

GÜÇ SİSTEMLERİNDE FREKANS KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hüseyin ÇELİK

DANIŞMAN

Prof. Dr. Hasan ÇİMEN

ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

TEMMUZ 2010

AFYON KOCATEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

GÜÇ SİSTEMLERİNDE FREKANS KONTROLÜ

Hüseyin ÇELİK

DANIŞMAN

Prof. Dr. Hasan ÇİMEN

ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

TEMMUZ 2010

ONAY SAYFASI

Prof. Dr. Hasan ÇİMEN danışmanlığında,
Hüseyin ÇELİK tarafından hazırlanan
Güç Sistemlerinde Frekans Kontrolü
başlıklı bu çalışma, lisansüstü eğitim ve öğretim yönetmeliğinin ilgili maddeleri
uyarınca

12/07/2010

tarihinde aşağıdaki jüri tarafından
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında
Yüksek Lisans tezi olarak oybirliği/oy çokluğu ile kabul edilmiştir.

	Ünvanı, Adı, SOYADI	İmza
Başkan	Yrd. Doç. Dr. Uçman ERGÜN	
Üye	Prof. Dr. Hasan ÇİMEN	
Üye	Yrd. Doç. Dr. Murat CANER	

Afyon Kocatepe Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
...../...../..... tarih ve
...../..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Doç. Dr. Rıdvan ÜNAL
Enstitü Müdürü

ÖZET
YÜKSEK LİSANS TEZİ
GÜÇ SİSTEMLERİNDE FREKANS KONTROLÜ

Hüseyin ÇELİK

Afyon Kocatepe Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Hasan ÇİMEN

Günümüzde güç sistemleri frekans eşitliğini sağlayıp, birbirleriyle bağlanarak enterkonnekte güç sistemlerini oluşturmaktadırlar. Frekans eşitliğinin sağlanabilmesi içinde üretim ve tüketim dengesinin çok iyi ayarlanması gerekmektedir. Üretim çok fazla artarsa frekans artar, üretim azalırsa frekans azalır. Frekansın sürekli olarak sabit kalabilmesi için çıkışlar kontrol edilerek, generatörün aktif güç çıkışları düzenlenir. Bu düzenlemeye yük frekans kontrolü ya da otomatik üretim kontrolü olarak tanımlanır.

Yük frekans kontrolü; birincil frekans kontrol çevrimi ve ikincil frekans kontrol çevriminden oluşmaktadır. Birincil frekans kontrol çevrimi senkron generatörün bir hız regülatörü ile kontrolünden oluşmaktadır. Birincil kontrol tek başına yeterli olmadığından frekans ve bağlantı hattı gücündeki bozulmanın oluşturduğu hatanın kendisi ve onun integrali ile orantılı bir sinyal hız regülatörüne eklenerek ikinci kontrol elde edilir.

Bu çalışmada bir güç sisteminin yük frekans kontrolünü gerçekleştirebilmek için önce tek bölgeli, sonra da iki bölgeli bir güç sisteminin modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modellere kontrolör olarak PI, PID, bulanık PI ve bulanık PID kontrolörler eklenmiştir. Bulanık PID kontrolör ise yirmi beş, kırk dokuz ve seksen bir kurallı olarak uygulanmış ve bütün kontrolörler oturma zamanı, aşım miktarı ve ITA kriterlerine göre birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar sonucu en iyi performansı seksen bir kurallı bulanık PID kontrolörün sergilediği görülmüştür.

2010, 120 sayfa

Anahtar kelimeler: Yük frekans kontrolü, Tek bölgeli güç sistem modeli, İki bölgeli güç sistem modeli, bulanık PID kontrolör.

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

FREQUENCY CONTROL IN POWER SYSTEMS

Hüseyin ÇELİK

Afyon Kocatepe University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric Education

Supervisor: Prof. Dr. Hasan ÇİMEN

Nowadays, interconnected power systems are required to ensure equality of frequencies in order to connect. To ensure that equality must provide the balance of production and consumption. If the frequency is increased too much production increases, production will decrease the frequency decreases. To remain permanently fixed frequency outputs are checked, generator active power output regulates. This arrangement is defined as load frequency control or automatic production control.

Load frequency control; primary frequency control and secondary frequency control loop consists of cycles. The primary frequency control cycle is the control of a speed regulator with synchronous generator. Because of the alone primary control is not enough, the power line frequency and deterioration of the connection itself is created and its integration with error signal proportional to the speed regulator is obtained by adding a second control.

In this study, a power system load frequency control to achieve the first single-zone, then two-zone model of a power system has been established. This model was created as a PI controller, PID, fuzzy PI and fuzzy PID controllers have been added. The fuzzy PID controller has been applied as twenty-five, forty-nine and eighty-one canonical and all the controllers were compared with each other according to the criteria of time to sit down, redemption amount and the criteria of the ITA. Comparisons of the results showed that eighty-one canonical fuzzy PID controllers had best performance.

2010, 120 pages

Key words: Load frequency control, Single-zone power system model, Two-zone power system model, Fuzzy PID controller.

TEŞEKKÜR

Bu çalışmayı gerçekleştirmemde bilgi, tecrübe ve yönlendirmeleri ile daima desteklerini gördüğüm danışman hocam Sayın Prof. Dr. Hasan ÇİMEN'e, bilgi ve görüşlerini benimle paylaşan Sayın Yrd. Doç. Dr. Murat CANER'e, çalışmam süresince desteklerini benden esirgemeyen tüm okul arkadaşlarıma sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarımda her zaman bana destek veren eşim Arzu ÇELİK'e ve biricik kızım Duru'ya başta olmak üzere tüm aileme en içten saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Hüseyin ÇELİK

Afyonkarahisar, Temmuz 2010

İÇİNDEKİLER

ÖZET	IV
ABSTRACT	V
TEŞEKKÜR	VI
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	X
ŞEKİLLER DİZİNİ	XIV
ÇİZELGELER DİZİNİ	XIX
1. GİRİŞ	1
2. GENEL BİLGİLER	3
2.1. Generatör Modeli	6
2.2. Yük Modeli	10
2.3. Hız Regülatörü Modeli	11
2.4. Türbin Modeli	14
2.5. Bağlantı Hattı Modeli	15
2.6. Bir Güç Sisteminin Yük Frekans Kontrolüne Uygun Modeli	17
2.7. Otomatik Yük Frekans Kontrolünde Birincil Kontrol	18
2.8. Otomatik Yük Frekans Kontrolünde İkincil Kontrol Çevrimi	21
2.9. KontROLSÜZ Durumda Otomatik Yük Frekans Kontrol Çevriminin Frekans Çevrimi	21
2.10. Kontrollü Durumda Otomatik Yük Frekans Kontrol Çevriminin Frekans Cevabı	23
2.11. Alan Kontrol Hatasının Hesaplanması	25
2.12. İki ve Daha Fazla Kontrol Bölgesine Sahip Güç Sistemlerinde Otomatik Yük Frekans Kontrolü	26
2.12.1. Bağlantı hattı kontrolü	30
2.12.2. Güç sistemlerinde kullanılan diğer kontrolörler	33
3. KONTROL YÖNTEMLERİ	34
3.1. PI (Oransal+İntegral) Kontrolör Yapısı	34

3.2.	PID (Oransal+İntegral+Türev) Kontrolör Yapısı	36
3.2.1.	Ziegler-Nichols metodu	41
3.3.	Bulanık Mantık	42
3.3.1.	Bulanık kümeler	44
3.3.2.	Üyelik fonksiyonları	44
3.4.	Bulanık Mantık Kontrol (BMK)	46
3.4.1.	Bulanıklaştırma ünitesi	47
3.4.2.	Bilgi tabanı	48
3.4.2.1.	Veri tabanı	49
3.4.2.2.	Kural tabanı	49
3.4.3.	Çıkarım ünitesi	52
3.4.3.1.	Sugeno tipi bulanık modelleme	53
3.4.3.2.	Mamdani tipi bulanık modelleme	54
3.4.4.	Durulaştırma ünitesi	56
3.4.5.	Bulanık mantık PI (BPI) kontrol	57
3.4.6.	Bulanık mantık PID (BPID) kontrol	58
4.	MATERYAL ve METOT	59
4.1.	Model ve Simülasyon Parametreleri	59
4.2.	Tek Bölge Güç Sistemi için PID Denetleyicinin Tasarlanması	61
4.3.	Tek Bölge Güç Sistemi için Bulanık PID Denetleyicinin Tasarlanması	61
4.4.	İki Bölge Güç Sistemi için PID Denetleyicinin Tasarlanması	62
4.5.	İki Bölge Güç Sistemi için Bulanık PID Denetleyicinin Tasarlanması	63
5.	BULGULAR	65
5.1.	PI Denetleyicili Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	65
5.2.	PID Denetleyicili Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	67
5.3.	Bulanık PI Denetleyicili Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	68

5.4.	25 Kurallı Bulanık PID Denetleyicili Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	72
5.5.	49 Kurallı Bulanık PID Denetleyicili Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	76
5.6.	81 Kurallı Bulanık PID Denetleyicili Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	80
5.7.	Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması	84
5.8.	PI Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	86
5.9.	PID Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	89
5.10.	Bulanık PI Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	91
5.11.	25 Kurallı Bulanık PID Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	95
5.12.	49 Kurallı Bulanık PID Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	100
5.13.	81 Kurallı Bulanık PID Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu	105
5.14.	İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması	111
6.	TARTIŞMA ve SONUÇ	113
7.	KAYNAKLAR	115
8.	ÖZGEÇMİŞ	121
9.	EKLER	122
9.1.	Ek-1 Tek Bölge Güç Sisteminin Parametreleri	122
9.2.	Ek-2 İki Bölge Güç Sisteminin Parametreleri	122

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

1. Simgeler

ω	Açısal hız
α	Açısal ivme
δ	Generatör faz açısı
T_i	Makinedeki net ivmelendirme momenti
T_m	Mekanik moment
T_e	Elektriksel moment
P_i	Net ivmelendirme gücü
P_m	Mekanik giriş gücü
I	Makinenin atalet momenti
M	Makinenin açısal momenti
$\Delta \omega$	Hız değişimi
$\Delta \delta$	Faz açısı değişimi
H	Atalet sabiti
ΔP_D	Frekansa duyarlı yük değişimi
D	Yük sönüm sabiti
P_e	Elektriksel yükteki net değişiklik
R_u	Hız Regülasyonu
ΔP_g	Hata sinyali
ΔP_{ref}	Yük referansı
f_2	Yüksüz durumda frekans
f_l	Nominal güç çıkışında frekans
f_n	Nominal frekans
P_{GN}	Generatör ünitesinin nominal çıkış gücü
S_n	Megawatt baz değeri
R	Hız ayar karakteristiğinin eğim genliği
X_D	Pilot valfin kuvvetlendiriciye giriş pozisyonu
X_E	Pilot valfin kuvvetlendiriciden çıkış pozisyonu
T_g	Zaman sabiti
T_{CH}	Zaman sabiti

V_1	1. bölge hat sonu gerilimi
V_2	2. bölge hat sonu gerilimi
X_{12}	1. ve 2. bölgeleri arasındaki iletim hattının eşdeğer reaktansı
δ_1	1. bölge için hat sonu gerilimine ait faz açısı
δ_2	2. bölge için hat sonu gerilimine ait faz açısı
T_{1-2}	Eş zamanlılık katsayısı
$\Delta P_{\text{hat}12}$	Bağlantı hattı gücündeki sapma
W_{kin}	Kinetik enerji değişimi
G_p	Güç sistemi transfer fonksiyonu
K	Sistemin güç frekans sabiti
f_D	İstenilen frekans
f_A	Gerçekleşen frekans
ΔP_{12}	1nci ve 2nci bölgeler arasındaki bağlantı hattı güç akışı değişimi
B_1, B_2	1nci ve 2nci bölgeler için frekans yönelim faktörü
Δf	Frekans bozulması
β_1, β_2	1nci ve 2nci bölgelere ait karma frekans cevapları
u	Kontrol sinyali
K_i	İntegral sabiti
K_p	Oransal sabit
K_d	Türevsel sabit
N_s	Transfer fonksiyonunun payı
D_s	Transfer fonksiyonunun paydası
K_c	Kritik kazanç
O_c	Osilasyon periyodu
$\mu_A(x)$	Üyelik fonksiyonu
e	Hata
Δe	Hata değişimi
W_1, W_2	Bir kuralın ağırlık değerleri
y^*	Durulanmış çıkış
T_{12}	Hattın senkronize edici moment katsayısı
$K_{p,i}$	i. Bölge için oransal kazanç
$K_{i,i}$	i. Bölge için integral kazanç

$K_{d,i}$	i. Bölge için türevsel kazanç
ΔACE	Bölge kontrol hatasının türevi
α_{12}	İki bölge arasındaki transfer fonksiyonu

2. Kısaltmalar

ACE	Bölge kontrol hatası
ANI	Aktüel net alışveriş
BM	Bulanık mantık
BMK	Bulanık mantık kontrol
BPI	Bulanık mantık PI
BPID	Bulanık mantık PID
D	Türevsel
DNI	İstenilen net alışveriş
FGPI	Bulanık kazanç ayarlamalı PI
GA	Genetik algoritma
LFC	Yük frekans kontrolü
MW	Mega Watt
N	Negatif
NÇB	Negatif çok büyük
NB	Negatif büyük
NO	Negatif orta
OÜK	Otomatik üretim kontrolü
P	Pozitif
P	Oransal
PÇB	Pozitif çok büyük
PB	Pozitif büyük
PI	Oransal-İntegral
PID	Oransal-integral-türevsel
PO	Pozitif orta
p.u	Per-ünit
S	Sıfır

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa No
Şekil 2.1	Türbin generatör sisteminin fiziksel modeli. 6
Şekil 2.2	Mekanik ve elektriksel güç ile hız değişimi arasındaki ilişki. 10
Şekil 2.3	Hız ve momentin transfer fonksiyonu bağıntısı. 10
Şekil 2.4	(a) İndirgenmemiş dönen kütle ve yükün blok diyagramı. 11 (b) İndirgenmiş dönen kütle ve yükün blok diyagramı.
Şekil 2.5	Hız regülatör sisteminin basitleştirilmiş fonksiyonel diyagramı. 12
Şekil 2.6	Buhar türbini için hız regülatör sisteminin matematiksel modelinin blok diyagram ile ifadesi. 14
Şekil 2.7	(a) Ön ısıtılmalı türbinin blok diyagramı. 14 (b) Matematiksel modeli.
Şekil 2.8	Güç sistemlerinde bağlantı hattının matematiksel modeli. 17
Şekil 2.9	Tek bölgeli bir güç sisteminin yük frekans kontrolüne uygun modeli. 17
Şekil 2.10	İki bölgeli bir güç sisteminin yük frekans kontrolüne uygun matematiksel modeli. 18
Şekil 2.11	Birincil otomatik yük frekans kontrol çevrimi. 20
Şekil 2.12	Birincil yük frekans kontrol çevriminin adım yük değişimine verdiği frekans cevabı. 22
Şekil 2.13	Kapalı çevrim otomatik yük frekans kontrolü. 23
Şekil 2.14	İntegral kontrolörü ile donatılmış tek bölgeli bir güç sisteminin otomatik yük frekans kontrol diyagramı. 24
Şekil 2.15	Şekil 2.14’de tanımlanan sistem için adım yük değişiminde ortaya çıkan dinamik frekans dalgalanması. 25
Şekil 2.16	İki alanlı sistem. 27
Şekil 2.17	Elektriksel eşdeğeri. 27
Şekil 2.18	Her bir kontrol bölgesi için otomatik üretim kontrolü mantığı. 30
Şekil 3.1	PI (Oransal+İntegral) kontrolörlü sistemin blok diyagramı. 34
Şekil 3.2	Kontrolör ve sistemden oluşmuş geri beslemeli yapı 37
Şekil 3.3	PID kontrolörlü sistemin blok diyagramı. 38

Şekil 3.4	A ve L parametrelerinin sistemin birim basamak cevap grafiğinden bulunması.	41
Şekil 3.5	Üyelik fonksiyonu.	45
Şekil 3.6	Değişik üyelik fonksiyonları.	45
Şekil 3.7	Bulanık kontrolün yapısı.	47
Şekil 3.8	Hata değişiminin bulanık ifadesi.	48
Şekil 3.9	Tek girişli-Tek çıkışlı kural tabanı yapısı.	50
Şekil 3.10	Basit bulanık mantık kontrolörlü sistem.	51
Şekil 3.11	Sugeno tipi bulanık model.	53
Şekil 3.12	Mamdani tipi bulanık çıkarımın min ve max operatörleriyle kullanılışı.	55
Şekil 3.13	Bulanık PI tipi kontrolör.	58
Şekil 3.14	BPID denetleyici modeli.	58
Şekil 4.1	Tek bölgeli bir güç sisteminin yük-frekans kontrol modeli.	59
Şekil 4.2	İki bölgeli bir güç sisteminin yük-frekans kontrol modeli.	60
Şekil 4.3	Kontrolör eklenmiş tek bölgeli güç sistemi modeli.	61
Şekil 4.4	PID kontrolör yapısı.	61
Şekil 4.5	BPID kontrolör yapısı.	62
Şekil 4.6	İki bölgeli alanlarda her bir alan için kullanılan BPID kontrolör yapısı.	64
Şekil 5.1	PI denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem Cevapları.	66
Şekil 5.2	PID denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem Cevapları.	67
Şekil 5.3	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	69
Şekil 5.4	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	69
Şekil 5.5	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	69
Şekil 5.6	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	69
Şekil 5.7	$K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	70
Şekil 5.8	$K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	70
Şekil 5.9	Bulanık PI denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem Cevapları.	71

Şekil 5.10	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	72
Şekil 5.11	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	72
Şekil 5.12	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	73
Şekil 5.13	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	73
Şekil 5.14	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	73
Şekil 5.15	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	73
Şekil 5.16	$K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	74
Şekil 5.17	$K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	74
Şekil 5.18	$K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	74
Şekil 5.19	25 kurallı bulanık PID denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.	75
Şekil 5.20	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	76
Şekil 5.21	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	76
Şekil 5.22	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	77
Şekil 5.23	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	77
Şekil 5.24	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	77
Şekil 5.25	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	77
Şekil 5.26	$K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	78
Şekil 5.27	$K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	78
Şekil 5.28	$K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	79
Şekil 5.29	49 kurallı bulanık PID denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.	79
Şekil 5.30	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	80
Şekil 5.31	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	80
Şekil 5.32	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	81
Şekil 5.33	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	81
Şekil 5.34	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	81
Şekil 5.35	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	81
Şekil 5.36	$K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	82
Şekil 5.37	$K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	82
Şekil 5.38	$K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	82

Şekil 5.39	81 kurallı bulanık PID denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.	83
Şekil 5.40	PI denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.	87
Şekil 5.41	PI denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.	88
Şekil 5.42	PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.	89
Şekil 5.43	PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.	90
Şekil 5.44	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	91
Şekil 5.45	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	91
Şekil 5.46	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	91
Şekil 5.47	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	92
Şekil 5.48	$K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	93
Şekil 5.49	$K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	93
Şekil 5.50	Bulanık PI denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.	94
Şekil 5.51	Bulanık PI denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.	95
Şekil 5.52	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	96
Şekil 5.53	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	96
Şekil 5.54	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	96
Şekil 5.55	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	96
Şekil 5.56	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	97
Şekil 5.57	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	97
Şekil 5.58	$K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	98
Şekil 5.59	$K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	98
Şekil 5.60	$K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	98
Şekil 5.61	25 kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.	99

Şekil 5.62	25 kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.	100
Şekil 5.63	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	101
Şekil 5.64	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	101
Şekil 5.65	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	101
Şekil 5.66	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	101
Şekil 5.67	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	102
Şekil 5.68	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	102
Şekil 5.69	$K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	103
Şekil 5.70	$K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	103
Şekil 5.71	$K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	103
Şekil 5.72	49 kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.	104
Şekil 5.73	49 kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.	105
Şekil 5.74	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	106
Şekil 5.75	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).	106
Şekil 5.76	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	106
Şekil 5.77	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).	106
Şekil 5.78	Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	106
Şekil 5.79	Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).	107
Şekil 5.80	$K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	108
Şekil 5.81	$K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	108
Şekil 5.82	$K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.	108
Şekil 5.83	81 kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.	109
Şekil 5.84	81 kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.	110

ÇİZELGELER DİZİNİ

		Sayfa No
Çizelge 3.1	Kapalı çevrim sistemde K_p , K_i ve K_d denetleyicilerin etkisi.	40
Çizelge 3.2	Ziegler-Nichols katsayıları.	42
Çizelge 3.3	Tek girişli ve tek çıkışlı sistemin kural tablosu.	52
Çizelge 5.1	Tek bölgeli güç sistemi için $K_{p,i}$ ve $K_{i,i}$ sinyallerine ait Bulanık Mantık Kural tablosu.	70
Çizelge 5.2	$K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.	74
Çizelge 5.3	$K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.	78
Çizelge 5.4	$K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.	82
Çizelge 5.5	Tek bölgeli güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde performans sonuçları.	84
Çizelge 5.6	Tek bölgeli güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde oturma zamanı sonuçları.	85
Çizelge 5.7	Tek bölgeli güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde maksimum bozulma miktarları.	85
Çizelge 5.8	$K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.	92
Çizelge 5.9	$K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.	97
Çizelge 5.10	$K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.	102
Çizelge 5.11	$K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.	107
Çizelge 5.12	İki bölgeli güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde performans sonuçları.	111
Çizelge 5.13	İki bölgeli güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde oturma zamanı sonuçları.	111
Çizelge 5.14	İki bölgeli güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde maksimum bozulma miktarları.	112

1. GİRİŞ

Elektrik enerjisi sosyal yaşamın ve ekonominin vazgeçilmez bir ögesi haline gelmiştir. Kullanım kolaylığı, rahatlığı ve kalitesi elektrik enerjisini diğer enerji türlerine kıyasla ön plana çıkarmıştır. Üretildiği an tüketilmesi gereken elektrik enerjisinde, tüketim aylara, günlere ve günün saatlerine göre değişkenlik göstermektedir. Bu nedenlerden dolayı, tüketicinin ihtiyacı olan enerjiyi, her zaman vermek ve bunu kontrol altında tutmak elektriksel güç sistemlerinin başlıca problemlerinden biri halini almıştır. Tüketimde görülen büyük artış doğal olarak daha fazla elektrik üretilmesine, elektrik güç sisteminin daha da büyümesine ve karmaşıklaşmasına yol açmıştır.

Elektrik tüketicilerinin sağlanan elektriğin yüksek kararlılık ve kesintisiz olarak istemelerinden dolayı elektrik şebekelerinde güç sistem kontrolü çok önemli bir konu olmaya başlamıştır. Yapılan bu çalışmada günümüzde en çok başvurulanan aktif güç kontrolü yöntemlerinden biri olan yük frekans kontrolü konusu ile ilgilenilmiştir.

Frekans sistemde üretilen elektriğin sistem performansını ve kalitesini gösteren unsurlardan birisidir. Frekans kontrolü aktif güç kontrolü ile ilgili olduğundan, sistemlerin yük değişiminden diğer sistemlerde etkilenecek ve güç alışverişi sağlanacaktır. Ama büyük sistemlerde yük değişimi sistem frekansını çok fazla değiştirmemektedir. Örneğin, ABD ile Kanada arasında var olan çok bölgeli sistemde 3000 MW'lık ani bir yük değişimi, frekans değişimini 0,1 Hz'den daha az etkilerken, 1000 MW kapasiteli küçük bir sistemdeki 300 MW'lık yük değişiminin yapacağı frekans sapması çok daha fazla olmakta ve uzun vadede sistemin çökmesine neden olmaktadır. Eğer bu sistem 100000 MW'lık, çok bölgeli bir elektriksel güç sisteminin parçası olsaydı, bu durumda oluşacak sapma % 33 yerine % 0,33 olacak ve sistem ihtiyacını diğer bölgelerden karşılayarak çökmekten kurtulacaktı. Bu yüzden bu tür problemlerin çözümü için çok bölgeli elektriksel güç sistemleri önerilmektedir (Çam 2004).

Bir güç sisteminde üretim miktarı talep edilen miktardan fazla olursa frekans artar, talep edilenden az olursa frekans azalır. Güç sistemlerinin en öncelikli görevi bu ani yük

değişikliklerine anında cevap vermek ve sistemi sürekli izlemektir. Enerji sistemlerinde güç değişimi sistem dinamiklerinin (generatör, türbin, hız regülatörü vb.) cevap verme süresine bağlı olarak dört kademede incelenebilir.

1. Generatördeki rotor salınımları (ilk bir iki milisaniye ya da saniye)
2. Frekans düşümü (birkaç saniyeden beş on saniyeye kadar)
3. Türbin hız regülatörünce gerçekleştirilen birincil kontrol
4. Merkez regülatörlerde ve denetleyicilerin yaptığı ikincil kontrol

İlk iki olay dinamik kararlılık kavramı içerisinde incelenir. Birincil kontrol ve ikincil kontrol frekans kontrolü açısından önemlidir. Birincil kontrolde frekanstaki düşme ve yükselme belli bir sınır içinde tutulur. İkincil kontrolde sabitlenen frekans istenilen değere getirilir ve frekans hatası sıfırlanır (Akçay 2007).

Yapılan bu çalışmada tek bölgeli ve iki bölgeli güç sistemlerinin yük frekans kontrolü ele alınacaktır. Tek bölgeli ve iki bölgeli güç sistemlerinin frekans kontrolü için sabit kazançlı kontrolörler ve kazanç ayarlamalı kontrolörler kullanılacaktır. Tek ve iki bölgeli güç sisteminin bilgisayarda benzetim modelini çıkararak, bu modeli integral kontrolör, PI kontrolör, PID kontrolör, bulanık PI kontrolör, yirmi beş, kırk dokuz ve seksen bir kurallı bulanık PID kontrolör ile yük frekans kontrolünü gerçekleştirilecektir.

İkinci bölümde bu konu üzerine günümüze kadar yapılan çalışmalar, güç sistemlerinin modellenmesi ve bu modeli oluşturan birimler hakkında bilgiler verilmiştir.

Üçüncü bölümde üretim sistemini kontrol etmekte kullanılan kontrolörler hakkında bilgiler verilmiştir. İlk olarak integral kontrolörler tanımlanmış daha sonra ikinci kontrol tipi olan bulanık mantık kontrolör tanımlanıp bulanık mantık hakkında bilgiler verilmiştir.

Son bölümde ise kullanılan model ve kontrol yöntemleriyle elde edilen grafikler ve sayısal sonuçlar verilip hangi kontrol yönteminin daha etkili olduğu gösterilmiştir.

2. GENEL BİLGİLER

Beaufays et al. (1994) tarafından güç sistemlerinin yük frekans kontrolünde sinir ağı uygulamayı incelemişler, güç sisteminin modelini çıkarmışlardır. İki bölgeli bir sistem için sinir ağı kontrolör kullanarak sistemin kontrolünü ve simülasyonlarını yapmışlar, çıkan sonuçları integral kontrolörle kıyaslamışlardır.

Zobi (1996) tarafından yapılan tez çalışmasında yük frekans kontrolü konusunu ele almıştır. Önce sistemi modelleyen Zobi, daha sonra sistemde yük frekans kontrolü ve otomatik üretim kontrolü incelemesini yapmıştır.

Chang and Fu (1997) yaptıkları çalışmada bir geleneksel PI kontrolörün parametreleri bulanık mantık teorisi ile ayarlanarak dört bölgeli güç sisteminin yük frekans kontrolünü sağlamışlardır.

Akalın (1998) yapılan doktora tez çalışmasında Güç Sistemlerinde Yük-Frekans kontrolü konusunu ele almıştır. Akalın çalışmasında kontrol parametreleri bir optimal yol ile belirlenen ve kontrol boyunca sabit tutulan PI kontrolör ile kontrol parametreleri tecrübelerle dayanılarak belirlenen ve bulanık mantık kuralları ile programlanan PI kontrolör tarafından gerçekleştirilen yük frekans kontrolünün birbiriyle karşılaştırmasını yapmıştır.

Talaq and Al-Basri (1999) yaptıkları çalışmada kazancı bulanık mantık ile bulunan bir geleneksel PI kontrolör ile iki bölgeli güç santralinin yük frekans kontrolünün çalışmasını yapmışlardır. Çıkan sonuçları geleneksel integral kontrolörlerle karşılaştırmışlardır.

Kurt (2000) yaptığı çalışmada iki bölgeli bir güç sistemi için 49 kural tabanlı kazancı bulanık mantıkla ayarlanmış PI kontrolör tasarlamış ve sisteme uygulamıştır. Çıkan sonuçları klasik integral kontrolörlerle karşılaştırmıştır.

Ha and Trinh (2000) yaptıkları çalışmada yük frekans kontrolü için değişken yapılı kontrolör ile bir bulanık mantık kontrolörü birleştirmişlerdir. Bunu iki ve dört bölgeli güç sistemleri için uygulamışlar. Sonuçları geleneksel PI kontrolör ile karşılaştırmışlardır.

Ha and Trinh (2001) yaptıkları bir diğer çalışmada iki bölgeli ve dört bölgeli güç santrallerinde yük frekans kontrolünü sağlamaya çalışmışlardır. Bu amaçla değişken yapılı anahtarlanmış PI kontrolör, geleneksel integral kontrolör ve kazancı bulanık mantıkla ayarlanmış değişken yapılı PI kontrolör ile karşılaştırmışlardır.

Demirören vd. (2001) yaptıkları çalışmada üç bölgeli güç santralinde yük frekans kontrolünü zaman içinde geriye yayımlı yapay sinir ağları ile yapmışlardır. Sonucu geleneksel integral kontrolör ile karşılaştırmışlardır.

Özdemirci (2002) tarafından yapılan tez çalışmasında bir Güç Sisteminde Yük-Frekans Kontrolü incelemesi ve modellemesini yapmıştır. Özdemirci ilk olarak sistem modellemesini anlatmıştır. Sistemde yük frekans kontrolünü inceleyen Özdemirci, kontrolör olarak bulanık kontrolör kullanmış ve Türkiye Elektrik Sistemini incelemiş ve anlatmıştır.

El-Sherbiny et al. (2002) yaptıkları çalışmada Bulanık Mantık Yük-Frekans kontrolünü incelemişler, iki bölgeli bir sistemde uygulamasını ve simülasyonunu yapmışlar ve bulunan sonuçları integral kontrolörle kıyaslamışlardır.

Karnavas and Papadopoulos (2002) yaptıkları çalışmada 81 kurallı bulanık mantık kontrolör ve bir yapay sinir ağları kontrolör ile tek bölgeli güç sisteminde yük frekans kontrolü uygulaması yapmıştır.

Meng et al. (2003) yaptıkları çalışmada çok bölgeli güç sistemlerinde PI bulanık kayma modlu yük frekans kontrolünü incelemişler, dört bölgeli bir sistemde uygulamasını yaparak simülasyon sonuçlarını incelemişlerdir.

Yeşil ve Güzelkaya (2004) yaptıkları çalışmada yük frekans kontrolünde kendinden uyarlamalı bulanık PID tip kontrolör kullanarak, iki bölgeli bir sistem için uygulamasını ve simülasyonunu yapmışlar. Bulunan sonuçları diğer kontrolörlerle kıyaslamışlardır.

Darçın (2004) tarafından yapılan tez çalışmasında güç sistemlerinde yük frekans kontrolü ve sinir ağı kontrol uygulaması çalışması ele almıştır. Bu çalışmada tek bölgeli ve iki bölgeli sistemlerin PI kontrolör ile yapay sinir ağı kontrolör ile kontrolü uygulanıp birbiriyle karşılaştırılması yapılmıştır.

Çam ve Kocaarslan (2004) yaptıkları çalışmada yük frekans kontrolü için bir bulanık mantık uygulamasını araştırmışlardır. Kontrolör iki bölgeli güç sistemi için dizayn edilmiştir. Kontrolörde bulunan integral ve oransal kazanç katsayıları için farklı değerler kullanılarak sistemin dinamik performansı artırılmıştır. Geleneksel PI kontrol ile önerilen kontrolör arasında karşılaştırmalar gerçekleştirmişlerdir.

Çam ve Kocaarslan (2005) yaptıkları çalışmada bulanık oransal integral kazanç (FGPI) kontrolü birbirine bağlı iki bölgeli bir güç sistemine uygulamışlardır. Bu çalışmada iki bölgeli güç sistemi için oransal, integral kontrolör (PI), bulanık kontrolör ve bulanık kazanç ayarlamalı PI kontrolörleri birbiriyle karşılaştırmışlardır.

Çam (2007) yaptığı çalışmada hidroelektrik santralin yük frekans kontrolü için bulanık mantık uygulamasını gerçekleştirmiştir. Bu çalışmada Çam, geleneksel oransal integral (PI) denetleyici ve bulanık kazanç oransal integral (FGPI) denetleyicisini tek bir alan ve iki bölgeli bir hidroelektrik santrali için uygulamıştır. Çıkan sonucu birbiriyle karşılaştırmıştır.

Shayeghi et al. (2007) yaptıkları çalışmada üç bölgeli güç santralinde yük frekans kontrolü için üyelik fonksiyonları genetik algoritma tarafından ayarlanmış bulanık PID kontrolör tasarlanmış ve sisteme uygulamasını yapmışlardır.

Saraçoğlu (2007) tarafından yapılan tez çalışmasında enterkonnekte şebekede Bulanık Mantık Algoritma ile çok alanlı otomatik üretim kontrolünü ele almıştır. Yaptığı

çalışmada üç alanlı güç sisteminin bulanık PI kontrolörün parametrelerini genetik algoritma ile ayarlayıp çıkan sonuçları bulanık PI ve integral kontrolörlerle karşılaştırmıştır.

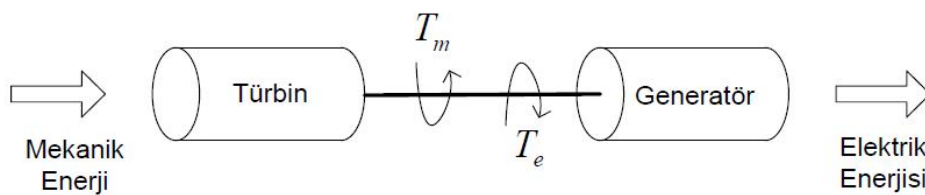
Karaoğlu (2007) tarafından yapılan tez çalışmasında genetik algoritmaların bulanık mantık kontrolörlerinde kullanımı incelenmiş ve iki sistem için simülasyonlar yapılmıştır. Kullanılan yöntemde, bulanık kontrolörün ölçekleme katsayıları üyelik fonksiyonlarının en uygun değerleri ve bulanık kurallar genetik algoritma tarafından bulunmakta ve daha sonra sisteme uygulanmaktadır. Bu yöntemin başarısı klasik PID kontrolör ve köşegen kural tablolulu bulanık kontrolörle karşılaştırılmıştır.

Karyeyen (2009) tarafından yapılan tez çalışmasında iki ve dört bölgeli güç sistemleri için seksen bir kurallı bulanık PI kontrolörün simülasyonlarını yapmıştır. Önerilen bu kontrolör ile klasik PI kontrolör ve daha önce bu konuda çalışma gerçekleştirmiş olan Akalın, Chang ve Kocaarslanın çalışmalarını karşılaştırmıştır.

Bir güç sisteminin kontrolünü gerçekleştirmek için sistemin modellenmesi gerekmektedir. Sistemde bulunan generatör, yük, türbin ve hız regülatörü gibi elemanların simülasyon için uygun modellerinin çıkarılması gerekir. Bu bölümde sistemde kullanılacak elemanların tek tek modelleri çıkarılacaktır.

2.1 Generatör Modeli

Bir buhar türbini ile harekete geçirilen generatör, dönmeyi etkileyen iki zıt momentli bir büyük dönen kütle gibi temsil edilebilir (Akalın 1998).



Şekil 2.1 Türbin generatör sisteminin fiziksel modeli (Kundur 1993).

Mekanik moment T_m dönüş hızının artmasını sağlarken, elektriksel moment T_e zıt yönde etki ederek hızın azalmasına neden olur. Elektriksel moment T_e ve Mekanik moment T_m birbirine eşit olduğu zaman dönüş hızı, $\omega = \omega_0$ sabit olur. Elektriksel yük T_e arttırıldığında sistem yavaşlamaya başlar. Bu yavaşlama sisteme zarar vereceğinden dolayı T_m 'nin arttırılıp kabul edilebilir bir değere getirilmesi gerekir. Aynı zamanda hızın sabit halde olması gerekir. Bütün bunlar güç sistemlerinde sürekli olarak tekrarlanır. Çünkü yük sürekli olarak değişmektedir (Karyeyen 2009).

Generatör modelini oluştururken kullanılacak formüllerle ilgili tanımlamalar aşağıda verilmiştir.

- ω = Açısal hız,
- α = Açısal ivme,
- δ = Generatör faz açısı,
- T_i = Makinedeki net ivmelendirme momenti,
- T_m = Mekanik moment,
- T_e = Elektriksel moment,
- P_i = Net ivmelendirme gücü,
- P_m = Mekanik giriş gücü,
- I = Makinenin atalet momenti,
- M = Makinenin açısal momenti.

