K_I)$ ’in karesi sebebiyle her bir olası $s = j\omega_c$ değerinde, ikinci dereceden bir denklemin çözümü problemi haline alan karakteristik denklem, iki olası çalışma noktasına sahip olur. Bunlar;

$$\begin{aligned}(K_P s^\lambda + K_I) e^{-s\tau} &= \frac{Q''(s^\lambda) - \sqrt{(Q''(s^\lambda))^2 - 4M'(s)P(s^\lambda)}}{2M'(s)}, \\ (K_P s^\lambda + K_I) e^{-s\tau} &= \frac{Q''(s^\lambda) + \sqrt{(Q''(s^\lambda))^2 - 4M'(s)P(s^\lambda)}}{2M'(s)}.\end{aligned}\quad (6.7)$$

İkinci aşama olarak, kararlılık bölgelerinin sınırlarının SBL yöntemi ile elde edilebilmesi için Denklem (6.6)’daki karakteristik denklemi sıfır yapan kararlılık denetleyici parametrelerinin hesaplanması aşamasına geçilir. Tekrar kompleks düzlem üzerinde sanal eksen kesen kök durumunda birebir dönüşümler olan $e^{-s\tau} = e^{-j\omega\tau} = \cos(\omega\tau) - j\sin(\omega\tau)$ ve Denklem (6.3)’de verilen dönüşümler, Denklem

(6.6)'ya uygulanır. Dönüşümler ve Denklem (6.7)'deki iki olası çözüm yardımıyla elde edilen karakteristik denklem, denetleyici kazançları cinsinden reel ve sanal bileşenlerine ayrılır;

$$\begin{aligned}\Delta_1((j\omega_c)^\lambda, \tau) &= \Re\left\{\Delta_1((j\omega_c)^\lambda, \tau)\right\} + j\Im\left\{\Delta_1((j\omega_c)^\lambda, \tau)\right\} = 0 \\ &= K_P A_1(\omega_c, \tau, \lambda) + K_I B_1(\omega_c, \tau) + C_1(\omega_c, \lambda) \\ &\quad + j[K_P D_1(\omega_c, \tau, \lambda) + K_I E_1(\omega_c, \tau) + F_1(\omega_c, \lambda)] = 0,\end{aligned}\tag{6.8}$$

$$\begin{aligned}\Delta_2((j\omega_c)^\lambda, \tau) &= \Re\left\{\Delta_2((j\omega_c)^\lambda, \tau)\right\} + j\Im\left\{\Delta_2((j\omega_c)^\lambda, \tau)\right\} = 0 \\ &= K_P A_2(\omega_c, \tau, \lambda) + K_I B_2(\omega_c, \tau) + C_2(\omega_c, \lambda) \\ &\quad + j[K_P D_2(\omega_c, \tau, \lambda) + K_I E_2(\omega_c, \tau) + F_2(\omega_c, \lambda)] = 0.\end{aligned}$$

Denklem (6.8)'in katsayıları;

$$A_1(\omega_c, \tau, \lambda) = A_2(\omega_c, \tau, \lambda) = |\omega_c|^\lambda \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2} - (\omega_c\tau + \phi)\right),$$

$$B_1(\omega_c, \tau) = B_2(\omega_c, \tau) = \cos(\omega_c\tau + \phi),$$

$$C_1(\omega_c, \lambda) = \Re\left[-\frac{Q''((j\omega_c)^\lambda) - \sqrt{\left(Q''((j\omega_c)^\lambda)\right)^2 - 4M'(j\omega_c)P((j\omega_c)^\lambda)}}{2M'(j\omega_c)}\right],$$

$$C_2(\omega_c, \lambda) = \Re\left[-\frac{Q''((j\omega_c)^\lambda) + \sqrt{\left(Q''((j\omega_c)^\lambda)\right)^2 - 4M'(j\omega_c)P((j\omega_c)^\lambda)}}{2M'(j\omega_c)}\right],$$

$$D_1(\omega_c, \tau, \lambda) = D_2(\omega_c, \tau, \lambda) = |\omega_c|^\lambda \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2} - (\omega_c\tau + \phi)\right),$$

$$E_1(\omega_c, \tau) = E_2(\omega_c, \tau) = -\sin(\omega_c\tau + \phi),$$

$$F_1(\omega_c, \lambda) = \Im\left[-\frac{Q''((j\omega_c)^\lambda) - \sqrt{\left(Q''((j\omega_c)^\lambda)\right)^2 - 4M'(j\omega_c)P((j\omega_c)^\lambda)}}{2M'(j\omega_c)}\right],$$

$$F_2(\omega_c, \lambda) = \text{Im} \left[-\frac{Q''((j\omega_c)^\lambda) + \sqrt{\left(Q''((j\omega_c)^\lambda)\right)^2 - 4M'(j\omega_c)P((j\omega_c)^\lambda)}}{2M'(j\omega_c)} \right].$$

Denklem (6.8)'deki her iki denklemin aynı anda çözümünü elde edilen ve kararlılık sınır geçiş noktaları hakkında bilgi veren $\ell(K_I, K_P, \omega_c)$ için K_P ve K_I çözümleri sırasıyla Denklem (6.9) ve (6.10)'da sunulduğu şekildedir.

$$K_{P1} = \frac{B_1(\omega_c, \tau)F_1(\omega_c, \lambda) - E_1(\omega_c, \tau)C_1(\omega_c, \lambda)}{A_1(\omega_c, \tau, \lambda)E_1(\omega_c, \tau) - B_1(\omega_c, \tau)D_1(\omega_c, \tau, \lambda)},$$

$$K_{I1} = \frac{D_1(\omega_c, \tau, \lambda)C_1(\omega_c, \lambda) - A_1(\omega_c, \tau, \lambda)F_1(\omega_c, \lambda)}{A_1(\omega_c, \tau, \lambda)E_1(\omega_c, \tau) - B_1(\omega_c, \tau)D_1(\omega_c, \tau, \lambda)}.$$
(6.9)

$$K_{P2} = \frac{B_2(\omega_c, \tau)F_2(\omega_c, \lambda) - E_2(\omega_c, \tau)C_2(\omega_c, \lambda)}{A_2(\omega_c, \tau, \lambda)E_2(\omega_c, \tau) - B_2(\omega_c, \tau)D_2(\omega_c, \tau, \lambda)},$$

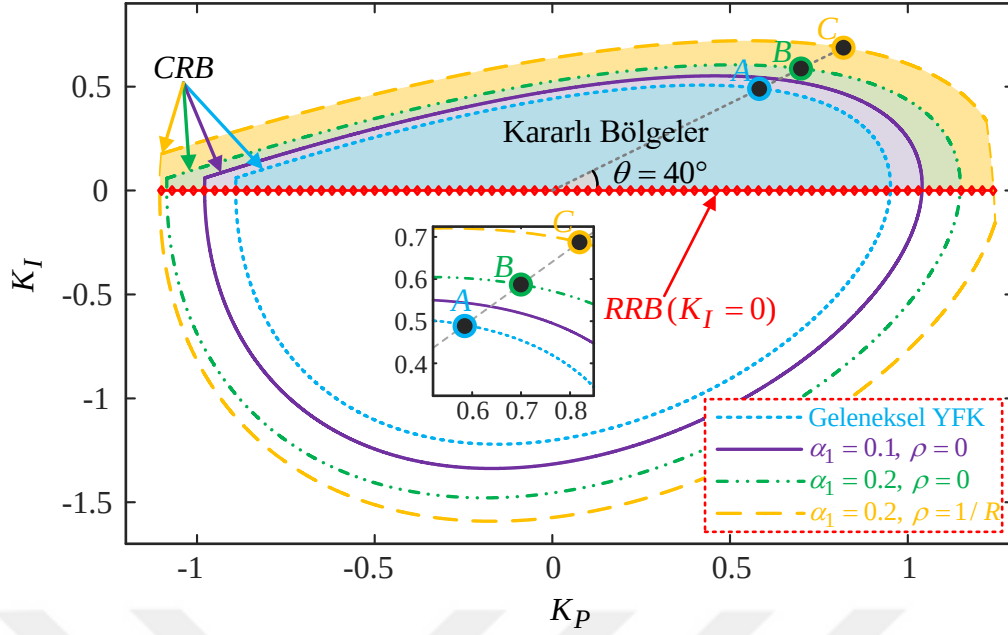
$$K_{I2} = \frac{D_2(\omega_c, \tau, \lambda)C_2(\omega_c, \lambda) - A_2(\omega_c, \tau, \lambda)F_2(\omega_c, \lambda)}{A_2(\omega_c, \tau, \lambda)E_2(\omega_c, \tau) - B_2(\omega_c, \tau)D_2(\omega_c, \tau, \lambda)}.$$
(6.10)

6.6 Kararlılık Bölgelerinin Elde Edilmesi

Bu alt bölümde, SBL yöntemi ile geleneksel YFK sistemlerinde meydana gelen modern günümüz gelişmeleri de dikkate alınarak sırasıyla bir ve iki bölge ve zaman gecikmeli YFK sistemlerinde EA toplayıcıların etkileri incelenmeye çalışılmıştır. EA toplayıcı etkisine ek olarak GPMT ve KDPI denetleyicinin integral kesir derecesi gibi etkenler de 2B denetleyici parametre uzayındaki kararlılık bölgeleri yardımıyla incelenmiştir. Kararlılık bölgelerinin doğrulanması için ise MATLAB/Simulink ortamında yapılacak benzetim çalışmaları ve QPmR algoritmasından faydalanılmıştır.

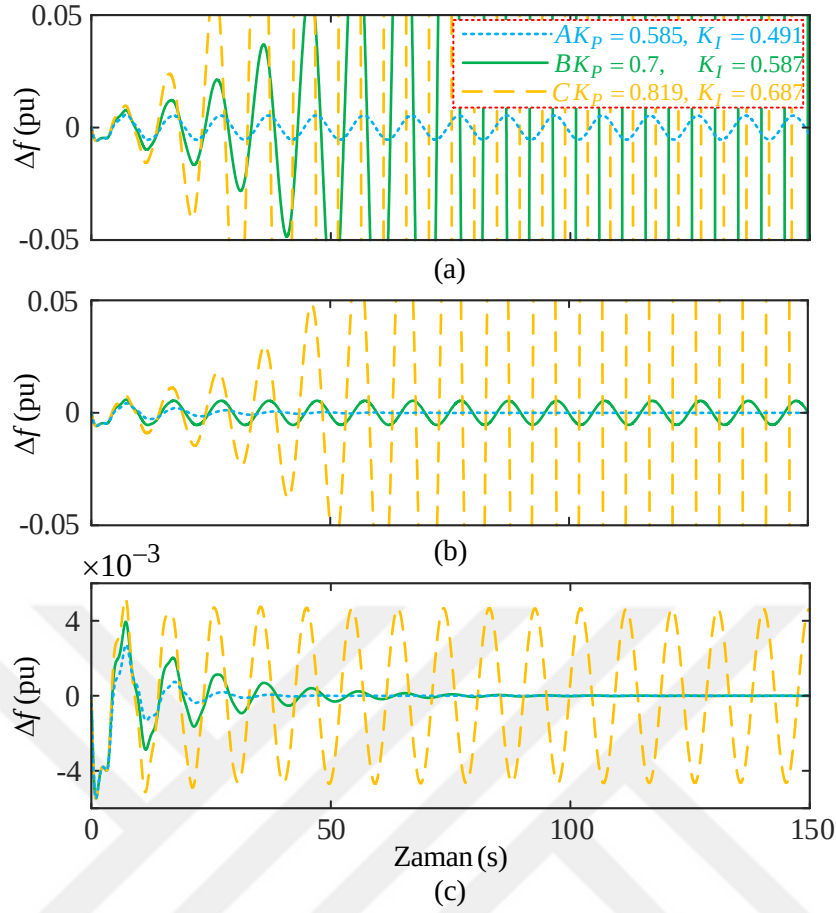
6.6.1 Bir bölge YFK/YFK-EA sistemi

Bir bölge YFK/YFK-EA sistemi durumu için Çizelge 3.1'de yer alan birinci bölgeye ait parametreler kullanılmıştır. EA toplayıcının kazanç ve zaman sabiti ise sırasıyla 0.2 ve 1 s. olduğu varsayılmıştır. Ayrıca $\tau = 3s$, $\lambda = 1$, $A = 1$ ve $\phi = 0^\circ$ olarak alınmıştır.



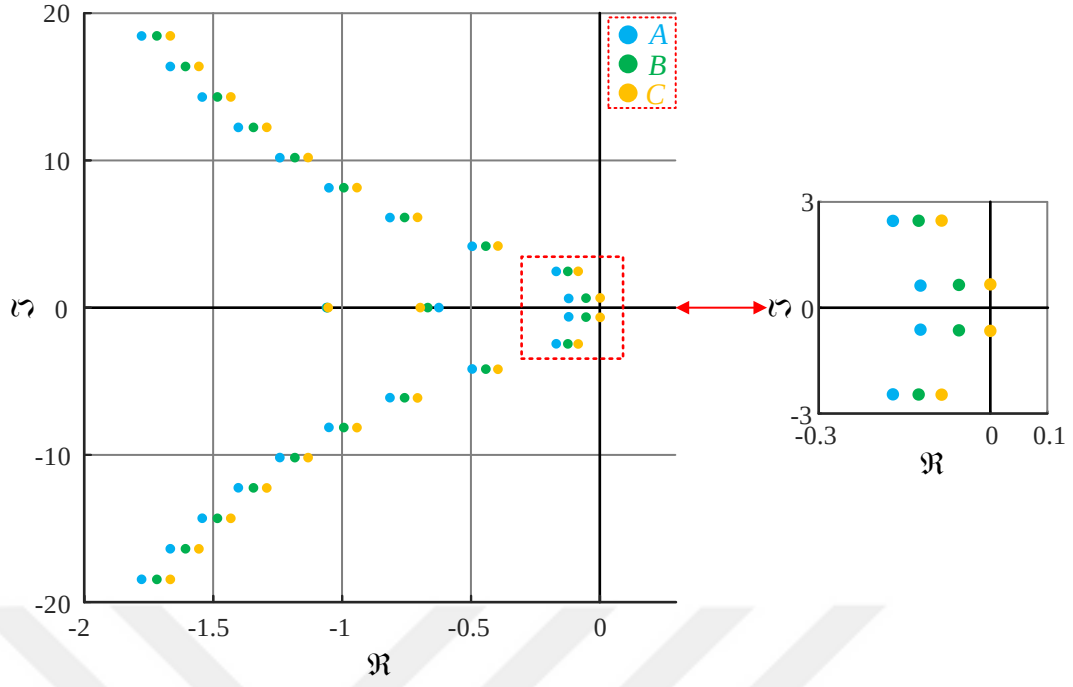
Şekil 6.2. EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının YFK sisteminin kararlılık bölgelerine etkisi

SBL yöntemi yardımıyla sırasıyla geleneksel YFK, EA toplayıcıların sadece sekonder frekans kontrolüne %10 ve %20 oranında katıldığı YFK-EA ve EA toplayıcıların %20 sekonder frekans katkısına ek olarak primer frekans çevrimine katıldığı YFK-EA modellerine ait kararlılık bölgeleri RRB ve CRB eğrileri yardımıyla Şekil 6.2'deki gibi elde edilmiştir. RRB ve CRB eğrileri arasında iki olası kararlılık bölgesi olduğu için seçilen test noktaları yardımıyla üst yarıda yer alan ve gölgelendirilen alanların kararlılık bölgesi olduğu, zaman alanı benzetim çalışmaları yardımıyla belirlenmiştir. Geleneksel YFK sistemi için mavi ile gölgelendirilmiş kararlılık bölgesi en küçük bölge iken EA toplayıcıların sadece sekonder çevrime sırasıyla %10 ($\alpha_1 = 0.1$) ve %20 ($\alpha_1 = 0.2$) katkı sunması durumunda kararlılık bölgelerinin genişlediği gözlemlenmiştir. EA toplayıcıların sekonder çevrime yaptığı %20'lik katkıya ek olarak, EA toplayıcıların düşüm karakteristiği sabiti ($\rho = 1/R$) yardımıyla primer frekans çevrimine de katkı sunması durumunda, sarı ile belirtilen en geniş kararlılık bölgesi parametre uzayında elde edilmiştir. Şekil 6.2 göstermektedir ki EA bataryalarının toplayıcılar aracılığıyla hem sekonder çevrime hem de primer çevrime katılması durumunda; kararlılık bölgelerinin genişlemekte ve denetleyici tasarımcısına daha geniş bir parametre uzayında çalışma imkânı sunulmaktadır.



Şekil 6.3. Şekil 6.2’de seçilen A, B ve C test noktaları için geleneksel YFK (a), sadece sekonder çevrime %20 EA katkısı (b) ve hem primer hem sekonder çevrime EA katkısı (c) durumları için zaman alanı benzetim çalışmaları

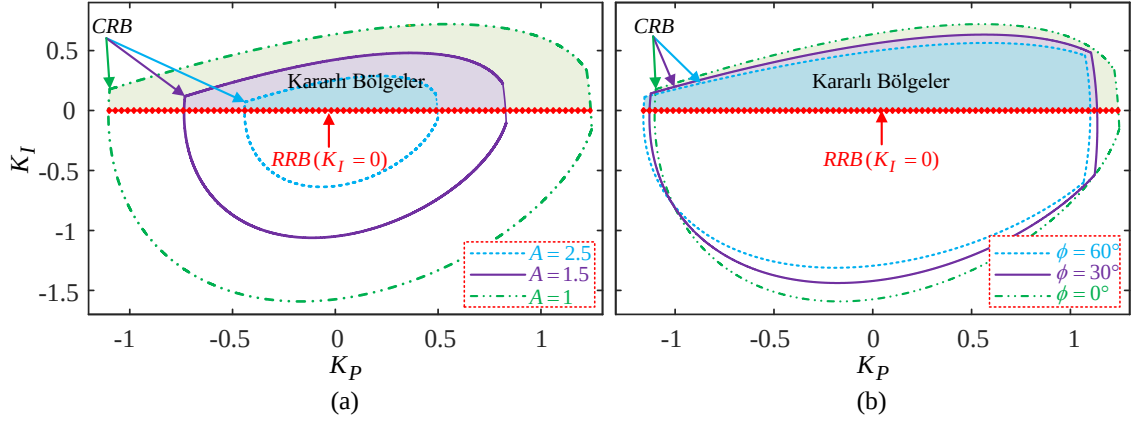
Şekil 6.2’de teorik olarak elde edilen kararlılık bölgelerinin doğrulanması için sırasıyla Şekil 6.3 ve Şekil 6.4’de sunulan MATLAB/Simulink ortamında ve QPmR algoritması ile yapılan benzetim çalışmalarından faydalanılmıştır. Şekil 6.3.(a)’da geleneksel YFK sistemi için seçilen A, B ve C test noktalarındaki klasik PI denetleyici kazançları için elde edilen benzetim çalışmaları göstermektedir ki A noktasında sistemin sınırda kararlı olduğu ancak Şekil 6.2’deki mavi eğrinin dışında kalan B ve C test noktalarında sisteminin kararsız olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 6.3.(b)’de ise EA toplayıcıların sekonder frekans çevrimine %20’lik katılımı durumu için aynı test noktalarında benzetim çalışmaları tekrarlandığında, bir önceki durumda sınırda kararlı olan A noktasında sistemin artık kararlı, kararsız olan B noktasında ise sınırda kararlı olduğu gözlemlenmiştir. Bir önceki durumdan farklı olarak A noktasındaki çalışma koşullarında sistemin daha hızlı bir şekilde kalıcı hal durumuna ulaştığı ve frekans değişim salınımlarının kısa bir sürede yok olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 6.4. Şekil 6.3.(c)'deki sistemin A , B ve C test noktaları için kompleks düzlem üzerinde baskın köklerinin konumlarının QPmR algoritması yardımıyla incelenmesi

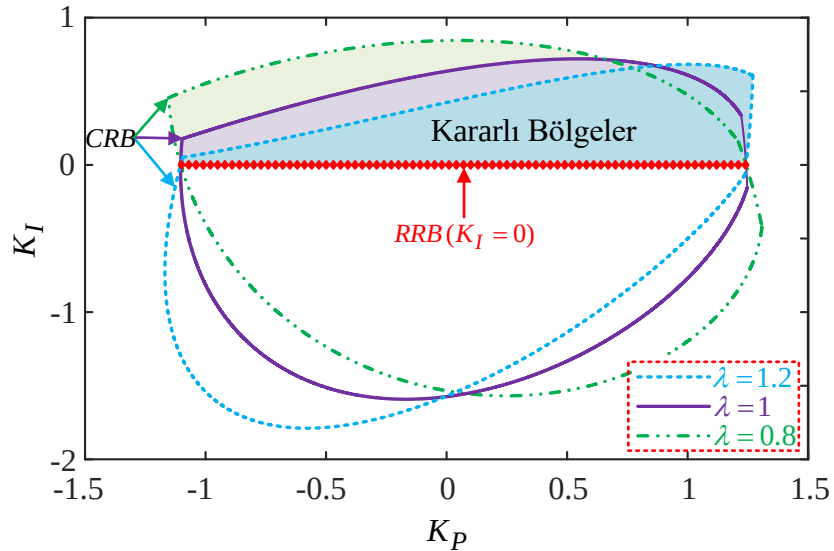
Şekil 6.3.(c) durumunda ise Şekil 6.2'de de görüldüğü üzere, en geniş kararlılık bölgesi primer ve sekonder çevrime EA katkısı olduğu durumda gerçekleşmiştir. C test noktasında sistemin sınırda kararlı; A ve B çalışma noktalarında ise sistemin kararlı olduğu görülmüştür.

Şekil 6.4'de ise Şekil 6.3.(c)'de seçilen sistem parametreleri için sistem karakteristik denkleminin baskın köklerinin kompleks düzlem üzerindeki konumu QPmR algoritması yardımıyla incelenmiştir. Şekil 6.3.(c) ile uyumlu olarak Şekil 6.4'de C test noktasında sistemin bir çift kompleks eşlenik kökünün, kompleks düzlem üzerinde sanal eksen kestiği ve diğer köklerinin sol yarı bölgede kaldığı yani sistemin sınırda kararlı olduğu görülmüştür. A ve B test noktalarında ise sistemin tüm köklerin sol yarı kompleks düzlemde kaldığı ve sistemin bu çalışma noktalarında asimptotik kararlı olduğu QPmR algoritması yardımıyla gözlemlenmiştir. Ayrıca bu benzetim çalışması göstermektedir ki klasik PI veya KDPI denetleyici kazançlarındaki küçük değişikliklerin karakteristik denklemin köklerinde de küçük değişikliklere sebep olduğu dolayısıyla TDS sistemlerinin en önemli iki özelliğinden olan köklerin sürekliliği özelliği bu benzetim çalışması yardımıyla da gözlemlenmiş olur.



