



**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜLERİ  
ORTAK YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**



**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Halil SEZER**

**YENİLENEBİLİR ENERJİ KAYNAKLARI  
İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK  
FREKANS KONTROL SİSTEMİNİN  
KARARLILIK ANALİZİ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**OSMANİYE – 2016**

**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ORTAK YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**

**YENİLENEBİLİR ENERJİ KAYNAKLARI İÇEREN  
ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL  
SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ**

**Halil SEZER**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**OSMANIYE  
MAYIS 2016**

## TEZ ONAYI

### YENİLENEBİLİR ENERJİ KAYNAKLARI İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ

Halil SEZER tarafından 1. Danışmanı Yrd. Doç. Dr. Halil EROL ve 2. Danışmanı Prof. Dr. Saffet AYASUN danışmanlıklarında Osmaniye Korkut Ata Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalı'nda hazırlanan bu çalışma aşağıda imzaları bulunan jüri üyeleri tarafından oy birliği/çokluğu ile **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

**1. Danışman:** Yrd. Doç. Dr. Halil EROL .....  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, OKÜ

**2. Danışman:** Prof. Dr. Saffet AYASUN .....  
Enerji Tesisleri Anabilim Dalı, Niğde Üniversitesi

**Üye:** Prof. Dr. Elif Derya ÜBEYLİ .....  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, OKÜ

**Üye:** Doç. Dr. Ahmet Serdar YILMAZ .....  
Elektrik Tesisleri Anabilim Dalı, KSÜ

**Üye:** Doç. Dr. Ahmet TEKE .....  
Elektrik Makinaları Anabilim Dalı, ÇÜ

Yukarıdaki jüri kararı Osmaniye Korkut Ata Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ...../...../..... tarih ve ..... /..... sayılı kararı ile onaylanmıştır.

Prof. Dr. A. Ali GÜRTEN .....  
Enstitü Müdürü, **Fen Bilimleri Enstitüsü**

*Bu tezde kullanılan özgün bilgiler, şekil, çizelge ve fotoğraflardan kaynak göstermeden alıntı yapmak 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunu hükümlerine tabidir.*

## TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, bu çalışma sonucunda elde edilmeyen her türlü bilgi ve ifade için ilgili kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını ve bu tezin Osmaniye Korkut Ata Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Halil SEZER



## ÖZET

### YENİLENEBİLİR ENERJİ KAYNAKLARI İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ YÜK FREKANS KONTROL SİSTEMİNİN KARARLILIK ANALİZİ

Halil SEZER

Yüksek Lisans, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Danışmanlar: Yrd. Doç. Dr. Halil EROL, Prof. Dr. Saffet AYASUN

Mayıs 2016, 91 sayfa

Günümüzde, artan nüfus nedeniyle enerji tüketiminin artması, dünyada bulunan fosil kaynakların sınırlı olması ve çevreyi ciddi şekilde kirletmesinden dolayı, PV güneş enerjisi, rüzgâr enerjisi, yakıt pilleri gibi Yenilenebilir Enerji Kaynaklarına (YEK) olan ilgi artmaktadır. YEK tarafından üretilen enerjinin kullanılabilmesi için Yük Frekans Kontrol (YFK) sistemlerine entegre edilmesi gereklidir. YFK sistemlerinde veri iletimi ve alımı sırasında kullanılan haberleşme ağından dolayı zaman gecikmeleri yaşanmaktadır. Bu zaman gecikmeleri, sistem dinamiğini olumsuz etkilemekte ve hatta sistemin kararsızlaşmasına neden olmaktadır. Bu tezde, kazanç ve faz payları dikkate alınarak zaman gecikmesinin yük frekans kontrollü melez enerji üretim/depolama sistemlerinin kararlılığına olan etkileri incelenmiştir. İlk aşamada, zaman gecikmesi sisteme kararlılık analizi için eklenmiştir. Sistemin kararsız olmadan önce tolere edebileceği maksimum kararlılık gecikme sınır payı, literatürde mevcut olan üstel terimin yok edilmesi yöntemiyle teorik olarak hesaplanmıştır. Ayrıca oransal – integral (PI) kontrolör kazançlarının maksimum zaman gecikmesine olan etkileri araştırılmıştır. Daha sonra, verilen herhangi bir zaman gecikmesi değeri için, PI kontrolör kazançlarına bağlı olarak, kararlılık bölgeleri teorik olarak bulunmuştur. Çalışmanın ikinci aşamasında, Matlab/Simulink programı kullanılarak, teorik sonuçlar doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, zaman gecikmesinin sistem kararlılığı için ne kadar önemli olduğunu göstermiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Yenilenebilir Enerji Kaynakları, Yük Frekans Kontrolü, Zaman Gecikmesi, Melez Enerji Üretim/Depolama Sistemi, Maksimum Kararlılık Gecikme Sınır Payı, Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu, Matlab/Simulink.

## ABSTRACT

### STABILITY ANALYSIS OF THE TIME-DELAYED LOAD FREQUENCY CONTROL SYSTEM WITH RENEWABLE ENERGY SOURCES

Halil SEZER

M.Sc., Department of Electrical and Electronics Engineering  
Supervisors: Assist. Prof. Dr. Halil EROL, Prof. Dr. Saffet AYASUN

May 2016, 91 pages

Nowadays, the renewable energy sources (RES) such as PV solar energy, wind energy, fuel cells are increasing the interest (have a great interest) since the increase in energy consumption due to growing population, limited fossil in the World's resources and serious environmental pollution. In order to use the energy generated by RES, it should be integrated into the Load Frequency Control (LFC) systems. The time delays occur in the LFC systems during data transmission and reception in communications network. This time delays affect negatively the dynamics of the system and even cause the system to become unstable. In this thesis, the effects of the time delays on stability in the load frequency controlled hybrid power generation/storage system are investigated with considering the gain and phase margins. In the first step, the time delay is added to system for the stability analysis. Maximum stability delay margin that system could tolerate before becoming unstable of the system is theoretically calculated by the method of elimination of exponential terms which is available in the literature. Also, the proportional - integral (PI) controller gain effects on the maximum time delay are investigated. Then, stability regions are found theoretically depending on the PI controller gains for any given value of time delay. In the second phase of the study, the theoretical results have been verified by using Matlab / Simulink program. According to the obtained results, the importance of the time delay is shown for the stability of system.

**Key Words:** Renewable Energy Sources, Load Frequency Control, Time Delay, Hybrid Power Generation/Storage System, Maximum Stability Delay Margin, Direct Method, Matlab/Simulink.



**Çok kıymetli aileme...**

## TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans tez konumun belirlenerek tez çalışmamın yürütölmesini üstlenen, çalışmalarım süresince değerli bilgi ve tecrübeleriyle katkılarını esirgemeyen danışman hocalarım Sayın Yrd. Doç. Dr. Halil EROL ve Sayın Prof. Dr. Saffet AYASUN'a teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca Arş. Gör. Emre ÖZER ve Arş. Gör. Nezahat GÜNENÇ TUNCEL'e desteklerinden dolayı teşekkür ederim.

Son olarak, her zaman bana destek olan, yardımlarını esirgemeyen ve bu zorlu maratonda beni hiç yalnız bırakmayan sevgili eşim Ayşe Şahika SEZER'e çok teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

TEZ ONAYI	
TEZ BİLDİRİMİ	
ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER .....	v
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
SİMGELER ve KISALTMALAR .....	x
1. GİRİŞ.....	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	6
3. MALZEME VE YÖNTEM.....	15
3.1. Zaman Gecikmeli Melez Enerji Üretim/Depolama Sistemi .....	15
3.1.1. Güç Sistemlerinde Zaman Gecikmesinin Nedenleri.....	15
3.1.2. Melez Enerji Üretim/Depolama Sisteminin Genel Yapısı.....	19
3.1.3. Melez Sistemin Blok Diyagramının Elde Edilmesi.....	22
3.1.4. Melez Sistemin Karakteristik Denkleminin Elde Edilmesi .....	27
3.1.5. Melez Sistemin Kazanç ve Faz Sabiti Olan Karakteristik Denkleminin Elde Edilmesi .....	32
3.2. Kararlılık Gecikme Sınır Payının Hesaplanması .....	36
3.2.1. Zaman Gecikmeli Sistemlerin Kararlılığı.....	36
3.2.2. Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu .....	38
3.2.3. Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodunun Melez Sistemin Karakteristik Denklemine Uygulanması .....	47
3.2.4. Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodunun Melez Sistemin Kazanç ve Faz Sabiti Olan Karakteristik Denklemine Uygulanması.....	51
3.3. Kararlılık Bölgelerinin Belirlenmesi.....	55
3.3.1. Melez Sistemin Kararlılık Bölgesinin Belirlenmesi.....	55
3.3.2. Kazanç ve Faz Sabiti Olan Melez Sistemin Kararlılık Bölgesinin Belirlenmesi.....	57

4. BULGULAR VE TARTIŞMA .....	60
4.1. Kararlılık Gecikme Sınır Payı İçin Bulunan Teorik Sonuçlar .....	60
4.2. Kazanç ve Faz Sabiti Olan Kararlılık Gecikme Sınır Payı İçin Bulunan Teorik Sonuçlar .....	64
4.3. Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrollü Melez Sistemin Matlab/Simulink Analizi.....	68
4.4. Kararlılık Bölgeleri İçin Bulunan Benzetim Sonuçları.....	75
4.5. Kazanç Ve Faz Sabiti Olan Kararlılık Bölgeleri İçin Bulunan Benzetim Sonuçları .....	77
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	81
KAYNAKLAR .....	83
ÖZGEÇMİŞ .....	90

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. Çeşitli iletişim bağlantıları ile ilişkili zaman gecikmesi değerleri.....	16
Çizelge 3.2. Melez Elektrik Üretim Depolama Sisteminin parametre değerleri.....	23
Çizelge 4.1. $K_p$ ve $K_I$ kontrolör kazanç değerlerinin (0-1) aralığındaki değişimine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.....	60
Çizelge 4.2. $K_p$ ve $K_I$ kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.....	61
Çizelge 4.3. $K_p$ ve $K_I$ kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve $A = 2$ , $\phi = 0^\circ$ değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri. ....	65
Çizelge 4.4. $K_p$ ve $K_I$ kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve $A = 3$ , $\phi = 0^\circ$ değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri .....	65
Çizelge 4.5. $K_p$ ve $K_I$ kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve $A = 1$ , $\phi = 15^\circ$ değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri. ....	66
Çizelge 4.6. $K_p$ ve $K_I$ kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve $A = 1$ , $\phi = 30^\circ$ değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri .....	66
Çizelge 4.7. $K_p$ ve $K_I$ kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine, $A = 2$ ve $\phi = 15^\circ$ değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri .....	67

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Güç Sistemlerindeki zaman gecikmelerinin gösterimi .....	4
Şekil 2.1. Önerilen çok kaynaklı alternatif melez enerji sisteminin genel yapısı .....	7
Şekil 2.2. Melez enerji üretim/enerji depolama sisteminin genel yapısı.....	8
Şekil 2.3. Çalışılan deniz melez enerji üretim/enerji depolama sisteminin genel yapısı .....	9
Şekil 2.4. Melez enerji ve kontrol sisteminin genel yapısı .....	10
Şekil 2.5. Önerilen melez sistemin genel sistem yapısı .....	11
Şekil 2.6. Melez enerji üretim/depolama sisteminin genel sistem yapısı .....	12
Şekil 3.1. Fazör ölçüm ünitelerinin ölçme/izleme sistemlerindeki yeri.....	17
Şekil 3.2. Zaman Gecikmeli Melez Elektrik Üretim / Depolama Sisteminin Blok Diyagramı ve Kontrol Stratejisi .....	23
Şekil 3.3. Rüzgâr türbin jeneratörünün farklı kanat açılarında( $\theta$ ) $C_p$ - $\lambda$ karakteristiği.....	25
Şekil 3.4. Kazanç Ve Faz Sabiti Olan, Zaman Gecikmeli Melez Elektrik Üretim / Depolama Sisteminin Blok Diyagramı ve Kontrol Stratejisi .....	33
Şekil 3.5. Zaman gecikmesine bağlı karakteristik denklemin köklerinin değişimi.....	38
Şekil 4.1. $K_p = 0$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için gecikme sınır payının değişimi.....	62
Şekil 4.2. $K_p = 0.1$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için gecikme sınır payının değişimi.....	63
Şekil 4.3. $K_p = 0.4$ ve $K_I = 0.05-1$ aralığı için gecikme sınır payının değişimi .....	63
Şekil 4.4. $K_p = 0.5$ ve $K_I = 0.5-5$ aralığı için gecikme sınır payının değişimi.....	64
Şekil 4.5. $K_p = 2$ ve $K_I = 0.5-5$ aralığı için gecikme sınır payının değişimi .....	64
Şekil 4.6. Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrollü Melez Enerji Üretim/Depolama Sisteminin Simulink Modeli .....	69
Şekil 4.7. $K_p = 0.05$ ve $K_I = 0.1$ için yük frekans kontrollü melez sistemde farklı gecikme sınır payı değerleri için frekansın değişimi.....	70

Şekil 4.8. $K_p = 0.6$ ve $K_I = 0.2$ için yük frekans kontrollü melez sistemde farklı gecikme sınır payı değerleri için frekansın değişimi.....	71
Şekil 4.9. $K_p = 0.5$ ve $K_I = 1$ için yük frekans kontrollü melez sistemde farklı gecikme sınır payı değerleri için frekansın değişimi.....	72
Şekil 4.10. $K_p = 3$ ve $K_I = 3.5$ için yük frekans kontrollü melez sistemde farklı gecikme sınır payı değerleri için frekansın değişimi.....	74
Şekil 4.11. Kazanç ve faz sınır payının $A = 1, \phi = 0^\circ, A = 2, \phi = 0^\circ, A = 1, \phi = 15^\circ$ ve $K_p = 1, K_I = 1$ değerleri için frekans değişimi üzerindeki sönümlenme etkisi.....	75
Şekil 4.12. PI denetleyicinin üç farklı gecikme sınır payı ( $\tau = 0.5$ s, $\tau = 1$ s, $\tau = 1.5$ s) için kararlılık bölgeleri.....	76
Şekil 4.13. R1 bölgesi için üç farklı PI kazanç değerleri için frekansın değişimi ( $\tau = 0.5$ s).....	77
Şekil 4.14. Farklı kazanç ve sabit faz sınır payı değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgesi ( $\tau = 0.5$ s).....	78
Şekil 4.15. Üç farklı kontrolör kazanç değerleri için frekans sapması cevapları ( $\tau = 0.5$ s).....	78
Şekil 4.16. Sabit kazanç ve farklı faz sınır payı değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgesi ( $\tau = 0.5$ s).....	79
Şekil 4.17. Farklı kazanç ve farklı faz sınır payı değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgesi ( $\tau = 0.5$ s).....	80
Şekil 4.18. Üç farklı kontrolör kazanç değerleri için frekans sapması cevapları ( $\tau = 0.5$ s).....	80

## SİMGELER ve KISALTMALAR

$A$	Kazanç Sınır Payı	(-)
$A_r$	Rotor Bıçaklarının Taradığı Alan(Rüzgâr Türbini için)	(m <sup>2</sup> )
AC	Alternatif Akım	(-)
AD	Akım Dönüştürücüleri	(-)
BER	Bit Hata Oranı	(-)
$C_p$	Rotor Verimi	(-)
CRB	Karmaşık Kök Sınır	(-)
D	Sönümleme Sabiti	(-)
DC	Doğru Akım	(-)
DFT	Ayrık Fourier Dönüşüm	(-)
DLC	Çift Katmanlı Kapasitör	(-)
DSSS	Doğrudan Sıralı Dağılık Spektrum	(-)
FC	Yakıt Hücresi	(-)
FHSS	Frekans Atlamalı Dağılık Spektrum	(-)
GD	Gerilim Dönüştürücüleri	(-)
GHz	Gigahertz	(-)
GM	Kazanç Sınır Payı	(-)
GPMT	Kazanç-Faz Sınır Payı Test	(-)
HPF	Yüksek Geçiren Filtre	(-)
HVDC	Yüksek Gerilim Doğru Akım	(-)
I	İntegral	(-)
$K_p$	Oransal Kontrolör	(-)
$K_I$	İntegral Kontrolör	(-)
km	Kilometre	(-)
LMI	Doğrusal Matris Eşitsizlikleri	(-)
M	Eylemsizlik Sabiti	(kg.m <sup>2</sup> )
ms	Milisaneye	(-)
OFDM	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama	(-)
P	Oransal	(-)

$P_{FC}$	FC Sisteminin Gücü	(Watt)
$P_{load}$	Yükün Gücü	(Watt)
$P_{NET}$	Net Güç	(Watt)
$P_{PV}$	PV Sisteminin Gücü	(Watt)
$P_{Wind}$	Rüzgâr Türbininin Mekanik Gücü	(Watt)
$P_{WTG}$	Rüzgâr Türbin Jeneratörünün Gücü	(Watt)
PI	Oransal-İntegral	(-)
PLC	Güç Hattı Haberleşmesi	(-)
PM	Faz Sınır Payı	(-)
PMU	Fazör Ölçüm Birimi	(-)
PSS	Güç Sistem Dengeleyici	(-)
p.u.	Per Unit	(-)
PV	Güneş Panelleri	(-)
RF	Radyo Frekans	(-)
RT	Kök Eğilimi	(-)
$S$	PV Dizisinin Ölçülen Alanı	(m)
s	Saniye	(-)
SCADA	Danışmalı Kontrol ve Veri Toplama Sistemi	(-)
SHREC	Topluluklar İçin Akıllı Melez Yenilenebilir Enerji Sistemi	(-)
$T$	Ortam Sıcaklığı	( $C^0$ )
$T_{DLCC}$	DLCC Sisteminin Zaman Sabiti	(s)
$T_{FC}$	FC Sisteminin Zaman Sabiti	(s)
$T_{PV}$	PV Sisteminin Zaman Sabiti	(s)
$T_{WTG}$	Rüzgâr Türbin Jeneratörünün Zaman Sabiti	(s)
TKSK	Tristör Kontrollü Seri Kompansatör	(-)
$v$	Rüzgâr Hızı	(m/s)
VLSI	Çok Geniş Ölçekli Entegrasyon	(-)
WAMS	Geniş Alan Ölçüm/İzleme Sistemleri	(-)
WETG	Dalga-enerji türbin jeneratör	(-)
WTG	Rüzgâr Türbin Jeneratörü	(-)
WTGS	Rüzgâr Türbin Jeneratör Sistemleri	(-)
YEK	Yenilenebilir Enerji Kaynakları	(-)
YFK	Yük Frekans Kontrol	(-)

$\Delta f$	Sistemin Frekans Sapması	(Hz)
$\eta$	PV Dizisinin dönüşüm verimliliği	(-)
$\theta$	Kanat Açısı	(-)
$\lambda$	Kanat Hız Oranın Fonksiyonu	(-)
$\Phi$	Faz Sınır Payı	(derece)
$\rho$	Hava Yoğunluğu	(kg/m <sup>3</sup> )
$\tau$	Zaman gecikmesi	(s)
$\tau^*$	Maksimum Zaman Gecikmesi	(s)
$\varphi$	Güneş Işını	(Watt)





## 1. GİRİŞ

Günümüzde elektrik güç sistemlerinde enterkonnekte şebekelerin önemi çok hızlı bir şekilde artmaktadır. Bütün elektrik üretim sistemlerinin tek merkezden kontrol edilebilmesi için birbirine bağlanması gerekmektedir. Bu nedenle ülkemizdeki bütün elektrik üretim sistemleri birbirine bağlanmaya çalışılmaktadır, hatta günümüzde sadece kendi ülkemiz için sınırlı kalınmamaya çalışılmaktadır. Örneğin bulunduğumuz bölge itibarıyla tüm Avrupa Birliği ülkeleri ile de enterkonnekte bir bağlantı oluşturulmak istenmektedir. Bunu şu an için yapmak çok zordur, çünkü ülkemizde frekans tolerans aralığı Avrupa ülkelerine göre daha geniş bir aralıktadır. Frekans sistemde üretilen elektriğin kalitesini ve sistem performansını gösteren temel parametrelerden biridir. Burada frekans kontrolünün önemi ortaya çıkmaktadır. Güç sistemleri birden fazla kontrol bölgelerine sahiptirler. Elektrik güç sistemlerinde Yük frekans kontrol (YFK) sistemlerinin temel amacı, her bir kontrol bölgesinde yük ile üretim arasındaki dengeyi sağlamak ve dolayısıyla sistem frekansında meydana gelecek değişimleri yok edip sistemi istenilen frekans değerleri arasında tutmaktır [1,2].

Güç sisteminin işletimi ve kontrolünde, yük frekans kontrolünün kaliteli bir şekilde yeterli ve güvenilir elektrik enerjisi sağlamak için önemi çok büyüktür. Birçok kontrol stratejileri daha iyi performans elde etmek için öne sürülmüştür. Çok alanlı enterkonnekte elektrik güç sisteminde yük frekans kontrolünün temel amacı, tatmin edici alan frekansını ve birbirine bağlı hatların gücünü elde etmektir. Çünkü güç sistemleri her zaman parametre belirsizlikleri, yapı belirsizlikleri ve yük bozuklukları gibi belirsizliklere sahiptir, bu yüzden sağlamlık yük frekans kontrolünde çok önemlidir [3].

Klasik YFK problemlerindeki anahtar varsayımlar şunlardır:

1. Basamak yük değişimini takip eden kararlı durum frekans hatası yok edilmelidir. Geçiş frekansı ve zaman hataları küçük tutulmalıdır.
2. Herhangi bir alandaki basamak yükünü takip eden güç bölgelerindeki statik değişimler sıfır olmalıdır. Her bir bölge kendi yük değişimleri için gerekleri işlemleri yapabilmelidir.

3. Herhangi bir bölgenin güç ihtiyacı acil bir durumda diğer bölgeler tarafından sağlanabilmelidir [4].

Yük Frekans Kontrolünün 4 (dört) temel amacı vardır. Bunlar:

1. Sistem frekansını belirlenmiş bir değerde tutmak veya bu değere yaklaştırmaya çalışmak (Türkiye için 50Hz),
2. Kontrol bölgeleri arasındaki güç değişimlerini istenilen değerde tutmak ve sistemin kararsızlaşmasını kontrol etmek,
3. Bağlantı güç tevzi sistemine bağlı her ünitenin en uygun üretimi yapmasını sağlamak ve anlık yük değişimlerine karşılık vermek,
4. Her birimin üretiminin en ekonomik değerde olmasını sağlamaktır.

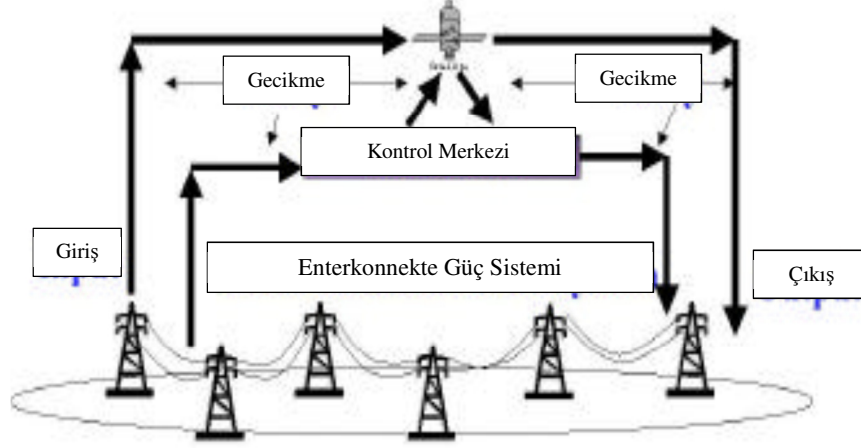
Üretim kabiliyetini arttırılabilmesi, yük artışına karşı daha fazla ve daha hızlı cevap verilebilmesi, daha kaliteli elektrik hizmetinin sağlanabilmesi ve daha kısa sürede işlemlerin gerçekleştirilebilmesi gibi birçok avantaja YFK sistemi sahiptir.

Artan nüfus ve gelişen sanayinin sonucu olarak tüketilen enerjinin artmaya başlaması insanları yeni enerji üretim kaynaklarına yöneltmiştir. Bunun yanında günümüzde kullanılan fosil yakıtlar çevreyi ciddi şekilde kirletmekte ve küresel iklim değişikliklerine neden olmaktadır. Bu nedenlerle, Yenilenebilir Enerji Kaynakları (YEK) günümüzdeki enerji kaynaklarına alternatif olarak çok önem kazanmaya başlamıştır. Enerji kaynakları iki bölüme ayrılmıştır. Bunlar yenilenebilir ve yenilenemeyen enerji kaynaklarıdır. En çok kullanılan yenilenemeyen enerji kaynakları kömür, petrol ve doğalgazdır. YEK ise şunlardır; güneş, rüzgâr, dalga biokütle, jeotermal, hidrolik ve hidrojen enerjileridir. Bu kaynakların avantajları sınırsız, temiz, pratik, ekonomik ve çevre dostu olmalarıdır. Bu kaynaklar günümüzün enerji sorunlarına çözüm bulmada en etkili ve etkin yoldur [5,6].

Elektrik güç sistemlerinin haberleşmesinde veri iletimi ve alımı sırasında kullanılan haberleşme yöntemlerinden dolayı zaman gecikmeleri yaşanmaktadır. Bu zaman gecikmeleri sistem dinamiğini ciddi şekilde olumsuz etkilemekte ve hatta sistemin kararsızlaşmasına neden olmaktadır [7-12].

YFK sistemlerinde birçok parametreyi ölçmek için örneğin; akım, gerilim, frekans, güç vb. fazör ölçüm birimleri (PMU) kullanılmaktadır. Ayrıca bu ölçülen bilgilerin kontrol merkezlerine gönderilmesi ve buradan da kontrol sinyallerinin santrallere gönderilmesi için çeşitli haberleşme ağları da kullanılmaktadır. PMU ve haberleşme ağlarının kullanımı, zaman gecikmelerine neden olmaktadır. Bu zaman gecikmeleri sistemin dinamiğini ve kararlılığını olumsuz etkilemektedir [7-12]. Güç sistemlerinde, ölçülen bilgileri uzak mesafelerden kontrol merkezlerine göndermek için farklı haberleşme yöntemleri kullanılmaktadır. Bunlar telefon hatları, enerji iletim hatları, fiber optik kablo hatları, uydu vb. haberleşme ağlarıdır. PMU ve haberleşme yöntemlerinden dolayı sistemde verinin işlenmesi sırasında gecikmeler olacaktır. Bundan dolayı veri ölçümündeki oluşan toplam zaman gecikmeleri, kullanılan haberleşme yöntemine bağlı olarak değişmektedir. Toplam veri haberleşme gecikmelerinin 100–700 ms aralığında oldukları gözlemlenmiştir [8]. YFK sistemlerinde, kullanılan iletişim teknolojilerine göre toplam zaman gecikmelerinin 5-15 s aralığında olabilecekleri gözlemlenmiştir [7]. Zaman gecikmeleri sistem dinamiğini ciddi şekilde olumsuz etkilemekte ve hatta sistemin kararsızlaşmasına neden olmaktadır. Bu yüzden, güç sistemlerinin analizini yaparken zaman gecikmelerinin dikkate alınması gerekir ve kontrolör tasarımları yapılırken zaman gecikmesi göz önünde bulundurulmalıdır. YFK güç sistemlerinin tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesinin bulunması bu nedenlerden dolayı çok önem arz etmektedir. Bu sorunun çözümü açısından maksimum zaman gecikmesi hesapları yapılacaktır ve sistemin kararlılık bölgeleri belirlenecektir.

Zaman gecikmesi kavramı birçok mühendislik uygulamalarında karşımıza çıkmaktadır. Gecikme konusu ve uygulamaları sinyal işleme, fiber optik ve Çok Geniş Ölçekli Entegrasyon (VLSI) tasarım alanlarında dikkat çekmektedir. Fakat zaman gecikmeleri güç sistemlerinde genellikle dikkate alınmaz. Şekil 1.1, güç sistemlerindeki zaman gecikmelerinin şematik olarak göstermektedir [13]. Bu resimden görüldüğü üzere gecikmeler her birimin haberleşmesi sırasında ortaya çıkmaktadır.



Şekil 1.1. Güç Sistemlerindeki zaman gecikmelerinin gösterimi [13].

Bu yüksek lisans tezinde, yenilenebilir enerji kaynakları içeren melez elektrik üretim/depolama sistemindeki zaman gecikmelerinin yük-frekans kontrol sistemine olan etkileri analiz edilmiştir ve melez sisteme literatürde bulunan Üstel Terimin Yok Edilmesi Yöntemi [14] uygulanarak kararlılık gecikme sınır payları ve kazanç-faz ( $A - \Phi$ ) değerlerinin değişimine bağlı olarak kararlılık bölgeleri teorik olarak hesaplanmıştır. Elde edilen bütün teorik sonuçlar Matlab/Simulink programıyla doğrulanmıştır.

Güç sistemlerinde, büyük zaman gecikmelerinin meydana gelmesi kaçınılmazdır ve bu zaman gecikmeleri sistem üzerinde kararsız bir etkiye neden olmaktadır. Bunun yanında kontrol sisteminin sönümlenme etkisini azaltmakta, senkronizasyon kaybı ve kararsızlık gibi kabul edilemez performanslara sebep olmaktadır. Bundan dolayı, kontrolör tasarım metotları ve kararlılık analizi zaman gecikmelerinde dikkate alınmak zorunda ve zaman gecikmeli güç sistemlerinin karmaşık dinamik davranışını araştırmak için pratik yöntemler geliştirilmelidir [10].

Bu tezin en önemli katkısı, maksimum zaman gecikme hesaplarında daha yeni kullanılmaya başlayan bir yöntemin yenilenebilir enerji kaynakları içeren melez enerji üretim / depolama sistemine ilk defa uygulanarak kararlılık analizinin yapılacak olmasıdır.

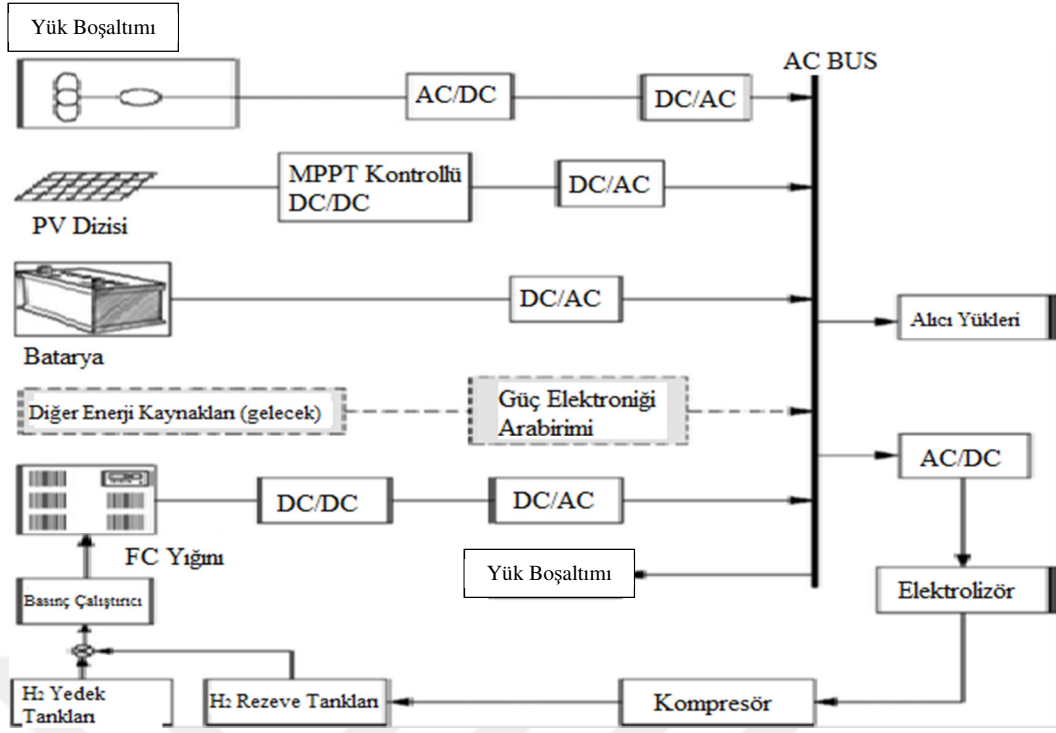
Bölüm 2'de daha önce yapılmış çalışmalar sunulmaktadır. Bölüm 3'te ilk olarak elektrik güç sistemlerinde meydana gelen zaman gecikmelerinin nedenleri ayrıntılı

olarak anlatılmıştır. Daha sonra melez enerji üretim/depolama sisteminin genel sistem yapısı anlatılmış ve genel sistemi oluşturan alt sistemler hakkında kısaca bilgiler verilmiştir. Daha sonra bu tezde kullanılan melez sistemin blok diyagramı sistemde meydana gelen toplam zaman gecikmesinin sisteme eklenmesi ile elde edilmiş ve bu blok diyagramın karakteristik denklemi bulunmuştur. Elektrik güç sistemlerinde meydana gelen zaman gecikmelerinin sistemin kararlılığı üzerindeki etkileri ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır. Sistemin kararlılık analizi için kullanılan üstel terimin yok edilmesi yöntemi ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır. Bulunan karakteristik denklem sayesinde üstel terimin yok edilmesi metodu ile melez sistemin kararlılık sınır payı hesapları yapılmıştır. Kazanç-faz ( $A - \Phi$ ) sabiti karakteristik denkleme eklenerek önerilen yöntemle melez sisteminin kararlılık sınır payları farklı kazanç-faz ( $A - \Phi$ ) değerlerine göre hesaplanmıştır. Son olarak melez enerji üretim/depolama sisteminin oransal-integral (PI) kontrolör kazanç ve farklı kazanç-faz ( $A - \Phi$ ) değerlerine göre kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Bölüm 4'te bir önceki bölümde bulunan bütün teorik sonuçlar sunulmuş ve bu sonuçların ispatı Matlab/Simulink programı sayesinde doğrulanmıştır. Son olarak elde edilen benzetim sonuçları gösterilmiş ve bu sonuçların değerlendirmeleri yapılmıştır.