Generatör modeli oluşturulurken sürekli hal yada nominal durum değerleri “o” indisi ile (δ_o , ω_o gibi) gösterilecek. Nominal değerlerden sapmalar “ Δ ” ile gösterilecektir ($\Delta\delta$, $\Delta\omega$ gibi).

$$T_i = I.\alpha \quad (2.1)$$

$$M = \omega.I \quad (2.2)$$

$$P_i = \omega.T_i = \omega.(I.\alpha) = M.\alpha \quad (2.3)$$

Başlangıçta bir tek dönen makine olduğunu varsayalım ve bu makinenin sürekli durum hızının ω_o ve faz açısının δ_o olduğunu varsayalım. Bu makine elektriksel ve mekaniksel bozulmalardan dolayı hızlanmaya yada yavaşlamaya zorlanır. Burada $\Delta\omega$ hız değişimi ve $\Delta\delta$ faz açısı değişimidir. Hızlanma durumunda makinenin hızı;

$$\omega = \omega_o + \alpha.t \quad (2.4)$$

ise;

$$\Delta\delta = \int (\omega_o + \alpha.t)dt - \int \omega_o.dt = \omega_o.t + \frac{1}{2}.\alpha.t^2 - \omega_o.t = \frac{1}{2}.\alpha.t^2 \quad (2.5)$$

olur. Hız değişimi $\Delta\omega$ ise;

$$\Delta\omega = \alpha.t = \frac{d}{dt} . (\Delta\delta) \quad (2.6)$$

olarak bulunur. Faz açısı sapması, hız sapması ve net ivmelendirme momenti arasındaki ilişki;

$$T_i = I.\alpha = I \frac{d}{dt} . (\Delta\omega) = I \frac{d^2}{dt^2} (\Delta\delta) \quad (2.7)$$

olur.

$$P_i = P_{io} + \Delta P_i \quad (2.8)$$

$$P_{io} = P_{mo} - P_{eo} \quad (2.9)$$

$$\Delta P_i = \Delta P_m - \Delta P_e \quad (2.10)$$

olduğundan,

$$P_i = (P_{mo} - P_{eo}) + (\Delta P_m - \Delta P_e) \quad (2.11)$$

dır. Momentler için;

$$T_i = (T_{mo} - T_{eo}) + (\Delta T_m - \Delta T_e) \quad (2.12)$$

(2.3) ifadesini kullanarak

$$P_i = P_{io} + \Delta P_i = (\omega_o + \Delta\omega)(T_{io} + \Delta T_i) \quad (2.13)$$

yazılır. (2.11) ve (2.12) ifadelerini kullanarak

$$(P_{mo} - P_{eo}) + (\Delta P_m - \Delta P_e) = (\omega_o + \Delta\omega) \cdot [(T_{mo} - T_{eo}) + (\Delta T_m - \Delta T_e)] \quad (2.14)$$

elde edilir. $P_{mo}=P_{eo}$, $T_{mo}=T_{eo}$, ΔT_m ve ΔT_e ile $\Delta\omega$ nın çarpımlarını ihmal edersek,

$$\Delta P_m - \Delta P_e = \omega_o \cdot (\Delta T_m - \Delta T_e) \quad (2.15)$$

elde edilir. (2.7) ve (2.11) eşitliklerinden

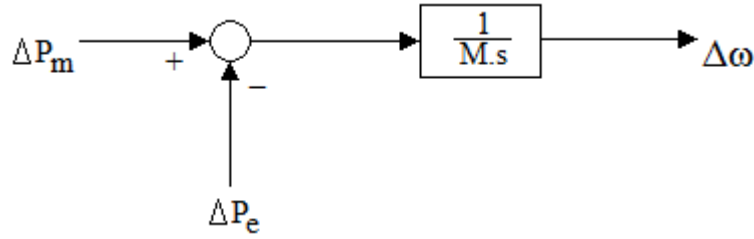
$$(T_{mo} - T_{eo}) + (\Delta T_m - \Delta T_e) = I \frac{d}{dt}(\Delta\omega) \quad (2.16)$$

$$\Delta P_m - \Delta P_e = \omega_o \cdot I \frac{d}{dt}(\Delta\omega) = M \frac{d}{dt}(\Delta\omega) \quad (2.17)$$

halini alır. Yukarıdaki eşitliğe Laplace dönüşümü uygularsak,

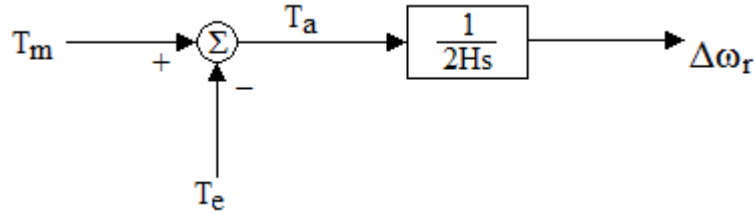
$$\Delta P_m - \Delta P_e = Ms\Delta\omega \quad (2.18)$$

olur. Bu eşitlik aşağıda Şekil 2.2'deki gibi modellenir.



Şekil 2.2 Mekanik ve elektriksel güç ile hız değişimi arasındaki ilişki (Kundur 1993).

Hız ile moment arasındaki transfer fonksiyonu $M=2H$ alınır (Kundur 1993). Bu aşağıdaki Şekil 2.3’de gösterilmiştir. Burada H =atalet sabiti ve birimi MW-Sn/MVAR’dır.



Şekil 2.3 Hız ve momentin transfer fonksiyonu bağıntısı (Kundur 1993).

2.2 Yük Modeli

Güç sistemlerindeki yükler farklı şekillerde bulunur. Bu yükler frekansa bağımlı olan motor yükleri ve frekanstan bağımsız olan omik yüklerden oluşmuştur. Motor yükleri elektriksel yüklerin önemli bir kısmını oluşturduğu için frekans değişikliğinin sistemdeki net yük üzerindeki etkisinin bir model ile belirlenmesi gerekir. Frekansın değişmesiyle yükte oluşan değişiklik arasındaki bağıntı aşağıdaki gibi verilebilir (Akalin 1998).

$$\Delta P_D = D \cdot \Delta \omega \quad (2.19)$$

$$D = \frac{\Delta P_D}{\Delta \omega} \quad (2.20)$$

dır.

ΔP_D = Frekansa duyarlı yük değişimi.

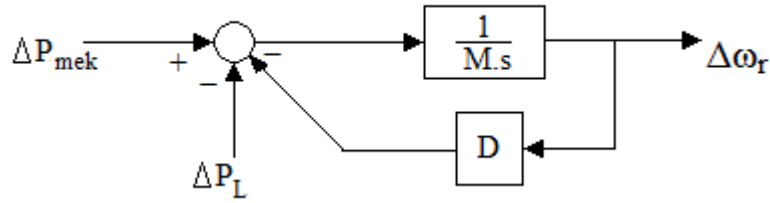
D = Yük sönüm sabiti.

$\Delta\omega$ = Açısal hızdaki değişim.

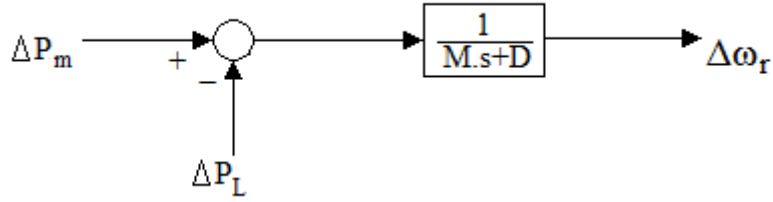
Yük sönüm sabiti yükteki yüzde değişimin frekanstaki yüzde değişime oranı olarak ifade edilir. Tipik değeri %1-2 civarındadır. Örneğin frekanstaki %1,3 değişim için, yük %1 değişirse $D=1,3/1=1,3$ olur. Elektriksel yükteki net değişiklik ΔP_e ;

$$\Delta P_e = \Delta P_L + D\Delta\omega \quad (2.21)$$

olarak ifade edilir. Yük sönümünün etkisi ile sistemin yeni hali Şekil 2.4 (a) ve (b)'de gösterilmiştir (Kundur 1993).



(a)



(b)

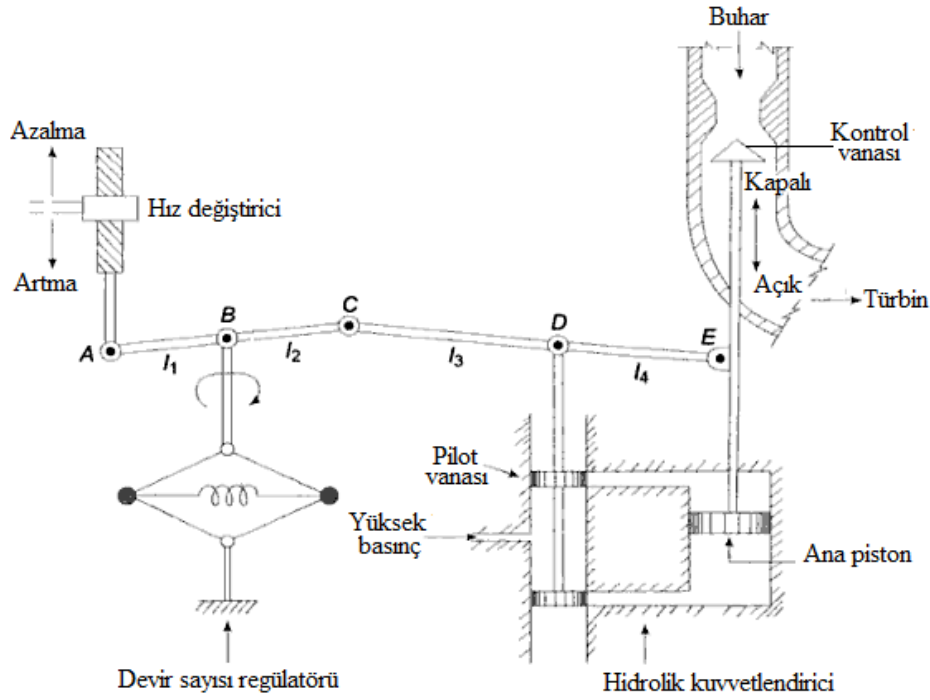
Şekil 2.4 (a) İndirgenmemiş dönen kütle ve yükün blok diyagramı.

(b) İndirgenmiş dönen kütle ve yükün blok diyagramı.

2.3 Hız Regülatörü Modeli

Güç sistemlerinde aktif güç kontrolü türbin tahrik momentinin kontrolü ile sağlanır. Üretim türbin tarafından sabit bir mekanik çıkış gücü ile tahrik edilsin. Bir yük

değişiminde hızda değişiklik olur ve türbin çıkış gücü sabit olduğundan frekans istenmeyen değerlere ulaşır. Bu istenmeyen olayları önlemek için hızı hassaslaştıran yük değişimlerine göre giriş vanasını ayarlayan ve çıkış gücünü değiştiren, nominal frekansa ulaşmasını sağlayan bir hız regülatör sisteminin olması gerekir. Yük frekans kontrolünde en önemli görev hız regülatörüne aittir. Şekil 2.5’de hız regülatör sisteminin işleyişi bir diyagram ile gösterilmektedir.



Şekil 2.5 Hız regülatör sisteminin basitleştirilmiş fonksiyonel diyagramı (Elgerd 1971).

Hız regülatörü temelde mil hızını bir pozisyon çıkışına çeviren mekanik bir çeviricidir. Hız regülatörü çıkışı, hız değiştiricinin pozisyonu ile belirlenen bir hız yük referansı (ΔP_{ref}) ile karşılaştırılır. Hata sinyali (ΔP_g) kontrol valfini kontrol etmek için kullanılır (Akalin1998).

$$\Delta P_g = \Delta P_{ref} - \frac{I}{R} \Delta f \text{ (MW)} \quad (2.22)$$

Hız regülasyonu R_u şu şekilde yazılabilir (Darçın 2004);

$$R_u = \frac{(f_2 - f_1) / f_n}{P_{GN} / S_n} \text{ per - unit} \quad (2.23)$$

f_2 =Yüksüz durumda frekans (Hz),

f_1 =Nominal güç çıkışında frekans (Hz),

f_n =Nominal frekans (Hz),

P_{GN} =Generatör ünitesinin nominal çıkış gücü (MW),

S_n =Megawatt baz değeri.

$$R = R_u \frac{f_n}{S_n} = \frac{f_2 - f_1}{P_{GN}} \left(\frac{Hz}{MW} \right) \quad (2.24)$$

R = Hız ayar karakteristiğinin eğim genliğidir.

Hız regülatörünün düzeneği buhar valfini kontrol etmek için gereken kuvveti geliştiremez. Hız regülasyon sinyalini yükseltmek için hız yol verici olarak nitelendirilen bir pilot valf ve bir hidrolik kuvvetlendirici kullanılır. Pilot valfin bu kuvvetlendiriciye giriş pozisyonu X_D ve çıkış pozisyonu X_E 'dir. Pilot valfdeki değişim ΔX_D ise:

$$\Delta X_D = \Delta P_g - \Delta P_v \quad (2.25)$$

$$\Delta P_v = K_g \int \Delta X_D dt \quad (2.26)$$

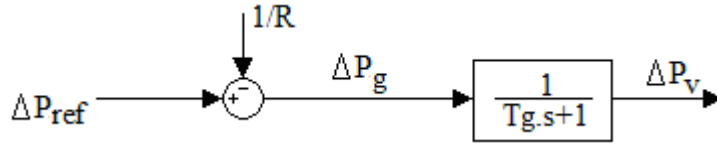
dir. Burada pozitif K_g sabiti; açıklığa, silindir şekline ve akışkan basıncına bağlıdır. Son iki denklemin Lablace dönümü yapılarak, türbine buhar akışını ayarlamak üzere kontrol valfinin pozisyonunu değiştirecek sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir (Akalın 1998).

$$G_G(s) = \frac{\Delta P_v}{\Delta P_g} = \frac{1}{1 + sT_g} \quad (2.27)$$

Burada; T_g zaman sabiti olup

$$T_g = \frac{I}{K_g} \quad (2.28)$$

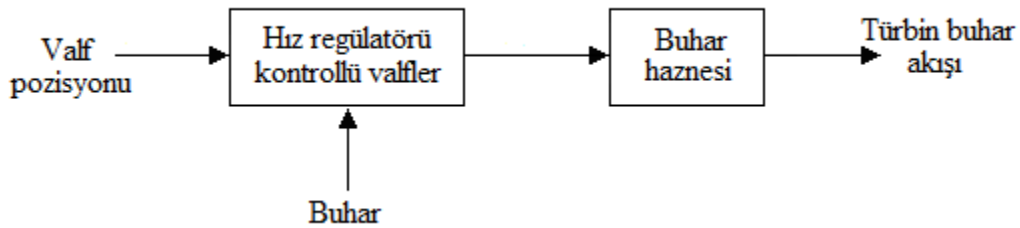
dır. Sistemin blok diyagramı ile ifadesi Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



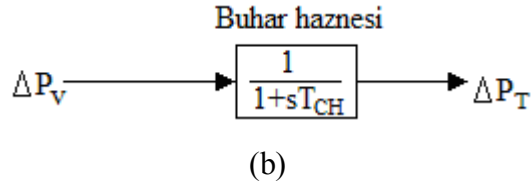
Şekil 2.6 Buhar türbini için hız regülatör sisteminin matematiksel modelinin blok diyagram ile ifadesi (Elgerd 1971).

2.4 Türbin Modeli

Buhar türbinlerinde buhar akışını kontrol etmek için yüksek basınç türbinine girişte, hız regülatörü ile kontrol edilen valfler kullanılır. Hız regülatör kontrollü valf ile yüksek basınçlı türbin arasında Şekil 2.7 (a)'da görüldüğü gibi bir buhar haznesi vardır. Bu hazne valfteki buhar akışı ve yüksek basınçlı türbindeki buhar akışı arasındaki gecikme zamanı ile tanımlanır. Şekil 2.7 (b)'de T_{CH} zaman sabiti olarak gösterilmiştir.



(a)



Şekil 2.7 (a) Ön ısıtmalı türbinin blok diyagramı.

(b) Matematiksel modeli (Akalın 1998).

2.5 Bağlantı Hattı Modeli

İletim hatlarındaki kayıplar ihmal edilirse iki hat arası gücü aşağıdaki gibi yazabiliriz;

$$P_{hat12} = \frac{|V_1||V_2|}{X_{12}} \sin(\delta_1 - \delta_2) \quad (2.29)$$

V_1 = 1. bölge hat sonu gerilimi,

V_2 = 2. bölge hat sonu gerilimi,

X_{12} = 1. ve 2. bölgeleri arasındaki iletim hattının eşdeğer reaktansı,

δ_1 = 1. bölge için hat sonu gerilimine ait faz açısı,

δ_2 = 2. bölge için hat sonu gerilimine ait faz açısı,

olarak alınmıştır. Burada;

$$V_1 = |V_1|e^{j\delta_1}, V_2 = |V_2|e^{j\delta_2} \quad (2.30)$$

olarak yazılır. Eğer faz açılarının ilk değerlerinden bir sapma olursa, bağlantı hattında oluşacak değişiklik şu şekilde ifade edilir;

$$\Delta P_{hat12} = \frac{\partial P_{hat12}}{\partial (\delta_1 - \delta_2)} (\Delta \delta_1 - \Delta \delta_2) \quad (2.31)$$

Böylece;

$$\Delta P_{hat12} = \frac{|V_1| \cdot |V_2|}{X_{12}} \cdot \cos[\delta_{1(o)} - \delta_{2(o)}] (\Delta \delta_1 - \Delta \delta_2) \quad (2.32)$$

olarak bulunur. Frekanstaki sapma, Δf açındaki sapma ile bağlantılı olarak ifade edilirse;

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} (\delta_{(o)} + \Delta \delta) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} (\Delta \delta) \quad (2.33)$$

yada tersi bir ifade ile, açındaki sapma;

$$\Delta \delta = 2\pi \cdot \int_0^t \Delta f dt \quad (2.34)$$

elde edilir (Elgerd 1971). Bağlantı hattı gücündeki sapmanın, ΔP_{hat12} frekanstaki sapma ile bağlantılı ifadesi;

$$\Delta P_{hat12} = T_{12} \cdot \left(\int \Delta f_1 dt - \int \Delta f_2 dt \right) \quad (2.35)$$

şeklindedir ve buradaki eş zamanlılık katsayısı T_{12} , şu şekilde ifade edilebilir;

$$T_{12} = 2\pi \cdot \frac{|V_1| \cdot |V_2|}{X_{12}} \cdot \cos[\delta_{1(o)} - \delta_{2(o)}] \quad (2.36)$$

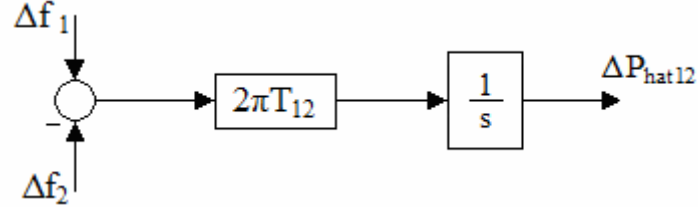
Eşitlik 2.32'ye Laplace formülü uygulanırsa;

$$\Delta P_{hat12}(s) = \frac{T_{12}}{s} \cdot [\Delta F_1(s) - \Delta F_2(s)] \quad (2.37)$$

elde edilir. Sonuç olarak bölgedeki toplam güç değişimi şu şekilde açıklanabilir (Akalın 1998).

$$\Delta P_{hat12}(s) = \frac{I}{s} \cdot \Sigma T_{12} [\Delta F_1(s) - \Delta F_2(s)] \quad (2.38)$$

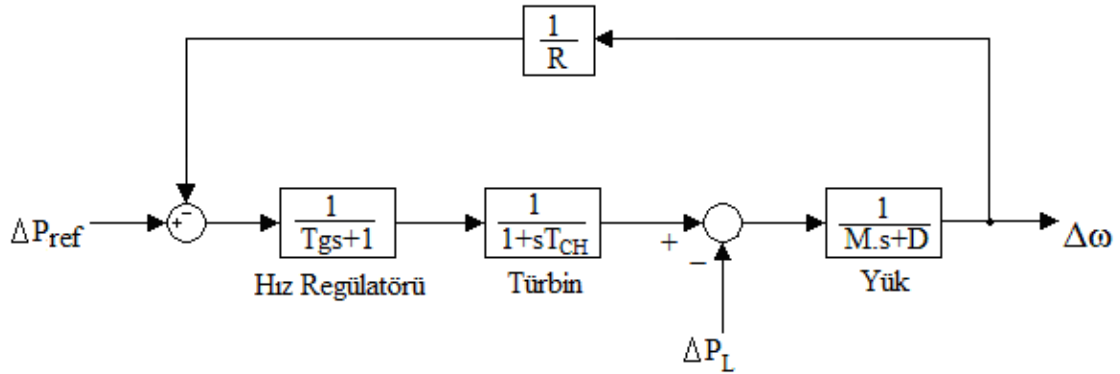
Bütün bu işlemler ile bağlantı hattının matematiksel modeli Şekil 2.8’de gösterilmiştir.



Şekil 2.8 Güç sistemlerinde bağlantı hattının matematiksel modeli (Akalin 1998).

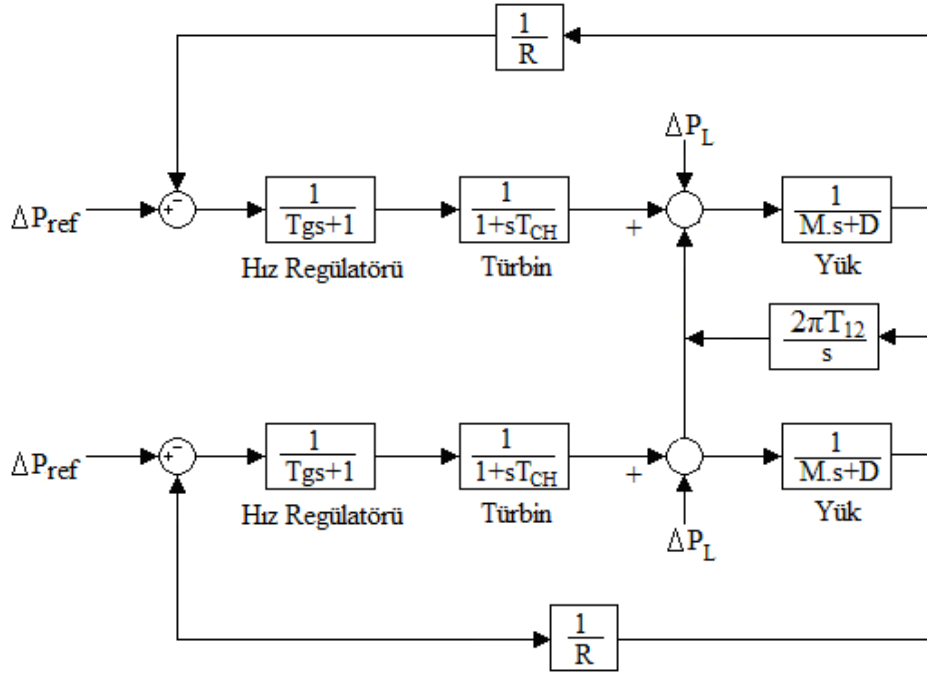
2.6 Bir Güç Sisteminin Yük Frekans Kontrolüne Uygun Modeli

Önceki bölümlerde modelleri çıkarılan yük, generatör, türbin, hız regülatörü gibi temel elemanların oluşturduğu tek bölgeli güç sisteminin yük frekans kontrolüne uygun matematiksel modeli Şekil 2.9’da verilmektedir.



Şekil 2.9 Tek bölgeli bir güç sisteminin yük frekans kontrolüne uygun modeli (Tan 2009).

İki bölgeli bir güç sisteminin yük frekans kontrolüne uygun matematiksel modeli Şekil 2.10’da verilmektedir.



Şekil 2.10 İki bölgeci bir güç sisteminin yük frekans kontrolüne uygun matematiksel modeli (Talaq and Al-Basri 1999).

2.7 Otomatik Yük Frekans Kontrolünde Birincil Kontrol

Normal işletme şartlarında sistemin güç dengesi sürekli. Bu durumda;

$$P_G = P_L + P_{kayıp} \quad (2.39)$$

olur. Frekans bu durumda nominal değerindedir. Yükün aniden artması dengeyi bozar. Generatör çıkışı da yeni yüke uyum sağlamak için aniden artar ve;

$$\Delta P_L = \Delta P_G \quad (2.40)$$

olur. Ancak bu denge sağlanırken $\Delta P_T = \Delta P_L$ (MW) değerinde bir dengesizlik olur ve buna bağlı olarak hız ve frekans değişir. Bu değişiklik alan boyunca düzgün kabul edilir ve kinetik enerjinin hızının karesi ile doğru orantılı olduğu düşünülürse;

$$W_{kin} = W_{kin0} \cdot \left(\frac{f'}{f_0}\right)^2 \quad MW_S \quad (2.41)$$

olur ve güç dengesi; türbin güç artışı, yük değişikliği ve kinetik enerjinin değişiminin toplamına eşit olur.

$$\Delta P_T = \Delta P_L + D\Delta f + \frac{d}{dt}(W_{kin}) \quad MW \quad (2.42)$$

Burada $f' = f_0 + \Delta f$ dir. Denklem 2.42'de yerine konulursa;

$$W_{kin} \approx W_{kin0} \left(1 + 2\frac{\Delta f}{f_0}\right) \quad (2.43)$$

olur. Denklem (2.42), denklem (2.43)'de yerine konulursa güç dengesi eşitliği şu şekli alır;

$$\Delta P_T - \Delta P_L = \frac{2W_{kin0}}{f_0} \frac{d}{dt}(\Delta f) + D\Delta f \quad MW \quad (2.44)$$

Denklem (2.44) generatör nominal gücü P_{GN} ile bölünür ise, makinenin atalet sabiti per-unit cinsinden tanımlanır.

$$H = \frac{W_{kin0}}{P_{GN}} \quad \left(\frac{MW_S}{MW}\right) \quad (2.45)$$

H sabiti genelde 2-8 saniye arasındadır. Yukarıdaki eşitlik şu hale gelir;

$$\Delta P_T - \Delta P_L = 2H \frac{d}{dt}(\Delta f) + D\Delta f \quad p.u. \quad MW \quad (2.46)$$

Denkleme Laplace dönüşümü uygulanırsa;

$$\Delta P_T(s) - \Delta P_L(s) = 2 \frac{H(s)}{f_0} \Delta f(s) + D \Delta f(s) \quad (2.47)$$

olur. Buradan;

$$\Delta f(s) = G_p(s) [\Delta P_T(s) - \Delta P_L(s)] \quad (2.48)$$

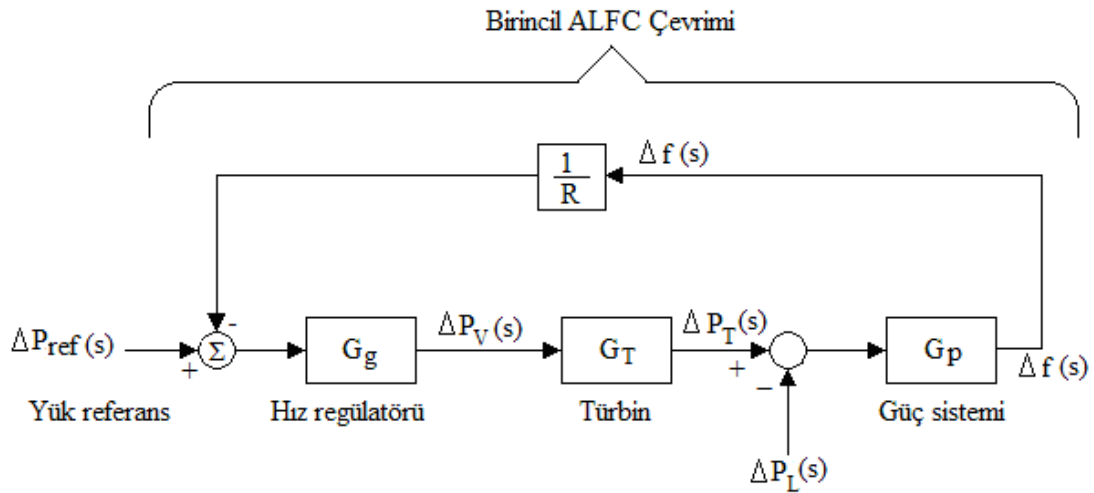
denklemini bulunur. G_p ; güç sistemi transfer fonksiyonudur. Burada;

$$G_p(s) = \frac{K_p}{1 + sT_p} \quad (2.49)$$

$$T_p(s) = \frac{2H}{f_0 D} \quad (sn) \quad (2.50)$$

$$K_p(s) = \frac{1}{D} \left(MW \frac{Hz}{p.u.} \right) \quad (2.51)$$

Bulunan denklemler yardımıyla Şekil 2.11’de otomatik yük frekans kontrolü (ALFC) için birincil kontrolün şekli verilmiştir.



Şekil 2.11 Birincil otomatik yük frekans kontrol çevrimi (Akalin 1998).

2.8 Otomatik Yük Frekans Kontrolünde İkincil Kontrol Çevrimi

İkincil otomatik yük frekans kontrol çevrimi ile frekans istenilen değere getirilir ve sabit kalması sağlanır. Şekil 2.11’de görüldüğü gibi otomatik yük frekans kontrol çevrimi, bir çıkış; Δf ve iki giriş; ΔP_{ref} , ΔP_L değişkenine sahiptir. Bu şekle göre denklem aşağıdaki gibi bulunur;

$$\Delta f = G_p \left[\left(\Delta P_{ref} - \frac{1}{R} \Delta f \right) G_g G_r - \Delta P_L \right] \quad (2.52)$$

Yük frekans kontrolünün dinamiğini daha iyi anlamak için otomatik kontrol çevriminin kontrollü ve kontrolsüz durumunu incelemek gerekir.

2.9 Kontrolsüz Durumda Otomatik Yük Frekans Kontrol Çevriminin Frekans Cevabı

Hız değiştirici pozisyon değiştirmezse $\Delta P_{ref} = 0$ olur. Bu durumda frekans değişiminin transfer fonksiyonu;

$$\Delta f(s) = - \frac{G_p(s)}{1 + \frac{1}{R} G_p(s) G_g(s) G_r(s)} \Delta P_L(s) \quad (2.53)$$

olur. $\Delta P_L = M$ kadar bir basamak yük değişikliği için,

$$\Delta P_L(s) = \frac{M}{s} \quad (2.54)$$

olarak transfer fonksiyonu elde edilir. $\Delta f(s)$ ’nin kararlı hali $\lim_{s \rightarrow 0} [s \Delta f(s)]$ ile bulunur.

$$\lim_{s \rightarrow 0} [s \Delta f(s)] = - \frac{\Delta P_L K_P}{1 + \frac{1}{R} K_P} \quad (2.55)$$

$$K_P = \frac{1}{D} \Rightarrow \Delta f_0 = - \frac{\Delta P_L}{D + \frac{1}{R}} \quad (2.56)$$

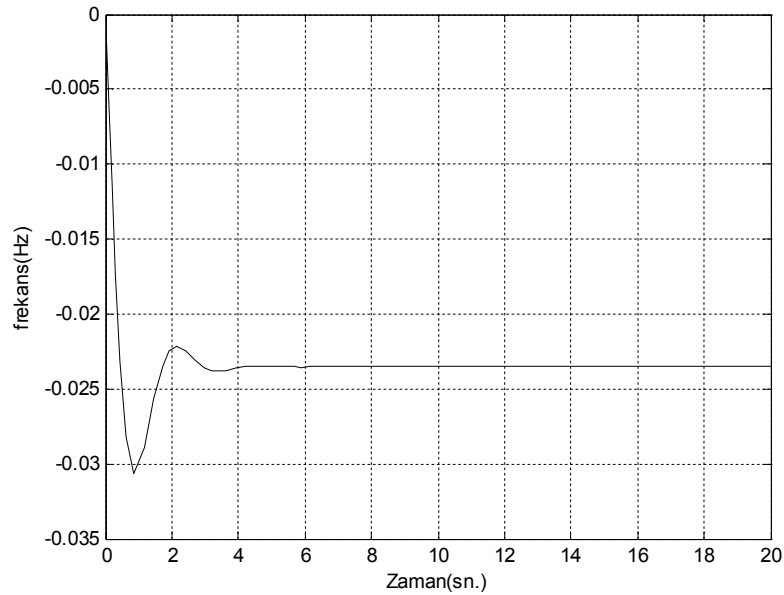
olarak bulunur. Buradan bölge frekans cevap karakteristiği β ile tanımlanabilir. Yapılan işlemler sonucunda frekans düşüşü;

$$\beta = D + \frac{1}{R} \quad p.u. \frac{MW}{Hz} \quad (2.57)$$

$$\Delta f_0 = - \frac{\Delta P_L}{\beta} = - \frac{M}{\beta} \quad (Hz) \quad (2.58)$$

bulunur. Sistemin dinamik davranışını incelemek amacıyla eşitlik (2.53)'e Lablace dönüşümü uygulanırsa, R'nin azalmasının statik frekans hatasını azalttığı görülür.

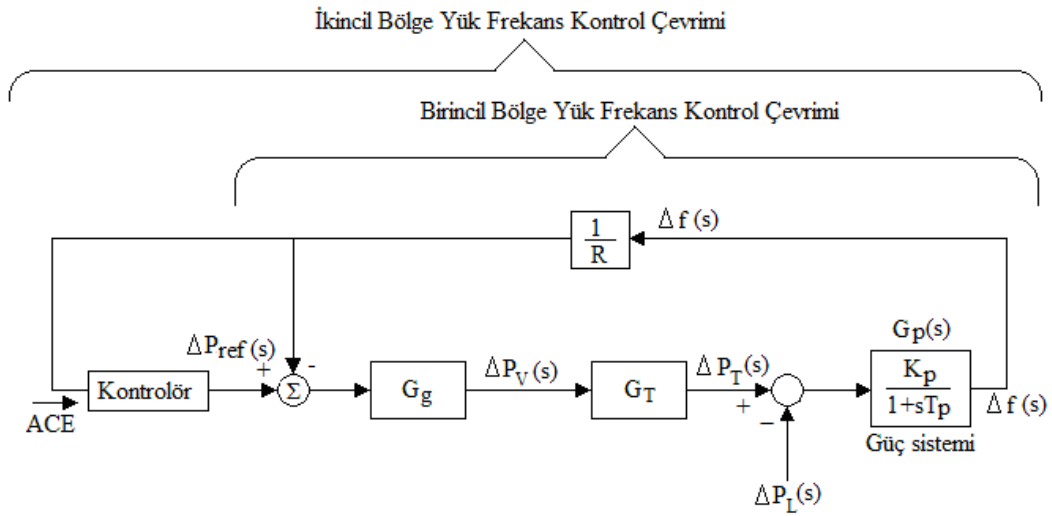
Şekil 2.12'de birim yük değişikliği için birincil frekans kontrolünün frekans bozulmasına verdiği cevaptır (Elgerd 1971).



Şekil 2.12 Birincil yük frekans kontrol çevriminin adım yük değişimine verdiği frekans cevabı.

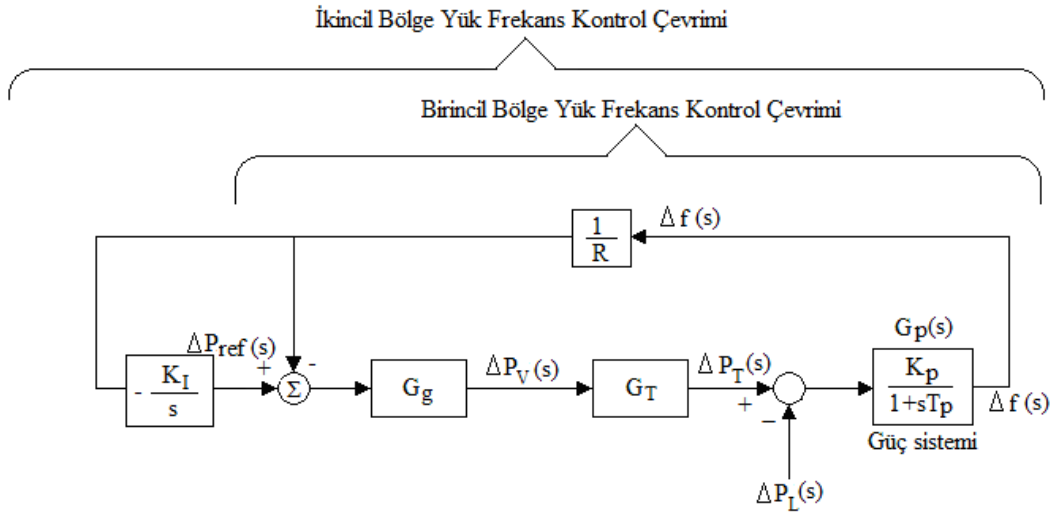
2.10 Kontrollü Durumda Otomatik Yük Frekans Kontrol Çevriminin Frekans Cevabı

Hız regülatörünün sağladığı frekans sabitliğinden daha iyi sonuçlar sağlamak ve bir adım yük değişikliğinde, frekans hatasını sıfıra indirmek için hız değiştirici ile hareket ettirilmelidir. Şekil 2.13’de birincil yük frekans kontrol çevrimine ikincil kontrol eklenerek elde edilmiştir. Kontrolü besleyen sinyal “Bölge Kontrol Hatası (Area Control Error)” olarak adlandırılır. Tek bölgeli sistemlerde bu sinyal; $ACE = \Delta f$ ’dir.



Şekil 2.13 Kapalı çevrim otomatik yük frekans kontrolü (Çam 2004).

İkincil kontrolde kontrolör olarak integral kontrolör kullanılarak sistem incelenirse sürekli durumda sıfır frekans hatası sağlanır.



Şekil 2.14 İntegral kontrolörü ile donatılmış tek bölgeli bir güç sisteminin otomatik yük frekans kontrol diyagramı (Akalin 1998).

İntegral kontrolörün görevi; sistemde hata kaldığında çıkışını arttırarak hız değıştiriciyi hareketlendirmektir. Eğer çıkışta sabit bir değer varsa, bu durumda frekans hatası sıfır olur ve hız değıştiricinin pozisyonu sabit kalır. K_I ; kazanç sabitidir ve integral kontrolünün integrasyon oranını kontrol eder ve çevrimin cevap hızını denetler.

Basamak yük değışimine karşılık olarak hız değıştiricinin pozisyon değıştirdiğı düşünölürse;

$$\Delta P_{ref}(s) = -\frac{K_I}{s} \Delta f(s) \quad (2.59)$$

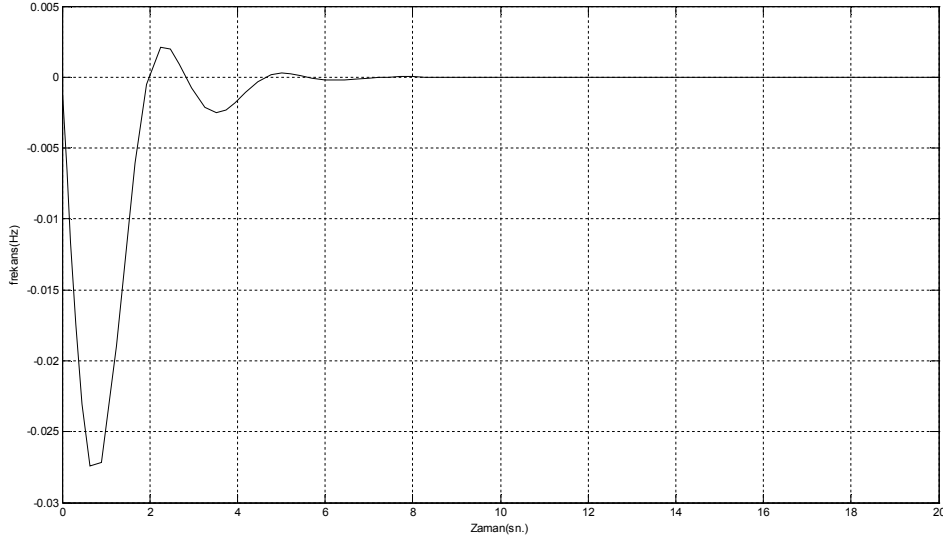
olur. Şekil 2.14'den

$$\Delta P(s) = -\frac{K_I}{s} \frac{G_p(s)}{1 + \frac{I}{R} G_p(s) G_g(s) G_T(s)} \frac{M}{s} \quad (2.60)$$

elde edilir. Sistemin dinamik davranışını için denklem 2.60'a Laplace dönüşümü uygulanırsa;

$$K_I > \frac{I}{4T_p K_P} \left(1 + \frac{K_P}{R}\right)^2 = K_{I,kritik} \quad (2.61)$$

elde edilir. $K_I \leq K_{I,kritik}$ ise kontrol sistemi osilasyon yapmayan bir cevap sağlar. Şekil 2.15’de adım yük değişimine integral kontrolör eklenmiş ikincil kontrol frekans çevriminin cevabı görülmektedir.



Şekil 2.15 Şekil 2.14’de tanımlanan sistem için adım yük değişiminde ortaya çıkan dinamik frekans dalgalanması.

2.11 Alan Kontrol Hatasının Hesaplanması

Elektrik güç sisteminin yük frekans kontrolü kabiliyeti ve frekans dengesi Alan Kontrol Hatası (Area Control Error- ACE) ile ölçülür. Belirli zaman aralıklarında alan kontrol hatası sıfırlanmakta buda üretim tüketim dengelenmesi ve frekans bağlantı hattı güç değerinin nominal değere getirilmesi demektir (Özdemirci 2002).