Şekil 6.5. Kazanç payı (a) ve faz payının (b) kararlılık bölgeleri üzerine etkisi

Şekil 6.5’de ise $\alpha_1 = 0.2$ ve $\rho = 1/R$ koşullarında klasik PI denetleyici için ($\lambda = 1$) GPMT bloğunun kazanç ve faz paylarının etkisi incelenmiştir. Şekil 6.5.(a)’da kazanç payı lineer ölçekte 1’den 2.5’a çıkarıldığında kararlılık bölgelerinin her yönden orantılı bir şekilde daraldığı gözlemlenmiştir. Şekil 6.5.(b)’de ise faz payı 0° ’den 60° ’ye çıkartıldığında kararlılık bölgelerindeki daralmanın Şekil 6.5.(a)’daki gibi her yönden orantılı bir şekilde daralmadığı kolaylıkla fark edilmektedir. Faz payının etkisi kararlı ve kararsız bölgelerde farklı özellik gösterirken bu etki denetleyici parametrelerinin ayarlanmasında faz payının, kazanç payına göre daha geniş kararlılık bölgeleri verdiğini göstermiştir.



Şekil 6.6. KDPI denetleyici kullanılması durumunda integral kesir derecesinin kararlılık bölgeleri üzerine etkisi

Şekil 6.6'da ise $A=1$ ve $\phi = 0^\circ$ iken integral kesir derecesi etkisi incelenmiştir. Faz payı etkisi durumunda gözlemlendiği gibi kesir derecesi etkisinin de kararlı ve kararsız bölgelerde farklı genişleme ve daralmaya sebep olduğu gözlemlenmiştir. Literatüre de uygun bir şekilde kararlılık bölgeleri, integral kesir derecesi 1'den küçük olduğu durumda genişlerken, 1'den büyük olduğu durumda daralmaktadır. Bölüm III'de de belirtildiği üzere, kararlılık bölgelerini genişlettiği için neden 1'den küçük integral kesir derecesinin tercih edilmesinin gerektiği bu benzetim çalışması ile de daha net bir şekilde, gerçek bir sistem üzerinde uygulamalı olarak incelenmiştir. Ayrıca Bölüm IV ve V'de elde edilen gecikme payı hesaplarında da gözüktüğü üzere her ne kadar kararlılık bölgeleri genel olarak genişliyor olsa da K_P değerinin nispeten büyük olduğu sağ üst kısımdaki bazı kararlılık bölgelerindeki bazı çalışma noktalarında, $\lambda < 1$ olacak şekilde tasarlanan KDPI denetleyicinin, klasik PI denetleyiciye göre daha kararsız olabileceği gözlemlenmiştir.

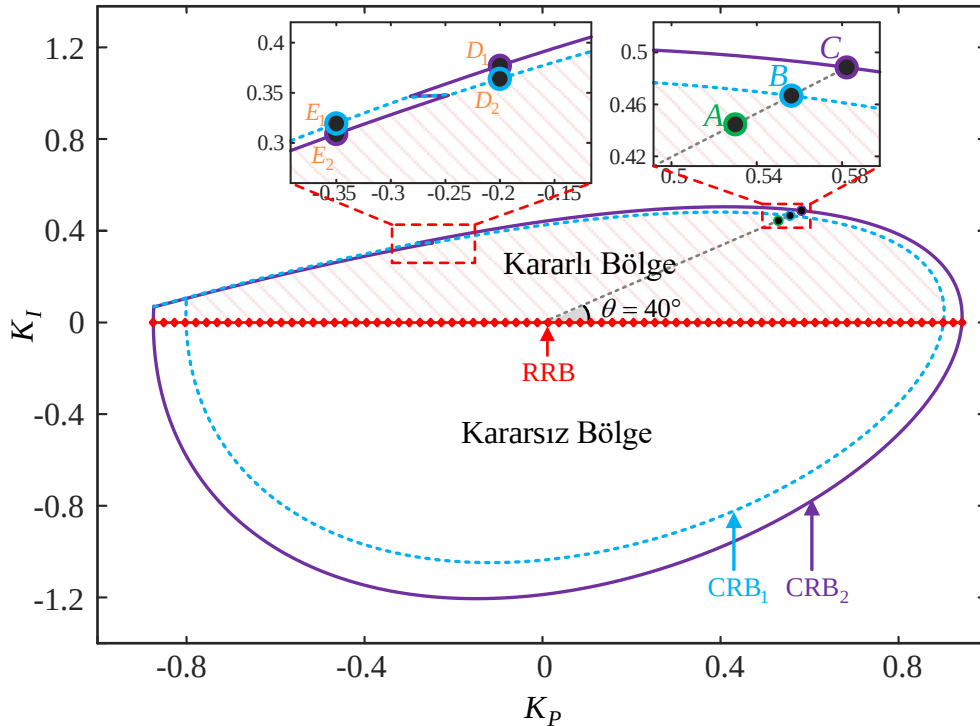
Bölüm 3.2.2'de verilen YEK dâhil edilmiş YFK-EA modeli için yapılan benzetim çalışmalarında, sisteme herhangi bozunum eklenmediği durumda aynı kararlılık bölgeleri elde edilmiştir.

6.6.2 İki bölgeli YFK/YFK-EA sistemi

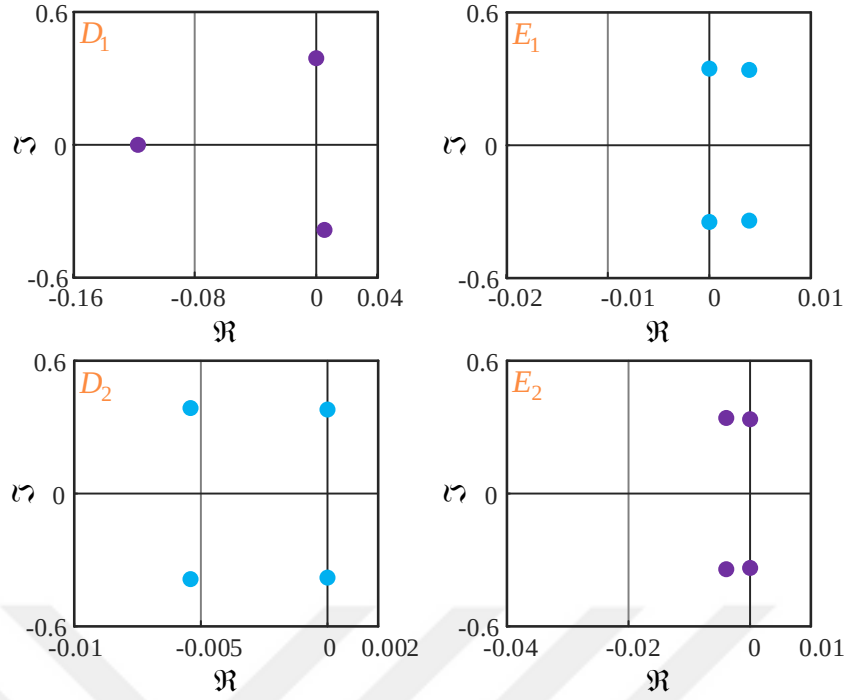
İki bölgeli YFK/YFK-EA sistemi durumu için Çizelge 3.1'de yer alan sistem parametrelere ek olarak EA toplayıcı kazanç ve zaman sabiti sırasıyla 0.2 ve 1 s. olduğu varsayılmıştır. İşlem kolaylığı ve literatürde yapılan benzer çalışmalarla uyumlu olarak her iki bölgenin benzer yapıya ve parametrelere sahip olması nedeniyle her iki bölgenin denetleyici kazançlarının ve integral kesir derecesinin ($\lambda = 1$), GPMT ($A=1$ ve $\phi = 0^\circ$) paylarının ve her bölge içerisinde meydana gelen zaman gecikmesi değerlerinin aynı olduğu ($\tau = 3$ s.) varsayılmıştır.

Şekil 6.7'de iki bölgeli YFK sistemine ait kararlılık haritasında görüldüğü üzere her ω_c değerinde iki olası CRB eğrisi oluşur. Her iki eğri $K_P - K_I$ parametre uzayında Şekil 6.7'de CRB_1 ve CRB_2 olarak belirtilerek çizdirildiğinde ve eğrilerin yakınlaştırılmış hâlleri de incelendiğinde, CRB eğrilerin bazı noktalarda ani sıçramalar yaptığı gözlemlenmiştir. Ancak LTI sistem teorisinden bilinmektedir ki LTI bir sistemin giriş ve

çıkışları arasındaki lineer ilişki sebebiyle girdilerindeki küçük değişimlerin çıkışlarında küçük değişimlere sebep olması beklenir. Bu etki daha önce Şekil 6.4’de gözlemlendiği üzere kök sürekliliği ile de ilişkilidir. Dolayısıyla, Denklem (6.9)’daki denklemlerin çözümü sırasındaki matematiksel işlemler sebebiyle ortaya çıkan bu durumlarda sistemin kararlılıktan kararsızlığa geçtiği sınırlar, her ω_c değeri için CRB_1 ve CRB_2 eğrilerinden, kararlılık bölgesine en yakın olan eğri olmasını gerektirir. CRB_1 ve CRB_2 ’nin en içte yer alan noktalarından meydana gelen eğri üzerindeki herhangi bir noktada, denetleyici parametre uzayından kompleks düzleme ters haritalama yapıldığında, karakteristik denklemin bu noktalarda sanal eksen kesen bir çift saf kompleks eşlenik köke sahip olduğu ve sistemin sınırda kararlı olduğu gözlemlenir. CRB_1 ve CRB_2 ’nin dışta kalan diğer noktasında ise herhangi bir kararlılık değişimi olmadığı ancak sağ yarı düzlemde bir çift kompleks eşlenik köke sahip olan kararsız sistemin, bu noktalarda sanal eksen üzerinde bir çift kompleks eşlenik köke daha sahip olduğu QPmR algoritması yardımıyla gözlemlenmiştir. Sistemin kararlılık geçişinin meydana geldiği kararlılık geçiş eğrisini belirleme bu yaklaşımın doğruluğunu gösterebilmek için Şekil 6.7’de seçilen D_1 , D_2 , E_1 ve E_2 çalışma noktaları için QPmR algoritması kullanılarak kompleks düzlem üzerinde sistemin baskın köklerin dağılımı incelenmiştir.



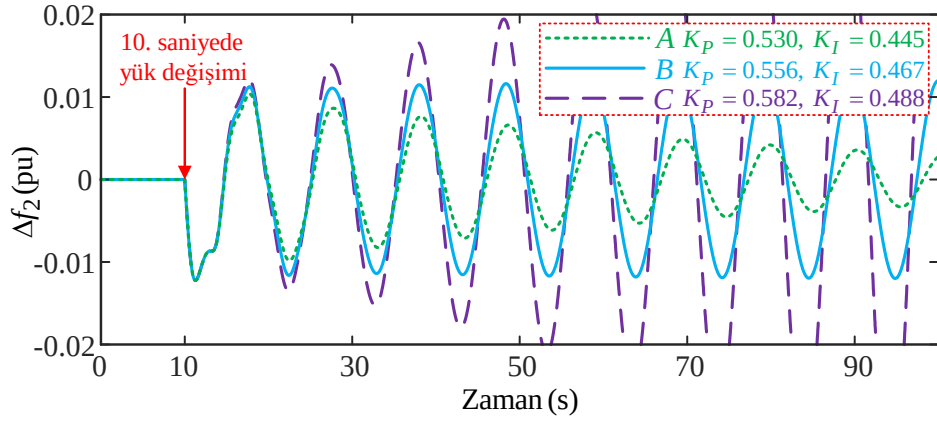
Şekil 6.7. İki bölge geleneksel YFK sistemine ait kararlılık bölgesi



Şekil 6.8. Şekil 6.7’deki D_1 , D_2 , E_1 ve E_2 çalışma noktalarında, sistemin baskın köklerinin konumlarının QPmR algoritması yardımıyla incelenmesi

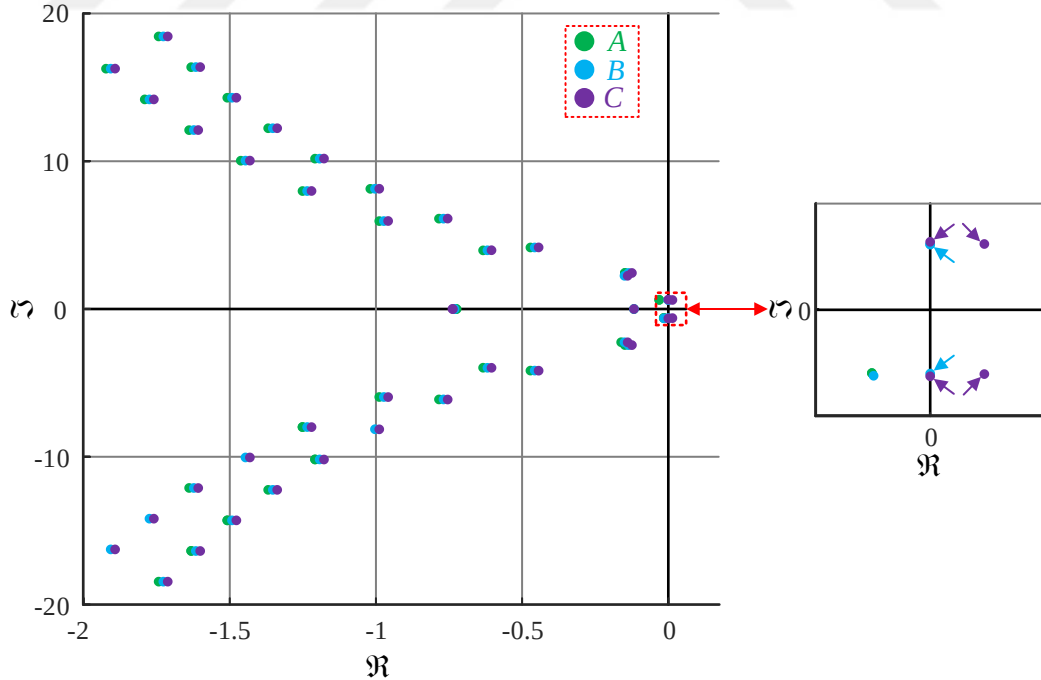
Şekil 6.8’de gözlemlendiği üzere CRB_1 ve CRB_2 ’nin dışta kalan D_1 ve E_1 noktalarında sistemin kararsız köklerine ek olarak sanal eksen kesen bir başka kök ortaya çıkmıştır. CRB_1 ve CRB_2 ’nin içte kalan D_2 ve E_2 noktalarında ise her iki durumda sistemin sağ yarı düzlemde kökü olmadığı ve sadece sanal eksen kesen bir kompleks eşlenik köke sahip olduğu Şekil 6.8’den görülmektedir. Dolayısıyla D_2 ve E_2 noktalarında sistem sınırdadır. Şekil 6.7’de her frekans değeri için iki değere sahip olan CRB eğrilerine ek olarak sistemin denetleyici parametre uzayındaki kararlılık bölgesi bu CRB eğrileri ile $RRB (K_I = 0)$ eğrisinin kesişimidir.

Diğer bir doğrulama çalışması ise zaman alanında MATLAB-Simulink benzetim çalışmaları aracılığı ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.7’de 40° eğime sahip doğru üzerinde, kararlılık bölgesinin içerisinde seçilen A noktasına ek olarak CRB_1 ve CRB_2 noktaları üzerinde seçilen B ve C noktalarında ve $t = 10\text{ s}$ ’de meydana gelen $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2} = 0.2$ p.u. yük değişimi senaryosunda ikinci bölgenin frekans değişimi incelenmiştir.

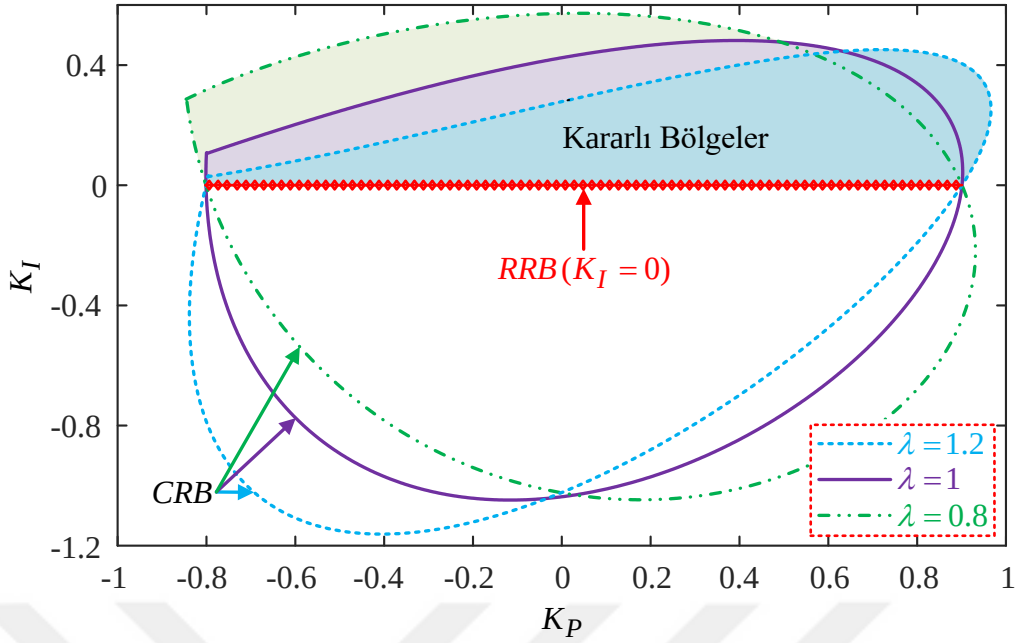


Şekil 6.9. Şekil 6.7’de seçilen A , B ve C test noktaları için zaman alanı benzetim çalışmaları

Şekil 6.9’da gözüktüğü sistem A noktasındaki denetleyici kazanç değerlerinde sistem zamanla sönümlenen salınımlar yaparken kararlılık geçiş eğrisi olan CRB_1 üzerindeki B noktasında, sistem sürekli aynı genlikte salınımlar yapmakta ve sınırda kararlı davranış göstermektedir. CRB_2 üzerindeki C noktasında ise sistemdeki salınımların zamanla sönümlenemeyerek sürekli arttığı yani sistemin kararsızlığa gittiği gözlemlenmiştir.



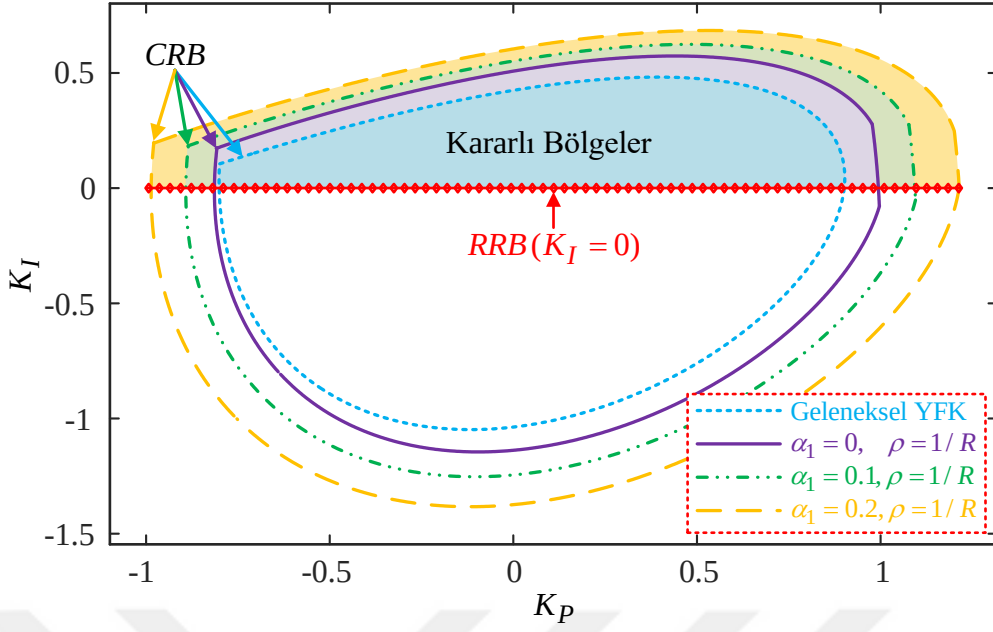
Şekil 6.10. Şekil 6.7’de seçilen A , B ve C test noktalarında, sistemin baskın köklerinin konumlarının QPmR algoritması yardımıyla incelenmesi



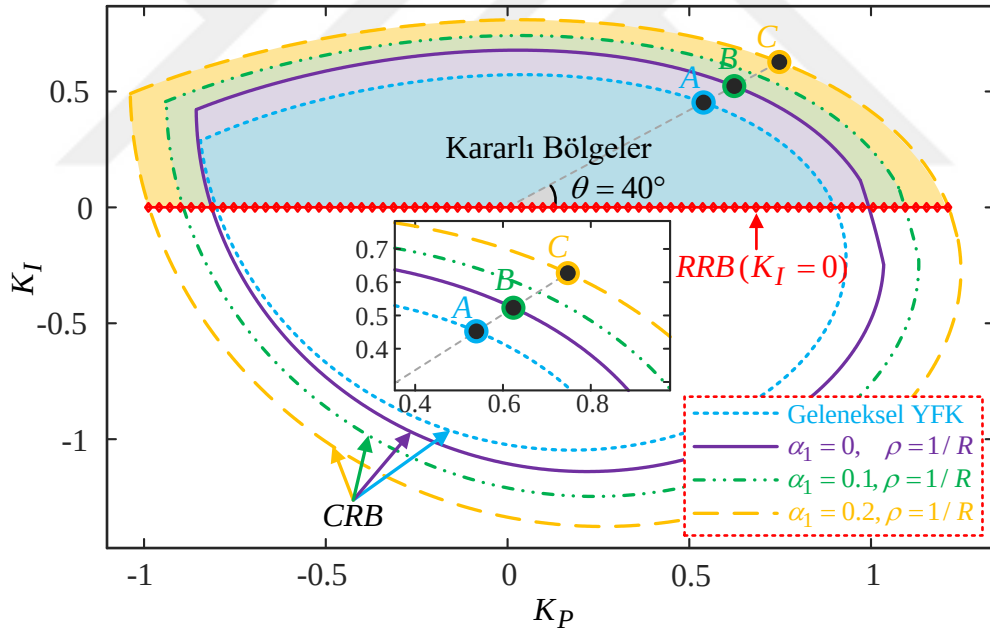
Şekil 6.11. İki bölgeli geleneksel YFK sisteminde KDPI denetleyici kullanılması durumunda integral kesir derecesinin kararlılık bölgeleri üzerine etkisi

Şekil 6.10'da, Şekil 6.9'daki benzetim çalışmalarının doğrulanması için QPmR algoritması kullanılmıştır. Şekil 6.10'dan C noktasında sistemin kararsız bir çift kompleks eşlenik köküne ek olarak sanal eksen kesen bir çift kompleks eşlenik köke sahip olduğu gözlemlenmiştir. Yine Şekil 6.9 ile uyumlu olarak Şekil 6.10'daki B noktasında sistemin sınırda kararlı olduğu, A noktasında ise sistemin tüm köklerinin kompleks düzlemin sol yarı düzlemde kaldığı gözlemlenmiştir.