## 2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

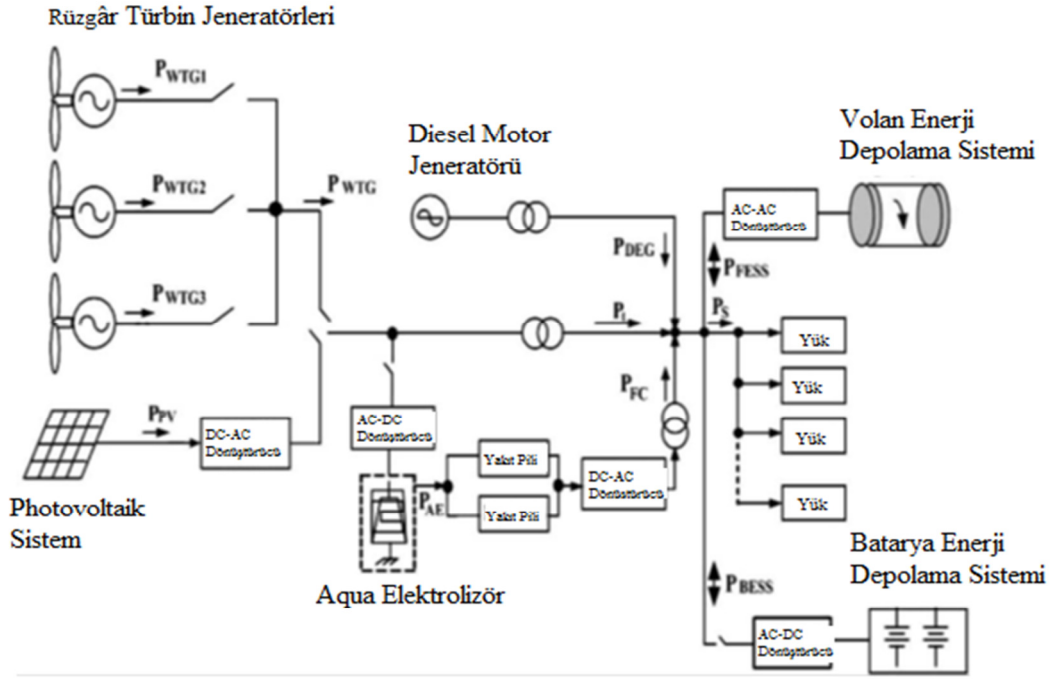
Zaman gecikmeli yük-frekans kontrollü melez enerji üretim/depolama sistemlerinin kararlılık analizi konusunda şu ana kadar yapılan çalışmalar çok azdır. Bunun başlıca nedeni melez sistemlerinin yeni bir konu olması ve bu sistemlerin uygulamalarının çok kısıtlı olmasındandır. Daha önce melez sistemlerle ilgili yapılan çalışmalarda zaman gecikmesi dikkate alınmamıştır. Bu tezdeki en önemli katkı, melez sistemlerde meydana gelen zaman gecikmelerinin dikkate alınarak kararlılık analizlerinin yapılmasıdır. Frekans sapsmasının kontrolü ve melez yenilenebilir enerji sistemlerinin modellenmesi ile ilgili çok sayıda makale incelenmiştir ve bunlara aşağıda kısaca değinilmiştir.

C. Wang ve M.H. Nehrir 2008 yılında yapmış oldukları çalışmada [16], bağımsız uygulamalar için alternatif akım (AC)-bağlantılı melez rüzgâr / güneş panelleri (PV) / yakıt hücresi (FC) sistemlerinden oluşan alternatif enerji sistemi önermişleridir. Rüzgâr ve PV sistemin birincil güç kaynaklarıdır ve buradaki FC-elektrolizör birleşim sistemi yedekleme ve uzun süreli depolama sistemi olarak kullanılır. Şekil2.1 ile önerilen çok kaynaklı alternatif melez enerji sisteminin genel yapısı gösterilmiştir. Bir tam güç yönetim stratejisi sistemdeki farklı enerji kaynakları ve depolama birimi arasındaki güç akışını yönetmek amacıyla, önerilen sistem için tasarlanmıştır. Melez enerji sistemi için bir benzetim modeli MATLAB/Simulink kullanılarak geliştirilmiştir. Farklı senaryolar altında sistem performansı, pratik bir yük talebi profili ve gerçek hava verileri kullanılarak benzetim çalışmalarıyla başarılı bir şekilde doğrulanmıştır [16].



Şekil 2.1. Önerilen çok kaynaklı alternatif melez enerji sisteminin genel yapısı [16].

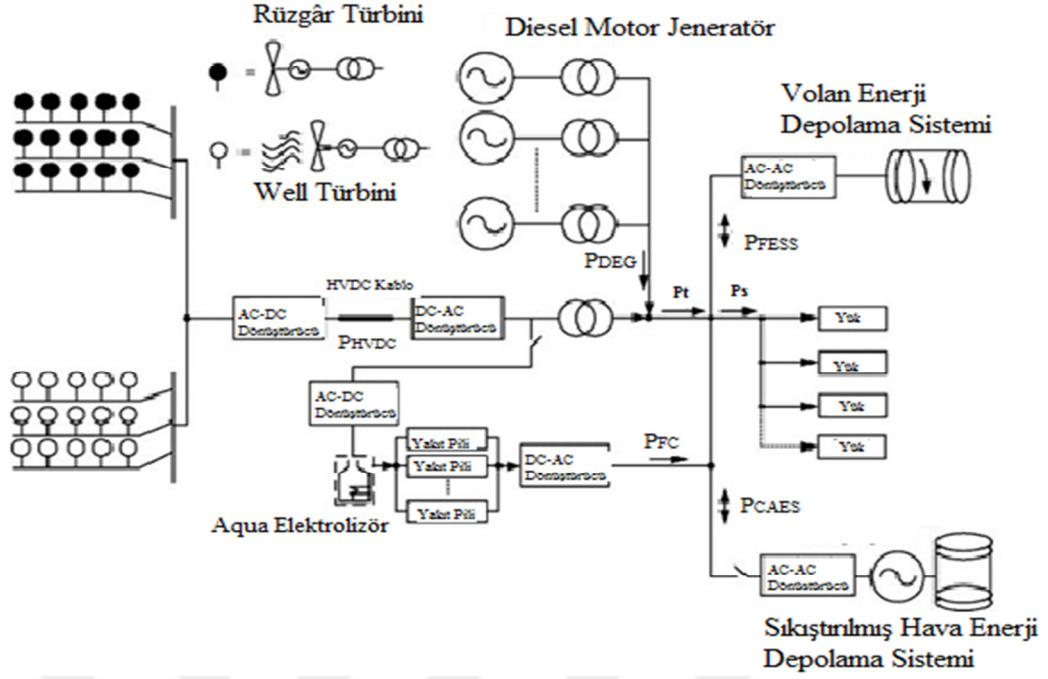
Dong Jing ve Lee Wang 2008 yılında yapmış oldukları çalışmada [17], zaman bölgesi benzetimlerini kullanarak izole yüklere bağlı bir bağımsız melez yenilenebilir enerji elektrik üretimi / enerji depolama sisteminin küçük işaret kararlılık analizi yapmış ve sonuçlarını makalede göstermişlerdir. Önerdikleri yenilenebilir enerji güç üretim alt sistemlerinde, üç tane rüzgâr türbin jeneratörü, bir dizel motor jeneratörü, iki yakıt hücresi ve bir güneş enerjisi sistemi bulunmaktadır. Burada enerji depolama alt sistemi ise pil enerji depolama sistemi ve volan enerji depolama sisteminden oluşur. Şekil 2.2 ile önerilen melez enerji üretim/enerji depolama sisteminin genel yapısı gösterilmiştir. Bu şekilde bulunan aqua elektrolizörü, FC sistemi için kullanılabilir hidrojen üretmek amacıyla PV veya rüzgâr türbin jeneratörü (WTG) sistemleri tarafından üretilen enerjinin bir kısmını emer. Çeşitli çalışma noktaları ve bozulma koşullarında üç çalışılan durum için üç matematiksel modele dayalı bir zaman bölgesi yaklaşımı yapılır. İzole yükleri besleyen önerilen melez enerji üretimi / enerji depolama sistemi, sistem güç-frekans dengesi durumunu sağlamak için uygun bir şekilde çalıştırılabilir. Elde edilen benzetim sonuçlarından bu neticeye varılmıştır [17].



Şekil 2.2. Melez enerji üretim/enerji depolama sisteminin genel yapısı [17].

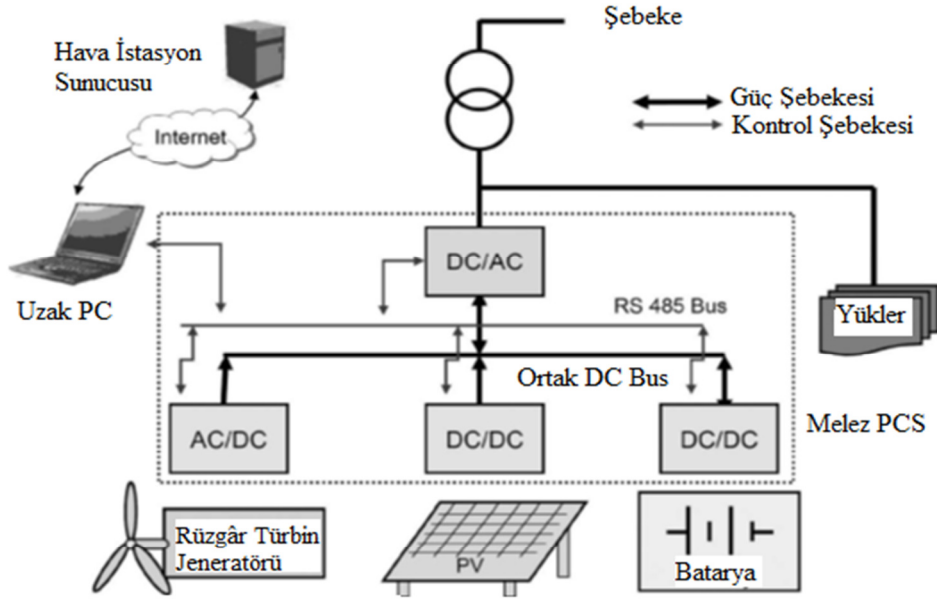
Li Wang ve arkadaşları 2008 yılında yapmış oldukları çalışmada [18], hem zaman hem de frekans bölgesi için benzetim sonuçlarını, bir yüksek gerilim doğru akım (HVDC) bağlantısı aracılığıyla izole yükleri besleyen yeni bir deniz melez yenilenebilir enerji elektrik üretimi / enerji depolama sistemi oluşturarak göstermişlerdir. Çalışılan denizde enerji üretim alt sistemleri, deniz rüzgârından ve okyanus dalgasından sırasıyla rüzgâr enerjisi ve dalga enerjisini yakalamak için kıyıda uzak (offshore) rüzgâr türbinleri ve well türbinlerini kullanmaktadır. WTG ve dalga-enerji türbin jeneratör (WETG) sistemlerine ek olarak çalışılan sistemde aqua elektrolizörü kullanılır. Referans [17]'de aqua elektrolizörünün nasıl çalıştığı gösterilmiştir. Şekil 2.3 ile deniz melez enerji üretim/enerji depolama sisteminin genel yapısı gösterilmiştir. Burada enerji depolama alt sistemi, volan enerji depolama sistemi ve sıkıştırılmış hava enerji depolama sisteminden oluşur. Referans [17] ile gösterilen makaleyle benzer sonuçlara varılmıştır [18].





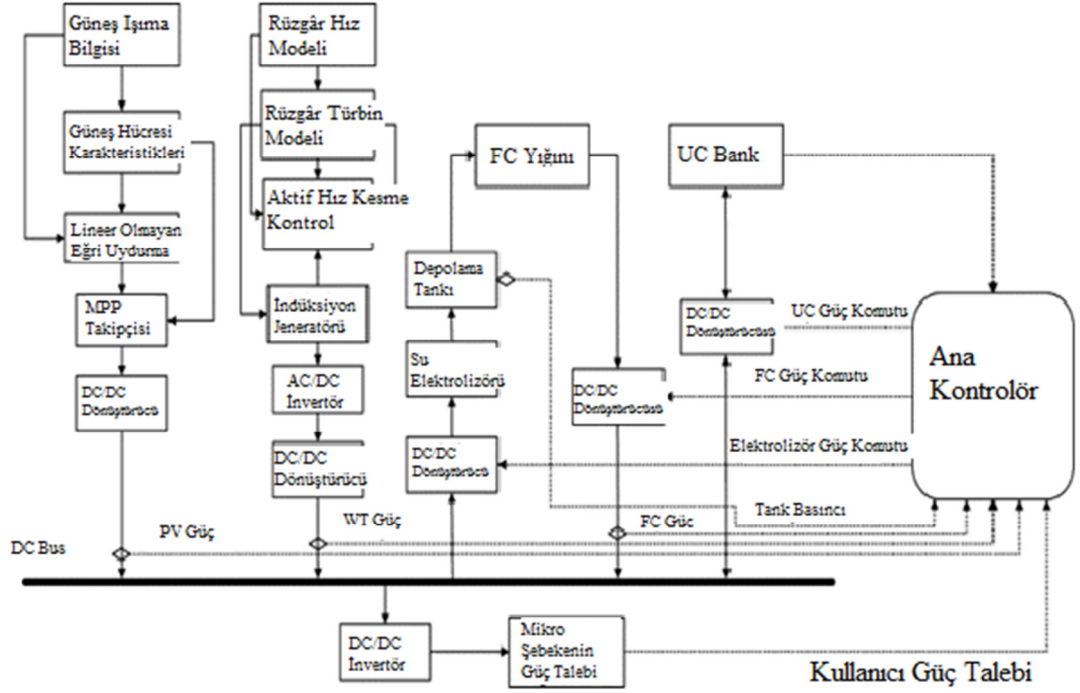
Şekil 2.3. Çalışılan deniz melez enerji üretim/enerji depolama sisteminin genel yapısı [18].

S.K. Kim ve arkadaşları 2008 yılında yaptıkları çalışmada [19], çok yönlü güç transferi ile şebekeye bağlı melez üretim sisteminin güç kontrol stratejilerini göstermişlerdir. Melez sistem PV dizisi, rüzgâr türbini ve pil depolama sistemlerinin ortak bir DC veri yolu (bus) aracılığıyla birleşiminden oluşmaktadır. Şekil 2.4 ile melez enerji ve kontrol sisteminin genel yapısı gösterilmektedir. Buradaki çok yönlü güç transferi, güç gönderimi, güç dengeleme, pil kullanmadan normal çalışma gibi çoklu çalışma türleri olarak tanımlanır. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, çalışma için önerilen türleri altında melez sistemin dinamik performansını değerlendirmek için gösterilmiştir [19].



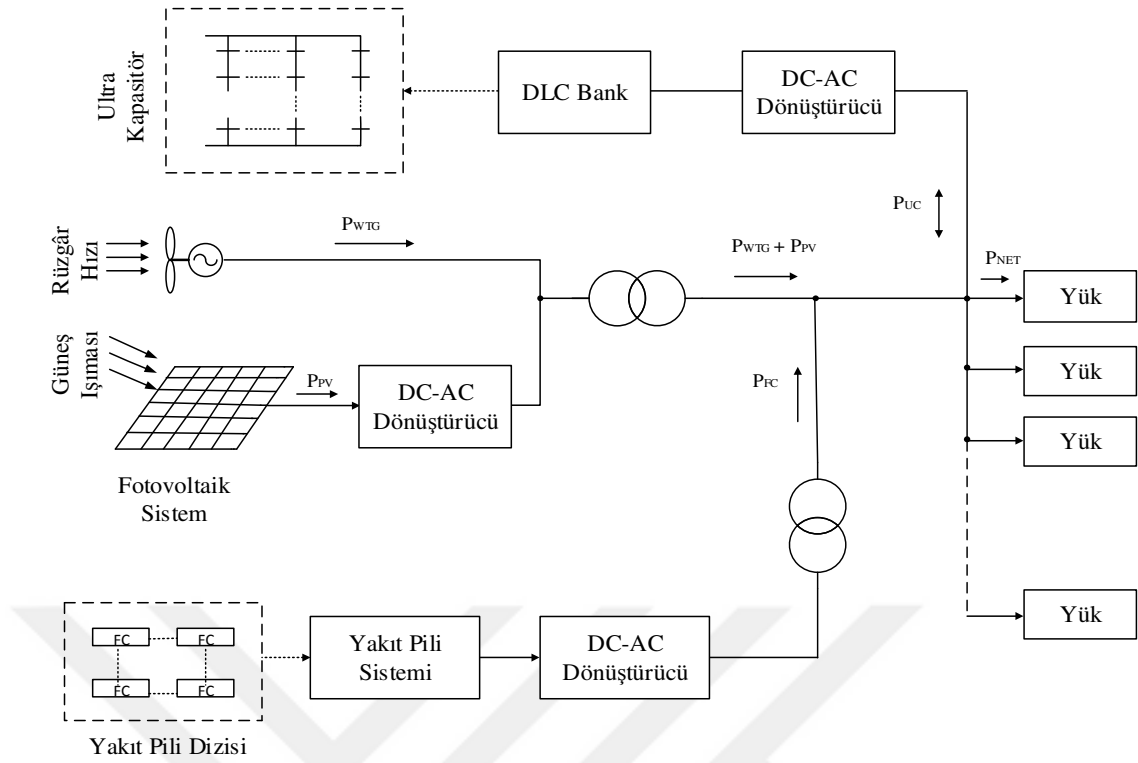
Şekil 2.4. Melez enerji ve kontrol sisteminin genel yapısı [19].

O.C. Onar ve arkadaşları 2008 yılında yapmış oldukları çalışmada [20], şebekeden bağımsız uygulamalar için rüzgâr türbini, PV, yakıt hücresi ve ultra-kapasitör sistemlerinin birleşiminden oluşan bir melez sistem önermişlerdir. Önerdikleri melez sistemin dinamik davranışını, çeşitli rüzgâr hızı, güneş ışınımı ve yük talep koşulları altında test etmişlerdir. Geliştirilen model ve kontrol stratejisi, bir günün benzetimi için mükemmel performans sergilemiştir. Benzetimde, güneş radyasyonu ve güç talep verileri gerçek dünya ölçümlerine dayalı olarak kullanılmıştır. Fakat rüzgâr hızı verileri yarı-gerçektir çünkü özel rüzgâr hızı üretim algoritmalarına dayalı benzetim çalışmaları yapılmıştır. Şekil 2.5 ile geliştirilen melez sistemin genel sistem yapısı gösterilmektedir [20].



Şekil 2.5. Önerilen melez sistemin genel sistem yapısı [20].

M. Nayeripour ve arkadaşları bu tezin temelini oluşturan 2011 yılındaki çalışmalarında [15], bağımsız bir melez yenilenebilir enerji üretim sisteminde, yakıt pilinin ve çift-katmanlı kapasitörün kontrolünü yaparak frekans sapmasının kontrolü için yeni bir kontrol stratejisi geliştirmişlerdir. Şekil 2.6 ile melez enerji üretim/depolama sisteminin genel sistem yapısı gösterilmiştir. Önerilen yenilenebilir enerji üretim alt sistemleri, rüzgâr türbin jeneratörü, güneş enerjisi sistemi, yakıt pili sistemi ve enerji depolama sistemi olarak DLC bank sistemlerinden oluşmaktadır. Farklı koşullar altında sistem performansı, gerçek hava durumu verileri kullanılarak doğrulanmıştır. Simülasyon sonuçları güç frekans dengesi durumunda, izole edilmiş yükleri besleyen melez enerji üretim sisteminin geçerliliğini göstermiştir [15].



Şekil 2.6. Melez enerji üretim/depolama sisteminin genel sistem yapısı [15].

M.S. Carmelli ve arkadaşları 2011 yılında yaptıkları çalışmada [21], tek-başına (stand-alone) ve şebekeye bağlı (grid connected) sistemler için yüksek düzeyde ve yerel düzeyde güç akışı kontrol stratejilerini geliştirmişlerdir. Buradaki ana topoloji genel bir melez üretim sistemi için kabul edilen ve iki farklı enerji kaynağını bir araya getiren özel bir melez sistemine odaklanır. Elde ettikleri kontrol stratejilerini ve topolojileri gerçek bir sisteme uygulamışlar ve başarılı sonuçlar elde etmişlerdir [21].

Önceki çalışmalarda zaman gecikmeli YFK güç sistemlerinin, dinamik davranışlarının incelenmesinde ağırlıklı olarak aşağıdaki konular üzerinde çalışılmıştır.

1. Yük Frekans Kontrolü [7,9], Güç Sistem Dengeleyici (PSS) [22,23], Tristör Kontrollü Seri Kompansatör (TKSK) [24,25], için kontrolör tasarımında zaman gecikmesinin etkisini incelemek,
2. Zaman gecikmelerinin nedenlerini belirlemek ve incelemek, olumsuz etkilerini azaltmak için uygun yöntemler bulmak [26-28],

3. Zaman gecikmeli geri besleme kontrolünü uygulayarak, güç sistemlerinde periyodik ve düzensiz olan salınımları yok etmek [29,30].

Zaman gecikmeli sistemlerin maksimum gecikme sınır paylarını hesaplamak için literatürde çeşitli yöntemler vardır. Bunların ortak hareket noktası, karakteristik denklemin bütün sanal köklerinin bulunmasıdır. Bu yöntemler temel olarak beş gruba ayrılabilir [10].

- 1) Schur-Cohn (Hermite matris oluşumu) [31-33]
- 2) Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu [14]
- 3) Matris pencil - Kronecker toplam metodu [31-34]
- 4) Kronecker çarpım ve temel dönüşüm [35]
- 5) Rekasius Yerine Değiştirme Metodu [36-40]

Bu yöntemler sayısal olarak birbirinden farklıdır ve sanal köklerin hesaplanmasında farklı sonuçlar ortaya çıkabilir. Bu yöntemlerden bir tanesi elektrik güç sistemlerinin kararlılık analizine uygulanmıştır. Referans [31-33]'de belirtilen yöntem otomatik üretim kontrol sistemlerine uygulanmış ve maksimum zaman gecikmesi verimli bir biçimde hesaplanmıştır [7]. Rekasius yöntemi ise tek baralı bir güç sisteminin küçük sinyal kararlılık analizine uygulanmıştır [41]. Üstel terimin yok edilmesi metodu ise birkaç çalışmaya uygulanmıştır ve bunlar ayrıntılı bir şekilde aşağıda anlatılmıştır.

L. Jiang ve arkadaşları 2012 yılında yapmış oldukları çalışmada [42], gecikme bağımlı kriteri temeline dayanan Lyapunov-teorisi tekniğini ve doğrusal matris eşitsizlikleri (LMIs) tekniğini kullanarak YFK sisteminin gecikmeye bağımlı kararlılık analizini yapmışlardır. Gecikme sınır payları, bir bölgeli ve iki bölgeli YFK sistemlerinde blok diyagrama eklenen PI kontrolör sistemi ile birlikte hesaplanmıştır. PI kontrolör kazançları ve gecikme sınır payları arasındaki ilişki araştırılmıştır. Bulunan sonuçlar sayesinde, sistemin dinamik performansı ve gecikme sınır payı arasındaki uyumu sağlamak için PI kontrolör ayarları yapılmıştır. Sistemde hem sabit hem de zamanla-değişen gecikmeler göz önünde bulundurulmuştur. Bulunan bu değerler, kullanılan yöntemin etkinliğini göstermek için Matlab/Simulink programı aracılığıyla doğrulanmıştır [42].

Ş. Sönmez ve arkadaşları 2014 yılında yapmış oldukları çalışmada [43], bir bölgeli YFK sisteminin kararlılığı üzerindeki zaman gecikmelerinin etkilerini araştırmışlardır. Burada gecikme toleranslarını hesaplamak için doğrudan ve kesin bir yöntem uygulanmıştır. Gecikme toleransı zaman gecikmesinin maksimum değeridir ki bunu verilen bir çalışma noktası için kararsız hale gelmeden önce sistem tolere edebilir. Önerilen yöntem herhangi bir pozitif zaman gecikmesi için tüm olası sanal karakteristik köklerin belirlenmesi ile başlar. Bunu başarmak için, Rekasius yer değiştirme yöntemi ilk olarak yük frekans kontrol sisteminin üstlü karakteristik denklemini çok terimli denkleme çevirir. Sonra Routh kararlılık kriteri ile kritik kök, karşılık gelen salınım frekansı ve kararlılık için gecikme toleransı hesaplanır. Sonuç olarak teorik olarak bulunan tolerans sonuçları Matlab/Simulink programı kullanılarak doğrulanmıştır [43].

Ş. Sönmez ve arkadaşları 2016 yılında yapmış oldukları çalışmayı [44] daha önce L. Jiang ve arkadaşları tarafından yapılmış olan çalışma [42] ile karşılaştırmışlardır. Yapmış oldukları çalışmada, zaman gecikmelerinin bir bölgeli ve iki bölgeli yük frekans kontrollü sistemlerin kararlılıkları üzerindeki etkilerini incelemişlerdir. Gecikme toleranslarını ve kararlılık için gecikme üzerindeki üst sınırı hesaplamak amacıyla daha önce önerilen bir yöntemi kullanmışlardır. Bu yöntemle önce karakteristik denklemdeki üstlü terimi hiçbir yaklaşım yapmadan yok etmişler ve sonra bu denklemi, çok terimli ve üstel terimi bulunmayan bir denkleme dönüştürmüşlerdir. Burada en önemli nokta bulunan yeni denklemdeki gerçek kökler, ilk baştaki karakteristik denklemin sanal köklerine karşılık gelmektedir. Yeni denklem sayesinde, sistemin kararlılığının gecikmeye bağımlılığı ve zaman gecikmesine karşı kök eğrisi bulunabilir. Daha sonra sistem parametreleri açısından gecikme toleranslarını hesaplamak için analitik bir formül geliştirilmiştir. Sonuç olarak buldukları yeni denklem sayesinde daha önce yapılmış çalışmalardan daha iyi sonuçlar elde etmişlerdir. Burada, PI kontrolör kazançlarının gecikme toleransları üzerinde çok önemli bir etkiye sahip olduğu gösterilmiştir [44].

Bu tezde, melez enerji üretim/depolama sisteminin karakteristik denkleminin köklerinin bulunması için üstel terimin yok edilmesi metodu kullanılacaktır.

### 3. MALZEME VE YÖNTEM

#### 3.1. Zaman Gecikmeli Melez Enerji Üretim/Depolama Sistemi

Bu bölümde güç sistemlerinde zaman gecikmelerinin nedenleri, haberleşme gecikmesinin nedenleri, melez sistemin genel sistem yapısı ve sistemi oluşturan alt sistemlerin tanımları, yenilenebilir enerji kaynaklarının neden kullanılması gerektiği, melez sistemin blok diyagramı ve melez sistemin zaman gecikmesini bulunması için kullanılacak karakteristik denkleminin elde edilmesi konuları anlatılacaktır.

##### 3.1.1. Güç Sistemlerinde Zaman Gecikmesinin Nedenleri

Gün geçtikçe ağ haberleşmesi ile güç sistemlerinde daha çok kontrol sistemlerinin uygulanmaya başlamasına rağmen bu sistemlerde zaman gecikmeleri kaçınılmazdır ve istenilen başarılı performansa ulaşılmasını etkilemektedir. Fazör ölçüm birimlerinin kullanımından ve haberleşme bağlantılarından dolayı oluşan gecikmeler öncelikle aşağıdaki nedenlerden kaynaklanmaktadır [8].

**Dönüştürücü (Transducer) Gecikmeleri:** Gerilim Dönüştürücüleri (GD) ve akım dönüştürücüleri (AD) örnekleme anında sırasıyla etkin gerilim ve akım değerlerini ölçmek için kullanılmaktadır.

**DFT' nin Pencere Boyutu:** DFT' nin pencere boyutu DFT kullanarak fazörleri hesaplamak için gerekli örneklerin sayısıdır. Burada pencere boyutu bilgi uzunluğu demektir.

**İşlem Süresi:** İşlem süresi DFT yardımı ile dönüştürücü verilerini fazör bilgisine dönüştürmek için gereklidir.

**PMU Çıkışının Veri Boyutu:** PMU mesajının veri boyutu veri çerçevesi, başlık çerçevesi ve yapı çerçevesi içeren bilgi bitlerinin boyutudur.

**Çoklayıcı ve Geçişler:** İletişim bağlantısı ve veri işleme merkezleri arasındaki geçişler, verinin iletişim bağlantısı tarafından alındığı veya iletildiği zaman gecikmelere yol açar.

**İletişim Bağlantısı:** İletişim bağlantısının türü ve merkezi işlem ünitesine iletilen PMU çıkışının fiziksel uzaklığı gecikme süresine dâhil edilebilir.

**Veri Toplayıcılar:** Veri toplayıcıları, öncelikle merkezi işlem birimlerine yerleştirilmiş veri toplama merkezleridir ve bu iletişim bağlantısı üzerinden iletilen bütün PMU verilerini toplamak için sorumludur [8].

**Çizelge 3.1.** Çeşitli iletişim bağlantıları ile ilişkili zaman gecikmesi değerleri [8].

<b>İletişim Bağlantısı</b>	<b>Zaman Gecikmesi Değerleri (milisaniye)</b>
Fiber optik kablolar	≈100-150
Dijital mikrodalga bağlantıları	≈100-150
Güç Hattı (PLC)	≈150-350
Telefon Hatları	≈200-300
Uydu Bağlantısı	≈500-700

**Çizelge 3.1.** Güç sistemlerindeki iletişim türüne göre meydana gelebilecek zaman gecikmesi değerlerini göstermektedir. Buradan görüldüğü üzere fiber optik kablolarla yapılan iletişimlerde zaman gecikmesi minimum olmaktadır ve sistem bu sayede daha kararlı olmaktadır. Uydu bağlantısı ile yapılan iletişimde ise en büyük zaman gecikmesi meydana gelmektedir ve bu da sistemin kararlılığını ciddi şekilde etkilemektedir. Daha önce anlatılan iletişim bağlantısı çeşitleri hakkındaki bilgiler, kararsız durumların neredeyse gerçek zamanlı düzeltilmesi için olanak sağlar ve bu da çok büyük elektrik kesilmelerinin önlenmesine yarar. Kurumlar tarafından her iletişim bağlantısının avantajları ve dezavantajları göz önüne alınarak, güç sistemlerini işletme ekonomisi ve gerekli kontrol dinamikleri temel alınarak doğru iletişim bağlantıları seçilebilir.

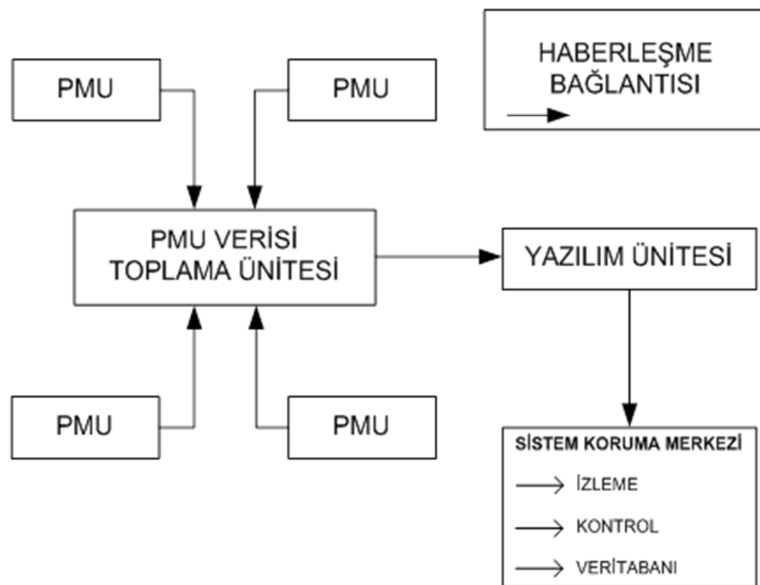
Geniş alan ölçüm/izleme sistemlerinde (WAMS) yaygın bir şekilde kullanılan fazör ölçüm birimleri nedeniyle güç sistemlerinde zaman gecikmelerinin meydana gelmesi kaçınılmazdır. Diğer bir ifadeyle güç sistemlerinde veri iletimi ve alımı sırasında kullanılan haberleşme yöntemlerinden dolayı zaman gecikmeleri meydana gelmektedir [7-12]. PMU yük-frekans kontrollü sistemlerde akım, gerilim, frekans ve güç gibi elektriksel büyüklükleri ölçmeye yarar. Bu ölçülen bilgilerin kontrol merkezlerine gönderilmesi ve kontrol merkezlerinden tekrar güç istasyonlarına gönderilmesi sırasında zaman gecikmeleri oluşmaktadır. Bu zaman gecikmelerinin



büyüklüğüne göre sistem dinamiği olumsuz etkilenmekte hatta belli büyüklüklerden sonra sistem kararsızlaşmaktadır [10].

WAMS yavaş yavaş güç sistemlerinin güvenli ve kararlı bir şekilde çalışması için önemli bir sistem olmaktadır. Güç sistemlerinde güvenilir veri iletimi çok önemlidir. Bu yüzden güç sistemlerinde WAMS kullanımı hızlı bir şekilde artmaktadır [45]. Şekil 3.1 WAMS kavramının şematik olarak gösterimini temsil eder. Bu resimde PMU sistemlerinin ölçme/izleme sistemlerinde nasıl kullanıldığı gösterilmektedir. PMU elektriksel büyüklükleri ölçerken Ayırık Fourier Dönüşümünü (DFT) kullanır ve aynı zamanda olayların dalgalanmalarını ve geçişlerini milisaniyeler içerisinde yakalayabilir. Belli bir bağlantının yayılım gecikmesine ek olarak, fazör ölçüm birimlerinin mesaj formatı ve bağlantının veri oranı sistemin haberleşme gecikmesini belirler. Ayrıca DFT'nin pencere boyutundan dolayı işlem gecikmesi oluşmaktadır.

Haberleşme bağlantıları WAMS tarafından kullanılır. Bu bağlantılar kablolu ( telefon hatları, güç hatları, fiber optikler) ve kablosuz (uydu haberleşmesi) haberleşme seçeneklerine sahiptirler. Eylem başlamadan önce meydana gelen gecikme süresinin büyüklüğü önemli bir göstergedir ve kullanılan bağlantının türüne de bağlıdır. Bu yüzden gecikmeler herhangi bir güç sistem tasarımı ve analizi yapılırken göz önünde bulundurulmalıdır. WAMS için haberleşme çeşitleri aşağıda verilmiştir [8].



Şekil 3.1. Fazör ölçüm ünitelerinin ölçme/izleme sistemlerindeki yeri [8].