Alan kontrol hatası hesaplanırken hangi kontrol modunda çalıştığı ve hangi kontrol uygulamalarının aktif konumda olduğuna dikkat edilmelidir (Darçın 2004). Üç ayrı kontrol modu vardır;

1. Sabit alışveriş kontrol modu

2. Sabit frekans kontrol modu
3. Bağlantı hattı eğilimi kontrol modu

Alan kontrol hatası hesaplanırken frekans ve bağlantı hattı ifadesi dikkate alınır.
Frekans;

$$ACE_f = K(f_D - f_A) \quad (2.62)$$

olarak bulunur.

K=Sistemin güç frekans sabiti

f_D =İstenilen frekans

f_A =Gerçekleşen frekans

Sistemin bağlantı hattı ifadesi;

$$ACE_T = (DNI_T - ANI_T) \quad (2.63)$$

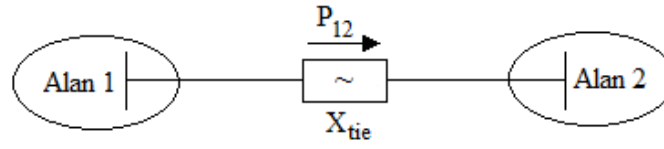
ile bulunur.

DNI_T =İstenilen net alışveriş

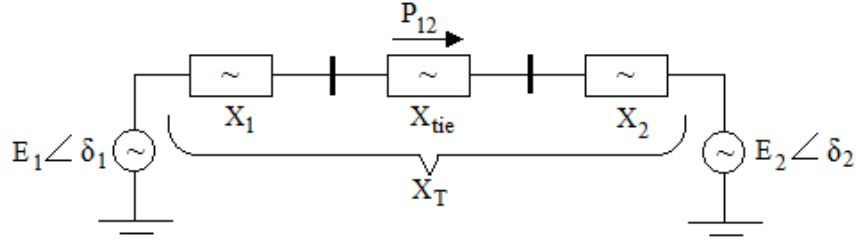
ANI_T =Aktüel net alışveriş

2.12 İki ve Daha Fazla Kontrol Bölgesine Sahip Güç Sistemlerinde Otomatik Yük Frekans Kontrolü

İki veya ikiden fazla kontrol bölgesine sahip güç sistemlerinin ilave kontrolünü oluşturmak için önce sadece birincil hız kontrolünün olması durumundaki davranışına bakılır (Demirören 2004). Şekil 2.16’da verilen iki bölgeli sistem göz önüne alınsın. Şekil 2.17’de iki bölgeli sistemin elektriksel eşdeğeri verilmiştir.



Şekil 2.16 İki alanlı sistem.



Şekil 2.17 Elektriksel eşdeğeri.

1 nolu alandan 2 nolu alana bağlantı hattındaki güç akışı;

$$P_{12} = \frac{E_1 E_2}{X_T} \sin(\delta_1 - \delta_2) \quad (2.64)$$

dir. $\delta_1 = \delta_{10}$ ve $\delta_2 = \delta_{20}$ alınarak ilk çalışma noktası civarında doğrusallaştırma yapılırsa,

$$\Delta P_{12} = T \Delta \delta_{12} = T(\Delta \omega_1 - \Delta \omega_2) \quad (2.65)$$

elde edilir. Burada $\Delta \delta_{12} = \Delta \delta_1 - \Delta \delta_2$ ve T bağlantı hattı senkronizasyon moment katsayısıdır.

$$T = \frac{E_1 E_2}{X_T} \cos(\delta_{10} - \delta_{20}) \quad (2.66)$$

ΔP_{12} 'nin pozitif olması 1 alanından 2 alanına güç transferinin arttığını gösterir. Etki olarak bu 1 alanının yükünün artmasına ve 2 alanının yükünün azalmasına eşdeğerdir. Bu yüzden, ΔP_{12} 'nin geri beslemesi 1 alanı için negatif işarete ve 2 alanı için pozitif işarete sahiptir. Sürekli durum frekans sapması ($f - f_0$) iki alan içinde aynıdır.

ΔP_L toplam yük değişimi için,

$$\Delta f = \Delta \omega_1 = \Delta \omega_2 = -\frac{\Delta P_L}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) + D_1 + D_2} \quad (2.67)$$

olur. 1 alanında ΔP_{L1} yük artımını izleyen sürekli durum değerleri göz önüne alınırsa;
1 alanı için,

$$\Delta P_{m1} - \Delta P_{12} - \Delta P_{L1} = \Delta f D_1 = \Delta P_{D1} \quad (2.68)$$

2 alanı için,

$$\Delta P_{m2} + \Delta P_{12} = \Delta f D_2 = \Delta P_{D2} \quad (2.69)$$

olur. Bundan dolayı, regülasyona bağlı mekanik güçteki değişim,

$$\Delta P_{m1} = -\frac{1}{R_1} \Delta f \quad (2.70)$$

$$\Delta P_{m2} = -\frac{1}{R_2} \Delta f \quad (2.71)$$

olur. Bu iki denklem (2.62) ve (2.63) denklemlerinde yerine konulursa;

$$\Delta f \left(\frac{1}{R_1} + D_1\right) = -\Delta P_{12} - \Delta P_{L1} \quad (2.72)$$

$$\Delta f \left(\frac{1}{R_2} + D_2\right) = \Delta P_{12} \quad (2.73)$$

olup,

$$\Delta f = \frac{\Delta P_{L1}}{(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}) + D_1 + D_2} = -\frac{\Delta P_{L1}}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.74)$$

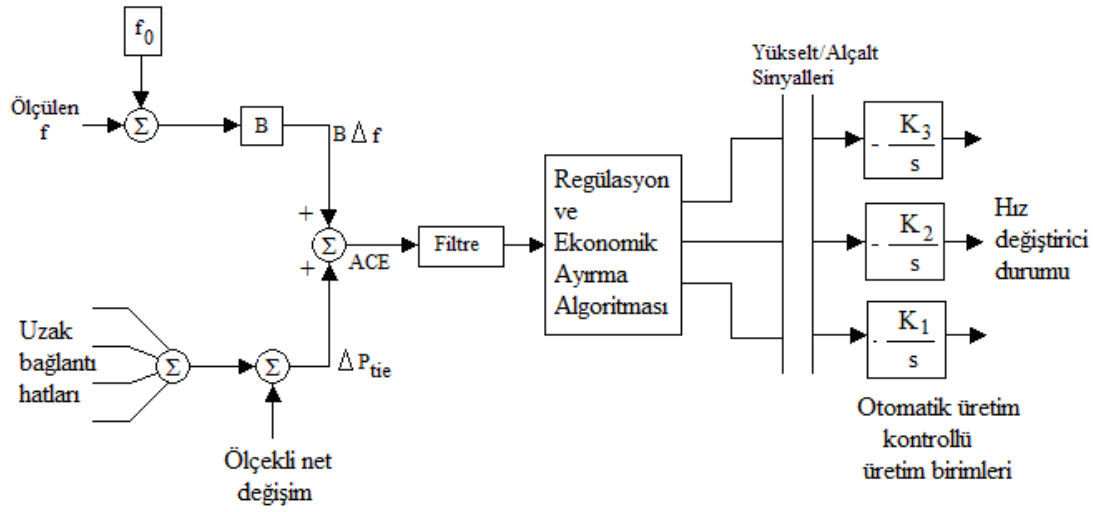
$$\Delta P_{12} = \frac{\Delta P_{L1}(\frac{1}{R_2} + D_2)}{(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}) + D_1 + D_2} = -\frac{\Delta P_{L1}\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.75)$$

bulunur. Burada β_1 ve β_2 , 1 ve 2 bölgelerine ait karma frekans cevaplarıdır.

Modern otomatik üretim kontrolünde, kontrol hareketleri çoğunlukla merkezi bölgelerde her bir kontrol alanı için belirlenir. Bağlantı hattı akışları, sistem frekansı ve birimlerin MW olarak yüklenmeleri kontrol hareketlerinin sayısal bilgisayarlar yardımı ile belirlendiği yerler olan uzaktaki merkezi bölgelere iletilir ve belirlenen kontrol hareketleri aynı telemetrik kanallar üzerinden üretim birimlerine iletilir (Demirören 2004).

Alan kontrol hatası kontrol alanındaki toplam üretimin yükselmesi yada düşmesi gerektiğini gösterir. Her bir birim, katılım faktörü hesaplaması ve baz noktası ile belirlenecek olan ekonomik çıkıştan sapabilir. Otomatik üretim kontrolü (OÜK) mantığı, aynı zamanda birimler ekonomik dağıtıma göre davranacak şekilde zorlayarak birim çıkışındaki hatalarla da çalıştırılır. Bunun için, birim çıkış hatalarının toplamı bütün kontrol sistemini çalıştıran karma hata işaretini oluşturmak için alan kontrol hatasına sokulur, burada alan kontrol hatası hesabı, üretim tahsisatı hesabı ve birim kontrol çevrimi ile birleştirilir. Otomatik üretim kontrol sistemi bütün kontrol sisteminin, alan kontrol hatasını sıfıra götürmeye çalışır ayrıca her bir birimin çıkışını ihtiyaç duyduğu ekonomik değere ayarlamaya çalışır (Kundur 1993). Otomatik üretim kontrolünde en iyi tasarım için üç genel kıstas vardır;

1. Alan kontrol hatasının genellikle çok büyük olmasının önlenmesi gerekir.
2. Alan kontrol hatasının sürüklenmesine izin verilmez.
3. Otomatik üretim kontrolünün değeri minimumda tutulmalıdır.



Şekil 2.18 Her bir kontrol bölgesi için otomatik üretim kontrolü mantığı (Kundur 1993).

2.12.1 Bağlantı Hattı Kontrolü

İkincil kontrolün amacı her bir alandaki yük ve üretimi dengeye getirmektir. Bu kontrol hareketi; frekansın çizelge değerinde, komşu alanlar arasındaki güç değişiminin çizelge değerlerinde olması sağlandığında gerçekleşir. Bir alan için verilen ek kontrol sadece bir alandaki değişimlerde etkilidir.

ACE, bir frekans yönelim faktörü B ile ağırlık kazanmış frekans değişimi ve bağlantı hattı güç akışı değişimi ile belirlenmiş bir kontrol işaretidir. Yük frekans kontrol çevrimi ACE tarafından sürülür. İki bölgeli bir güç sisteminde birinci kontrol bölgesi için ACE şu şekilde gösterilir (Kundur 1993).

$$ACE_1 = \Delta P_{12} - (-B_1) \Delta f_1 \quad (p.u) \quad (2.76)$$

$$ACE_1 = \Delta P_{12} + B_1 \Delta f_1 \quad (2.77)$$

$$B_1 = \beta_1 = \frac{1}{R_1} + D_1 \quad (2.78)$$

$\Delta P_{21} = -\Delta P_{12}$ olduğundan, ikinci kontrol bölgesi için ACE;

$$ACE_2 = \Delta P_{2l} - (-B_2) \Delta f_2 \quad (p.u) \quad (2.79)$$

$$ACE_2 = -\Delta P_{12} + B_2 \Delta f_2 \quad (2.80)$$

$$B_2 = \beta_2 = \frac{1}{R_2} + D_2 \quad (2.81)$$

şeklinde yazılır. Burada;

ΔP_{12} =1. ve 2. bölgeler arasındaki bağlantı hattı güç akışı değişimi (p.u. MW)

B_1, B_2 =1. ve 2. bölgeler için frekans yönelim faktörü (p.u. MW/Hz)

Δf =Frekans bozulması (Hz)

İntegral kontrol hareketi ACE'nin sıfıra düşmesini sağladığı için, bağlantı hattındaki güç değişimi ve frekans değişimini içeren alan kontrol hatasının herhangi bir birleşimi sürekli durumda bağlantı hattı güç akışı ve frekansın düzelmesini sağlar. İki alanlı sisteme uygulanabilen alan kontrol hata işaretleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$ACE_1 = A_1 \Delta P_{12} + B_1 \Delta f = 0 \quad (2.82)$$

$$ACE_2 = A_2 \Delta P_{2l} + B_2 \Delta f = 0 \quad (2.83)$$

Denklem 2.82 ve 2.83'e göre A_1, A_2, B_1 ve B_2 'nin bütün sıfır olmayan değerleri için, $\Delta P_{12}=0$ ve $\Delta f=0$ olur. Yükteki ani artış, sistem frekansında maksimum frekans salınımını sınırlayan ve sonuç olarak frekanstaki değişimi her iki sistemin regülasyon karakteristikleri ile belirlenmiş olan,

$$\Delta f_R = \frac{\Delta P_{L1}}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.84)$$

değerine geri getiren devir sayısı regülatörü cevabı ile izlenen bir azalmaya yol açar. Bu noktada bağlantı hattı gücünün değişimi çizelgelenmiş değerden farklıdır. İlk hız kontrolünden çok daha yavaş olarak ikincil kontrol hareketi cevap vermeye başlar. Bundan sonra, frekans değişimi Δf_R olduğu andaki alan frekans yönelim faktörlerinin farklı ayarlamaları için, ek kontrol davranışları aşağıdaki gibi incelenebilir.

a. β_1 'e eşit olan B_1 ve β_2 'ye eşit olan B_2 ile

$$ACE_1 = \Delta P_{12} + B_1 \Delta f_R = -\frac{\Delta P_{LI}}{\beta_1 + \beta_2} (\beta_1 + \beta_2) = -\Delta P_{LI} \quad (2.85)$$

$$ACE_2 = -\Delta P_{12} + B_2 \Delta f_R = -\frac{\Delta P_{LI}}{\beta_1 + \beta_2} (-\beta_2 + \beta_2) = 0 \quad (2.86)$$

olur. Alan 1'de sadece ek kontrol ΔP_{LI} 'e cevap verecek ve ACE_1 'i sıfıra götürecektir. şekilde üretimi değiştirecektir.

b. B_1 ve B_2 kendi alanlarının bağıl alan frekans cevabı özelliklerinin iki katı olacak şekilde ayarlanırsa;

$$ACE_1 = \Delta P_{12} + B_1 \Delta f_R = -\frac{\Delta P_{LI}}{\beta_1 + \beta_2} (\beta_1 + 2\beta_2) = -\Delta P_{LI} (1 - \frac{1}{\beta_2}) \quad (2.87)$$

$$ACE_2 = -\Delta P_{12} + 2\beta_2 \Delta f_R = -\frac{\Delta P_{LI}}{\beta_2} \quad (2.88)$$

dir. Bu şekilde hem 1 hem de 2 alanlarının ek kontrolleri çalışacak ve frekans sapmasını iki kere daha hızlı düzeltecektir.

c. Eğer yönelim faktörlerine (B), bağıl alan β 'larından oldukça düşük bir değer verilirse alan 2'deki ek kontrol, ilk hız kontrolünün sonucu olarak bu alandaki generatörler tarafından toplanan üretimi dağıtacaktır. Bu, sistem frekans kontrolünde azalmaya yol açar.

Ayrıca yönelim faktörünün çok yüksek değerleri kontrolün kararlılığı açısından istenmez. Alan frekans cevabı karakteristiği β 'dan oldukça yüksek değerler de ise, kontrol hareketi kararsız olabilir. Yapılan araştırmalar sonucunda en uygun frekans yönelim faktörü değerinin frekans cevap karakteristiğine eşit olduğu yani $|B| = |\beta|$ durumudur (Akalin 1998).

2.12.2 Güç Sistemlerinde Kullanılan Diğer Kontrolörler

Güç sistemlerinin yük frekans kontrolünde çeşitli kontrolörler kullanılmaktadır. Bu kontrolörlerden bazıları şunlardır;

1. I (İntegral) kontrolör
2. P (Oransal) kontrolör
3. PI kontrolör
4. PID kontrolör
5. Bulanık kontrolörler
6. Yapay sinir ağı kontrolörler
7. Genetik algoritma tabanlı kontrolörler

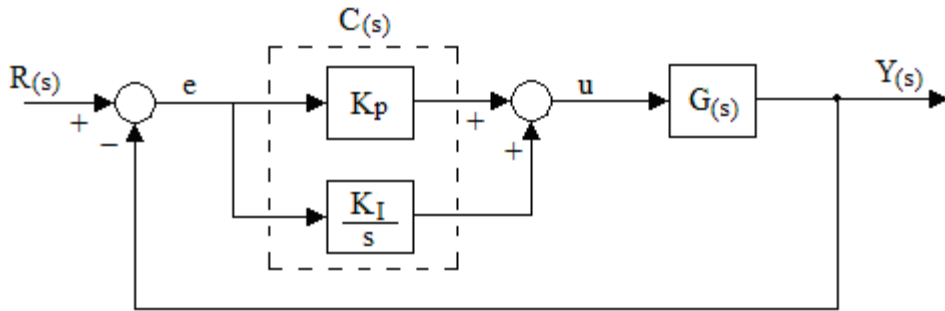
Son zamanlarda sabit katsayılı kontrolörler olan PID kontrolörler yerine daha esnek yapılı olan bulanık kontrolör, yapay sinir ağı kontrolör ve genetik algoritma tabanlı kontrolörler kullanılmaktadır. Yapılan bu tezde parametreleri bulanık kontrolör tarafından hesaplanan bulanık kontrolörler kullanılacaktır. Alınan sonuçlar klasik PI, PID ve kendi aralarında karşılaştırılacaktır.

3. KONTROL YÖNTEMLERİ

Kontrol sistemlerinin amacı, sistemlere girişte verilen sinyali aynı anda olmasa da en kısa sürede yakalaması; yani hızlı cevap vermesi ve bu cevap sinyali olan çıkışında mümkün olduğu kadar az bozulmaya uğramasıdır. İdealde hatanın sıfıra indirilmek istenmesine karşın gerçek hayatta sistemlere etki eden birçok durumun etkisini minimuma indirmek kontrolün amaçları arasındadır. Bu bölümde PID kontrolörler ve Bulanık kontrolörlerin yapıları incelenecektir.

3.1 PI (Oransal+İntegral) Kontrolör Yapısı

Oransal etkili kontrolörlerde ortaya çıkan kalıcı durum hatasını gidermenin yolu, kontrolöre hatanın integrali ile orantılı bir denetim etkisi ilave etmektir. İntegral etkinin çıkışı hatanın birikimi ile orantılıdır ve herhangi bir anda hatanın integrali büyük olursa büyük bir düzeltme etkisi etki eder. Yapı olarak sadece I kontrolör uygulamaktan ziyade PI yapısı tercih edilmelidir. Çünkü sistemin girişe verdiği cevap ideale uzak ise; önce kazanç sağlamak gerekir. Şekil 3.1’de PI kontrolörün blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.1 PI (Oransal+İntegral) kontrolörlü sistemin blok diyagramı.

PI (Oransal+İntegral) kontrolcüler için kontrol sinyali aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$u = K_p e + K_I \int e dt \quad (3.1)$$

Uygun tasarlanmış bir PI kontrolör kontrol sistem davranışını şu şekilde etkiler;

- Sönümü düzeltir ve aşımı azaltır.
- Yükselme zamanını arttırır.
- Band genişliğini azaltır.
- Kazanç payı, faz payı ve rezonans tepesini iyileştirir.
- Yüksek frekans gürültülerini süzer.

K_I parametresinin değişimi; sistemin cevabını etkilemektedir. PI kontrolör için kararlılık incelemesi yaparken K_P ve K_I parametrelerini belirlemek için;

$$G_{(s)} = \frac{N_{(s)}}{D_{(s)}} \quad (3.2)$$

burada $N_{(s)}$ sistemin transfer fonksiyonunun payı, $D_{(s)}$ ise transfer fonksiyonunun paydasıdır. $S=j\omega$ alınır ve sistemin transfer fonksiyonunun pay ve paydasının tek ve çift kısımları ile PI yapısındaki kontrolör $S=j\omega$ için yazılırsa;

$$G_{(j\omega)} = \frac{N_{(j\omega)}}{D_{(j\omega)}} = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega D_o(-\omega^2)} \quad (3.3)$$

Burada; transfer fonksiyonunun payının çift kısmını; $N_e(-\omega^2)$, payının tek kısmını; $N_o(-\omega^2)$, paydasının çift kısmını; $D_e(-\omega^2)$, paydasının tek kısmını; $D_o(-\omega^2)$ göstermektedir. Kolaylık olması için $(-\omega^2)$ ihmal edilerek yazılacaktır.

Kontrolör içinde;

$$C_{(s)} = \frac{K_P s + K_I}{s} \quad \text{ifadesinde } s=j\omega \text{ yazılırsa;} \\ C_{(j\omega)} = \frac{K_I + j\omega K_P}{j\omega} \quad (3.4)$$

ifadesi elde edilir. Burada sistemin karakteristik denklemi;

$$A_{(s)} = 1 + G_{(s)} C_{(s)} = 0 \quad \text{için } S=j\omega \text{ alınır;} \\$$

$$\Delta_{(j\omega)} = I + \frac{N_{(j\omega)}}{D_{(j\omega)}} \cdot C_{(j\omega)} \quad (3.5)$$

$$\Delta_{(j\omega)} = I + \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \cdot \frac{K_I + jK_P\omega}{j\omega} = 0 \quad (3.6)$$

$$\Delta_{(j\omega)} = \Delta_R(j\omega) + \Delta_I(j\omega) \quad (3.7)$$

$$\Delta_R(j\omega) = 0, \Delta_I(j\omega) = 0$$

ifadelerinden aşağıdaki denklemler elde edilir;

$$(-\omega^2 N_o)K_P + N_e K_I = \omega^2 D_o \quad (3.8)$$

$$N_e K_P + N_o K_I = -D_e \quad (3.9)$$

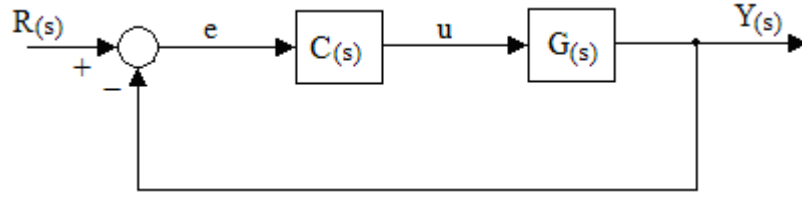
Denklem 3.8 ve 3.9 iki bilinmeyenli denklem olarak alınır ve çözümü yapılırsa K_P ve K_I denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$K_P = -\frac{\omega^2 N_o D_o + N_e D_e}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad (3.10)$$

$$K_I = \frac{\omega^2 (N_e D_o - N_o D_e)}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad (3.11)$$

3.2 PID (Oransal+İntegral+Türev) Kontrolör Yapısı

PID (Oransal+İntegral+Türev) kontrolör olarak adlandırılan modern endüstride çok geniş bir kullanım alanı olan, lineer olduğu gibi nonlinear tüm sistemler içinde uygulanabilen, en çok bilinen ve en yaygın olarak kullanılan bir kontrol metodudur. PID kontrolörlerin birçok endüstriyel alanda kullanılması sebebi ile tasarımındaki küçük adımlar büyük değişiklikler içermektedir. Bu yapının hem analitik hem de ampirik yönü kuvvetlidir. Çünkü analitik hesabı yapılarak bulunan katsayılar ile deneysel olarak bulunan katsayılarla sistem hiçbir problem yaşatmadan çalışabilmektedir.

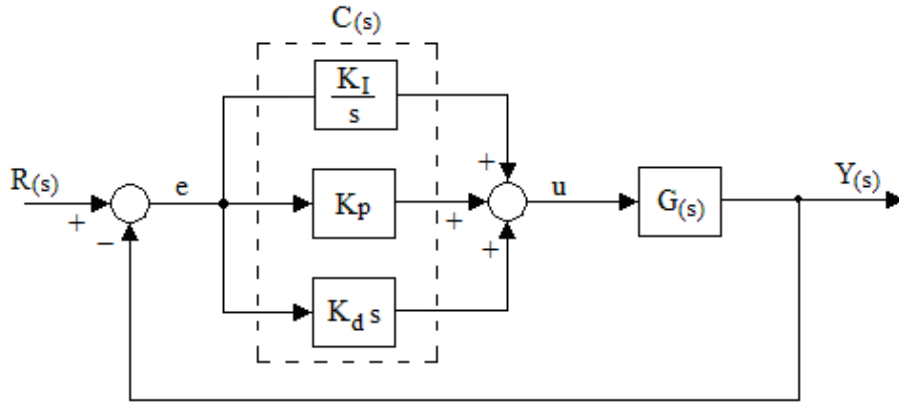


Şekil 3.2 Kontrolör ve sistemden oluşmuş geri beslemeli yapı.

PID kontrol yapıları oluşturulurken diğer kontrolörler gibi fazla işlem içermezler. Şekil 3.2’den görüldüğü gibi kontrol edilen sisteme, giriş sinyali gelmeden önce kontrolden geçmektedir ve sisteme kontrolörden geçmiş u sinyali gelmektedir. Yapıdaki geri beslemeden dolayı; giriş ile çıkış sinyalinin farkı alınarak sisteme verilmektedir. Kontrolöre gelen sinyal; e hata sinyalidir. Bu hata sinyali giriş sinyali ile çıkış sinyalinin farkıdır ve sistem tüm çalışma süresince giriş ile çıkış karşılaştırılarak hata en aza indirilmektedir.

PID kontrolörler üç temel kontrol etkisinin üstünlüklerini tek bir birim altında birleştiren bir kontrol etkisidir. İntegral etkide sistemde ortaya çıkabilecek kalıcı durum hatası sıfırlanırken türev etkide sistemin kararlılığı ve cevap hızını arttırmaktadır. Buna göre PID kontrol metodu, sistemde sıfır kalıcı durum hatası barındıran sistemin hızlı ve kararlı cevap vermesini sağlayan P, PI ve PD kontrol etkilerinin üçünün de üstünlüklerini bir arada barındıran etkin ve en çok tercih edilen kontrol uygulamasıdır (Çelikel 2006). Bu denetleyicide sürekli olarak hata mevcut olduğu sürece kontrol komutu da mevcuttur (Yüksel 2006). Şekil 3.3’de PID kontrolün blok diyagramı görülmektedir. Referans değeri, ölçülen değer ile karşılaştırılarak farkı alınmakta ve e hata sinyali ile elde edilmektedir. Denetleyici hata sinyaline göre u kontrol çıkış sinyali üretmekte ve hatayı en aza indirmeye çalışmaktadır. PID denetleyici çıkışındaki kontrol sinyali, hatanın çarpanı integrali ve türevi alınarak hesaplanmaktadır.

PID denetleyici karmaşık yapıdaki her çeşit sinyale uygulanamamaktadır. PID denetleyici daha çok doğrusal ve basit yapıda tek döngülü sistemlerde kolaylıkla uygulanabilmektedir. Buna karşılık doğrusal olmayan, özellikle ölü zaman gecikmesi sistem zaman gecikmesi yanında çok yüksek olan sistemlerde uygulaması zordur (Yüksel 2006).



Şekil 3.3 PID kontrolörlü sistemin blok diyagramı.

PID kontrolün oransal terimi hatanın anlık değerine göre makul bir şekilde hatayı azaltmaya çalışır. İntegral terimi hatanın yavaşça sıfır olmasını ve türevsel terim ise hatanın değişim oranını kullanarak gelecek değeri tahmin etmeye çalışmakta oransal terimin sisteme olan cevabını hızlandırmakta ve İntegral teriminin neden olduğu gecikmeyi gidermektedir (Kızır ve Ertunç 2006).

Genel PID transfer fonksiyonu şu şekilde yazılabilir;

$$u = K_p e + K_I \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (3.12)$$

$$C_{(s)} = K_p + \frac{K_I}{s} + K_d s = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_I}{s} \quad (3.13)$$

$$C_{(s)} = K_p \left(1 + \frac{I}{T_I s} + T_d s \right) \quad (3.14)$$

PID kontrolün yapısının formunu aşağıdaki gibi inceleyebiliriz;

$$C_{(s)} = K_p + \frac{K_I}{s} + K_d s \text{ ifadesinde } s=j\omega \text{ alınırsa;}$$

$$C_{(j\omega)} = \frac{(K_I - \omega^2 K_d) + j\omega K_p}{j\omega} \quad (3.15)$$

ifadesi elde edilmiş olur. Burada sistemin karakteristik denklemi;

$$\Delta_{(s)} = 1 + G_{(s)}C_{(s)} = 0 \text{ için } S=j\omega \text{ alınırsa;}$$

$$\Delta_{(j\omega)} = 1 + \frac{N_{(j\omega)}}{D_{(j\omega)}} \cdot C_{(j\omega)} = 1 + \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \cdot \frac{(K_I + \omega^2 K_d) + jK_P \omega}{j\omega} = 0 \quad (3.16)$$

$$\Delta_{(j\omega)} = \Delta_R(j\omega) + \Delta_I(j\omega) \quad (3.17)$$

$$\Delta_R(j\omega) = 0, \Delta_I(j\omega) = 0$$

ifadelerinden aşağıdaki denklemler elde edilir;

$$(-\omega^2 N_o)K_P + N_e K_I + (-\omega^2 N_e)K_d = \omega^2 D_o \quad (3.18)$$

$$N_e K_P + N_o K_I + (-\omega^2 N_o)K_d = -D_e \quad (3.19)$$

Denklem 3.19 ve 3.20'den K_P , K_I ve K_d parametreleri elde edilemez. Bilinmeyen parametrelerden biri sabit kabul edilerek diğer ikisi için çözüm yapılabilir. Yada parametrelerini elde etme yöntemlerinden biri kullanılarak elde edilebilir. İlk olarak sabit K_I parametresi için 3.18 ve 3.19 denklemlerinden,

$$K_P = -\frac{\omega^2 N_o D_o + N_e D_e}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad (3.20)$$

$$K_d = \frac{\omega^2 (N_o D_e - N_e D_o)}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} + K_I \quad (3.21)$$

bulunur. Sabit K_d parametresi için;

$$K_P = -\frac{\omega^2 N_o D_o + N_e D_e}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad (3.22)$$

$$K_I = \frac{\omega^2 (N_e D_o - N_o D_e)}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} + K_d \omega^2 \quad (3.23)$$

bulunur. Sabit K_P parametresi için bağıntılar kullanıldığında K_I ve K_D parametrelerinin paydaları sıfır olmaktadır. Bu nedenden dolayı K_P ye bağlı K_I ve K_D parametrelerinin denklemleri elde edilememektedir.

Çizelge 3.1 Kapalı çevrim sistemde K_P , K_I ve K_D denetleyicilerin etkisi (Neşe 2008).

Kapalı çevrim cevabı	Artış zamanı	Aşım	Oturma zamanı	Kararlı hal hatası
K_P	Azalır	Artar	Az değişir	Azalır
K_I	Azalır	Artar	Artar	Elenir
K_D	Az değişir	Azalır	Azalır	Az değişir

PID kontrolörlerde kazanç arttıkça sistem cevabı, değişen referansa göre daha hızlı hale gelmekte ve kalıcı durum hatası küçülmekte ancak sistem kararlılığı azalmakta aşma ve salınımlar oluşmaktadır. Oransal kontrol ise hatayı yeterli derecede azaltmasına rağmen tek başına hatanın sıfır olmasını sağlayamamaktadır. Ancak hatanın sıfıra düşürülmesi kontrol sistemine integral teriminin eklenmesiyle sağlanabilmektedir. Uygun İntegral kazanç sabiti K_I ile hata sıfıra inerken K_I arttıkça salınımlar ve kararsızlıklar oluşacaktır. PID kontrolörde türevsel kazanç sabiti yada sönüm sabiti K_D küçük seçilmişse gidermesi gereken aşma devam edebilirken yüksek seçilmesi sonucu sistem cevabının yavaş olmasına neden olabilmektedir (Kızır ve Ertunç 2006).

PID parametrelerini ayarlama kullanılan tekniklerden bazıları şunlardır;

1. Ziegler-Nichols metodu.
2. Äström-Höglund metodu.
3. Kazanç-faz payı metodu.

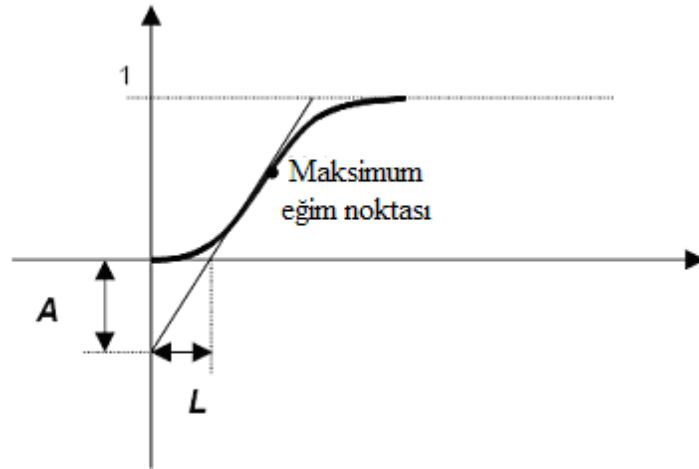
Bu tez çalışmasında PID parametrelerini ayarlama metotlarından Ziegler-Nichols metodundan kısaca bahsedilecektir.

3.2.1 Ziegler-Nichols metodu

Bu metod PID parametrelerini ayarlama uzun süredir kullanılan metodlardan bir tanesidir. Fakat bu metotla bulunan katsayılar üzerinde iyileştirmeler yapmadan kullanmak tatmin edici sonuçlar vermemektedir. İki tip Ziegler-Nichols metodu mevcuttur. Bunlardan birisi Ziegler-Nichols birim basamak cevabı metodu diğeri ise Ziegler-Nichols frekans cevabı metodudur.

a) Ziegler-Nichols birim basamak cevabı metodu;

Bu metod deneysel açık çevrim ayarlama yöntemlerinden biridir ve yalnızca açık çevrim kararlı sistemlere uygulanabilir. Bu metotta sistemin birim basamak giriş sinyaline verdiği cevaptan A ve L olmak üzere iki değer elde edilir. Değerler Şekil 3.4'deki gibi sistemin birim basamak giriş sinyaline verdiği cevap eğrisinden hesaplanırlar (Yıkan 2005).



Şekil 3.4 A ve L parametrelerinin sistemin birim basamak cevap grafiğinden bulunması (Yıkan 2005).

PID parametreleri şu bağıntılarla hesaplanır,

$$K_p = \frac{1,2}{A} \quad K_i = \frac{0,6}{AL} \quad K_d = \frac{0,6L}{A} \quad (3.24)$$

b) Ziegler-Nichols frekans cevabı metodu;

Bu kuralda deneysel olarak şu şekilde bulunur; PID kontrolde sadece P (Oransal) kontrolün var olduğu kabul edilir. Kazanç (K_P) artırılarak sistemin osilasyona gitmesi sağlanır. Sistemin osilasyona başladığı K_P belirlenir ve bu değer kritik kazanç K_C olarak tanımlanır. Kritik kazanç kontrolsüz sistemin kazanç payıdır. Osilasyon periyodu P_C ile kritik frekans;

$$\omega_C = \frac{2\pi}{P_C} \quad (3.25)$$

bağıntısından elde edilir. Hesaplana bu değerlere bağlı PID parametreleri Çizelge 3.2’de verilmiştir.

Çizelge 3.2 Ziegler-Nichols katsayıları (Yıkan 2005).

Kontrolör Tipi	K_P	K_I	K_d
P	$K_P = 0,6K_C$	0	0
PI	$K_P = 0,45K_C$	$K_I = \frac{0,536K_C}{P_C}$	0
PID	$K_P = 0,6K_C$	$K_I = \frac{1,2K_C}{P_C}$	$K_d = 0,072K_C P_C$

3.3 Bulanık Mantık

Bulanıklık, bir düşüncenin tanımında veya anlamında bulunan belirsizliktir. Bulanık mantık A. Lotfi Zadeh tarafından 1965 yılında ortaya atılmıştır. Bulanık mantık bilgisayar mantığındaki kesinliğin yerine insan düşünce sisteminde bulunan belirsizliklere göre matematiksel bir yöntem olarak ortaya çıkmıştır.

Bulanık mantıkta bilgisayarda kullanılan Aristo mantığındaki kesin ve ayrık ifadeler var-yok, kısa-uzun, 1-0 yerine insan düşünce sistemine daha yakın olan dilsel değişkenler “çok sıcak”, “ılık”, “yeterince” gibi kesinlik taşımayan kavramlar kullanılır. Klasik mantık bize çok kesin sınırlar sunmaktadır. Örneğin klasik mantığa göre bir suyun sıcaklığı tanımlanırken, 50 derece ve üstü için sıcak, altı için soğuk tanımı yapılıyorsa, 49 derece sıcaklık soğuk olarak tanımlanacaktır. Oysa bulanık mantık suyun sıcaklığının ne kadar olduğunu tanımlar. Klasik mantık gibi sıcaklık değerlerine sıcak (1) ya da soğuk (0) gibi kesin değerler vermez. 0.1, 0.2, 0.3, ... gibi hassas ve esnek değerler verir. Böylece 49 derece su sıcaklığına “soğuk” yani “0” yerine 0.2 gibi bir sıcaklıktadır demektir. Bu esneklik sayesinde bulanık mantık uygulandığı her sahada daha hassas uygulamalara imkân sağlamaktadır.

Zadeh bulanık mantığın genel özelliklerini şu şekilde ifade etmiştir;

- Bulanık mantıkta, kesin değerlere dayanan düşünme yerine yaklaşık düşünme kullanılmaktadır.
- Bulanık mantıkta her şey $[0,1]$ aralığında belirli bir derece ile gösterilmektedir.
- Bulanık mantıkta bilgi büyük, küçük, çok az gibi dilsel ifadeler şeklindedir.
- Bulanık çıkarım işlemi dilsel ifadeler arasında tanımlanan kurallar ile yapılmaktadır.
- Her mantıksal sistem bulanık olarak ifade edilebilmektedir.
- Bulanık mantık matematiksel modeli çok zor elde edilen sistemler için çok uygundur (Elmas 2003).

3.3.1 Bulanık Kümeler

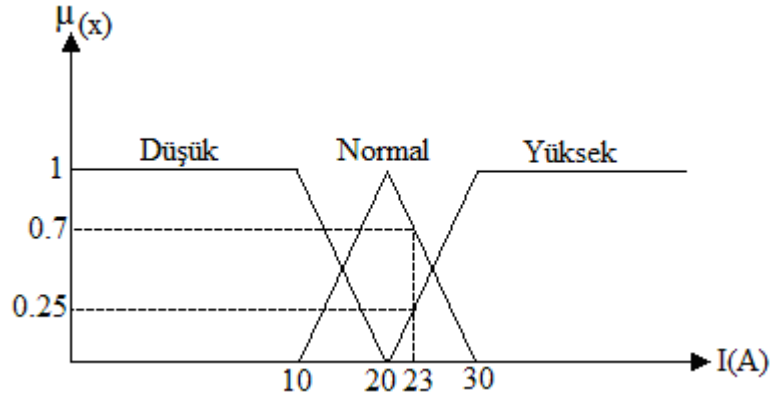
Matematikte küme, ayırt edilebilen belirli özellikleri olan nesnelerin bütünüyle kavranmış topluluğu olarak tarif edilir. Bir kümeden bahsedildiği zaman onun bütün olarak kavranmış ve anlaşılmış olması gerekir (Karaoğlu 2007). Klasik küme teorisinde bir x nesnesi ya verilen A kümesinin bir elemanıdır ya da elemanı değildir; kısmi üyelik mümkün değildir. Doğal olarak bu mantığın hiçbir esnekliği yoktur. Gerçek dünyada ise bu kadar kesin sınırlar yoktur (Elmas 2003).