KDPI denetleyicinin integral kesir derecesinin iki bölgeli geleneksel YFK sisteminin kararlılık bölgelerine etkisi Şekil 6.11 yardımıyla incelendiğinde integral kesir derecesinin 1'den küçük olduğu $\lambda = 0.8$ durumunda kararlılık bölgeleri bir bölgeli YFK-EA sisteminde olduğu gibi genişlerken $\lambda = 1.2$ durumunda daraldığı gözlemlenmiştir. Ancak Şekil 6.6'de olduğu gibi Şekil 6.11'nin sağ üst bölgede yer alan kararlılık bölgesinde de $\lambda = 0.8$ durumu için klasik PI denetleyicilerden daha küçük bir kararlılık bölgesi elde edilirken $\lambda = 1.2$ için daha geniş bir kararlılık bölgesine sahip olduğu gözlemlenmiştir.



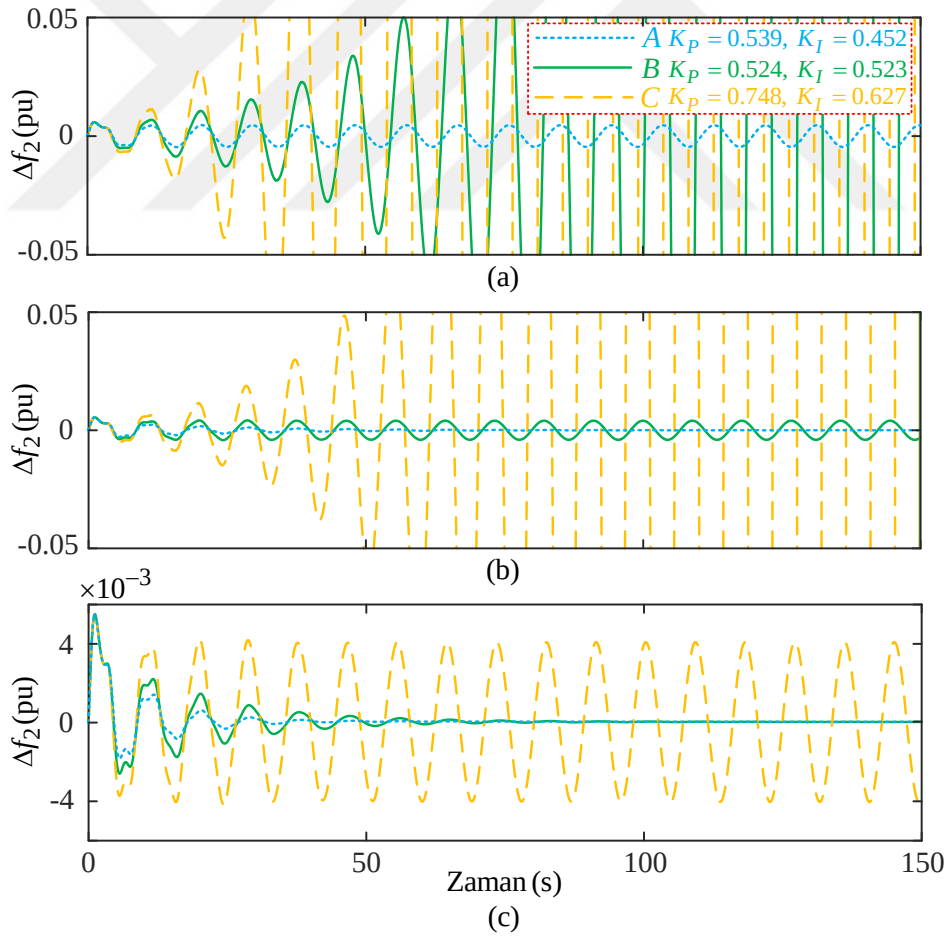
Şekil 6.12. Klasik PI denetleyici kullanılması durumunda EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının YFK sistem kararlılığına etkisi



Şekil 6.13. KDPI ($\lambda = 0.8$) denetleyici kullanılması durumunda EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının YFK sistem kararlılığına etkisi

Şekil 6.12’de ise iki bölgeli YFK sisteminde frekans dengeleme hizmetlerine EA toplayıcıların katılımının etkileri incelenmiştir. Şekil 6.12’de gözüktüğü üzere EA toplayıcılar hem primer hem sekonder frekans çevrimine dâhil edildiğinde ve frekans dengeleme hizmetlerine katılım oranları artırıldığında kararlılık bölgelerinin genişlediği

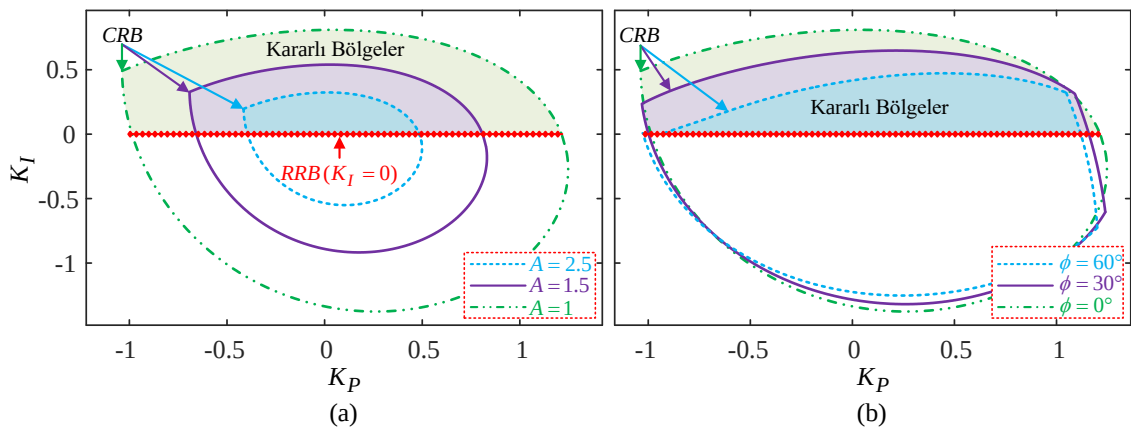
yeşil ve sarı ile taranan kararlılık bölgeleri aracılığıyla gözlemlenebilir. Ayrıca EA toplayıcıların sadece primer çevrime dâhil edildiği mor kararlılık bölgesinin küçüklüğü de bir kez daha gösterilmiştir ki EA toplayıcılar, sadece primer veya sekonder frekans çevrimine değil, her iki frekans çevrimine de katıldığında sistem kararlılığı daha da artmaktadır. EA toplayıcıların, klasik PI denetleyici durumunda kararlılık bölgelerine etkisi incelendikten sonra Şekil 6.13’de KDPI denetleyici ($\lambda = 0.8$) durumu için Şekil 6.12’deki senaryo tekrarlanmış ve aynı etkiler gözlemlenmiştir. Şekil 6.12 ve Şekil 6.13 karşılaştırıldığında, incelenen her 4 durum için kararlılık bölgelerinin genel olarak büyüdüğü ancak Şekil 6.11’de olduğu gibi kararlılık bölgelerinin sağ üst kısımları incelendiğinde KDPI durumunda kararlılık bölgelerinin klasik PI durumuna göre daraldığı gözlemlenmiştir. Yine her iki şekil EA toplayıcıların hem sekonder hem de primer frekans kontrolüne katıldığı durumda en geniş kararlılık bölgesinin oluştuğunu göstermiştir.



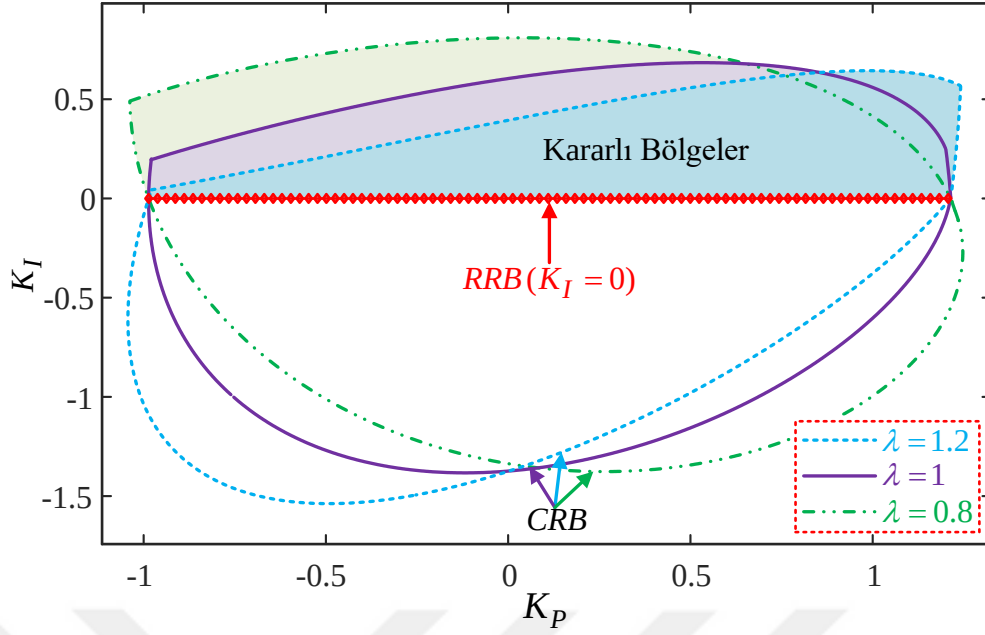
Şekil 6.14. Şekil 6.13’de seçilen A, B ve C test noktaları için; geleneksel YFK (a), sadece primer çevrime EA katkısı (b) ve hem primer hem sekonder çevrime EA katkısı (c) durumları için zaman alanı benzetim çalışmaları

Şekil 6.13’de 40° eğime sahip doğru üzerinde seçilen A , B ve C noktalarında $t = 0\text{ s}$ ’de meydana gelen $\Delta P_{d1} = 0, \Delta P_{d2} = 0.1$ p.u. yük değişimi senaryosunda ikinci bölgenin frekans değişimi MATLAB-Simulink’de FOMCON (Tepljakov vd., 2011) araç kutusu yardımıyla zaman alanında incelenmiştir. Şekil 6.14.(a)’da geleneksel YFK sistemi için seçilen A , B ve C test noktaları için elde edilen benzetim çalışması göstermektedir ki A noktasında sistemin sınırda kararlı olduğu ancak Şekil 6.13’deki mavi eğrinin dışında kalan B ve C test noktalarında sisteminin kararsız olduğu gözlemlenmiştir.

Şekil 6.14.(b)’de ise sekonder frekans çevrimine %10’luk EA katılımı durumu için aynı test noktalarında benzetim çalışmaları tekrarlandığında bir önceki durumda sınırda kararlı olan A noktasında sistemin artık kararlı, kararsız olan B noktasında ise sınırda kararlı olduğu gözlemlenmiştir. Bir önceki durumdan farklı olarak A noktasındaki çalışma koşullarında sistemin daha hızlı kalıcı hal durumuna ulaştığı ve frekans değişim salınımlarının kısa bir sürede yok olduğu Şekil 6.14.(b)’den görülmektedir. Şekil 6.14.(c) durumunda ise Şekil 6.13’den de görüldüğü üzere en geniş kararlılık bölgesi, primer ve sekonder çevrime EA katkısı durumunda elde edilmiştir. Bu durumda C test noktasında sistemin sınırda kararlı, A ve B çalışma noktalarında ise sistemin kararlı olduğu görülmektedir. Sonuç olarak Şekil 6.14.(a)’dan (c) durumuna geçildikçe sistemin seçilen aynı test noktaları için daha kararlı sistem davranışı gösterdiği görülmüştür.



Şekil 6.15. Kazanç payı (a) ve faz payının (b) kararlılık bölgeleri üzerine etkisi



Şekil 6.16. İki bölgeli YFK-EA sisteminde KDPI denetleyici kullanılması durumunda integral kesir derecesinin kararlılık bölgeleri üzerine etkisi

Şekil 6.15’de $\alpha_1 = 0.2$ ve $\rho = 1/R$ koşullarında KDPI denetleyici kullanılması durumunda ($\lambda = 0.8$), GPMT paylarının kararlılık bölgelerine etkisi incelenmiştir. Şekil 6.15.(a)’da kazanç payı lineer ölçekte 1’den 2.5’a çıkarıldığında kararlılık bölgelerinin her yönden orantılı bir şekilde daraldığı gözlemlenmiştir. Şekil 6.15.(b)’de ise faz payı 0° ’den 60° ’ye çıkartıldığında kararlılık bölgelerindeki daralmanın Şekil 6.5.(b)’ye benzer şekilde Şekil 6.15.(a)’daki gibi her yönden orantılı olmadığı görülmüştür. Şekil 6.16’da, KDPI denetleyici kesir derecesinin kararlılık bölgelerine etkisi iki bölgeli YFK-EA sistem için incelendiğinde bölgeler Şekil 6.11’e göre büyürken sistemin sağ üst köşesinde aynı etkiler gözlemlenmiştir.

Bölüm 3.3.2’de verilen YEK dâhil edilmiş YFK-EA modeli için yapılan benzetim çalışmalarında bozunum eklenmediği durumda da aynı kararlılık bölgeleri elde edilmiştir.

BÖLÜM VII

ZAMAN GECİKMELİ YFK/YFK-EA SİSTEMİNİN GÜRBÜZ KARARLILIK BÖLGELERİNİN GENELLEŞTİRİLMİŞ KHARITONOV TEOREMİ İLE ELDE EDİLMESİ

Her gerçek sistemde olduğu gibi güç sistemlerinin kontrolünde önemli bir yere sahip olan YFK sistemi de işletim sürecinde çeşitli parametrik ve parametrik olmayan belirsizliklere ve parametre değişimlerine maruz kalabilmektedir. Bölüm II’de ayrıntılı bir şekilde bahsedilenlere ek olarak YFK sisteminde karşılaşılan belirsizliklerin başlıca sebepleri; kesintili ve tahmin edilemez YEK üretimi, sabit güçlü yüklerin meydana getirdiği parametre değişimleri ve ani yük değişimleri olabilmektedir. Son yıllarda tüm Dünya’da yaygınlaşan elektrik piyasalarının deregülasyonu ve akıllı şebekelerin getirdiği dijitalleşme de sistem parametrelerinde ek belirsizliklere sebep olabilmektedir (Saxena ve Hote, 2017; Bevrani, 2009). Dolayısıyla, YFK/YFK-EA sistemlerinin çeşitli belirsizlikler, parametre değişimleri ve bozunum etkilerinin üstesinden gelebilmesi ve sistemin kararlılığını garanti altına alabilmek için YFK/YFK-EA sistemlerinde gürbüz denetleyici tasarımlarına geçmişe göre daha fazla ihtiyaç vardır. Gürbüz denetleyici tasarımı ile istenilen dinamik sistem cevabı ve YFK kontrol hedefleri tüm bu belirsizlik ve bozunumları da dikkate alacak şekilde gerçekleştirilebilir.

YFK/YFK-EA sistemlerinde bahsedilen belirsizliklerin ve bozunumlara karşı sistem gürbüzlüğüne sağlanabilmesi için denetleyici tasarımı sırasında bu olası etkilerin sistem modeline dâhil edilmesi gerekir. Sistem matematiksel modeline çeşitli belirsizliklerin dâhil edilmesi, sistem katsayılarının belirli bir aralık [interval] içerisinde yer almasına sebep olur. Bu tip sistemler literatürde aralık sistemler olarak adlandırılır. Aralık sistemlerin kararlılık analizlerinin incelenebilmesi için kullanılabilecek başlıca yöntemlerden biri genelleştirilmiş Kharitonov teoremidir (Bokam vd., 2021).

Bu bölümde EA toplayıcılar içeren bir ve iki bölgeli YFK-EA sisteminin gürbüz kararlılık bölgelerinin denetleyici parametre uzayında genelleştirilmiş Kharitonov teoremi aracılığıyla elde edilmesine yer verilmiştir. Genelleştirilmiş Kharitonov teoremi hem klasik PI denetleyici durumu için hem de KDPI denetleyici durumu için açık çevrim transfer fonksiyonu aracılığıyla iki bölgeli YFK-EA sistemine uygulanmıştır.

7.1 Kharitonov Teoremi

Kharitonov teoremi literatüre 1978’de parametreleri belirli aralıkta değişen sistemlerin kararlılık analizinde kullanılmak üzere Kharitonov (1978) tarafından tanıtılmıştır. Ancak Kharitonov (1978) tarafından Rusça olarak literatüre sunulan teorem, Batı literatürüne Barmish (1984) tarafından gürbüz kontrol alanına uygulanması için tekrar tanıtılana kadar ilgi çekmemiştir. Kharitonov teoremi, katsayıları belirli bir aralıkta değişen aralık sistemin tüm olası polinomlarının kararlılığını inceleme yerine, sadece dört vorteks Kharitonov polinomunun Hurwitz anlamında kararlılığının incelenmesi aracılığıyla sistemin kararlılığı için gerek ve yeter şartları sunar (Yang vd., 2016). Ancak teoremin ilk hali;

- i) Sadece sistem karakteristik denklemi farklı dereceden sistem katsayılarının birbirlerinden bağımsız olarak değiştiği polinom aileleri için geçerlidir. Ancak, bu durumun sistem belirsizliklerin, karakteristik polinom katsayılarının birbirine bağlı olduğu tipik gerçek bir kontrol sisteminin analizi için uygun olmaması,
- ii) Kompleks düzlemde sadece sol yarı bölgedeki sıfırlar ile ilgilenmesi

gibi iki önemli sınırlamaya sahip olduğundan kontrol alanında gerçek bir sisteme uygulanma konusunda dezavantajlara sahipti (Barmish, 1989). İlk kez Kharitonov (1978) tarafından önerilen teoremin bu iki dezavantajlı durumun üstesinden gelebilmek için Barmish (1989), teoremin gerçek sistemlere uygulanması için gerekli altyapıyı geliştirerek genelleştirilmiş Kharitonov teoremi adıyla literatüre yeniden tanıtmıştır. Dolayısıyla bu tez kapsamında Kharitonov (1978) çalışması değil Barmish (1989) çalışması dikkate alınmıştır. Genelleştirilmiş Kharitonov teoremi, ilk olarak sınırlı bir aralıkta değişen gerçek katsayılara sahip dört vorteks polinom aracılığıyla aralık sistemlerin kararlılığının incelenmesinde kullanılmıştır. Teorem daha sonraki yıllarda kompleks katsayı içeren aralık sistemlerin kararlılığının incelenmesi için de genelleştirilmiştir (Huang ve Wang, 2000).

Genelleştirilmiş Kharitonov teoremi, katsayıları çeşitli sistem parametrelerine bağlı olarak belirli aralıkta değişen sistemin gürbüz kararlılığının incelenmesi için gerek ve yeter şartları, sistem derecesinden bağımsız olarak sadece dört vorteks polinomun kararlılığının incelenmesine indirger. Bu sayede aralık sistemin kararlılığının incelenmesi

için sonsuz sayıda kararlık testinden sadece dört vorteks polinomun kararlılık testine indirgediği için hesapsal açıdan da verimli bir teoremdir (Yang vd., 2016). Genelleştirilmiş Kharitonov teoremine göre kapalı çevrim sistemin kararlık analizinin yapılmasına imkân veren aralık sistem karakteristik polinomu Denklem (7.1)'de verilen formda yazılırsa,

$$\Delta(s) = \sum_{\ell=0}^n d_{\ell} s^{\ell}. \quad (7.1)$$

Burada d_{ℓ} , sistem karakteristik polinomunun katsayıları olup her bir katsayı aralık sistemin parametrelerine bağlı olarak sınırlı bir aralıkta değişmektedir ($\underline{d}_{\ell} \leq d_{\ell} \leq \bar{d}_{\ell}$) (Huang ve Wang, 2000). Temel olarak Kharitonov teoremi, Routh-Hurwitz kararlılık kriterinin katsayıları belirli aralıklarda değişen polinomlara yönelik bir genellemesidir. Bir başka ifadeyle, Denklem (7.1)'in katsayıları sabit olmuş olsaydı, ilgili polinomun kararlılığı, Routh-Hurwitz kararlılık kriteri yardımıyla kolaylıkla incelenebilirdi. Ancak karakteristik polinomun katsayıları belirli aralıklarda değiştiği için bu tür bir polinom ailesinin kararlılığının incelenmesi oldukça karmaşık bir hal alır (Yang vd., 2016). Ancak, Kharitonov teoremi ile aralık sistemin sahip olabileceği çok sayıdaki olası sabit katsayılı polinomun Hurwitz anlamında kararlılığı sadece, Denklem (7.2)'de verilen dört vorteks Kharitonov polinomunun Hurwitz anlamında kararlılığının incelenmesine indirgenir. Bahsedilen bu 4 vorteks polinom Denklem (7.2)'de sunulmuştur (Huang ve Wang, 2000).

$$\begin{aligned} \Delta_1(s) &= \underline{d}_0 + \underline{d}_1 s + \bar{d}_2 s^2 + \bar{d}_3 s^3 + \underline{d}_4 s^4 + \dots, \\ \Delta_2(s) &= \underline{d}_0 + \bar{d}_1 s + \bar{d}_2 s^2 + \underline{d}_3 s^3 + \underline{d}_4 s^4 + \dots, \\ \Delta_3(s) &= \bar{d}_0 + \underline{d}_1 s + \underline{d}_2 s^2 + \bar{d}_3 s^3 + \bar{d}_4 s^4 + \dots, \\ \Delta_4(s) &= \bar{d}_0 + \bar{d}_1 s + \underline{d}_2 s^2 + \underline{d}_3 s^3 + \bar{d}_4 s^4 + \dots. \end{aligned} \quad (7.2)$$

Ayrıca literatürde ispatı ile birlikte sunulan çeşitli çalışmalar Kharitonov teoremi ile kararlılık testlerinde kullanılması gereken minimum Kharitonov polinomu sayısını sistem derecesine bağlı olarak daha da azaltabilmektedir (Anderson vd., 1987). Kumar ve Hote (2021) ve Saxena ve Hote'de (2017) bahsedildiği üzere bu işlem, Denklem (7.2)'deki aralık sistem polinom aileleri yardımıyla sistemin Hurwitz anlamında kararlılığını ihlal

etme olasılığı en yüksek olan polinomun/polinomların belirlenmesi ve en kötü durum polinomu/polinomları olarak adlandırılmasıdır. Bu en kötü durum polinomu yaklaşımının temelinde, uygun bir denetleyici ile sistemin kararlılığı en kötü durum polinomu/polinomları için sağlanabiliyorsa diğer Kharitonov polinomlar için de sağlanacağı gerçeği yatmaktadır.

En kötü durum Kharitonov polinomu yardımıyla kararlılık incelemeleri yapılabilmesi üzerine başlıca sınırlama karakteristik denklemin derecesidir. Anderson vd.'de (1987) ayrıntılı olarak ispatlanan bu kararlılık incelemesi 3, 4 ve 5. dereceden aralık karakteristik denklem polinomları için 4 Kharitonov polinomu yerine sırasıyla sadece bir, iki ve üç Kharitonov polinomu ile kararlılık incelenmesine olanak verir. Dolayısıyla, tez kapsamında da en kötü durum polinomu/polinomları yaklaşımının yeterliliğini gösterebilmek adına çeşitli çalışmalara yer verilmiştir.