**Telefon hatları:** Günümüzde haberleşme sistemlerinin temelini hala telefon hatlarının kullanımı oluşturmaktadır. Telefon hatları yaklaşık olarak 56 kbps a kadar veri transfer oranı sunabilmektedir. Trafo merkezlerinin yalıtım devrelerine ihtiyaç duymasından dolayı bu hız 9.6 kbps a kadar düşebilir. Telefon hatlarının kullanımının en önemli avantajı kurulmasının kolay ve kullanımının ekonomik olmasıdır. Çevirmeli veya kiralık hatlar kullanım için düşünülebilir fakat kiralık hatların kullanımı biraz daha pahalı olabilmektedir [8].

**Fiber optik kablolar:** Birçok kurum haberleşme için fiber optik kabloları tercih ediyor, bu yüzden fiber optik kablolar ile yapılan haberleşmeye talepler çok hızlı bir şekilde artmaktadır. Bu kablolar sayesinde veri aktarma hızı her saniye için 50 milyondan 1 milyara kadar sağlanabilmektedir. Bant genişliğinin bir kısmından ölçme/izleme sistemlerinde yararlanır. Kalan kısmını da kurumlar ek servis olarak kullanabilir. Bunlar internet erişimi ve görüntülü konferans gibi hizmetlerdir ki bunlar sayesinde kurumlar ek gelir üretebilirler. Fiber optik kabloların birçok avantajı vardır. Bunlar radyo frekans (RF) ve atmosfer şartlarına karşı kendini koruyabilmesi ve aynı zamanda çok büyük bant genişliğine sahip olmasıdır ki bu son avantajı kurumlar tarafında diğer telekomünikasyon ihtiyaçlarını gidermek için kullanılabilir. Bunun yanında fiber optik kabloların bazı dezavantajları da vardır. Bunlar fiber optik kabloların ilk kurulum maliyetinin yüksek olması ve uzun menzilli dijital fiber optik uzmanlarının birçok kurumda olmamasıdır [8].

**Uydular:** Düşük yeryüzü yörüngeli uydular güç sistemlerinde izleme/kontrol amaçlı kullanılan sistemlerle ve fazör ölçüm birimleri arasında bilgi alışverişi için kullanılabilir. Uydu kullanmanın en önemli dezavantajları yüksek maliyetli olması, dar bant genişliğine sahip olması ve bağlantı gecikmelerinin yaşanmasıdır. Uyduların kullanımına örnek olarak Danışmalı Kontrol ve Veri Toplama Sistemi (SCADA) ile kontrollü trafo merkezleri gösterilebilir [8].

**Güç hatları:** Güç hattı haberleşmesi (PLC) haberleşme sistemlerinde kullanılan yeni bir tekniktir ve hızlı bir şekilde ortaya çıkmıştır. Elektrik şebekesi sayesinde 4 Mbps aralığında veri hızı imkânı olduğundan dolayı ölçme/izleme sistemlerinde

kullanılabilir. Güç hattı teknolojileri bilgi ve sesin iletimi için orta ve düşük gerilimli elektrik şebekelerini kullanır. Bu sistem hem ölçme/izleme sistemlerinin hem de trafo merkezlerinin haberleşme ihtiyaçlarında kullanılabilir. Doğrudan Sıralı Dağınık Spektrum (DSSS), Frekans Atlamalı Dağınık Spektrum (FHSS) ve Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) gibi dağınık spektrum tekniklerini kullanarak çok yollu yayılma ve aynı zamanda eş kanal veya komşu kanal sinyalleri nedeniyle iletişim sorunları yaşanmaktadır. Bunun sonucu olarak bit hata oranı (BER) büyümektedir [8].

**Mikrodalga Bağlantılar:** Mikrodalga bağlantıları kiralık hatlar ile karşılaştırıldığında kurulumunun ve yüksek güvenilirliğinin sayesinde daha iyi bir seçenek sağlar. Burada her telefon bağlantısı, bir kiralık hattır yani ev ile santral arasında sadece sizin kablonuz var demektir ve onu kimse kullanamaz, sadece size ait demektir. Dijital mikrodalga bağlantıları kısa zamanda analog mikrodalga bağlantıları ile yer değiştirecektir. Dijital mikrodalga bağlantıları iki kategoriye ayrılır: frekans bandının 10 GHz' den daha az olması ve frekans bandının 10 GHz' den daha yüksek olmasıdır. Frekans bandı 10 GHz'e kadar olan dijital mikrodalga bağlantıları 48 km'ye kadar uzun yayılma mesafesine sahiptir ve 10 GHz' den daha yüksek olanların yayılım mesafesi ise maksimum 8 km ile sınırlıdır. Mikrodalga bağlantılarını kullanmanın ana dezavantajları sinyalin zayıflaması ve çok yollu yayılım olmasıdır. Tesislerin ihtiyaçlarına karşılamak için dijital mikrodalga bağlantılarının yüksek hızda veri hızı yeteneği ve gürültü bağımsızlığı gibi avantajlarından dolayı analog mikrodalga bağlantıları yerine tercih edilebilir. Bugünün dijital dünyasında analog mikrodalga bağlantılarının kullanımı modası geçmiş görünmektedir [8].

### **3.1.2. Melez Enerji Üretim/Depolama Sisteminin Genel Yapısı**

Günümüzde giderek artan enerji tüketimi, yükselen maliyet, kullanılan fosil yakıtların tükenmeye başlaması ve küresel çevrenin giderek kötüleşmesi (küresel ısınma, çevre kirliliği vb.) gibi nedenlerle yeşil (yenilenebilir ve/veya yakıt hücresi (FC) tabanlı enerji kaynakları) enerji üretim sistemlerine olan ilgiyi meydana getirmiştir. Rüzgâr ve güneş enerjisi üretimi en umut verici yenilenebilir enerji

üretim teknolojilerinin ikisidir [16]. Bu ve benzeri birçok nedenlerle YEK tarafından enerji sistemlerinde elektrik üretilmesi bu alanda günümüzün en önemli konusu olmuştur.

Küresel çevre koruma kaygılarının geniş bir şekilde artmasıyla yenilenebilir kaynakların birkaç yeni formları örneğin rüzgâr türbin jeneratör sistemleri (WTGS) ve güneş panelleri (PV) gibi sistemlerin fosil yakıtlara eklenmeye çalışılmasıyla ortaya çıkmıştır. Yeni oluşan enerji kaynağı kavramlarında bir tanesi elektriği yerel olarak üretmek ve aynı şekilde tüketmektir. Melez yenilenebilir enerji üretim tesisleri bu kavram için en uygun olanlardır. Yük için gerekli enerji, etkin bir şekilde melez enerji üretim/depolama sistemleri tarafından birçok alt sistemlerin uygun kontrolü ve koordinasyonu ile tedarik edilir ve dağıtılır. Diğer bir deyişle melez sistemde farklı enerji depolama sistemleri ile çeşitli yenilenebilir enerji kaynakları birleştirilerek, elde edilen elektrik enerjisini bağlı yüklerin enerji ihtiyacını karşılamak için kullanılabilir [15,46].

Yenilenebilir enerji kaynaklarının ve enerji depolama sistemlerinin entegrasyonu güç elektroniği teknolojisinde yeni bir akım başlatmıştır. YEK ve dağıtılmış jeneratör kendi ihtiyaçlarını karşılamak için güç kaynağının kararlılığı ve kalitesini arttırmak ve devam ettirmek amacıyla yeni stratejiler geliştirmek zorundadır. Buna ek olarak, şebekelerin serbestleşmesi yani serbest enerji piyasasının oluşması yeni yönetim yapılarına yol açar ki buda enerji ve güç ticaretinin giderek önem kazanmasına yol açmaktadır. Güç-elektroniği teknolojisi, elektrik şebekesi için dağıtılmış üretimde ve yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonunda önemli bir rol oynar ve bu uygulamalar için yaygın bir şekilde kullanılır [47].

Gelecekteki enerji sistemi, güvenilirliği güvence altına almak, piyasa hizmetini geliştirmek, çevresel etkileri en aza indirmek, maliyetleri azaltmak ve yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımını geliştirmek için daha akıllı olmalıdır. Bu yüzden enerji entegre sistemleri yani topluluklar için akıllı melez yenilenebilir enerji (SHREC) sistemi geliştirilmektedir [48].

Birçok yerleşim birimi ve dünyadaki uzak alanlar enterkonnekte şebekeye uzak olduğundan enerji ihtiyaçlarını karşılayamamaktadır. Bu yüzden şebekeden bağımsız enerji üretim sistemleri kurulmaktadır. Şebekede, bağımsız yenilenebilir enerji sistemlerinin kullanımı yükselen yakıt fiyatları, küresel ısınma ve kirlilik yüzünden artmaktadır [49]. Yenilenebilir enerji üretim teknolojileri arasında rüzgâr ve güneş enerjisi üretimi en yaygın olanıdır. Bu enerji kaynakları hava koşullarına bağlıdır ve değişen hava şartlarına göre üretimde dalgalanmalar meydana gelmektedir. Yenilenebilir enerjiyi bağımsız sistemlere entegre edebilmemiz ve güç dalgalanmalarını engelleyebilmek için bazı enerji depolama veya ek üretim kaynaklarına ihtiyaç vardır. Yakıt pilleri (FC) ve enerjiyi depolamak için çift katmanlı kapasitörler (DLC) bu sistemlerde kullanılmaktadır [49-51]. FC sistemleri sürdürülebilir bir gelecek için yüksek enerji verimliliği, çevre dostu olması ve modüler bir yapısının olması sayesinde en umut verici enerji teknolojilerinden biridir. FC sisteminin yakıt sıkıntısını engellemek, performansını arttırmak ve ömrünü uzatmak için yakıt tüketimi sınırlandırılmadığıdır. FC enerji üretim sistemlerinin ana dezavantajı yavaş dinamiğinin olmasıdır. Bu eksikliği gidermek için hızlı cevap vermesi, esnek olması ve modüler yapısının olması gibi özelliklerinden dolayı DLC kullanılır. DLC bu özellikleri sayesinde yük talebindeki ani değişiklikleri karşılayarak ana sistemin eksiksiz bir şekilde çalışmasını sağlar [52].

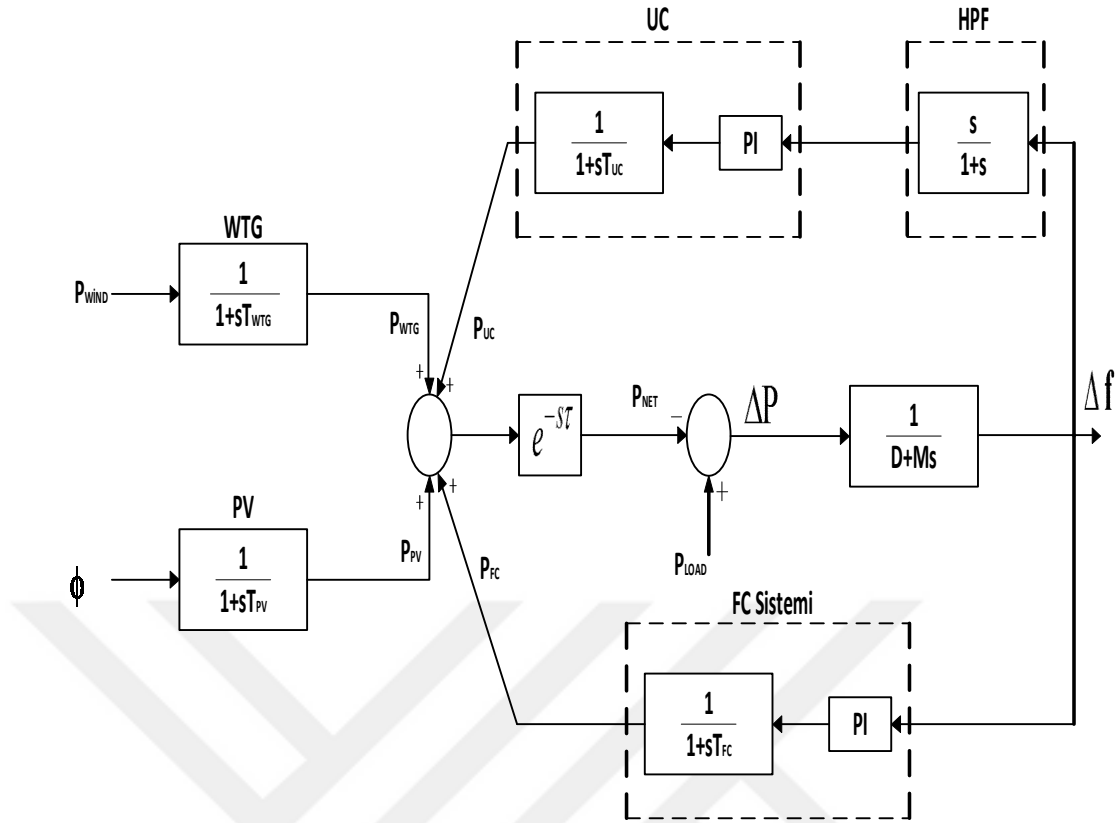
Bir melez enerji sistemi iki veya daha çok enerji üretim teknolojilerinin birleşmesiyle oluşur. Bunun dışında birçok alt sistemle tek bir enerji kaynağının elde edilmesi çalışma karakteristiklerinin iyileştirilmesine ve verimliliğin artırılmasına olanak sağlar. Elde edilen melez enerji üretim/depolama sistemi uygun kontrol ve farklı alt sistemlerin etkin kontrolü sayesinde gücün etkili bir şekilde üretilmesine ve iletilmesine imkân sağlar [53].

Bu tezde kullanılacak melez enerji üretim ve depolama sisteminin genel sistem yapısı Şekil 2.6'da gösterilmektedir. Melez sistem, rüzgâr türbin jeneratör (WTG) sistemi, güneş panelleri (PV) sistemi, yakıt pili (FC) sistemi ve enerji depolamak için çalışan çift katmanlı kapasitör (DLC) bankası sistemi gibi alt sistemlerden oluşmaktadır.

Burada DLC sisteminin üretilen fazla enerjinin depolanmasına yetecek kapasitede olduğu varsayılmaktadır. Bu sistemde, WTG ve PV sistemleri değişen yük talebini karşılamak için enerji ihtiyacının karşılandığı temel birimlerdir ve enerji üretiminde öncelikli olarak kullanılırlar [15]. Ancak, bu sistemlerin enerji üretimleri hava şartlarına bağlı olduğundan dolayı enerji üretiminde yetersiz kalındığında FC ve DLC sistemleri kullanılmaktadır. Bu sistemler geri besleme sistemleri olarak düşünülmüştür. DLC sistemi, WTG ve PV sistemleri tarafından üretilen fazla enerjinin depolanması ve enerji ihtiyacı olduğunda sisteme enerji vermek için kullanılmaktadır. Enerji talebinin çok olduğu zamanlarda DLC sisteminden daha çok faydalanılmaktadır.

### **3.1.3. Melez Sistemin Blok Diyagramının Elde Edilmesi**

Melez enerji üretim ve depolama sisteminin blok diyagramı, daha önce elde edilmiş olan Şekil 2.6'daki melez sistemin genel yapısından elde edilmiştir. Şekil 3.2'de enerji üretiminde kullanılan her bir sistemin detaylı blok diyagramları gösterilmiştir. Melez Elektrik Üretim Depolama Sisteminin parametre değerleri Çizelge 3.2 ile gösterilmiştir [15].



Şekil 3.2. Zaman Gecikmeli Melez Elektrik Üretim / Depolama Sisteminin Blok Diyagramı ve Kontrol Stratejisi [15].

Çizelge 3.2. Melez Elektrik Üretim Depolama Sisteminin parametre değerleri [15].

$T_{WTG}$	$T_{PV}$	$T_{DLC}$	$T_{PV}$	M	D
1.5 s	1.8 s	0.01 s	0.26 s	0.4	0.03

Burada, sistemde veri iletimi ve alımı sırasında kullanılan haberleşme ve ölçme/izleme sistemlerinden dolayı meydana gelen zaman gecikmelerinin toplamı melez sistemin blok diyagramına eklenmiştir ve  $e^{-s\tau}$  bloğu ile gösterilmiştir. Bu blok diyagramına ek olarak FC ve DLC bankları kontrol etmek için oransal-integral (PI) denetleyici kullanılmıştır. Ayrıca DLC bankları için yüksek geçiren filtre (HPF) bloğu sisteme eklenmiştir. Geliştirilen bu melez sistemde HPF kullanılmasının amacı DLC bank sisteminin uzun vadede dolmasını ve boşalmasını azaltmak için kullanılır.

Her bir sistemin ürettiği güçler (WTG, PV, FC ve DLC sistemlerinin güçleri) ve bu melez sistemin ürettiği toplam güç Denklem (3.1) ile verilmektedir [15].

Denklemden görüldüğü üzere DLC sisteminin gücü artı ve eksi olarak gösterilmiştir. Bunun nedeni enerji talebinin az olduğu zaman sisteme negatif olarak katkı sağlamakta yani fazla enerjiyi depolamakta ve enerji talebinin çok olduğu zamanlarda ise depolanan enerjinin kullanılmasında dolayı sisteme pozitif olarak etki yapmaktadır.

$$P_{NET} = P_{WTG} + P_{PV} + P_{FC} \pm P_{DLC} \quad (3.1)$$

Sistemde kullanılan farklı elemanların matematiksel modelleri alt başlıklarda kısaca anlatılacaktır.

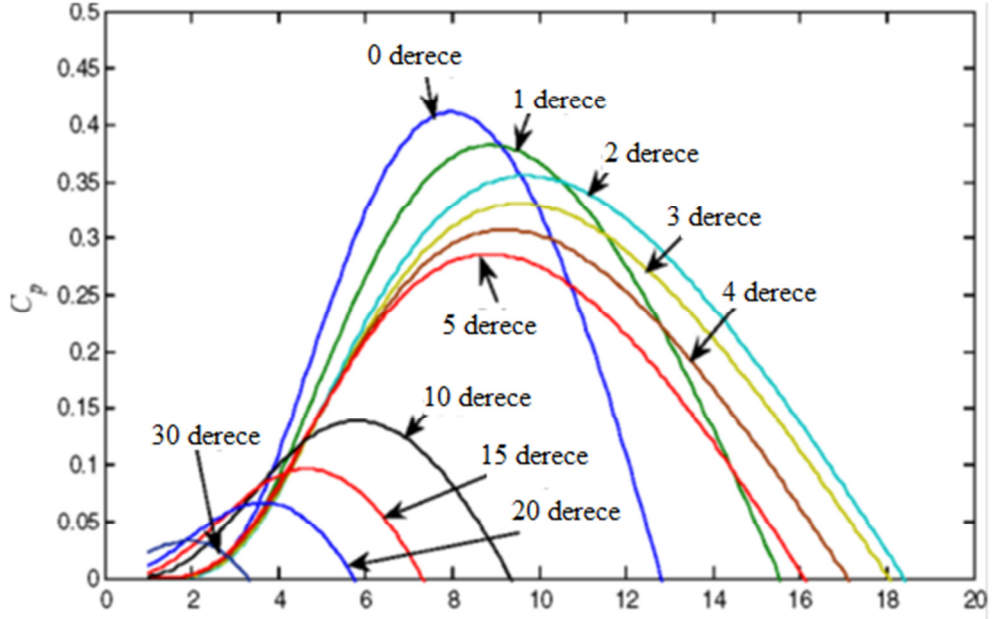
#### 3.1.4.1. Rüzgâr Güç Üretim Modeli

Rüzgâr türbin jeneratörlerinin çıkış gücü rüzgârın hızına bağlıdır. Rüzgâr türbin jeneratörünün mekanik güç ifadesi Denklem (3.2) ile verilmektedir.

$$P_{wind} = \frac{1}{2} \rho A_r v^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (3.2)$$

Burada  $\rho$  hava yoğunluğunu,  $A_r$  rotor bıçaklarının taradığı alanı,  $v$  rüzgâr hızını,  $C_p$  güç katsayısını veya rotor verimliliğini ifade etmektedir.  $C_p$ , kanat hız oranının fonksiyonu ( $\lambda$ ) ve kanat açısından ( $\theta$ ) meydana gelmektedir [16].  $\lambda$ , kullanılan türbinin aerodinamiğinin tasarımına bağlıdır.  $\lambda'$  yı her zaman en uygun değerde sabit tutmak için rotor hızının, rüzgârın çok olduğu zamanlarda yüksek olması ve rüzgârın az olduğu zamanlarda ise düşük olması gerekir. Şekil 3.3 rüzgâr türbin jeneratörünün farklı kanat açılarındaki ( $\theta$ )  $C_p - \lambda$  karakteristiğini göstermektedir [15].





Şekil 3.3. Rüzgâr türbin jeneratörünün farklı kanat açılarında ( $\theta$ )  $C_p - \lambda$  karakteristiği [16].

Rüzgar türbin jeneratörü (WTG) sisteminin transfer fonksiyonu Denklem (3.3)'te gösterilmiştir. Burada  $T_{WTG}$  WTG sisteminin zaman sabiti olarak kullanılmıştır [15].

$$\frac{\Delta P_{wind}}{\Delta P_{WTG}} = \frac{1}{1 + sT_{WTG}} \quad (3.3)$$

### 3.1.4.2. PV Güç Üretim Modeli

Bir PV sisteminde istenilen gerilimin ve akımın sağlanması için seri veya paralel bağlı bir veya birkaç PV jeneratörleri kullanılmaktadır. Günümüzde PV üretim sistemleri en umut verici enerji kaynaklarından biri olarak kabul edilmektedir. PV enerji üretimi esnek ve çevre dostu enerji üretim yöntemlerinden biridir. PV modüllerinin elektrik verileri, güneş radyasyonu, güneş hücresinin sıcaklığı ve PV dizisinin alanından etkilenmektedir. PV sisteminin çıkış gücü Denklem (3.4) ile ifade edilmektedir [54].

$$P_{PV} = \eta S \varphi (1 - 0.005(T_a + 25)) \quad (3.4)$$

Güneş enerjisinden elde edilen PV gücü temel olarak dört niceliğe bağlıdır. Bunlar: PV dizisinin dönüşüm verimliliği ( $\eta$ ), PV dizisinin ölçülen alanı ( $S$ ), güneş ışını ( $\varphi$ ) ve ortam sıcaklığından ( $T$ ) oluşmaktadır. PV sisteminin transfer fonksiyonu Denklem (3.5) ile ifade edilmektedir. Burada  $T_{PV}$  PV sisteminin zaman sabiti olarak kullanılmıştır [15].

$$\frac{\Delta P_{\varphi}}{\Delta P_{PV}} = \frac{1}{1 + sT_{PV}} \quad (3.5)$$

### 3.1.4.3. Yakıt Pillerinin Güç Üretim Modeli

Yakıt hücreleri (FC), kimyasal enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmek için hidrojen ve oksijen kullanan statik enerji dönüşüm cihazlarıdır. Diğer bir ifadeyle yakıt olarak kullanılan hidrojeni havadaki oksijenle birleştirerek direkt olarak izotermal bir işlem ile elektrik enerjisine çeviren mekanizmalardır. Ancak yakıt hücresinin en büyük dezavantajı, yakıt besleme sistemindeki valf ve pompa gibi mekanik birimlerinden dolayı yavaş dinamiğe sahip olmalarıdır [55]. FC sisteminin transfer fonksiyonu Denklem (3.6) ile gösterilmiştir. Burada  $T_{FC}$  FC sisteminin zaman sabiti olarak kullanılmıştır [15].

$$\frac{P_{FC}^*}{P_{FC}} = \frac{1}{1 + sT_{FC}} \quad (3.6)$$

### 3.1.4.4. DLC Bankası Enerji Depolama Alt Sistemi

Son zamanlarda, DLC sistemleri birçok özelliğinden dolayı piller için farklı uygulamalarda gelecek vadetmektedir. Bunlar yüksek verimlilik, yük değişimlerine hızlı cevap vermesi, uzun ömürlü olması, modüler yapısının olması, bakım gerektirmemesi ve çevre dostu olması gibi özelliklerdir [56]. DLC sisteminin transfer fonksiyonu Denklem (3.7) ile verilmiştir. Burada  $T_{DLC}$  DLC sisteminin zaman sabiti olarak kullanılmıştır [15].

$$\frac{P_{DLC}^*}{P_{DLC}} = \frac{1}{1 + sT_{DLC}} \quad (3.7)$$

### 3.1.4.5. Sistemin Güç Ve Frekans Değişimi

Toplam güç üretimi, bağımsız sistemin kararlı bir şekilde çalışması için etkin bir şekilde kontrol edilmeli ve uygun bir şekilde dağıtılmalıdır. İzole edilmiş yükün güç talebini karşılamak için farklı enerji üretimi ve bileşenlerinin uygun şekilde kontrol edilmesi gereklidir. Güç üretim dengesi aşağıdaki gibi ifade edilebilir [15].

$$\Delta P = P_{NET} - P_{LOAD} \quad (3.8)$$

Frekanstaki değişim ise  $\Delta f$  şeklinde ifade edilir ve Denklem (3.9) ile gösterilmiştir.

$$\Delta f = \frac{\Delta P}{K_{sys}} \quad (3.9)$$

Bu denklemde  $K_{sys}$  melez güç sisteminin sistem frekansı karakteristik sabiti olarak adlandırılmıştır. Frekans değişiminin birim değer (per unit) cinsinden güç değişimine oranı ile elde edilen transfer fonksiyonu Denklem (3.10) ile gösterilmiştir. M ve D sırasıyla, melez güç sisteminin eşdeğer eylemsizlik sabiti ve sönümleme sabitidir [57].

$$\frac{\Delta f}{\Delta P} = \frac{1}{D + sM} \quad (3.10)$$

### 3.1.4. Melez Sistemin Karakteristik Denkleminin Elde Edilmesi

Melez enerji üretim/depolama sistemlerine zaman gecikmesi eklenerek elde edilen blok diyagramı Şekil 3.2 ile daha önce gösterilmişti. Bu blok diyagramdan faydalanılarak daha sonra sistemin kararlılık analizi için kullanacak olan, zaman gecikmeli karakteristik denklem elde edilecektir. Zaman gecikmeli lineer zamanla değişmeyen sistemlerin genel dinamik denklem ifadesi Denklem (3.11) ile ifade edilmektedir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{k=1}^n B_k x(t - k\tau) \quad (3.11)$$

Bu denklemden görüldüğü üzere gecikme ifadesi ( $\tau$ ) karakteristik denkleme üstel terimin eklenmesiyle elde edilmektedir. Bu yüzden, sistemin kararlılığı çok karmaşık bir yapı haline gelmektedir ve sistemin sonsuz sayıda karakteristik köke sahip olmasına neden olmaktadır. Denklem (3.11)'deki sistemin karakteristik denklemi, Denklem (3.12) ile ifade edilmektedir [58].

$$\Delta(s, \tau) = \det(sI - A - \sum_{k=1}^n B_k e^{-ks\tau}) = 0 \text{ ve } \tau > 0 \quad (3.12)$$

Denklem (3.12) genel biçimde yazılırsa Denklem (3.13) elde edilir.

$$\Delta(s, \tau) = a_n(s)e^{-ns\tau} + a_{n-1}(s)e^{-(n-1)s\tau} + \dots + a_0(s) = \sum_{k=0}^n a_k(s)e^{-ks\tau} \quad (3.13)$$

Bu denklemde  $a_k(s)$ ,  $s$ 'nin reel katsayılarını da içeren  $n - k$  dereceli “çok terimli” denklemlerdir. Bu sisteme “gecikmeli” sistem denilmektedir fakat burada  $a_0(s)$ 'de herhangi bir zaman gecikmesi yoktur. Denklem (3.13),  $\tau$ 'nin tam sayı katları şeklinde ifade edilecek olursa  $n$  sayıdaki “orantılı zaman gecikmesi” elde edilmiş olur [10]. Karakteristik denklemi elde etmek için tek zaman gecikmeli sistemi kullanmamız yeterlidir. Sistemde sadece tek bir gecikme söz konusu olduğunda, Denklem (3.13) de verilen karakteristik denklem kullanılarak Denklem (3.14) elde edilmektedir [10].

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} \quad (3.14)$$

Denklem (3.14)'de  $a_0(s)$  ve  $a_1(s)$  reel katsayılı çok terimli denklemleri,  $\tau$  ise toplam zaman gecikmesini ifade etmektedir. Daha sonraki bölümlerde melez sistemin kararlılık analizi için Denklem (3.14) kullanılacaktır.  $a_0(s)$  ve  $a_1(s)$  reel katsayılı

çok terimli denklemler ve ilgili katsayıları, sistemin zaman ve kazanç sabitleri türünden aşağıda gösterilecektir. Blok diyagramda kullanılan PI bloğu, Denklem (3.15) ile gösterilmiştir.

$$PI = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (3.15)$$

Denklem (3.14)'de verilen karakteristik denklemin elde edilişi aşağıda detaylı olarak verilmiştir. DLC sisteminin toplam gücü, Denklem (3.16a) ile gösterilmiştir.

$$P_{UC} = \Delta f \left( \frac{s^2 K_P + s K_I}{s^3 T_{UC} + s^2 T_{UC} + s^2 + s} \right) \quad (3.16a)$$

$$T_1 = \frac{s^2 K_P + s K_I}{s^3 T_{UC} + s^2 T_{UC} + s^2 + s} \quad (3.16b)$$

$$P_{UC} = \Delta f T_1 \quad (3.16c)$$

FC sisteminin toplam gücü, Denklem (3.17a) ile gösterilmiştir.

$$P_{FC} = \Delta f \left( \frac{s K_P + K_I}{s^2 T_{FC} + s} \right) \quad (3.17a)$$

$$T_2 = \frac{s K_P + K_I}{s^2 T_{FC} + s} \quad (3.17b)$$

$$P_{FC} = \Delta f T_2 \quad (3.17c)$$

WTG sisteminin toplam gücü, Denklem (3.18a) ile gösterilmiştir.

$$P_{WTG} = \frac{P_{wind}}{s T_{WTG} + 1} \quad (3.18a)$$

$$T_3 = \frac{1}{s T_{WTG} + 1} \quad (3.18b)$$

$$P_{WTG} = P_{wind}T_3 \quad (3.18c)$$

PV sisteminin toplam gücü, Denklem (3.19a) ile gösterilmiştir.

$$P_{PV} = \frac{\varphi}{sT_{PV} + 1} \quad (3.19a)$$

$$T_4 = \frac{1}{sT_{PV} + 1} \quad (3.19b)$$

$$P_{PV} = \varphi T_4 \quad (3.19c)$$

Melez sistemin ürettiği toplam güç Denklem (3.1) ile gösterilmiştir. Bulunan değerleri yerine yazarsak Denklem (3.20a) elde edilir. Melez sistemin transfer fonksiyonu daha önce Denklem (3.10) ile gösterilmiştir. Değerleri yerine yazdığımızda Denklem (3.20e) elde edilir.

$$P_{NET} = \Delta f T_1 + \Delta f T_2 + P_{wind} T_3 + \varphi T_4 \quad (3.20a)$$

$$\Delta f = \frac{\Delta P}{Ms + D} = \frac{1}{Ms + D} (P_{LOAD} - e^{-s\tau} P_{NET}) \quad (3.20b)$$

$$\Delta f = \frac{1}{Ms + D} [P_{LOAD} - e^{-s\tau} (\Delta f T_1 + \Delta f T_2 + P_{wind} T_3 + \varphi T_4)]$$

$$\Delta f + \frac{\Delta f T_1 e^{-s\tau} + \Delta f T_2 e^{-s\tau}}{Ms + D} = \frac{1}{Ms + D} [P_{LOAD} - e^{-s\tau} (P_{wind} T_3 + \varphi T_4)] \quad (3.20c)$$

$$\Delta f (Ms + D + T_1 e^{-s\tau} + T_2 e^{-s\tau}) = P_{LOAD} - e^{-s\tau} P_{wind} T_3 + e^{-s\tau} \varphi T_4$$

$$T_5 = Ms + D + T_1 e^{-s\tau} + T_2 e^{-s\tau} \quad (3.20d)$$

$$\Delta f = \frac{P_{LOAD}}{T_5} - \frac{e^{-s\tau} P_{wind} T_3}{T_5} + \frac{e^{-s\tau} \varphi T_4}{T_5} \quad (3.20e)$$

Denklem (3.20e)'de gerekli değişiklikleri yaptığımız zaman karakteristik denklemin elde edilmesinde kullanılacak Denklem (3.20g) elde edilir. Bu denklem melez sistemin frekans sapmasını gösterir.

$$T_6 = e^{-s\tau}T_3, T_7 = e^{-s\tau}T_4 \quad (3.20f)$$

$$\Delta f = \frac{P_{LOAD}}{T_5} - \frac{P_{wind}T_6}{T_5} + \frac{\varphi T_7}{T_5} \quad (3.20g)$$

Denklem (3.20g)'de gösterilen paydadaki  $T_5$  denklemi çözüldüğü zaman, melez sistemin kararlılık analizi için kullanacak olan karakteristik denklemin katsayıları da elde edilmiş olur. Denklem (3.21a), bütün değerler yerine koyulduğu zaman çözülecek denklemini göstermektedir.

$$T_5 = Ms + D + e^{-s\tau} \left( \frac{s^2K_P + sK_I}{s^3T_{UC} + s^2T_{UC} + s^2 + s} + \frac{sK_P + K_I}{s^2T_{FC} + s} \right) \quad (3.21a)$$

$$T_8 = \frac{s^2K_P + sK_I}{s^3T_{UC} + s^2T_{UC} + s^2 + s} + \frac{sK_P + K_I}{s^2T_{FC} + s} \quad (3.21b)$$

$$T_5 = Ms + D + e^{-s\tau}T_8 \quad (3.21c)$$

Gerekli ara işlemler ve değişiklikler yapıldıktan sonra Denklem (3.14)'deki çok terimli denklemlerin ( $a_0(s)$  ve  $a_1(s)$ )  $s$  değişkenine bağlı sonuçları Denklem (3.22a) ve Denklem (3.22b)'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} a_0(s) &= Ms^6T_{FC}T_{UC} + s^5(MT_{FC}T_{UC} + MT_{FC} + MT_{UC} + DT_{FC}T_{UC}) \\ &+ s^4(MT_{FC} + MT_{UC} + M + DT_{FC}T_{UC} + DT_{FC} + DT_{UC}) \\ &+ s^3(M + DT_{FC} + DT_{UC} + D) + Ds^2 \end{aligned} \quad (3.22a)$$

$$\begin{aligned} a_1(s) &= s^4(K_P T_{FC} + K_P T_{UC}) + s^3(K_I T_{FC} + 2K_P + K_I T_{UC} + K_P T_{UC}) \\ &+ s^2(2K_I + K_I T_{UC} + K_P) + sK_I \end{aligned} \quad (3.22b)$$

Gerekli kısaltmaları yaptıktan sonra  $a_0(s)$  ve  $a_1(s)$  katsayıları, Denklem (3.23a) ve Denklem (3.23b)'de gösterilmiştir.

$$a_0(s) = p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 \quad (3.23a)$$

$$a_1(s) = q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s \quad (3.23b)$$

Bu denklemlerdeki p ve q katsayıları zaman ve kazanç sabitleri cinsinden Denklem (3.24)'deki gibi elde edilmişlerdir.

$$\begin{aligned} p_6 &= MT_{FC}T_{UC}, \quad p_5 = MT_{FC}T_{UC} + MT_{FC} + MT_{UC} + DT_{FC}T_{UC}, \\ p_4 &= MT_{FC} + MT_{UC} + M + DT_{FC}T_{UC} + DT_{FC} + DT_{UC}, \\ p_3 &= M + DT_{FC} + DT_{UC} + D, \quad p_2 = D, \\ q_4 &= K_P T_{FC} + K_P T_{UC}, \quad q_3 = K_I T_{FC} + 2K_P + K_I T_{UC} + K_P T_{UC}, \\ q_2 &= 2K_I + K_I T_{UC} + K_P, \quad q_1 = K_I \end{aligned} \quad (3.24)$$

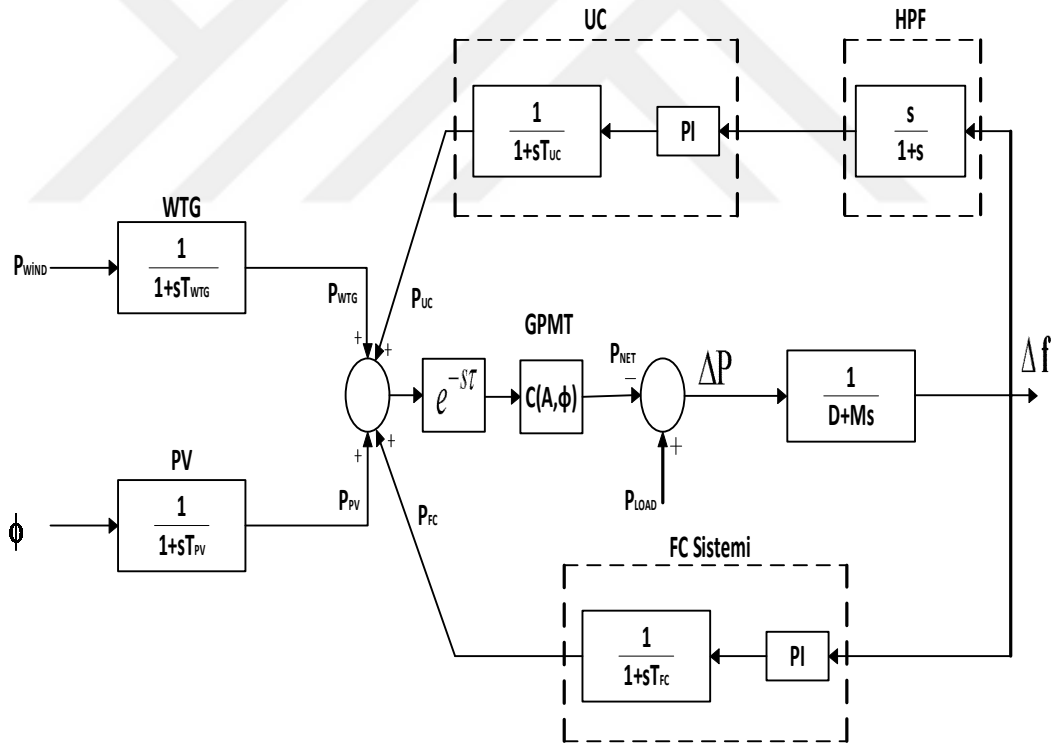
### 3.1.5. Melez Sistemin Kazanç ve Faz Sabiti Olan Karakteristik Denkleminin Elde Edilmesi

Bu bölümde, bölüm (3.1.4)'te elde edilen melez sisteminin blok diyagramına kazanç ve faz sabiti eklenerek yeni bir blok diyagram elde edilecektir. Daha sonra elde edilen yeni blok diyagram sayesinde yeni bir karakteristik denklem bulunacaktır.