Bulanık küme teorisinde ise elemanların bir kümeye aitliği sadece 0 ve 1 ile değil $[0,1]$ aralığındaki herhangi bir sayıyla gösterilebilir. Bulanık kümeler kuramının amacı belirsizlik ifade eden, tanımlanması güç veya anlamı zor kavramlara üyelik derecesi atayarak onlara belirlilik getirmektir.

3.3.2 Üyelik Fonksiyonları

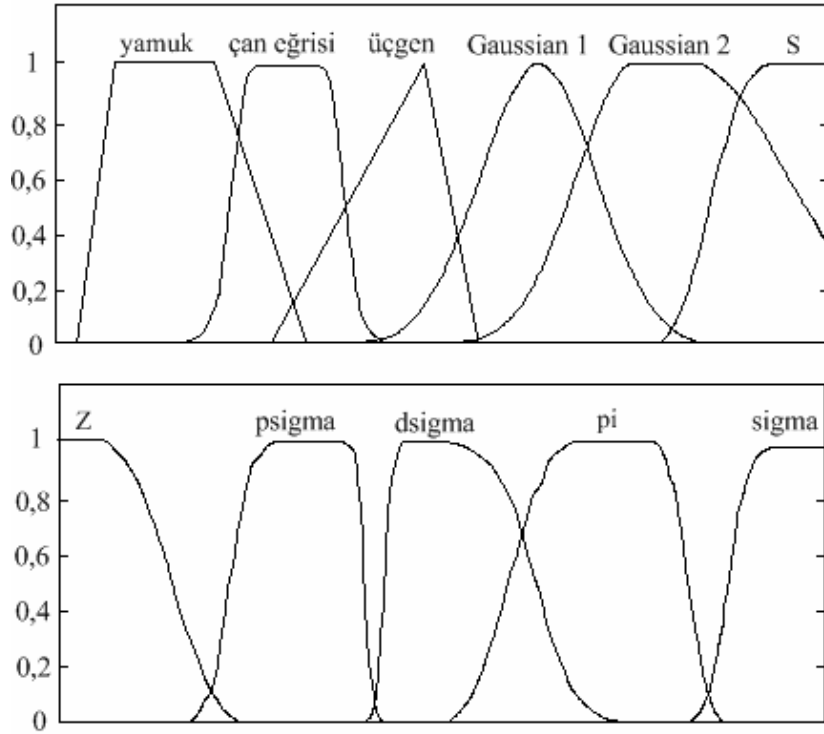
Bir bulanık küme $[0,1]$ arasında değerler alan üyelik fonksiyonu $\mu_A(x)$ tarafından tanımlanır. Üyelik fonksiyonu ile her reel sayıya karşı düşen bir üyelik derecesi bulunur. Üyelik derecesi A bulanık kümesinin belirttiği kategoriye göre bir x elemanının aitlik mertebesini belirtir (Karaoğlu 2007). Bulanık üyelik fonksiyonları uzmanın düşüncesi temelinde pratik problemlere bağlı olarak seçilebilmektedir. Uzmanın düşünme şekli ya doğrudan ya da dolaylı olarak özel bir algoritma aracılığıyla yakalanabilir (İbrahim 2004).

Üyelik fonksiyonunun $\mu_A(x)=1$ değeri x 'in A bulanık kümesinin kesin bir elemanı olduğunu tanımlar. Aynı şekilde $\mu_A(x)=0$ değeri x 'in A bulanık kümesinin dışında olduğunu gösterir. $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonunun $[0-1]$ aralığında aldığı her değer x 'in A bulanık kümesindeki üyeliğinin belirsiz değeridir. Bu yüzden kesin olmayan büyüklükler üyelik fonksiyonları tarafından belirtilmiş bulanık kümeler ile temsil edilir (Faris 2008).



Şekil 3.5 Üyelik fonksiyonu.

Şekil 3.5’deki bir asenkron motorun çektiği akım üyelik fonksiyonlarıyla gösterilmiştir. Motorun çektiği akım “Düşük”, “Normal” ve “Yüksek” olarak sözel bulanık terimler ile tanımlanabilir. Motorun çektiği akım 5A ise $\mu(x)$ ’e göre akım “Düşük” grubuna girecektir. Eğer akım 23A ise akım “Normal” bulanık kümesinin 0.7 oranında ve aynı zamanda “Yüksek” bulanık kümesinin 0.25 oranında üyesi olacaktır.



Şekil 3.6 Değişik üyelik fonksiyonları (Elmas 2003).

Üyelik fonksiyonları denetlenecek sistemin durumuna göre uygulayıcı tarafından yamuk (trapezoidal), üçgen (triangular), çan eğrisi (bell-shaped) gibi birçok değişik şekillerde seçilebilmektedir (Elmas 2003). Bunlardan bazıları Şekil 3.6’da gösterilmiştir. Verilen bu fonksiyonunun bazılarının matematiksel ifadeleri aşağıda açıklanmıştır.

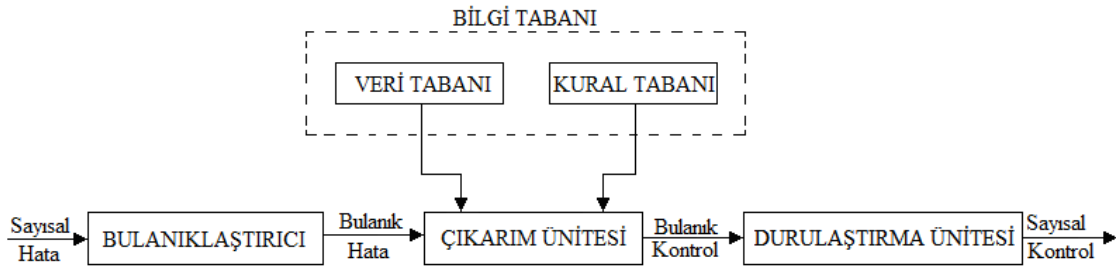
$$\begin{aligned} \text{Üçgen } (x;a,b,c) &= \begin{bmatrix} 0 & x < a \\ (x-a)/(b-a) & a \leq x \leq b \\ (c-x)/(c-a) & b \leq x \leq c \\ 0 & x \geq a \end{bmatrix} \\ \text{Yamuk } (x;a,b,c,d) &= \begin{bmatrix} 0 & x < a \\ (x-a)/(b-a) & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ (d-x)/(d-c) & c \leq x \leq d \\ 0 & x \geq d \end{bmatrix} \\ \text{Çan eğrisi } (x;a,b,c) &= \frac{1}{1 + \left| \frac{x-c}{a} \right|^{2b}} \end{aligned}$$

3.4 Bulanık Mantık Kontrol (BMK)

Endüstri alanında birçok sistemin karışık ve nonlinear olmaları, klasik ve modern sistemleri yetersiz kılmıştır. Bu tür sistemlerin kontrolü için, bulanık mantık yoluyla çalışan zeki kontrol sistemleri geliştirilmiştir. Bu bulanık kontrollerin dayandığı temel nokta, uzman bir sistemin operatörünün bilgisi, deneyimi, sezgi ve tecrübelerine dayanır. Kontrol işlemleri, bilgi ve deneyime dayanan sözel ifadelerle oluşturulan kurallardır (Koyuncu 1997). Bulanık mantık algoritmasının kullanımı, makinelere sıcak, soğuk, geniş, küçük vb. gibi belirli insani kavramları anlama ve buna yanıt verme olanağı sağlamaktadır (İbrahim 2004). Bulanık mantık temelli denetleyiciler klasik

kontrol sistemlerinde görülen herhangi bir matematiksel modele bağlı kalmadan sadece sistem çıkışına göre, sistemin girişini istenilen çıkışı elde etmek için ayarlarlar.

Şekil 3.7 bulanık mantık denetleyicinin blok diyagramını göstermektedir. Bir bulanık kontrolör bulanıklaştırıcı, bilgi tabanı, karar verme ünitesi ve durulaştırma ünitesi olmak üzere dört ana bölümden oluşmaktadır.

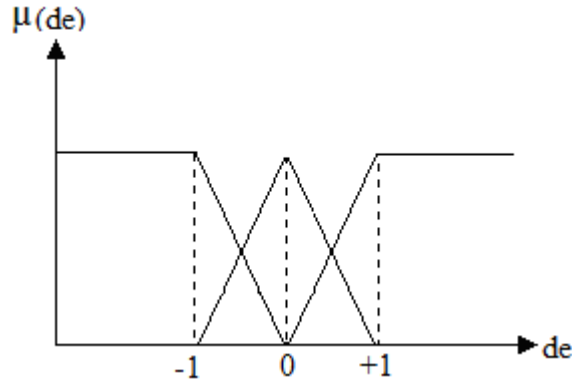


Şekil 3.7 Bulanık kontrolün yapısı.

3.4.1 Bulanıklaştırma Ünitesi

Giriş yapılan fiziksel değerlerin üyelik fonksiyonlarının tipinin, minimum ve maksimum değerlerinin belirlenmesi, dilsel etiketlerin isimlendirilmesi bulanıklaştırma ünitesinde gerçekleşmektedir. Sistemden okunan fiziksel değerler, minimum ve maksimum sınır arasında bir noktaya düşmektedir. Bu noktaya karşılık gelen bir dilsel etiket ismi bulunmaktadır ve bu dilsel etiket ismine karşılık gelen üyelik derecesi oluşmaktadır. Böylece bulanıklaştırıcı ile keskin fiziksel değerler $[0,1]$ arasında bir üyelik derecesine sahip olarak bulanıklaştırmaktadır (Arınç 2003).

Sayısal büyüklükleri bulanık forma dönüştürebilmek için ilk olarak evrensel kümelerin tespit edilmesi gerekir. Daha sonra evrensel küme içindeki her nokta üyelik fonksiyonları ile tanımlanır. Bunlar genelde “Büyük”, “Orta” ve “Küçük” şeklinde uygun dilsel ifadelerle belirtilir. Bu şekildeki bulanık kümeler için üçgen, yamuk, gauss eğrisi şeklinde üyelik fonksiyonları seçilir.



Şekil 3.8 Hata değişiminin bulanık ifadesi.

Şekil 3.8’de görüldüğü gibi hata değişimine ait üyelik derecesi dikey ekseninde 0 ile 1 arasında değişmektedir. Yatay ekseninde +1 ve -1 değerleriyle hata değişimine ait ölçeklenmiş değerler verilmiştir. Hata değişimi 3 adet üçgen üyelik fonksiyonuyla ifade edilmiştir ve bu üyelik fonksiyonu N (Negatif), S (Sıfır), P (Pozitif) dilsel etiketleri ile isimlendirilmiştir. Sistemden okunan fiziksel değerler, minimum ve maksimum sınır arasında bir noktaya düşmektedir. Bu noktaya karşılık gelen bir dilsel etiket ismi bulunmaktadır ve bu dilsel etiket ismine karşılık gelen üyelik derecesi oluşmaktadır. Böylece bulanıklaştırıcı ile keskin fiziksel değerler [0-1] arasında bir üyelik derecesine sahip olarak bulanıklaştırılmaktadır. Bulanıklaştırma aşamasında kısaca şu işlemler yapılır;

1. Sensörlerle giriş değerleri ölçülür.
2. Bu giriş değerlerine göre sözel ifadelere çevrilip üyelik fonksiyonları hazırlanır.
3. Giriş değişkenlerinin ait oldukları üyelik fonksiyonları bulunarak bulanık hale getirilir (Ilıca 2008).

3.4.2 Bilgi Tabanı

Bulanık kontrol sistemlerindeki bilgi tabanı, veri ve kural tabanı olmak üzere iki kısımdan oluşur. Bilgi tabanı bulanık mantık kontrolörün bulanık kontrol kuralları ve bulanık bilgi değerlendirmesini karakterize etmek için kullanılır. Bu veriler tamamen uzmanların ve operatörlerin tecrübe ve yargılarına bağlıdır. Bulanık kümelerin

oluşturulması sırasında üyelik fonksiyonlarının seçim ve uygulamasında önemli rol oynar (Arınç 2003).

3.4.2.1 Veri Tabanı

Üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi, bulanıklaştırma ve berraklaştırma birimlerinde kullanılan dilsel etiketlerin ve fiziksel sınırların belirlenmesiyle, durulaştırma işlemi için veri tabanı oluşturulmaktadır. Veri tabanının oluşturulması için her bir değişkenin evrensel kümesi tanımlanır, bulanık kümelerin sayıları belirlenir ve üyelik fonksiyonları tasarlanır. Her bir değişken için tanımlanan bulanık kümelerin sayısı bir bulanık kontrolörün hassasiyetinin en temel belirleyicisidir (Faris 2008).

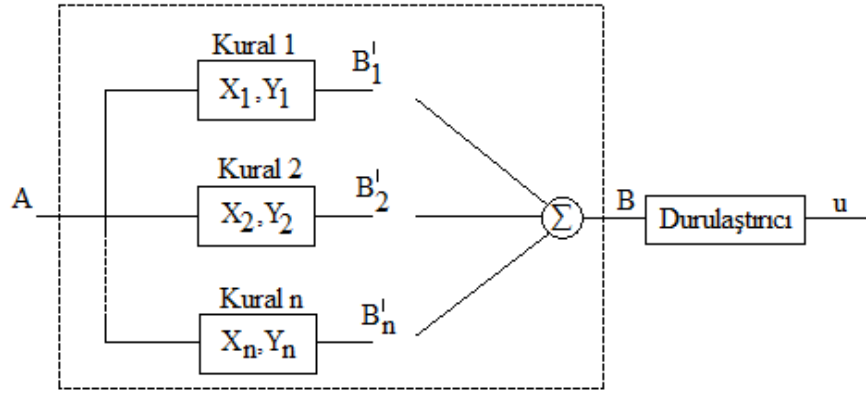
3.4.2.2 Kural Tabanı

Kural tabanı, karar verme işlemlerinde kullanılan bir çok paralel kurallardan ve kontrol sistemi değişkenlerinden oluşmuştur. Kural tabanı hangi koşulda hangi kuralların uygulanacağını belirlemektedir (Shi et al. 1992). Bulanık bir sistemi kurmak için bazı kuralların oluşturulması gerekmektedir. Bu kuralların biçimi;

Eğer $X_1; Y_1$ ise, ve/veya, $X_2; Y_2$ ise $u; Z_1$

şeklindedir. Burada, X_1 ve X_2 kontrol edilecek sistemin gözlenebilir değişkenleridir, u ; kurala ait kontrol davranışıdır. X_1 ve X_2 ve u değişkenleri sırasıyla, Y_1, Y_2 ve Z_1 bulanık kümelerinin elemanlarıdır.

Şekil 3.9'da tek girişli tek çıkışlı bulanık sistemde n adet paralel kurallarla oluşturulan kural tabanının yapısı görülmektedir.



Şekil 3.9 Tek girişli-Tek çıkışlı kural tabanı yapısı.

Burada, X bulanık kontrolör girişini, Y bulanık kontrolör çıkışını, X_n, Y_n sırasıyla n. kurala ait giriş ve çıkış bulanık kümeleri; B_n , n. kurala ait bulanık kontrol davranışını, W_n kuralların skaler ağırlıklarını u sayısal bulanık kontrolör çıkışını temsil etmektedir. Bulanık kontrolör çıkışını bulmak için, bulanık formdaki sistem değişkenleri bulanık kontrol kuralları ile karşılaştırılır. Sistem değişkenleri ile uyuşmayan kurallar kullanılmaz. Diğer bütün kuralların türetilmiş sonuçları, kuralların skaler ağırlıkları dikkate alınarak toplanır (İlca 2008).

$$B = \sum (W_n \cdot B_n) \quad (3.26)$$

Bulanık kontrol kural tabanı şu üç kural kümesini içermektedir;

1. Her bir giriş ve çıkış çiftinden üretilen ve birbirleriyle çelişmeyen kurallar.
2. Birbiriyle çelişen kurallardan en yüksek üyelik derecesine sahip kurallar.
3. Uzmanın dilsel olarak belirlediği kurallar (Faris 2008).

Bir bulanık kontrol algoritması evrensel kümedeki herhangi bir giriş için uygun bir kontrol işlevi çıkarabilmektedir. Bu özellik bütünlük olarak adlandırılır. Bu bütünlük özelliği bulanık kontrol kuralları, tasarım tecrübesi ve mühendislik bilgisi ile bir iç içelik arz etmektedir. Genellikle her bir giriş değerinin en az bir bulanık kümede yer alması için bulanık kümelerin belli bir yüzde ile üst üste binmesi gerekmektedir. Aynı

zamanda her bir girişin belli bir tepki vermesi için, kuralların dikkatli bir biçimde tasarlanması gerekmektedir.

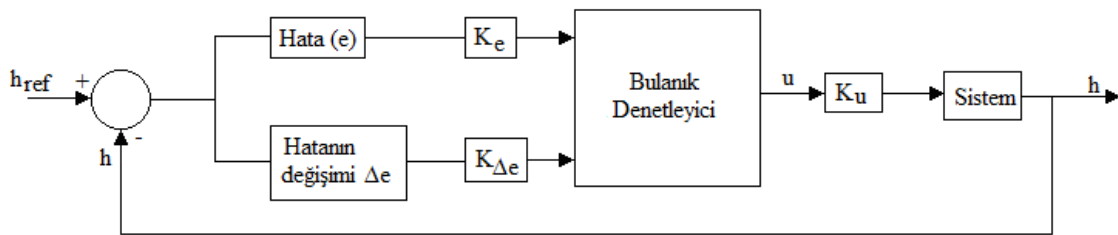
Geleneksel uzman sistem yaklaşımında eğer her bir giriş değişkeni için bulanık küme sayısı n ve sistem giriş değişkeni sayısı da a ise bütünlüğün sağlanması için n^a tane farklı kural gerekmektedir. Fakat bir bulanık kontrolörde kural tabanı bütünlüğü sağlamak için daha az sayıda kural kullanılmaktadır. Çünkü bulanık kümelerin belli bir yüzde ile üst üste bindirilmesi kural sayısını önemli ölçüde azaltmaktadır. Böylece daha az hesaplama zamanı ve daha iyi bir performans elde edilmektedir. Bununla birlikte optimal kural sayısını belirleyecek bir işlem bulunmamaktadır (İlca 2008).

Bulanık kontrol kurallarını üretmek için uzman bilgisi ve kontrol edilen sistemin davranışı analiz edilir. Şekil 3.10'da basit bulanık kontrolörlü bir sistem görülmektedir. Bu sistemde bulanık kontrolör girişleri hata (e) ve hata değişimi (Δe) olarak alınırsa kontrolör çıkışı da u 'dur. Burada kontrol edilmek istenen sistemin adım tepkisinin faz düzlemi temel alınarak iki tür bulanık kontrol kuralı formüle edilebilir (Oğuz 2000). Birinci tip kuralın görevi sistem cevabının yükselme zamanını kısaltmaktır.

Eğer e =Pozitif ve Δe =Pozitif ise O halde u =Pozitif

İkinci tip kuralın görevi sistem cevabının aşırı yükselmesini azaltmaktır.

Eğer e =Negatif ve Δe =Negatif ise O halde u =Negatif.



Şekil 3.10 Basit bulanık mantık kontrolörlü sistem.

Sistemin kontrolünde bulanık kontrol kuralları oluşturulurken aşağıdaki maddelerin göz önüne alınması gerekir.

1. Eğer çıkış istenilen değerde ve hatadaki değişim sıfırsa bulanık kontrolör çıkışı sabit tutmalıdır.
2. Eğer çıkış istenilen değerden sapmışsa kontrol işlevi hata ile hata değişiminin işaretine ve değerine bağlı olmalıdır.

Kontrol tabanını basitleştirmek için genelde bir tablo haline getirilir. Tek girişli ve tek çıkışlı sistem için oluşturulan kurallar kural tablosu ile gösterilebilir.

Çizelge 3.3 Tek girişli ve tek çıkışlı sistemin kural tablosu.

Δe \ e	N	NO	S	PO	P
N	P	P	PO	PO	S
NO	P	PO	PO	S	S
S	PO	PO	S	NO	NO
PO	PO	S	NO	NO	NO
P	S	S	NO	NO	N

N=Negatif
 NO=Negatif Orta
 S=Sıfır
 PO=Pozitif Orta
 P=Pozitif

3.4.3 Çıkarım Ünitesi

Çıkarım ünitesinin amacı, giriş değişkenlerini ilgili bulanık kurallar ile birleştirerek bulanık denetleme işaretini bulmaktır. Geleneksel mantıkta, verilen önermelerden bir sonuç çıkarmaya “çıkarım” denmektedir. Çıkarım yapmak, önermelerin birbiriyle tam olarak uyuşmasıdır. Bulanık sistemlerde girişler “Pozitif çok büyük”, “Pozitif büyük” gibi dilsel değişkenlerde olduğundan, girişler hakkında sonuca varma eğer-ise-o halde şeklinde kuralların kullanılmasıyla mümkündür. Eğer hata ve hata değişimi gibi iki kontrol girişi olduğu kabul edilirse, bulanık kontrol kuralları aşağıdaki gibi elde edilir.

- a) Eğer hata ve hata değişimi sıfır ise kontrol davranışı sıfır,
- b) Eğer hata sıfır ve hata değişimi pozitif ise kontrol davranışı negatif,
- c) Eğer hata ve hata değişimi negatif ise kontrol davranışı pozitif,
- d) Eğer hata negatif ve hata değişimi sıfır ise, kontrol davranışı pozitif.

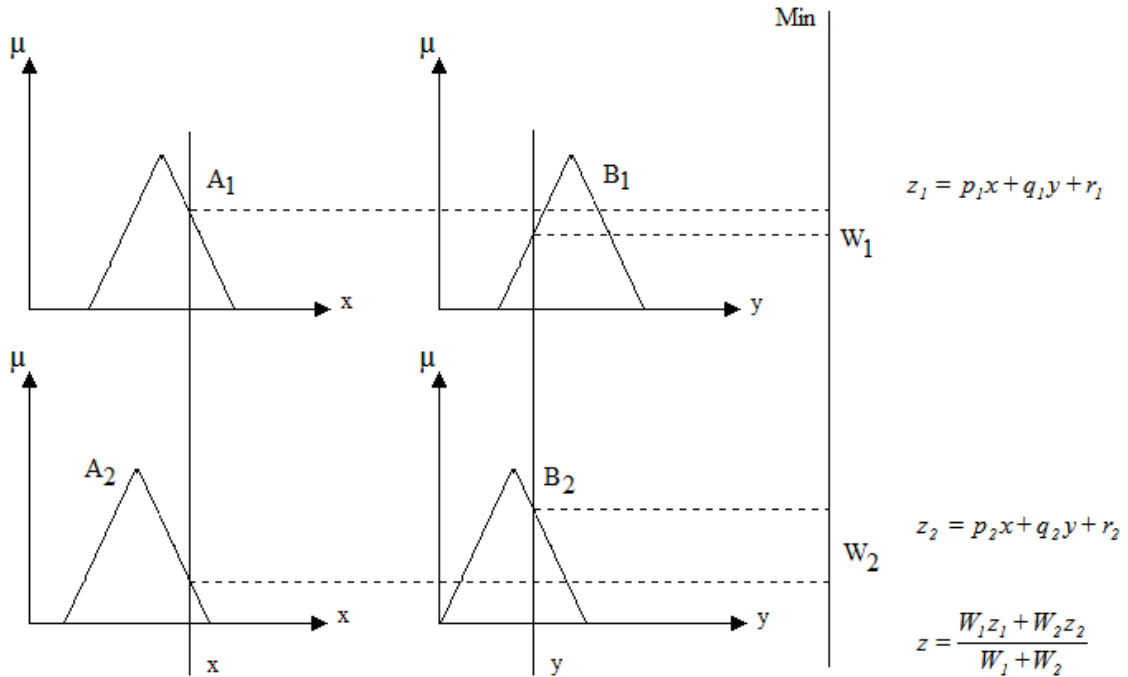
Literatürde farklı çıkarım modelleri bulunmaktadır. Bulanık çıkarım modellerinde Mamdani'nin bulanık içermesi max-min kompanzasyonu ile birleştirilerek bulanık mantık kontrol sistemlerinde çok sık kullanılmaktadır. (Neşe 2008).

3.4.3.1 Sugeno Tipi Bulanık Modelleme

Bu modelde, çıkarım işlemi A,B bulanık üyelik değerleri, Z gerçek değer ve $f(x,y)$ arasında bir fonksiyon olmak üzere;

$$“Eğer x=A_i ve y=B_i ise z=f(x,y)” \quad (3.27)$$

formunda yazılır. Bu modele göre oluşturulan maksimum çıkartım operatörünün kullanıldığı bir çıkarım ünitesi Şekil 3.11’de gösterilmektedir. Burada p ve q sırasıyla A ve B bulanık kümelerin değerleri, W_1, W_2 her bir kurala ait ağırlık değerleridir.



Şekil 3.11 Sugeno tipi bulanık model (Castillo and Melin 2008).

Örneğin, giriş $x=1$ ve $y=2$ ile VE kuralı için ağırlık değeri denklem 3.29'daki gibi ifade edilmektedir.

$$W_i = VE \text{ yöntemi } (F_1(x), F_2(y)) \quad (3.28)$$

$F_{1,2}$ girişler üyelik fonksiyonlarıdır. Sistemin son çıkışı tüm kural çıkışlarının ağırlıklandırılmış ortalamasıdır ve denklem 3.30 ile gösterilmektedir.

$$Son \text{ çıkış} = \frac{\sum_{i=1}^N W_i z_i}{\sum_{i=1}^N W_i} \quad (3.29)$$

Sugeno tipi bulanık modelin avantajları şunlardır (Neşe 2008).

- Hesaplama için daha uygundur.
- Lineer tekniklerle daha iyi çalışır.
- Optimizasyon ve uyarlanabilir tekniklerle iyi çalışır.
- Çıkış yüzeyinin süreklilik garantisine sahiptir.
- Matematiksel analize uygundur.

3.4.3.2 Mamdani Tipi Bulanık Modelleme

Mamdani tipi bulanık modelleme çok kolay oluşturulmaktadır. İnsan davranışlarına çok uygundur. Bulanık mantık modellerin temelini oluşturmaktadır. Mamdani tipi bulanık model aşağıdaki 6 adımda oluşturulmaktadır.

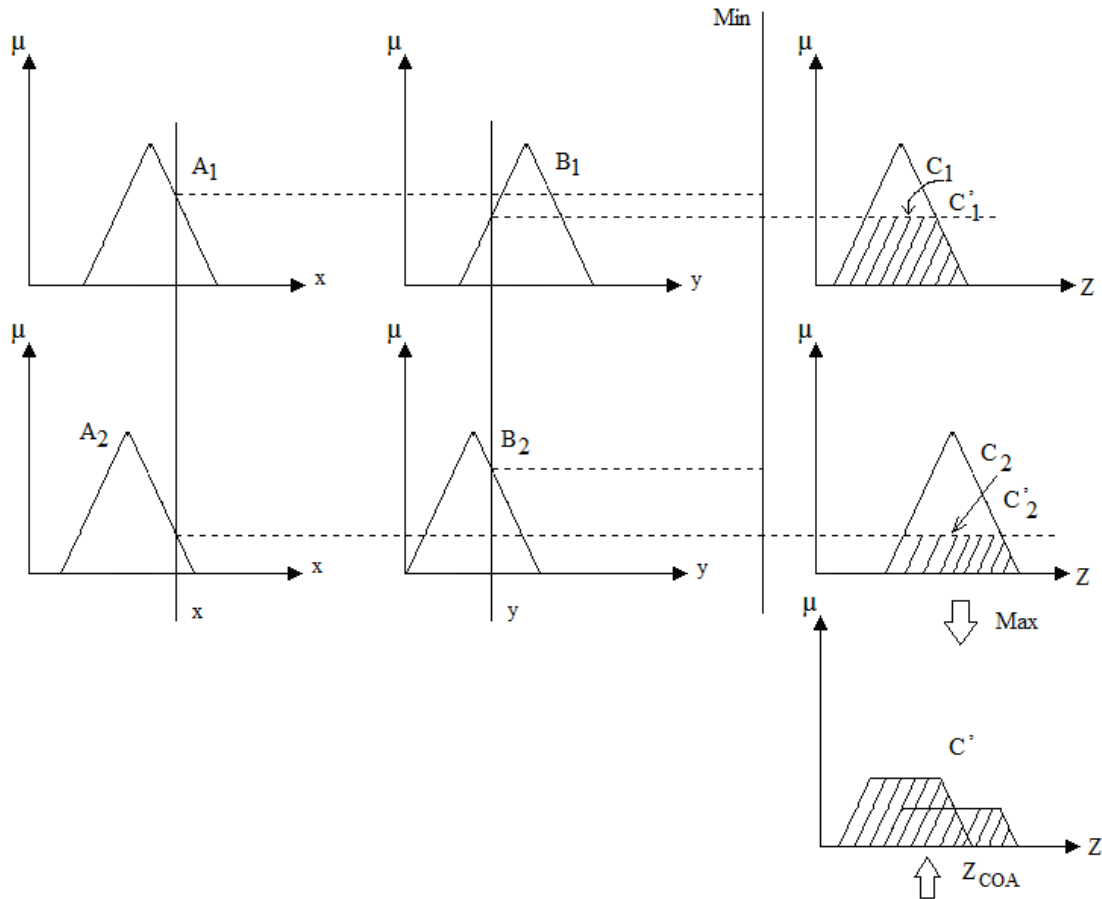
1. Bulanık kuralların bir kümesini oluşturmak.
2. Giriş üyelik fonksiyonlarını kullanarak girişleri bulanıklaştırma.
3. Bir kural ağırlığı oluşturmak için bulanıklık girişlerini bulanık kurallara uygun olarak birleştirmek.

4. Kural ağırlığı ve çıkış üyelik fonksiyonlarını birleştirerek kuralın sonucunu bulmak.
5. Çıkış dağılımını almak için sonuçları birleştirmek.
6. Çıkış dağılımlarını durulaştırmak.

Mamdani bulanık modelinde çıkarım işlemi A,B ve C bulanık üyelik değerleri olmak üzere;

$$\text{“Eğer } x=A_i \text{ ve } y=B_i \text{ ise } z=C_i\text{”} \quad (3.30)$$

şeklinde yazılır. Bu modele göre oluşturulan ve minimum, maksimum çıkarım operatörlerinin kullanıldığı bir çıkarım ünitesi Şekil 3.12’de gösterilmektedir.



Şekil 3.12 Mamdani tipi bulanık çıkarımın min ve max operatörleriyle kullanılışı
(Castillo and Melin 2008).

Mamdani yönteminin avantajları şunlardır (Neşe 2008);

- Sezgiseldir.
- Geniş kabule sahiptir.
- İnsani terimlerle giriş için uygundur.

3.4.4 Durulaştırma Ünitesi

Bulanık çıkarım sonucu bulanık bir kümedir. Online kontrolde bulanık olmayan kontrol işlemi gerekmektedir (Shi et al. 1992). Durulayıcı seçiminde göz önüne alınması gereken hususlar aşağıdaki gibidir (Karaoğlu 2007).

- Akla yatkınlık: durulayıcıdan elde edilen keskin çıkış değeri bulanık kümeyi sezgisel ve mantıksal açıdan iyi ifade etmelidir.
- Hesap basitliği: algoritma kısa sürede hesaplanabilecek kadar basit olmalıdır.
- Süreklilik: bulanık kümedeki küçük bir değişiklik, elde edilen keskin çıkışta çok büyük değişikliklere neden olmamalıdır.

Literatürde çeşitli durulama yöntemleri kullanılmaktadır. Hiçbir yöntem diğerinden fazla avantaja sahip değildir. Hangi yöntemin kullanılacağı öncelikle tasarımcının deneyimine bağlıdır (İbrahim 2004). Bazı durulama yöntemleri şunlardır;

Ağırlık merkezi yöntemi en yaygın kullanılan yöntemdir. Ağırlık merkezi yöntemi, alan merkezi yöntemi olarak da bilinmektedir (Elmas 2003). Durulanmış çıkış y^* ile tanımlanırsa (Karaoğlu 2007);

$$y^* = \frac{\int \mu_F(y) \cdot y \cdot dy}{\int \mu_F(y) \cdot dy} y \quad (3.31)$$

Ağırlık ortalaması yönteminde girişlerden elde edilen bütün bulanık değerler ile üyelik değeri kullanılarak durulama yapılmaktadır (Elmas 2003).

$$y^* = \frac{\sum \mu_F(\overline{y_i}) \overline{y_i}}{\sum \mu_F(\overline{y_i})} \quad (3.32)$$

Maksimum üyelik yöntemi, yükseklik yöntemi olarak da bilinmektedir ve bütün üyelik dereceleri içinde en büyük alana eşittir (Elmas 2003).

$$\mu_F(y^*) \geq \mu_F(y) \quad \text{tüm } y \in Y \text{ için} \quad (3.33)$$

Ortalama maksimum yöntemi maksimum üyelik işlevi yöntemiyle ilişkilidir. Bu işleve göre maksimum üyelik derecesi tek bir nokta olmayıp, düz olabilen sistemler içinde kullanılabilmektedir (Elmas 2003).

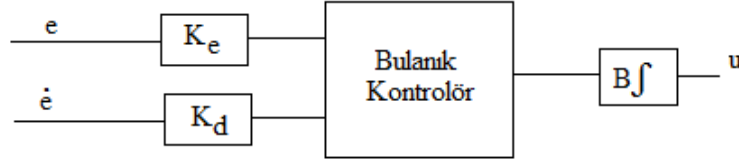
$$y = \frac{\sum_{i=1}^n \overline{y_i}}{n} \quad (3.34)$$

En büyük alanın merkezi yönteminde çıkış bulanık kümesi en azından iki tane dış bükey alt bulanık kümeyi içeriyorsa dış bükey bulanık kümelerin en büyük alanlısının ağırlık merkezi durulama işleminde kullanılmaktadır. Sonuç üyelik fonksiyonu tarafına eğimlidir. Bu yöntem en hızlı durulama yöntemidir (Şen 2001).

3.4.5 Bulanık Mantık PI Kontrol (BPI)

PI tipi bulanık kontrolörler sürekli hal hatasını ortadan kaldırmalarına rağmen, yapılarındaki integral etkisinden dolayı yüksek dereceli sistemlerde ve büyük ölü zamanlı sistemlerde geçici halde yeterince etkin olamamaktadır. Şekil 3.13’de bulanık PI tipi kontrolör görülmektedir. PI tipi bulanık kontrolörlerde hata (e) ve hatanın türevi ($\dot{e}$) kullanılıp kontrolörün çıkışına da bir integratör eklenir. BPI tipi kontrolör giriş

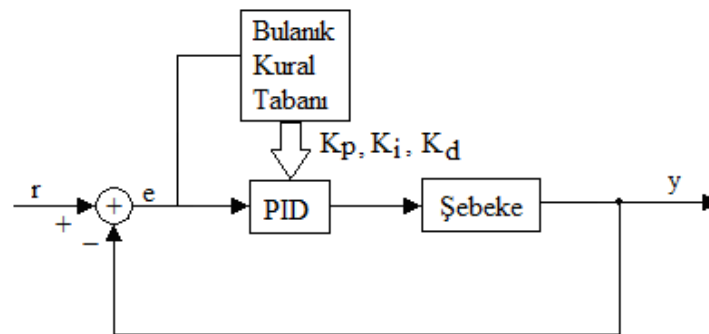
olarak hataya bağlı bu iki işareti kullanarak kontrol işaretindeki değişim miktarını (Δu) belirler (Sağlam 2007).



Şekil 3.13 Bulanık PI tipi kontrolör (Karaoğlu 2007).

3.4.6 Bulanık Mantık PID (BPID) Kontrol

PID denetleyiciler için yıllardan beri birçok etkin ayarlama metotları geliştirilmiştir. Bununla birlikte, basit PID yapısı çok karmaşık sistemler için iyi bir kontrol sağlayamamıştır (Neşe 2008). BPID kontrolör yapıları, kontrolör girişine yalnızca (e) hata işareti kullanmak üzere tek girişli, (e) ile birlikte ($\dot{e}$) hatanın türevi kullanılarak iki girişli ve (e), ($\dot{e}$) ile beraber ($\int e$) işareti de kullanılarak üç girişli olarak kullanılabilir (Sağlam 2007). Fakat üç girişli BPID kontrolörlerde ($\int e$) bilgisiyle kontrol kuralları oluşturmak zor olduğundan hatanın integrali yerine ($\ddot{e}$), hatanın ikinci türevi kullanılabilir. Ayrıca üç girişli BPID kontrolörlerde üç boyutlu kuralların oluşturulması zor olduğundan uygulamalarda genelde iki girişli BPID yapıları tercih edilmektedir (Sağlam 2007). BPID denetleyicinin yapısı Şekil 3.14’de gösterilmektedir.



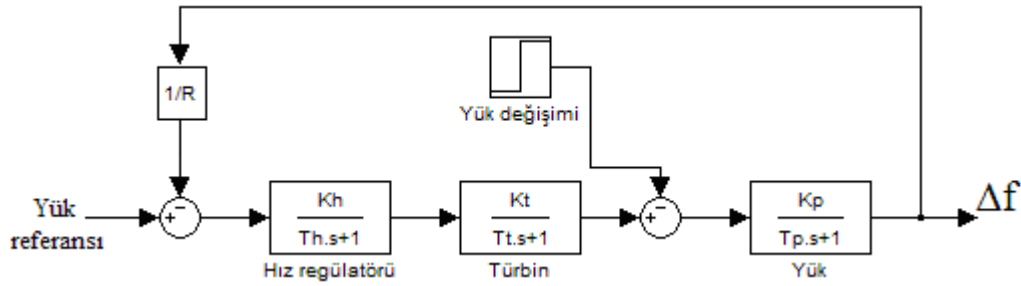
Şekil 3.14 BPID denetleyici modeli (Neşe 2008).

4. MATERYAL VE METOT

Daha önceki bölümlerde yük frekans kontrolü ve kontrol metotlarıyla ilgili verilen bilgiler ve yaklaşımlarla, bu bölümde güç sistem modellerinin Matlab-Simulinkte kullanılmak üzere modelleri oluşturulup incelenmiştir. İlk önce tek bölgeli bir güç sisteminin kontrol modelleri daha sonrada iki bölgeli bir güç sisteminin kontrol modelleri incelenmiştir.

4.1 Model ve Simülasyon Parametreleri

İncelemesi yapılacak olan tek bölgeli güç sisteminin modeli Şekil 4.1 de verilmiştir. Bu sistem ile ilgili sistem parametreleri Ek-1’de verilmiştir.



Şekil 4.1 Tek bölgeli bir güç sisteminin yük-frekans kontrol modeli.

Basit bir şekilde tek bölgeli bir güç sistemi türbin, hız regülatörü ve bir yükten oluşmaktadır. Ayrıca çıkışından alınan geri besleme üzerinde bir regülasyon sabiti (R) mevcuttur. Sistemde ayrıca ΔP_L ile gösterilen yük değişimi mevcuttur. Bu giriş ile güç sisteminin gerçek sisteme uygunluk göstermesi sağlanmıştır. Gerçek sistemlerdeki ani yük değişimleri bu şekilde gösterilmiştir.