7.2 Bir Bölge YFK-EA Sistemi Gürbüz Kararlılık Bölgelerinin Elde Edilmesi

Denklem (7.2)'de verilen 4 Kharitonov polinomu, sistem karakteristik denklemi katsayılarının gerçekteki sayı olduğu bir sistemin kararlılık incelemesi için uygundur. Bu sebeple, tez kapsamında ilgilenecek YFK/YFK-EA sistemlerin gürbüz kararlılığı için de Denklem (7.2)'de verilen polinomlar yardımıyla kararlılık incelemesi yapılabilir. Denklem (7.3)'de verilen $(K_P s^\lambda + K_I) e^{-s\tau}$ katsayısının parametreleri sabit katsayılara sahip olup Denklem (7.3)'de yer alan karakteristik denklemdeki reel katsayılı $P(s)$ ve $Q'(s)$ polinomları ise sabit katsayılı değildir.

$$\Delta(s, \tau) = P(s) + Q'(s)(K_P s + K_I) e^{-s\tau}. \quad (7.3)$$

Bu sebeple kararlılık incelemeleri için Denklem (3.17)'de sunulan açık çevrim transfer fonksiyonundan faydalanılır. Denklem (3.17) yeniden ifade edilir ise;

$$\frac{\Delta f}{u} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{d_4 s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}. \quad (7.4)$$

Açık çevrim transfer fonksiyonu aracılığıyla elde edilen kapalı çevrim transfer

fonksiyonu ve bu transfer fonksiyonundan elde edilen karakteristik denklem ise;

$$G_{CL}(s) = \frac{\frac{N(s)}{D(s)}}{1 + \beta e^{-s\tau} (K_P + \frac{K_I}{s^\lambda}) \frac{N(s)}{D(s)}} \quad (7.5)$$

$$\Delta(s, \tau) = \underbrace{D(s)}_{=P(s)} + \underbrace{A\beta N(s)}_{=Q(s)} (K_P + \frac{K_I}{s^\lambda}) e^{-s\tau} = 0. \quad (7.6)$$

Bu bölüm kapsamında daha önce vurgulandığı üzere, aralık sistemin kararlılığı için literatürde yürütülen çalışmalarla da uyumlu olarak açık çevrim transfer fonksiyonunun payı için dört, paydası için dört vorteks polinom oluşturulur. Pay ve payda için oluşturulan bu polinomların kombinasyonu ile meydana gelen 16 vorteks polinom ise YFK/YFK-EA sistemin gürbüz kararlılık bölgelerinin belirlenmesi için yeter ve gerek şartları sağlar. Reel katsayılı pay ve payda Kharitonov polinomları Denklem (7.2) yardımıyla ilgilenilen bir bölgeyi YFK-EA sistemi için ifade edilirse;

$$\begin{aligned} N_1(s) &= \underline{n}_0 + \underline{n}_1 s + \bar{n}_2 s^2, \\ N_2(s) &= \underline{n}_0 + \bar{n}_1 s + \bar{n}_2 s^2, \\ N_3(s) &= \bar{n}_0 + \underline{n}_1 s + \underline{n}_2 s^2, \\ N_4(s) &= \bar{n}_0 + \bar{n}_1 s + \underline{n}_2 s^2. \end{aligned} \quad (7.7)$$

$$\begin{aligned} D_1(s) &= \underline{d}_0 + \underline{d}_1 s + \bar{d}_2 s^2 + \bar{d}_3 s^3 + \underline{d}_4 s^4, \\ D_2(s) &= \underline{d}_0 + \bar{d}_1 s + \bar{d}_2 s^2 + \underline{d}_3 s^3 + \underline{d}_4 s^4, \\ D_3(s) &= \bar{d}_0 + \underline{d}_1 s + \underline{d}_2 s^2 + \bar{d}_3 s^3 + \bar{d}_4 s^4, \\ D_4(s) &= \bar{d}_0 + \bar{d}_1 s + \underline{d}_2 s^2 + \underline{d}_3 s^3 + \bar{d}_4 s^4. \end{aligned} \quad (7.8)$$

Burada $N(s)$ ve $D(s)$ polinomlarının katsayıları sistem parametreleri cinsinden;

$$\begin{aligned} n_2 &= K_{EV} T_g T_t \alpha_1, \\ n_1 &= T_{EV} \alpha_0 + K_{EV} T_g \alpha_1 + K_{EV} T_t \alpha_1, \\ n_0 &= \alpha_0 + K_{EV} \alpha_1, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
d_4 &= MT_{EV}T_gT_t, \\
d_3 &= M(T_{EV}T_g + T_{EV}T_t + T_gT_t) + DT_{EV}T_gT_t, \\
d_2 &= M(T_{EV} + T_g + T_t) + D(T_{EV}T_g + T_{EV}T_t + T_gT_t) + K_{EV}T_gT_t\rho, \\
d_1 &= T_{EV}/R + M + D(T_{EV} + T_g + T_t) + K_{EV}\rho(T_g + T_t), \\
d_0 &= D + K_{EV}\rho + 1/R.
\end{aligned}$$

Pay ve payda için $\eta = 1, 2, 3, 4$ olmak üzere Denklem (7.7) ve (7.8)'de verilen her bir Kharitonov polinomu ($N_\eta(s = j\omega_c)$ ve $D_\eta(s = j\omega_c)$) yardımıyla PI denetleyici parametre uzayında 16 adet kararlılık eğrisi ($G_{cn}(s = j\omega_c, K_P, K_I), n = 1, \dots, 16$), Bölüm VI'da da bahsedilen SBL yöntemi yöntemi yardımıyla kolaylıkla elde edilebilir. Denklem (7.3) ve (7.4)'de verilen sistemin sınırlı parametre değişim aralığında kararlılığını garantileyen gürbüz PI ve KDPI denetleyici kazanç bölgesi, Denklem (7.9)'da sunulan $G_{cn}(s = j\omega_c, K_P, K_I)$ eğrilerinin ortak kesişimi ile sınırlanan bölge yardımıyla elde edilir (Gündüz vd., 2022; Sharma vd., 2019; Sondhi ve Hote, 2016).

$$G_c(\omega_c, K_P, K_I) = \bigcap_{n=1}^{16} G_{cn}(\omega_c, K_P, K_I). \quad (7.9)$$

7.2.1 Bir bölge YFK-EA sistemi gürbüz kararlılık bölgelerinin hesabı

Bir bölge YFK sistemi için Kharitonov teoremi ile gürbüz kararlılık bölgeleri aşağıda verilen prosedür yardımıyla elde edilmesine adım adım bu alt bölümde yer verilmiştir.

Adım 1: Şekil 3.8'de verilen bir bölge YFK-EA sistemi için Denklem (7.4)'de sunulan açık çevrim transfer fonksiyonunun katsayıları elde edilir.

Adım 2: Genelleştirilmiş Kharitonov teoremi aracılığıyla kararlılık incelemesi yapabilmek için hem pay hem de payda polinomları için kullanılacak her 4 vorteks polinom katsayılarının minimum ($\underline{n}$ ve $\underline{d}$) ve maksimum ($\bar{n}$ ve $\bar{d}$) değerleri sistem parametreleri cinsinden elde edilir. Sistem vorteks polinom katsayılarının üst sınırları;

$$\begin{aligned}
\bar{n}_2 &= \bar{K}_{EV} \bar{T}_g \bar{T}_t \alpha_1, \\
\bar{n}_1 &= \bar{T}_{EV} \alpha_0 + \bar{K}_{EV} \bar{T}_g \alpha_1 + \bar{K}_{EV} \bar{T}_t \alpha_1, \\
\bar{n}_0 &= \alpha_0 + \bar{K}_{EV} \alpha_1, \\
\bar{d}_4 &= \bar{M} \bar{T}_{EV} \bar{T}_g \bar{T}_t, \\
\bar{d}_3 &= \bar{M} (\bar{T}_{EV} \bar{T}_g + \bar{T}_{EV} \bar{T}_t + \bar{T}_g \bar{T}_t) + \bar{D} \bar{T}_{EV} \bar{T}_g \bar{T}_t, \\
\bar{d}_2 &= \bar{M} (\bar{T}_{EV} + \bar{T}_g + \bar{T}_t) + \bar{D} (\bar{T}_{EV} \bar{T}_g + \bar{T}_{EV} \bar{T}_t + \bar{T}_g \bar{T}_t) + \bar{K}_{EV} \bar{T}_g \bar{T}_t \rho, \\
\bar{d}_1 &= \bar{T}_{EV} / \bar{R} + \bar{M} + \bar{D} (\bar{T}_{EV} + \bar{T}_g + \bar{T}_t) + \bar{K}_{EV} \rho (\bar{T}_g + \bar{T}_t), \\
\bar{d}_0 &= \bar{D} + \bar{K}_{EV} \rho + 1/\bar{R}.
\end{aligned}$$

Sistem vorteks polinom katsayılarının alt sınırları;

$$\begin{aligned}
\underline{n}_2 &= \underline{K}_{EV} \underline{T}_g \underline{T}_t \alpha_1, \\
\underline{n}_1 &= \underline{T}_{EV} \alpha_0 + \underline{K}_{EV} \underline{T}_g \alpha_1 + \underline{K}_{EV} \underline{T}_t \alpha_1, \\
\underline{n}_0 &= \alpha_0 + \underline{K}_{EV} \alpha_1, \\
\underline{d}_4 &= \underline{M} \underline{T}_{EV} \underline{T}_g \underline{T}_t, \\
\underline{d}_3 &= \underline{M} (\underline{T}_{EV} \underline{T}_g + \underline{T}_{EV} \underline{T}_t + \underline{T}_g \underline{T}_t) + \underline{D} \underline{T}_{EV} \underline{T}_g \underline{T}_t, \\
\underline{d}_2 &= \underline{M} (\underline{T}_{EV} + \underline{T}_g + \underline{T}_t) + \underline{D} (\underline{T}_{EV} \underline{T}_g + \underline{T}_{EV} \underline{T}_t + \underline{T}_g \underline{T}_t) + \underline{K}_{EV} \underline{T}_g \underline{T}_t \rho, \\
\underline{d}_1 &= \underline{T}_{EV} / \bar{R} + \underline{M} + \underline{D} (\underline{T}_{EV} + \underline{T}_g + \underline{T}_t) + \underline{K}_{EV} \rho (\underline{T}_g + \underline{T}_t), \\
\underline{d}_0 &= \underline{D} + \underline{K}_{EV} \rho + 1/\bar{R}.
\end{aligned}$$

Adım 3: Sistemdeki parametre belirsizliklerinin değişim aralığının nominal parametre değerlerinin $\pm\%10$ 'u ($\delta = \pm\%10$) olduğu ve sistemdeki zaman gecikmesi değerinin $\tau = 3$ saniye olduğu varsayılmıştır. EA toplayıcının, sekonder frekans kontrol çevrimine katkısının $\%20$, primer çevrime düşüş kontrol aracılığı ile katılımı da $\rho = 20$ olarak alınmıştır. Bu şartlar altında $\pm\%10$ parametre değişimlerine karşı gürbüzlüğü istenen YFK-EA sistemin parametrelerinin alt ve üst sınır değerleri Çizelge 3.1 yardımıyla;

$$\begin{aligned}
M &\in [9 \quad 11], D \in [0.9 \quad 1.1], T_g \in [0.09 \quad 0.11], T_t \in [0.27 \quad 0.33], \\
R &\in [0.045 \quad 0.055], K_{EV} \in [0.18 \quad 0.22], T_{EV} \in [0.9 \quad 1.1].
\end{aligned}$$

Adım 4: Adım 3'deki parametreler yardımıyla Denklem (7.4)'de sunulan karakteristik denklem polinomunun aralık katsayıları hesaplanır.

$$\begin{aligned} d_4 &\in [0.1968 \quad 0.4392]; \quad d_3 \in [3.1544 \quad 5.7672]; \quad d_2 \in [11.7322 \quad 17.6880]; \\ d_1 &\in [27.6640 \quad 39.2680]; \quad d_0 \in [22.3218 \quad 28.1622]; \\ n_2 &\in [8.7480 \times 10^{-4} \quad 0.0016]; \quad n_1 \in [0.7330 \quad 0.8994]; \quad n_0 \in [0.8360 \quad 0.8440] \end{aligned}$$

Adım 5: Adım 4'de elde edilen parametre aralıkları yardımıyla sistemin Hurwitz anlamında kararlılığını belirlemede kullanılan açık çevrim transfer fonksiyonunun pay ve paydası için vorteks Kharitonov polinomları Denklem (7.7) ve (7.8) yardımıyla elde edilir. Pay ve paydada yer alan Kharitonov polinomları için Denklem (7.9)'da verilen 16 adet olası açık çevrim transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\begin{aligned} G_{c1}(s) &= \frac{N_1}{D_1}, \quad G_{c2}(s) = \frac{N_1}{D_2}, \quad G_{c3}(s) = \frac{N_1}{D_3}, \quad G_{c4}(s) = \frac{N_1}{D_4}, \\ G_{c5}(s) &= \frac{N_2}{D_1}, \quad G_{c6}(s) = \frac{N_2}{D_2}, \quad G_{c7}(s) = \frac{N_2}{D_3}, \quad G_{c8}(s) = \frac{N_2}{D_4}, \\ G_{c9}(s) &= \frac{N_3}{D_1}, \quad G_{c10}(s) = \frac{N_3}{D_2}, \quad G_{c11}(s) = \frac{N_3}{D_3}, \quad G_{c12}(s) = \frac{N_3}{D_4}, \\ G_{c13}(s) &= \frac{N_4}{D_1}, \quad G_{c14}(s) = \frac{N_4}{D_2}, \quad G_{c15}(s) = \frac{N_4}{D_3}, \quad G_{c16}(s) = \frac{N_4}{D_4}. \end{aligned}$$

Adım 6: Adım 5'de elde edilen 16 açık çevrim transfer fonksiyonu yardımı ile elde edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonları ile Denklem (7.6)'da verilen formda 16 farklı karakteristik denklem elde edilir.

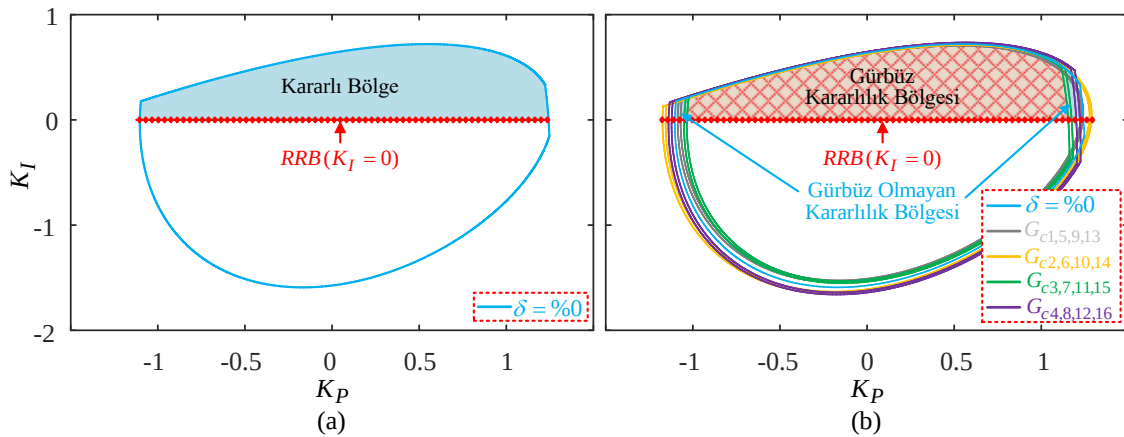
Adım 7: Adım 6'da elde edilen 16 farklı karakteristik denklem için Bölüm VI'de verilen SBL yöntemi yardımıyla 16 adet kararlılık bölgesi elde edilir.

Adım 8: Adım 7'de CRB ve RRB eğrileri elde edildikten sonra Denklem (7.9) yardımıyla 16 bölgenin kesiştiği bölge YFK-EA sistemin gürbüz kararlılık bölgesi olarak belirlenir.

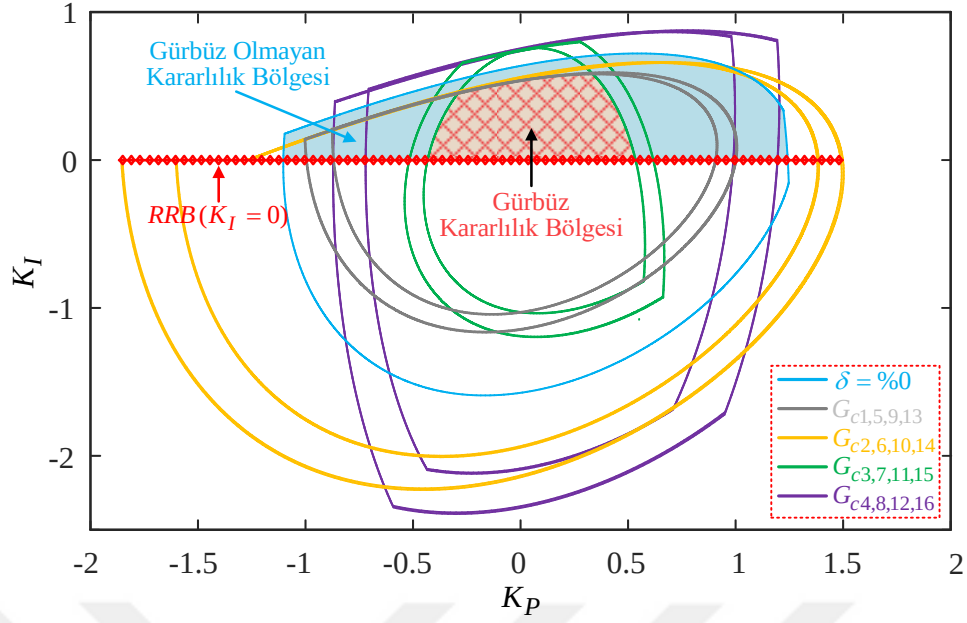
7.2.2 Bir bölge YFK -EA sistemi kararlılık bölgeleri

Bir önceki alt bölümde sunulan 8 adım yardımıyla aralıklı sistem için elde edilen 16 kararlılık eğrisi ve parametre değişiminin olmadığı duruma ait kararlılık bölgesini oluşturan eğri elde edilip kesişim bölgeleri farklı belirsizlik değerleri ve sistem parametreleri için Şekil 7.1-4’de sunulmuştur. Şekil 7.1-4’de parametre değişimi olmaması durumunda meydana gelen kararlılık bölgesi mavi ile gölgelendirilmiştir. Elde edilen 16 vorteks polinomun oluşturduğu CRB’lerin kesişimi yardımıyla elde edilen gürbüzü kararlılık bölgesi ise kırmızı kareli taralı bölge ile belirtilmiştir. Bölgeler elde edilirken $\tau = 3s$, $K_{EV} = 0.2$, $\alpha_1 = 0.2$ ve $\rho = 20$ olduğu varsayılmıştır.

Bölüm VI’de elde edilen sonuçlar ile bu bölümde elde edilen sonuçların doğruluğunu karşılaştırmak için Şekil 7.1.(a)’da klasik PI denetleyici ($\lambda = 1$), Şekil 7.3.(a)’da ise KDPI denetleyici ($\lambda = 0.8$) durumu için kararlılık bölgeleri sıfır parametre belirsizliği ($\delta = 0$) durumunda elde edilmiştir. Şekil 6.6 ile Şekil 7.1.(a) karşılaştırıldığında aynı kararlılık bölgesi, 16 Kharitonov polinomu için de elde edilmiştir. Bir sonraki aşamada gürbüz kararlılık bölgelerinin değişimini daha iyi inceleyebilmek için ilk olarak %1’lik parametre belirsizliği durumu için Şekil 7.1.(b) ve Şekil 7.3.(b)’de verilen kararlılık bölgeleri elde edilmiştir.

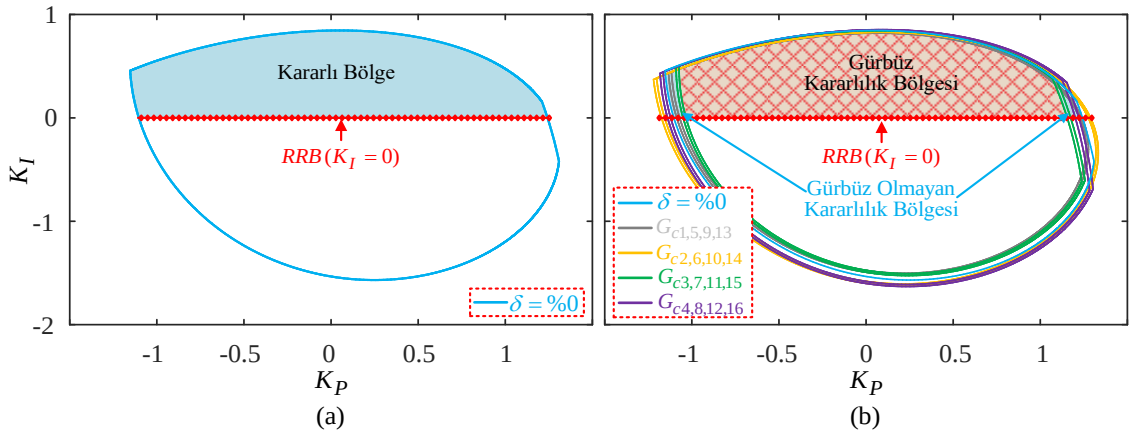


Şekil 7.1. Klasik PI denetleyici kullanılması durumunda parametre değişimi olmaması (a) ve $\delta = \pm 1\%$ parametre değişiminde (b) bir bölge YFK-EA sistemine ait kararlılık bölgeleri

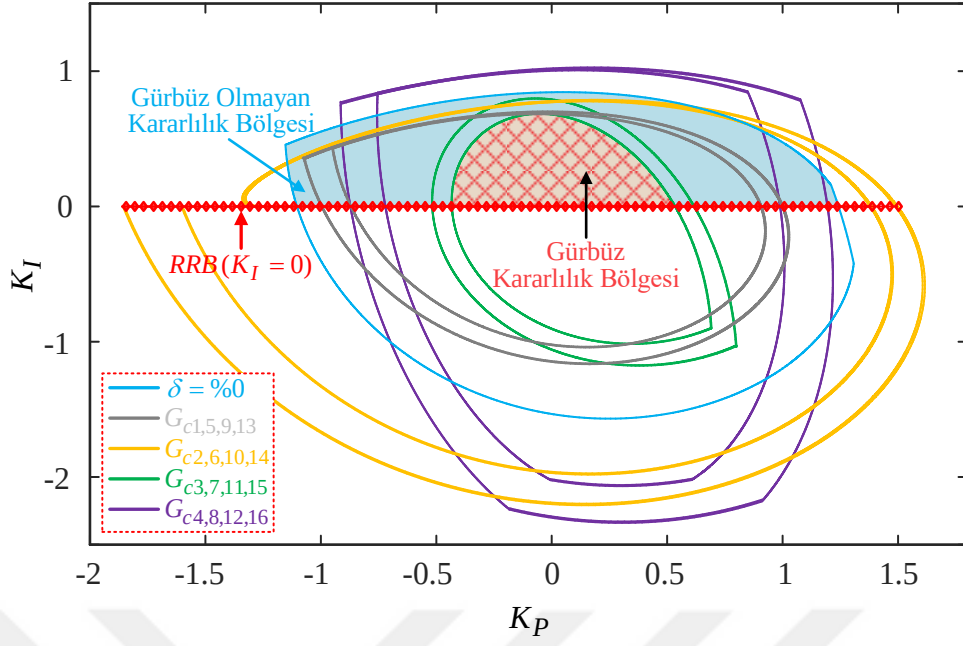


Şekil 7.2. Klasik PI denetleyici kullanılması ve $\delta = \pm\%10$ parametre değişimi durumunda bir bölge YFK-EA sistemine ait gülbüz kararlılık bölgesi

Şekil 7.1.(b) ve Şekil 7.3.(b)'de görüldüğü üzere %1'lik parametre belirsizliğine bağlı olarak her Kharitonov polinomu, mavi ile belirtilen gülbüz olmayan duruma göre farklı kararlılık bölgeleri oluşturmuştur. Belirsizlik durumu $\delta = \pm\%1$ 'den $\delta = \pm\%10$ 'a çıktığında ise gülbüz kararlılık bölgelerinin hem klasik PI hem de KDPI durumunda iyice daraldığı sırasıyla Şekil 7.2 ve Şekil 7.4'de gözükmemektedir. 16 polinoma ait 16 kararlılık bölgesinin kesişimi ile elde edilen ve sistemin gülbüz kararlılığının sağlayan bu gülbüz kararlılık bölgeleri kırmızı kareli olarak taranmıştır.