Mevcut çalışmalar, genel olarak zaman gecikmeli YFK sistemlerinin kararlılık analizinde, oransal-integral ( $P - I$ ) kontrolör parametrelerinin belirli bir kümesi için kararlılık gecikme sınır payı hesaplarına odaklanır. Gecikme sınır payı hesaplama yöntemleri iki ana tip olarak gruplandırılır. Bunlar, doğrudan frekans-domain ve dolaylı zaman-domain yöntemleridir. Frekans-domain yaklaşımlarının temel amacı, sistem sınırda kararlı olacağı için karakteristik denklemin sadece bütün sanal köklerini hesaplamaktır. Güç sistemlerinde gecikme sınır paylarının hesaplanması için kullanılan yöntemler Bölüm 1'de kısaca anlatılmıştır. Bu tür bir yaklaşım kararlılık için yeterli olabilir. Fakat pratik YFK sistemi, frekanstaki kabul edilemez



salınımlardan dolayı böyle noktalara yakın çalışamaz. Bu yüzden, kararlılığa ek olarak, gecikme sınır payları hesaplanmasında diğer tasarım özellikleri dikkate alınması gerekir. Örneğin, istenen dinamik performansı sağlamak için (yani, sönümlenme, kararlı-durum hatası, yerleşme zamanı vb.) kazanç ve faz sınır payları tasarımı kullanılmalıdır. Kazanç ve faz sınır payına bağlı olarak gecikme sınır paylarını hesaplamak için referans [44]'deki çalışmalardan faydalanılacaktır. Referans [59]'de kazanç-faz sınır payı test (GPMT) bloğunun dâhil olduğu bir metot kullanılmıştır. Bu metot, kontrol sisteminin ileri beslemeli kısmında ayarlanabilir parametreler ile zaman gecikmeli kontrol sistemlerinin kazanç-faz sınır payları analiz etmek için kullanılmıştır. Bu bölümde, zaman gecikmeli YFK modeli, YFK modelinin ileri beslemeli kısmında bir “sanal düzenleyici” olarak frekanstan bağımsız bir GPMT içerecek şekilde elde edilmiştir. Elde edilen blok diyagram Şekil 3.4 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Kazanç Ve Faz Sabiti Olan, Zaman Gecikmeli Melez Elektrik Üretim/Depolama Sisteminin Blok Diyagramı ve Kontrol Stratejisi [15].

Ayrıca, YFK sistem kararlılığının tam bir resmi için ve  $PI$  kontrolör parametrelerinin bütün olası değerlerini hesaplamak için önemlidir çünkü sistemde zaman gecikmesi meydana geldiğinde sistemin kararlı çalışması sağlanmalıdır [60]. Kararlılık sınır

eğrisine dayalı bir grafik yöntemi zaman gecikmeli YFK sisteminin kararlılık analizine uygulanmıştır ve PI kontrolör parametreler uzayında ( $K_p, K_I$  düzlemi), belirli bir zaman gecikmesi için bir kararlılık bölgesi hesaplanmıştır [61-62]. Ancak kararlılık özelliğinin yanında, pratikte kontrol sistemlerinin analizi ve tasarımı için, kazanç sınır payı (GM) ve faz sınır payı (PM) önemli tasarım özelliklerinden ikisidir ve kararlılık bölgelerini hesaplariken dikkate mutlaka alınmalıdır. *PI*, kontrolör parametrelerinin bir setinin hesap edilmesiyle, zaman gecikmeli YFK sisteminin kararlılığı sağlanabilir ve istenen kazanç-faz sınır payları elde edilebilir.

Şekil 3.4 ile gösterilen blok diyagramda frekanstan bağımsız GPMT bloğu, Denklem (3.25) ile verilmiştir. Bu denklemde  $A$  ve  $\phi$  değerleri sırasıyla kazanç ve faz sınır payını temsil etmektedir.

$$C(A, \phi) = Ae^{-j\phi} \quad (3.25)$$

GPMT'li yük frekans kontrollü melez sistemin karakteristik denklemi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau}Ae^{-j\phi} \quad (3.26)$$

Denklem (3.26)'da,  $s = jw_c$  yazarsak Denklem (3.27) elde edilir.

$$\Delta(jw_c, \tau) = a_0(jw_c) + a_1(jw_c)e^{-jw_c\tau}Ae^{-j\phi} \quad (3.27)$$

Denklem (3.27)'de gerekli ara işlemleri yaptığımızda aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\Delta(jw_c, \tau') = a'_0(jw_c) + a'_1(jw_c)e^{-jw_c\tau'} \quad (3.28)$$

Denklem (3.28)'de  $jw_c = s$  değişikliği yapıldığında yeni karakteristik denklem aşağıdaki gibi bulunur.

$$\Delta(s, \tau') = a'_0(s) + a'_1(s)e^{-s\tau'} \quad (3.29)$$

Denklem (3.29)'da görüldüğü üzere yapılan değişiklikler ve ara işlemler sonucunda  $e^{-s\tau}$  terimi yerine  $e^{-s\tau'}$  terimi elde edilmiştir. Bu terimler arasındaki ilişki Denklem (3.30) ile gösterilmiştir.

$$\tau' = \tau + \frac{\phi}{w_c} \quad (3.30)$$

Gerekli kısaltmalar yapıldıktan sonra elde edilen  $a'_0(s)$  ve  $a'_1(s)$  katsayıları, Denklem (3.31a) ve Denklem (3.31b)'de gösterilmiştir.

$$a'_0(s) = a_0(s) = p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 \quad (3.31a)$$

$$\begin{aligned} a'_1(s) &= Aa_1(s) = A(q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s) \\ &= q'_4s^4 + q'_3s^3 + q'_2s^2 + q'_1s \end{aligned} \quad (3.31b)$$

Bu denklemlerdeki  $p$  katsayıları Denklem (3.24) ile gösterilmiştir ve elde edilen yeni  $q'$  katsayıları zaman ve kazanç sabitleri cinsinden Denklem (3.32)'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} q'_4 &= AK_P T_{FC} + AK_P T_{UC}, \quad q'_3 = AK_I T_{FC} + 2AK_P + AK_I T_{UC} + AK_P T_{UC} \\ q'_2 &= 2AK_I + AK_I T_{UC} + AK_P, \quad q'_1 = AK_I \end{aligned} \quad (3.32)$$

## 3.2. Kararlılık Gecikme Sınır Payının Hesaplanması

Bu bölümde zaman gecikmeli yük frekans kontrollü sistemlerinin kararlılığı, bu tezde kullanılan üstel terimin yok edilmesi metodu ve melez enerji üretim/depolama sisteme uygulanması konuları işlenecektir.

### 3.2.1. Zaman Gecikmeli Sistemlerin Kararlılığı

Bütün YFK güç sistemlerinde küçük de olsa zaman gecikmeleri yaşanmaktadır. Zaman gecikmeli YFK sistemlerinin kararlılık analizini yapabilmek için Denklem (3.14)'deki karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değiştiğinin incelenmesi gerekmektedir. Ancak bu sistemin karakteristik denkleminde zaman gecikmesinden dolayı üstel terimin ( $e^{-s\tau}$ ) yer alması köklerin bulunmasını oldukça zorlaştırmaktadır. Üstel terimden dolayı, karakteristik denklemin çözümlendiği zaman sonsuz adet köke sahip olmasına sebep olmaktadır. Bu sonsuz tane kökün zaman gecikmesinin ( $\tau$ ) değişimine bağlı nasıl değişeceğinin belirlenmesi oldukça zor problemdir. Ancak sistemin kararlılık analizinin yapılması için bütün köklerin bulunması zorunlu değildir. Bu köklerden hangilerinin değişimi, zaman gecikmesinin değişimine bağlı olarak nasıl etkilendiğinin belirlenmesi kararlılık analizi yapabilmek için yeterli olmaktadır. Zaman gecikmeli YFK sistemlerinin kararlı olması için, karakteristik denklemin bütün köklerinin karmaşık düzlemin sol yarı bölgesinde bulunması gereklidir [10,58].

Gecikmeli sistemlerde kararlılık çalışmalarının ana amacı, sistem parametrelerinin verilen herhangi bir karakteristik denklem için gecikme koşullarını belirlemektir. Bu elde edilen parametreler sayesinde sistemin kararlı olması sağlanabilecek ve kararlılık için gecikme sınır payı yani sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi hesaplanabilecektir. Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı karakteristik denklemin köklerinin yerlerine bağlıdır. ( $\tau$ ), bu sistemlerde toplam zaman gecikmesini ifade etmektedir ve ( $\tau$ )'nin değişimi köklerin konumunun değişmesine neden olmaktadır.

Zaman gecikmeli YFK sistemlerin kararlılığı, karakteristik denklemin köklerinin konumlarına bağlıdır. Zaman gecikmesi ( $\tau$ ) değiştiği zaman bazı köklerin konumları da değişebilir. Sistem parametrelerine bağlı olarak, iki farklı kararlılık durumu meydana gelmektedir [14,31].

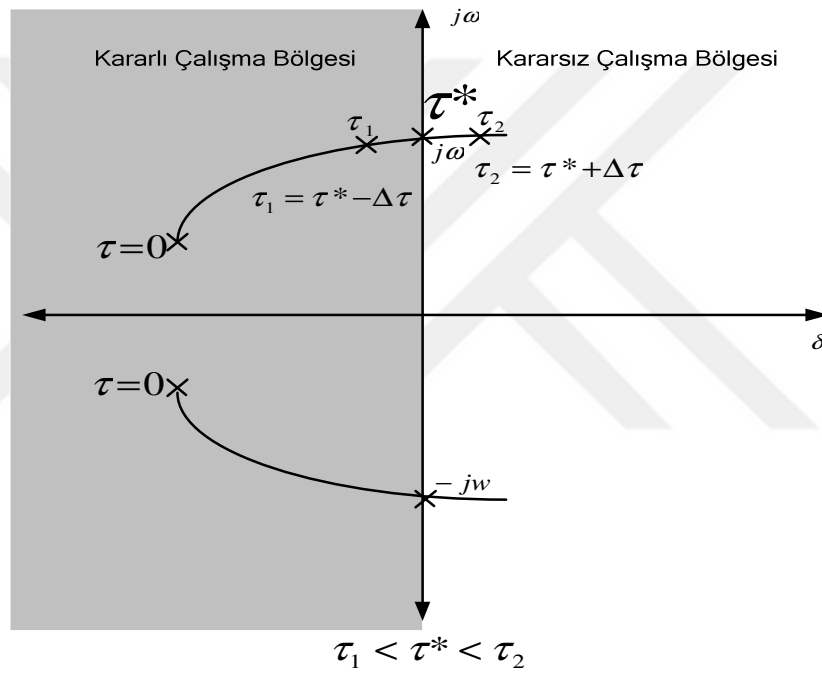
- 1) **Gecikme-bağımsız kararlılık:** Denklem (3.33)'ün kararlılık şartı, tüm pozitif ve sonlu gecikme değerleri için sağlanır ise, karakteristik Denklem (3.13)'ün zaman gecikmesinden bağımsız kararlı olduğu söylenebilir ve  $\tau \in [0, \infty)$  olur [14,31].
- 2) **Gecikme-bağımlı kararlılık:** Denklem (3.33)'ün kararlılık şartı, gecikme süresinin aralığında yani  $\tau \in [0, \tau^*)$ , bazı gecikme değerleri için sağlanır ise, karakteristik Denklem (3.13)'ün zaman gecikmesine bağımlı kararlı olduğu söylenebilir ve  $\tau > \tau^*$  değerlerinde ise sistem kararsız olur [14,31].

$$\max(\text{real}(s_i^\tau)) < 0 \text{ for } \forall s_i^\tau \in s^\tau \text{ or } \forall s_i^\tau \in C^- \quad (3.33)$$

Denklem (3.12) ve Denklem (3.13)'ün karakteristik kökleri zaman gecikmesinin ( $\tau$ ) bir fonksiyonudur. Bu kökler  $s^\tau = [s_1^\tau, s_2^\tau, \dots, s_n^\tau]$ , şeklinde gösterilir. Sistemin asimptotik olarak kararlı olabilmesi için, Denklem (3.33) şartı sağlanmalıdır [10].

Gecikme-bağımlı durumda, karakteristik denklemin kökleri diğer tüm sistem parametreleri değişmeden kalırken, zaman gecikmesi ( $\tau$ ),  $\tau = 0$  s değerinden başlayıp artarak hareket eder. Şekil 3.5, karakteristik denklemin köklerinin hareketlerini zaman gecikmesine bağlı olarak göstermektedir. Bu şekilde, YFK sisteminin zaman gecikmesi değerinin değişimine bağlı olarak ne zaman kararlı ve kararsız olabileceği görülmektedir. Sistemde herhangi bir gecikme olmadığı zaman, YFK sisteminin  $\tau = 0$  s değerinde kararlı olduğu görülmektedir çünkü bu durumda bütün kökler karmaşık düzlemin sol yarı bölgesindedir.  $\tau < \tau^*$ , şartını sağlayan bütün zaman gecikmesi değerlerinde sistem kararlıdır çünkü şekilden de anlaşıldığı üzere  $\tau^*$  değeri sistemin kararsız olmadan sınırda kararlı olacağı değerdir. Zaman gecikmesinin değeri arttırıldığında, bir çift karmaşık kök sol yarı bölgeden (kararlı çalışma bölgesi) sağ yarı bölgeye (kararsız çalışma bölgesi) hareket edebilir. Sonlu bir zaman gecikmesi değerinde ( $\tau = \tau^*$ ) kökler sanal eksenini iki farklı noktada

keserek karmaşık düzlemin sağ yarı tarafına geçebilir. Bu iki farklı nokta  $s = \pm j\omega_c$  noktalarıdır. Köklerin  $j\omega$  eksenini kestiği zaman gecikmesi değerinde, sistem sınırdaki kararlı olmaktadır ve bu gecikme değeri sistemin tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesini ifade etmektedir. Bir diğer ifadeyle sistemin kararsız olmadan dayanabileceği maksimum zaman gecikmesidir ve sistemin kararlılık sınırını ifade etmektedir. Kararlılık sınırının bulunması sistem dinamiğinin analizinde oldukça önemlidir. Sistemin kararlılık analizi için sanal eksenini kestiği noktadaki köklerin yani sistemin kararsız olmadan tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesinin bulunması yeterlidir [14].



Şekil 3.5. Zaman gecikmesine bağlı karakteristik denklemin köklerinin değişimi [58].

### 3.2.2. Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodu

Bu bölümde, giriş bölümünde önerilen yöntemlerden üstel terimin yok edilmesi metodu ayrıntılı olarak anlatılacak ve melez sistemin karakteristik denklemine uygulanarak sistemin köklerini ve zaman gecikmesini hesaplayacağımız formüller elde edilecektir. Önerilen yöntem karakteristik denklemini, üstel terimini yok ederek basit çok terimli yeni bir denkleme dönüştürmektedir. Bu yüzden tam bir çözüm üretmektedir. Burada önemli nokta şudur: Bulunan yeni denklemden reel kökler,

melez sistemin karakteristik denkleminin sanal köklerine eşit olmaktadır. Ayrıca bu yeni denklem, zaman gecikmesinin hesaplanmasına imkân vermekte ve böylece sistemin kararlılığını analiz etme imkânı sunmaktadır.

Önerilen yöntem, hiçbir yaklaşım içermeyen analitik bir süreçtir ve bu yöntem sayesinde bulunan sonuçlar bize zaman düzlemindeki yöntemler ile bulunan değerlerden daha doğru ve kesin sonuçlar sunmaktadır. Önerilen yöntem ile zaman gecikmeli elektrik güç sistemlerinde, küçük sinyal kararlılık analizinde etkili şekilde kullanılmıştır [10]. Ayrıca önerilen yöntem, sabit haberleşme gecikmeli YFK sisteminin kararlılık analizi için maksimum gecikme sınır paylarının hesaplanmasında da etkili şekilde kullanılmıştır [44]. Ayrıca zaman gecikmesi içeren jeneratör uyarma kontrol sisteminde, kararlılık analizi için etkili şekilde kullanılmıştır [63].

Sistemin asimptotik olarak kararlı olabilmesi için gerekli ve yeterli koşul, Denklem (3.13)'teki bütün köklerin karmaşık düzlemin sol yarı bölgesi içerisinde bulunmasıdır. Denklem (3.13)'e bakıldığında karakteristik denklem üstel terim içermektedir. Üstel terimin varlığı karakteristik denklemin çözümlendiğinde sonsuz tane köke sahip olmasına sebep olmaktadır. Sonsuz tane kökün değerinin bulunması ve bu değerlerin zaman gecikmesi( $\tau$ )'nun değişmesiyle birlikte köklerin nasıl değişeceğinin incelenmesi oldukça zordur. K.E. Walton ve arkadaşının önerdikleri yöntem sayesinde, tek zaman gecikmeli ve orantılı zaman gecikmeli sistemlerin karakteristik denklemlerinin çözümlenmesiyle maksimum zaman gecikmesi değerleri doğrudan ve etkili bir şekilde hesaplanabilmektedir. Bu yöntem, karakteristik denklemde herhangi bir yaklaşım veya yer değiştirme yapmadan üstel terimi yok eder ve karakteristik denklemini üstel terim olmayan yeni, çok terimli denkleme dönüştürür. Elde edilen yeni denklemin pozitif reel kökleri tam olarak karakteristik denklemin sanal köklerine eşit olmaktadır.

### **3.2.2.1. Tek gecikmeli durum**

Sistemde sadece tek bir gecikme bulunuyorsa, Denklem (3.13)'te gösterilen karakteristik denklem göz önüne alınarak Denklem (3.14) daha önceki bölümlerde

elde edilmişti [10]. Karakteristik denklem  $\Delta(s, \tau) = 0$ , burada  $s$  ve  $\tau$  cinsinden bir fonksiyondur ve sanal ekseni kesebilir de kesmeyebilir de. Basit olması açısından zaman gecikmeli sistemin kararlı olduğunu varsayıyoruz ve bu,  $\Delta(s, 0) = 0$  karakteristik denkleminin bütün köklerinin karmaşık düzlemin sol yarı bölgesinde olduğu anlamına gelmektedir.  $\tau$ 'nın bazı sonu olan değerleri için,  $\Delta(s, \tau) = 0$  karakteristik denkleminin sanal eksen üstünde  $s = jw_c$ 'de kökü varsa (c burada sanal eksen üstündeki kök değerini ifade etmektedir.), köklerin kompleks (karmaşık) eşleniğinin simetrik özelliği sayesinde aynı  $\tau$  değeri için,  $\Delta(-s, \tau) = 0$  denklemi de aynı kök değerine sahip olmak zorundadır. Bu yüzden belirli  $\tau$  değerlerinde sanal eksen üstünde,  $\Delta(s, \tau) = 0$  ve  $\Delta(-s, \tau) = 0$  denklemlerinin bir tane ortak kökü bulunur [10,14].

$$\begin{aligned}\Delta(s, \tau) &= a_0(s) + a_1(s)e^{-s\tau} = 0 \\ \Delta(-s, \tau) &= a_0(-s) + a_1(-s)e^{s\tau} = 0\end{aligned}\quad (3.34)$$

Denklem (3.34)'da bulunan üstel terim ara işlemler yapılarak yok edilmiş ve Denklem (3.35) elde edilmiştir.

$$a_0(s)a_0(-s) - a_1(s)a_1(-s) = 0 \quad (3.35)$$

Denklem (3.35)'de  $s$  yerine  $s = jw_c$  yazılır ise  $w_c^2$  çok terimli denklemi elde edilir:

$$W(w_c^2) = a_0(jw_c)a_0(-jw_c) - a_1(jw_c)a_1(-jw_c) = 0 \quad (3.36)$$

Denkle (3.14)'teki tek zaman gecikmeli üstel terim içeren karakteristik denklem, Denklem (3.36)'da verilen üstel terimsiz yeni çok terimli denkleme dönüştürülür. Bu yeni denklemin pozitif reel kökleri, Denklem (3.14) ile gösterilen karakteristik denklemin sahip olduğu sanal köklerine eşittir. Denklem (3.36)'da, gösterilen denklemin kökleri standart yöntemlerle kolaylıkla belirlenebilir. Denklem (3.36)'da köklerinin değerlerine bağlı olarak aşağıdaki durumlar meydana gelebilir [10,14].

**1.Durum:** Denklem (3.36) hiçbir pozitif reel köke sahip olmayabilir. Bunun anlamı şudur: Denklem (3.14)'deki karakteristik denkleminin  $jw$  ekseninde yani sanal eksen



üstünde herhangi bir köke sahip olmadığıdır. Bu durumda, sistem bütün  $\tau \geq 0$  değerleri için kararlıdır ve bu durum sistemin **gecikme-bağımsız kararlı** olduğunu göstermektedir.

**2.Durum:** Denklem (3.36) en az bir tane pozitif reel köke sahip olabilir. Bunun anlamı şudur: Denklem (3.14)'deki karakteristik denkleminin  $jw$  ekseninde yani sanal eksen üstünde en az bir tane çift kompleks köke ( $s = \pm jw_c$ ) sahip olduğudur. Bu durumda sistem **gecikme-bağımlı kararlı** yani zaman gecikmesinin değişimine bağlı olarak sistemin kararlılığı değişmektedir.

$w_c$ , pozitif reel kökü için, maksimum zaman gecikme değeri,  $\tau^*$ , Denklem (3.34) kullanılarak yapılan ara işlemler sonucunda aşağıdaki şekilde elde edilir [14].

$$\tau^* = \frac{1}{w_c} \text{Tan}^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{(a_0(jw_c))/(a_0(jw_c))\}}{\text{Re}\{-(a_0(jw_c))/(a_0(jw_c))\}} \right) + \frac{2r\pi}{w_c}; r = 0,1,2, \dots, \infty \quad (3.37)$$

Denklem (3.14)'ün kökü,  $\tau$ 'nin arttırılmasıyla sanal eksenini kesmesi ( $s = jw_c$ ), Denklem (3.36) ile bulunan pozitif köklerin  $\text{Re}[ds/d\tau]$  ifadesine göre signum ifadesinden elde edilebilir. Kritik olan karakteristik köklerin karmaşık düzlemin sol yarı bölgesini kesen köklerinin olması için zorunlu koşul, köklerin sanal eksen tarafına doğru hareket etmesidir (karşıtlık şartı). Başka bir ifadeyle,

$$\text{Re} \left[ \frac{ds}{d\tau} \right]_{s=jw_c} \neq 0 \quad (3.38)$$

Denklem (3.38)'de,  $\text{Re}(\bullet)$  karmaşık bir değişkenin reel bölümünü ifade etmektedir. Kök duyarlılığının işareti yani signum ifadesi kök eğilimi (RT) veya köklerin hareket doğrultusu olarak tanımlanmaktadır [38].

$$\text{RT}|_{s=jw_c} = \text{sgn} \left\{ \text{Re} \left[ \frac{ds}{d\tau} \right]_{s=jw_c} \right\} \quad (3.39)$$

Denklem (3.14)'ün  $\tau$ 'ya göre türevini alınırsa Denklem (3.40) elde edilir ve burada  $s$ 'in  $\tau$ 'nin bir fonksiyonu olduğu görülmektedir.

$$\frac{ds}{d\tau} = \frac{a_1(s)se^{-s\tau}}{a_0'(s) + a_1'(s)e^{-s\tau} - a_1(s)\tau e^{-s\tau}} \quad (3.40)$$

Burada  $a_0(s)$  ve  $a_1(s)$ 'in  $s$ 'e göre birinci dereceden türevi  $a_0'(s)$  ve  $a_1'(s)$ 'i vermektedir. Denklem (3.14)'ü kullanarak tekrardan ifade yazılırsa;

$$\frac{ds}{d\tau} = -s \left[ \frac{a_0'(s)}{a_0(s)} - \frac{a_1'(s)}{a_1(s)} + \tau \right]^{-1} \quad (3.41)$$

Denklem (3.41)'de  $s$  yerine  $jw_c$  yazılır ve ifade düzenlenirse kök eğilimi (RT) elde edilir ve Denklem (3.42) ile gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} RT|_{s=jw_c} &= -sgn \left[ Re \left( jw_c \left( \frac{a_0'(jw_c)}{a_0(jw_c)} - \frac{a_1'(jw_c)}{a_1(jw_c)} + \tau \right) \right)^{-1} \right] \\ &= -sgn \left[ Re \left( \frac{1}{jw_c} \left( \frac{a_0'(jw_c)}{a_0(jw_c)} - \frac{a_1'(jw_c)}{a_1(jw_c)} + \tau \right) \right) \right] \\ &= sgn \left[ Im \left( \frac{1}{w_c} \left( \frac{a_0'(jw_c)}{a_0(jw_c)} - \frac{a_1'(jw_c)}{a_1(jw_c)} \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (3.42)$$

RT' in zaman gecikmesi  $\tau$ 'dan bağımsız olduğu Denklem (3.42)'den anlaşılmakta ve buna dikkat edilmelidir. Bu durum,  $\Delta(jw_c, \tau) = 0$  denklemini sağlayan  $w_c$ 'nin bütün değerlerine bağlı olarak  $\tau$ 'nun sonsuz sayıda değeri bulunmasına rağmen, bu noktalarda bulunan köklerin davranışı her zaman aynı olacaktır. Denklem (3.34) daha fazla basitleştirilirse RT bilgisi  $W(w_c^2)$  çok terimli denklemden kolaylıkla belirlenir [14]. Böylece;

$$\begin{aligned} RT &= sgn \left[ Im \left( \frac{1}{w_c} \left( \frac{a_1'(jw_c)a_1(-jw_c)}{a_0(jw_c)a_0(-jw_c)} - \frac{a_0'(jw_c)}{a_0(jw_c)} \right) \right) \right] \\ &= sgn \left[ Im \left( \frac{1}{w_c} \left( \frac{a_1'(jw_c)a_1(-jw_c) - a_0'(jw_c)a_0(-jw_c)}{a_0(jw_c)a_0(-jw_c)} \right) \right) \right] \\ &= sgn \left[ Im \left( \frac{1}{w_c} (a_1'(jw_c)a_1(-jw_c) - a_0'(jw_c)a_0(-jw_c)) \right) \right] \end{aligned} \quad (3.43)$$

$a_0(jw_c)a_0(-jw_c) = |a_0(jw_c)|^2 > 0$ 'dır. Sonuç olarak,  $Im(z) = (z - \bar{z})/2j$  özelliği kullanıldığında, herhangi bir karmaşık  $z$  sayısı için, Denklem (3.44) elde edilir.

$$RT|_{s=jw_c} = sgn \frac{1}{2jw_c} [(a'_1(jw_c)a_1(-jw_c) - a_1(jw_c)a'_1(-jw_c) - a'_0(jw_c)a_0(-jw_c) + a_0(jw_c)a'_0(-jw_c))] \quad (3.44)$$

Sonuç olarak Denklem (3.45) elde edilir ve bu denklem  $w_c^2$ 'ye göre türevi gösterir.

$$RT|_{s=jw_c} = sgn[W'(w_c^2)] \quad (3.45)$$

Önerilen yöntemin bir diğer önemli özelliği de, zaman gecikmesinin değişimine bağlı olarak köklerin incelenebilmesidir. Bu ifade,  $s = jw_c$ 'de  $\tau_1 = \tau^* - \Delta\tau$ 'dan  $\tau_2 = \tau^* + \Delta\tau$ 'ya ( $0 < \tau \ll 1$ ) kadar  $\tau$  değerinin artışına göre köklerin geçiş yönünü belirlemek için kolay bir ölçüt vermektedir.  $RT = +1$ , olduğu zaman  $s = jw_c$  kökü sanal eksenini keserek düzlemin sağ yarı bölgesine yani kararsızlık bölgesine ve  $RT = -1$  olduğu zaman ise  $s = jw_c$  kökü sanal eksenini keserek düzlemin sol yarı bölgesine yani kararlılık bölgesine geçer.

### 3.2.2.2. Orantılı gecikme durumu

Tek gecikmeli durumda kullanılan yöntem birçok orantılı zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık analizi için kolayca uygulanabilir. Denklem (3.13), orantılı zaman gecikmeli sistemin karakteristik denklemini göstermektedir. Tek gecikmeli durumdakine benzer şekilde Denklem (3.13) ile gösterilen karakteristik denklemin  $s = jw_c$ 'de çözümü var ise,  $\Delta(-s, \tau) = 0$  için de çözümü olacaktır.

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

$$\Delta(-s, \tau) = \sum_{k=0}^n a_k(-s)e^{k\tau s} = 0 \quad (3.46)$$

Tek gecikmeli durumda zaman gecikmesi  $\tau$  ve üstel terim yok edilmişti. Aynı şekilde burada da zaman gecikmesi  $\tau$  ve üstel terim yok edilmek istenmektedir. Orantılı zaman gecikmeli sistemde üstel terimin yok edilmesi aşağıdaki denklemlerde açıklanmıştır [14].