İki bölgeli güç sistemlerinde otomatik yük frekans kontrolü generatör ünitelerinden istenen aktif güç çıkışlarının sağlanması yolu ile frekans kontrolüne yardımcı olur. Ayrıca bölgeler arasındaki güç alışverişinin arzu edilen değerler arasında tutulmasını da sağlar. Üretimde meydana gelen değişimler alan kontrol hatasını (ACE) meydana

getirir. Alan kontrol hatası frekans ve bağlantı hattı güç değişimi ile belirlenmiş bir kontrol işaretidir. Birinci bölge için alan kontrol hatası;

$$ACE_1 = \Delta P_{12} + B_1 \Delta f \quad (4.1)$$

$$B_1 = \beta_1 = \frac{1}{R_1} + D_1 \quad (4.2)$$

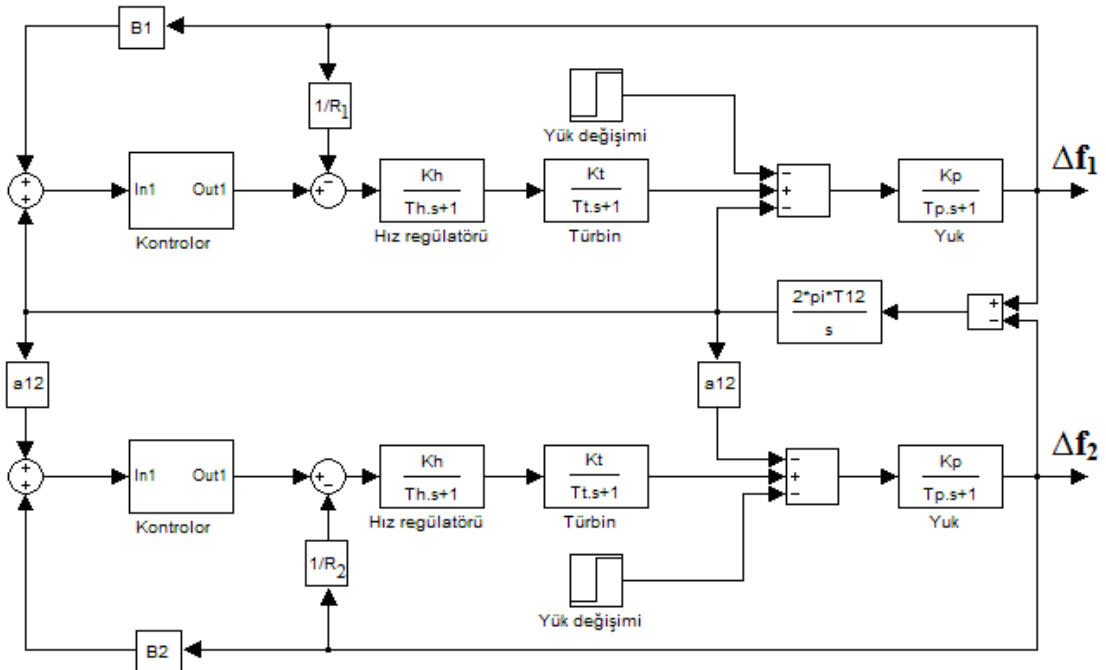
olarak belirlenmiştir. Burada B_1 , birinci bölgenin frekans yönelim faktörüdür. İkinci bölge için alan kontrol hatası;

$$ACE_2 = \Delta P_{21} + B_2 \Delta f \quad (4.3)$$

$$B_2 = \beta_2 = \frac{1}{R_2} + D_2 \quad (4.4)$$

olarak belirlenmiştir.

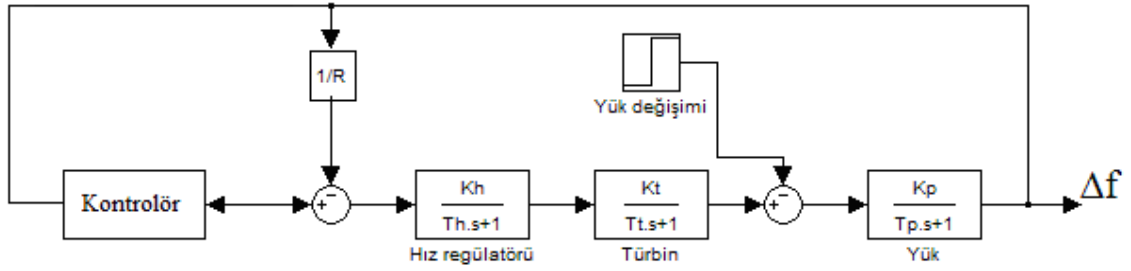
İki bölgeyi güç sisteminin modeli Şekil 4.2’de, sistem parametreleri Ek-2’de verilmiştir.



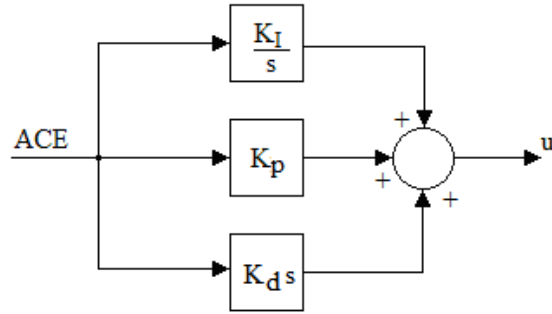
Şekil 4.2 İki bölgeyi bir güç sisteminin yük-frekans kontrol modeli (Çimen 2000).

4.2 Tek Bölge Güç Sistemi İçin PID Denetleyicinin Tasarlanması

Yük frekans kontrolünün buradaki amacı frekansı istenilen değere ulaştırmak üzere bir u kontrol sinyali üretmektir. Tek bölge bir güç sistemine kontrol eklenmiş hali şekil 4.3’de görülmektedir. Yük frekans kontrolünde kullanılan PID kontrolün blok diyagramı Şekil 4.4’de görülmektedir.



Şekil 4.3 Kontrolör eklenmiş tek bölge güç sistemi modeli (Çam ve Kocaarslan 2002).



Şekil 4.4 PID kontrolör yapısı.

Genel olarak kontrol vektörü ise şu şekildedir.

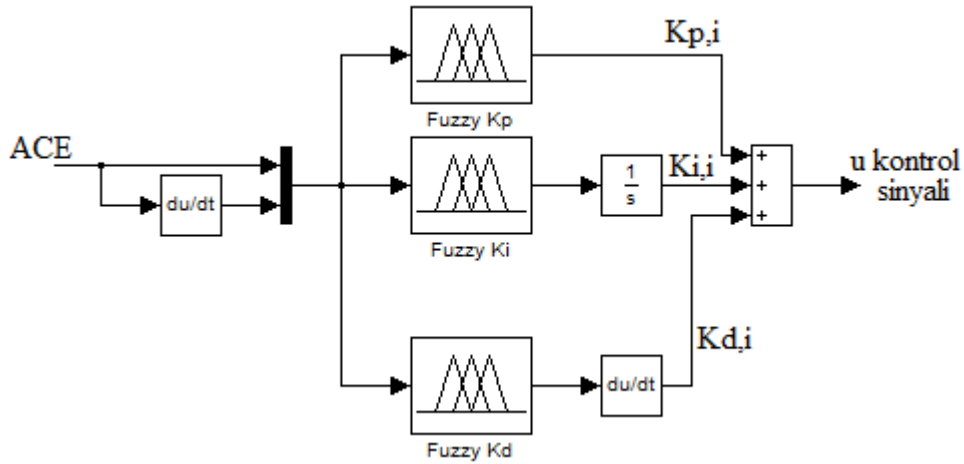
$$u = K_p e + K_i \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (4.5)$$

4.3 Tek Bölge Güç Sistemi için Bulanık PID Denetleyicinin Tasarlanması

Günümüz teknolojisinin ilerlemesiyle güç sistemleri çok karmaşık bir yapıya sahip olmuştur. Güç sistemleri gün boyunca üretim ve tüketim arasında meydana gelen

denge-sizlikten çok fazla etkilenmektedir. Bunun sonucu olarak çalışma noktasının hızlı bir şekilde istenilen değere gitmesi ve kararlılığı, elektrik ile çalışan cihazlar açısından önemli olmaktadır. Güç sistemlerinin yapısının karmaşık olması ve gün içinde çalışma noktalarının pek çok defa değişmesi güç sistemlerinin klasik yöntemlerle kontrolünü zorlaştırmaktadır. Günümüzde klasik yöntemlerin yerini ileri kontrol yöntemleri olan bulanık kontrol almaktadır. Temel olarak bulanık mantık ile kontrol, uzman bilgisine dayanan dilsel kontrol stratejisini otomatik kontrol stratejisine dönüştürebilen bir algoritma sağlar (Akalın 1998).

Bu çalışmada tek bölgeli bir güç sistemine bulanık PID eklenmiştir. Burada bulanık kontrol PID kontrolün parametrelerini ayarlamak amacıyla kullanılmıştır. Bu kontrolde alan kontrol hatası (ACE) ve alan kontrol hatasının türevi (ΔACE) istenilen kontrolün sağlanmasında gerekli olan önemli iki faktördür. Şekil 4.5’de bulanık PID kontrolün modeli görülmektedir.



Şekil 4.5 BPID kontrolör yapısı.

4.4 İki Bölgeli Güç Sistemi için PID Denetleyicinin Tasarlanması

İki bölgeli güç sistemlerinde ani yük değişimleri ve generatör kayıpları gibi normal olmayan durumlarda alanların frekansında ve alanlar arası bağlantı hattı güç değişimlerinde sapmalar görülür. Enterkonnekte bağlı güç sistemlerinde birincil hız

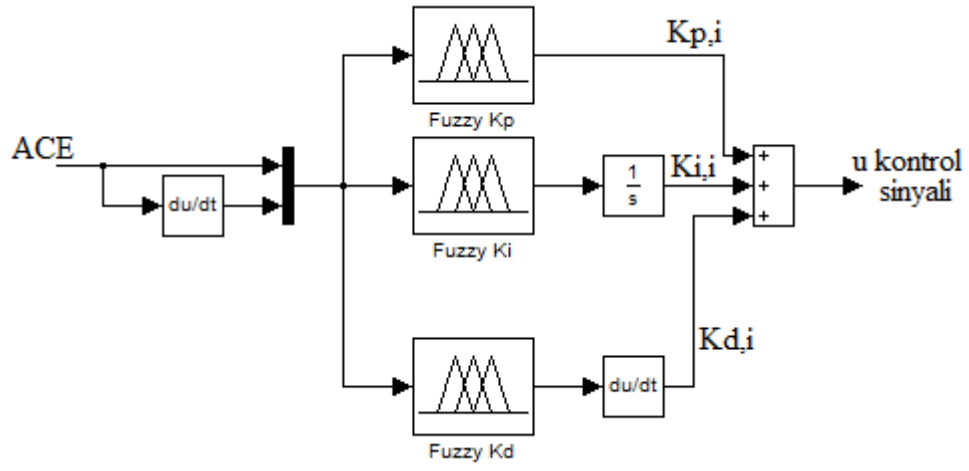
kontrolü frekans ve alanlar arası güç değişimi durdurmasına rağmen ilk durumdaki değerlerine geri getiremezler. Otomatik üretim kontrolü ile geçici hal bozulmaları minimize edilir ve sürekli hal hatası sıfırlanır. İki bölgeli güç sistemlerinde her alan kullanıcılara elektrik sağlar ayrıca birbirini bağlayan bağlantı hatları alanlar arası güç akışına izin verir. Bir alanda yük değişimi olduğu zaman diğer alanlarda frekans ve bağlantı hattı güç değişimini meydana getirir. Frekans ve güç değişiminin tekrar eski haline gelebilmesi için her bir alanın geçici hal durumuna ihtiyaç duyulur. Böylece sistemin frekans değerini istenilen sürekli durum değerine geri getirilebilir.

Bu çalışmada otomatik üretim kontrolü için klasik PID kontrolör uygulanmıştır. PID kontrolörler geniş bir kullanım alanına sahiptirler. PID kontrolörlerde integral kontrol kazancı sistem cevabının yükselme zamanını azaltır, üst aşımı ve oturma zamanını artırır, sürekli hal hatasını sıfırlar. Yapılan çalışmada kontrol edilecek sürekli hal hatası olarak alan kontrol hatası (ACE) alınmıştır. Çıkışta ise kontrol edilen sisteme bir kontrol işareti (u) uygulanır. Bu çalışmada her bir alan için PID kontrolör kullanılmıştır. Ayrıca çalışmada alanların simetrik olduğu varsayılarak sistem parametreleri birbirlerine eşit alınmıştır. PID kontrolün blok diyagramı Şekil 4.4’de gösterilmiştir.

4.5 İki Bölgeli Güç Sistemi İçin Bulanık PID Denetleyicinin Tasarlanması

İki bölgeli güç sistemlerinde kontrolör olarak bulanık mantık kontrolör kullanılmasının sebebi, doğrusal olmayan sistemler için geliştirilen kontrolörün tasarımı sırasında parametre tahminine gerek duymadıkları için bu kontrolörlerin parametrelerinin sistem dinamiklerine bağlı olarak çok hızlı değişebilmeleridir.

Bu çalışmada iki alanlı enterkonnekte sistemin otomatik üretim kontrolünde kullanılan bulanık PID kontrolörlerin girişleri olarak sistem hatasını temsil eden alan kontrol hatası ve hatanın değişimini temsil eden alan kontrol hatasının türevi alınmıştır. Sistemde her alan için birer tane bulanık PID kullanılmıştır. Kullanılan bulanık PID’lerde kontrol sinyali olarak $K_{p,i}$, $K_{i,i}$, $K_{d,i}$ değerleri alınmıştır. Sistemde kullanılan bulanık PID kontrolörün blok diyagramı Şekil 4.6’da gösterilmiştir.



Şekil 4.6 İki bölgeli alanlarda her bir alan için kullanılan BPID kontrolör yapısı.

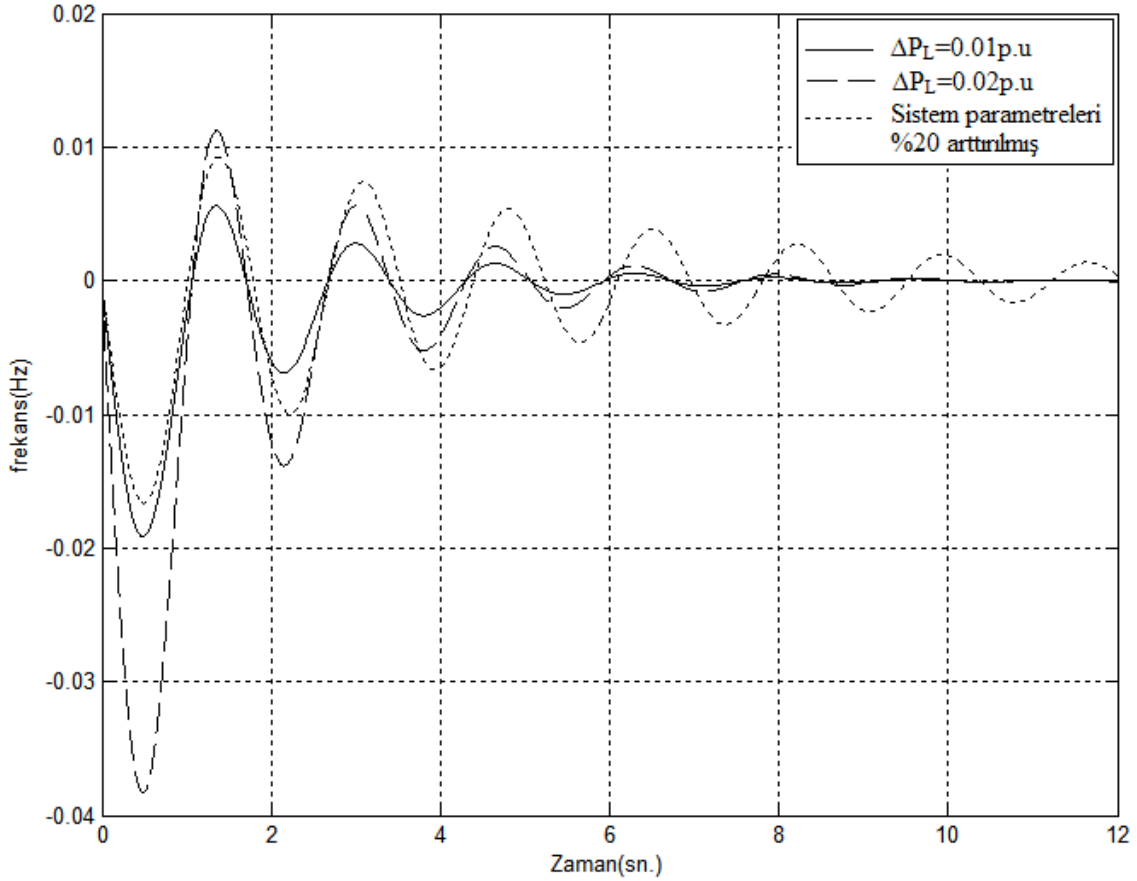
5. BULGULAR

Bundan önceki verilen bilgiler ve modeller sonucunda bu bölümde güç sistem modellerinin Matlab-Simulink'te simülasyonları yapılmış ve incelenmiştir.

5.1 PI Denetleyicili Tek Bölgeli Güç Sisteminin Simülasyonu

Güç sistemleri üretim ve tüketim arasındaki dengesizlikten çok fazla etkilenmektedir. Gün içinde oluşan farklı tüketim talepleri doğrultusunda çalışma noktaları sürekli değişmektedir. Tek bölgeli bir güç sisteminde herhangi bir denetleyici yokken sistemde oluşan hata sürekli olmaktadır. Bu hatanın yok edilmesi için bir kontrolörün eklenmesi gerekir. Sisteme klasik integral kontrol tek başına eklendiğinde, sistem hatasını sıfıra indirmekte fakat sistemin maksimum bozulmasını ve osilasyonları giderememektedir. Bunun için integral kontrolün yanına bir oransal kontrol eklenir. İntegral kontrol ve oransal kontrolörün birlikte kullanılmasıyla PI kontrolör oluşmaktadır.

Bu bölümde tek bölgeli sistem için PI kontrolör kullanılmış ve çalışma sonuçları şekillerle gösterilerek kıyaslanmıştır. Şekil 5.1'de görüldüğü gibi denemeler sonunda en iyi parametre değerleri $K_p=-0.5$, $K_i=-0.7$ bulunmuştur. Simülasyon sonucu incelendiğinde sistemin hatayı yok edip tekrar referans değeri 0'a dönmesi için 11.5 saniye geçmiştir. Sistemde PI kontrolörün oransal kontrol kısmı azaltıldığında sistemin hatayı sıfıra indirme zamanı artmakta eğer çok fazla arttırılırsa da sistem osilasyona gitmektedir. İntegral kontrol oranı azaltılırsa sistem hatayı sıfıra daha geç indirmekte, fazla arttırılırsa da sistem osilasyona gitmektedir.



Şekil 5.1 PI Denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.

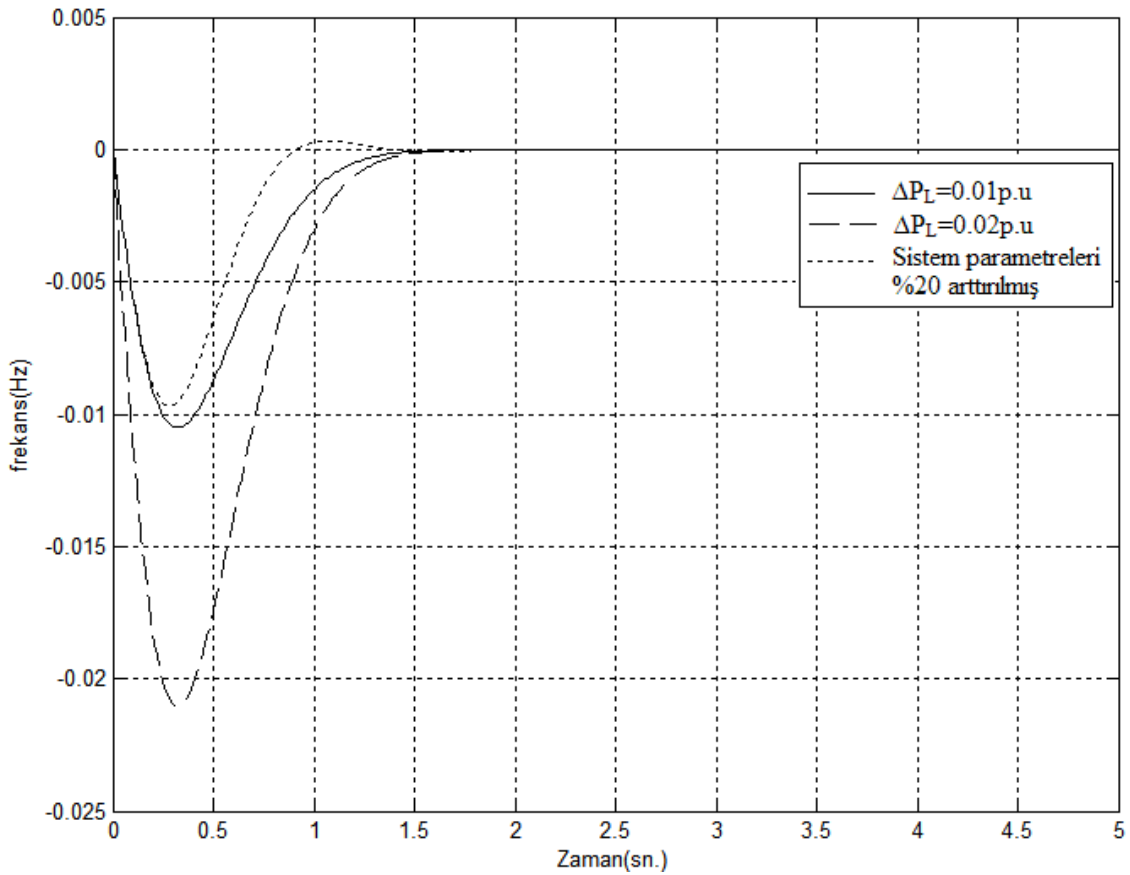
Tek bölgeli güç sisteminin sistem parametreleri sabit tutulup, PI kontrolöründe parametreleri $K_p=-0.5$, $K_i=-0.7$ alınıp, yük değişimi $\Delta P_L=0.02p.u.$ 'e çıkarıldığında sistem cevabı Şekil 5.1'deki gibi olmaktadır. Şekil 5.1 incelendiğinde sistemin yük değişimi arttırıldığında, sistemin tolerans değeri olan sıfıra oturma zamanı değişmemekte ama maksimum bozulma $-0.03832Hz$ olmaktadır.

PI denetleyicili tek bölgeli güç sisteminin kontrol parametreleri olan $K_p=-0.5$, $K_i=-0.7$ ve yük değişimi $\Delta P_L=0.01p.u.$ olarak alınıp, sistem parametreleri %20 arttırıldığında PI kontrolörün dayanıklılığı test edilmiştir. Yapılan simülasyon incelendiğinde sistemin oturma zamanının çok fazla uzadığını ve 32.5 saniyede referans değerine oturduğu, maksimum aşımın azaldığı görülmüştür. Buradan görüldüğü gibi PI denetleyici sistemde oluşacak anormal durumlarda yetersiz kalmaktadır.

5.2 PID Denetleyicili Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu

PID kontrolörün oransal terimi hatanın anlık değerine göre makul bir şekilde hatayı azaltmaya çalışırken, integral terimi hatanın sıfır olmasını ve türevsel terim ise hatanın değişim oranını kullanarak gelecek terimi tahmin etmeye çalışmaktadır. Ayrıca oransal terim sistem cevabını hızlandırmakta ve integral terimin neden olduğu gecikmeyi gidermektedir. PID kontrol kullanılarak çok hassas, doğru ve kararlı bir kontrol sağlanabilir.

Bu bölümde tek bölge güç sistemine kontrolör olarak PID kontrolör eklenip çeşitli simülasyonlar yapılmıştır. PID denetleyicinin katsayıları Ziegler-Nichols metodu ile hesaplanmıştır. Hesaplamalar sonucunda $K_p=-0.85$, $K_i=-1.51$, $K_d=-0.24$ bulunmuştur.



Şekil 5.2 PID denetleyicili tek bölge bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.

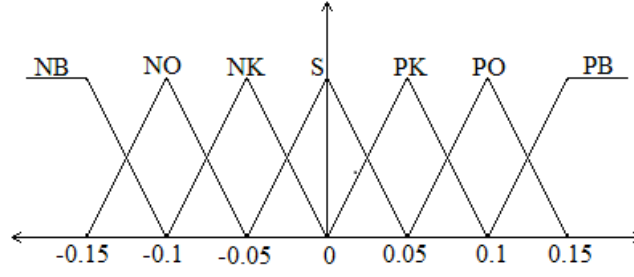
Bulunan $K_p=-0.85$, $K_i=-1.51$, $K_d=-0.24$ değerlerinin simülasyonu yapıldığında simülasyon sonucu Şekil 5.2'deki gibi olmaktadır. Bu değerlerin sonucu incelendiğinde sistemin maksimum bozulması -0.0105Hz olmakta ve sistem 1.9 saniyede referans değerine oturmaktadır. PID kontrolörün türevsel terimi arttırıldığında sistemin maksimum bozulma değeri artmakta ve oturma zamanı artmaktadır. Oransal kontrol azaltıldığında ise pozitif maksimum bozulma noktası ve oturma zamanı artmaktadır.

Tek bölgeli güç sisteminin sistem parametreleri sabit tutulup, PID denetleyicinin değerleri $K_p=-0.85$, $K_i=-1.51$, $K_d=-0.24$ alınıp yük değişimi $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ alındığında sistemin cevabı Şekil 5.2'deki gibi olmaktadır. Simülasyon sonucu incelendiğinde sistemin maksimum bozulma noktasının -0.021Hz olduğu ve oturma zamanının değişmediği görülmektedir.

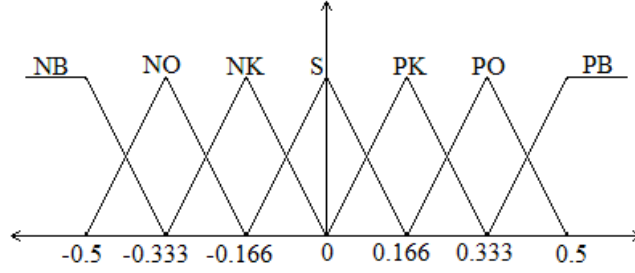
PID denetleyicili tek bölgeli güç sisteminin kontrol parametreleri olan $K_p=-0.85$, $K_i=-1.51$ ve $K_d=-0.24$ yük değişimi $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ olarak alınıp, sistem parametreleri %20 arttırıldığında sistemin cevabı Şekil 5.2'deki gibi olmaktadır. Sistem parametreleri %20 arttırıldığında PID kontrolörün PI kontrolöre daha başarılı olduğu görülmüştür. Bunun sebebinin türevsel terim olduğu anlaşılmaktadır. Çünkü türevsel terim görevi hatanın değişim oranını kullanarak gelecek terimi tahmin etmeye çalışmaktadır.

5.3 Bulanık PI Denetleyicili Tek Bölgeli Güç Sisteminin Simülasyonu

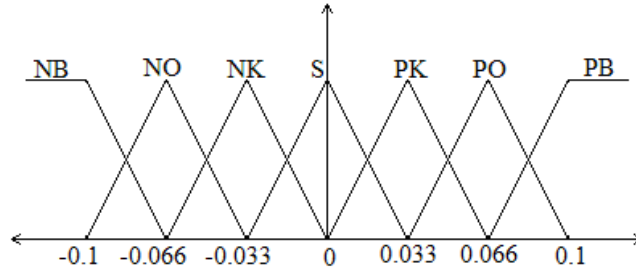
Bu çalışmada tek bölgeli güç sistemine kontrolör olarak bulanık PI kontrolör eklenmiştir. Kullanılan bulanık kontrolör Mamdani tipi, iki girişli ve tek çıkışlı bulanık PI kontrolördür. Bulanık kontrol PI kontrolörün oransal ve integral terimi için ayrı ayrı kullanılmıştır. Tasarlanan bulanık mantık kontrolörün giriş değişkenleri ACE ve ΔACE için üyelik fonksiyonları üçgen seçilmiş ve Şekil 5.3, 5.4, 5.5, 5.6'da verilmiştir.



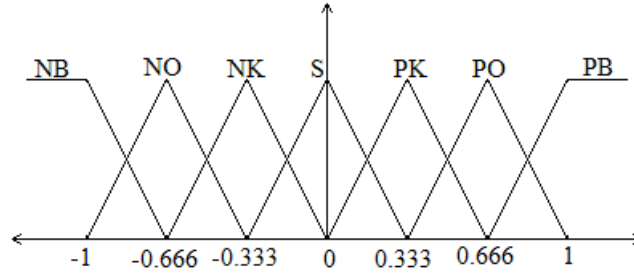
Şekil 5.3 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



Şekil 5.4 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



Şekil 5.5 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



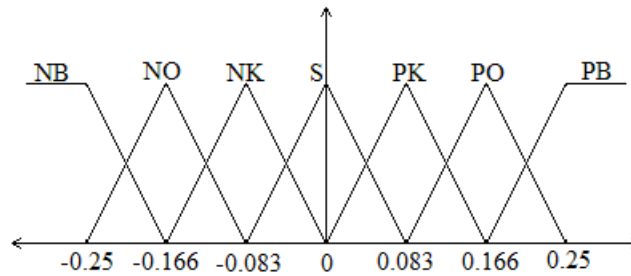
Şekil 5.6 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).

Kullanılan bulanık kontrolörde 7x7'lik kural tablosu kullanılmıştır. Bu kural tablosu oluşturulurken maksimum bozulmayı küçültmek için $K_{p,i}$ ve $K_{i,i}$ kazançlarının ilk önce büyük daha sonra sistemin oturma zamanını küçültmek için aşamalı olarak küçülmesini sağlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir.

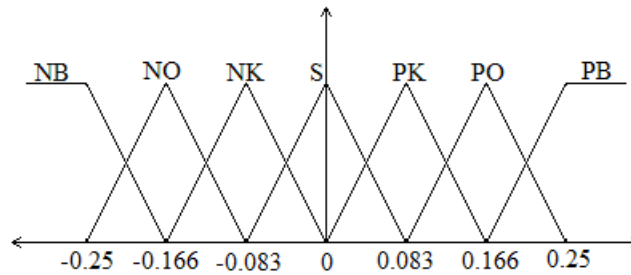
Çizelge 5.1 Tek bölgeli güç sistemi için $K_{p,i}$ ve $K_{i,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.

Δe	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	PB	PB	PB	PO	PO	PK	S
NO	PB	PB	PO	PO	PK	S	NK
NK	PB	PO	PO	PK	S	NK	NO
S	PO	PO	PK	S	NK	NO	NO
PK	PO	PK	S	NK	NO	NO	NB
PO	PK	S	NK	NO	NO	NB	NB
PB	S	NK	NO	NO	NB	NB	NB

Kural tablosundaki NB, NO, NK, S, PK, PO, PB sırasıyla negatif büyük, negatif orta, negatif küçük, sıfır, pozitif küçük, pozitif orta, pozitif büyük ifadelerini temsil eder. Kullanılan bulanık kontrolörde; sisteme uygulanacak kontrolör kazançları; ACE ve ΔACE giriş değişkenlerine ve bulanık mantık kural tablosuna göre elde edilmektedir. Girişler hakkında sonuca ulaşma EĞER-O HALDE şeklinde kuralların kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Kullanılan kontrolörde Mamdani tipi çıkarım modeli kullanılmıştır. Durulama aşamasında kullanılan $K_{p,i}$ ve $K_{i,i}$ çıkış sinyallerinin üyelik fonksiyonları Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de verilmiştir.

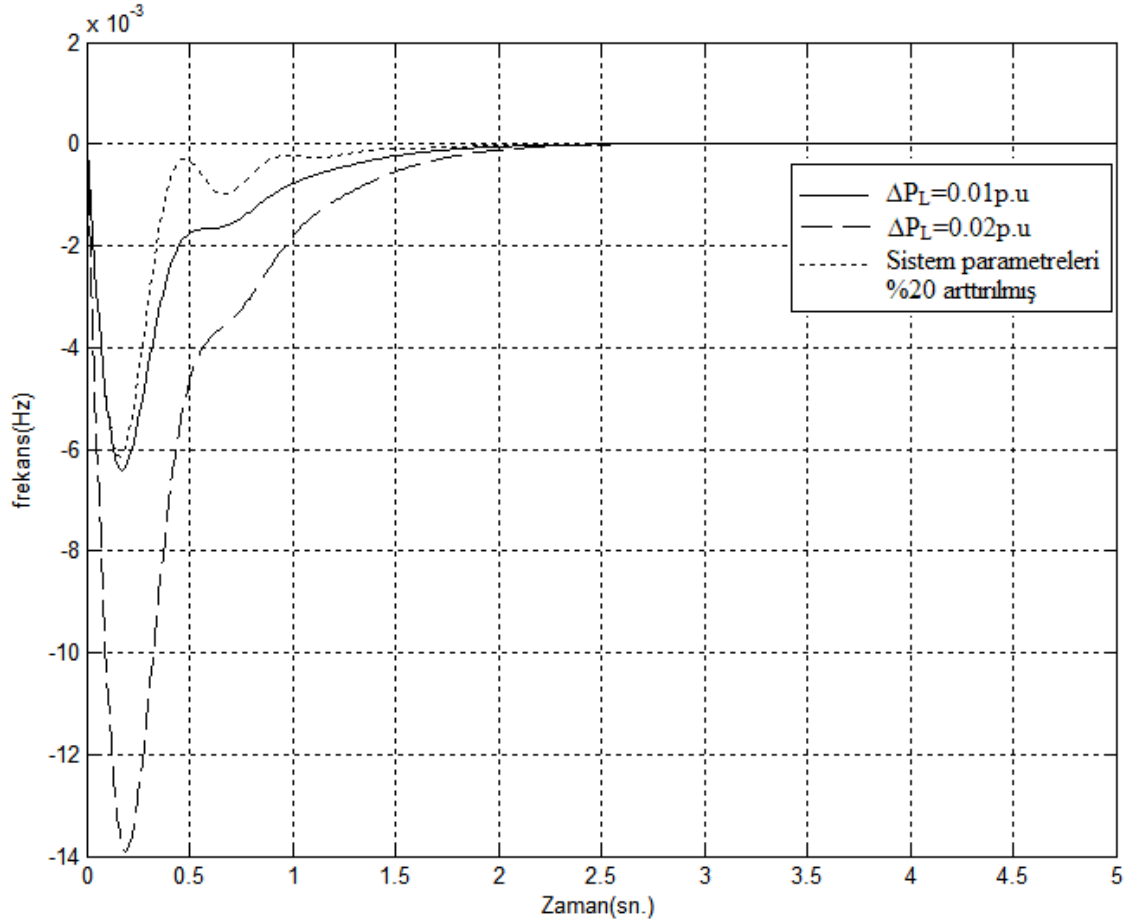


Şekil 5.7 $K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.8 $K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

Tasarlanan bulanık PI kontrolör sabit sistem parametreleri ve $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ yük değişiminde simülasyonu yapıldığında sistem cevabı Şekil 5.9'daki gibi olmaktadır. Şekil 5.9 incelendiğinde sistemin maksimum bozulması -0.00641Hz olmakta ve sistem 2.4 saniyede referans değeri olan sıfıra oturmaktadır.



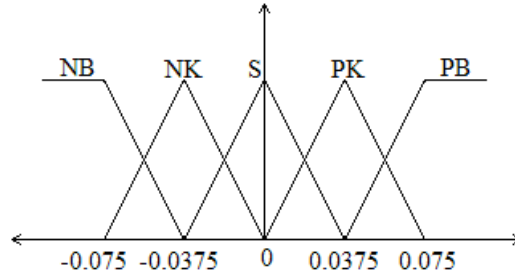
Şekil 5.9 Bulanık PI denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.

Bulanık PI kontrolün tüm parametreleri ve tek bölgeli güç sisteminin parametreleri sabit tutulup, yük değişimi $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ yapıldığında sistem cevabı Şekil 5.9'daki gibi olmaktadır. Yük değişimi $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ olduğunda sistemin oturma zamanının değişmediği fakat maksimum bozulmanın -0.0139Hz olduğu görülmektedir. Daha önceki PI ve PID kontrolde sistem yük değişim artışına bozulmada iki kat olarak cevap verirken bulanık PI kontrolde bu biraz daha fazla olmaktadır.

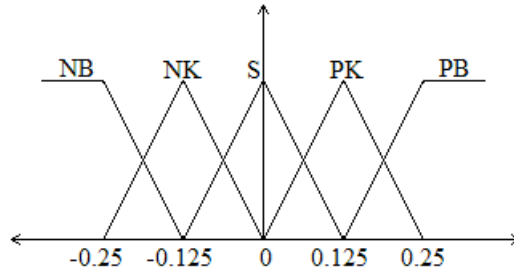
Bulanık PI kontrolör parametreleri ve yük değişimi $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ alınıp sistem parametreleri %20 arttırıldığında sistem cevabı Şekil 5.11'deki gibi olmaktadır. Bulanık PI kontrollü tek bölgeli güç sisteminin sistem parametreleri %20 arttırıldığında sistemin oturma zamanının 2.5 saniye ve maksimum bozulmanın -0.01325 Hz olduğu görülmektedir

5.4 Yirmi beş Kuralı Bulanık PID Denetleyicili Tek Bölgeli Güç Sisteminin Simülasyonu

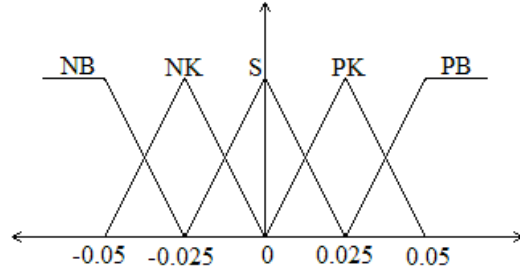
Bu çalışmada tek bölgeli güç sistemine kontrolör olarak bulanık PID eklenmiştir. Kullanılan PID kontrolörün parametreleri bulanık mantık kontrolör tarafından hesaplanmaktadır. Her parametre için ayrı ayrı bulanık kontrol kullanılmıştır. Kullanılan bulanık kontrolörler Mamdani tipi olup, iki girişli ve tek çıkışlıdır. Tasarlanan bulanık mantık kontrolörlerin giriş değişkenleri ACE ve ΔACE için üyelik fonksiyonları üçgen seçilmiş ve Şekil 5.10, 5.11, 5.12, 5.13, 5.14, 5.15'de verilmiştir.