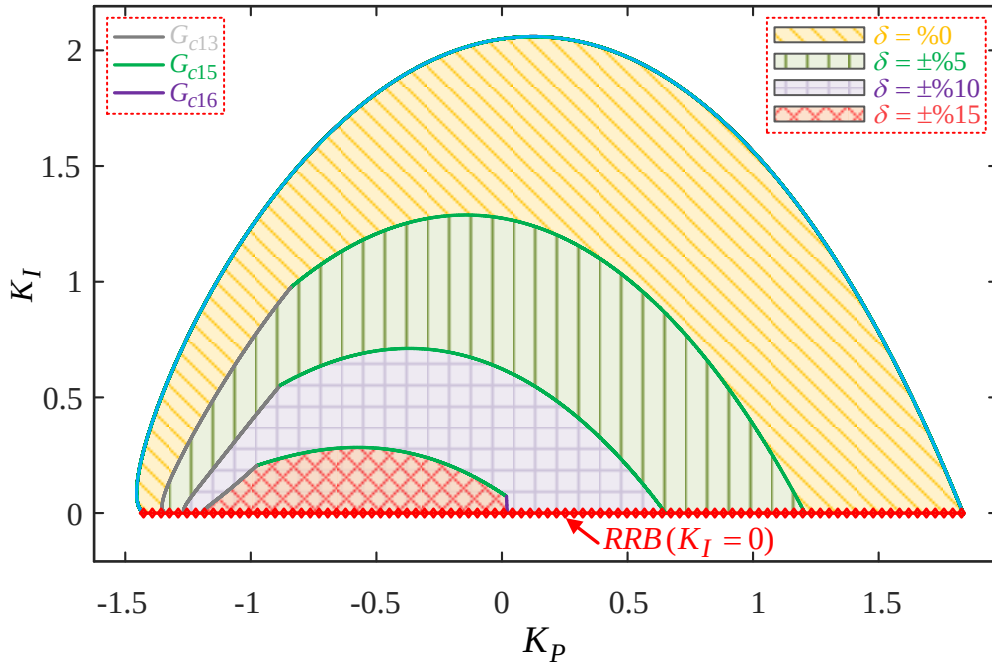


Şekil 7.3. KDPI denetleyici kullanılması durumunda parametre değişimi olmaması (a) ve $\delta = \pm\%1$ parametre değişiminde (b) bir bölge YFK-EA sistemi için oluşan kararlılık bölgeleri

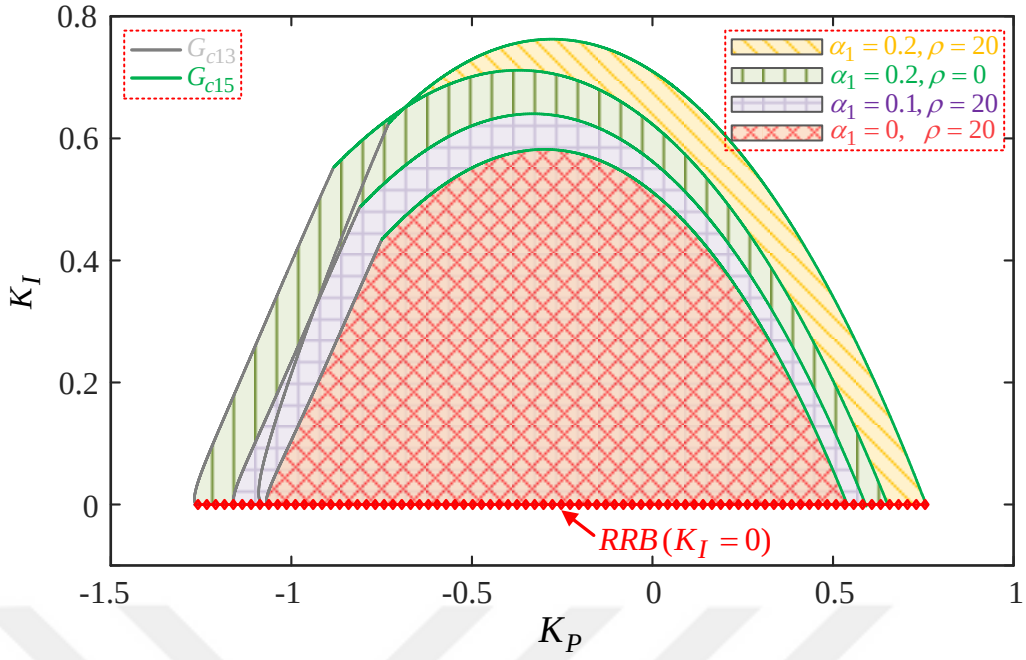


Şekil 7.4. KDPI denetleyici kullanılması ve $\delta = \pm 10$ parametre değişimi durumunda bir bölge YFK-EA sistemine ait gülbüz kararlılık bölgesi

Gülbüz kararlılık bölgelerine parametre değişim aralığının etkisini daha iyi görebilmek için $\lambda = 0.8$ ve $\tau = 0.25$ s. durumunda $\delta = \pm 0$, $\delta = \pm 5$, $\delta = \pm 10$ ve $\delta = \pm 15$ için elde edilen gülbüz kararlılık bölgeleri Şekil 7.5’de incelendiğinde, gülbüz kararlılık bölgelerinin artan belirsizlikle daraldığı gözlemlenmiştir.



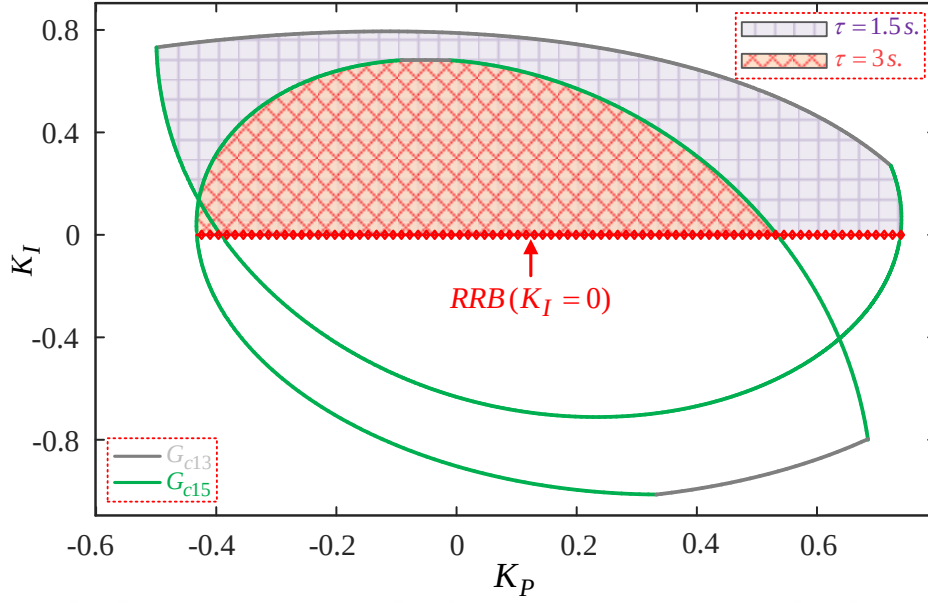
Şekil 7.5. Parametre değişim aralığının gülbüz kararlılık bölgelerine etkisi



Şekil 7.6. EA toplayıcıların frekans dengeleme hizmetlerine katılımının YFK sisteminin kararlılık bölgelerine etkisi

Şekil 7.5’de gözüktüğü üzere gürbüz kararlılık bölgelerinin tamamında G_{c13} , G_{c15} ve G_{c16} açık çevrim transfer fonksiyonları belirleyici olmuştur. EA toplayıcıların gürbüz kararlılık bölgelerine etkisi de $\lambda = 0.8$, $\tau = 0.25s.$ ve $\delta = \pm\%10$ parametre değişim aralığı için Şekil 7.6 yardımıyla incelenmiştir. Şekil 7.6’da, EA toplayıcıların sekonder frekans kontrolüne katılımı azaldıkça bölgelerin daraldığı ve en dar bölgenin geleneksel YFK sistemi durumunda olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, önceki bölümlerle de elde edilen gözlemlerle uygun olarak en geniş gürbüz kararlılık bölgesinin EA’ların toplayıcı konsepti ile hem sekonder hem de primer frekans dengeleme hizmetlerine katıldığı durumda oluştuğu gözlemlenmiştir. Elde edilen bu sonuç EA toplayıcıların denetleyici tasarımına sunduğu olumlu katkıları vurgulaması yönünden de önemli bir sonuçtur.

Bir diğer çalışma ise zaman gecikmelerinin gürbüz kararlılık bölgelerine etkisinin incelenmesi olmuştur. Şekil 7.7’de gözüktüğü üzere gürbüz kararlılık bölgesinin genişliği, zaman gecikmesi 3 saniyeden 2 saniyeye düştüğünde beklenildiği şekilde artmıştır. Ayrıca, Şekil 7.5’de olduğu gibi Şekil 7.6 ve Şekil 7.7’de de tüm gürbüz kararlılık bölgelerinin elde edilmesinde G_{c13} ve G_{c15} açık çevrim transfer fonksiyonları etkili olmuştur.



Şekil 7.7. Zaman gecikmelerinin gürbüz kararlılık bölgelerine etkisi

7.2.3 İki bölgeli YFK-EA sistemi kararlılık bölgeleri

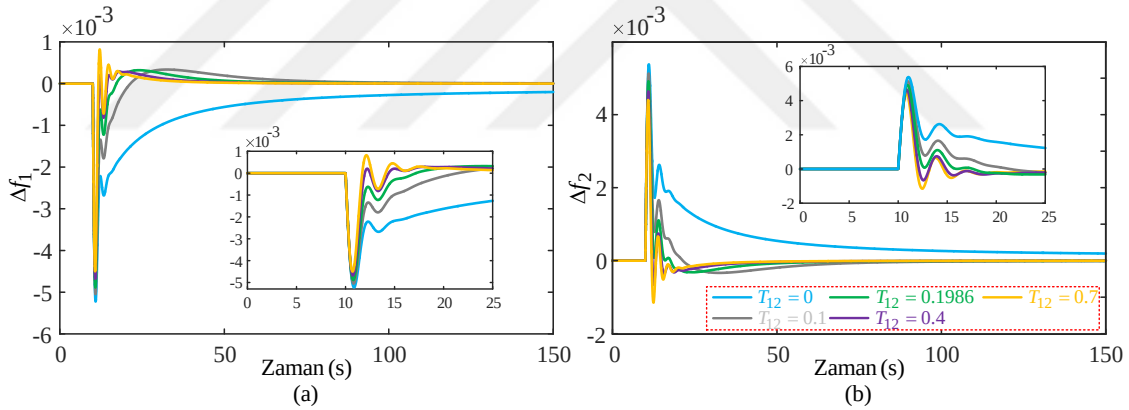
Daha önce vurgulandığı üzere Kharitonov teoremi ile iki bölgeli YFK-EA sistemi için gürbüz denetleyici tasarımına yer verileceği ifade edilmişti. İkinci bölge için Çizelge 3.1’de sunulan YFK sistem parametrelerine ek olarak EA toplayıcı parametrelerinden K_{EV} ve T_{EV} değerleri 0.2 ve 1 s. olarak kabul edilmiştir. Nominal sistem parametrelerinin etrafındaki $\pm\%10$ ’luk parametre değişim aralığı için EA toplayıcı katılım oranı $\%20$ ve $\tau = 0.25$ saniye iken parametrelerin alt ve üst sınır değişim aralıkları;

$$M \in [10.8 \ 13.2], D \in [1.35 \ 1.65], T_g \in [0.153 \ 0.187], T_t \in [0.36 \ 0.44] \\ R \in [0.045 \ 0.055], K_{EV} \in [0.18 \ 0.22], T_{EV} \in [0.9 \ 1.1].$$

İki bölgeli YFK-EA sistemi için gürbüz kararlılık bölgeleri elde edilirken, literatür ile de uyumlu olarak iki bölge arasındaki zayıf kuplajın gürbüz bölgeleri önemli ölçüde etkilemediği görüşü dikkate alınmıştır (Gündüz vd., 2022; Lamba vd., 2019). Bu amaçla $T_{12} = T_{21} = 0$ p.u. olduğu varsayılarak iki bölge arasındaki zayıf kuplaj kaldırılıp her iki bölgenin gürbüz kararlılık bölgeleri ayrı ayrı tasarlanmıştır. Bu yaklaşım, gürbüz denetleyici tasarımı sırasında kolaylık sağladığı gibi çok bölgeli YFK/YFK-EA sistemleri

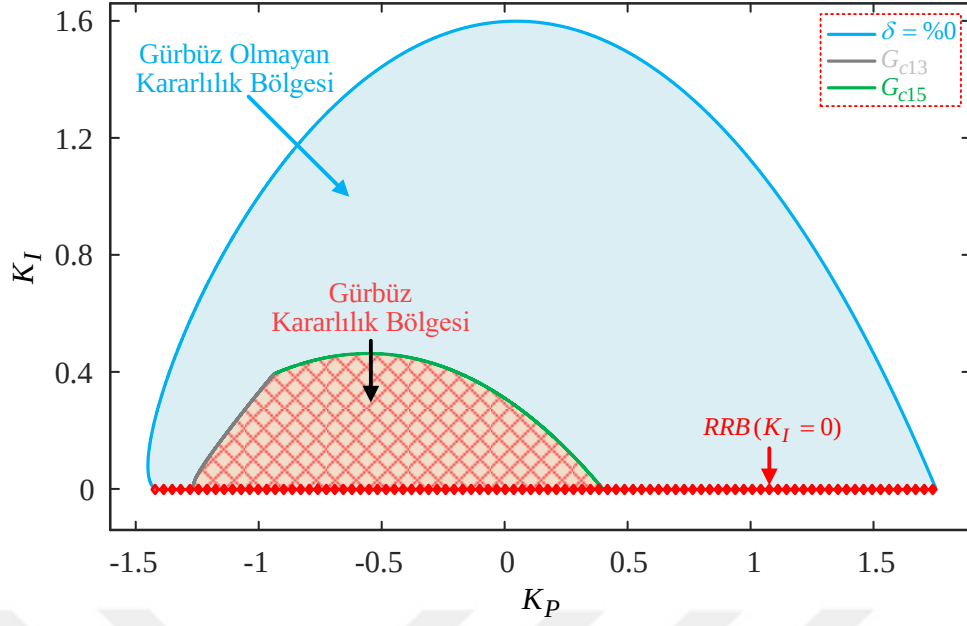
için hızlı ve etkili bir şekilde denetleyici tasarımına imkân vermektedir. Ayrıca herhangi bir bölgede meydana gelebilecek değişikliklerde de tüm sistemin yüksek dereceden modelinin yeniden güncellenmesini de gerektirmemektedir.

Her iki bölge arasındaki zayıf kuplajın kaldırılması varsayımın geçerliliği, bağlantı hattı senkronizasyon katsayısının her iki bölgedeki frekans değişimine etkisi yardımıyla Şekil 7.8’de sunulan MATLAB/Simulink benzetim çalışması ile gösterilmiştir. Birinci bölgede $t = 10$ saniyede meydana gelen %10’luk yük azalışında $T_{12} = 0, 0.1, 0.1986, 0.4, 0.7$ p.u. için her iki bölgedeki frekans değişimi Şekil 7.8’de sunulmuştur. Şekil 7.8’de verilen benzetim çalışmasında, gürbüz kararlılık bölgeleri içerisinde seçilen denetleyici parametreleri için her bölge içerisindeki frekans değişiminin, T_{12} parametresinden çok fazla etkilemediği ve meydana gelen salınımların çok kısa bir süre içerisinde sönümlendiği görülmektedir. Dolayısıyla, yapılan varsayımın geçerliliği bu benzetim çalışmaları ile de doğrulanmış olur.



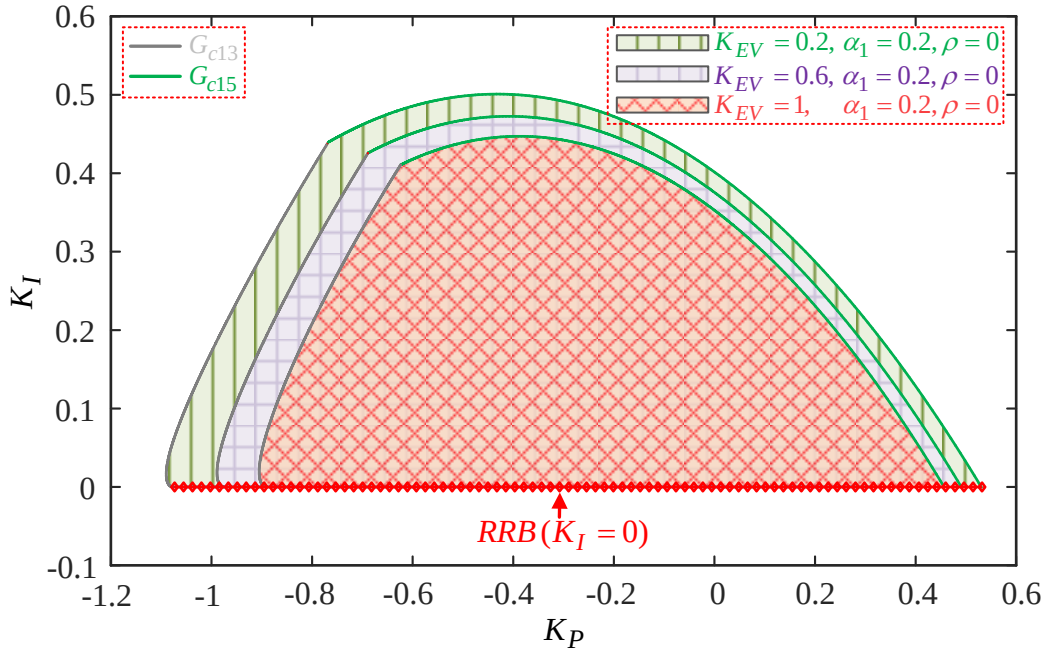
Şekil 7.8. Birinci (a) ve ikinci (b) bölge frekans değişimine T_{12} etkisi

Her iki YFK-EA bölgesi de parametre uzayında aynı karakteristik denkleme sahip olduğundan Adım 1-8’de verilen süreç, ikinci bölgenin gürbüz kararlılık bölgesinin hesabı için bu bölgeye de uyarlanmıştır. İlgili YFK-EA bölgesine ait gürbüz kararlılık bölgesi Şekil 7.9’da sunulmuştur. Şekil 7.9’da sistemin gürbüz olmayan kararlılık bölgesi mavi gölgeli bölge ile belirtilirken $\pm 10\%$ ’luk parametre değişimlerine karşı gürbüzlük sağlayan kararlılık bölgesi kırmızı kareli taranmış bölge ile belirtilmiştir.

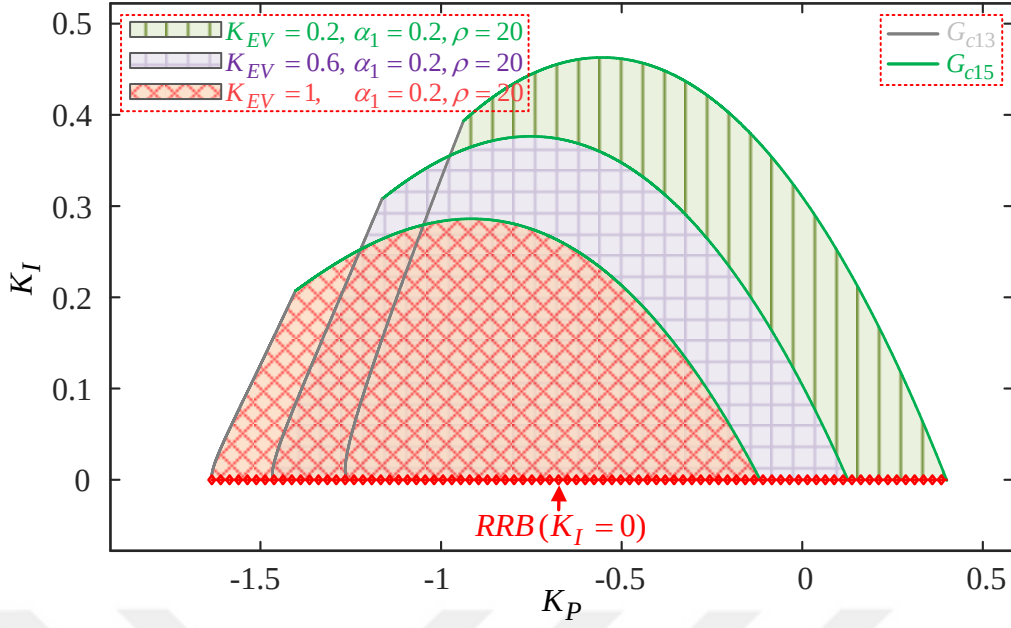


Şekil 7.9. İki bölge YFK-EA sisteminin, ikinci bölgesine ait gülbüz kararlılık bölgesi

Şekil 7.10 ve Şekil 7.11’de ise EA bataryalarının SoC değişimleri nedeniyle sabit olmayan K_{EV} parametre değişiminin kararlılık bölgelerine etkisi incelenmiştir. EA toplayıcıların sadece sekonder çevrime katılımı durumunda Şekil 7.10’daki kararlılık bölgelerinin artan K_{EV} değeri ile daraldığı gözlemlenmiştir.