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(s, \tau) &= a_0(-s)\Delta(s, \tau) - a_n(s)e^{-n\tau s}\Delta(-s, \tau) \\ &= \sum_{k=0}^{n-1} [a_0(-s)a_k(s) - a_n(s)a_{n-k}(-s)]e^{-k\tau s}\end{aligned}\quad (3.47)$$

Daha sonra,

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(-s, \tau) &= a_0(s)\Delta(-s, \tau) - a_n(-s)e^{n\tau s}\Delta(s, \tau) \\ &= \sum_{k=0}^{n-1} [a_0(s)a_k(-s) - a_n(-s)a_{n-k}(s)]e^{k\tau s}\end{aligned}\quad (3.48)$$

Denklem (3.47) ve Denklem (3.48)'de görüldüğü üzere, Denklem (3.13) ve Denklem (3.46)'nın  $s = jw_c$ 'de bazı  $\tau$  değerlerinde çözümü var ise, aşağıda bulunan karakteristik denklemlerin de çözümü olmak zorundadır.

$$\begin{aligned}\Delta^{(1)}(s, \tau) &= \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(s)e^{-k\tau s} = 0 \\ \Delta^{(1)}(-s, \tau) &= \sum_{k=0}^{n-1} a_k^{(1)}(-s)e^{k\tau s} = 0\end{aligned}\quad (3.49)$$

Burada,

$$a_k^{(1)}(s) = a_0(-s)a_k(s) - a_n(s)a_{n-k}(-s)\quad (3.50)$$

Denklem (3.49)'un orantılı gecikmesinin derecesi  $(n - 1)$ 'dir. Yeni bir denklem tanımlanarak, orantılı terimleri başarılı bir şekilde yok etmek için aynı işlemler benzer şekilde kolayca tekrarlanır.

$$a_k^{(r+1)}(s) = a_0^r(-s)a_0^r(s) - a_{n-r}^{(r)}(s)a_{n-r}^{(r)}(-s) \quad (3.51)$$

Genel karakteristik denklem aşağıda gösterilmiştir.

$$\Delta^{(r)}(s, \tau) = \sum_{k=0}^{n-r} a_k^{(r)}(s)e^{-k\tau s} = 0 \quad (3.52)$$

Bu işlem  $n$  defa tekrarlanarak en yüksek dereceye sahip orantılı terimler yok edilebilir ve sonuçta Denklem (3.53) elde edilir.

$$\Delta^{(n)}(s) = a_0^{(n)}(s) = 0 \quad (3.53)$$

Burada,

$$a_0^{(n)}(s) = a_0^{(n-1)}(-s)a_0^{(n-1)}(s) - a_1^{(n-1)}(s)a_1^{(n-1)}(-s) \quad (3.54)$$

$s = jw_c$ 'nin Denklem (3.13)'te bazı zaman gecikmesi  $\tau$  değerlerinde çözümü var ise, Denklem (3.45)'in de çözümü vardır. Çünkü Denklem (3.13)'te verilen karakteristik denklemin sanal kökleri yapılan bu işlemler süresince korunur. Denklem (3.54)'de  $s$  yerine  $jw_c$  yazılır ise, aşağıdaki çok terimli  $w_c^2$  denklemi elde edilir.

$$W(w_c^2) = a_0^{(n-1)}(-jw_c)a_0^{(n-1)}(jw_c) - a_1^{(n-1)}(jw_c)a_1^{(n-1)}(-jw_c) = 0 \quad (3.55)$$

Denklem (3.36)'nın genelleştirilmesiyle Denklem (3.55) ile gösterilen çok terimli denklem elde edilir. Denklem (3.13) sanal köklere sahipse bu köklerin belirlenmesinde Denklem (3.55) kullanılmaktadır. Zaman gecikmesinin değerleri teorik olarak Denklem (3.56) ile hesaplanabilir.

$$\tau^* = \frac{1}{w_c} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{(a_0^{(n-1)}(jw_c))/(a_1^{(n-1)}(jw_c))\}}{\text{Re}\{-(a_0^{(n-1)}(jw_c))/(a_1^{(n-1)}(jw_c))\}} \right) + \frac{2r\pi}{w_c}; r = 0,1,2, \dots, \infty \quad (3.56)$$

Ayrıca, orantılı gecikme içeren karakteristik denklemin kök eğilimini bulmak için Denklem (3.45) ile gösterilen ifadeye benzeyen bir denkleme gerek duyulmaktadır. Referans [14]'de gösterildiği gibi,  $\Delta(s, \tau) = 0$  denkleminde bir kökün kök eğilimi (RT),  $\Delta^{(1)}(s, \tau) = 0$  ifadesini sağlayan kök için de aynıdır. Aşağıdaki şart yalnız  $s = jw_c$ 'de kökün sanal düzlemde geçişi için geçerli olmaktadır.

$$a_0^{(1)}(s) = a_0(-jw_c)a_0(jw_c) - a_n(jw_c)a_n(-jw_c) > 0 \quad (3.57)$$

Birden çok orantılı gecikmeli karakteristik denklemin kök eğilimi aşağıdaki denklemlerle bulunabilir.

$$RT|_{s=jw_c} = \text{sgn}[\alpha W'(w_c^2)] \quad (3.58)$$

Burada;

$$\alpha = a_0^{(1)}(s)a_0^{(2)}(s) \dots a_0^{(n-1)}(s)|_{s=jw_c} \quad (3.59)$$

Tek ve orantılı gecikmeli durumlarda, Denklem (3.36) ve Denklem (3.55), tüm  $\tau \in \mathbb{R}^+$  'nın sadece pozitif reel köklerinin sonlu sayısını belirtmektedir ve Denklem (3.60) ile gösterilmiştir.

$$\{w_c\} = \{w_{c1}, w_{c2}, \dots, w_{cq}\} \quad (3.60)$$

Denklem (3.60) ile gösterilen sonlu  $q$  sayısı, yalnız  $n$  dereceli sistemi etkilemekle kalmaz ayrıca  $a_k(s)$  teriminin katsayılarını da etkilemektedir. Bunun yanında her bir  $w_{cm}, m = 1,2, \dots, q$  değerleri için Denklem (3.37) ve Denklem (3.56)'yı kullanılarak sonsuz sayıda  $\tau_m^*$  değerlerini periyodik olarak hesaplanabilir.

$$\{\tau_m^*\} = \{\tau_{m1}^*, \tau_{m2}^*, \dots, \tau_{m,\infty}^*\}, m = 1,2, \dots, q \quad (3.61)$$

Burada,  $\tau_{m,r+1} - \tau_{m,r} = 2\pi/w_c$  tekrarlamaya periyodu olmaktadır. Maksimum gecikme sınır payı tanımına göre, minimum  $\tau_m^*$ ,  $m = 1, 2, \dots, q$  değeri sistemin maksimum gecikme sınır payıdır.

$$\tau^* = \min(\tau_m^*) \quad (3.62)$$

### 3.2.3. Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodunun Melez Sistemin Karakteristik Denklemine Uygulanması

Daha önce Şekil 3.2 ile gösterilen zaman gecikmeli yük frekans kontrollü melez enerji üretim / depolama sistemine önceki bölümde ayrıntılı bir şekilde anlatılan üstel terimin yok edilmesi metodu uygulanacaktır. Sonra sistemin köklerinin bulunması için kullanılacak formül ve sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme sınır paylarının sayısal olarak hesaplanacağı formül elde edilecektir.

Yük frekans kontrollü melez sistemin kararlı olması için gerekli koşul, Denklem (3.14) ile verilen karakteristik denklemin köklerinin karmaşık düzlemin sol tarafında yani kararlılık bölgesinde bulunmasıdır. Şekil 3.5'de gösterildiği üzere sistemin sınırdaki kararlı olabileceği maksimum zaman gecikmesi değerinde ( $\tau = \tau^*$ ), karakteristik denklem sanal eksen üstünde köklere sahiptir. Bu metodun amacı, karakteristik denkleme ait sanal eksen üstündeki köklerin ( $s = jw_c$ ) bulunduğu maksimum zaman gecikme değerini sayısal olarak hesaplamaktır. Kompleks olan kökler eşlenik şekilde olacağından,  $\tau = \tau^*$  değerinde  $s = jw_c$  ve  $s = -jw_c$  kökleri Denklem (3.14) ile gösterilen karakteristik denklemini sağlayacaktır. Bu kökler Denklem (3.14)'te yerine yazıldığında aşağıdaki denklemler kolayca elde edilebilir.

$$\begin{aligned} a_0(jw_c) + a_1(jw_c)e^{-jw_c\tau} &= 0 \\ a_0(-jw_c) + a_1(-jw_c)e^{jw_c\tau} &= 0 \end{aligned} \quad (3.63)$$

Denklem (3.63)'de bulunan üstel terim gerekli ara işlemler yapılarak elimine edilecek olursa, aşağıda gösterilen  $w_c^2$ 'nin fonksiyonu olan çok terimli denklem elde edilir [10,14].

$$W(w_c^2) = a_0(jw_c)a_0(-jw_c) - a_1(jw_c)a_1(-jw_c) = 0 \quad (3.64)$$

Denklem (3.23a) ve Denklem (3.23b)'de  $s$  yerine  $jw_c$  yazılırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\begin{aligned} a_0(jw_c) &= -p_6w_c^6 + jp_5w_c^5 + p_4w_c^4 - jp_3w_c^3 - p_2w_c^2 \\ a_0(-jw_c) &= -p_6w_c^6 - jp_5w_c^5 + p_4w_c^4 + jp_3w_c^3 - p_2w_c^2 \end{aligned} \quad (3.65a)$$

$$\begin{aligned} a_1(jw_c) &= q_4w_c^4 - jq_3w_c^3 - q_2w_c^2 + jq_1w_c \\ a_1(-jw_c) &= q_4w_c^4 + jq_3w_c^3 - q_2w_c^2 - jq_1w_c \end{aligned} \quad (3.65b)$$

Denklem (3.65a) ve Denklem (3.65b)'de elde edilen  $a_0$  ve  $a_1$  değerleri Denklem (3.64)'de yerine yazılırsa, gerekli ara işlemler yapılarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$W(w_c^2) = t_{12}w_c^{12} + t_{10}w_c^{10} + t_8w_c^8 + t_6w_c^6 + t_4w_c^4 + t_2w_c^2 \quad (3.66)$$

Denklem (3.66) ile gösterilen yeni karakteristik denklemin katsayıları aşağıda gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} t_{12} &= p_6^2, \quad t_{10} = -2p_4p_6 + p_5^2 \\ t_8 &= 2p_2p_6 - 2p_3p_5 + p_4^2 - q_4^2 \\ t_6 &= -2p_2p_4 + 2q_2q_4 + p_3^2 - q_3^2 \\ t_4 &= p_2^2 + 2q_1q_3 - q_2^2, \quad t_2 = -q_1^2 \end{aligned} \quad (3.67)$$

Dikkat edilirse, Denklem (3.14)'teki üstel terim bulunan karakteristik denklemin önerilen yöntem sayesinde, üstel terim bulunmayan yeni bir denkleme dönüştürülmüştür ve Denklem (3.66) ile gösterilmiştir. Bu yeni denklemin pozitif reel kökleri,  $w_c > 0$ , Denklem (3.14)'te gösterilen karakteristik denkleme ait sanal eksen üstündeki köklerine karşılık gelmektedir yani eşit olmaktadır. Görüldüğü üzere Denklem (3.66) ile verilen denklemin reel köklerini, üstel terim bulunan karakteristik denkleme ait sanal eksen üstündeki köklerinden daha kolay biçimde hesaplayabiliriz.



Denklem (3.66) ile verilen denklemin köklerinin değerlerine göre, aşağıda gösterilen durumlar meydana gelebilir.

**1.Durum:** Bu denklemin hiçbir pozitif reel kökü bulunmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (3.14) ile gösterilen karakteristik denkleme ait sanal eksen üstünde herhangi bir kökün olmadığıdır. Bu durumda, meydana gelen zaman gecikmesi sistemin kararlılığını etkilememektedir. Sistem aynı zamanda, zaman gecikmesinin bütün sonlu değerlerinde zaman gecikmesinden bağımsızdır ve daima kararlı olmaktadır.

**2.Durum:** Bu denklem en az bir tane pozitif reel köke sahip olabilir. Bunun anlamı, Denklem (3.14) ile gösterilen karakteristik denkleme ait sanal eksen üstünde minimum bir çift kompleks eşlenik ( $s = \pm jw_c$ ) kökün var olduğudur. Sistemin kararlılığı bu durumda, zaman gecikmesine göre değişmektedir. Aynı zamanda, maksimum zaman gecikmesinin değerinde ( $\tau = \tau^*$ ) sistem sınırda kararlı olmaktadır. Fakat  $\tau > \tau^*$  olduğunda, sistem kararsız duruma gelmektedir [10,14].

Referans [14]'de gösterildiği üzere, herhangi bir pozitif reel kök ( $w_c$ ) ve maksimum zaman gecikme değerinin ( $\tau^*$ ) hesaplanabilmesi için analitik formül Denklem (3.68) ile gösterilmiştir. Denklem (3.68), YFK sisteminde maksimum zaman gecikmesinin değerlerini, sistemin parametreleri türünden teorik olarak hesaplamamıza imkân veren analitik bir formüldür.

$$\tau^* = \frac{1}{w_c} \text{Tan}^{-1} \left( \frac{k_9 w_c^9 + k_7 w_c^7 + k_5 w_c^5 + k_3 w_c^3}{k_{10} w_c^{10} + k_8 w_c^8 + k_6 w_c^6 + k_4 w_c^4} \right) + \frac{2r\pi}{w_c}$$

$$r = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (3.68)$$

Burada,  $\tau_{m,r+1} - \tau_m = \frac{2\pi}{w_c}$  zaman gecikmesinin tekrarlama periyodunu göstermektedir. Denklem (3.68) ile gösterilen ifadenin katsayıları Denklem (3.69) ile sistem parametreleri türünden verilmiştir. Bu denklemde bulunan  $p$  ve  $q$  değerleri Denklem (3.24) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}
k_{10} &= p_6 q_4, \quad k_9 = p_5 q_4 - p_6 q_3 \\
k_8 &= -p_4 q_4 + p_5 q_3 - p_6 q_2 \\
k_7 &= -p_3 q_4 + p_4 q_3 - p_5 q_2 + p_6 q_1 \\
k_6 &= p_2 q_4 - p_3 q_3 + p_4 q_2 - p_5 q_1 \\
k_5 &= -p_2 q_3 + p_3 q_2 - p_4 q_1 \\
k_4 &= -p_2 q_2 + p_3 q_1, \quad k_3 = p_2 q_1
\end{aligned} \tag{3.69}$$

Denklem (3.66)'nin köklerinden yalnız bazıları pozitif reel olabilir. Bu köklerin sayısı  $q$  olmak üzere, Denklem (3.68) pozitif reel köklerden meydana gelen set ile tanımlanır.

$$\{w_c\} = \{w_{c1}, w_{c2}, \dots, w_{cq}\} \tag{3.70}$$

Pozitif reel köklerin her birisi için, Denklem (3.68) ile gösterilen analitik denklem kullanılarak maksimum zaman gecikmesinin değeri kolayca hesaplanabilir. Bu gecikmenin değerleri Denklem (3.71)'deki set ile tanımlanmaktadır.

$$\{\tau_m^*\} = \{\tau_{m1}^*, \tau_{m2}^*, \dots, \tau_{m,\infty}^*\}, m = 1, 2, \dots, q \tag{3.71}$$

Sistemin sınırdaki kararlı olduğu maksimum zaman gecikmesi değeri Denklem (3.71) ile gösterilen set elemanları içinde en küçük değeri olan, zaman gecikmesinin değeri olacaktır.

$$\tau^* = \min(\tau_m^*) \tag{3.72}$$

Zaman gecikmeli yük frekans kontrollü melez güç sisteminde, sanal eksen ile kesişen bütün frekans değerleri için kök eğilimi, Denklem (3.66) ile gösterilen çok terimli denklemin  $w_c^2$ 'ye göre türevini alınarak elde edilen Denklem (3.73) ile kolay bir şekilde hesaplanabilir.

$$RT = \text{sgn}[W'(w_c^2)] = 6t_{12}w_c^{10} + 5t_{10}w_c^8 + 4t_8w_c^6 + 3t_6w_c^4 + 2t_4w_c^2 + t_2 \tag{3.73}$$

### 3.2.4. Üstel Terimin Yok Edilmesi Metodunun Melez Sistemin Kazanç ve Faz Sabiti Olan Karakteristik Denklemine Uygulanması

Bu bölümde, daha önce üstel terimin yok edilmesi metodunu melez sisteme uygulayarak elde ettiğimiz denklemlere, kazanç ve faz ( $A - \phi$ ) sabitleri eklenerek yeni denklemler elde edilecektir.

Sanal eksen üzerinde kökleri olan, modifiyeli (yeni elde edilmiş) yük frekans kontrollü melez sistemin karakteristik denklemindeki zaman gecikmesi değerleri, orijinal YFK sisteminin değil modifiyeli YFK sistemin kararlılık gecikme sınır paylarıdır. Bu yüzden, öncelikle  $s = \pm jw_c$ 'de modifiyeli YFK melez sistemin tamamen sanal olan köklerini ve buna karşılık gelen gecikme sınır payını ( $\tau'$ ) hesaplamamız gerekir. Daha sonra bu elde edilen denklemleri kullanarak zaman gecikmesi değerleri kolaylıkla hesaplanabilir ki bu değerler sayesinde orijinal sistem istenilen kazanç ve faz sınır paylarına ( $A$  ve  $\phi$ ) sahip olabilir. Yeni melez sistemin asimptotik olarak kararlı olabilmesi için gerek ve yeter koşul, Denklem (3.29) ile gösterilen karakteristik denklemin bütün karmaşık düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmasıdır. Denklem (3.29)'a baktığımızda karakteristik denklemde üstel terimin olduğu görülmektedir. Üstel terim sonsuz sayıda karakteristik kök getirir ve bu kökler kararlılık üzerinde problemlere neden olur. Ancak, karakteristik denklemin sanal ekseninde kökü varsa gecikme sınır payı problemi çözülebilir. Kompleks olan kökler eşlenik şekilde olacağından, ( $\tau'$ )'nin bazı sonlu değeri için  $s = jw_c$  ve  $s = -jw_c$  kökleri Denklem (3.29) ile gösterilen karakteristik denklemini sağlayacaktır.  $\Delta(jw_c, \tau') = 0$  ve  $\Delta(-jw_c, \tau') = 0$ , karakteristik denklemleri  $s = jw_c$  ve  $s = -jw_c$  değerlerinde köke sahiptir. Bu kökler Denklem (3.29)'da yerine yazıldığında aşağıdaki denklemler kolayca elde edilebilir.

$$\begin{aligned} a'_0(jw_c) + a'_1(jw_c)e^{-jw_c\tau'} &= 0 \\ a'_0(-jw_c) + a'_1(-jw_c)e^{jw_c\tau'} &= 0 \end{aligned} \quad (3.74)$$

Denklem (3.73)'de bulunan üstel terim gerekli ara işlemler yapılarak elimine edilirse, aşağıda gösterilen  $w_c^2$ 'nin fonksiyonu olan çok terimli denklem kolaylıkla elde edilir [14,44].

$$W(w_c^2) = a'_0(jw_c)a'_0(-jw_c) - a'_1(jw_c)a'_1(-jw_c) = 0 \quad (3.75)$$

Denklem (3.31a) ve Denklem (3.31b)'de  $s$  yerine  $jw_c$  yazılırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\begin{aligned} a'_0(jw_c) &= -p_6w_c^6 + jp_5w_c^5 + p_4w_c^4 - jp_3w_c^3 - p_2w_c^2 \\ a'_0(-jw_c) &= -p_6w_c^6 - jp_5w_c^5 + p_4w_c^4 + jp_3w_c^3 - p_2w_c^2 \end{aligned} \quad (3.76a)$$

$$\begin{aligned} a'_1(jw_c) &= q'_4w_c^4 - jq'_3w_c^3 - q'_2w_c^2 + jq'_1w_c \\ a'_1(-jw_c) &= q'_4w_c^4 + jq'_3w_c^3 - q'_2w_c^2 - jq'_1w_c \end{aligned} \quad (3.76b)$$

Denklem (3.76a) ve Denklem (3.76b)'da elde edilen  $a'_0$  ve  $a'_1$  değerleri Denklem (3.75)'de yerine yazılırsa, gerekli ara işlemler yapılarak, sistem parametreleri açısından yeni karakteristik denkleminin son hali aşağıdaki gibi elde edilir.

$$W(w_c^2) = t_{12}w_c^{12} + t_{10}w_c^{10} + t_8w_c^8 + t_6w_c^6 + t_4w_c^4 + t_2w_c^2 \quad (3.77)$$

Elde edilen Denklem (3.77) ile gösterilen yeni karakteristik denklemin katsayıları aşağıda gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} t_{12} &= p_6^2, \quad t_{10} = -2p_4p_6 + p_5^2 \\ t_8 &= 2p_2p_6 - 2p_3p_5 + p_4^2 - q_4'^2 \\ t_6 &= -2p_2p_4 + 2q_2'q_4' + p_3^2 - q_3'^2 \\ t_4 &= p_2^2 + 2q_2'q_3' - q_2'^2, \quad t_2 = -q_1'^2 \end{aligned} \quad (3.78)$$

Denklem (3.77)'ye bakıldığında, Denklem (3.29)'un karakteristik denkleminde bulunan üstel terim önerilen yöntem sayesinde, hiçbir yaklaşım yapılmadan yok edilmiştir. Bu yeni denklemin pozitif reel kökleri,  $w_c > 0$ , Denklem (3.29)'da gösterilen karakteristik denkleme ait sanal eksen üstündeki köklerine tam olarak karşılık gelmektedir yani eşit olmaktadır. Görüldüğü üzere Denklem (3.77) ile

verilen denklemin reel köklerini, üstel terim bulunan karakteristik denkleme ait sanal eksen üstündeki köklerinden daha kolay biçimde hesaplanabilir.

Referans [14]'de görüldüğü üzere, yeni denklemin herhangi bir pozitif reel kök ( $w_c$ ) için buna karşılık gelen maksimum zaman gecikmesi değeri ( $\tau'$ ), Denklem (3.29) sayesinde kolaylıkla aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}\Delta(jw_c, \tau') &= a'_0(jw_c) + a'_1(jw_c)e^{-jw_c\tau'} = 0 \\ e^{-jw_c\tau'} &= \cos(w_c\tau') - j \sin(w_c\tau') = -\frac{a'_0(jw_c)}{a'_1(jw_c)} \\ \cos(w_c\tau') &= \operatorname{Re}\left\{-\frac{a'_0(jw_c)}{a'_1(jw_c)}\right\}, \quad \sin(w_c\tau') = \operatorname{Im}\left\{\frac{a'_0(jw_c)}{a'_1(jw_c)}\right\}\end{aligned}\quad (3.79)$$

$$\begin{aligned}\tau' &= \frac{1}{w_c} \operatorname{Tan}^{-1}\left(\frac{\operatorname{Im}\left\{\frac{a'_0(jw_c)}{a'_1(jw_c)}\right\}}{\operatorname{Re}\left\{-\frac{a'_0(jw_c)}{a'_1(jw_c)}\right\}}\right) + \frac{2r\pi}{w_c} \\ \tau' &= \frac{1}{w_c} \operatorname{Tan}^{-1}\left(\frac{k_9w_c^9 + k_7w_c^7 + k_5w_c^5 + k_3w_c^3}{k_{10}w_c^{10} + k_8w_c^8 + k_6w_c^6 + k_4w_c^4}\right) + \frac{2r\pi}{w_c} \\ r &= 0, 1, 2, \dots, \infty\end{aligned}\quad (3.80)$$

Denklem (3.80), yük frekans kontrollü melez sistemde maksimum zaman gecikmesinin değerlerini, sistemin parametreleri türünden teorik olarak hesaplamamıza imkân veren analitik bir formüldür. Burada,  $\tau'_{m,r+1}, \tau'_m = \frac{2\pi}{w_c}$  zaman gecikmesinin tekrarlama periyodunu göstermektedir. Denklem (3.80) ile gösterilen ifadenin katsayıları Denklem (3.81) ile sistem parametreleri türünden verilmiştir.

$$\begin{aligned}k_{10} &= p_6q'_4, \quad k_9 = p_5q'_4 - p_6q'_3, \quad k_8 = -p_4q'_4 + p_5q'_3 - p_6q'_2 \\ k_7 &= -p_3q'_4 + p_4q'_3 - p_5q'_2 + p_6q'_1 \\ k_6 &= p_2q'_4 - p_3q'_3 + p_4q'_2 - p_5q'_1 \\ k_5 &= -p_2q'_3 + p_3q'_2 - p_4q'_1 \\ k_4 &= -p_2q'_2 + p_3q'_1, \quad k_3 = p_2q'_1\end{aligned}\quad (3.81)$$

Denklem (3.77)'nin köklerinden yalnız bazıları bütün  $\tau' \in \mathbb{R}^+$  için pozitif reel olabilir. Bu köklerin sayısı  $q$  olmak üzere, Denklem (3.77) pozitif reel köklerden meydana gelen set ile tanımlanır.

$$\{w_c\} = \{w_{c1}, w_{c2}, \dots, w_{cq}\} \quad (3.82)$$

Pozitif reel köklerin her birisi için,  $w_{cm}, m = 1, 2, \dots, q$ , Denklem (3.80) ile gösterilen analitik denklem kullanılarak maksimum zaman gecikmesinin değeri ( $\tau'$ ) kolayca hesaplanabilir. Bu periyodik olarak aralıklı  $\tau'$  değerleri, sonsuz sayıda gecikme sınır payının bir setini oluşturur. Bu set Denklem (3.83)'teki gibi tanımlanmaktadır.

$$\{\tau'_m\} = \{\tau'_{m1}, \tau'_{m2}, \dots, \tau'_{m,\infty}\}, m = 1, 2, \dots, q \quad (3.83)$$

Son olarak, yeni melez sistemin tüm gecikme sınır payları,  $\tau'_m, m = 1, 2, \dots, q$  değerlerinin minimumu olacaktır ve Denklem (3.84) ile gösterilmiştir.

$$\tau' = \min(\tau'_m) \quad (3.84)$$

Yeni yük frekans kontrollü melez sistemin gecikme sınır paylarının bulunabileceği denklemler elde edilmiştir ve bunların sayesinde orijinal yük frekans kontrollü melez sistemin zaman gecikmesi değerleri kolay bir şekilde hesaplanabilir. Böylece orijinal sistem, istenilen kazanç ve faz sınır paylarına sahip olabilir.

$$\tau = \tau' - \frac{\phi}{w_c} \quad (3.85)$$

Denklem (3.85), bulduğumuz denklemlerde orijinal sistemin denklemlerini elde etmemiz için yapmamız gereken değişikliği göstermektedir. Gerekli değişiklikleri yaptığımızda Denklem (3.86) elde edilir. Burada  $\phi$  istenilen faz sınır payını ve  $w_c$  kök geçiş frekansını temsil etmektedir.

$$\tau = \frac{1}{w_c} \text{Tan}^{-1} \left( \frac{k_9 w_c^9 + k_7 w_c^7 + k_5 w_c^5 + k_3 w_c^3}{k_{10} w_c^{10} + k_8 w_c^8 k_6 w_c^6 + k_4 w_c^4} \right) - \frac{\phi}{w_c} + \frac{2r\pi}{w_c}$$

$$r = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (3.86)$$

Denklem (3.86) ile kazanç ve faz sabiti olan orijinal sistemin zaman gecikmesi sınır payları farklı  $A - \phi$  değerleri için elde edilebilir.

### 3.3. Kararlılık Bölgelerinin Belirlenmesi

Bu bölümde daha önce bulunan zaman gecikmeli yük frekans kontrollü melez sistemin  $K_p$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerine göre kararlılık bölgeleri elde edilecektir.

Zaman gecikmeli YFK sistemlerin kararlılığı üzerindeki mevcut çalışmalar genellikle, kontrolör parametreleri kümesi verilen sistem için kararlılık gecikme sınır payının hesaplanması üzerinde duruldu [42,43]. Ancak, çok az çalışma kararlılık bölgesi olarak bilinen kontrolör parametrelerinin tüm olası oransal-integral (PI) değerlerini elde etmek için yapılmıştır [60]. Bu kararlılık bölgesi zaman gecikmeli YFK sistemlerinin kararlı çalışmasını sağlamak için elde edilir. Kontrolör parametre uzayında ( $K_p, K_I$  düzlemi) zaman gecikmeli YFK sisteminin kararlılık bölgesini belirlemek için daha önce önerilen basit ve etkili bir analitik yöntem kullanılacaktır [62]. Yöntem temel olarak kararlılık sınır eğrisine dayanmaktadır. Kararlılık sınır eğrisi, karakteristik denklemin reel ve sanal kısımlarını sıfıra eşitleyerek kolaylıkla belirlenebilir [62]. Kararlılık analizi için, daha önce elde edilen ve Denklem (3.14) ile gösterilen çok terimli karakteristik denklem kullanılacaktır.

#### 3.3.1. Melez Sistemin Kararlılık Bölgesinin Belirlenmesi

Bu bölümdeki amacımız, melez sistemin kararlı olduğu  $PI$  kontrolörünün parametre setini ( $K_p, K_I$ ) belirlemektir. Bunun için ilk olarak, Denklem (3.14) ile gösterilen melez sistemin karakteristik denklemi aşağıdaki gibi yeniden yazılır.

$$\Delta(s, \tau) = a_0(s) + e^{-s\tau}(K_p a_1' + K_I a_1'')$$

$$\begin{aligned}
a'_1 &= s^4(T_{FC} + T_{UC}) + s^3(2 + T_{UC}) + s^2 \\
a''_1 &= s^3(T_{FC} + T_{UC}) + s^2(2 + T_{UC}) + s
\end{aligned} \tag{3.87}$$

Denklem (3.87) ile gösterilen ifade de bütün değerleri yerine yazdığımızda Denklem (3.88) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\Delta(s, \tau) &= p_6 s^6 + p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + e^{-s\tau} [K_P (s^4 (T_{FC} + T_{UC}) \\
&\quad + s^3 (2 + T_{UC}) + s^2) + K_I (s^3 (T_{FC} + T_{UC}) + s^2 (2 + T_{UC}) + s)]
\end{aligned} \tag{3.88}$$

Daha sonra kararlılık bölgesinin sınırının elde belirlenebilmesi için Denklem (3.88) ile gösterilen karakteristik denklemde  $s = jw_c$  ( $w_c > 0$ ) değişikliği yapılırsa aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{aligned}
\Delta(jw_c, \tau) &= p_6 (jw_c)^6 + p_5 (jw_c)^5 + p_4 (jw_c)^4 + p_3 (jw_c)^3 + p_2 (jw_c)^2 \\
&\quad + e^{-jw_c\tau} [K_P ((jw_c)^4 (T_{FC} + T_{UC}) + (jw_c)^3 (2 + T_{UC}) + (jw_c)^2) \\
&\quad + K_I ((jw_c)^3 (T_{FC} + T_{UC}) + (jw_c)^2 (2 + T_{UC}) + (jw_c))]
\end{aligned} \tag{3.89}$$

Denklem (3.89)'da  $e^{-jw_c\tau} = \cos(w_c\tau) - j \sin(w_c\tau)$  değişikliği yapılır ve sonra reel ve sanal kısımlar ayrılırsa Denklem (3.90) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\Delta(jw_c, \tau) &= K_P [w_c^4 (T_{FC} + T_{UC}) \cos(w_c\tau) - w_c^3 (2 + T_{UC}) \sin(w_c\tau) - w_c^2 \cos(w_c\tau)] \\
&\quad + K_I [-w_c^3 (T_{FC} + T_{UC}) \sin(w_c\tau) - w_c^2 (2 + T_{UC}) \cos(w_c\tau) + w_c \sin(w_c\tau)] \\
&\quad - p_6 w_c^6 + p_4 w_c^4 - p_2 w_c^2 \\
&\quad + j \{ K_P [-w_c^4 (T_{FC} + T_{UC}) \sin(w_c\tau) - w_c^3 (2 + T_{UC}) \cos(w_c\tau) + w_c^2 \cos(w_c\tau)] \\
&\quad + K_I [-w_c^3 (T_{FC} + T_{UC}) \cos(w_c\tau) + w_c^2 (2 + T_{UC}) \sin(w_c\tau) + w_c \cos(w_c\tau)] \\
&\quad + p_5 w_c^5 - p_3 w_c^3 \}
\end{aligned} \tag{3.90}$$

$\Delta(jw_c, \tau)$ , denkleminin reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenirse ve gerekli ara işlemler yapılırsa Denklem (3.91) elde edilir.

$$\begin{aligned}
K_P A_1(w_c) + K_I B_1(w_c) + C_1(w_c) &= 0 \\
K_P A_2(w_c) + K_I B_2(w_c) + C_2(w_c) &= 0
\end{aligned} \tag{3.91}$$



Denklem (3.91)'de bulunan katsayıların değerleri aşağıda gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
A_1(w_c) &= w_c^4(T_{FC} + T_{UC}) \cos(w_c\tau) - w_c^3(2 + T_{UC}) \sin(w_c\tau) - w_c^2 \cos(w_c\tau) \\
B_1(w_c) &= -w_c^3(T_{FC} + T_{UC}) \sin(w_c\tau) - w_c^2(2 + T_{UC}) \cos(w_c\tau) + w_c \sin(w_c\tau) \\
C_1(w_c) &= -p_6w_c^6 + p_4w_c^4 - p_2w_c^2 \\
A_2(w_c) &= -w_c^4(T_{FC} + T_{UC}) \sin(w_c\tau) - w_c^3(2 + T_{UC}) \cos(w_c\tau) + w_c^2 \cos(w_c\tau) \\
B_2(w_c) &= -w_c^3(T_{FC} + T_{UC}) \cos(w_c\tau) + w_c^2(2 + T_{UC}) \sin(w_c\tau) + w_c \cos(w_c\tau) \\
C_2(w_c) &= p_5w_c^5 - p_3w_c^3
\end{aligned} \tag{3.92}$$

Denklem (3.91)'da bulunan iki denklemi aynı anda çözersek, yapılan ara işlemler sonucunda,  $K_p, K_I$  düzlemindeki kararlılık sınır eğrisini  $(K_p, K_I, w_c)$  bulmak için kullanılacak formüller Denklem (3.93) ile gösterilmiştir [60].

$$\begin{aligned}
K_p &= \frac{B_1(w_c)C_2(w_c) - B_2(w_c)C_1(w_c)}{A_1(w_c)B_2(w_c) - A_2(w_c)B_1(w_c)} \\
K_I &= \frac{A_2(w_c)C_1(w_c) - A_1(w_c)C_2(w_c)}{A_1(w_c)B_2(w_c) - A_2(w_c)B_1(w_c)}
\end{aligned} \tag{3.93}$$

### 3.3.2. Kazanç ve Faz Sabiti Olan Melez Sistemin Kararlılık Bölgesinin Belirlenmesi

Kararlılık bölgesinin sınırlarını elde etmek için kullanılacak ifadeler, Denklem (3.29) ile gösterilen karakteristik denklemde  $s = jw_c$  ( $w_c > 0$ ) yazılarak elde edilir. Yapılan değişiklikler sonucunda Denklem (3.94) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\Delta\left(jw_c, \left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right)\right) &= p_6(jw_c)^6 + p_5(jw_c)^5 + p_4(jw_c)^4 + p_3(jw_c)^3 + p_2(jw_c)^2 \\
&+ e^{-jw_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right)} [K_p((jw_c)^4(T_{FC} + T_{UC}) + (jw_c)^3(2 + T_{UC}) + (jw_c)^2) \\
&+ K_I((jw_c)^3(T_{FC} + T_{UC}) + (jw_c)^2(2 + T_{UC}) + (jw_c))]
\end{aligned} \tag{3.94}$$

Denklem (3.94)'de  $e^{-jw_c\tau'} = \cos(w_c\tau') - j \sin(w_c\tau')$  değişikliği yapılır ve sonra reel ve sanal kısımlar ayrılırsa Denklem (3.95) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\Delta\left(jw_c, \left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right)\right) &= K_P[w_c^4(T_{FC} + T_{UC}) \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) \\
&- w_c^3(2 + T_{UC}) \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) - w_c^2 \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right)] \\
&+ K_I[-w_c^3(T_{FC} + T_{UC}) \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) - w_c^2(2 + T_{UC}) \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) \\
&+ w_c \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right)] - p_6 w_c^6 + p_4 w_c^4 - p_2 w_c^2 \\
&+ j\{K_P[-w_c^4(T_{FC} + T_{UC}) \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) - w_c^3(2 + T_{UC}) \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) \\
&+ w_c^2 \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right)] + K_I[-w_c^3(T_{FC} + T_{UC}) \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) \\
&+ w_c^2(2 + T_{UC}) \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) + w_c \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right)] + p_5 w_c^5 - p_3 w_c^3\} \quad (3.95)
\end{aligned}$$

Denklem (3.95)'teki  $\Delta(jw_c, \tau')$  denkleminin reel ve sanal kısımları sıfıra eşitlenirse ve gerekli ara işlemler yapılırsa Denklem (3.96) elde edilir.

$$\begin{aligned}
K_P A_1(w_c) + K_I B_1(w_c) + C_1(w_c) &= 0 \\
K_P A_2(w_c) + K_I B_2(w_c) + C_2(w_c) &= 0 \quad (3.96)
\end{aligned}$$

Denklem (3.96)'da bulunan katsayıların değerleri aşağıda gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
A_1(w_c) &= w_c^4(T_{FC} + T_{UC}) \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) - w_c^3(2 + T_{UC}) \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) \\
&- w_c^2 \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) \\
B_1(w_c) &= -w_c^3(T_{FC} + T_{UC}) \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) - w_c^2(2 + T_{UC}) \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) \\
&+ w_c \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) \\
C_1(w_c) &= -p_6 w_c^6 + p_4 w_c^4 - p_2 w_c^2 \\
A_2(w_c) &= -w_c^4(T_{FC} + T_{UC}) \sin w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right) - w_c^3(2 + T_{UC}) \cos w_c\left(\tau + \frac{\phi}{w_c}\right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +w_c^2 \cos w_c \left( \tau + \frac{\phi}{w_c} \right) \\
B_2(w_c) & = -w_c^3 (T_{FC} + T_{UC}) \cos w_c \left( \tau + \frac{\phi}{w_c} \right) + w_c^2 (2 + T_{UC}) \sin w_c \left( \tau + \frac{\phi}{w_c} \right) \\
& +w_c \cos w_c \left( \tau + \frac{\phi}{w_c} \right) \\
C_2(w_c) & = p_5 w_c^5 - p_3 w_c^3 \tag{3.97}
\end{aligned}$$

Denklem (3.96)'da bulunan iki denklemi aynı anda çözersek, yapılan ara işlemler sonucunda,  $K_P, K_I$  düzlemindeki kararlılık sınır eğrisini  $(K_P, K_I, w_c)$  bulmak için kullanılacak formüller Denklem (3.98) ile gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
K_P & = \frac{B_1(w_c)C_2(w_c) - B_2(w_c)C_1(w_c)}{A_1(w_c)B_2(w_c) - A_2(w_c)B_1(w_c)} \\
K_I & = \frac{A_2(w_c)C_1(w_c) - A_1(w_c)C_2(w_c)}{A_1(w_c)B_2(w_c) - A_2(w_c)B_1(w_c)} \tag{3.98}
\end{aligned}$$

#### 4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Daha önceki bölümlerde, melez enerji üretim / depolama sistemin karakteristik denkleminde üstel terimin yok edilmesi metodunu uygulanarak yeni denklemler elde edilmişti. Bu denklemler sayesinde karakteristik denklemin köklerini ve bu köklere bağlı olarak maksimum zaman gecikmesi değerlerini Matlab programı kullanılarak farklı PI değerleri için elde edilecektir ve bu değerler aşağıdaki bölümlerde gösterilecektir. Elde ettiğimiz teorik sonuçları Matlab/Simulink programı kullanılarak doğrulanmıştır [62]. Yine bu bölümde kararlılık bölgeleri, daha önce elde edilen formüller kullanılarak bulunacaktır.