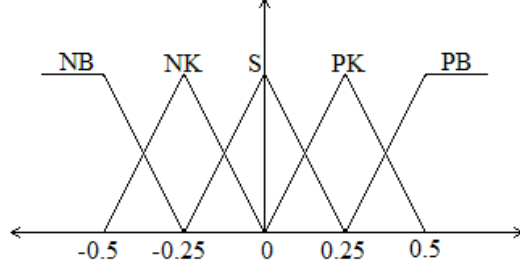
Şekil 5.10 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



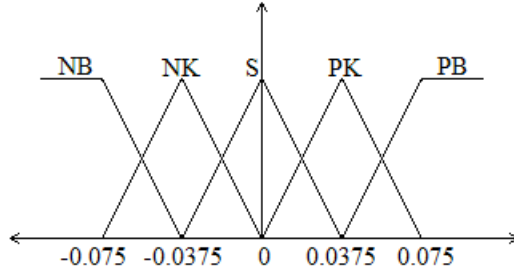
Şekil 5.11 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



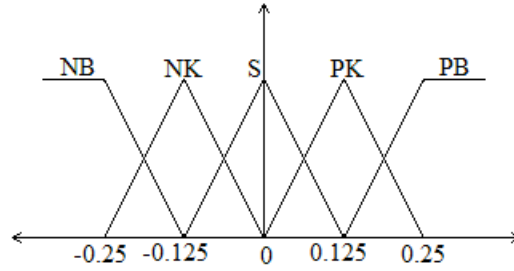
Şekil 5.12 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.13 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.14 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).



Şekil 5.15 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).

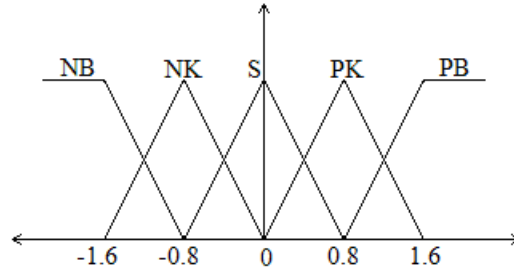
Bulanık mantık kontrolörlerde 5x5 lik kural tablosu kullanılmıştır. Kural tablosunun 5x5 seçilmesinde kural tablosunun ve tepki süresinin kısa olmasından dolayı kullanılmıştır. Kural tablosu oluşturulurken $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ kazançlarından ilk önce büyük daha sonra kademeli olarak küçülmesini sağlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.2'de $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu verilmiştir.

PID parametrelerinin her biri için kullanılan bulanık kontrolörlerin kural tabloları birbirlerinin aynısıdır.

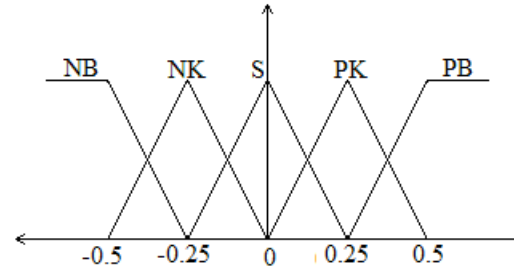
Çizelge 5.2 $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.

Δe e	NB	NK	S	PK	PB
NB	PB	PB	PK	PK	S
NK	PB	PK	PK	S	NK
S	PK	PK	S	NK	NK
PK	PK	S	NK	NK	NB
PB	S	NK	NK	NB	NB

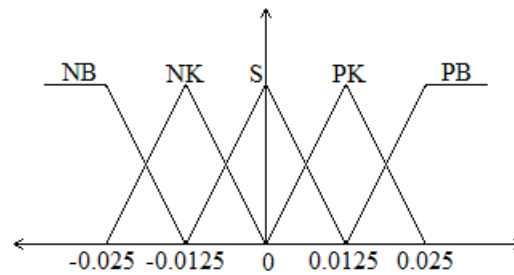
Bulanık kontrolörler girişler hakkında sonuca ulaşmada EĞER-O HALDE şeklinde kuralların kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Durulama aşamasında kullanılan $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ çıkış sinyallerinin üyelik fonksiyonları Şekil 5.16, 5.17 ve 5.18’de verilmiştir.



Şekil 5.16 $K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

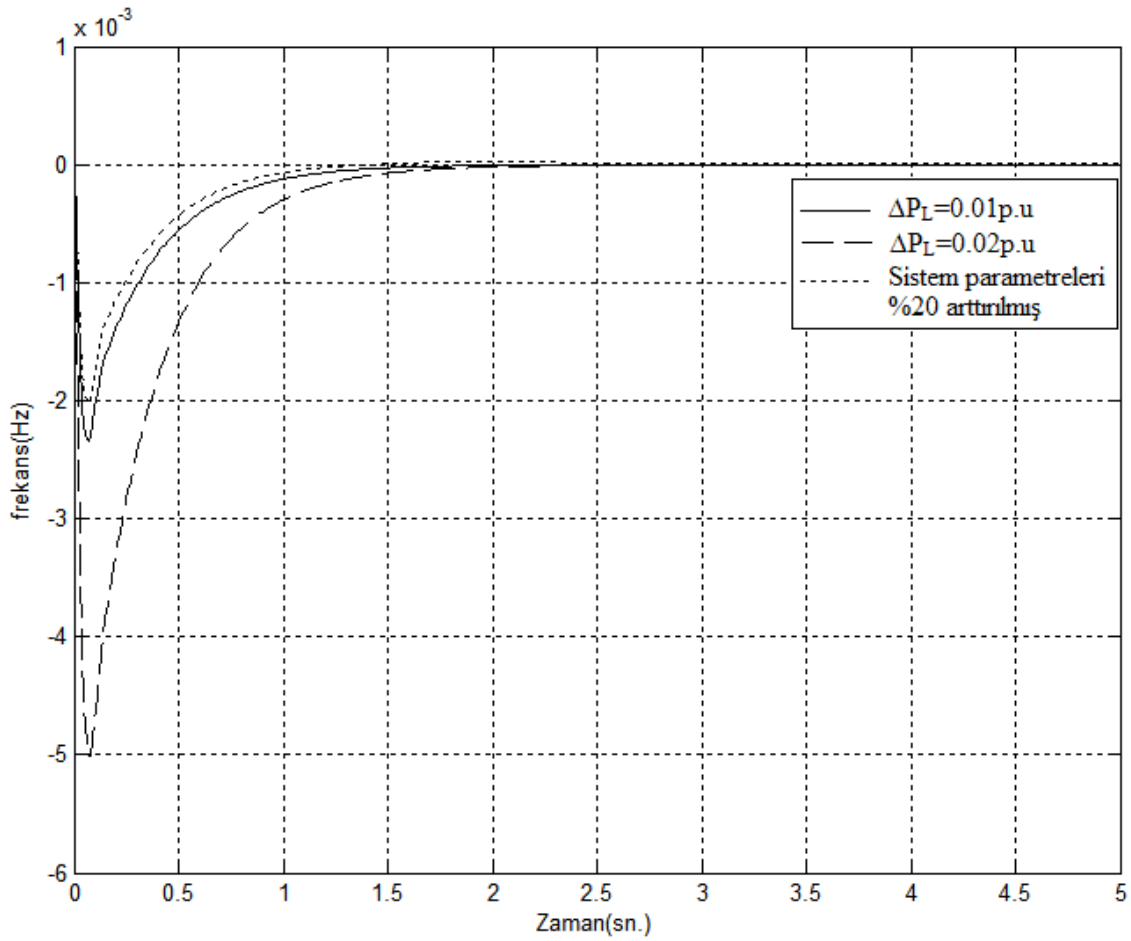


Şekil 5.17 $K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.18 $K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

Tasarlanan bulanık PID kontrolör sabit sistem parametreleri ve $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ yük değişiminde simülasyonu yapıldığında sistem cevabı Şekil 5.19'daki gibi olmaktadır. Şekil 5.19 incelendiğinde sistemin maksimum bozulmasının -0.002343 Hz olduğu, oturma zamanının da 2.4 saniye olduğu görülmektedir. Bulanık PI denetleyiciyle karşılaştırıldığında sistemin oturma zamanının aynı olduğu ama maksimum bozulmanın Bulanık PID' de daha iyi olduğu görülmektedir.



Şekil 5.19 Yirmi beş kurallı bulanık PID denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.

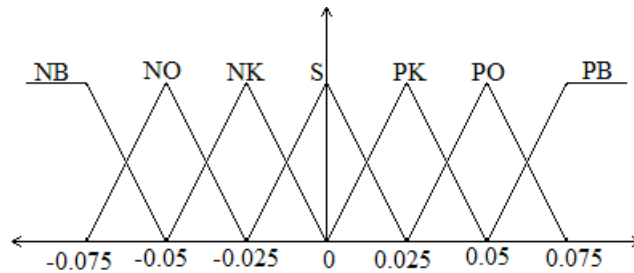
Bulanık PID kontrol parametreleri ve sistem parametreleri sabit tutulup, yük değişimi $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ olarak alındığında sistem cevabı Şekil 5.19'daki gibi olmaktadır. Şekil 5.19 incelendiğinde sistemin oturma zamanının değişmediği fakat maksimum bozulmanın arttığı görülmektedir. Bulanık PI denetleyiciyle yapılan simülasyon

karşılaştırıldığında yirmi beş kurallı bulanık PID denetleyicinin maksimum bozulmasının çok daha iyi olduğu görülmektedir.

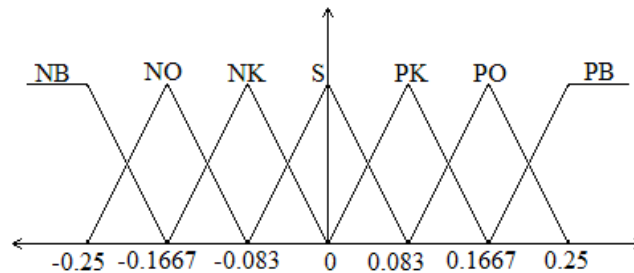
Yirmi beş kurallı bulanık PID kontrolör parametreleri ve yük değişimi $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ alınıp sistem parametreleri %20 arttırıldığında sistem cevabı Şekil 5.19'daki gibi olmaktadır. Yirmi beş kurallı Bulanık PID denetleyicili tek bölgesi güç sisteminin sistem parametreleri %20 arttırıldığında sistemin oturma zamanının arttığı ve 3.5 saniye olduğu, oturma zamanının ise azalarak -0.002032 Hz olduğu görülmektedir.

5.5 Kırk dokuz Kurallı Bulanık PID Denetleyicili Tek Bölgesi Güç Sisteminin Simülasyonu

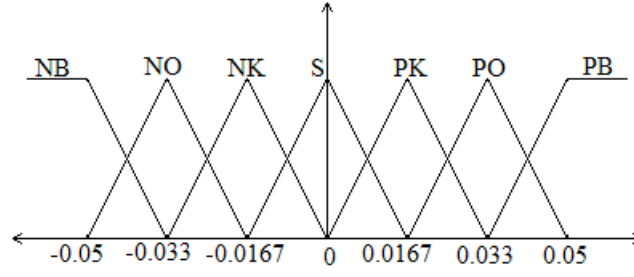
Bu çalışmada daha önce yapılan yirmi beş kurallı bulanık kontrolörün kural sayısı kırk dokuza çıkarılarak tekrar üyelik fonksiyonları ayarlanmış ve kural tablosu oluşturulmuştur. Bulanık mantık kontrolörlerde kural sayısı arttıkça kontrol daha iyi gerçekleşmekte fakat tepki süresi uzamaktadır. Kullanılan kontrolör Mamdani tipi olup, iki girişli ve tek çıkışlıdır. Tasarlanan bulanık mantık kontrolörlerin giriş değişkenleri ACE ve ΔACE için üyelik fonksiyonları üçgen seçilmiş ve Şekil 5.20, 5.21, 5.22, 5.23, 5.24, 5.25'de verilmiştir.



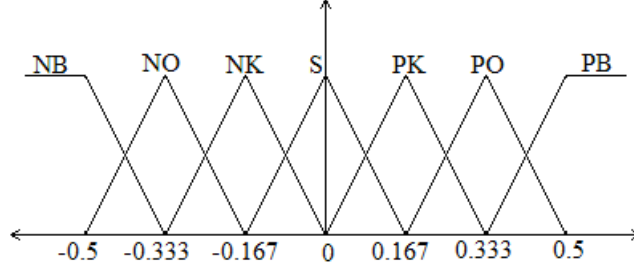
Şekil 5.20 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



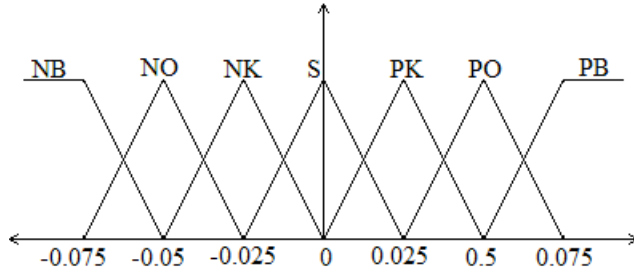
Şekil 5.21 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



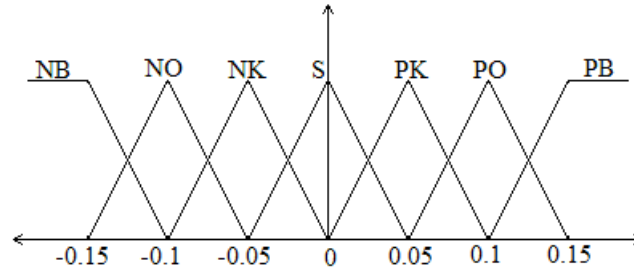
Şekil 5.22 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.23 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.24 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).



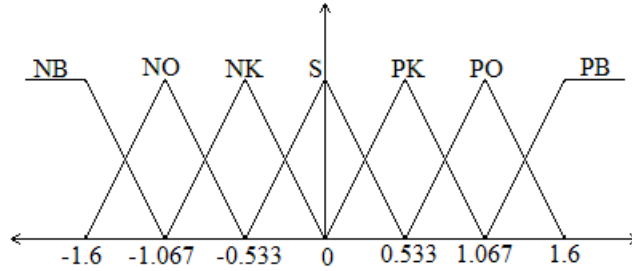
Şekil 5.25 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).

Kullanılan bulanık kontrolörün kural tablosu 7x7 seçilmiştir. Kural tablosu oluşturulurken $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ kazançlarından ilk önce büyük daha sonra kademeli olarak küçülmesini sağlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.3'de $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu verilmiştir. PID parametrelerinin her biri için kullanılan bulanık kontrolörlerin kural tabloları birbirlerinin aynısıdır.

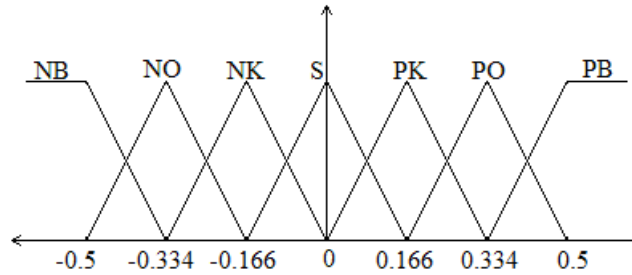
Çizelge 5.3 $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.

Δe e	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	PB	PB	PB	PO	PO	PK	S
NO	PB	PB	PO	PO	PK	S	NK
NK	PB	PO	PO	PK	S	NK	NO
S	PO	PO	PK	S	NK	NO	NO
PK	PO	PK	S	NK	NO	NO	NB
PO	PK	S	NK	NO	NO	NB	NB
PB	S	NK	NO	NO	NB	NB	NB

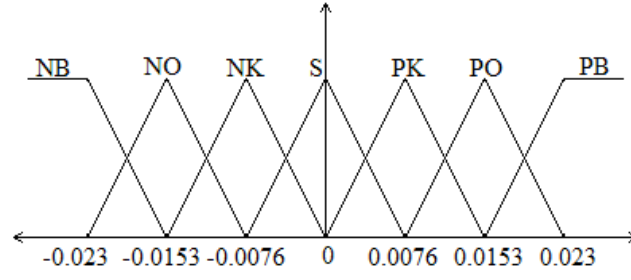
Bulanık kontrolör girişler hakkında sonuca ulaşmada EĞER-O HALDE şeklinde kuralların kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Durulaştırma aşamasında ağırlık merkezi metodu kullanılmıştır. Durulama aşamasında kullanılan $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ çıkış sinyallerinin üyelik fonksiyonları Şekil 5.26, 5.27 ve 5.28’de verilmiştir.



Şekil 5.26 $K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

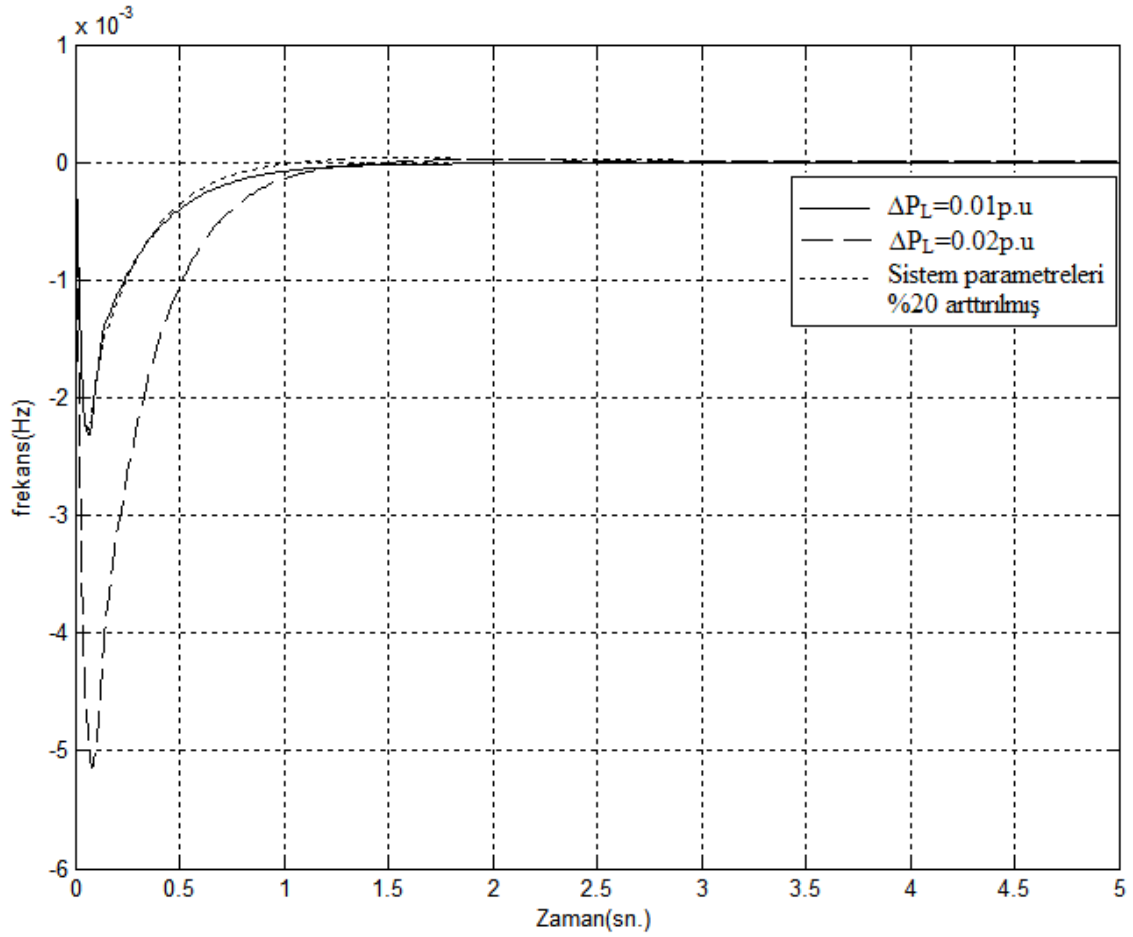


Şekil 5.27 $K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.28 $K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

Tasarlanan kırk dokuz kurallı bulanık PID kontrolör sabit sistem parametreleri ve $\Delta P_L=0.01$ p.u yük değişiminde simülasyonu yapıldığında sistem cevabı Şekil 5.29'daki gibi olmaktadır.



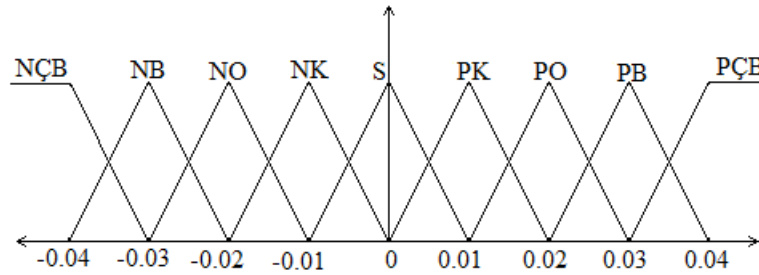
Şekil 5.29 Kırk dokuz kurallı bulanık PID denetleyicili tek bölgeli bir güç sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.

Şekil 5.29 incelendiğinde sistemin 2.4 saniyede referans değeri olan sıfıra oturduğu, sistemin maksimum bozulmasının da -0.002311 Hz olduğu görülmektedir. Yirmi beş kurallı bulanık PID denetleyici ile karşılaştırıldığında sistemin oturma hızının değişmediği, maksimum bozulmanın azaldığı görülmektedir.

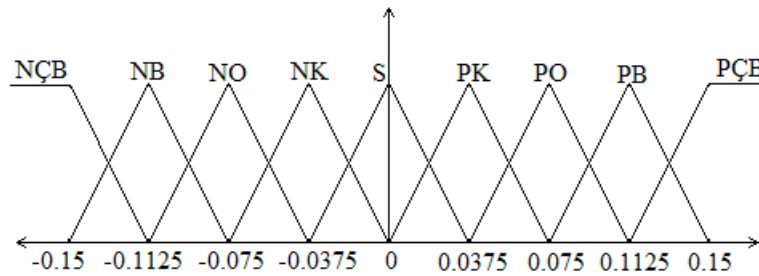
Bulanık PID kontrol parametreleri ve sistem parametreleri sabit tutulup, yük değişimi $\Delta P_L=0.02$ p.u olarak alındığında sistemin maksimum bozulmasının 0.005149 Hz, oturma zamanının da 2.4 saniye olduğu görülmektedir. Kırk dokuz kurallı bulanık PID kontrolör parametreleri sabit tutulup, yük değişimi $\Delta P_L=0.01$ p.u alınıp sistem parametreleri %20 arttırıldığında sistemin maksimum bozulmasının 0.002276 Hz, oturma zamanının 5.5 saniye olduğu görülmektedir.

5.6 Seksen Bir Kurallı Bulanık PID Denetleyicili Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu

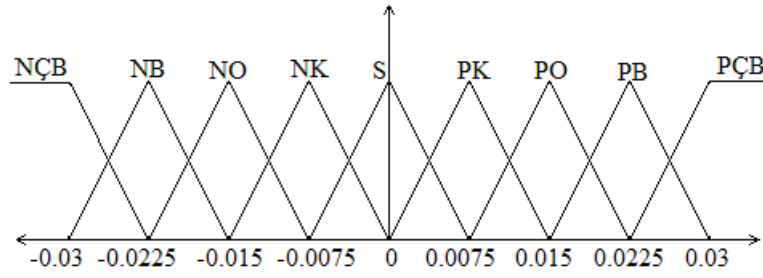
Bu çalışmada tek bölge güç sistemine eklenen bulanık kontrolörün kural tablosu 9x9 olarak alınmıştır. Kullanılan bulanık kontrolör ve sistem parametreleri aynı olup, tasarlanan bulanık mantık kontrolörün giriş değişkenleri ACE ve ΔACE için üyelik fonksiyonları Şekil 5.30, 5.31, 5.32, 5.33, 5.34, 5.35’de verilmiştir.



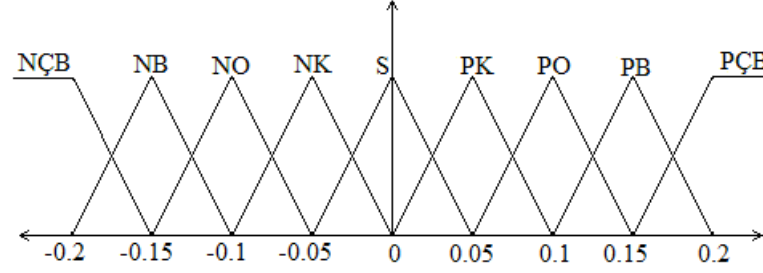
Şekil 5.30 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



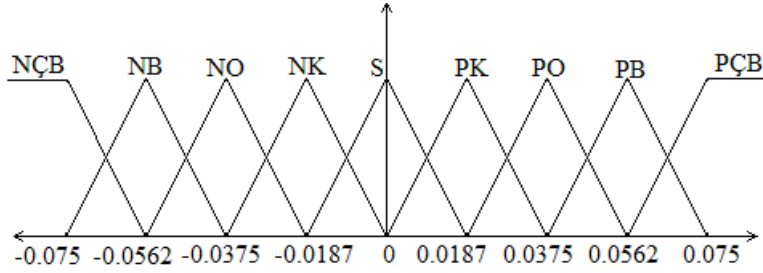
Şekil 5.31 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



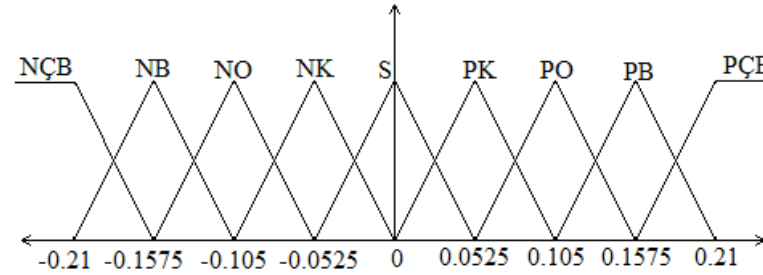
Şekil 5.32 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.33 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.34 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).



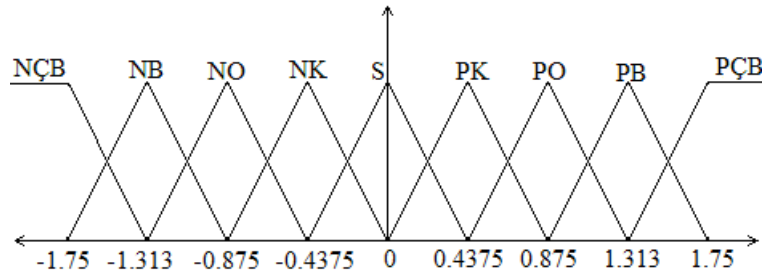
Şekil 5.35 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).

Bulanık mantık kontrolörde 9x9 luk kural tablosu kullanılmıştır. Kural tablosu 9x9 seçildiğinde simülasyon süresi uzamaktadır. Kural tablosu oluşturulurken $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ kazançlarından ilk önce büyük daha sonra kademeli olarak küçülmesini sağlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.4'de $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu verilmiştir. PID parametrelerinin her biri için kullanılan bulanık kontrolörlerin kural tabloları birbirlerinin aynısıdır.

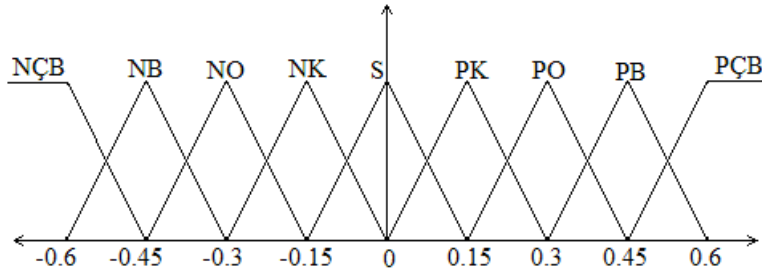
Çizelge 5.4 $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.

Δe e	NÇB	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB	PÇB
NÇB	PÇB	PÇB	PÇB	PB	PB	PO	PO	PK	S
NB	PÇB	PÇB	PB	PB	PO	PO	PK	S	NK
NO	PÇB	PB	PB	PO	PO	PK	S	NK	NO
NK	PB	PB	PO	PO	PK	S	NK	NO	NO
S	PB	PO	PO	PK	S	NK	NO	NO	NB
PK	PO	PO	PK	S	NK	NO	NO	NB	NB
PO	PO	PK	S	NK	NO	NO	NB	NB	NÇB
PB	PK	S	NK	NO	NO	NB	NB	NÇB	NÇB
PÇB	S	NK	NO	NO	NB	NB	NÇB	NÇB	NÇB

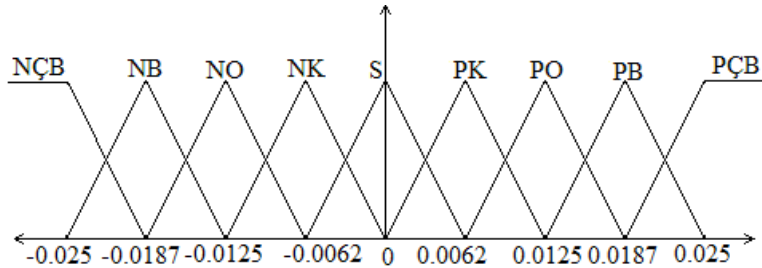
Bulanık kontrolör girişler hakkında sonuca ulaşmada EĞER-O HALDE şeklinde kuralların kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Durulama aşamasında kullanılan $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ çıkış sinyallerinin üyelik fonksiyonları Şekil 5.36, 5.37 ve 5.38’de verilmiştir.



Şekil 5.36 $K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

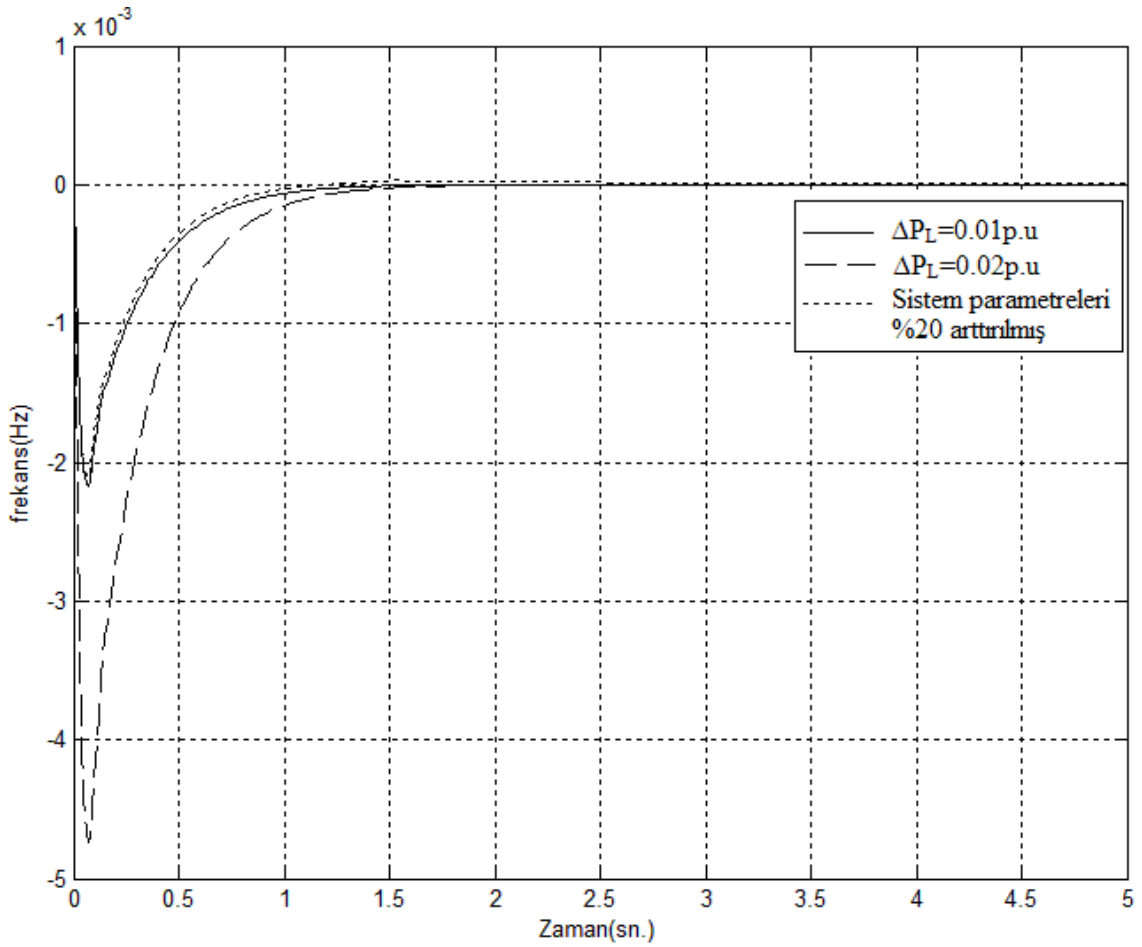


Şekil 5.37 $K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.38 $K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

Tasarlanan bulanık PID kontrolör sabit sistem parametreleri ve $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ yük değişiminde Şekil 5.39'dan görüldüğü gibi maksimum bozulma -0.00217 Hz olmakta ve sistem 1.8 saniyede oturmaktadır. Yük değişimi $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ 'e çıkarıldığında sistemin maksimum bozulması -0.004743 Hz olmakta ve sistem 2 saniyede oturmaktadır. Sistem parametreleri %20 arttırıldığında sistemin oturma süresi 5.6 saniye, maksimum bozulma ise -0.002108 Hz olmaktadır.



Şekil 5.39 Seksen bir kurallı bulanık PID denetleyicili tek bölgeli bir güç Sisteminin değişik parametrelerde sistem cevapları.

5.7 Tek Bölge Güç Sisteminin Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Modern kontrol teorisi sistem mühendisinin gerekli sistem performansını nicel olarak belirleyebileceğini kabul etmektedir. Performans indeksi hesaplanabilmekte ya da ölçülebilmektedir ve sistem performansını değerlendirmek için kullanılabilir. Performans indeksi;

$$ITA = \int |\Delta f| dt \quad (5.1)$$

İle ifade edilen hatanın mutlak değerinin toplamıdır. Tüm simülasyon sonuçları denklem 5.1 ile ifade edilen performans indeksine göre belirlenmiştir.

Çizelge 5.6 Tek bölge güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde performans sonuçları.

Kontrolör tipi	$\Delta P_L=0.01\text{p.u}$	$\Delta P_L=0.02\text{p.u}$	Sistem parametreleri %20 arttırıldığında
PI kontrolörlü	2.376	4.752	4.4938
PID kontrolörlü	0.6622	1.3244	0.4791
Bulanık PI kontrolörlü	0.2964	0.6883	0.1985
25 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	0.0809	0.1887	0.0674
49 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	0.0667	0.1656	0.0676
81 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	0.0653	0.1454	0.0643

Çizelge 5.7 Tek bölgesi güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde oturma zamanı sonuçları (Saniye).

Kontrolör tipi	$\Delta P_L=0.01\text{p.u}$	$\Delta P_L=0.02\text{p.u}$	Sistem parametreleri %20 artırıldığında
PI kontrolörlü	11.5	11.5	32.5
PID kontrolörlü	1.9	1.9	2.4
Bulanık PI kontrolörlü	2.4	2.4	2.5
25 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	2.4	2.4	3.5
49 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	2.4	2.4	5.5
81 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	1.8	2	5.6

Çizelge 5.8 Tek bölgesi güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde maksimum bozulma miktarları (Hz).

Kontrolör tipi	$\Delta P_L=0.01\text{p.u}$	$\Delta P_L=0.02\text{p.u}$	Sistem parametreleri %20 artırıldığında
PI kontrolörlü	-0.01916	-0.03832	-0.01665
PID kontrolörlü	-0.0105	-0.021	-0.009699
Bulanık PI kontrolörlü	-0.00641	-0.0134	-0.01325
25 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	-0.002343	-0.005016	-0.002032
49 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	-0.002311	-0.005149	-0.002276
81 Kurallı Bulanık PID kontrolörlü	-0.00217	-0.004743	-0.002108

Hatanın mutlak değerinin toplamı alınarak yapılan performans sonuçları Çizelge 5.6'da gösterilmiştir. Çizelge 5.6 incelendiğinde, sabit sistem parametreleri ve $\Delta P_L=0.01p.u$ olarak yapılan simülasyon sonuçları incelendiğinde en iyi cevabı seksen bir kurallı bulanık PID kontrolör vermektedir. Yük değişimi arttırıldığında alınan sonuçlar ve sistem parametreleri %20 arttırıldığında alınan sonuçlar karşılaştırıldığında yine en iyi sonuçları seksen bir kurallı bulanık PID sergilemektedir. Performans sonuçlarının tümü incelendiğinde ise bulanık PID kontrolörlerin diğer kontrolörlere göre daha iyi bir performans sergilediği görülmüştür.

Sistemin oturma zamanı ve bozulmayı çabuk düzeltme açısından sonuçları Çizelge 5.7'de gösterilmiştir. Çizelge 5.7 incelendiğinde sabit sistem parametreleri ve yük değişimi $\Delta P_L=0.01p.u$ olarak alındığında en iyi sonucu klasik PID kontrolör sergilemiştir. Klasik PID kontrolör diğer kontrolörlere göre yük değişiminde ve sistem parametreleri %20 arttırıldığında da en iyi sonucu göstermiştir.

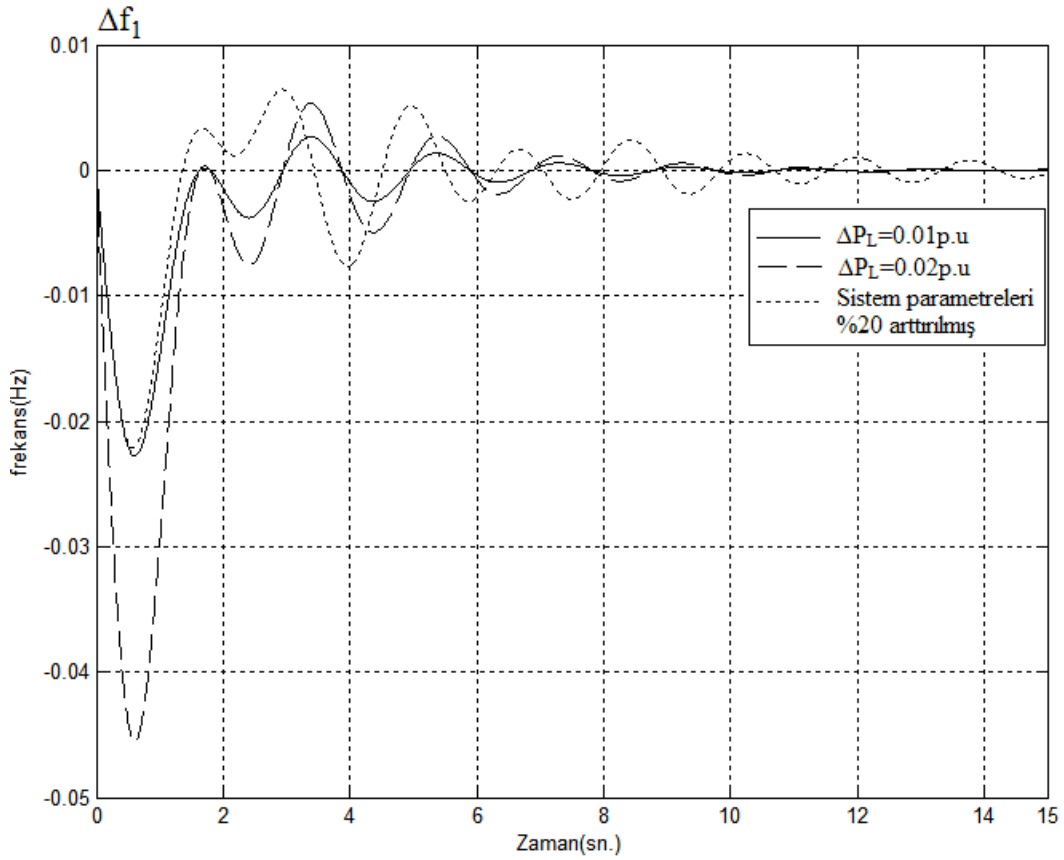
Sistemde oluşan maksimum bozulmalar Çizelge 5.8'de gösterilmiştir. Sistemde oluşan maksimum bozulma miktarları Hz olarak gösterilmiştir. Maksimum bozulma açısından kontrolörler karşılaştırıldığında sabit sistem parametreleri altında yük değişimi $\Delta P_L=0.01p.u$ ve $\Delta P_L=0.02p.u$ olarak uygulandığında en iyi sonucu seksen bir kurallı bulanık PID kontrolör sergilemiştir. Sistem parametreleri %20 arttırıldığında ise yirmi beş kurallı bulanık PID kontrolör daha iyi bir performans sergilemiştir.