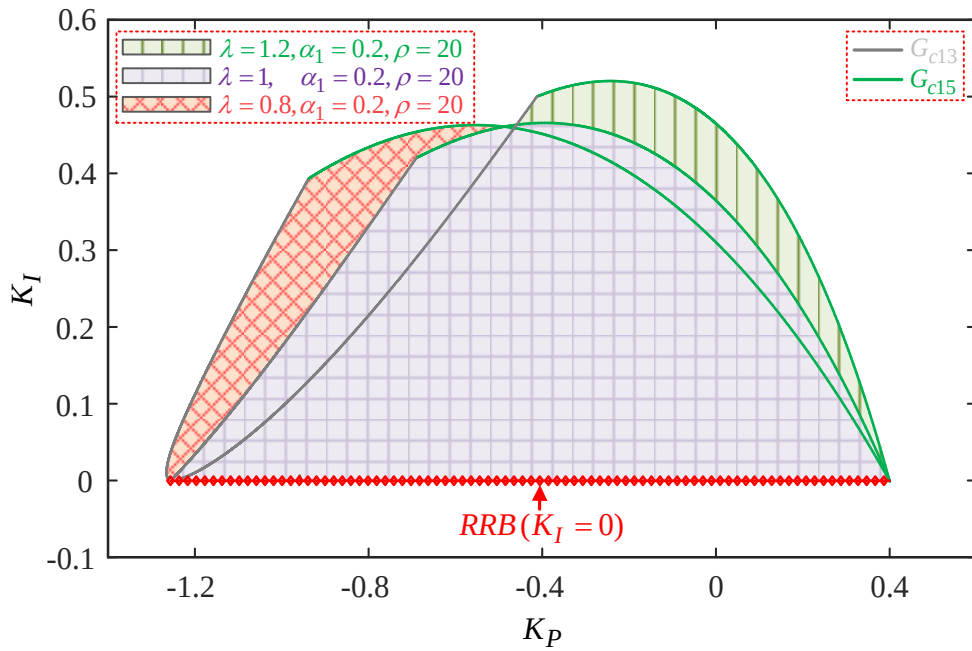


Şekil 7.10. EA toplayıcıların sadece sekonder frekans kontrolüne katılımı durumunda K_{EV} parametresinin gülbüz kararlılık bölgesine etkisi

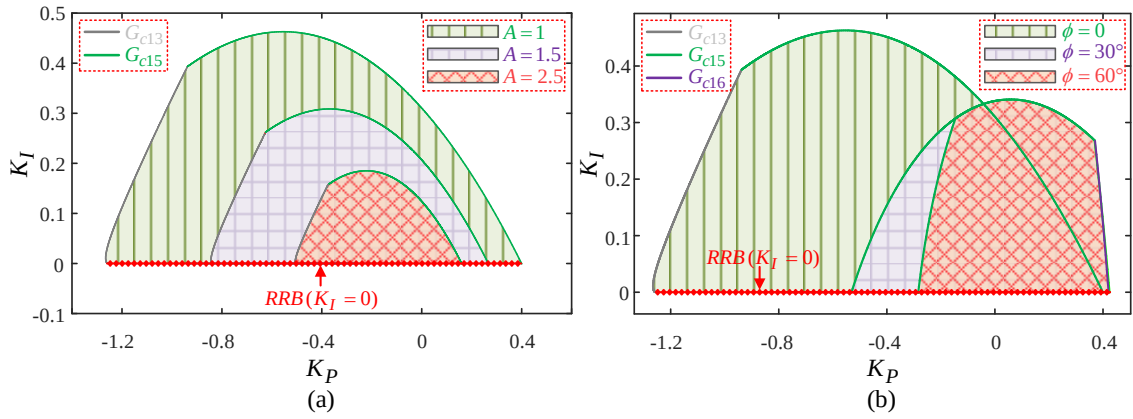


Şekil 7.11. EA toplayıcıların hem sekonder hem de primer frekans kontrolüne katılımı durumunda K_{EV} parametresinin gürbüz kararlılık bölgesine etkisi

Şekil 7.11’de ise EA toplayıcıların hem sekonder hem primer frekans çevrimine katılımı durumunda bölgelerin genel olarak benzer eğilimi izlediği ancak Şekil 4.4’de gözlemlendiği üzere bazı bölgelerde seçilen denetleyici parametrelerine bağlı olarak tersi etkilerin de meydana gelebileceği gözlemlenmiştir.



Şekil 7.12. KDPI denetleyici integral kesir derecesinin gürbüz kararlılık bölgelerine etkisi



Şekil 7.13. GPMT kazanç (a) ve faz payının (b) gürbüz kararlılık bölgelerine etkisi

Gürbüz kararlılık bölgeleri için yapılan son çalışmalar ise Şekil 7.12 ve Şekil 7.13’de de sunulan integral kesir derecesinin ve GPMT etkilerinin incelendiği çalışmalar olmuştur. Şekil 7.12’de klasik PI denetleyici yerine $\lambda < 1$ olan KDPI denetleyici kullanımının kararlılık bölgelerini genel anlamda genişlettiği, $\lambda > 1$ için ise daralttığı gözlemlenmiştir. Ancak tez boyunca yapılan birçok farklı çalışmada da gözüktüğü üzere gürbüz kararlılık bölgesinin sağ tarafında tersi bir etki gözlemlenmiştir. Bölüm VI’da da gözlemlendiği üzere kazanç payının lineer ölçekte 1’den 2.5’a çıkartılması ile gürbüz kararlılık bölgeleri her yönden daralır iken faz payı 0° ’den 60° ’ye çıkartıldığında kararlılık bölgelerindeki genel anlamda daraldığı ancak Şekil 7.13.(a)’den farklı şekilde daraldığı gözlemlenmiştir.

Gözlem 7.1: Bölüm VII’de bahsedildiği üzere, denetleyici tasarımı için 16 adet farklı açık çevrim transfer fonksiyonu aracılığıyla elde edilen 16 farklı kararlılık eğrisinin kullanılması genelleştirilmiş Kharitonov teoreminin dezavantajıdır. Bu sebeple, literatürde Kumar ve Hote (2021), Saxena ve Hote (2017) ve Anderson vd.’de (1987) bahsedilen en kötü durum Kharitonov polinomları seçimiyle bu dezavantajlı durum, daha az sayıda Kharitonov polinomu ile dolayısıyla daha az sayıda kararlılık eğrisi yardımıyla kararlılık incelemesine indirgenebilir. Ancak her üç çalışmada da bahsedilen bu yaklaşımın uygulanabilmesi sistem transfer fonksiyonunun pay ve paydasındaki polinomların derecesi ile ilişkili olduğundan yüksek dereceden sistemler için 16 Kharitonov polinomunun kullanımını gerektirir.

Tez kapsamında farklı parametreler için elde edilen ve Şekil 7.1-13’de sunulan detaylı çalışmalar incelendiğinde, gürbüz kararlılık bölgelerinin tamamının oluşumunda G_{c13} ve

G_{c15} açık çevrim transfer fonksiyonu ile ilişkili CRB eğrilerin belirleyici olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, Şekil 7.5 ve Şekil 7.13.(b) elde edilirken G_{c16} açık çevrim transfer fonksiyonu da gürbüz kararlılık bölgelerinin elde edilmesinde etkili olmuştur. Gürbüz kararlılık bölgelerinin oluşmasında etkili olan G_{c13} , G_{c15} ve G_{c16} açık çevrim transfer fonksiyonları incelendiğinde ortak noktalarının N_4 vorteks Kharitonov polinomu olduğu gözlemlenmiştir. Dolayısıyla, hem geleneksel YFK ve hem de YFK-EA sistemler için gürbüz denetleyici tasarımında sadece N_4 vorteks Kharitonov polinomunu ile birlikte açık çevrim transfer fonksiyonunun paydasında yer alan D_1 , D_3 ve D_4 polinomlarının kombinasyonundan oluşan toplamda 3 Kharitonov polinomunun etkili olduğu gözlemlenmiştir.



BÖLÜM VIII

SONUÇ

Özellikle nesnelerin interneti, 5G ve ileri teknolojileri ve diğer teknolojiler sayesinde güç sistemlerinin bir siber-fiziksel sistem haline geldiği günümüzde şebeke içerisindeki YEK gibi dağıtık üretim ünitelerinin miktarları da günden güne artmaktadır. Ayrıca yine şebekelerde yaygın hale gelen kontrol edilebilir yüklerden termal yükler ve EA'lar da akıllı şebekeler sayesinde şebeke içerisinde gerektiğinde bir kaynak gerektiğinde ise bir yük olarak davranma ve birbirleri ile koordineli bir şekilde çalışma imkânına sahip hale gelmişlerdir. Tezde de uzunca bahsedildiği üzere, günümüzde ve özellikle önümüzdeki 10 yıl içerisinde çok büyük sayılarda EA'nın yollarda olacağı yadsınamaz bir gerçektir. Dolayısıyla, akıllı şebekelerde meydana gelebilecek sistem esnekliği ve atalet eksikliği sorunlarına bir çözüm olarak şebekeye ek maliyet getirmeyecek bir enerji depolama teknolojisi olarak EA'ların, V2G teknolojisi aracılığıyla şebekede bir kaynak olarak davranabilme özelliği tez kapsamında dikkate alınmıştır. EA'ların bu özelliğinden faydalanarak bu araçların toplayıcı konsepti ile YFK frekans dengeleme hizmetlerine katılımı ve YFK sistem kararlılığına etkileri, bu tez çalışmasını motive eden ana odak olmuştur.

Tez kapsamında, hem geleneksel YFK sistemleri için hem de EA dâhil edilen YFK-EA sistemleri için ayrıntılı çalışmalar yürütülerek EA'ların frekans dengeleme aracı olarak YFK sistemine olumlu katkılarda bulunduğu gözlemlenmiştir. Bu olumlu katkıların şebeke esnekliğine ve günümüz elektrik şebekelerinde karşılaşılan atalet eksikliği sorunlarına olumlu yönde katkı sunabileceği ve şebekeye daha fazla rüzgâr ve fotovoltaik tabanlı YEK entegre edilmesine yardımcı olabileceği tez çalışması incelendiğinde ortaya çıkmaktadır. Ayrıca EA gibi kontrol edilebilir yüklerin şebekeyle hem fiziksel hem de siber anlamında birlikteliğinin koordinasyonu ile geleneksel şebekelerde tüketici konforunu olumsuz etkileyen ancak şebeke içerisindeki aktif güç-frekans dengesi için kaçınılmaz olan yük alma/atma, üretim ünitelerini devreye alma/çıkarma işlemlerine duyulan ihtiyaç da azaltılabilir. Bahsedilenlere ek olarak EA'ların şarj ve deşarj zamanlarının kontrolü ile günümüz ördük eğrilerinde meydana gelen keskinlikler de yumuşatılabilir.

Giriş bölümünde ve tezin birçok yerinde vurgulandığı üzere, günümüz ve gelecekteki akıllı şebekeler hem şebeke içerisindeki izleme, koruma, kontrol görevlerini icra edebilmek hem de 5G teknolojisi ve nesnelerin interneti aracılığıyla tüketici yerine üretici kavramını oluşturabilmek için şebeke içerisinde açık haberleşme ağı mimarisini ihtiyaç duymaktadır. Ancak adanmış haberleşme mimarisi ile karşılaştırıldığında daha fazla zaman gecikmeleri ile karşılaşılan açık haberleşme ağlarında bu zaman gecikmelerinin, YFK/YFK-EA sistemlerinin kararlılığına olumsuz etkilerinin analiz edilmesi ve denetleyici tasarımında dikkate alınması gerekir. Dolayısıyla, Bölüm IV ve V’de kullanılan ve konservatif olmayan gecikme payları hesaplayabilen üstel terimin eliminasyonu ve ACFS yöntemleri ile denetleyici tasarımında zaman gecikmesi etkilerinin dikkate alınmamasının, şebekede istenmeyen elektrik kesintilerine ve hatta şebeke çöküntüleri ile sonuçlanacak olaylar zincirini tetikleyebileceği ilgili bölümlerde yapılan teorik analiz ve benzetim çalışmaları yardımı ile gösterilmiştir. İSO’ların, YFK/YFK-EA sistemlerinin sekonder frekans kontrolünde kullanılan klasik PI veya KDPI denetleyici kazançlarını belirlemede, zaman gecikmesi etkilerini de kolaylıkla dikkate alabileceği ve bu iki yöntemi sistem kararlılığını garanti altına almada etkili birer araç olarak kolaylıkla kullanılabileceği tez kapsamında ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Ancak, İSO’ların çok bölgeli YFK/YFK-EA sistemleri için denetleyici tasarımı yaparken ACFS yöntemini kullanmaları, hem hesapsal yük açısından hem de uygulamada orantısız zaman gecikmeleri etkilerini inceleyebilmeleri için daha uygundur. Ayrıca, ACFS yöntemi ile sistemin tüm kararlı bölgelerini ve kararsız kök sayısının sabit olduğu kararsız bölgelerini de içeren tam kapsamlı kararlılık haritası, ilgilenilen iki bölgeli YFK-EA sistemi için literatürde ilk kez elde edilmiştir.

Tez kapsamında YFK/YFK-EA sistemi kararlılığını artırmada ve denetleyici tasarımcısının daha geniş bir denetleyici parametre uzayında çalışabilmesini mümkün kılabilmek için günümüzde birçok İSO tarafından tercih edilen klasik PI denetleyici yerine KDPI denetleyici için de tüm çalışmalar tekrarlanmıştır. Her ne kadar birçok yeni denetleyici yapısı, YFK/YFK-EA sistemleri için tasarlanmış olsa da uygulamada klasik PI tabanlı denetleyiciye olan ilgi, tez kapsamında da klasik PI tasarımına yakın bir yapısı olan KDPI yapısının seçilmesinde etkili olmuştur. Geleneksel YFK/YFK-EA sistemleri üzerine yapılan çalışmalar göstermektedir ki her ne kadar denetleyici tasarımcısı KDPI denetleyici yardımıyla daha geniş bir denetleyici parametre uzayına sahip olsa da seçilen bazı kazanç değerlerinde KDPI denetleyici, klasik PI denetleyiciye göre daha kararsız

davranışlar gösterebilmektedir. Dolayısıyla, her ne kadar klasik PI ve KDPI denetleyici tasarımlarının karşılaştırılmasında KDPI denetleyici öne çıkmış olsa da, Bölüm IV, V, VI ve VII’de gösterildiği üzere, integral kesir derecesinin seçiminde dikkatli olunması ve tezde yapılan zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerinin de bu amaçla kullanılmasının sistem kararlılığının sağlanabilmesi için zaruri olduğu ortaya çıkmıştır.

Tez kapsamında yapılan tüm çalışmalar göstermektedir ki EA’lar hızlı batarya tepki süreleri sebebiyle V2G teknoloji yardımıyla bir kaynak olarak primer frekans kontrol rezervi olarak kullanılabilirler. EA’ların toplayıcılar aracılığıyla primer frekans kontrol rezervi kapasitelerine ek olarak sekonder frekans kontrol rezervi olarak da güç sistemlerinde kullanılmaları durumunda, YFK-EA sisteminin geleneksel YFK sistemine göre daha kararlı geçici ve kalıcı hâl cevapları verdiği ve daha geniş kararlılık bölgeleri sunduğu tüm tez çalışmaları boyunca gözlemlenmiştir. Dolayısıyla, tez kapsamında EA’ların toplayıcı konsepti ile gruplar halinde hem primer hem sekonder frekans kontrolüne katılması üzerine yapılan kabulün doğruluğu, tez kapsamında yürütülen detaylı teorik ve benzetim çalışmaları ile de gösterilmiştir. Yapılan analizlere ek olarak GPMT etkisi ve zaman gecikmesi etkileri de ayrıca her bölümde detaylı olarak incelenmiş ve literatürdeki çeşitli çalışmalar ile tez çalışması kapsamında elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak tezin literatüre sunduğu yenilikler vurgulanmaya çalışılmıştır.

Bölüm VI ve VII’de yer verilen SBL yöntemi ile sabit zaman gecikmesi durumunda YFK/YFK-EA sistemlerinin kararlı olabileceği tüm denetleyici kazançlarını içeren kararlılık bölgeleri görsel olarak elde edilmiştir. Bölüm VII’de ayrıca sistemde meydana gelebilecek olası bozunum, parametrik değişim ve diğer birçok çevresel koşulda ortaya çıkabilecek belirsizliklerin üstesinden gelebilmek için hem klasik PI hem de KDPI denetleyici kullanılması durumları için gürbüz denetleyici tasarımına yer verilmiştir. Bölüm VII’de denetleyici tasarımında gürbüzlük ile optimallik arasındaki ödünleşim de kararlılık bölgelerinde meydana gelen daralmalar yardımıyla gösterilmiştir.

Son olarak henüz yayın olarak literatüre sunulmamış olsa da Gözlem 7.1’in literatüre tanıtılmasıyla, tezin genelleştirilmiş Kharitonov teoremi üzerine yapılan çalışmalara yenilik getireceği ve farklı çalışmaları da motive edebileceğine inanılmaktadır.

Bu tez çalışması sağlam teorik altyapısı ile sadece ülkemiz bilim literatürüne değil

uluslararası literatüre de birçok önemli bilgiyi gerek yapılan yayınlar ile gerekse de henüz yayına dönüştürülemeyen ancak tezde yer verilen detaylı analiz ve sonuçlar ile aktarmaya çalışmıştır.



KAYNAKLAR

AEMO, Black system South Australia 28 September 2016: Final report, *Australian Energy Market Operator*, Australia, 2017.

Ahmadi Kamarposhti, M., Shokouhandeh, H., Alipur, M., Colak, I., Zare, H. and Eguchi, K., “Optimal designing of fuzzy-PID controller in the load-frequency control loop of hydro-thermal power system connected to wind farm by HVDC lines”, *IEEE Access*, 10, 63812-63822, 2022.

Akkaya, S., Akbati, O. and Ergenc, A.F., “Stability analysis of connected vehicles with V2V communication and time delays: CTCR method via Bézout’s resultant”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 43(8), 1802-1829, 2021.

Alhelou, H. H., Hamedani-Golshan, M.E., Zamani, R., Heydarian-Forushani, E. and Siano, P., “Challenges and opportunities of load frequency control in conventional, modern and future smart power systems: a comprehensive review”, *Energies*, 11(10), 2497, 2018.

Anand, A., Kumari, N., Aryan, P. and Raja, G.L., “EO optimized novel type-2 Fuzzy ID-P controller for LFC of deregulated multi-area power system with robust stability analysis”, *In 2022 Second International Conference on Power, Control and Computing Technologies (ICPC2T)*, Raipur, India, s. 1-6, 01-03 Mart 2022.

Anderson, B., Jury, E. and Mansour, M., “On robust Hurwitz polynomials”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 32(10), 909-913, 1987.

Ayasun, S. and Nwankpa, C.O., “Impact of demand response on stability region of single-area LFC system with communication delay”, *In 2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Türkiye, s. 116-119, 30 Kasım - 02 Aralık 2017.

Ayasun, S. ve Sönmez, Ş., “Kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölgesel yük frekans kontrol sisteminin kazanç ve faz payı tabanlı kararlılık analizi”, *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 34(2), 945-960, 2019.

Aydın, Ö., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Determination of stability delay margins for multi-area load frequency control systems with incommensurate time delays through eigenvalue tracing method”, *International Journal of Electrical Power & Energy System*, 137, 107821, 2022a.

Aydın, Ö., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Stability delay margin computation of multi-area load frequency control system with electric vehicle using critical eigenvalue tracing method”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2022b.

Aziz, A., Than Oo, A. and Stojcevski, A., “Frequency regulation capabilities in wind power plant”, *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 26, 47-76, 2018.

Baleanu, D. and Agarwal, R.P., “Fractional calculus in the sky”, *Advances in Difference Equations* 2021, 117 (2021), 2021.

Barmish, B., “Invariance of the strict Hurwitz property for polynomials with perturbed coefficients”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 29(10), 935-936, 1984.

Barmish, B.R., “A generalization of Kharitonov’s four-polynomial concept for robust stability problems with linearly dependent coefficient perturbations”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 34(2), 157-165, 1989.

Bevrani, H., Robust Power System Frequency Control, 1st edition, *Springer*, New York, 2009.

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., Golpîra, H., Messina, A.R., Hatziargyriou, N., Milano, F. and Ise, T., “Power system frequency control: An updated review of current solutions and new challenges”, *Electric Power Systems Research*, 194, 107114, 2021.

Bokam, J. K., Singh, V.P., Nandan Raw, S., Devarapalli, R. and García Márquez, F.P., “Anderson corollary based on new approximation method for continuous interval systems”, *IEEE Access*, 9, 43601-43610, 2021.

Busby, J.W., Baker, K., Bazilian, M.D., Gilbert, A.Q., Grubert, E., Rai, V., Rhodes, J.D., Shidore, S., Smith, C. A. and Webber, M. E., “Cascading risks: Understanding the 2021 winter blackout in Texas”, *Energy Research & Social Science*, 77, 102106, 2021.

Chen, B.Y., Shangguan, X.C., Jin, L. and Li, D.Y., “An improved stability criterion for load frequency control of power systems with time-varying delays”, *Energies*, 13(8), 2101, 2020a.

Chen, J., Gu, G. and Nett, C.N., “A new method for computing delay margins for stability of linear delay systems”, *In Proceedings of 1994 33rd IEEE Conference on Decision and Control*, FL, USA, s. 433–37, 14-16 Ekim 1994.

Chen, J. and Latchman, H.A., “Frequency sweeping tests for stability independent of delay”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 40 (9), 1640–45, 1995.

Chen, S., Zhang, T., Gooi, H.B., Masiello, R.D. and Katzenstein, W., “Penetration rate and effectiveness studies of aggregated BESS for frequency regulation”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 7(1), 167-177, 2016.

Chen, T., Guo, J., Chaudhuri, B. and Hui, S.Y., “Virtual inertia from smart loads”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 11(5), 4311-4320, 2020b.

Chen, Y., Petras, I. and Xue, D., “Fractional order control - A tutorial”, *In 2009 American Control Conference*, MO, USA, 1397-1411, 10-12 Temmuz 2009.

Chen, Z., Bu, X. and Guo, J., “Model-free adaptive sliding mode control for interconnected power systems under DoS attacks”, *In 2022 IEEE 11th Data Driven Control and Learning Systems Conference (DDCLS)*, Chengdu, China, 487-492, 03-05 Ağustos 2022.

Clarke, T., Slay, T., Eustis, C. and Bass, R.B., “Aggregation of residential water heaters for peak shifting and frequency response services”, *IEEE Open Access Journal of Power and Energy*, 7, 22-30, 2020.

Cooke, K.L. and Driessche P., “On zeroes of some transcendental equations”, *University of Victoria Funkcialaj Ekvacioj*, 29, 77-90, 1986.

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), 1509-1521, 2017.

Das, H.S., Rahman, M.M., Li, S. and Tan, C.W., “Electric vehicles standards, charging infrastructure, and impact on grid integration: A technological review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 120, 109618, 2020.

Debbarma, S. and Dutta, A., “Utilizing electric vehicles for LFC in restructured power systems using fractional order controller”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8(6), 2554-2564, 2017.

Debnath, L., “A brief historical introduction to fractional calculus”, *International Journal of Mathematical Education in Science and Technology*, 35(4), 487-501, 2006.

Delice, I.I., Stability analysis of multiple time-delay systems with applications to supply chain management, Doktora Tezi, *Northeastern University*, Boston, 2011.