##### 4.1. Kararlılık Gecikme Sınır Payı İçin Bulunan Teorik Sonuçlar

Denklem (3.66) ve Denklem (3.68) sayesinde farklı PI kontrolör kazanç değerleri için kararlılık gecikme sınır payları teorik olarak elde edilmiştir. Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2,  $K_P$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin farklı aralıklardaki değişimine göre, üstel terimin yok edilmesi metodu ile teorik olarak bulunan gecikme sınır payı değerlerini göstermektedir.

Çizelge 4.1.  $K_P$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin (0-1) aralığındaki değişimine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.

$\tau^*(s)$	$K_I$						
$K_P$	0.05	0.1	0.15	0.2	0.4	0.6	1
0	1.0783	0.6490	0.4616	0.3502	0.1502	0.0739	0.0111
0.05	1.9799	1.1165	0.7773	0.5888	0.2716	0.1555	0.0605
0.1	2.5201	1.4691	1.0338	0.7906	0.3819	0.2319	0.1080
0.2	2.2097	1.6227	1.2546	1.0130	0.5489	0.3595	0.1986
0.4	1.0081	0.9483	0.8865	0.8254	0.6181	0.4755	0.3088
0.6	0.6298	0.6139	0.5974	0.5804	0.5116	0.4470	0.3426
1	0.3732	0.3694	0.3657	0.3618	0.3461	0.3300	0.2977

Çizelge 4.2.  $K_p$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.

$\tau^*(s)$	$K_I$									
$K_p$	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
0.5	0.5178	0.3345	0.2335	0.1724	0.1323	0.1043	0.0838	0.0682	0.0561	0.0464
1	0.3381	0.2977	0.2599	0.2267	0.1984	0.1746	0.1545	0.1376	0.1233	0.1110
1.5	0.2461	0.2325	0.2188	0.2052	0.1921	0.1796	0.1676	0.1570	0.1469	0.1377
2	0.1961	0.1898	0.1834	0.1769	0.1704	0.1640	0.1577	0.1515	0.1456	0.1398
2.5	0.1643	0.1608	0.1573	0.1537	0.1501	0.1464	0.1428	0.1392	0.1357	0.1322
3	0.1418	0.1397	0.1375	0.1354	0.1331	0.1309	0.1287	0.1264	0.1242	0.1220
3.5	0.1250	0.1236	0.1222	0.1207	0.1193	0.1178	0.1163	0.1149	0.1134	0.1119
4	0.1117	0.1108	0.1098	0.1088	0.1078	0.1068	0.1057	0.1047	0.1037	0.1027
4.5	0.1010	0.1003	0.0996	0.0989	0.0981	0.0974	0.0967	0.0959	0.0952	0.0944
5	0.0921	0.0916	0.0910	0.0905	0.0899	0.0894	0.0889	0.0883	0.0878	0.0872

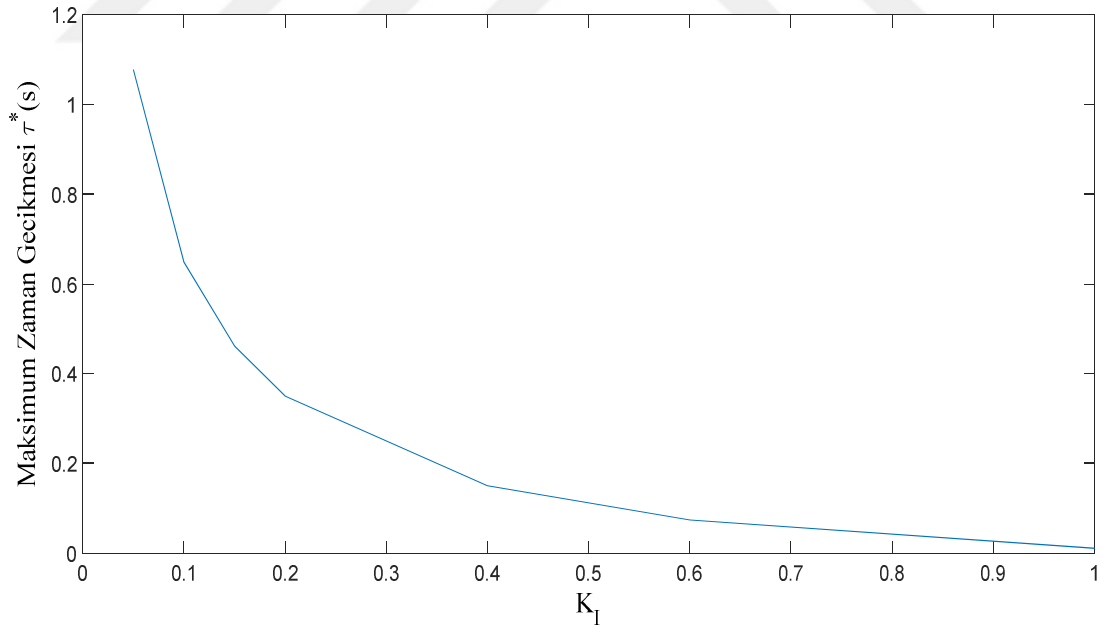
Çizelge 4.1'deki sonuçlardan anlaşıldığı üzere,  $K_p$  kazanç değeri sabit tutularak  $K_I$  kazanç değeri arttırıldığında  $\tau^*$  değeri azalmaktadır yani gecikme sınır payının değeri küçülmektedir. Gecikme sınır payının azalmasından dolayı,  $K_I$  kazanç değerinin artması sistemin kararlılığını olumsuz şekilde etkilemektedir. Benzer şekilde,  $K_I$  kazanç değeri sabit tutulup  $K_p = 0 - 0.1$  aralığında iken  $K_p$ , arttıkça gecikme sınır payının değeri artmaktadır. Sonuç olarak  $K_p$  kazanç değerinin artması, sistemin daha kararlı hale gelmesini sağlamaktadır. Fakat  $K_p \geq 0.2$  için,  $K_p$  kazanç değerindeki artış gecikme sınır payının değerinin küçülmesine neden olmaktadır. Sonuç olarak sistemin kararlı olması için hangi  $K_p$  ve  $K_I$  kazanç değerlerinin kullanılması gerektiği Çizelge 4.1 sayesinde görülmektedir.

Çizelge 4.2'deki değerlere bakıldığında,  $K_p$  kazanç değeri sabit tutularak  $K_I$  kazanç değeri arttırıldığında  $\tau^*$  değeri azalmaktadır yani gecikme sınır payının değeri küçülmektedir. Gecikme sınır payının azalmasından dolayı,  $K_I$  kazanç değerinin artması sistemin kararlılığını olumsuz şekilde etkilemektedir. Benzer şekilde,  $K_I$  kazanç değeri sabit tutulup  $K_p$  arttıkça gecikme sınır payının değeri azalmaktadır. Sonuç olarak  $K_p$  ve  $K_I$  kazanç değerlerinin artması, sistemin daha kararsız hale gelmesini sağlamaktadır.

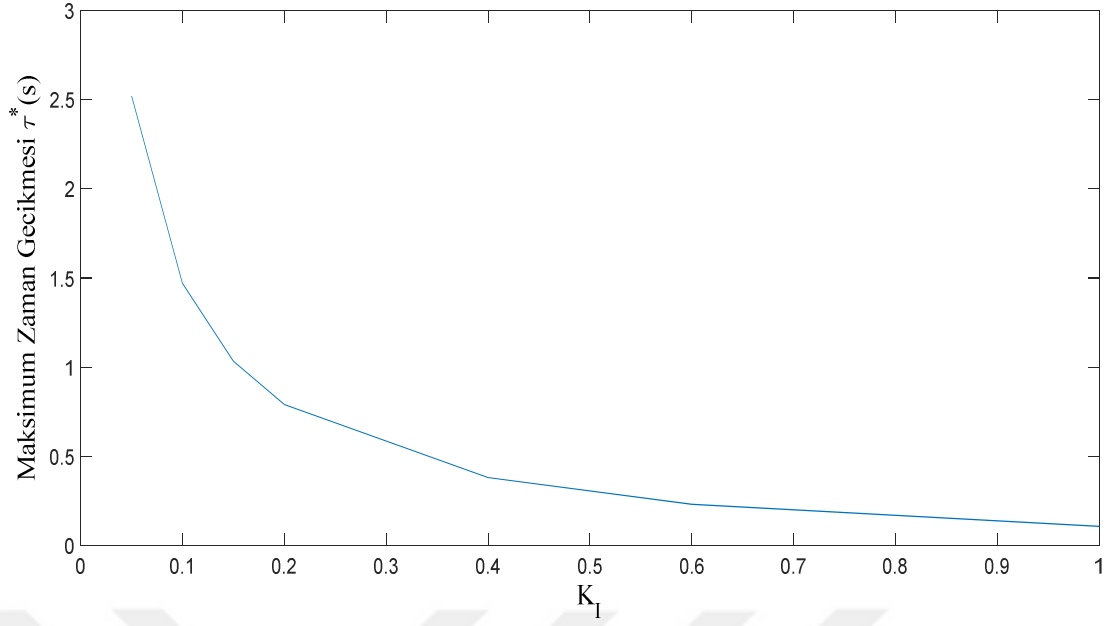
Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2'de  $K_p$  ve  $K_I$  kazanç değerlerinin değişiminin sistemin kararlılığını nasıl etkilediği görülmektedir. Sistemin kararlılığı için en iyi  $K_p$  kazanç değeri,  $0 \leq K_p \leq 0.1$  aralığında olmasıdır. Aynı şekilde sistemin kararlılığı için en iyi  $K_I$  kazanç değeri,  $K_I$  değerinin minimum tutulmasıdır.

Çizelge 4.1 dikkate alınarak sırasıyla  $K_p = 0$ ,  $K_p = 0.1$  ve  $K_p = 0.4$  sabit değerleri için,  $K_I = 0.05 - 1.0$  aralığında önerilen yöntemle hesaplanan gecikme sınır payı değerleri sırasıyla Şekil 4.1, Şekil 4.2 ve Şekil 4.3 ile gösterilmiştir.

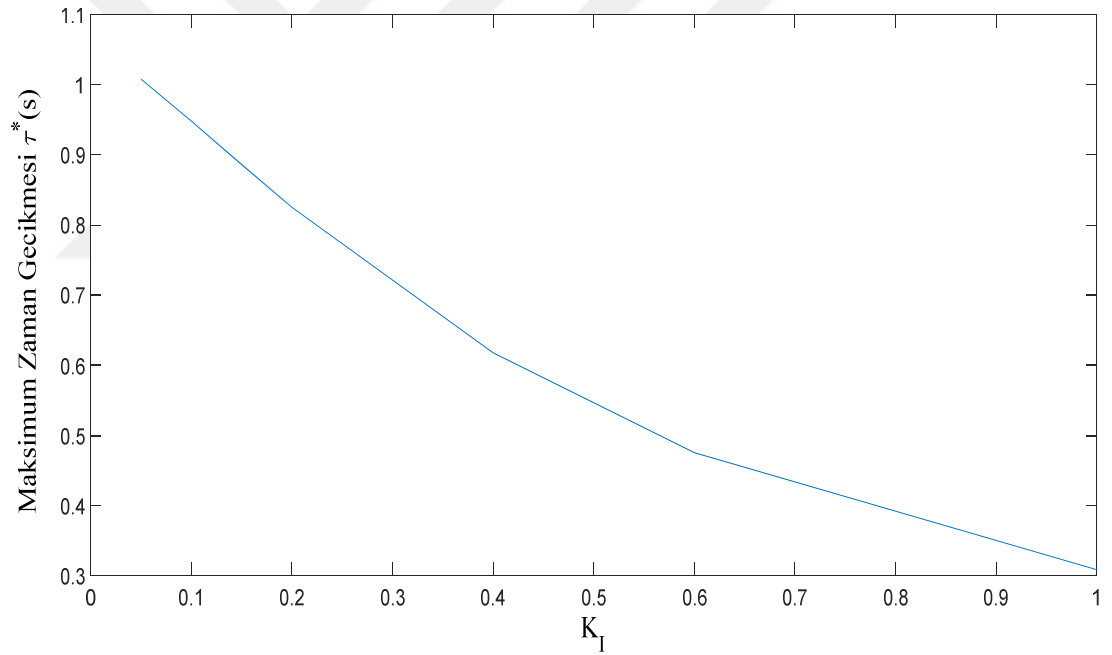
Çizelge 4.2 dikkate alınarak sırasıyla  $K_p = 0.5$  ve  $K_p = 2$  sabit değerleri için,  $K_I = 0.5 - 5.0$  aralığında önerilen yöntemle hesaplanan gecikme sınır payı değerleri sırasıyla Şekil 4.4 ve Şekil 4.5 ile gösterilmiştir. Bir sonraki bölümde, Matlab/Simulink programı kullanılarak önerilen yöntemle elde edilen teorik zaman gecikme sınır payı değerlerinin benzetim sonuçları gösterilmiştir.



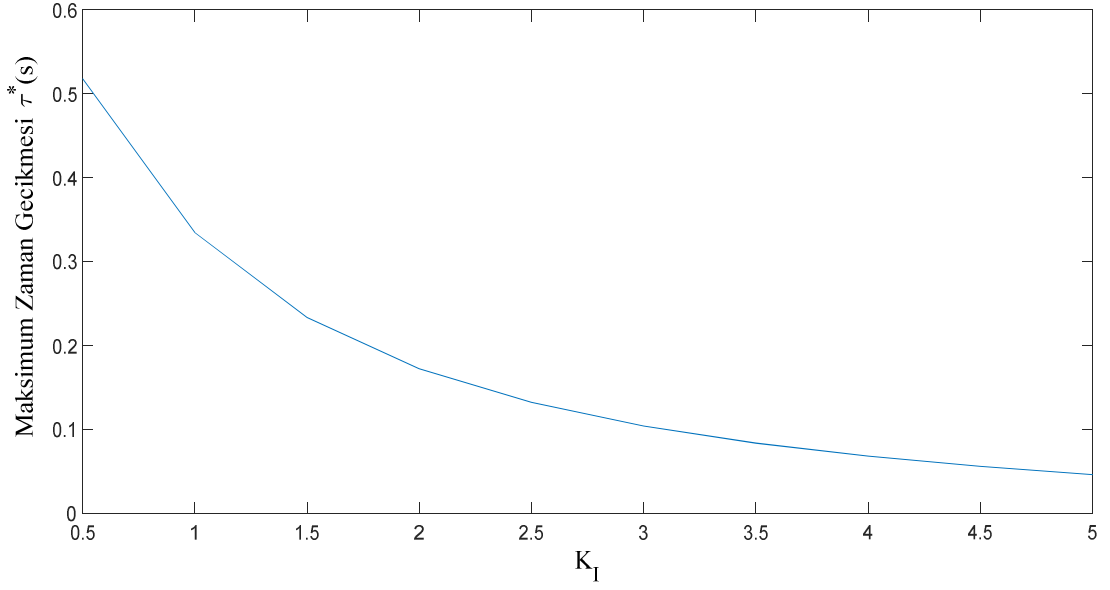
Şekil 4.1.  $K_p = 0$  ve  $K_I = 0.05 - 1$  aralığı için gecikme sınır payının değişimi.



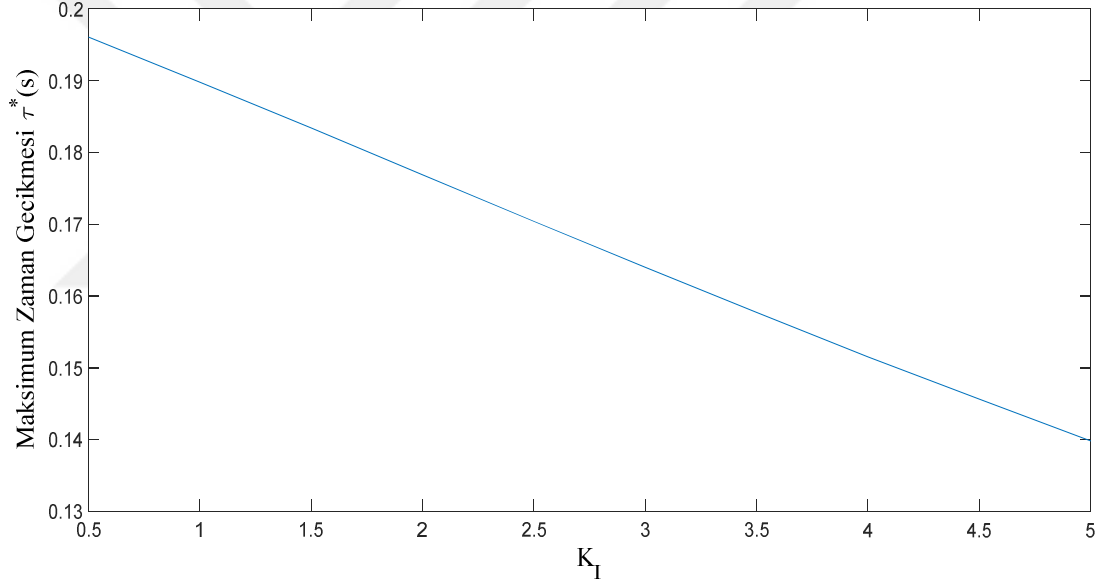
Şekil 4.2.  $K_P = 0.1$  ve  $K_I = 0.05 - 1$  aralığı için gecikme sınır payının değişimi.



Şekil 4.3.  $K_P = 0.4$  ve  $K_I = 0.05 - 1$  aralığı için gecikme sınır payının değişimi.



Şekil 4.4.  $K_P = 0.5$  ve  $K_I = 0.5 - 5$  aralığı için gecikme sınır payının değişimi.



Şekil 4.5.  $K_P = 2$  ve  $K_I = 0.5 - 5$  aralığı için gecikme sınır payının değişimi.

## 4.2. Kazanç ve Faz Sabiti Olan Kararlılık Gecikme Sınır Payı İçin Bulunan Teorik Sonuçlar

Denklem (3.77) ve Denklem (3.86) sayesinde farklı PI kontrolör kazanç değerleri ve farklı kazanç-faz değerleri için, kararlılık gecikme sınır payları teorik olarak elde edilmiştir. Çizelge 4.2 aynı zamanda  $A = 1$  ve  $\phi = 0^\circ$  değerleri için gecikme sınır payı değerlerine eşittir. Çizelge 4.3, Çizelge 4.4, Çizelge 4.5, Çizelge 4.6 ve Çizelge 4.7,  $K_P$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığında alınarak, farklı kazanç



ve faz sabiti değerlerine göre, üstel terimin yok edilmesi metodu ile teorik olarak bulunan gecikme sınır payı değerlerini göstermektedir.

Çizelge 4.3.  $K_p$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve  $A = 2$ ,  $\phi = 0^\circ$  değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.

$\tau^*(s)$	$K_I$									
$K_p$	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
0.5	0.2977	0.2267	0.1746	0.1376	0.1110	0.0913	0.0763	0.0645	0.0551	0.0475
1	0.1898	0.1769	0.1640	0.1515	0.1398	0.1289	0.1190	0.1100	0.1019	0.0945
1.5	0.1397	0.1354	0.1309	0.1264	0.1220	0.1175	0.1132	0.1089	0.1048	0.1008
2	0.1108	0.1088	0.1068	0.1047	0.1027	0.1006	0.0985	0.0964	0.0944	0.0923
2.5	0.0916	0.0905	0.0894	0.0883	0.0872	0.0861	0.0850	0.0838	0.0827	0.0816
3	0.0778	0.0771	0.0765	0.0758	0.0752	0.0745	0.0738	0.0732	0.0725	0.0718
3.5	0.0674	0.0670	0.0666	0.0661	0.0657	0.0653	0.0648	0.0644	0.0640	0.0635
4	0.0593	0.0590	0.0587	0.0584	0.0581	0.0578	0.0575	0.0572	0.0570	0.0567
4.5	0.0528	0.0526	0.0524	0.0522	0.0520	0.0518	0.0516	0.0513	0.0511	0.0509
5	0.0475	0.0473	0.0472	0.0470	0.0469	0.0467	0.0466	0.0464	0.0463	0.0461

Çizelge 4.4.  $K_p$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve  $A = 3$ ,  $\phi = 0^\circ$  değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.

$\tau^*(s)$	$K_I$									
$K_p$	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
0.5	0.2188	0.1796	0.1469	0.1214	0.1016	0.0861	0.0739	0.0641	0.0560	0.0494
1	0.1375	0.1309	0.1242	0.1175	0.1110	0.1048	0.0988	0.0932	0.0879	0.0830
1.5	0.0996	0.0974	0.0952	0.0929	0.0907	0.0884	0.0861	0.0839	0.0817	0.0795
2	0.0775	0.0765	0.0755	0.0745	0.0735	0.0725	0.0715	0.0704	0.0694	0.0684
2.5	0.0629	0.0624	0.0619	0.0614	0.0608	0.0603	0.0598	0.0592	0.0587	0.0581
3	0.0527	0.0524	0.0521	0.0518	0.0514	0.0511	0.0508	0.0505	0.0502	0.0498
3.5	0.0451	0.0449	0.0447	0.0445	0.0443	0.0441	0.0439	0.0437	0.0435	0.0433
4	0.0393	0.0392	0.0390	0.0389	0.0388	0.0386	0.0385	0.0383	0.0382	0.0381
4.5	0.0347	0.0346	0.0345	0.0344	0.0343	0.0342	0.0341	0.0340	0.0339	0.0338
5	0.0311	0.0310	0.0309	0.0308	0.0308	0.0307	0.0306	0.0305	0.0305	0.0304

Çizelge 4.5.  $K_p$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve  $A = 1$ ,  $\phi = 15^\circ$  değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.

$\tau^*(s)$	$K_I$										
	$K_p$	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
0.5		0.3981	0.2305	0.1411	0.0885	0.0549	0.0319	0.0156	0.0035		
1		0.2680	0.2291	0.1932	0.1622	0.1361	0.1144	0.0963	0.0813	0.0687	0.0580
1.5		0.1953	0.1820	0.1686	0.1555	0.1430	0.1312	0.1202	0.1101	0.1008	0.0923
2		0.1556	0.1494	0.1431	0.1368	0.1305	0.1243	0.1183	0.1124	0.1067	0.1013
2.5		0.1304	0.1269	0.1234	0.1199	0.1164	0.1129	0.1094	0.1059	0.1025	0.0991
3		0.1126	0.1105	0.1084	0.1062	0.1040	0.1019	0.0997	0.0975	0.0953	0.0932
3.5		0.0993	0.0979	0.0965	0.0950	0.0936	0.0922	0.0907	0.0893	0.0878	0.0864
4		0.0888	0.0878	0.0868	0.0858	0.0848	0.0838	0.0828	0.0818	0.0808	0.0798
4.5		0.0803	0.0795	0.0788	0.0781	0.0774	0.0767	0.0759	0.0752	0.0745	0.0738
5		0.0732	0.0726	0.0721	0.0716	0.0710	0.0705	0.0699	0.0694	0.0689	0.0683

Çizelge 4.6.  $K_p$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve  $A = 1$ ,  $\phi = 30^\circ$  değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.

$\tau^*(s)$	$K_I$										
	$K_p$	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
0.5		0.2784	0.1266	0.0487	0.0046						
1		0.1980	0.1605	0.1266	0.0977	0.0738	0.0542	0.0382	0.0250	0.0141	0.0050
1.5		0.1445	0.1314	0.1185	0.1059	0.0940	0.0829	0.0726	0.0632	0.0547	0.0469
2		0.1151	0.1090	0.1028	0.0966	0.0905	0.0846	0.0788	0.0732	0.0679	0.0628
2.5		0.0965	0.0931	0.0896	0.0862	0.0827	0.0793	0.0759	0.0726	0.0693	0.0660
3		0.0834	0.0813	0.0792	0.0771	0.0749	0.0728	0.0707	0.0685	0.0664	0.0643
3.5		0.0736	0.0722	0.0708	0.0694	0.0680	0.0665	0.0651	0.0637	0.0623	0.0609
4		0.0658	0.0648	0.0639	0.0629	0.0619	0.0609	0.0599	0.0589	0.0579	0.0570
4.5		0.0595	0.0588	0.0581	0.0574	0.0567	0.0559	0.0552	0.0545	0.0538	0.0531
5		0.0542	0.0537	0.0532	0.0526	0.0521	0.0516	0.0510	0.0505	0.0499	0.0494

Çizelge 4.7.  $K_P$  ve  $K_I$  kontrolör kazanç değerlerinin (0.5-5) aralığındaki değişimine ve  $A = 2$ ,  $\phi = 15^\circ$  değerlerine göre önerilen yöntemle bulunan gecikme sınır payı değerleri.

$\tau^*(s)$	$K_I$										
	$K_P$	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
0.5	0.2291	0.1622	0.1144	0.0813	0.0580	0.0411	0.0285	0.0188	0.0113	0.0053	
1	0.1494	0.1368	0.1243	0.1124	0.1013	0.0911	0.0819	0.0736	0.0662	0.0596	
1.5	0.1105	0.1062	0.1019	0.0975	0.0932	0.0889	0.0847	0.0806	0.0767	0.0729	
2	0.0878	0.0858	0.0838	0.0818	0.0798	0.0778	0.0758	0.0737	0.0717	0.0698	
2.5	0.0726	0.0716	0.0705	0.0694	0.0683	0.0672	0.0661	0.0650	0.0639	0.0628	
3	0.0617	0.0610	0.0604	0.0597	0.0591	0.0584	0.0577	0.0571	0.0564	0.0557	
3.5	0.0533	0.0529	0.0525	0.0521	0.0517	0.0512	0.0508	0.0504	0.0500	0.0495	
4	0.0468	0.0466	0.0462	0.0460	0.0457	0.0454	0.0451	0.0448	0.0445	0.0442	
4.5	0.0416	0.0414	0.0412	0.0410	0.0408	0.0406	0.0404	0.0402	0.0399	0.0397	
5	0.0373	0.0372	0.0370	0.0369	0.0367	0.0366	0.0364	0.0362	0.0361	0.0359	

Çizelge 4.2,  $A = 1$  ve  $\phi = 0^\circ$  değerleri için gecikme sınır paylarını gösterir. Bu durum kazanç ve faz sınır paylarının dikkate alınmadığı gecikme sınır payı hesaplamalarına karşılık gelmektedir. Bu yüzden,  $\phi = 0^\circ$  olduğundan  $\tau = \tau'$  olur. Çizelge 4.2 ile ilgili değerlendirmeler bir önceki bölümde yapılmıştı. Daha sonra kazanç ve faz sınır payı değerleri sırasıyla  $A = 2$ ,  $\phi = 0^\circ$  ve  $A = 3$ ,  $\phi = 0^\circ$  seçilmiştir. Bu değerlerin seçilmesinin amacı, faz değeri sabit tutularak sadece kazanç değerinin etkisini incelemektir. Bu değerlere karşılık gelen gecikme sınır payı değerleri Çizelge 4.3 ve Çizelge 4.4 ile gösterilmiştir. Bu çizelgeler, kazanç sınır payının melez sisteme eklenmesiyle bütün PI kontrolör kazanç değerleri için özellikle gecikme sınır paylarını azalttığını göstermektedir. Bu azalma kazanç sınır payı ( $A$ ) arttıkça önemli olmaktadır.

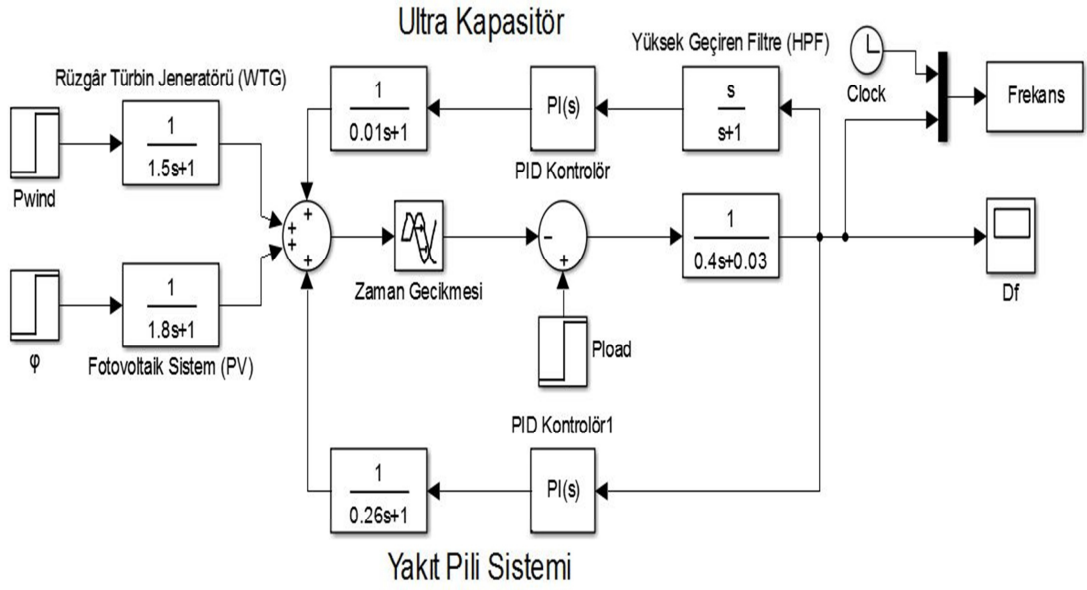
Bunun yanında faz sınır payının etkisi de incelenmiştir. Çizelge 4.5 ve Çizelge 4.6, sırasıyla  $A = 1$ ,  $\phi = 15^\circ$  ve  $A = 1$ ,  $\phi = 30^\circ$  değerleri için gecikme sınır payı değerlerini göstermektedir. Kazanç sınır payı durumuna benzer şekilde, sonuçlar açıkça faz sınır payı dikkate alındığında gecikme sınır payı değerlerinin tüm PI kontrolör kazanç değerleri için azaldığını göstermektedir. Fakat, burada gecikme

sınır payı değerlerindeki azalma Çizelge 4.3 ve Çizelge 4.4 ile gösterilen kazanç durumundaki azalmadan daha azdır.