5.8 PI Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu

Güç sistemleri birbirine benzer özellikteki birçok generatörden oluşmaktadır. Güç sistemleri tek bölge, iki ve daha fazla bölge olabilmektedir. Çok bölge güç sistemleri birden fazla bölgenin hatlarla birbirine bağlanmaları sonucu oluşmaktadır. Güç sistemleri arasında bulunan bağlantı hatları sistemin değişken koşullarda oluşabilecek anormal çalışma koşullarında güç alışverişini sağlamaları açısından çok önemlidir. Bu güç değişimi miktarları önceden hesaplanarak tüm sistemlerin kontrol

dışı hareketlerinin anında önlenmesini sağlamaktadır. Her bölge güç değişimleri esnasında meydana gelen frekans değişimlerine hızlı bir şekilde cevap verebilmelidir.

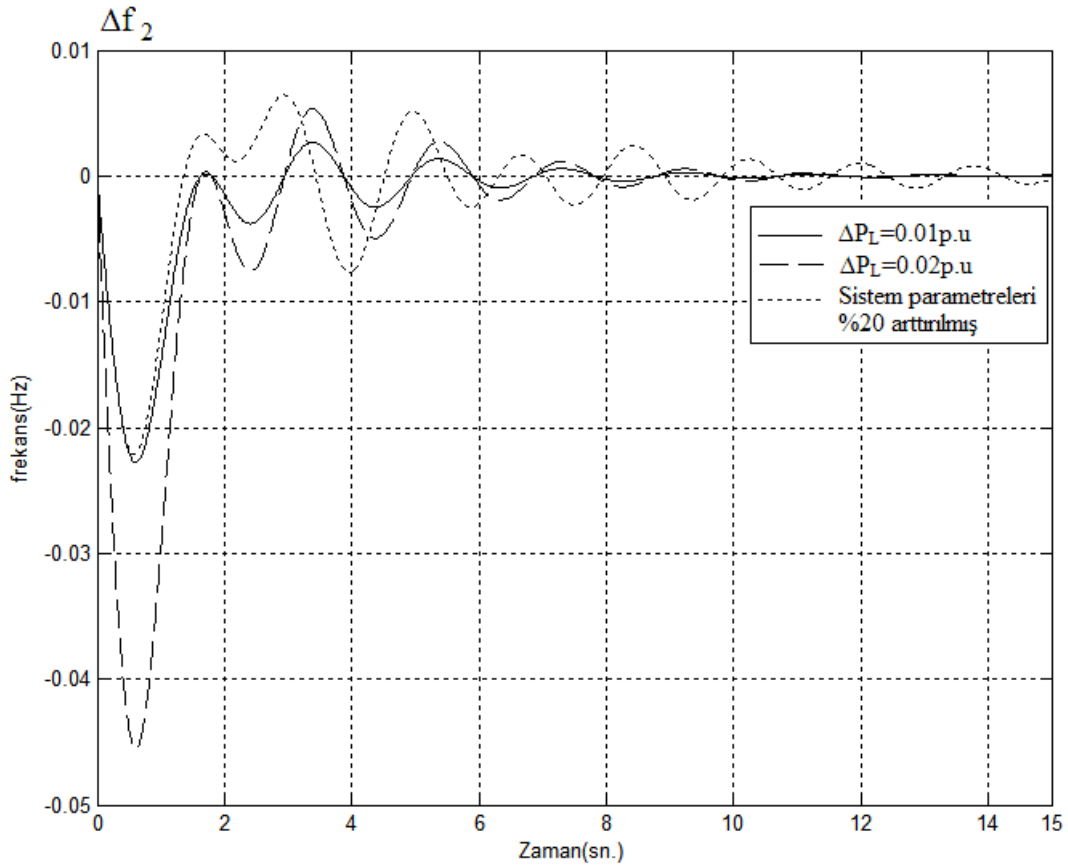
İki bölgeli güç sistemleriyle yapılan çalışmalarda integral kontrol tek başına etkili olamamaktadır. İntegral kontrol sistemdeki hatayı yok etmekte fakat sistemin tekrar referans değerine dönmesinde çok fazla etkili olamamaktadır. Yapılan bu çalışmada integral kontrole ek olarak oransal kontrol eklenip PI kontrol elde edilmiştir. PI denetleyici her iki bölgede de kullanılmış ve parametre değerleri $K_p=0.13$ ve $K_i=-0.52$ olarak alınmıştır. Birinci bölgeye uygulanan $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ yük değişimi sonucunda oluşan sistem cevabı Şekil 5.40'daki gibi olmaktadır.



Şekil 5.40 PI denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.

İki bölgeli güç sisteminin birinci bölgesine uygulanan $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ yük değişiminde birinci bölgede -0.02278 Hz frekans değişimi olmakta ve sistem 14.7 saniyede referans

değerine oturmaktadır. $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ yük değişimi uygulandığında sistemin maksimum bozulma noktası -0.02217 Hz olmakta ve oturma zamanı da 14.7 saniye olmaktadır. Sistem parametreleri %20 arttırıldığında sistemin maksimum bozulması -0.04557 Hz olmakta ve oturma zamanı da 32 saniye olmaktadır. Birinci bölgeye uygulanan yük değişimi sonucunda ikinci bölgede oluşan frekans değişimleri Şekil 5.41'deki gibi olmaktadır.

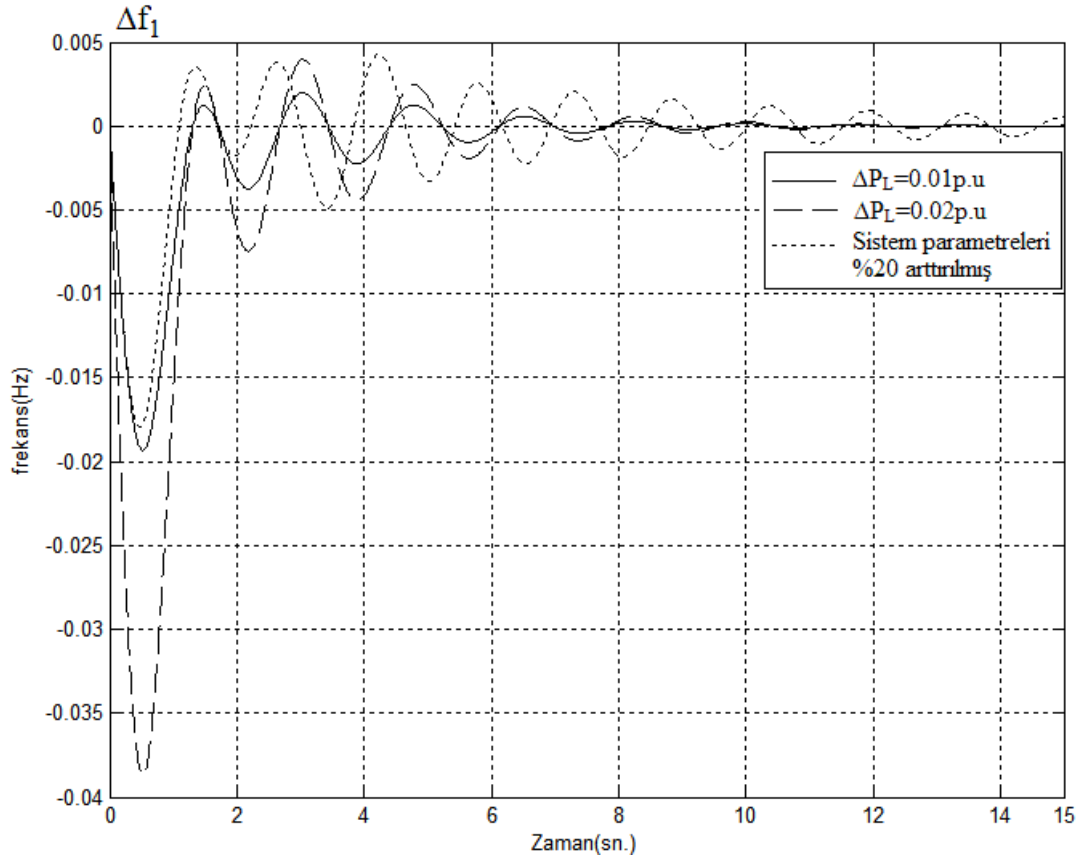


Şekil 5.41 PI denetleyicili iki bölge güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.

Birinci bölgeye uygulanan $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ yük değişiminin etkisiyle ikinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.01835 Hz olmakta ve sistem 14.7 saniyede oturmaktadır. Yük değişimi $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ olarak uygulandığında sistemin maksimum bozulması noktası -0.04557 Hz olmakta ve sistem 14.7 saniyede oturmaktadır. Sistem parametreleri %20 arttırılıp simülasyonu gerçekleştirildiğinde sistemin maksimum bozulması -0.02075 Hz olmakta ve sistem 35 saniyede oturmaktadır.

5.9 PID Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu

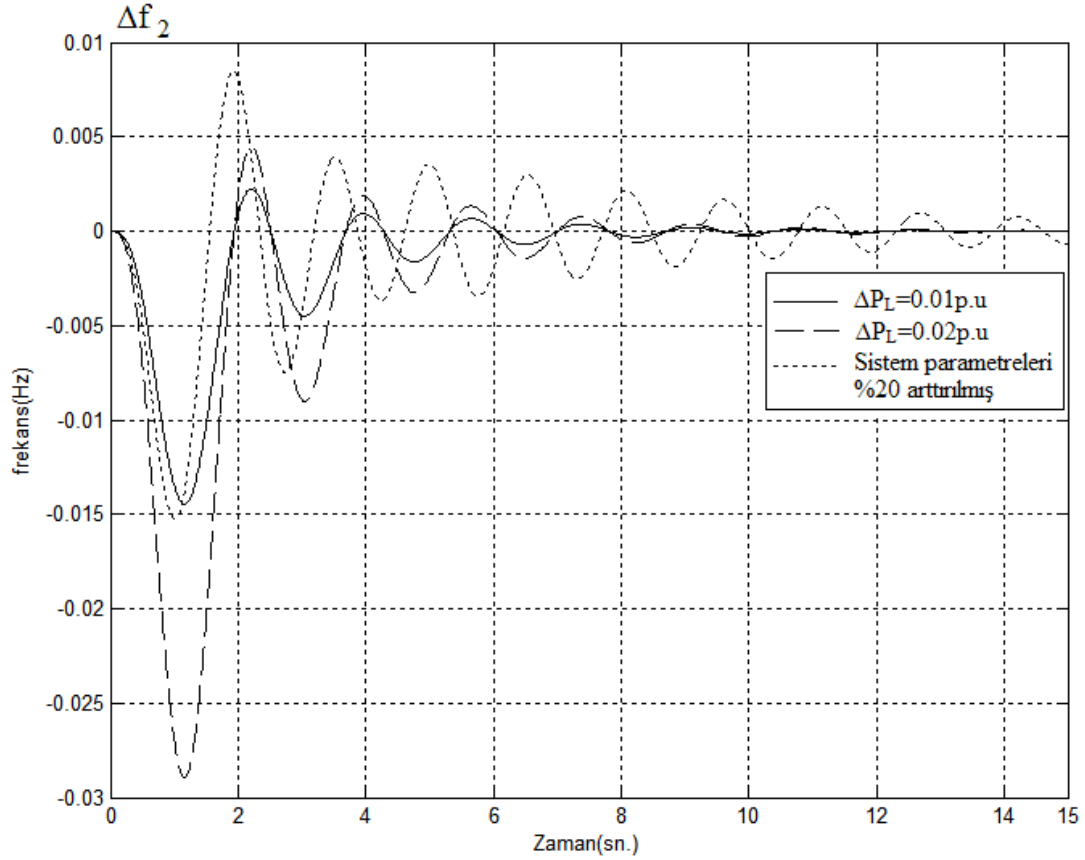
Bu bölümde PI kontrole türevsel kontrol eklenerek PID kontrol elde edilmiş ve iki bölgeye de eklenmiştir. Ziegler-Nichols metodu ile hesaplanan PID parametreleri $K_p=-0.15$, $K_i=-0.7$, $K_d=-0.05$ olarak bulunmuştur. Birinci bölgeye uygulanan $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ yük değişimi sonucunda birinci bölgede oluşan frekans değişimleri Şekil 5.42'deki gibi olmaktadır.



Şekil 5.42 PID denetleyicili iki bölge güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.

Şekil 5.42 incelendiğinde birinci bölgede oluşan $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ yük değişimi karşısında birinci bölgenin maksimum bozulma noktası -0.01935 Hz olmakta ve sistem 13.7 saniyede oturmaktadır. Yük değişimi $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ olarak gerçekleştiğinde sistemin maksimum bozulma noktası -0.0387 Hz olmakta ve sistem 13.7 saniyede oturmaktadır. Sistemin parametreleri %20 arttırılıp simülasyonu gerçekleştirildiğinde Şekil 5.42'deki

gibi sistemin maksimum bozulma noktası -0.01794 Hz olmakta ve sistem 32 saniyede oturmaktadır.

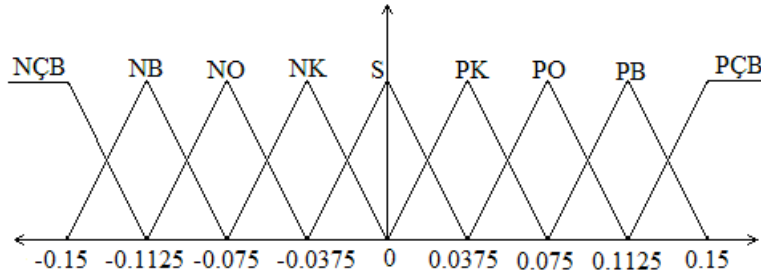


Şekil 5.43 PID denetleyicili iki bölge güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.

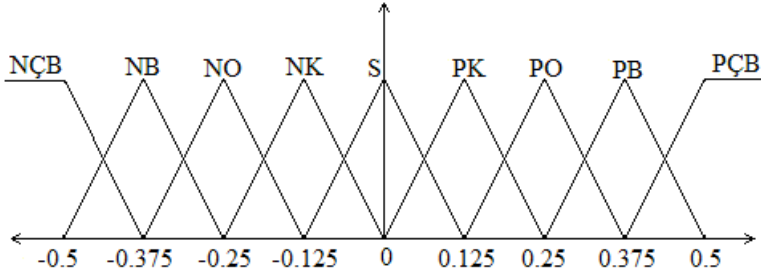
Şekil 5.43’de ikinci bölge için gerçekleşen sistem cevapları görülmektedir. $\Delta P_L=0.01p.u$ birinci bölge yük değişiminde ikinci bölgede oluşan maksimum bozulma noktası -0.01448 Hz, oturma zamanı da 14.5 saniye olmaktadır. Birinci bölgeye $\Delta P_L=0.02p.u$ yük değişimi uygulandığında ikinci bölgenin maksimum bozulma noktası -0.02896 Hz, oturma zamanı da 14.5 saniye olmaktadır. Her iki bölgenin de sistem parametreleri %20 arttırılıp birinci bölgeye $\Delta P_L=0.01p.u$ yük değişimi uygulandığında ikinci bölgenin maksimum bozulma noktası -0.01524 Hz olmakta ve sistem 34 saniyede oturmaktadır.

5.10 Bulanık PI Denetleyicili İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyonu

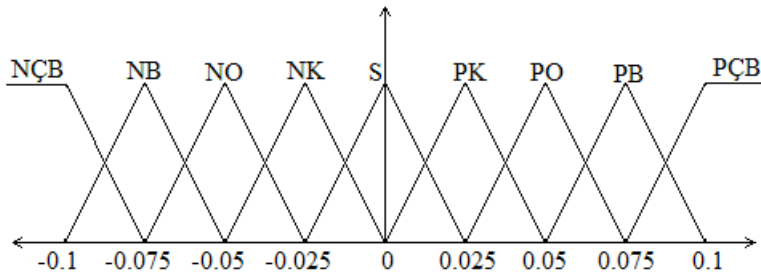
Bu bölümde iki bölge güç sisteminin her iki bölgesine de kontrolör olarak bulanık PI eklenmiştir. Kullanılan bulanık PI kontrolör iki girişli, tek çıkışlı, mamdani tipi bulanık PI kontrolördür. Bulanık kontrol PI kontrolörün oransal ve integral terimi için ayrı ayrı kullanılmıştır. Tasarlanan bulanık mantığın üyelik fonksiyonları üçgen seçilmiş ve Şekil 5.44, 5.45, 5.46, 5.47’de verilmiştir.



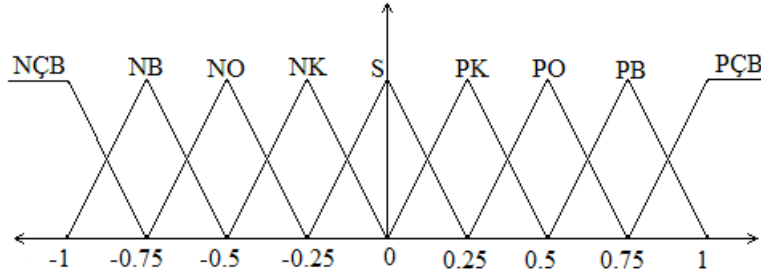
Şekil 5.44 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



Şekil 5.45 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



Şekil 5.46 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.47 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).

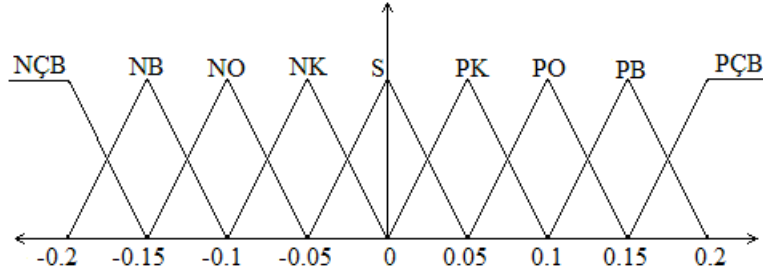
Kullanılan bulanık kontrolörde 9x9 kural tablosu kullanılmıştır. Bu kural tablosu oluşturulurken maksimum bozulmayı küçültmek için $K_{p,i}$, ve $K_{i,i}$ kazançlarının ilk önce büyük daha sonra sistemin oturma zamanını küçültmek için aşamalı olarak küçülmesini sağlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan kural tablosu Çizelge 5.10'daki gibidir.

Çizelge 5.9 $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.

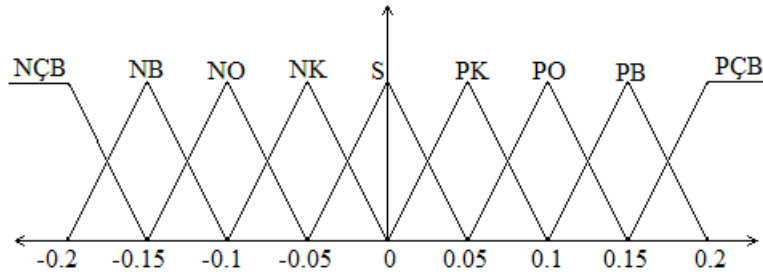
Δe	NÇB	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB	PÇB
NÇB	PÇB	PÇB	PÇB	PB	PB	PO	PO	PK	S
NB	PÇB	PB	PB	PB	PO	PO	PK	S	NK
NO	PÇB	PB	PO	PO	PK	PK	S	NK	NO
NK	PB	PB	PO	PK	PK	S	NK	NO	NO
S	PB	PO	PK	PK	S	NK	NK	NO	NB
PK	PO	PO	PK	S	NK	NK	NO	NB	NB
PO	PO	PK	S	NK	NK	NO	NO	NB	NÇB
PB	PK	S	NK	NO	NO	NB	NB	NB	NÇB
PÇB	S	NK	NO	NO	NB	NB	NÇB	NÇB	NÇB

Kural tablosundaki NÇB, NB, NO, NK, S, PK, PO, PB, PÇB sırasıyla negatif çok büyük, negatif büyük, negatif orta, negatif küçük, sıfır, pozitif küçük, pozitif orta, pozitif büyük, pozitif çok büyük ifadelerini temsil eder. Kullanılan bulanık kontrolörde; sisteme uygulanacak kontrolör kazançları; ACE ve ΔACE giriş değişkenlerine ve bulanık mantık kural tablosuna göre elde edilmektedir. Girişler hakkında sonuca ulaşma EĞER-O HALDE şeklinde kuralların kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Kullanılan kontrolörde Mamdani tipi çıkarım modeli kullanılmıştır. Durulama aşamasında

kullanılan $K_{p,i}$ ve $K_{i,i}$ çıkış sinyallerinin üyelik fonksiyonları Şekil 5.48 ve Şekil 5.49’da verilmiştir.

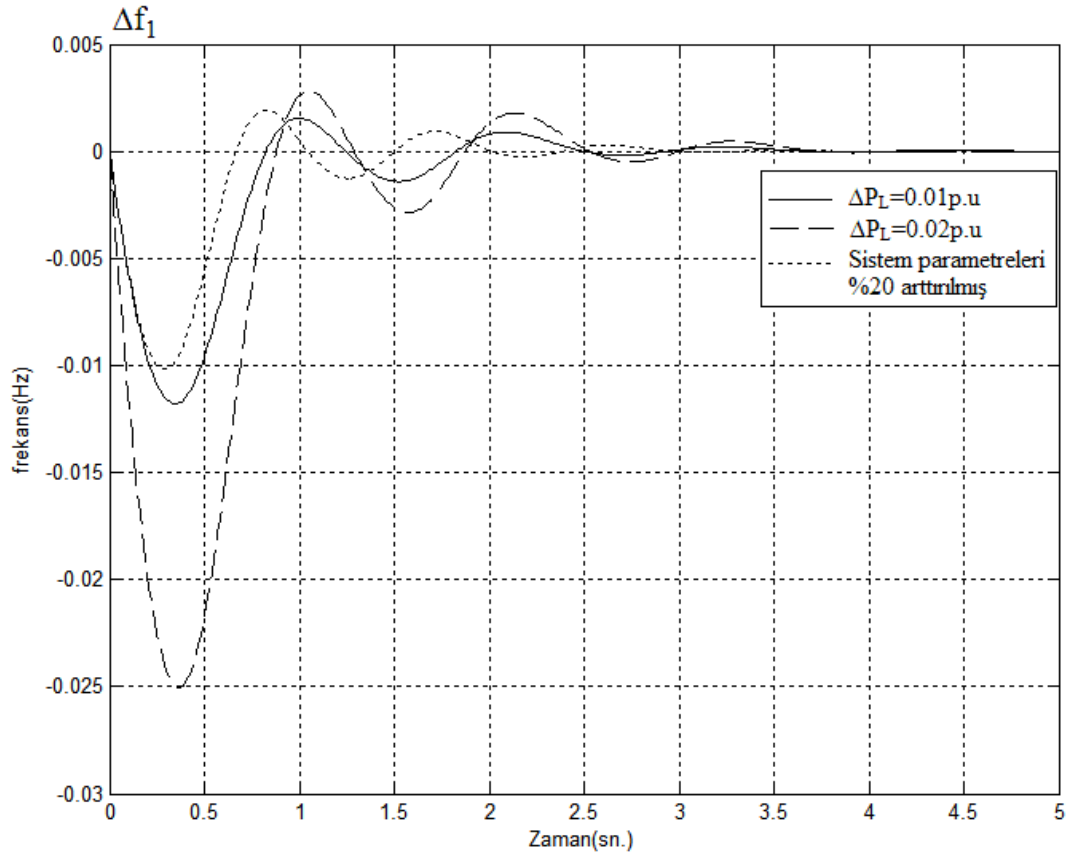


Şekil 5.48 $K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.



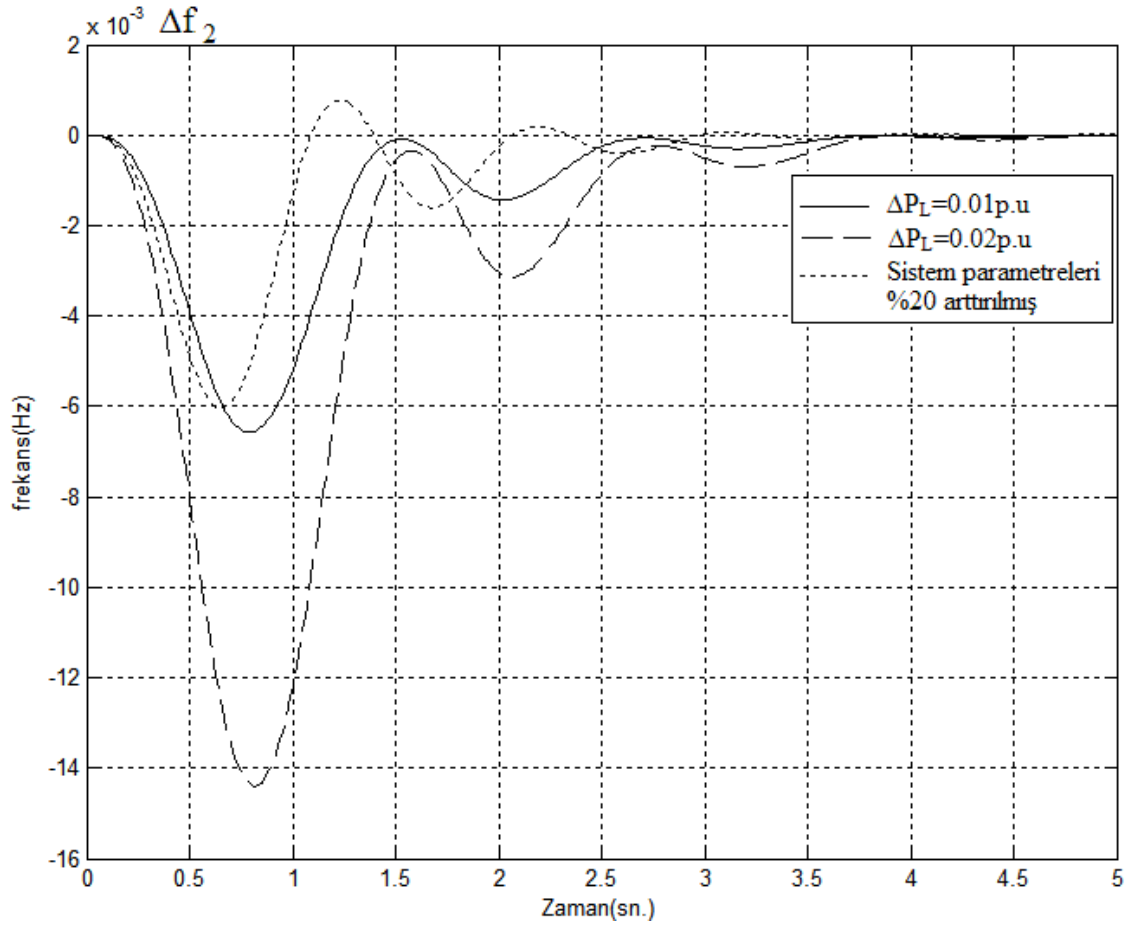
Şekil 5.49 $K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

Tasarlanan bulanık PI kontrolör her iki bölgeye de eklendikten sonra, birinci bölgeye uygulanan $\Delta P_L=0.01$ p.u yük değişimi karşısında birinci bölgede oluşan frekans bozulması Şekil 5.50’de gösterilmiştir. Şekil 5.50 incelendiğinde birinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.0118 Hz olmakta ve sistem 4.7 saniyede oturmaktadır. Şekil 5.51’de ise ikinci bölgede oluşan frekans bozulması görülmektedir. İkinci bölgede maksimum bozulma noktası -0.006573 Hz olmakta ve 4.7 saniyede oturmaktadır. İkinci bölgede frekans bozulması daha küçük olmasına rağmen oturma zamanı uzamaktadır.



Şekil 5.50 Bulanık PI denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.

Birinci bölgeye uygulanan yük değişimi $\Delta P_L=0.02$ p.u. olarak uygulandığında ise Şekil 5.50’de görüldüğü gibi birinci bölgede oluşan maksimum bozulma artarak -0.02504 Hz olmakta oturma zamanı ise değişmemektedir. İkinci bölgede ise maksimum bozulma noktası artarak -0.0144 Hz olmuş, oturma zamanı ise değişmemiştir.



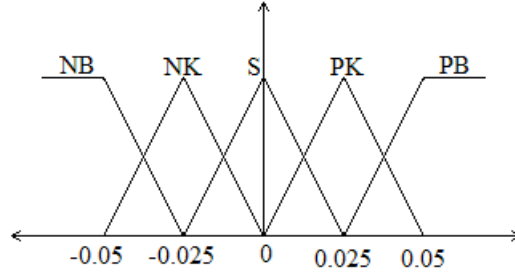
Şekil 5.51 Bulanık PI denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.

Sistem parametreleri %20 arttırılarak sistemin simülasyonu yapıldığında birinci bölgenin maksimum bozulması -0.0108 Hz olmakta ve oturma zamanı değişmeyerek 4.7 saniyedir. İkinci bölgede ise maksimum bozulma noktası -0.006035 Hz olmakta fakat oturma zamanı uzayarak 6 saniye olmaktadır.

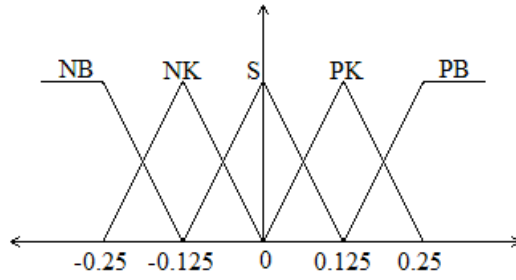
5.11 Yirmi Beş Kurallı Bulanık PID Denetleyicili İki Bölgeli Güç Sisteminin Simülasyonu

Bu bölümde iki bölgeli güç sistemine kontrolör olarak yirmi beş kurallı bulanık PID kullanılmıştır. Her PID parametresi için ayrı ayrı bulanık kontrolör kullanılmış ve her iki bölgeye de eklenmiştir. Kullanılan bulanık kontrolörler Mamdani tipi olup, iki girişli

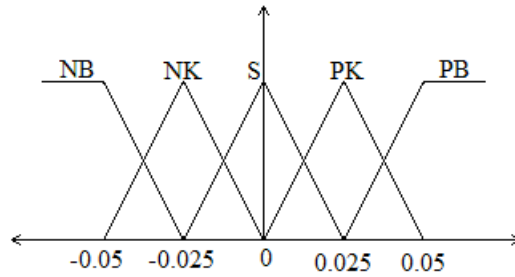
ve tek çıkışlıdır. Tasarlanan bulanık mantık kontrolörlerin üyelik fonksiyonları üçgen seçilmiş olup Şekil 5.52, 5.53, 5.54, 5.55, 5.56, 5.57’de verilmiştir.



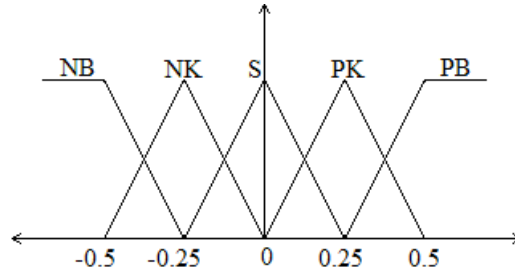
Şekil 5.52 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



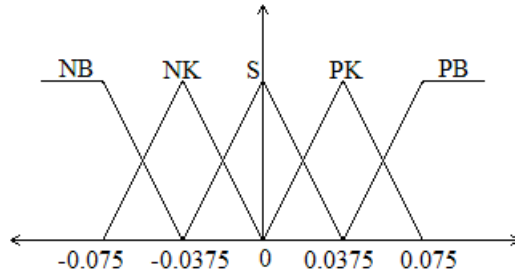
Şekil 5.53 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



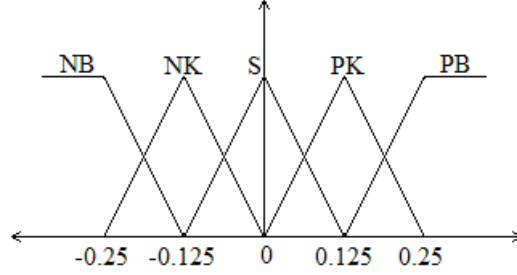
Şekil 5.54 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.55 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.56 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).



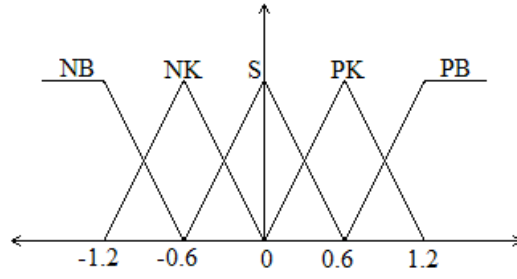
Şekil 5.57 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).

Bulanık mantık kontrolörlerde 5x5'lik kural tablosu kullanılmıştır. Kural tablosunun 5x5 seçilmesinde kural tablosunun ve tepki süresinin kısa olmasından dolayı kullanılmıştır. Kural tablosu oluşturulurken $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ kazançlarından ilk önce büyük daha sonra kademeli olarak küçülmesini sağlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.11'de $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu verilmiştir. PID parametrelerinin her biri için kullanılan bulanık kontrolörlerin kural tabloları birbirlerinin aynısıdır.

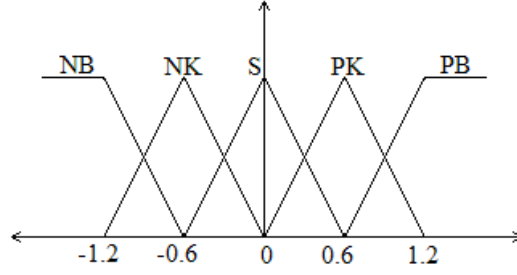
Çizelge 5.10 $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.

Δe	NB	NK	S	PK	PB
NB	PB	PB	PK	PK	S
NK	PB	PK	PK	S	NK
S	PK	PK	S	NK	NK
PK	PK	S	NK	NK	NB
PB	S	NK	NK	NB	NB

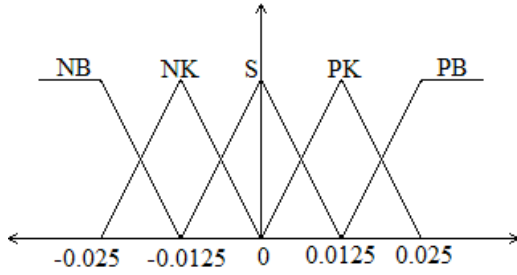
Bulanık kontrolörler girişler hakkında sonuca ulaşmada EĞER-O HALDE şeklinde kuralların kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Durulama aşamasında kullanılan $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ çıkış sinyallerinin üyelik fonksiyonları Şekil 5.58, 5.59 ve 5.60'da verilmiştir.



Şekil 5.58 $K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.59 $K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

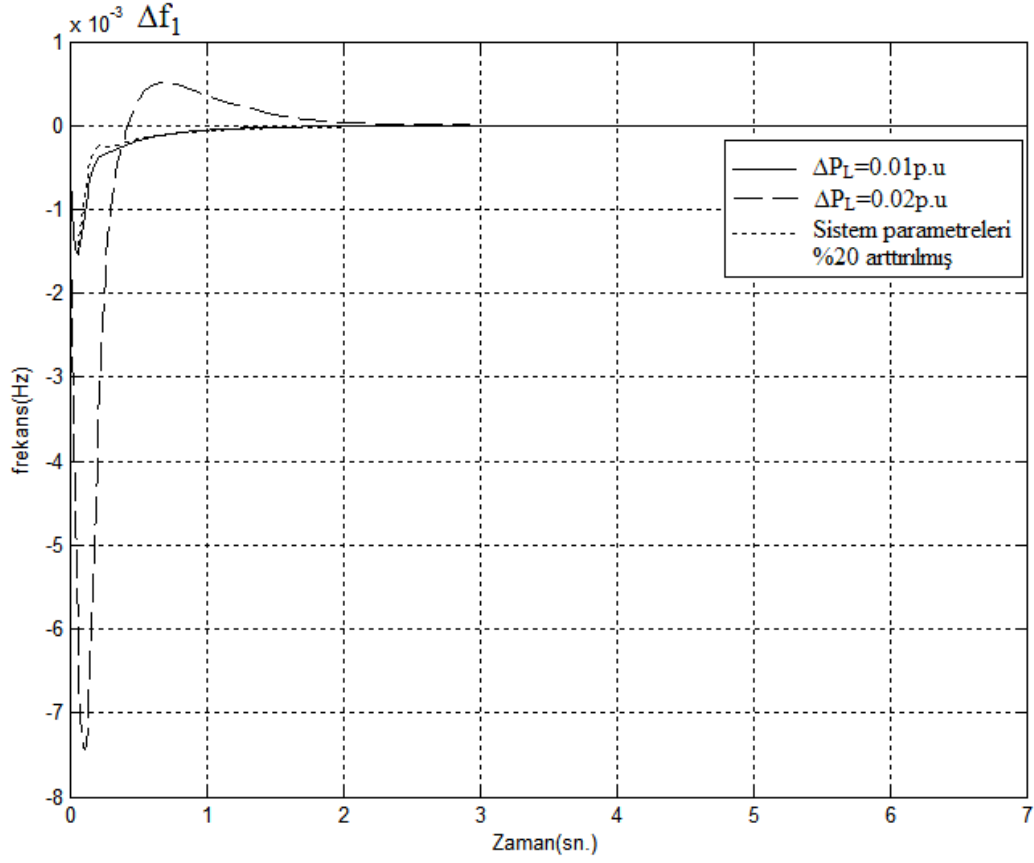


Şekil 5.60 $K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

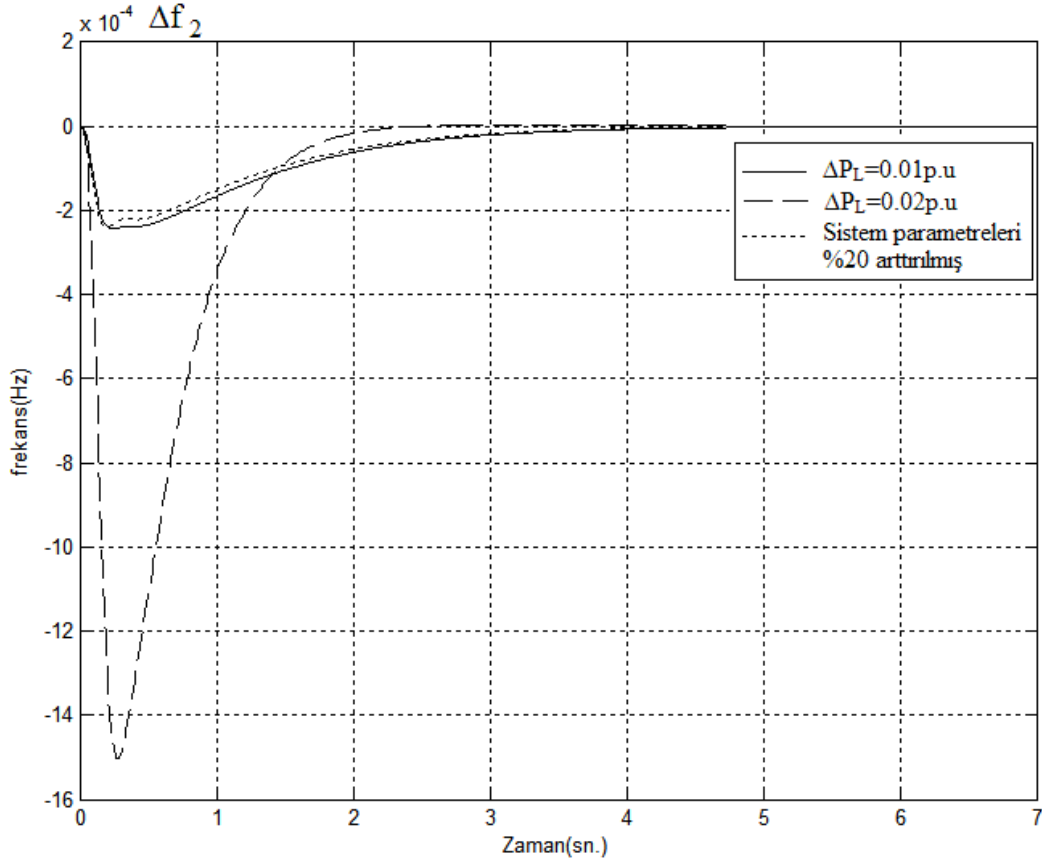
Tasarlanan yirmi beş kurallı bulanık mantık PID kontrolör iki bölgeci sistemin her iki bölgesine de eklenip $\Delta P_L=0.01p.u$ yük değişimi uygulandığında birinci bölgenin sistem cevabı Şekil 5.61'deki gibi olmaktadır. Şekil 5.61 incelendiğinde birinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.001534 Hz olmakta ve sistem 2.9 saniyede oturmaktadır. Şekil 5.62'de görüldüğü gibi ikinci bölgede ise maksimum bozulma -0.0002426 Hz olmakta ve sistem 6.2 saniyede oturmaktadır.