Delice, I.I. and Sipahi, R., “Advanced clustering with frequency sweeping (ACFS) methodology for the stability analysis of multiple time-delay systems”, *In Proceedings of the 2010 American Control Conference*, Baltimore, USA, s. 5012-5017, 30 Haziran - 02 Temmuz 2010.

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, 2012.

Díaz-González, F., Hau, M., Sumper, A. and Gomis-Bellmunt, O., “Participation of wind power plants in system frequency control: Review of grid code requirements and control methods”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 34, 551-564, 2014.

Dileep, G., “A survey on smart grid technologies and applications”, *Renewable Energy*, 146, 2589-2625, 2020.

Dong, C., Gao, Q., Xiao, Q., Chu, R. and Jia, H., “Spectrum-domain stability assessment and intrinsic oscillation for aggregated mobile energy storage in grid frequency regulation”, *Applied Energy*, 276, 115434, 2020.

Dong, C., Gao, Q., Xiao, Q., Yu, X., Pekař, L. and Jia, H., “Time-delay stability switching boundary determination for DC microgrid clusters with the distributed control framework”, *Applied Energy*, 228, 189-204, 2018.

Duffy, P., Fitzpatrick, C., Conway, T. and Lynch, R.P., “Energy sources and supply grids – The growing need for storage”, *Environmental Science and Technology*, 46, 1-41, 2018.

Ebenbauer, C. and Allgower, F. “Stability analysis for time-delay systems using Rekasius’s substitution and sum of squares”, *In Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, San Diego, CA, USA, s. 5376-5381, 13-15 Ekim 2006.

Ejegi, E.E., Model predictive based load frequency control studies in a deregulated environment, Doktora Tezi, *University of Sheffield*, Sheffield, 2017.

EMO, “Türkiye elektrik sistemi ve sistem sorunları”, Elektrik Mühendisleri Odası, https://www.emo.org.tr/ekler/91c64a4f58f3c88_ek.pdf?tipi=2&turu=X&sube=14, 21 Aralık 2016.

Enerdata, Renewable in electricity production data yearbook 2021, *Enerdata World Energy & Climate Statistics*, 2021.

ENTSO-E, UCTE OH-Policy 1: load-frequency control, *European Networks of Transmission System Operators for Electricity Report*, 2009.

ENTSO-E, Report on blackout in Turkey on 31st march 2015, *ENTSO-E Report*, 2015.

EPDK, Elektrik şebeke yönetmeliği, *Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu*, Türkiye, 2022a.

EPDK, Elektrik piyasası dengeleme ve uzlaştırma yönetmeliği, *Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu*, Türkiye, 2022b.

ETKB, Türkiye elektrik enerjisi talep projeksiyonu raporu, *T.C. Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı*, Türkiye, 2019.

Fan, H., Jiang, L., Zhang, C. and Mao, C., “Frequency regulation of multi-area power systems with plug-in electric vehicles considering communication delays”, *Transmission Distribution IET Generation*, 10(14), 3481-3491, 2016.

Fang, J., Li, H., Tang, Y. and Blaabjerg, F., “On the inertia of future more-electronics power systems”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 7(4), 2130-2146, 2019.

Fang, X., Misra, S., Xue, G. and Yang, D., “Smart grid — The new and improved power grid: A survey”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 14(4), 944-980, 2012.

Fathy, A., Yousri, D. Rezk, H., Thanikanti, S.B., and Hasanien, H.M., “A robust fractional-order PID controller based load frequency control using modified hunger games search optimizer”, *Energies*, 15(1), 361, 2022.

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.

Fioravanti, A.R., Bonnet, C., Özbay, H. and Niculescu, S.I. “A numerical method for stability windows and unstable root-locus calculation for linear fractional time-delay systems”, *Automatica*, 48(11), 2824-2830, 2012.

Fosha, C.E. and Elgerd, O.I., “The megawatt-frequency control problem: A new approach via optimal control theory”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 89(4), 563-577, 1970.

Gao, Q., Dong, C., Jia, H. and Zhang, Z., “Multiple time-delay stability analysis for the DC-microgrid cluster with distributed control”, *Energy Procedia*, 145, 446-451, 2018.

Gao, Q. and Olgac, N., “Dixon resultant for cluster treatment of LTI systems with multiple delays”, *IFAC-PapersOnLine*, 48(12), 21-26, 2015.

Gao, Q. and Olgac, N., “Stability analysis for LTI systems with multiple time delays using the bounds of its imaginary spectra”, *Systems & Control Letters*, 102, 112-118, 2017.

Gelfand, I.M., Kapranov, M.M. and Zelevinsky, A.V., Discriminants, Resultants, and Multi-Dimensional Determinants, 1st edition, *Birkhäuser*, Boston, USA, 1994.

Grijalva, S. and Tariq, M.U., “Prosumer-based smart grid architecture enables a flat, sustainable electricity industry”, *In ISGT 2011*, Anaheim, CA, USA, s. 1-6, 17-19 Ocak 2011.

Gu, K., Kharitonov, V.L. and Chen, J., Stability of Time-Delay Systems, 1st edition, *Birkhäuser*, Cambridge, MA, USA, 2003.

Guo, R., Zhang, Y. and Jiang, C., “Synchronization of fractional-order chaotic systems with model uncertainty and external disturbance”, *Mathematics*, 9(8), 877, 2021.

Gündüz, H., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Comprehensive gain and phase margins based stability analysis of micro-grid frequency control system with constant communication

time delays”, *Transmission Distribution IET Generation*, 11(3), pp. 719–729, 2017.

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 and Computer Sciences*, 30(3), 1097-1114, 2022.

Habib, S., Khan, M.M., Abbas, F., Sang, L., Shahid, M.U. and Tang, H., “A comprehensive study of implemented international standards, technical challenges, impacts and prospects for electric vehicles”, *IEEE Access*, 6, 13866-13890, 2018.

Hajiaakbari Fini, M. and Hamedani Golshan, M.E., “Determining optimal virtual inertia and frequency control parameters to preserve the frequency stability in islanded microgrids with high penetration of renewables”, *Electric Power Systems Research*, 154, 13-22, 2018.

Hartmann, B., Vokony, I. and Táci, I., “Effects of decreasing synchronous inertia on power system dynamics—Overview of recent experiences and marketization of services”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 29(12), e12128, 2019.

Hasen, S. A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Enhancement of stability delay margins by virtual inertia control for microgrids with time delay”, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 30(6), 2221-2236, 2022.

Hassan, A., Aly, M., Elmelegi, A., Nasrat, L., Watanabe, M. and Mohamed, E. A., “Optimal frequency control of multi-area hybrid power system using new cascaded TID-PI λ D μ N controller incorporating electric vehicles”, *Fractal and Fractional*, 6(10), 548, 2022.

Hongjie, J. and Xiaodan, Y., “A simple method for power system stability analysis with multiple time delays”, *In 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, Pittsburgh, PA, USA, s. 1-7, 20-24 Temmuz 2008.

Hossain, E., Hossain, J. and Un-Noor, F., “Utility grid: Present challenges and their potential solutions”, *IEEE Access*, 6, 60294-60317, 2018.

Hote, Y.V. and Jain, S., “PID controller design for load frequency control: Past, present and future challenges”, *IFAC-PapersOnLine*, 51(4), 604-609, 2018.

Hua, C. and Wang, Y., “Delay-dependent stability for load frequency control system via linear operator inequality”, *IEEE Transactions on Cybernetics*, 52(7), 6984-6992, 2022.

Huang, Y.J. and Wang, Y.J., “Robust PID tuning strategy for uncertain plants based on the Kharitonov theorem”, *ISA Transactions*, 39(4), 419-431, 2000.

IEA, Global EV outlook 2022: Data explorer, *International Energy Agency Statistics*, 2022.

Islam, S., Dias, J. and Sunda-Meya, A., “Distributed cooperative LFC protocols for regulation synchronization for networked multi-area power grid networks”, *In IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Toronto, ON, Canada, s.1-6, 13-16 Ekim 2021.

Izadkhast, S., Garcia-Gonzalez, P. and Frías, P., “An aggregate model of plug-in electric vehicles for primary frequency control”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 30(3), 1475-1482, 2015.

Janota, L., Králík, T. and Knápek, J., “Second life batteries used in energy storage for frequency containment reserve service”, *Energies*, 13(23), 6396, 2020.

Jayasuriya, S. and Nwankpa, C.O., “A network delay-based sensitivity analysis of information-embedded power electronic converter systems”, *In 2015 Resilience Week (RWS)*, Philadelphia, PA, USA, s. 1-6, 18-20 Ağustos 2015.

Jia, H., Cao, X., Yu, X. and Zhang, P., “A simple approach to determine power system delay margin”, *In 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, FL, USA, s. 1-7, 24-28 Temmuz 2007.

Jia, H. and Dong, C. “Chapter 7 - The small signal stability region of power systems with time delay”, In Gao Q., and Karimi H. R., *Stability, Control and Application of Time-delay Systems*, **Butterworth-Heinemann**, s. 143-162, 2019.

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, 1363-1376, 2018.

Jiang, H., Zhang, Y. and Muljadi, E., *New Technologies for Power System Operation and Analysis*, 1st edition, **Academic Press**, 2020.

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.

Jin, C., Gu, K., Niculescu, S.I. and Boussaada, I., “Stability analysis of systems with delay-dependent coefficients: An overview”, *IEEE Access*, 6, 27392-27407, 2018.

Jin, L., Zhang, C.K., He, Y., Jiang, L. and Wu, M., “Delay-dependent stability analysis of multi-area load frequency control with enhanced accuracy and computation efficiency”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 34(5), 3687-3696, 2019.

Katipoğlu, D., Sönmez, Ş., Ayasun, S. and Naveed, A., “Impact of participation ratios on the stability delay margins computed by direct method for multiple-area load frequency control systems with demand response”, *Automatika*, 63(1), 185-197, 2022.

Kerdphol, T., Rahman, F. S., Mitani, Y., Watanabe, M. and Küfeoğlu, S., “Robust virtual inertia control of an islanded microgrid considering high penetration of renewable energy”, *IEEE Access*, 6, 625-636, 2017.

Kerdphol, T., Rahman, F.S., Watanabe, M., Mitani, Y., Turschner, D. and Beck, H.P., “Enhanced virtual inertia control based on derivative technique to emulate simultaneous inertia and damping properties for microgrid frequency regulation”, *IEEE Access*, 7, 14422-14433, 2019.

Kermani, H.R., Dahraie, M.V. and Najafi, H.R., “Frequency control of a microgrid including renewable resources with energy management of electric vehicles”, *In 2016 Iranian Conference on Renewable Energy & Distributed Generation (ICREDG)*, Mashhad, Iran, s. 114-118, 02-03 Nisan 2016.

Khalil, A. and Peng, A.S., “Delay margin computation for load frequency control system with plug-in electric vehicles”, *In International Journal of Power and Energy Systems* **2018**, 38(3), 1-17, 2018a.

Khalil, A. and Peng, A.S., “A new method for computing the delay margin for the stability of load frequency control systems”, *Energies*, 11(12), 3460, 2018b.

Khalil, A. and Swee Peng, A., “An accurate method for delay margin computation for power system stability”, *Energies*, 11(12), 3466, 2018c.

Khan, M. and Sun, H., “Complete provision of MPC-based LFC by electric vehicles with inertial and droop support from DFIG-based wind farm”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 37(2), 716-726, 2022.

Khan, M., Sun, H., Xiang, Y. and Shi, D., “Electric vehicles participation in load frequency control based on mixed H_2/H_∞ ”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 125, 106420, 2021a.

Khan, R., Islam, N., Das, S.K., Muyeen, S.M., Muyeen, S.I., Ali, Md.F., ... Techato, K., “Energy sustainability–Survey on technology and control of microgrid, smart grid and virtual power plant”, *IEEE Access*, 9, 104663-104694, 2021b.

Kharitonov, V.L., “Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of systems of differential equations” (in Russian), *Differentsialnye uravneniya*, 14, 1483–1485, 1978.

Khezri, R., Oshnoei, A., Oshnoei, S., Bevrani, H. and Muyeen, S.M., “An intelligent coordinator design for GCSC and AGC in a two-area hybrid power system”, *Applied Soft Computing*, 76, 491-504, 2019.

Khezri, R., Oshnoei, A., Tarafdar Hagh, M. and Muyeen, S. M., “Coordination of heat pumps, electric vehicles and AGC for efficient LFC in a smart hybrid power system via SCA-based optimized FOPID controllers”, *Energies*, 11(2), 420, 2018.

Khooban, M., “Secondary load frequency control of time-delay stand-alone microgrids with electric vehicles”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9), 7416-7422, 2018.

Khooban, M.H., “An Optimal non-integer MPC-based load frequency control for modern AC power grids with V2G technology”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 36(2), 1336-1346, 2020.

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), 669-680, 2018.

Ko, K.S. and Sung, D.K., “The effect of cellular network-based communication delays in an EV aggregator’s domain on frequency regulation service”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(1), 65-73, 2019.

Kolmanovskii, V.B. and Nosov, V.R., Stability of Functional Differential Equations, 1st edition, *Academic Press*, New York, 1986.

Kumar, M. and Hote, Y.V., “Robust PID2 controller design for perturbed load frequency control of an interconnected time-delayed power systems”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 29(6), 2662-2669, 2021.

Kumar, N. and Veerachary, M., “Stability region based robust controller design for high-gain boost DC–DC converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(3), 2246-2256, 2021.

Kundur, P., Power System Stability and Control, 1st edition, *McGraw-Hill*, New York, USA, s. 601-620, 1994.

Küfeoğlu, S. and Melchiorre, D., “Electric vehicles and batteries as domestic storage units in the United Kingdom”, *In 2020 2nd International Conference on Smart Power Internet Energy Systems (SPIES)*, Bangkok, Thailand, s. 199-204, 15-18 Eylül 2020.

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), 998-1011, 2019.

Liu, L., Matayoshi, H., Lotfy, M.E., Datta, M. and Senjyu, T., “Load frequency control using demand response and storage battery by considering renewable energy sources”, *Energies*, 11(12), 3412, 2018.

Liu, Z.Y., Jiang, Q.Y. and Cao, Y.J., “Stability of power system in consideration of signal time delays”, *In 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, FL, USA, s. 1-7, 24-28 Haziran 2007.

Liu, Z., Zhu, C. and Jiang, Q., “Stability analysis of time delayed power system based on cluster treatment of characteristic roots method”, *In 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, Pittsburgh, PA, USA, s. 1-6, 20-24 Temmuz 2008.

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), 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.

Macana, C.A., Mojica-Nava, E. and Quijano, N., “Time-delay effect on load frequency control for microgrids”, *In 2013 10th IEEE International Conference On Networking, Sensing And Control (ICNSC)*, Evry, France, s. 544-549, 10-12 Nisan 2013.

Mary, T.J. and Rangarajan, P., “Design of robust controller for LFC of interconnected power system considering communication delays”, *Circuits and Systems*, 7(6), 794–804,

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 Transactions on Smart Grid*, 3(3), 1253-1262, 2012.

McGreevy, D.M., MacDougall, C., Fisher, D.M., Henley, M. and Baum, F., “Expediting a renewable energy transition in a privatised market via public policy: The case of South Australia 2004-18”, *Energy Policy*, 148, 111940, 2021.

McKinsey, Global energy perspective 2021, *McKinsey&Company Report*, 2021.

Moretti, A., Pitas, C., Christofi, G., Bué, E. and Francescato, M.G., “Grid integration as a strategy of MED-TSO in the mediterranean area in the framework of climate change and energy transition”, *Energies*, 13(20), 5307, 2020.

Naveed, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Impact of electric vehicle aggregator with communication time delay on stability regions and stability delay margins in load frequency control system”, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 9(3), 595-601, 2021a.

Naveed, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Impact of electric vehicles aggregators with communication delays on stability delay margins of two-area load frequency control system”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 43(12), 2860-2871, 2021b.

Naveed, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Impact of load sharing schemes on the stability delay margins computed by Rekasius substitution method in load frequency control system with electric vehicles aggregator”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 31(5), e12884, 2021c.

Nazari, S., Amjadifard, R., Shokoohi, S. and Nateghi, A., “Application of Kharitonov’s theorem in robust stability of voltage and frequency of an islanded microgrid”, *In 2018 Smart Grid Conference (SGC)*, Sanandaj, Iran, s. 1-6, 28-29 Kasım 2018.

Negahban, M., Ardalani, M.V., Mollajafari, M., Akbari, E., Talebi, M. and Pouresmaeil, E., “A novel control strategy based on an adaptive fuzzy model predictive control for frequency regulation of a microgrid with uncertain and time-varying parameters”, *IEEE Access*, 10, 57514-57524, 2022.

Nguyen, H.N.T., Zhang, C. and Zhang, J., “Dynamic demand control of electric vehicles to support power grid with high penetration level of renewable energy”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2(1), 66-75, 2016.

Obaid, Z.A., Cipcigan, L.M., Abraham, L. and Muhssin, M.T., “Frequency control of future power systems: Reviewing and evaluating challenges and new control methods”, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 7(1), 9-25, 2019.

Ojaghi, P. and Rahmani, M., “LMI-based robust predictive load frequency control for power systems with communication delays”, *IEEE Transactions on Power Systems* 32(5), 4091-4100, 2017.

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.

Oshnoei, A., Khezri, R. and Muyeen, S.M., “Model predictive-based secondary frequency control considering heat pump water heaters”, *Energies*, 12(3), 411, 2019.

Oshnoei, A., Khezri, R., Muyeen, S.M. and Blaabjerg, F., “On the contribution of wind farms in automatic generation control: Review and new control approach”, *Applied Sciences*, 8(10), a848, 2018.

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), 35064-35072, 2020.

Pai, M.A. and Sauer, P.W., “A framework for application of generalized Kharitonov’s theorem in the robust stability analysis of power systems”, *In Proceedings of the 28th IEEE Conference on Decision and Control*, Tampa, FL, USA, s. 1818-1821, 13-15

Aralık 1989.

Pakzad, M.A., “Stability analysis of LTI fractional-order systems with distributed delay”, *In 2021 60th IEEE Conference on Decision and Control (CDC*, Austin, TX, USA, s. 5484-5489, 14-17 Aralık 2021.

Pakzad, M.A. and Nekoui, M.A., “Direct method for stability analysis of fractional delay systems”, *International Journal of Computers Communications & Control*, 8(6), 863-868, 2013a.

Pakzad, M.A., Pakzad, S. and Nekoui, M.A., “Stability analysis of time-delayed linear fractional-order systems”, *International Journal of Control, Automation and Systems*, 11(3), 519-525, 2013b.

Peddakapu, K., Mohamed, M.R., Srinivasarao, P., Arya, Y., Leung, P.K. and Kishore, D. J.K., “A state-of-the-art review on modern and future developments of AGC/LFC of conventional and renewable energy-based power systems”, *Renewable Energy Focus*, 43, 146-171, 2022.

Pekař, 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.

Pham, T.N., Oo, A. M.T. and Trinh, H., “Detecting and isolating false data injection attacks on electric vehicles of smart grids using distributed functional observers”, *IET Generation, Transmission & Distribution*, 15(4), 762-779, 2021.

Pham, T.N., Trinh, H. and Oo, A.M.T., “Distributed control of HVDC links for primary frequency control of time-delay power systems”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 34(2), 1301-1314, 2019.

Pourmohammad, M., Toulabi, M., Rayati, M. and Khajehoddin, S.A., “Load type impacts on the stability and robustness of DC microgrids”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 140, 108036, 2022.

Pourmousavi, S.A. and Nehrir, M.H., “Demand response for smart microgrid: Initial results”, *In ISGT 2011*, Anaheim, CA, USA, s. 1-6, 17-19 Ocak 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.

Qiu, X., Wang, Y., Zhang, H. and Xie, X., “Resilient model free adaptive distributed LFC for multi-area power systems against jamming attacks”, *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 1-10, 2021.

Rekasius, Z.V., “A stability test for systems with delays”, *Joint Automatic Control Conference*, California, USA, s. 39, 1980.

Ren, W. and Xiong, J., “Krasovskii and Razumikhin stability theorems for stochastic switched nonlinear time-delay systems”, *SIAM Journal on Control and Optimization*, 57(2), 1043-1067, 2019.

Rigatos, G. and Siano, P., “Design of robust electric power system stabilizers using Kharitonov’s theorem”, *Mathematics and Computers in Simulation*, 82(1), 181-191, 2011.

Saka, M., Sönmez, Ş., Eke, İ., Gözde, H., Taplamacioğlu, M.C. and Ayasun, S., “Inserting of heuristic techniques into the stability regions for multiarea load frequency control systems with time delays”, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 30(6), 2286-2302, 2022.

Sarı, A., Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Ağ üzerinden kontrol edilen yükselten DA-DA dönüştürücünün zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi”, *EMO Bilimsel Dergi*, 8(1), 5-11, 2018.

Saxena, S. and Hote, Y.V., “Decentralized PID load frequency control for perturbed multi-area power systems”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 81, 405-415, 2016.

Saxena, S. and Hote, Y.V., “Load frequency control in power systems via internal model control scheme and model-order reduction”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 28(3), 2749-2757, 2013.

Saxena, S. and Hote, Y.V., “Stabilization of perturbed system via IMC: An application to load frequency control”, *Control Engineering Practice*, 64, 61-73, 2017.

Schrödel, F., Stability region based robust controller synthesis, Doktora Tezi, *RWTH Aachen University*, Aachen, 2016.

Schrödel, F., Abdelmalek, M. and Abel, D., “A comparative overview and expansion of frequency based stability boundary mapping methods for time delay systems”, *IFAC-13th IFAC Workshop on Time Delay Systems*, Istanbul, Turkey, s. 229–234, 22-24 Haziran 2016.

Sezer, H., Erol, H. and Ayasun, S., “Delay-dependent stability analysis of hybrid power systems with time delays”, *In Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower 2016)*, Belgrade, Serbia, s. 1-4, 06-09 Kasım 2016.

Shah, P. and Agashe, S., “Review of fractional PID controller”, *Mechatronic*, 38, 29-41, 2016.

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.

Shayeghi, H., Shayanfar, H.A. and Jalili, A., “Load frequency control strategies: A state-of-the-art survey for the researcher”, *Energy Conversion and Management*, 50(2), 344-353, 2009.

Shi, Q., Li, F., Hu, Q. and Wang, Z., “Dynamic demand control for system frequency regulation: Concept review, algorithm comparison, and future vision”, *Electric Power Systems Research*, 154, 75-87, 2018.

SHURA, Türkiye elektrik sistemine yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonu, **SHURA Enerji Dönüşümü Merkezi Raporu**, Türkiye, 2022.

SHURA, Türkiye enerji dönüşümü görünümü 2021, **SHURA Enerji Dönüşümü Merkezi Raporu**, Türkiye, 2021.

SHURA, Türkiye ulaştırma sektörünün dönüşümü: Elektrikli araçların türkiye dağıtım şebekesine etkileri, **SHURA Enerji Dönüşümü Merkezi Raporu**, Türkiye, 2019.

Simulink, Model-based and system-based design using Simulink, **MathWorks**, Natick, 2000.

Singh, S. and Guha, D., “Robust optimal controller for frequency regulation of an isolated power system by using Kharitonov’s theorem”, *In 2020 IEEE 9th Power India International Conference (PIICON)*, Sonapat, India, s. 1-6, 28 Şubat – 1 Mart 2020.