Son olarak, kazanç ve faz sınır payları aynı anda gecikme sınır payı hesaplamalarına dâhil edilmiştir. Çizelge 4.7,  $A = 2$ ,  $\phi = 15^\circ$  değerleri için gecikme sınır payı değerlerini göstermektedir.  $A = 2$ ,  $\phi = 0^\circ$  için Çizelge 4.3 ile verilen kazanç sınır payı durumu,  $A = 1$ ,  $\phi = 15^\circ$  için Çizelge 4.5 ile verilen faz sınır payı durumu ile karşılaştırıldığında, gecikme sınır payı değerleri üzerinde kazanç ve faz sınır paylarının birleştirilmiş etkisi bireysel etkilerinden çok daha dikkate değer olduğu görülmektedir.

### **4.3. Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrollü Melez Sistemin Matlab/Simulink Analizi**

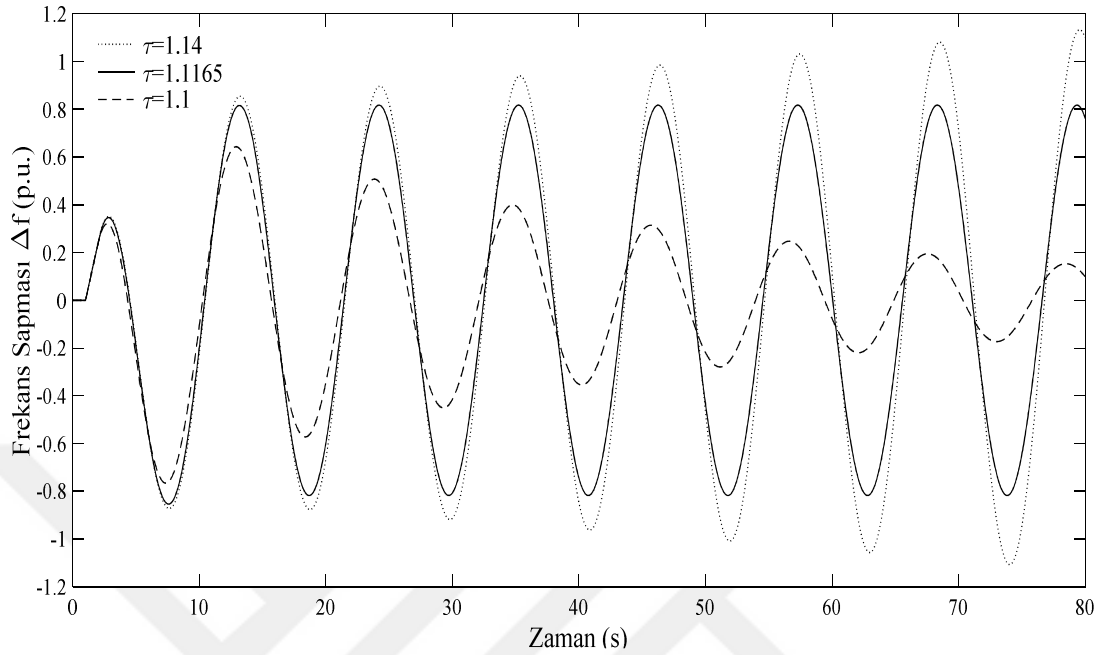
Zaman gecikmeli yük frekans kontrollü melez enerji üretim/depolama sisteminin Simulink modeli Şekil 4.6 ile gösterilmiştir. Sistem içerisinde bulunan PI kontrolörünün farklı kazanç değerleri için maksimum gecikme sınır payı değerleri ( $\tau^*$ ), Denklem (3.68) ile gösterilen formül kullanılarak hesaplanmıştır, Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2 ile de gösterilmiştir. Bu sisteminin parametre değerleri Çizelge 3.1 ile gösterilmiştir [15]. Önerilen yöntemle teorik olarak hesaplanan gecikme sınır payı değerlerinin doğruluğunu ispatlamak için, PI kontrolör içeren benzetim çalışmaları Şekil 4.6 ile gösterilen Simulink modeli kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 4.6. Zaman Gecikmeli Yük Frekans Kontrollü Melez Enerji Üretim/Depolama Sisteminin Simulink Modeli

Çizelge 4.1' de oransal ve integral denetleyici değerleri sırasıyla  $K_P = 0.05$   $K_I = 0.1$  olarak seçilmiştir. Bu kazanç değerlerinde gecikme sınır payı  $\tau^* = 1.1165 s$  olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.7 ile üç farklı gecikme sınır payı değerleri için ( $\tau_1 = 1.1 s$ ,  $\tau_2 = 1.1165 s$ ,  $\tau_3 = 1.14 s$ ) zamana karşı frekans değişimini gösteren benzetim sonucu gösterilmiştir. Bu grafiği incelediğimizde, sistem  $\tau_2 = 1.1165 s$  değerinde sınırda kararlı olmaktadır çünkü sistem bu değerde sürekli salınımlara sahiptir. Bu gecikme sınır payı değeri, benzetim yoluyla bulunmuştur ve sistemin sınırda kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim sayesinde bulunan bu değer, önerilen yöntemle elde edilen gecikme sınır payı değeri ( $\tau^* = 1.1165 s$ ) ile aynıdır ve bu durum kullandığımız yöntemin ne kadar doğru olduğunu göstermektedir. Bunun yanında, Şekil 4.7' den anlaşıldığı üzere, gecikme sınır payının değeri daha büyük değere çıkarıldığında ( $\tau_3 = 1.14 s > \tau^* = 1.1165 s$ ), sistem kararsız olmaktadır, çünkü sistem artan salınımlara sahiptir. Benzer şekilde gecikme sınır payı değeri, maksimum gecikme sınır payı değerinden daha küçük bir değer ( $\tau_1 = 1.1 s < \tau^* = 1.1165 s$ ) yapıldığında sistem kararlı olmaktadır, çünkü sistem azalan salınımlara sahiptir. Ayrıca, sistemin sanal eksen kestiği kökünün hareket doğrultusu Denklem (3.68) ile belirlenmiştir. İncelenen kontrolör kazanç değerlerinde ( $K_P = 0.05$   $K_I = 0.1$ ) sistem sanal eksen üstünde  $w_c = 0.5694 rad/s$  değerinde bir tane köke sahiptir. Bu kökün hareket yönü, Denklem (3.68) ile bulunmuş ve  $RT = +1$  olarak

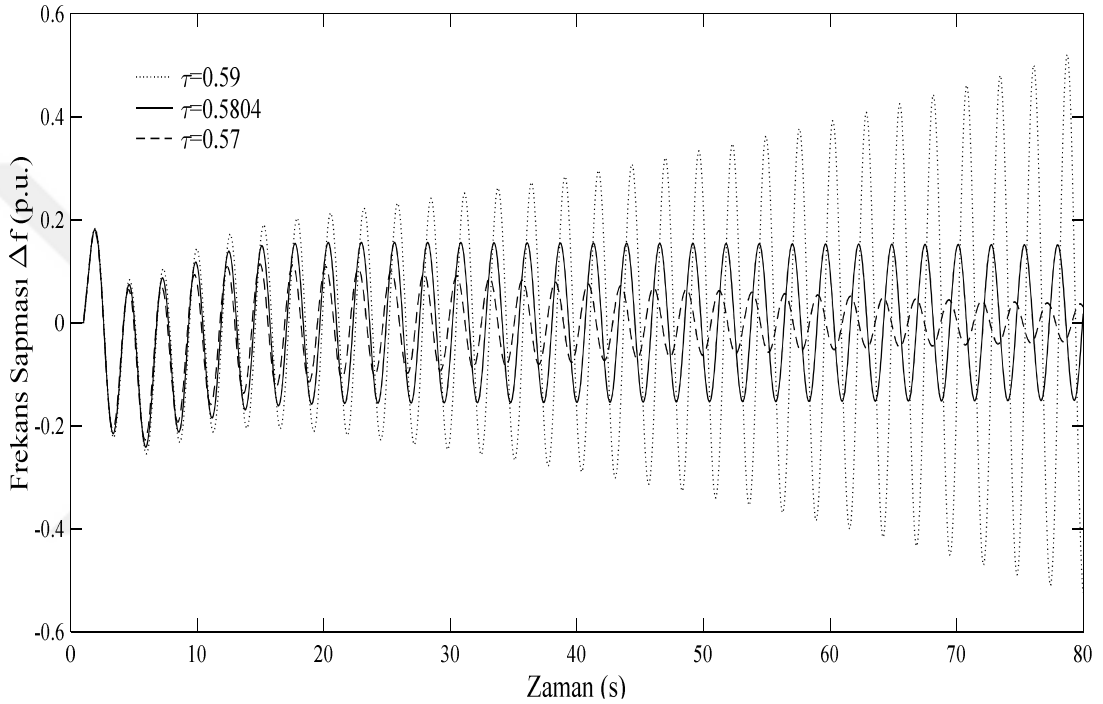
belirlenmiştir. Bu durum  $w_c = 0.5694 \text{ rad/s}$  kökünün hareket yönünün, sol yarı kararlılık bölgesinden sağ yarı kararsızlık bölgesine doğru gittiğini göstermektedir.



Şekil 4.7.  $K_P = 0.05$  ve  $K_I = 0.1$  için yük frekans kontrollü melez sistemde farklı gecikme sınır payı değerleri için frekansın değişimi.

Yine Çizelge 4.1'de oransal ve integral denetleyici değerleri sırasıyla  $K_P = 0.6$   $K_I = 0.2$  olarak seçilmiştir. Bu kazanç değerlerinde gecikme sınır payı  $\tau^* = 0.5804 \text{ s}$  olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.8 ile üç farklı gecikme sınır payı değerleri için ( $\tau_1 = 0.57 \text{ s}$ ,  $\tau_2 = 0.5804 \text{ s}$ ,  $\tau_3 = 0.59 \text{ s}$ ) zamana karşı frekans değişimini gösteren benzetim sonucu gösterilmiştir. Bu grafiği incelediğimizde, sistem  $\tau_2 = 0.5804 \text{ s}$  değerinde sınırda kararlı olmaktadır çünkü sistem bu değerde sürekli salınımlara sahiptir. Bu gecikme sınır payı değeri, benzetim yoluyla bulunmuştur ve sistemin sınırda kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim sayesinde bulunan bu değer, önerilen yöntemle elde edilen gecikme sınır payı değeri ( $\tau^* = 0.5804 \text{ s}$ ) ile aynıdır ve bu durum kullandığımız yöntemin ne kadar doğru olduğunu göstermektedir. Bunun yanında, Şekil 4.8'den anlaşıldığı üzere, gecikme sınır payının değeri daha büyük değere çıkarıldığında ( $\tau_3 = 0.59 \text{ s} > \tau^* = 0.5804 \text{ s}$ ), sistem kararsız olmaktadır, çünkü sistem artan salınımlara sahiptir. Benzer şekilde gecikme sınır payı değeri, maksimum gecikme sınır payı değerinden daha küçük bir değer ( $\tau_1 = 0.57 \text{ s} < \tau^* = 0.5804 \text{ s}$ ) yapıldığında sistem kararlı olmaktadır, çünkü

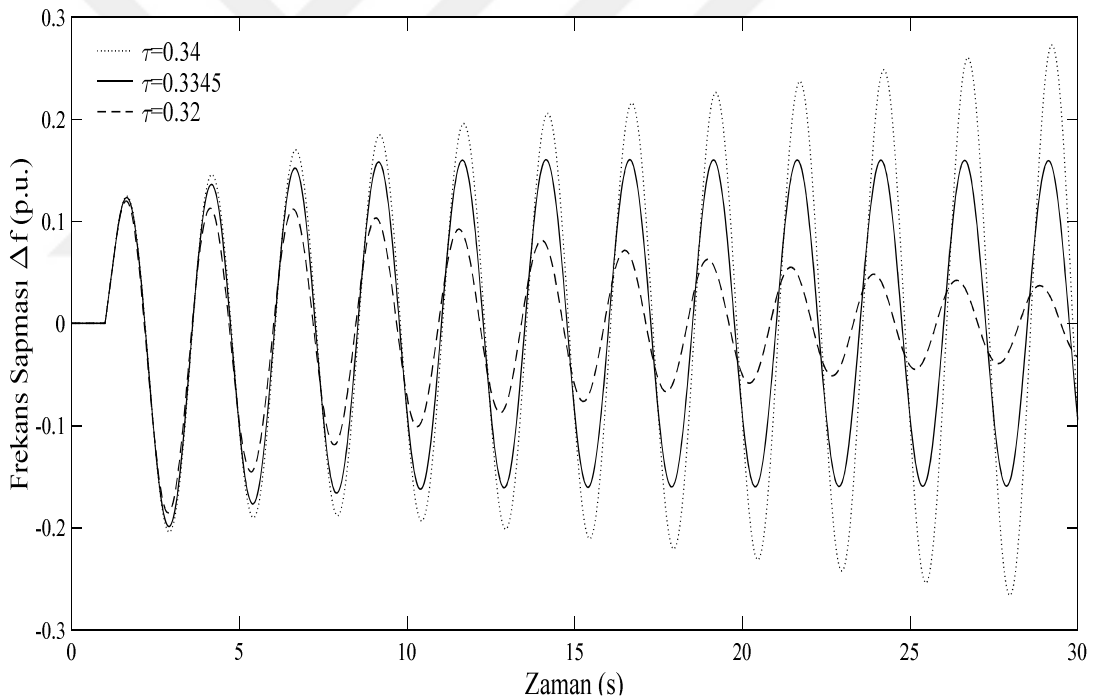
sistem azalan salınlara sahiptir. Ayrıca, sistemin sanal eksen kestiği kökünün hareket doğrultusu Denklem (3.73) ile belirlenmiştir. İncelenen kontrolör kazanç değerlerinde ( $K_P = 0.5$   $K_I = 0.2$ ) sistem sanal eksen üstünde  $w_c = 2.0305 \text{ rad/s}$  değerinde bir tane köke sahiptir. Bu kökün hareket yönü, Denklem (3.73) ile bulunmuş ve  $RT = +1$  olarak belirlenmiştir. Bu durum  $w_c = 2.0305 \text{ rad/s}$  kökünün hareket yönünün, sol yarı kararlılık bölgesinden sağ yarı kararsızlık bölgesine doğru gittiğini göstermektedir.



Şekil 4.8.  $K_P = 0.6$  ve  $K_I = 0.2$  için yük frekans kontrollü melez sistemde farklı gecikme sınır payı değerleri için frekansın değişimi.

Çizelge 4.2'de oransal ve integral denetleyici değerleri sırasıyla  $K_P = 0.5$   $K_I = 1$  olarak seçilmiştir. Bu kazanç değerlerinde gecikme sınır payı  $\tau^* = 0.3345 \text{ s}$  olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.9 ile üç farklı gecikme sınır payı değerleri için ( $\tau_1 = 0.32 \text{ s}$ ,  $\tau_2 = 0.3345 \text{ s}$ ,  $\tau_3 = 0.34 \text{ s}$ ) zamana karşı frekans değişimini gösteren benzetim sonucu gösterilmiştir. Bu grafiği incelediğimizde, sistem  $\tau_2 = 0.3345 \text{ s}$  değerinde sınırdadır çünkü sistem bu değerde sürekli salınlara sahiptir. Bu gecikme sınır payı değeri, benzetim yoluyla bulunmuştur ve sistemin sınırdadır kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim sayesinde bulunan bu değer, önerilen yöntemle elde edilen gecikme sınır payı değeri ( $\tau^* = 0.3345 \text{ s}$ ) ile aynıdır ve bu

durum kullandığımız yöntemin ne kadar doğru olduğunu göstermektedir. Bunun yanında, Şekil 4.9'dan anlaşıldığı üzere, gecikme sınır payının değeri daha büyük değere çıkarıldığında ( $\tau_3 = 0.34 s > \tau^* = 0.3345 s$ ), sistem kararsız olmaktadır, çünkü sistem artan salınımlara sahiptir. Benzer şekilde gecikme sınır payı değeri, maksimum gecikme sınır payı değerinden daha küçük bir değer ( $\tau_1 = 0.34 s < \tau^* = 0.3345 s$ ) yapıldığında sistem kararlı olmaktadır, çünkü sistem azalan salınımlara sahiptir. Ayrıca, sistemin sanal eksen kestiği kökünün hareket doğrultusu Denklem (3.73) ile belirlenmiştir. İncelenen kontrolör kazanç değerlerinde ( $K_p = 0.5$   $K_I = 1$ ) sistem sanal eksen üstünde  $w_c = 2.5177 rad/s$  değerinde bir tane köke sahiptir. Bu kökün hareket yönü, Denklem (3.73) ile bulunmuş ve  $RT = +1$  olarak belirlenmiştir. Bu durum  $w_c = 2.5177 rad/s$  kökünün hareket yönünün, sol yarı kararlılık bölgesinden sağ yarı kararsızlık bölgesine doğru gittiğini göstermektedir.

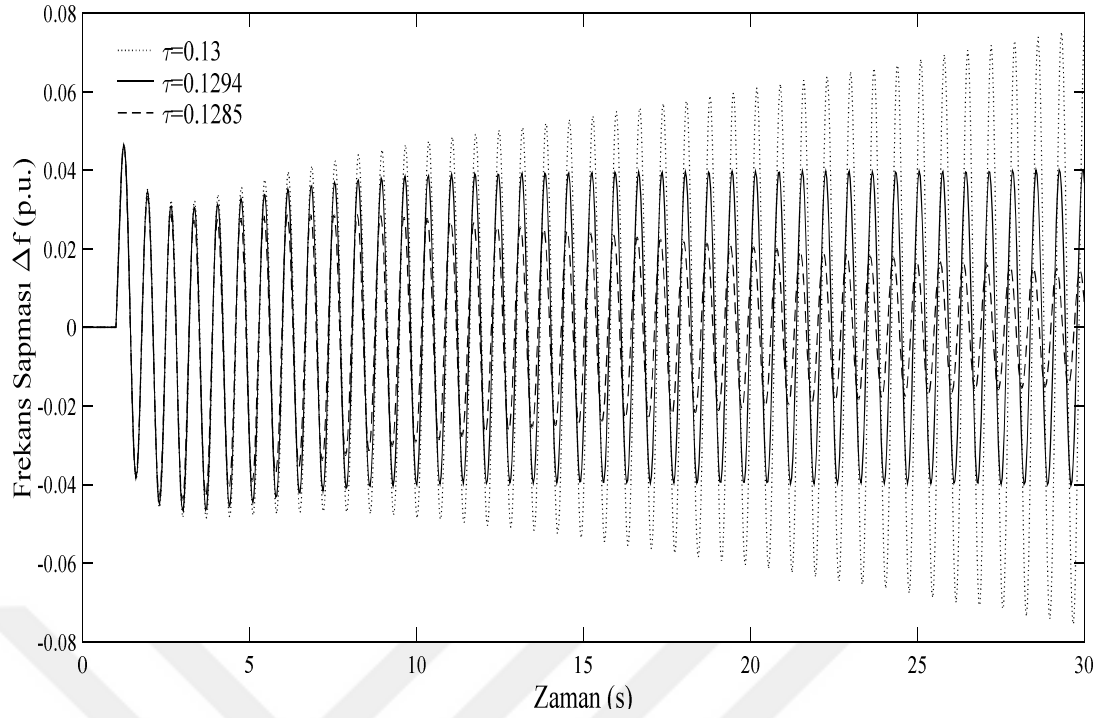


Şekil 4.9.  $K_p = 0.5$  ve  $K_I = 1$  için yük frekans kontrollü melez sistemde farklı gecikme sınır payı değerleri için frekansın değişimi.

Yine Çizelge 4.2'de oransal ve integral denetleyici değerleri sırasıyla  $K_p = 3$   $K_I = 3.5$  olarak seçilmiştir. Bu kazanç değerlerinde gecikme sınır payı  $\tau^* = 0.1287 s$  olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.10 ile üç farklı gecikme sınır payı değerleri için ( $\tau_1 = 0.1285 s$ ,  $\tau_2 = 0.1294 s$ ,  $\tau_3 = 0.13 s$ ) zamana karşı frekans değişimini



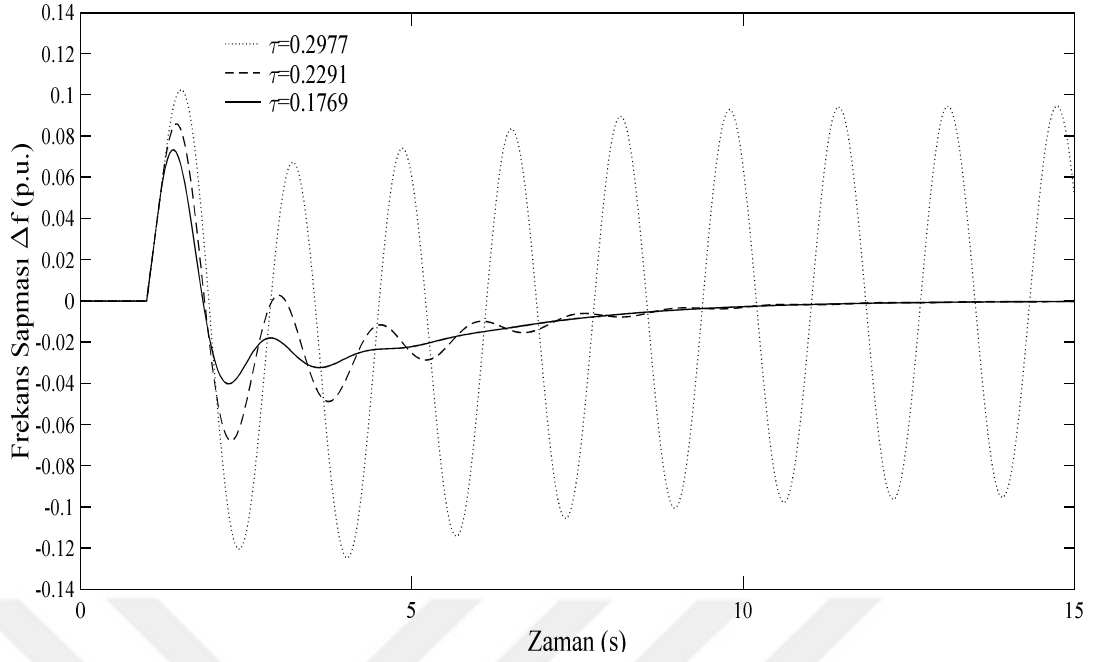
gösteren benzetim sonucu gösterilmiştir. Bu grafiği incelediğimizde, sistem  $\tau_2 = 0.1294 s$  değerinde sınırdaki kararlı olmaktadır çünkü sistem bu değerde sürekli salınımlara sahiptir. Bu gecikme sınır payı değeri, benzetim yoluyla bulunmuştur ve sistemin sınırdaki kararlı olduğunu gösteren değerdir. Benzetim sayesinde bulunan bu değer ( $\tau_2 = 0.1294 s$ ), önerilen yöntemle elde edilen gecikme sınır payı değeri ( $\tau^* = 0.1287 s$ ) ile karşılaştırıldığında çok küçük hata payının olduğunu göstermektedir. Önerilen yöntemde benzetim sonucuna göre % 0.54 hata olduğu hesaplanmıştır. Bu durum, kullandığımız yöntemde önemsenmeyecek derecede küçük hata payının olduğunu göstermektedir. Bunun yanında, Şekil 4.10'dan anlaşıldığı üzere, gecikme sınır payının değeri daha büyük değere çıkarıldığında ( $\tau_3 = 0.13 s > \tau^* = 0.1287 s$ ), sistem kararsız olmaktadır, çünkü sistem artan salınımlara sahiptir. Benzer şekilde gecikme sınır payı değeri, maksimum gecikme sınır payı değerinden daha küçük bir değer ( $\tau_1 = 0.1285 s < \tau^* = 0.1287 s$ ) yapıldığında sistem kararlı olmaktadır, çünkü sistem azalan salınımlara sahiptir. Ayrıca, sistemin sanal eksenini kestiği kökünün hareket doğrultusu Denklem (3.73) ile belirlenmiştir. İncelenen kontrolör kazanç değerlerinde ( $K_p = 3$   $K_I = 3.5$ ) sistem sanal eksen üzerinde  $w_c = 9.0224 rad/s$  değerinde bir tane köke sahiptir. Bu kökün hareket yönü, Denklem (3.73) ile bulunmuş ve  $RT = +1$  olarak belirlenmiştir. Bu durum  $w_c = 9.0224 rad/s$  kökünün hareket yönünün, sol yarı kararlılık bölgesinden sağ yarı kararsızlık bölgesine doğru gittiğini göstermektedir.



Şekil 4.10.  $K_P = 3$  ve  $K_I = 3.5$  için yük frekans kontrollü melez sistemde farklı gecikme sınır payı değerleri için frekansın değişimi.

Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2'de en önemli nokta, bulduğumuz teorik sonuçların Matlab Simulink programında analiz yaptığımız zaman bulduğumuz benzetim sonuçlarıyla karşılaştırıldığında, hata payının bazı  $K_P, K_I$  değerleri için sıfır olması ve bazı değerler için de önemsenmeyecek derecede çok düşük olmasıdır.

Zaman gecikmesi hesaplamalarında neden kazanç ve faz sınır payının dikkate alınması gerektiği benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. Şekil 4.11 kazanç ve faz sınır payının  $A = 1, \phi = 0^\circ$ ,  $A = 2, \phi = 0^\circ$ ,  $A = 1, \phi = 15^\circ$  ve  $K_P = 1, K_I = 1$  değerleri için frekans değişimi üzerindeki sönümlenme etkisini göstermektedir.



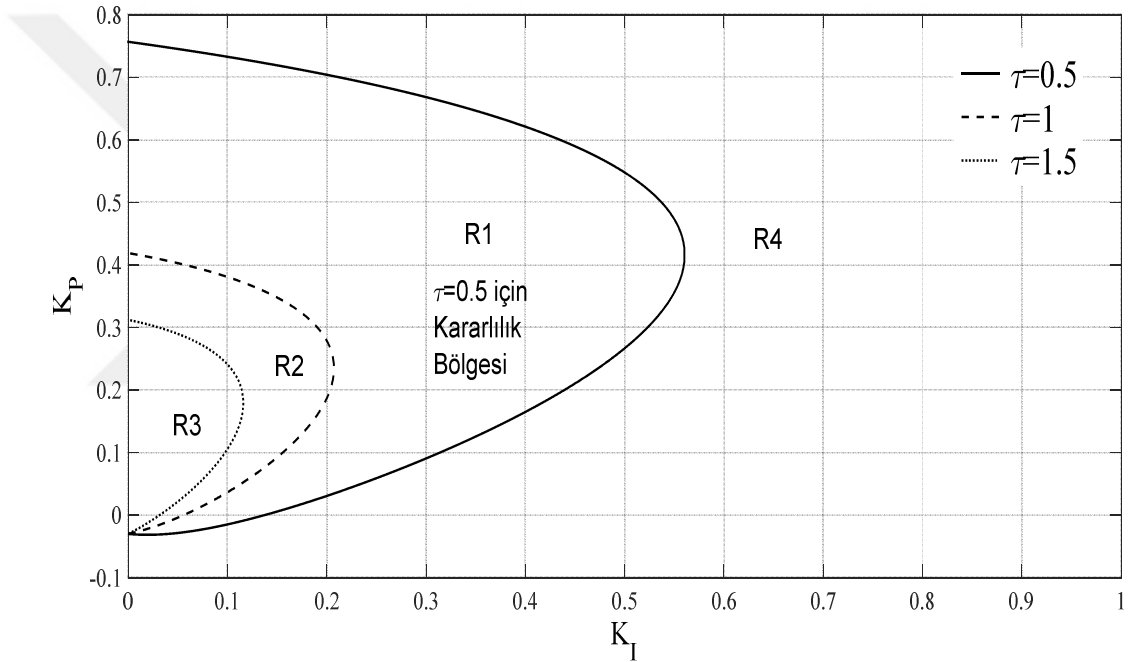
Şekil 4.11. Kazanç ve faz sınır payının  $A = 1, \phi = 0^\circ$ ,  $A = 2, \phi = 0^\circ$ ,  $A = 1, \phi = 15^\circ$  ve  $K_P = 1, K_I = 1$  değerleri için frekans değişimi üzerindeki sönümleme etkisi.

Çizelge 4.2'den  $\tau = 0.2977 s$  gecikme sınır payı değeri kullanılmıştır. Şekil 4.11, melez sistemin bu gecikme sınır payı değerinde sürekli salınımlara sahip olduğunu ve sistemin sınırdaki kararlı olduğunu göstermektedir. Fakat, frekans değişimindeki bu salınımlar pratik çalışma noktalarında kabul edilemezdir. Bu salınımların yok edilmesi için, kazanç ve faz sınır payını gecikme sınır payı hesaplamalarında kullanılmalıdır. Çizelge 4.3 ve Çizelge 4.5'ten sırasıyla  $A = 2, \phi = 0^\circ$ ,  $A = 1, \phi = 15^\circ$  değerleri için  $\tau = 0.1769 s$ ,  $\tau = 0.2291 s$  değerleri hesaplanmıştır. Şekil 4.13,  $A = 1, \phi = 0^\circ$  durumu ile karşılaştırıldığında salınımların  $\tau = 0.1769 s$  ( $A = 2, \phi = 0^\circ$ ) için hızlı bir şekilde sönümlendiğini göstermektedir. Aynı gözlem  $\tau = 0.2291 s$  ( $A = 1, \phi = 15^\circ$ ) için de yapılabilir ve yine salınımlar sönümlenmektedir fakat biraz daha uzun zaman sürmektedir. Bu benzetim sonuçları kazanç ve faz sınır paylarının gecikme sınır payı hesaplamalarında göz önünde bulundurulması gerektiğini göstermektedir.

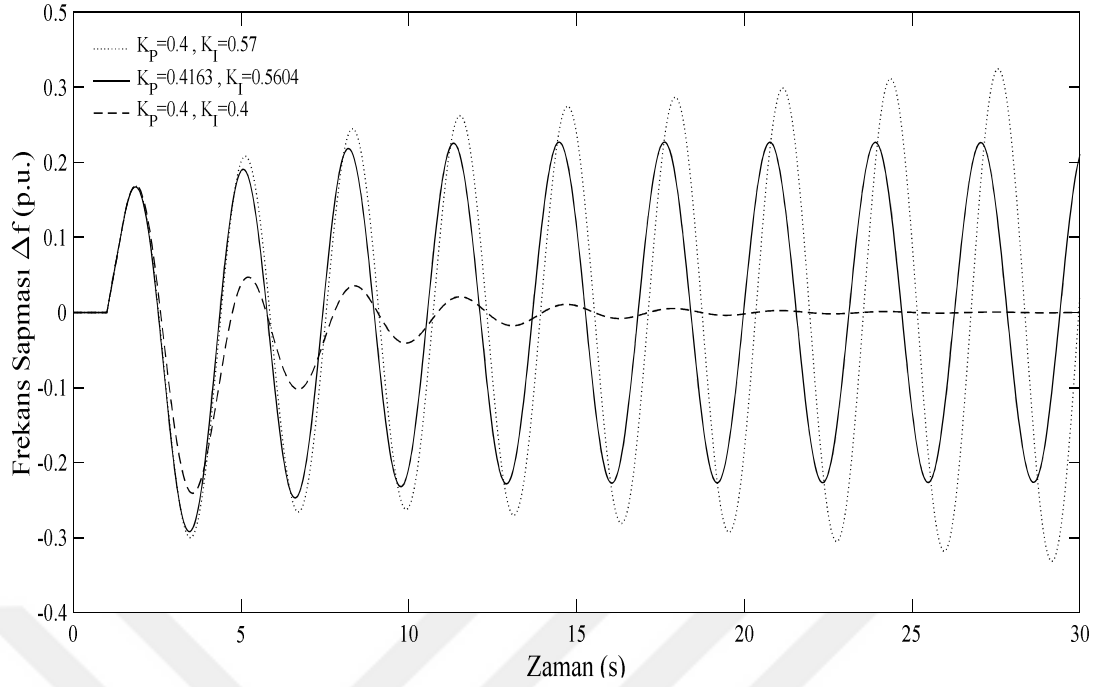
#### 4.4. Kararlılık Bölgeleri İçin Bulunan Benzetim Sonuçları

Şekil 4.12 melez sistemin üç farklı gecikme sınır payı ( $\tau = 0.5 s, \tau = 1 s, \tau = 1.5 s$ ) ve  $w \in [0,3]$  için kararlılık bölgelerini göstermektedir. Bu kararlılık bölgeleri daha

önce elde edilen Denklem (3.98) kullanılarak belirlenmiştir. Şekil 4.12, 3 grafik için de üç farklı bölge içermektedir. Her bir grafik için kararlılık bölgesini belirlemek amacıyla bir test noktası seçilmelidir. Burada sadece  $\tau = 0.5$  s için gösterilen grafiğin kararlılık bölgesini belirleyeceğiz. Bunu göstermek için şu üç çift kazanç değerleri seçilmiştir: kararlılık sınır çizgisinin sağında yani R4 bölgesinde  $K_p = 0.4$  ,  $K_I = 0.57$  değerleri, kararlılık bölgesi içinde yani R1 bölgesinde  $K_p = 0.4$  ,  $K_I = 0.4$  değerleri ve son olarak kararlılık sınır çizgisi üstünde  $K_p = 0.4163$  ,  $K_I = 0.5604$  değerleri seçilmiştir. Şekil 4.13 üç farklı PI kazanç değerleri için frekansın değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.12. PI denetleyicinin üç farklı gecikme sınır payı ( $\tau = 0.5$  s,  $\tau = 1$  s,  $\tau = 1.5$  s) için kararlılık bölgeleri.



Şekil 4.13. R1 bölgesi için üç farklı PI kazanç değerleri için frekansın değişimi ( $\tau = 0.5 s$ ).