Singh, V.P., Kishor, N. and Samuel, P., “Load frequency control with communication topology changes in smart grid”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 12(5), 1943-1952, 2016.

Sipahi, R., Cluster treatment of characteristic roots, CTCR, a unique methodology for the complete robustness analysis of linear time invariant multiple time delay systems against delay uncertainties, Doktora Tezi, *University of Connecticut*, Connecticut, United States, 2005.

Sipahi, R. and Delice, I.I., “Exact upper and lower bounds of crossing frequency set and delay independent stability test for multiple time delayed systems”, *IFAC Proceedings Volumes*, 42(14), 107-111, 2009.

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 Olgac, N., “A unique methodology for the stability robustness of multiple time delay systems”, *Systems & Control Letters*, 55(10), 819-825, 2006.

Smart Grid Act, TITLE XIII - Energy independence and security act of 2007 statement of policy on modernization of electricity grid, *United States Congress*, 2007.

Sockeel, N., Gafford, J., Papari, B. and Mazzola, M., “Virtual inertia emulator-based model predictive control for grid frequency regulation considering high penetration of inverter-based energy storage system”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 11(4), 2932-2939, 2020.

Sondhi, S. and Hote, Y.V., “Fractional order PID controller for perturbed load frequency control using Kharitonov’s theorem”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 78, 884-896, 2016.

Sönmez, Ş, Zaman gecikmeli elektrik güç sistemlerinin kararlılık analizi, Doktora Tezi, *Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, 2017.

Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Computation of PI controllers ensuring desired gain and phase margins for two-area load frequency control system with communication time delays”, *Electric Power Components and Systems*, 46(8), 938-947, 2018a.

Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Gain and phase margins based delay-dependent stability analysis of single-area load frequency control system with constant communication time delay”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 40(5), 1701-1710, 2018b.

Sönmez, S. 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 Systems*, 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 Systems*, 31(1), 370-377, 2016.

Söylemez, M.T., Munro, N. and Baki, H., “Fast calculation of stabilizing PID controllers”, *Automatica*, 39(1), 121-126, 2003.

Srivastava, S. and Pandit, V.S., “A PI/PID controller for time delay systems with desired closed loop time response and guaranteed gain and phase margins”, *Journal of Process Control*, 37, 70-77, 2016.

Sureshkumar, A. and Gunabalan, R., “Design of robust guaranteed margin stability region PI controller for automotive LED lighting with parameter uncertainty”, *IEEE Access*, 10, 15657-15670, 2022.

Tan, N., Faruk, Ö. and Mine Ö.M., “Robust stability analysis of fractional order interval polynomials”, *ISA Transactions*, 48(2), 166-172, 2009.

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., Yüce, A. and Deniz, F.N., “Teaching fractional order control systems using interactive tools”, *The Eurasia Proceedings of Educational & Social Sciences (EPESS)*, 4, 554-563, 2016.

Tang, Y., Yang, J., Yan, J. and He, H., “Intelligent load frequency controller using GrADP for island smart grid with electric vehicles and renewable resources”, *Neurocomputing*, 170, 406-416, 2015.

TEİAŞ, Türkiye elektrik üretim-iletim 2021, *TEİAŞ İstatistikleri*, 2021.

Tek, B., Sönmez, S. and Ayasun, S., “Delay-dependent stability analysis considering dynamic demand response and electric vehicle aggregator integration in two-area load frequency control systems”, *Turkish Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 1(1), 19-25, 2021.

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, 51-62, 2011.

Tomsovic, K., “Application of linear matrix inequalities for load frequency control with communication delays”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 19(3), 1508-1515, 2004.

Toulabi, M.R., Shiroei, M. and Ranjbar, A.M., “Robust analysis and design of power system load frequency control using the Kharitonov’s theorem”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 55, 51-58, 2014.

Tunç, C., Tunç, O., Wang, Y. and Yao, J.C., “Qualitative analyses of differential systems with time-varying delays via Lyapunov–Krasovskii approach”, *Mathematics*, 9(11), 1196, 2021.

Tungadio, D.H. and Sun, Y., “Load frequency controllers considering renewable energy integration in power system”, *Energy Reports*, 5, 436-453, 2019.

Uçan, B., Koçak, S. ve Aksakallı M.H., “TEİAŞ milli yük tevzi SCADA/EMS sistemi”, Elektrik Mühendisleri Odası, https://www.emo.org.tr/ekler/0b8337e00c41631_ek.pdf, 2012.

Ullah, K., Basit, A., Ullah, Z., Aslam, S. and Herodotou, H., “Automatic generation control strategies in conventional and modern power systems: A comprehensive overview”, *Energies*, 14(9), 2376, 2021.

Vahedipour-Dahraie, M., Rashidizaheh-Kermani, H., Najafi, H.R., Anvari-Moghaddam, A. and Guerrero, J.M., “Coordination of EVs participation for load frequency control in isolated microgrids”, *Applied Sciences*, 7(6), 539, 2017.

Vyhldal, T. and Zitek, P., “Mapping based algorithm for large-scale computation of quasi-polynomial zeros”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54(1), 171-177, 2009.

Walton, K. and Marshall, J.E., “Direct method for TDS stability analysis”, *IEE Proceedings Control Theory and Applications*, 134(2), 101–107, 1987.

Wang, D.J., “A PID controller set of guaranteeing stability and gain and phase margins for time-delay systems”, *Journal of Process Control*, 22(7), 1298-1306, 2012.

Wang, Y.J. “Determination of all feasible robust PID controllers for open-loop unstable plus time delay processes with gain margin and phase margin specifications”, *ISA Transactions*, 53(2), 628-646, 2014.

Wang, H. and Li, Z.S., “Multi-area load frequency control in power system integrated with wind farms using fuzzy generalized predictive control method”, *IEEE Transactions on Reliability*, 1-11, 2022.

Wen, S., Yu, X., Zeng, Z. and Wang, J., “Event-triggering load frequency control for multiarea power systems with communication delays”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2), 1308-1317, 2016.

Wildrick, C.M., Lee, F.C., Cho, B.H. and Choi, B., “A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(3), 280-285, 1995.

Wu, D., Zheng, X., Xu, Y., Olsen, D., Xia, B., Singh, C. and Xie, L., “An open-source model for simulation and corrective measure assessment of the 2021 Texas power outage”, *Advances in Applied Energy*, 4, 100056, 2021.

Wu, X., He, J., Xu, Y., Lu, J., Lu, N. and Wang, X., “Hierarchical control of residential HVAC units for primary frequency regulation”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(4), 3844-3856, 2018.

Wu, Z., Li, D. and Xue, Y., “A new PID controller design with constraints on relative delay margin for first-order plus dead-time systems”, *Processes*, 7(10), 713, 2019.

Wu, Z., Tian, E. and Chen, H., “Covert attack detection for LFC systems of electric vehicles: A dual time-varying coding method”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 1-11, 2022.

Yalman, Y., Çelik, Ö., Tan, A., Bayindir, K.Ç., Çetinkaya, Ü., Yeşil, M., ... Khan, B., “Impacts of large-scale offshore wind power plants integration on Turkish power system”, *IEEE Access*, 10, 83265-83280, 2022.

Yan, R., Masood, N.A., Kumar Saha, T., Bai, F. and Gu, H., “The anatomy of the 2016 South Australia blackout: A catastrophic event in a high renewable network”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(5), 5374-5388, 2018.

Yan, S., Gu, Z., Park, J.H., Xie, X. and Dou, C., “Probability-density-dependent load frequency control of power systems with random delays and cyber-attacks via circuital implementation”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 13(6), 4837-4847, 2022.

Yang, F., He, J. and Pan, Q., “Further improvement on delay-dependent load frequency control of power systems via truncated B–L inequality”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(5), 5062-5071, 2018a.

Yang, F., He, J., Wang, J. and Wang, M. “Auxiliary-function-based double integral inequality approach to stability analysis of load frequency control systems with interval time-varying delay”, *IET Control Theory & Applications*, 12(5), 601-612, 2018b.

Yang, X., Yuan, Y., Long, Z., Goncalves, J. and Palmer, P.R., “Robust stability analysis of active voltage control for high-power IGBT switching by Kharitonov’s theorem”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(3), 2584-2595, 2016.

Yildirim, B., “Advanced controller design based on gain and phase margin for microgrid containing PV/WTG/Fuel cell/Electrolyzer/BESS”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 46(30), 16481-16493, 2021.

Yildirim, B., Gheisarnejad, M. and Khooban, M.H., “A new parameter tuning technique for noninteger controllers in low-inertia modern power grids”, *IEEE Journal of*

Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 3(2), 279-288, 2022a.

Yildirim, B., Gheisarnejad, M. and Khooban, M.H., “A robust non-integer controller design for load frequency control in modern marine power grids”, *IEEE Transactions on Emerging Topics in Computational Intelligence*, 6(4), 852-866, 2022b.

Yildirim, B. and Khooban, M.H., “Enhancing stability region of time-delayed smart power grids by non-integer controllers”, *International Journal of Energy Research*, 45(1), 541-553, 2021.

Yuan, C., Song, S., Gao, Q., Karimi, H.R., Pekar, L. and Guo, S., “A novel frequency-domain approach for the exact range of imaginary spectra and the stability analysis of LTI systems with two delays”, *IEEE Access*, 8, 36595-36601, 2020.

Yuan, Z.L., Xu, D., Jin, L. and Wang, H.Z., “Delay-dependent stability analysis of load frequency control for power system with EV aggregator”, *Frontiers in Energy Research*, 9, 2021.

Zakeri, B., Paulavets, K., Barreto-Gomez, L., Echeverri, L.G., Pachauri, S., Boza-Kiss, B., ... Pouya, S., “Pandemic, war, and global energy transitions”, *Energies*, 15(17), 6114, 2022.

Zare, K., Hagh, M.T. and Morsali, J., “Effective oscillation damping of an interconnected multi-source power system with automatic generation control and TCSC”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 65, 220-230, 2015.

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 System*, 28(3), 2192-2201, 2013a.

Zhang, C. K., Jiang, L., Wu, Q.H., He, Y. and Wu, M., “Further results on delay-dependent stability of multi-area load frequency control”, *IEEE Transactions on Power Systems*, 28(4), 4465-4474, 2013b.

Zhang, G., Zhong, H., Tan, Z., Cheng, T., Xia, Q. and Kang, C., “Texas electric power crisis of 2021 warns of a new blackout mechanism”, *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 8(1), 1-9, 2022.

Zhang, Y., Liu, X. and Qu, B., “Distributed model predictive load frequency control of multi-area power system with DFIGs”, *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 4(1), 125-135, 2017.

Zhang, Y. and Yang, T., “Decentralized switching control strategy for load frequency control in multi-area power systems with time delay and packet losses”, *IEEE Access*, 8, 15838-15850, 2020.

Zhao, N., Yue, D., Chen, L. and Cheng, Z., “Load frequency control for multi-area power systems with renewable energy penetration”, *In IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Singapore, s. 4895-4900, 18 Kasım 2020.

Zhong, Q., Yang, J., Shi, K. and Zhong, S., “Design of observer-based discrete-type PID control for reconstructed jump model of interconnected power system under hybrid attacks”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 1-1, 2022.

Zhou, S.J., Zeng, H.B. and Xiao, H.Q., “Load frequency stability analysis of time-delayed multi-area power systems with EV aggregators based on Bessel-Legendre inequality and model reconstruction technique”, *IEEE Access*, 8, 99948-99955, 2020.

EKLER

Ek-A: 3.2.1 için Klasik PI veya KDPI Denetleyici Kullanılması Durumunda Karakteristik Denklem Katsayıları

$$\Delta_{PI}(s, \tau) = \sum_{i=1}^5 p_i s^i + \sum_{j=0}^3 (q'_j + q''_j) s^j e^{-s\tau},$$

$$\Delta_{KDPI}(s^\lambda, \tau) = \sum_{i=1}^5 p_i s^{i+\lambda-1} + \sum_{j=1}^3 q'_j s^{j+\lambda-1} e^{-s\tau} + \sum_{k=0}^2 q''_k s^k e^{-s\tau}.$$

$$p_5 = MR T_{EV} T_g T_t,$$

$$p_4 = MR(T_g T_t + T_{EV} T_t + T_{EV} T_g) + DR T_{EV} T_g T_t,$$

$$p_3 = MR(T_t + T_g + T_{EV}) + K_{EV} R T_g T_t \rho + DR(T_g T_t + T_{EV} T_t + T_{EV} T_g),$$

$$p_2 = MR + DR(T_t + T_g + T_{EV}) + T_{EV} + K_{EV} R \rho (T_t + T_g),$$

$$p_1 = 1 + DR + K_{EV} R \rho,$$

$$q'_3 = K_p A \beta K_{EV} R T_g T_t \alpha_1,$$

$$q''_3 = 0,$$

$$q'_2 = K_p A \beta R (T_{EV} \alpha_0 + K_{EV} T_t \alpha_1 + K_{EV} T_g \alpha_1),$$

$$q''_2 = K_I A \beta K_{EV} R T_g T_t \alpha_1,$$

$$q'_1 = K_p A \beta R (K_{EV} \alpha_1 + \alpha_0),$$

$$q''_1 = K_I A \beta R (T_{EV} \alpha_0 + K_{EV} T_t \alpha_1 + K_{EV} T_g \alpha_1),$$

$$q'_0 = 0,$$

$$q''_0 = K_I A \beta R (K_{EV} \alpha_1 + \alpha_0).$$

Ek-B: 3.2.2 için Klasik PI veya KDPI Denetleyici Kullanılması Durumunda Karakteristik Denklem Katsayıları

$$\Delta_{PI}(s, \tau) = \sum_{i=1}^7 p_i s^i + \sum_{j=0}^5 (q'_j + q''_j) s^j e^{-s\tau},$$

$$\Delta_{KDPI}(s^\lambda, \tau) = \sum_{i=1}^7 p_i s^{i+\lambda-1} + \sum_{j=1}^5 q'_j s^{j+\lambda-1} e^{-s\tau} + \sum_{k=0}^4 q''_k s^k e^{-s\tau}.$$

$$\begin{aligned} p_7 &= MR T_{EV} T_g T_t T_{WT} T_{PV}, \\ p_6 &= MR(T_g T_t T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_g T_t T_{WT} + T_{EV} T_g T_t T_{PV} + T_{EV} T_t T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_g T_{WT} T_{PV}) \\ &\quad + DR T_{EV} T_g T_t T_{WT} T_{PV}, \\ p_5 &= MR(T_g T_t T_{WT} + T_g T_t T_{PV} + T_{EV} T_g T_t + T_t T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_t T_{WT} + T_g T_{WT} T_{PV} \\ &\quad + T_{EV} T_g T_{WT} + T_{EV} T_t T_{PV} + T_{EV} T_g T_{PV} + T_{EV} T_{WT} T_{PV}) + DR(T_g T_t T_{WT} T_{PV} \\ &\quad + T_{EV} T_g T_t T_{WT} + T_{EV} T_g T_t T_{PV} + T_{EV} T_t T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_g T_{WT} T_{PV}) \\ &\quad + K_{EV} R T_g T_t T_{WT} T_{PV} \rho, \\ p_4 &= MR(T_g T_t + T_t T_{WT} + T_g T_{WT} + T_t T_{PV} + T_{EV} T_t + T_g T_{PV} + T_{EV} T_g + T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_{WT} \\ &\quad + T_{EV} T_{PV}) + T_{EV} T_{WT} T_{PV} + DR(T_g T_t T_{WT} + T_g T_t T_{PV} + T_{EV} T_g T_t + T_t T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_t T_{WT} \\ &\quad + T_g T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_g T_{WT} + T_{EV} T_t T_{PV} + T_{EV} T_g T_{PV} + T_{EV} T_{WT} T_{PV}) + K_{EV} R \rho (T_g T_t T_{WT} \\ &\quad + T_g T_t T_{PV} + T_t T_{WT} T_{PV} + T_g T_{WT} T_{PV}), \\ p_3 &= MR(T_t + T_g + T_{WT} + T_{PV} + T_{EV}) + DR(T_g T_t + T_t T_{WT} + T_g T_{WT} + T_t T_{PV} + T_{EV} T_t \\ &\quad + T_g T_{PV} + T_{EV} T_g + T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_{WT} + T_{EV} T_{PV}) + T_{WT} T_{PV} + T_{EV} T_{WT} + T_{EV} T_{PV} \\ &\quad + K_{EV} R \rho (T_g T_t + T_t T_{WT} + T_g T_{WT} + T_t T_{PV} + T_g T_{PV} + T_{WT} T_{PV}), \\ p_2 &= MR + DR(T_t + T_g + T_{WT} + T_{PV} + T_{EV}) + T_{WT} + T_{PV} + T_{EV} + K_{EV} R \rho (T_t + T_g \\ &\quad + T_{WT} + T_{PV}), \\ p_1 &= 1 + DR + K_{EV} R \rho, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} q'_5 &= K_p A \beta K_{EV} R T_g T_t T_{WT} T_{PV} \alpha_1, \\ q''_5 &= 0, \\ q'_4 &= K_p A \beta R (T_{EV} T_{WT} T_{PV} \alpha_0 + K_{EV} T_g T_t T_{WT} \alpha_1 + K_{EV} T_g T_t T_{PV} \alpha_1 + K_{EV} T_t T_{WT} T_{PV} \alpha_1 \\ &\quad + K_{EV} T_g T_{WT} T_{PV} \alpha_1), \\ q''_4 &= K_I A \beta K_{EV} R T_g T_t T_{WT} T_{PV} \alpha_1, \end{aligned}$$

Ek-B (Devam): 3.2.2 için Klasik PI veya KDPI Denetleyici Kullanılması Durumunda Karakteristik Denklem Katsayıları

$$\begin{aligned}
 q'_3 &= K_p A \beta R (T_{WT} T_{PV} \alpha_0 + T_{EV} T_{WT} \alpha_0 + T_{EV} T_{PV} \alpha_0 + K_{EV} T_g T_t \alpha_1 + K_{EV} T_t T_{WT} \alpha_1 \\
 &\quad + K_{EV} T_g T_{WT} \alpha_1 + K_{EV} T_t T_{PV} \alpha_1 + K_{EV} T_g T_{PV} \alpha_1 + K_{EV} T_{WT} T_{PV} \alpha_1), \\
 q''_3 &= K_I A \beta R (T_{EV} T_{WT} T_{PV} \alpha_0 + K_{EV} T_g T_t T_{WT} \alpha_1 + K_{EV} T_g T_t T_{PV} \alpha_1 + K_{EV} T_t T_{WT} T_{PV} \alpha_1 \\
 &\quad + K_{EV} T_g T_{WT} T_{PV} \alpha_1), \\
 q'_2 &= K_p A \beta R (T_{EV} \alpha_0 + T_{WT} \alpha_0 + T_{PV} \alpha_0 + K_{EV} T_t \alpha_1 + K_{EV} T_g \alpha_1 + K_{EV} T_{WT} \alpha_1 + K_{EV} T_{PV} \alpha_1), \\
 q''_2 &= K_I A \beta R (T_{WT} T_{PV} \alpha_0 + T_{EV} T_{WT} \alpha_0 + T_{EV} T_{PV} \alpha_0 + K_{EV} T_g T_t \alpha_1 + K_{EV} T_t T_{WT} \alpha_1 \\
 &\quad + K_{EV} T_g T_{WT} \alpha_1 + K_{EV} T_t T_{PV} \alpha_1 + K_{EV} T_g T_{PV} \alpha_1 + K_{EV} T_{WT} T_{PV} \alpha_1), \\
 q'_1 &= K_p A \beta R (K_{EV} \alpha_1 + \alpha_0), \\
 q''_1 &= K_I A \beta R (T_{EV} \alpha_0 + T_{WT} \alpha_0 + T_{PV} \alpha_0 + K_{EV} T_t \alpha_1 + K_{EV} T_g \alpha_1 + K_{EV} T_{WT} \alpha_1 + K_{EV} T_{PV} \alpha_1), \\
 q'_0 &= 0, \\
 q''_0 &= K_I A \beta R (K_{EV} \alpha_1 + \alpha_0),
 \end{aligned}$$

Ek-C: 3.2.1 ve 3.2.2’de Yer Alan Bir Bölge YFK-EA Sistemine Ait Açık Çevrim Transfer Fonksiyonunun Katsayıları

$$n_2 = K_{EV} T_g T_t \alpha_1,$$

$$n_1 = T_{EV} \alpha_0 + K_{EV} T_g \alpha_1 + K_{EV} T_t \alpha_1,$$

$$n_0 = \alpha_0 + K_{EV} \alpha_1,$$

$$d_4 = M T_{EV} T_g T_t,$$

$$d_3 = M (T_{EV} T_g + T_{EV} T_t + T_g T_t) + D T_{EV} T_g T_t,$$

$$d_2 = M (T_{EV} + T_g + T_t) + D (T_{EV} T_g + T_{EV} T_t + T_g T_t) + K_{EV} T_g T_t \rho,$$

$$d_1 = T_{EV} / R + M + D (T_{EV} + T_g + T_t) + K_{EV} \rho (T_g + T_t),$$

$$d_0 = D + K_{EV} \rho + 1/R.$$

ÖZ GEÇMİŞ

Alperen SARI [] tarihinde [] doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini [] tamamladı. [] yılında Niğde (Niğde Ömer Halisdemir) Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı ve bu bölümden [] tarihinde mezun oldu. Aynı yıl Niğde (Niğde Ömer Halisdemir) Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine başladı. [] yılları arasında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Enerji Tesisleri Anabilim Dalı'na araştırma görevlisi olarak çalıştı. 2019 yılında MEB tarafından 1416 sayılı Kanun uyarınca verilen YLSY bursu ile yurtdışında öğrenim almaya hak kazandı. Burs kapsamında [] başladı. [] başladığı ikinci yüksek lisans öğrenimini 2022'de tamamladı. 2018'den beri de Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde doktora öğrenimine devam etmektedir. Doktora çalışmaları kapsamındaki çalışma alanları zaman gecikmeli güç sistemlerinin kararlılık analizi ve denetleyici tasarımı üzerinedir. Ayrıca, elektrikli araçlar ve yenilenebilir enerji kaynakları gibi ortaya çıkan yeni teknoloji ve trendlerin akıllı şebekelere uyarlanması üzerine de çalışmalar yürütmektedir.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

Bu tez çalışmasından, 1 (bir) adet SCI-Expanded indeksli uluslararası makale, ve 1 (bir) adet uluslararası bildiri üretilmiştir. Belirtilen yayınlara ait ayrıntılı bilgi aşağıda sunulmuştur.

Sari, A., Sönmez, Ş., Ayasun, S., ve Kabalci, Y., “Delay-Dependent stability analysis of multi area LFC-EVs system”, ***IEEE Transactions on Smart Grid***, 2022, 10.1109/TSG.2022.3212779.

Sari, A., Sonmez, S., Ayasun, S., ve Kabalci, Y., “The impact of the EV aggregator on the stability regions of the time-delayed LFC-EV with FOPI controller”, ***In 2022 4th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)***, Nevşehir, Türkiye, s. 311-315, 14-17 Haziran 2022.