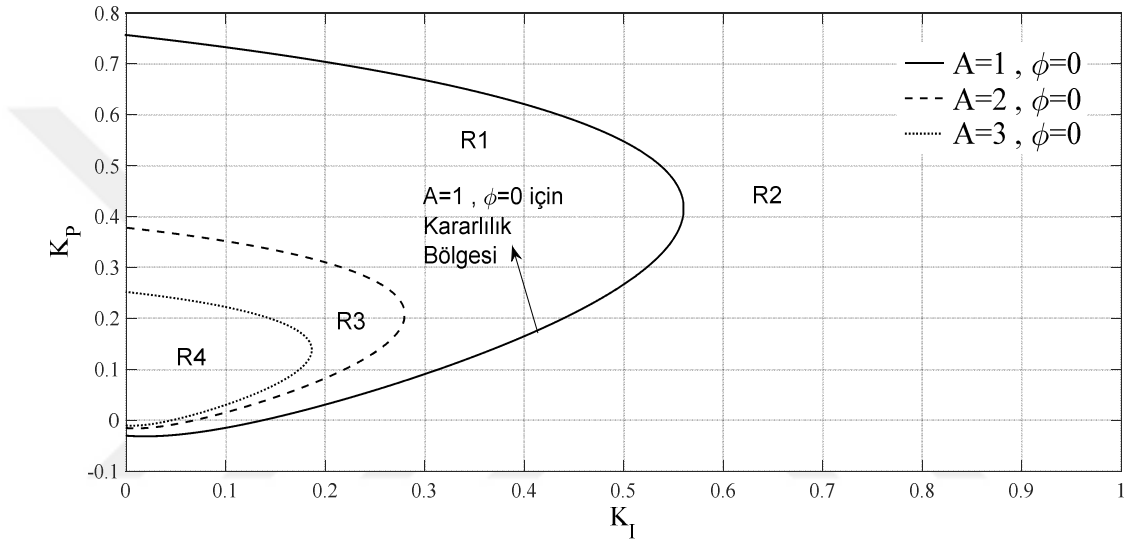
Şekil 4.13 açık bir şekilde melez sistemin  $K_p = 0.4163$  ,  $K_I = 0.5604$  değerleri için frekanstaki sürekli salınımlardan dolayı sınırda kararlı olduğu göstermektedir. R1 bölgesinde  $K_p = 0.4$  ,  $K_I = 0.4$  değerleri için melez sistem azalan salınımlardan dolayı karardır. Son olarak R4 bölgesinde  $K_p = 0.4$  ,  $K_I = 0.57$  değerleri için melez sistem artan salınımlardan dolayı kararsız olmaktadır. Melez sistemin,  $\tau = 1 s$  için kararlılık bölgesi R2 bölgesi ve  $\tau = 1.5 s$  için de kararlılık bölgesi R3 bölgesidir. Sonuç olarak zaman domeninde benzetim çalışmaları yardımıyla, melez sistemin sadece kararlı olduğu bölge bulunmuştur.

#### 4.5. Kazanç Ve Faz Sabiti Olan Kararlılık Bölgeleri İçin Bulunan Benzetim

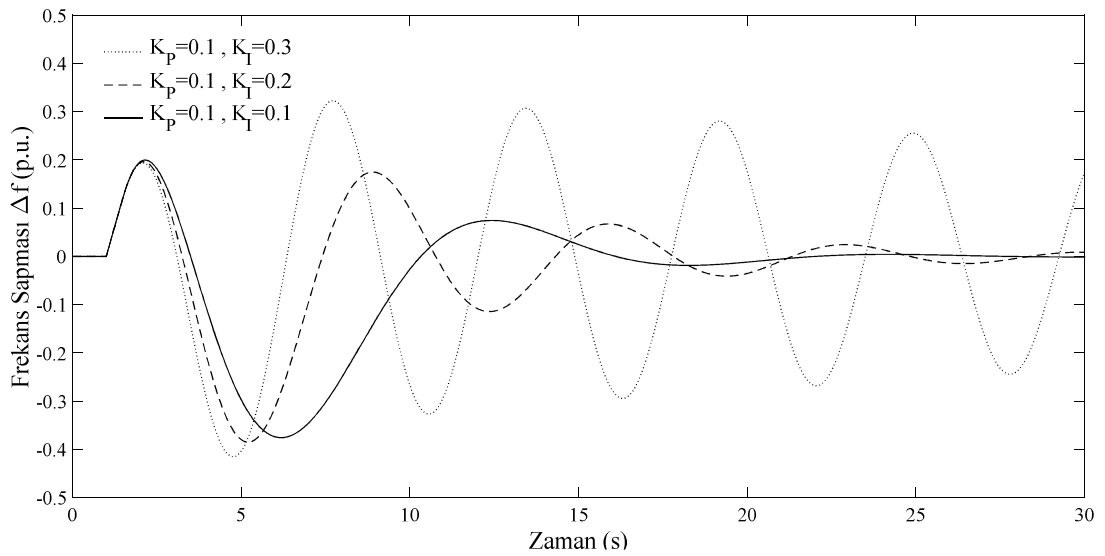
##### Sonuçları

Kararlılık sınır eğrisini elde etmek için gecikme sınır payı değeri  $\tau = 0.5 s$  ve sanal eksen kesen frekansın aralığı  $w \in [0,3]$  seçilmiştir. İlk önce, istenilen kazanç ve faz sınır payı değerlerinde  $K_p$  ve  $K_I$ 'nin sistemi kararlı yapan değerleri hesaplanacaktır. Kullanılacak kazanç ve faz sınır payı değerleri sırasıyla  $A = 1$ ,  $\phi = 0^\circ$  değerleridir. Denklem (3.98)'de bu değerler yerine yazılarak gerekli ara işlemler yapıldığında kararlılık sınır eğrisi elde edilmiştir. Şekil 4.14, farklı kazanç ve sabit faz sınır payı

değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgelerini göstermektedir. Bu şekilde,  $A = 1, \phi = 0^\circ$  değerleri için kararlılık bölgesi R1 ile gösterilmektedir. Yine bu şekilde,  $A = 2, \phi = 0^\circ$  değerleri için R3 bölgesi ve  $A = 3, \phi = 0^\circ$  değerleri için de R4 bölgesi kararlılık bölgeleridir. Bu istenen kazanç ve faz sınır payı değerlerinde, kararlılık bölgelerinden R3 ve R4 bölgelerinin R1 bölgesinden küçük olduğu görülmektedir. Faz sınır payı değeri sabit tutularak kazanç sınır payı değeri arttırıldığı zaman kararlılık bölgesi azalmaktadır yani kazanç sınır payı melez sistem üzerinde negatif etkiye sahiptir.



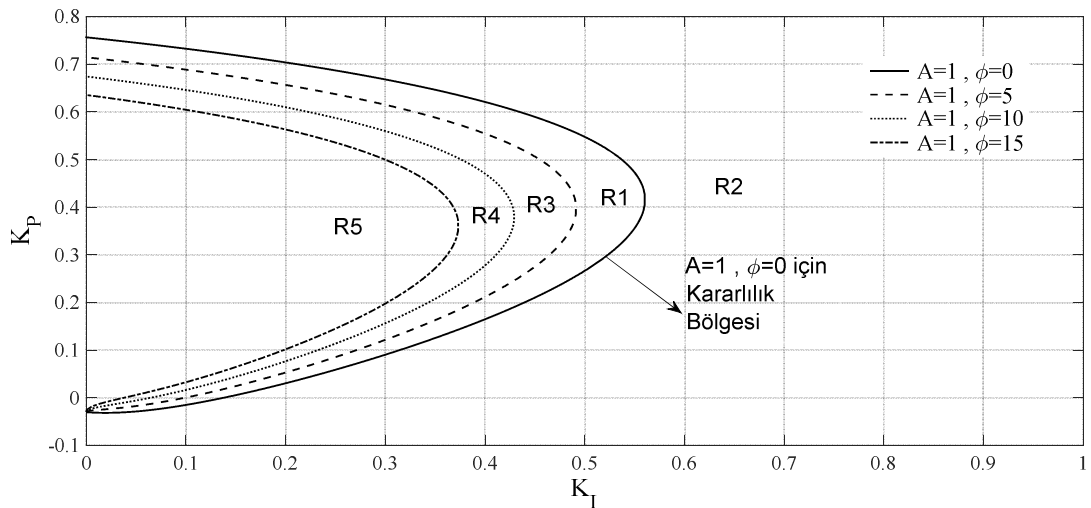
Şekil 4.14. Farklı kazanç ve sabit faz sınır payı değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgesi ( $\tau = 0.5$  s).



Şekil 4.15. Üç farklı kontrolör kazanç değerleri için frekans sapması cevapları ( $\tau = 0.5$  s).

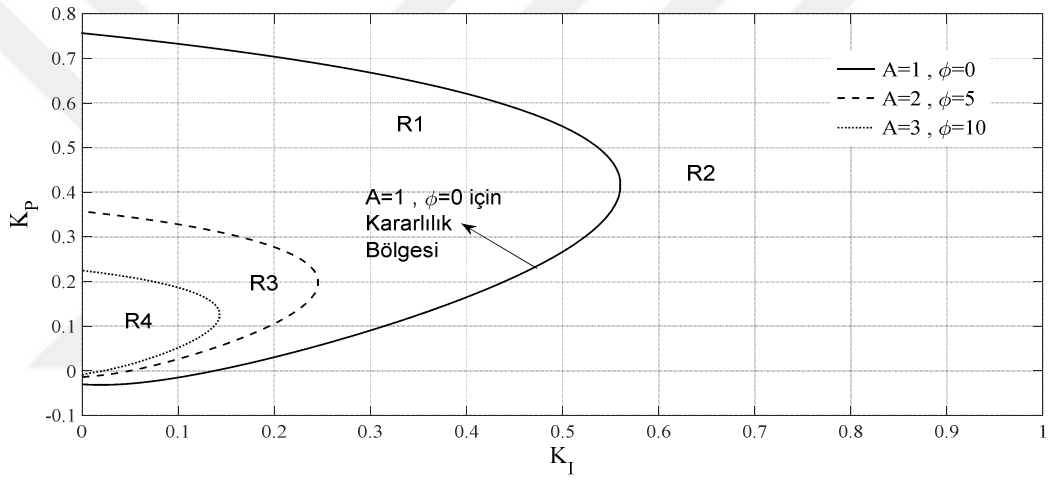
Şekil 4.15 ve Şekil 4.18'de üç farklı kontrolör kazanç değerleri için frekans sapması cevapları gösterilmiştir. Bu grafikten üç grafik için de cevapların kararlı olduğu görülmektedir. Fakat, Şekil 4.15 için  $K_p = 0.1$ ,  $K_I = 0.3$  ve Şekil 4.18 için  $K_p = 0.15$ ,  $K_I = 0.3$  değerlerinde, frekans sapması diğer iki grafik ile karşılaştırıldığında istenmeyen osilasyonlara sahip olduğu görülmektedir. Pratik olarak bakılırsa böyle osilasyonlar kabul edilemezdir. Bu şekilde melez sistemin performansı açısından düşünüldüğünde, R3 ve R4 kararlılık bölgelerinin istenen kazanç ve faz sınır paylarında osilasyonsuz ve hızlı olduğu görülmektedir.

Şekil 4.16, sabit kazanç ve farklı faz sınır payı değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgelerini göstermektedir. Bu şekilde,  $A = 1, \phi = 0^\circ$  değerleri için kararlılık bölgesi R1 ile gösterilmektedir. Yine bu şekilde,  $A = 1, \phi = 5^\circ$  değerleri için R3 bölgesi,  $A = 1, \phi = 10^\circ$  değerleri için R4 bölgesi ve  $A = 1, \phi = 15^\circ$  değerleri için de R5 bölgesi kararlılık bölgeleridir. Bu istenen kazanç ve faz sınır payı değerlerinde, kararlılık bölgelerinden R3, R4 ve R5 bölgelerinin R1 bölgesinden küçük olduğu görülmektedir. Kazanç sınır payı değeri sabit tutularak faz sınır payı değeri arttırıldığı zaman kararlılık bölgesi azalmaktadır yani faz sınır payı melez sistem üzerinde negatif etkiye sahiptir. Ancak, bir önceki şekil ile kıyaslandığında faz sınır payının negatif etkisinin kazanç sınır payının negatif etkisinden daha az olduğu görülmektedir.

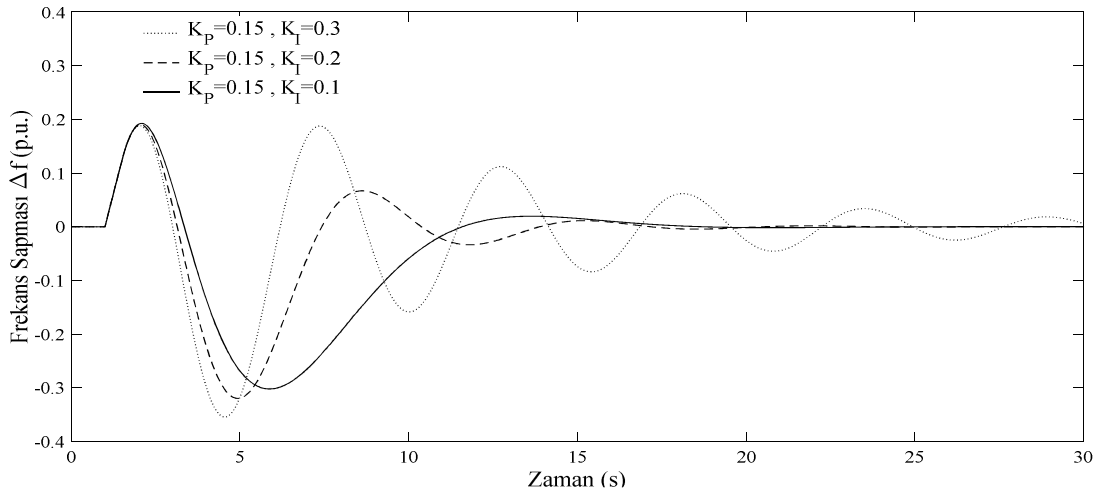


Şekil 4.16. Sabit kazanç ve farklı faz sınır payı değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgesi ( $\tau = 0.5$  s).

Şekil 4.17, farklı kazanç ve farklı faz sınır payı değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgelerini göstermektedir. Bu şekilde,  $A = 1, \phi = 0^\circ$  değerleri için kararlılık bölgesi R1 ile gösterilmektedir. Yine bu şekilde,  $A = 2, \phi = 5^\circ$  değerleri için R3 bölgesi ve  $A = 1, \phi = 15^\circ$  değerleri için de R4 bölgesi kararlılık bölgeleridir. Bu istenen kazanç ve faz sınır payı değerlerinde, kararlılık bölgelerinden R3 ve R4 bölgelerinin R1 bölgesinden küçük olduğu görülmektedir. Kazanç sınır payı ve faz sınır payı değeri birlikte arttırıldığı zaman kararlılık bölgesi ciddi şekilde azalmaktadır, yani faz sınır payı ve kazanç sınır payı, melez sistem üzerinde negatif etkiye sahiptir. Şekil 4.16, Şekil 4.14 ve Şekil 4.15 ile kıyaslandığında kararlılık bölgelerinin çok daha fazla azaldığı görülmektedir.



Şekil 4.17. Farklı kazanç ve farklı faz sınır payı değerleri için PI kontrolörün kararlılık bölgesi ( $\tau = 0.5$  s).



Şekil 4.18. Üç farklı kontrolör kazanç değerleri için frekans sapması cevapları ( $\tau = 0.5$  s).



## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, zaman gecikmeli yük frekans kontrollü melez enerji üretim/depolama sisteminin kararlılık analizi ayrıntılı bir şekilde yapılmıştır. Bunun yanında melez sistemin, gecikme sınır payı değerlerine ve kazanç-faz sınır payı değerlerine göre kararlılık bölgeleri elde edilmiştir.

Yük frekans kontrollü melez sistemde meydana gelen zaman gecikmelerinin sistemin dinamiğini olumsuz etkilediği ve sistemi kararsızlaştırdığı gözlemlenmiştir. Melez sistemde oluşan zaman gecikmelerinin, sistemin frekans değişiminde salınımları arttırarak sistemi kararsız hale getirdiği Matlab/Simulink programı sayesinde yapılan benzetim çalışmalarının sonuçlarında gösterilmiştir. Bu amaç için, melez sistemin karakteristik denklemini kullanarak, sistemin kararlılık sınırını belirlemek ve sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum gecikme sınır payı değerini teorik şekilde hesaplamak için üstel terimin yok edilmesi metodu kullanılmıştır. Kullanılan teorik yöntem, belirli parametre değerlerinde PI kontrolör kazançlarının farklı değerleri için melez sistemin kararsız olmadan frekans değişimini tolere edebileceği maksimum gecikme sınır payı değerlerini teorik şekilde hesaplanmasını sağlamıştır. Ayrıca, kazanç ve faz sabiti olan melez sistemin gecikme sınır payı değerleri, yine bu yöntem sayesinde teorik olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, kazanç ve faz sabiti olan melez sistemin gecikme sınır payı değerleri farklı kazanç ve faz sınır payı değerleri için yine bu yöntem sayesinde teorik olarak hesaplanmıştır. Teorik sonuçlar Matlab/Simulink programı sayesinde elde edilen sonuçlar ile kıyaslandığı zaman, ihmal edilebilecek değerde hata olduğu (maksimum % 0.54'lük hata oranı) bulunmuştur. Daha sonra melez sistemin belirli bir gecikme sınır payı değerinde, farklı PI kontrolör kazanç değerleri için kararlılık bölgeleri, kararlılık sınır eğrisine dayanan bir grafik yöntemiyle ve benzetim sonuçlarıyla belirlenmiştir. Bunun yanında kazanç ve faz sabiti olan melez sistemin kararlılık bölgeleri farklı PI kontrolör kazanç değerlerinde farklı kazanç ve faz sınır payı değerleri için de belirlenmiştir. Elde edilen bütün teorik sonuçlar benzetim çalışmalarıyla doğrulanmıştır.

Bulunan sonuçlardan aşağıdaki gözlemler ve yorumlar yapılabilir:

- 1) PI kontrolör kazancı, gecikme sınır payı değerleri üzerinde önemli bir etkiye sahiptir.
- 2) Hem kazanç hem de faz sınır payı değerleri, gecikme sınır payı değerleri üzerinde önemli bir etkiye sahip olmaktadır.
- 3) Oransal kontrolör kazancı sabit tutulduğunda, integral kontrolör kazancı arttıkça gecikme sınır payı azalır ve bu durum melez sistem için daha küçük kararlılık sınır payı olduğunu göstermektedir.
- 4) İntegral kontrolör kazancı değişmeden kaldığı zaman, oransal kontrolör kazancı artışı ile gecikme sınır payı ilk başta artar ve daha sonra belli bir değerden itibaren azalmaya başlamaktadır.
- 5) Kazanç ve/veya faz sınır payı değeri arttığı zaman gecikme sınır payı değeri azalmaktadır.
- 6) Kararlılık bölgeleri, kazanç ve/veya faz sınır payı değerleri arttığı zaman azalmaktadır.
- 7) Gecikme sınır payı hesaplamalarında, melez sistemin daha hızlı sönümlenme ve daha az yerleşme zamanı açısından daha iyi dinamik performansa sahip olması için kazanç ve faz sınır payı değerleri göz önünde bulundurulmalıdır.
- 8) Önerilen yöntemle elde edilen gecikme sınır payı değerleri, benzetim sonuçlarıyla elde edilen değerlerle hemen hemen aynı çıkmaktadır ve bu durum önerilen yöntemin melez sistemin gecikme sınır payı değerlerini doğru tahmin ettiğini kanıtlamaktadır.

Teorik ve benzetim sonuçları melez sistemde, zaman gecikmelerinin sistem dinamiğini olumsuz şekilde etkilediğini ve hatta belli değerleri geçtiğinde kararsızlığa neden olduğunu göstermiştir. Bu nedenle, kontrolör kazanç ve tasarım değerlerinin belirlenmesinde zaman gecikmeleri kesinlikle dikkate alınmalıdır. Gösterilen sonuçlar ve kararlılık bölgeleri yardımıyla, kontrolör kazanç değerleri uygun ve doğru bir şekilde seçilebilir. Melez sistem bu kontrolör kazanç değerlerinde, kararlı olacak ve belli bir miktar haberleşme gecikmesi olsa bile istenilen sönümlenme performansına sahip olacaktır.

## KAYNAKLAR

- [1] Kundur, P., “Power System Stability and Control”, McGraw-Hill Inc., New York, 1994.
- [2] Saadat, H., “Power System Analysis”, McGraw-Hill Inc., New York, 1999.
- [3] Meng, X., Gong, Q., Feng, L., Zheng, W. and Zhang, W., “PI Fuzzy Sliding Mode Load Frequency. Control of Multiarea Interconnected Power Systems”, in Proceedings of the 2003 IEEE International Symposium on Intelligent Control, 1023 – 1027, Texas – USA, 5-8 October 2003.
- [4] Yeşil, E., Güzelkaya, M. and Eksin, İ., “Self tuning fuzzy PID type load and frequency controller”, Energy Conversion and Management, 45(3), 377–390, February 2004.
- [5] Zeray, C., “Renewable Energy Sources”, University Of Çukurova Institute Of Naturel And Applied Science, A Thesis For The Degree Of Master Of Science, Adana, 112, 2010.
- [6] Leon Freris and David Infield, “Renewable energy in Power Systems”, John Wiley & Sons, U.K., 2008.
- [7] Liu, M., Yang, L., Gan, D., Wang, D., Gao, F. and Chen, Y., “The stability of AGC systems with commensurate delays”, European Transactions on Electrical Power, 17, 615-627, 2007.
- [8] Naduvathuparambil, B., Valenti, M. C. and Feliachi, A., “Communication delays in wide area measurement systems”, in Proceedings of the Thirty-Fourth Southeastern Symposium on System Theory, 118-122, The University of Alabama in Huntsville, Alabama-USA, 2002.
- [9] Yu, X. ve Tomsovic, K., “Application of linear matrix inequalities for load frequency control with communication delays”, IEEE Transactions on Power Systems, 19(3), 1508-1515, August 2004.
- [10] Ayasun, S., “Computation of time delay margin for power system small-signal stability”, European Transactions on Electrical Power, 19, 949-968, 2009.
- [11] Bevrani, H.ve Hiyama, T., “On load-frequency regulation with time delays: design and real-time implementation”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 24(1), 292-300, March. 2009.

- [12] Bhowmik, S., Tomsovic, K. and Bose, A., "Communication model for third party load frequency control", IEEE Transactions on Power Systems, 19(1), 543-548, Feb. 2004.
- [13] Wu, H., Ni, H. and Heydt, G. T., "The impact of time delay on robust control design in power systems", in Power Engineering Society Winter Meeting, 1511 – 1516, New York - USA, 27-31 January 2002.
- [14] Walton, K.E. and Marshall, J.E., "Direct method for TDS stability analysis", IEE Proceedings D - Control Theory and Applications, 134(2), 101 – 107, March 1987.
- [15] Nayeripour, M., Hoseintabar, M. and Niknam, T., "Frequency deviation control by coordination control of FC and double-layer capacitor in an autonomous hybrid renewable energy power generation system", Renewable Energy, 36, 1741-1746, 2011.
- [16] Wang C. and Nehrir M.H., "Power management of a stand-alone wind/photovoltaic/ fuel cell energy system", IEEE Transactions on Energy Conversion, 23(3), 957 – 967, September 2008.
- [17] Lee, D.J. and Wang L., "Small-Signal Stability Analysis of an Autonomous Hybrid Renewable Energy Power Generation/Energy Storage System Part I: Time-Domain Simulations", IEEE Transactions on Energy Conversion, 23(1), 311 – 320, March 2008.
- [18] Wang, L., Lee, D.J., Lee, W.J. and Chen, Z., "Analysis of a novel autonomous marine hybrid power generation/energy storage system with a high-voltage direct current link", Journal of Power Sources, 185(2), 1284 – 1292, December 2008.
- [19] Kim, S.K., Jeon, J.H., Cho, C.H. and Ahn, J.B., "Dynamic Modeling and Control of a Grid-Connected Hybrid Generation System With Versatile Power Transfer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(4), 1677 – 1688, April 2008.
- [20] Onar, O.C., Uzunoglu, M. and Alam, M.S., "Modeling and simulation of an autonomous wind turbine/photovoltaic/fuel cell/ultra-capacitor hybrid power", Journal of Power Sources, 185(2), 1273 – 1283, 2008.

- [21] Wang, C., “Modeling And Control Of Hybrid Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Distributed Generation Systems”, Montana State University, Doctor of Philosophy, Bozeman-Montana, 378, July 2006.
- [22] Wu, H., Tsakalis, K.S. and Heydt, G.T., “Evaluation of time delay effects to wide-area power system stabilizer design”, IEEE Transactions on Power Systems, 19(4), 1935 – 1941, November 2004.
- [23] Chaudhuri, B., Majumder, R. and Pal, B.C., “Wide-area measurement-based stabilizing control of power system considering signal transmission delay”, IEEE Transactions on Power Systems, 19(4), 1971 – 1979, November 2004.
- [24] Jiang, Q., Zhenyu, Z. and Yijia, C., “Wide-area TCSC controller design in consideration of feedback signals’ time delays”, In Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting, 1676 - 1680, San Francisco - USA, 12-16 June 2005.
- [25] Liu, Z.Y., Jiang, Q.Y. and Cao, Y.J., “Stability of power system in consideration of signal time delays”, In Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting, 1 – 7, Tampa - USA, 24-28 June 2007.
- [26] Luque, J., Escudero, J.I. and Perez, F., “Analytic model of the measurement errors caused by communication delays”, IEEE Transactions on Power Delivery, 17(2), 334 – 337, April 2002.
- [27] Carullo, S.P. and Nwankpa, C.O., “Experimental validation of a model for an information-embedded power system”, IEEE Transactions on Power Delivery, 20(3), 1853 – 1863, July 2005.
- [28] Park, C.W. and Won, W.H., “Time-delay compensation for induction motor vector control system”, Electric Power System Research, 68(3), 238 – 247, March 2004.
- [29] Okuno, H. and Fujii, T., “Delayed feedback controlled power system”, In Proceedings of the SICE Annual Conference, 2659 – 2663, Okayama-Japan, 2005.
- [30] Chen, H.K., Lin, T.N. and Chen, J.H., “Dynamic analysis, controlling chaos and chaotification of a SMIB power system”, Chaos Solitons and Fractals, 24(5), 1307 – 1315, June 2005.
- [31] Gu, K., Kharitonov, V.L. and Chen, J., “Stability of Time Delay Systems”, Birkhauser: Boston, MA, 2003.

- [32] Chen, J., Gu, G. and Nett, C.N., “A new method for computing delay margins for stability of linear delay systems”, In Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control, 433 – 437, Lake Buena Vista-Florida, 14 - 16 Dec 1994.
- [33] Fu, P., Niculescu, S.I. and Chen, J., “Stability of linear neutral time-delay systems: exact conditions via matrix pencil solutions”, IEEE Transactions on Automatic Control, 51(6), 1063 – 1069, June 2006.
- [34] Su, J.H., “The asymptotic stability of linear autonomous systems with commensurate time delays”, IEEE Transactions on Automatic Control, 40(6), 1114 – 1117, June 1995.
- [35] Louisell. J., “A matrix method for determining the imaginary axis eigenvalues of a delay system”, IEEE Transactions on Automatic Control, 46(12), 2008–2012, December 2001.
- [36] Rekasius, Z.V., “A stability test for systems with delays”, In Proceedings of Joint Automatic Control Conference, Paper No. TP9-A, San Francisco-CA, 1980.
- [37] Hertz, D., Jury, E.I. and Zeheb, E., “Simplified analytic stability test for systems with commensurate time delays”, IEE Proceeding D—Control Theory and Applications, 131(1), 52 – 54, January 1984.
- [38] Olgac, N. and Sipahi, R., “An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time-invariant (LTI) systems”, IEEE Transactions on Automatic Control, 47(5), 793 – 797, May 2002.
- [39] Olgac, N. and Sipahi, R., “A practical method for analyzing the stability of neutral type LTI-time delayed systems”, Automatica, 40(5), 847 – 853, May 2004.
- [40] 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, May 2007.
- [41] Jia, H.J., Cao, X.D., Yu, X.D. and Zhang, P., “A simple approach to determine power system delay margin”, In Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting, 1 – 7, Tampa (USA), June 2007.

- [42] 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, May 2012.
- [43] Sönmez, Ş., Ayasun, S. and Eminoglu, U., “Computation of time delay margins for stability of a single-area load frequency control system with communication delays”, *WSEAS Transactions on Power System*, 9, 67 – 76, January 2014.
- [44] 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, January 2016.
- [45] Liu, W., Luo, H., Li, S. and Gao, D., “Investigation and Modeling of Communication Delays in Wide Area Measurement System”, in *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 1 – 4, Shanghai – China, 27-29 March 2012.
- [46] Wang, P. and Billinton, R., “Reliability benefit analysis of adding WTG to a distribution system”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 16(2), 134 – 139, June 2001.
- [47] Carrasco, J. M., Franquelo, L. G., Bialasiewicz, J. T., Galvan, E., PortilloGuisado, R. C., Prats, M. A. M., Leon, J. I., and Moreno-Alfonso, N., “Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 53(4), 1002–1016, Jun. 2006.
- [48] Wang, H., Abdollahi, E., Lahdelma, R., Jiao, W. and Zhou, Z., “Modelling and optimization of the smart hybrid renewable energy for communities (SHREC)”, *Renewable Energy*, 84, 114 - 123, 2015.
- [49] Khan, M.J., Iqbal, M.T., “Dynamic modeling and simulation of a small wind-fuel cell hybrid energy system”, *J Renewable Energy*, 30(3), 421 -439, 2005.
- [50] Onar, O.C., Uzunoglu, M. and Alam, M.S., “Modeling, control and simulation of a PV/ FC/UC based hybrid power generation system for stand-alone applications”, *J Renewable Energy*, 34(3), 509 - 520, 2009.
- [51] Onar, O.C., Uzunoglu, M. and Alam, M.S., “Dynamic modeling, design and simulation of a wind/ fuel cell/ ultra-capacitor-based hybrid power generation system”, *J Power Sources*, 161(1), 707 - 722, October 2006.

- [52] Ke, J., Xinbo, R., Mengxiong, Yang. and Min, Xu., “Power Management for Fuel-Cell Power System Cold Start”, IEEE Transactions on Power Electronics, 24(10), 2391 - 2395, 2009.
- [53] Ahmed NA., Miyatake M. and Al-Othman AK., “Power fluctuation suppression of stand-alone hybrid generation combining solar photovoltaic/wind turbine and fuel cell systems”, Energy Conversion and Management, 49(10), 2711 – 2719, October 2008.
- [54] Wang, L., Lee D.J., Lee, W.J. and Chen, Z., “Analysis a novel autonomous marine hybrid power generation/energy storage system with a high-voltage direct current link”, Journal of Power Sources, 185(2), 1284 - 1292, December 2008.
- [55] Obara, S., “Analysis of a fuel cell micro-grid with a small-scale wind turbine generator”, International Journal of Hydrogen Energy, 32(3), 323 – 336, March 2007.
- [56] Uehara, A., Senjyu, T., Yona, A. and Funabashi, T., “Frequency Control by Coordination Control of WTG and Battery using Load Estimation”, International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 216 – 221, Taipei - China, 2-5 November 2009.
- [57] Senjyu, T., Sakamoto, R., Urasaki, N., Higa, H., Uezato, K. and Funabashi, T., “A hybrid power system using alternative energy facilities in isolated island”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 20(2), 406 – 414, June 2005.
- [58] Sönmez, Ş., “Haberleşme Gecikmesi İçeren Yük Frekans Kontrol Sistemlerinin Kararlı Olacağı Maksimum Zaman Gecikme Değerlerinin Hesaplanması”, Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Niğde, 96, Haziran 2013.
- [59] Chang, C.H. and Han, K.W., “Gain margins and phase margins for control systems with adjustable parameters”, Journal of Guidance Control and Dynamics, 13(3), 404-408, 1990.
- [60] Sönmez, Ş. and Ayasun, S., “Stability Region in the Parameter Space of PI Controller for a Single-Area Load Frequency Control System With Time Delay”, IEEE Transactions on Power Systems, 31(1), 829 – 830, January 2016.



- [61] Söylemez, M.T., Munro, N. and Baki, H., “Fast calculation of stabilizing PID controller”, *Automatica*, 39(1), 121–126, January 2003.
- [62] 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, November 2006.
- [63] Ayasun, S. and Gelen, G., “Stability analysis of a generator excitation control system with time delays”, *Electrical Engineering*, 91, 347 - 355, 2010.
- [64] Carmeli, M.S., Dezza, F.C., Mauri, M., Marchegiani, G. and Rosati, D., “Control strategies and configurations of hybrid distributed generation systems”, *Renewable Energy*, 41, 294 – 305, May 2012.
- [65] Urtasun, A., Barrios, E.L., Sanchis, P. and Marroyo, L., “Frequency-Based Energy-Management Strategy for Stand-Alone Systems With Distributed Battery Storage”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(9), 4794 – 4808, September 2015.
- [66] SIMULINK, Model-Based and System-Based Design, Using Simulink, MathWorks Inc., Natick, MA, 2000.

## ÖZGEÇMİŞ

1. **Adı Soyadı** : Halil SEZER  
2. **Doğum Tarihi** : 01.07.1990  
3. **Ünvanı** : Araştırma Görevlisi  
4. **Öğrenim Durumu** : Lisans Mezunu

Derece	Alan	Üniversite	Yıl
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D.	Niğde Üniversitesi	2007 - 2013
Yüksek. Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D.	Osmaniye Korkut Ata Üniversitesi	2014 -

### 5. Akademik Ünvanlar:

Görevi	Bölümü	Kurumu	Yıl
Araştırma Görevlisi	Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D.	Osmaniye Korkut Ata Üniversitesi	2014 -

### 6. İş Tecrübesi:

Görev Unvanı	Görev Yeri	Yıl

### 7. Yayınlar

#### 7.1. Uluslararası Science Citation Index (SCI) ve Sciences Citation Index Expanded (SCIE) Tarafından Taranan Dergilerde Yayınlanmış Makaleler

- Sezer, H., Erol, H. and Ayasun, S., “Computation of Time Delay Margins for Stability of Load Frequency Control in Hybrid Renewable Energy Power Generation/Energy Storage System”, Journal of Engineering Research, June 2016, değerlendirme aşamasında.

#### 7.2. Diğer Bilimsel Dergilerde Yayınlanmış Makaleler (SCI veya SCIE'ye Girmeyen)

### **7.3. Uluslararası Bilimsel Toplantılarda Yayınlanmış Bildiriler**

1. Sezer, H., Erol, H. and Ayasun, S., “Delay-Dependent Stability Analysis of Hybrid Power Systems with Time Delays”, The 10th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion, Belgrade-Serbia, November 2016, kabul edildi.

### **7.4. Ulusal Bilimsel Toplantılarda Yayınlanmış Bildiriler**

#### **8. Yazılan uluslar arası kitaplar veya kitaplarda bölümler:**

#### **9. Ulusal hakemli dergilerde yayımlanan makaleler:**

#### **10. Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler:**

#### **11. Diğer yayınlar:**

#### **12. Projeler:**

#### **13. Bilimsel Kuruluşlara Üyelikler:**

#### **14. Ödüller:**