Yük değişimi $\Delta P_L=0.02p.u$ alınıp birinci bölgeye uygulandığında birinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.007443 Hz olmakta ve sistemin oturma süresi de 2.9 saniye olmaktadır. Yük değişimi arttığında birinci bölge de oluşan maksimum bozulma noktası büyümekte ayrıca pozitif aşım noktası da oluşmaktadır. Ama sistemin oturma süresi değişmemektedir. İkinci bölgede ise Şekil 5.62'de görüldüğü gibi maksimum bozulma

noktası -0.001504 Hz olmakta, birinci bölgede olduğu gibi artmakta ama sistemin oturma süresi ise 4.2 saniye olup azalmaktadır.



Şekil 5.61 Yirmi beş kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölge güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.



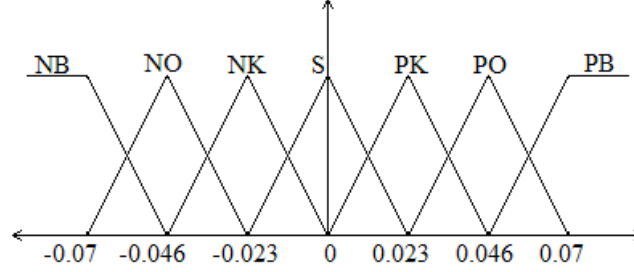
Şekil 5.62 Yirmi beş kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.

Birinci bölgeye uygulanan yük değişimi $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ alınıp sistem parametreleri %20 arttırıldığında ise sistem Şekil 5.61 ve 5.62’de görüldüğü gibi birinci ve ikinci bölgelerin tepkisi sistem parametreleri arttırılmadan önceki durumuna çok yakındır. Sistem parametreleri arttırıldığında birinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.00146 Hz olmakta ve sistem 3.45 saniyede oturmaktadır. İkinci bölgede ise maksimum bozulma -0.002394 Hz olmakta ve sistem 6.1 saniyede oturmaktadır.

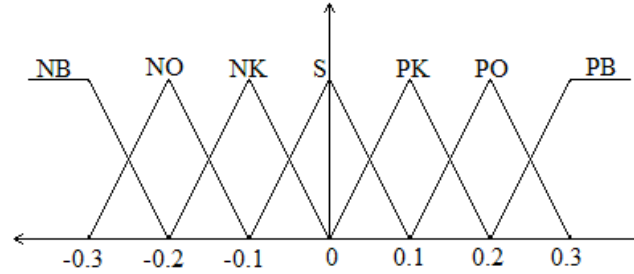
5.12 Kırk Dokuz Kurallı Bulanık PID Denetleyicili İki Bölgeli Güç Sisteminin Simülasyonu

Bu çalışmada bir önceki beş kurallı bulanık PID kontrolörün üyelik fonksiyonları yediye çıkarılarak kural tablosu yeniden oluşturulmuştur. Kullanılan kontrolör tipi

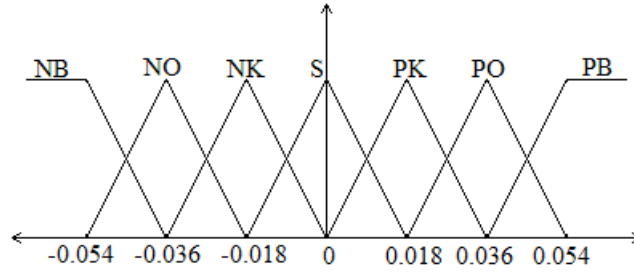
değiştirilmemiş sadece üyelik fonksiyonları ve kural tablosu değiştirilmiştir. Üyelik fonksiyonları Şekil 5.63, 5.64, 5.65, 5.66, 5.67, 5.68’de verilmiştir.



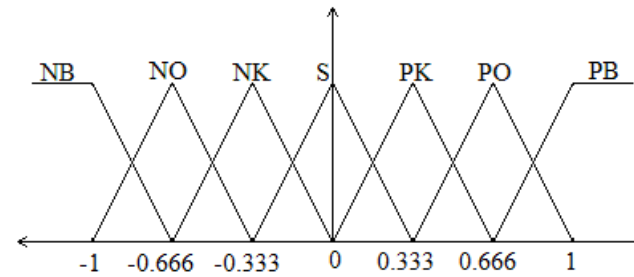
Şekil 5.63 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



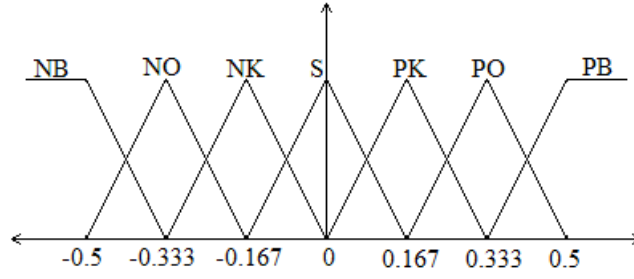
Şekil 5.64 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



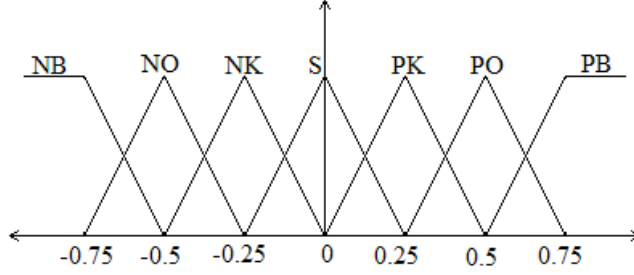
Şekil 5.65 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.66 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



Şekil 5.67 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).



Şekil 5.68 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).

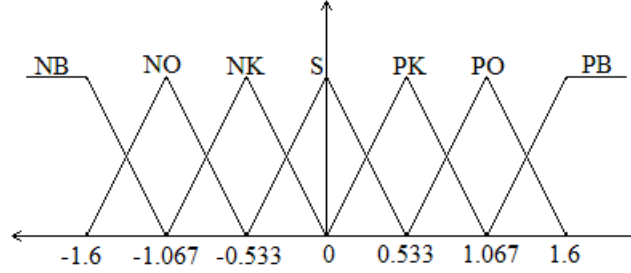
Kullanılan bulanık kontrolörün kural tablosu 7x7 seçilmiştir. Kural tablosu oluşturulurken $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ kazançlarından ilk önce büyük daha sonra kademeli olarak küçülmesini sağlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.12’de $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu verilmiştir. PID parametrelerinin her biri için kullanılan bulanık kontrolörlerin kural tabloları birbirlerinin aynısıdır.

Çizelge 5.11 $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ sinyallerine ait bulanık mantık kural tablosu.

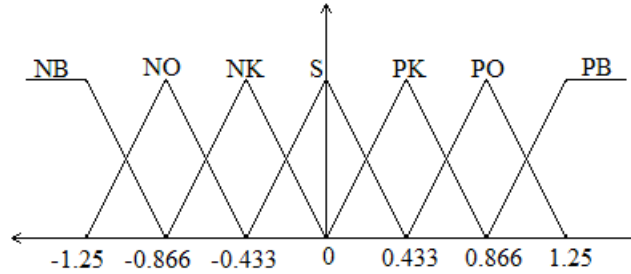
Δe e .	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	PB	PB	PB	PO	PK	PK	S
NO	PB	PO	PO	PK	PK	S	NK
NK	PB	PO	PK	PK	S	NK	NK
S	PO	PK	PK	S	NK	NK	NO
PK	PK	PK	S	NK	NK	NO	NB
PO	PK	S	NK	NK	NO	NO	NB
PB	S	NK	NK	NO	NB	NB	NB

Bulanık kontrolör girişler hakkında sonuca ulaşmada EĞER-O HALDE şeklinde kuralların kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Durulaştırma aşamasında ağırlık merkezi

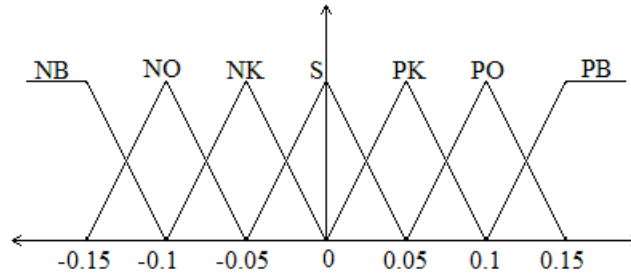
metodu kullanılmıştır. Durulama aşamasında kullanılan $K_{p,i}$, $K_{i,i}$ ve $K_{d,i}$ çıkış sinyallerinin üyelik fonksiyonları Şekil 5.69, 5.70 ve 5.71’de verilmiştir.



Şekil 5.69 $K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

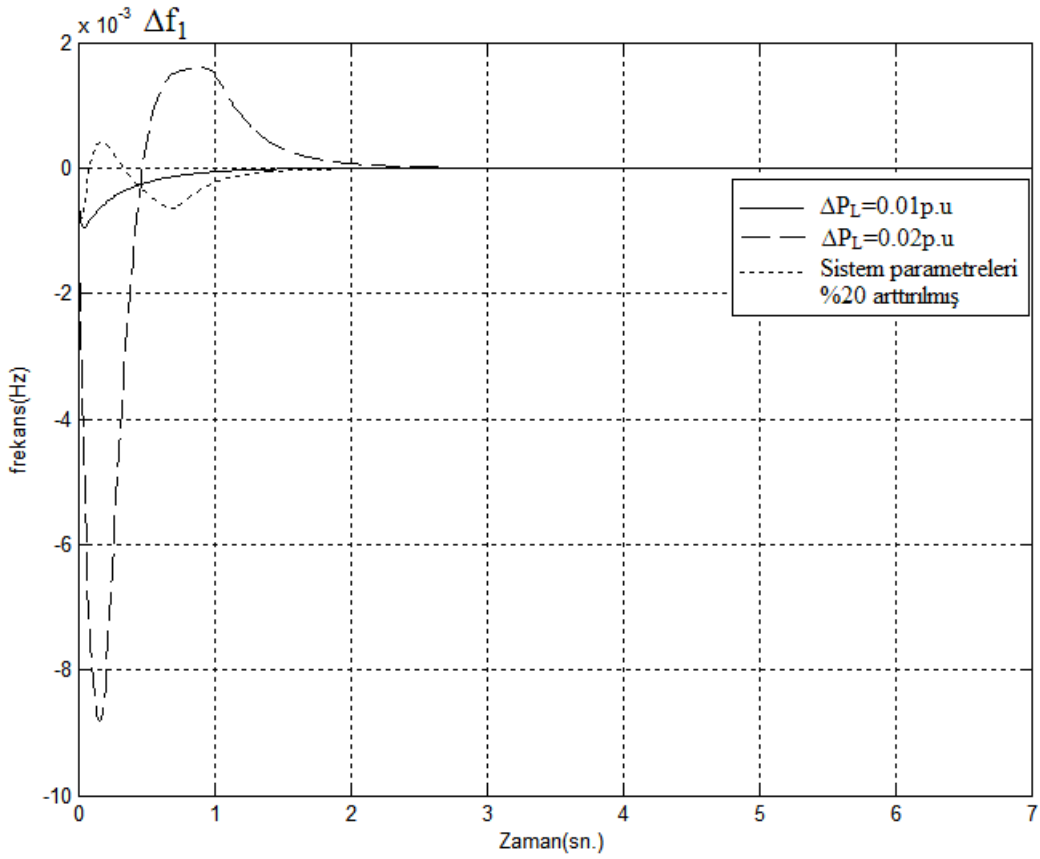


Şekil 5.70 $K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.71 $K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

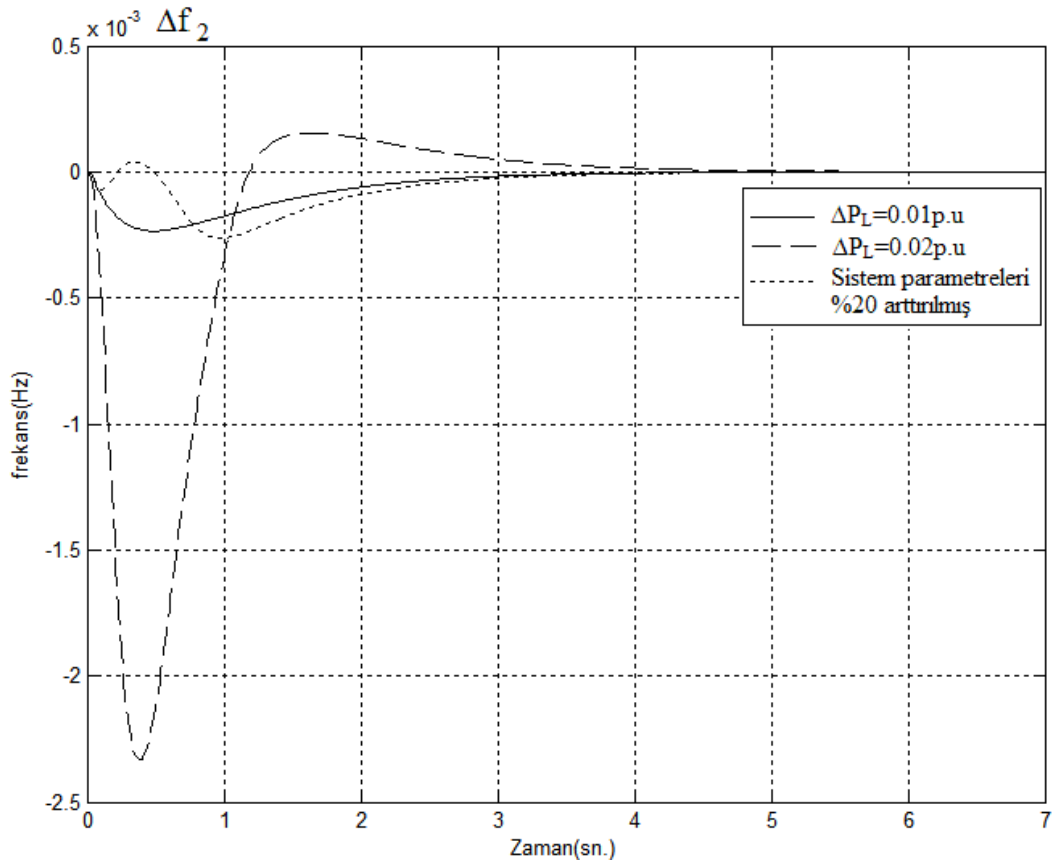
Tasarlanan bulanık PID kontrolör her iki bölgeye uygulanıp, birinci bölgeye $\Delta P_L=0.01$ p.u yük değişimi uygulandığı zaman sistemin cevabı Şekil 5.72’deki gibi olmaktadır. Birinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.0009538 Hz olmakta ve sistem 2.4 saniyede oturmaktadır. İkinci bölgede ise Şekil 5.73’deki gibi maksimum bozulma -0.0002351 Hz olmakta ve oturma zamanı da 5.65 saniyedir.



Şekil 5.72 Kırk dokuz kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölge güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.

Birinci bölgeye uygulanan yük değişimi miktarı $\Delta P_L=0.02p.u$ olarak uygulanırsa sistemin maksimum bozulma miktarı -0.0088 Hz olmakta ve pozitif aşım da oluşmaktadır. Sistemin oturma zamanı da 2.5 saniye olmaktadır. İkinci bölgede ise maksimum aşım noktası -0.002331 Hz olmakta ve oturma zamanı da 5.1 saniye olmaktadır. İkinci bölgede de pozitif aşım oluşmaktadır.

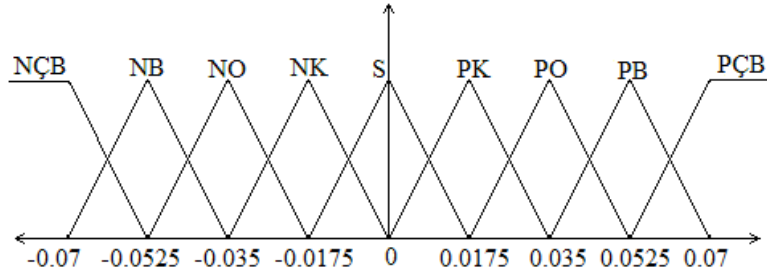
Birinci bölgeye uygulanan yük değişimi $\Delta P_L=0.01p.u$ olarak alınıp sistem parametreleri %20 arttırıldığında birinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.0008075 Hz olmakta ve sistemin oturma zamanı da 3.2 saniye olmaktadır. İkinci bölgede ise maksimum bozulma -0.0002626 Hz olmakta ve sistemin oturma zamanı da 6 saniye olmaktadır.



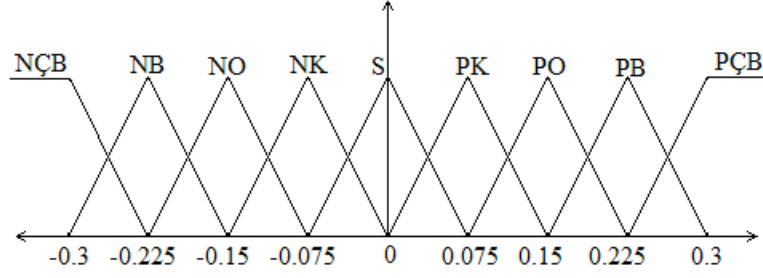
Şekil 5.73 Kırk dokuz kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.

5.13 Seksen Bir Kurallı Bulanık PID Denetleyicili İki Bölgeli Güç Sisteminin Simülasyonu

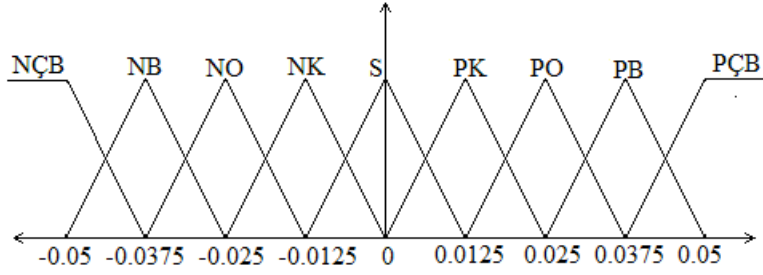
Bu çalışmada iki bölgeli güç sistemine eklenen bulanık kontrolörün kural tablosu 9x9 olarak alınmıştır. Kullanılan bulanık kontrolör ve sistem parametreleri aynı olup, tasarlanan bulanık mantık kontrolörün giriş değişkenleri ACE ve ΔACE için üyelik fonksiyonları Şekil 5.74, 5.75, 5.76, 5.77, 5.78, 5.79’da verilmiştir.



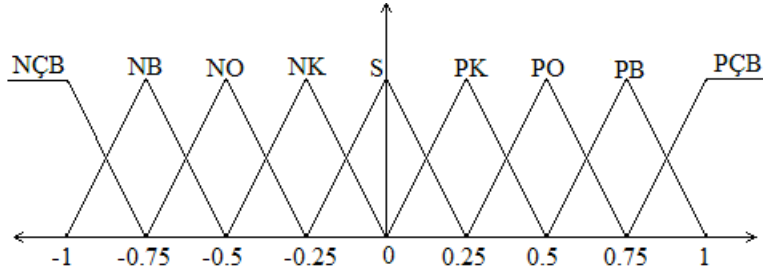
Şekil 5.74 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



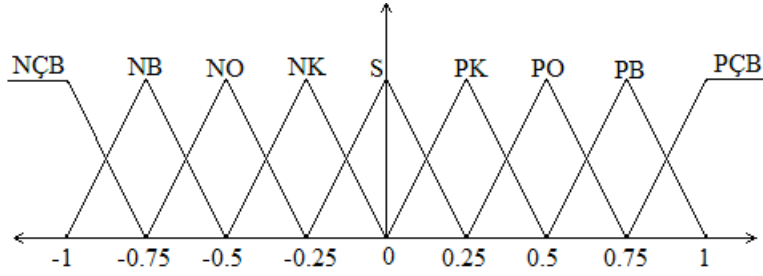
Şekil 5.75 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{p,i}$).



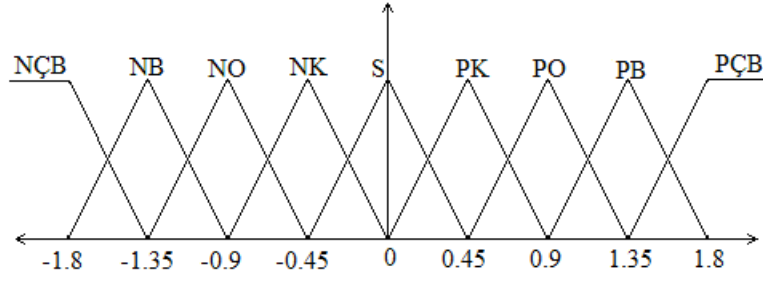
Şekil 5.76 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



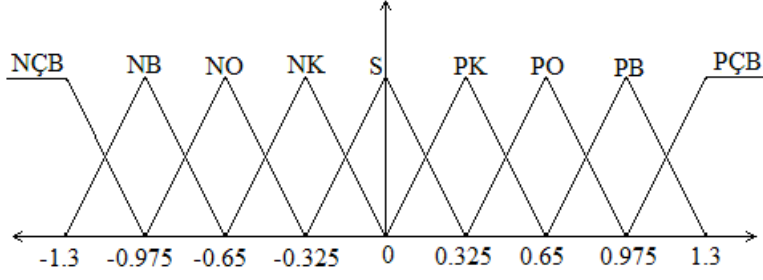
Şekil 5.77 Giriş değişkeni ΔACE için üyelik fonksiyonları ($K_{i,i}$).



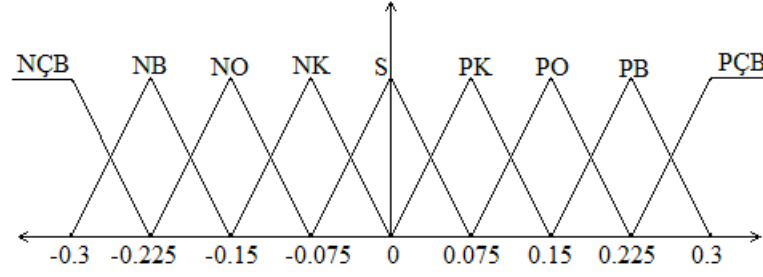
Şekil 5.78 Giriş değişkeni ACE için üyelik fonksiyonları ($K_{d,i}$).



Şekil 5.80 $K_{p,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

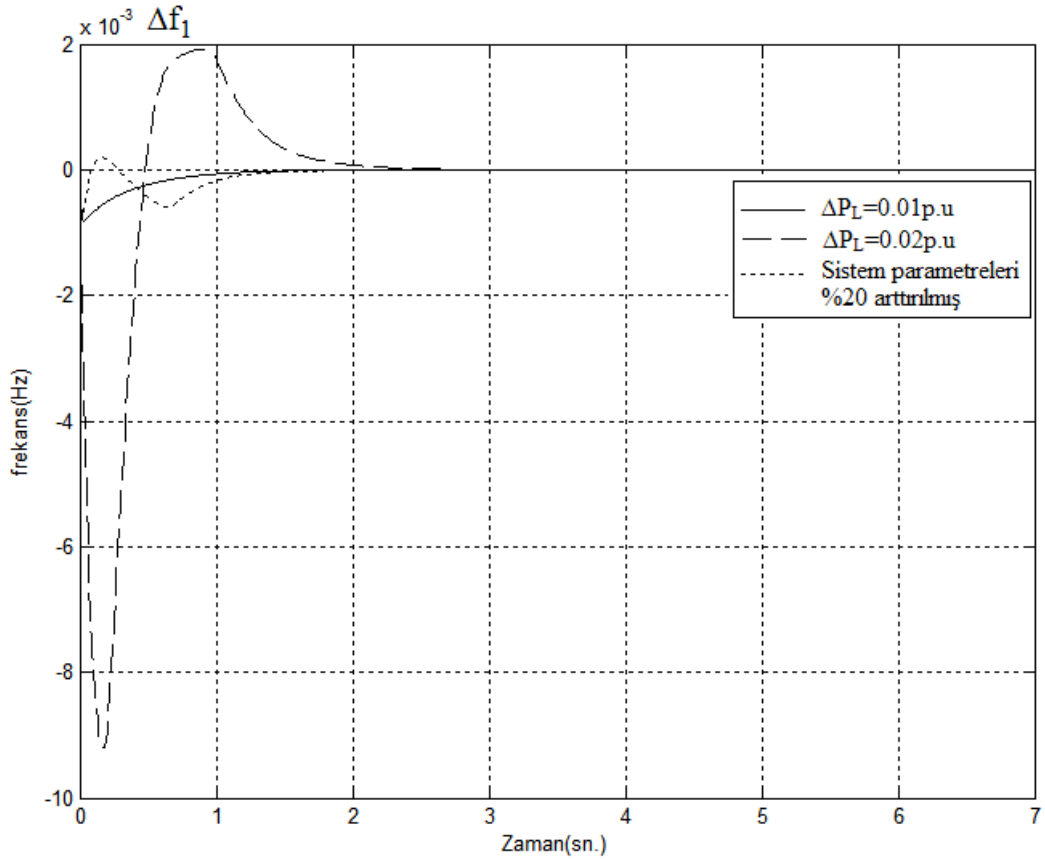


Şekil 5.81 $K_{i,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.82 $K_{d,i}$ çıkış sinyali için üyelik fonksiyonları.

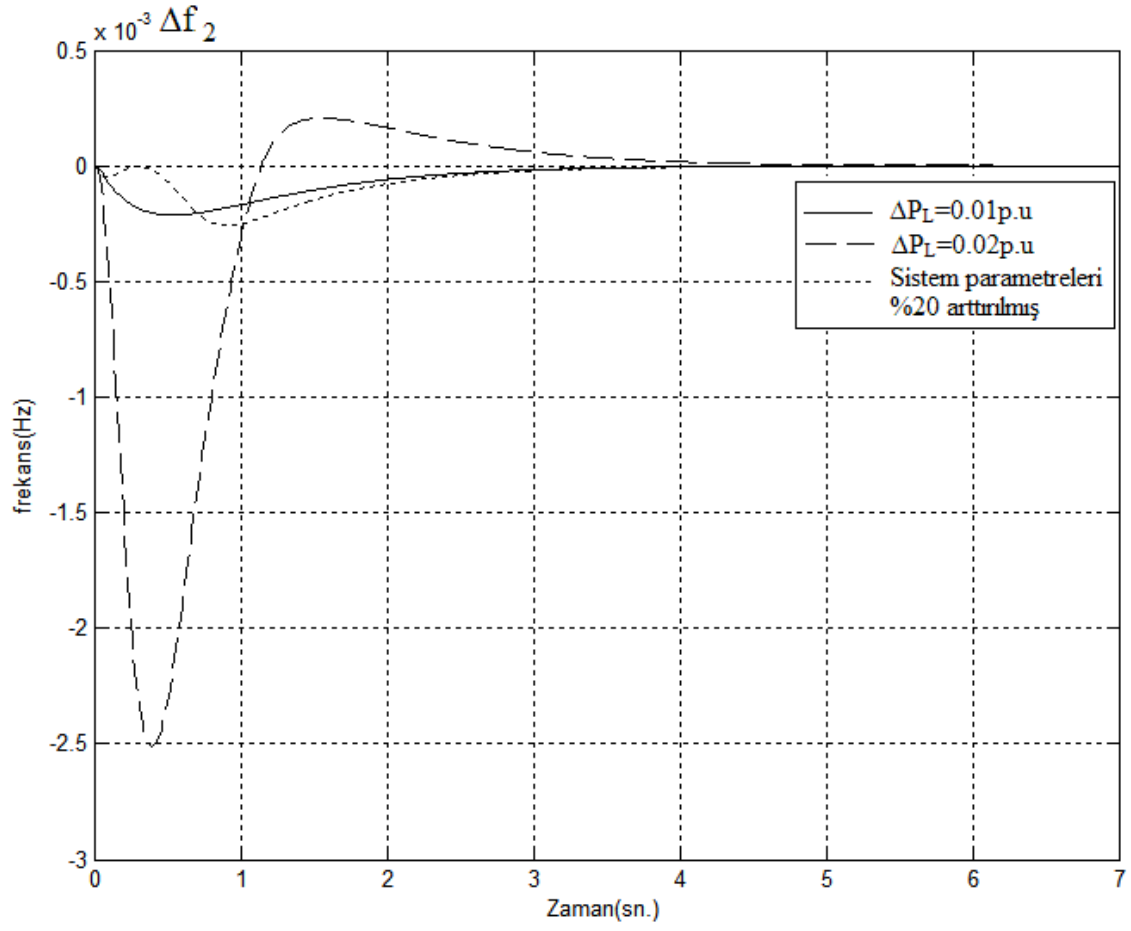
Dokuz kurallı bulanık PID kontrolör iki bölgeyi güç sisteminin her iki bölgesine eklenip birinci bölgeye yük değişimi olarak $\Delta P_L=0.01$ p.u olarak uygulandığında birinci bölgede oluşan frekans bozulması Şekil 5.83'de görüldüğü gibi maksimum -0.0008183 Hz olmakta ve sistem 2.4 saniyede oturmaktadır. İkinci bölgede ise Şekil 5.84'den görüldüğü gibi maksimum bozulma -0.0002145 Hz olmakta ve sistem 5.6 saniyede oturmaktadır.



Şekil 5.83 Seksen bir kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde birinci bölge sistem cevapları.

Birinci bölgeye uygulanan yük değişimi $\Delta P_L=0.02p.u$ olarak uygulanırsa birinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.009207 Hz olmakta ve sistem 2.5 saniyede oturmaktadır. İkinci bölgede ise sistemin maksimum bozulması -0.002511 Hz olmakta ve sistemin oturma hızı da 5.7 saniyedir.

Birinci bölgeye uygulanan yük değişim miktarı $\Delta P_L=0.01p.u$ sabit tutulup her iki bölgenin de sistem parametreleri %20 arttırılırsa birinci bölgede oluşan maksimum bozulma -0.0007198 Hz olmakta ve sistem 3.6 saniyede oturmaktadır. İkinci bölgede oluşan maksimum bozulma ise -0.0002588 Hz olmaktadır. İkinci bölgenin oturma zamanı ise 5.9 saniyedir.



Şekil 5.84 Seksen bir kurallı bulanık PID denetleyicili iki bölgeli güç sisteminin değişik parametrelerde ikinci bölge sistem cevapları.

5.14 İki Bölge Güç Sisteminin Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Çizelge 5.13 İki bölge güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde performans sonuçları.

Kontrolör tipi	$\Delta P_L=0.01p.u$		$\Delta P_L=0.02p.u$		Sistem parametreleri %20 arttırıldığında	
	Δf_1	Δf_2	Δf_1	Δf_2	Δf_1	Δf_2
PI kontrolörlü	2.8781	2.7689	5.7562	5.5378	4.45	4.947
PID kontrolörlü	2.1838	2.0607	4.3676	4.1214	3.2604	3.7915
Bulanık PI kontrolörlü	0.7328	0.5585	1.6069	1.2726	0.5519	0.4207
25 Kurallı Bulanık PID	0.0359	0.0360	0.1779	0.0974	0.0330	0.0330
49 Kurallı Bulanık PID	0.0345	0.0345	0.3509	0.1595	0.0455	0.0341
81 Kurallı Bulanık PID	0.0326	0.0326	0.3879	0.1745	0.0313	0.0327

Çizelge 5.14 İki bölge güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde oturma zamanı sonuçları (Saniye).

Kontrolör tipi	$\Delta P_L=0.01p.u$		$\Delta P_L=0.02p.u$		Sistem parametreleri %20 arttırıldığında	
	Δf_1	Δf_2	Δf_1	Δf_2	Δf_1	Δf_2
PI kontrolörlü	14.7	14.7	14.7	14.7	32	35
PID kontrolörlü	13.7	14.5	13.7	14.5	32	34
Bulanık PI kontrolörlü	4.7	4.7	4.7	4.7	4.7	6
25 Kurallı Bulanık PID	2.9	6.2	2.9	4.2	3.45	6.1
49 Kurallı Bulanık PID	2.4	5.65	2.5	5.1	3.2	6
81 Kurallı Bulanık PID	2.4	5.6	2.5	5.7	3.6	5.9

Çizelge 5.15 İki bölgeli güç sisteminin çeşitli kontrolör tiplerinde maksimum bozulma miktarları (Hz).

Kontrolör tipi	$\Delta P_L=0.01\text{p.u}$		$\Delta P_L=0.02\text{p.u}$		Sistem parametreleri %20 arttırıldığında	
	Δf_1	Δf_2	Δf_1	Δf_2	Δf_1	Δf_2
PI kontrolörlü	-0.02278	-0.01835	-0.02217	-0.04557	-0.04557	-0.02075
PID kontrolörlü	-0.01935	-0.01448	-0.0387	-0.02896	-0.01794	-0.01525
Bulanık PI kontrolörlü	-0.0118	-0.00657	-0.02506	-0.0144	-0.0108	-0.00603
25 Kurallı Bulanık PID	-0.00153	-0.00024	-0.00744	-0.0015	-0.00146	-0.00239
49 Kurallı Bulanık PID	-0.00095	-0.00023	-0.0088	-0.00233	-0.00080	-0.00026
81 Kurallı Bulanık PID	-0.00081	-0.00021	-0.0092	-0.00251	-0.00071	-0.00025

İki bölgeli bir güç sisteminin denklem 5.1'e göre yapılan performans değerlendirmeleri Çizelge 5.13'de gösterilmiştir. Sabit sistem parametreleri ve yük değişimi $\Delta P_L=0.01\text{p.u}$ olarak alınan performans değerlendirmesinde ve sistem parametreleri %20 arttırılıp yapılan simülasyonda 81 kurallı bulanık PID kontrolör diğer kontrolörlere göre daha iyi bir performans sergilemiştir. Yük değişimi arttırılıp $\Delta P_L=0.02\text{p.u}$ olarak alındığında ise 25 kurallı bulanık PID kontrolör daha iyi bir performans sergilemiştir.

Sistemin oturma zamanı Çizelge 5.14'de gösterilmiştir. Çizelge 5.14 incelenirse; 81 kurallı BPID kontrolör ve 49 kurallı BPID kontrolörün hemen hemen birbirlerine yakın bir performans sergiledikleri gözlemlenmiştir. Genel olarak bakıldığında ise bulanık PID kontrolörler diğer kontrolörlere göre daha iyi bir sonuç vermiştir.

Maksimum bozulma açısından karşılaştırma ise Çizelge 5.15'de gösterilmiştir. Çizelge 5.15 incelendiğinde 81 kurallı BPID kontrolörün sistemin normal şartlarında ve sistem parametreleri arttırıldığında diğer kontrolörlere göre daha az bir bozulma gösterdiği, yük değişimi arttırıldığında ise 25 kurallı BPID kontrolörün daha az bir bozulma sergilediği gözlemlenmiştir.

6. TARTIŞMA VE SONUÇ

Yapılan bu tez çalışmasında benzetim modeli oluşturulan tek ve iki alanlı güç sisteminin otomatik üretim kontrolü ile kontrol edilmesi incelenmiştir. Çalışmada otomatik üretim kontrolünü gerçekleştirmek için PI, PID, BPI ve 25,49,81 kurallı BPID kontroller kullanılmıştır. Çalışmada tek ve iki alandan oluşan termik güç sistemi kullanılmıştır. İncelenen tek ve iki alanlı güç sisteminin bilgisayarda benzetim modeli oluşturulduktan sonra sırası ile PI, PID, BPI ve 25,49,81 kurallı BPID kontrolör kullanılarak otomatik üretim kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Yapılan çalışmada ilk olarak tek bölgeli güç sistemi üzerinde kontrolörlerin simülasyonu yapılmıştır. Sabit sistem parametreleri ve yük değişimi 0.01p.u. olarak yapılan simülasyonlarda en iyi performansı BPID kontrolörler sergilemiştir. Yük değişimi 0.02p.u. olarak alındığında ve sistem parametreleri %20 arttırıldığında da en iyi performansı BPID kontrolörler sergilemiştir. Oturma zamanları incelendiğinde BPID kontrolörlerin yük değişiminde en iyi oturma zamanına sahip oldukları ama sistem parametreleri %20 arttırıldığında PID kontrolörün en iyi oturma zamanına sahip olduğu görüldü. Aşım miktarları karşılaştırıldığında yine en iyi sonuçları BPID kontrolörler sergilemiştir.

Çalışmanın ikinci bölümünde tasarlanan kontrolörler iki alanlı güç sistemine uygulanmıştır. İki alanlı güç sisteminde her iki bölgeye de kontrolör eklenmiş ve sadece birinci bölgeye bozucu etki uygulanıp, her iki bölgede oluşan frekans bozulmaları incelenmiştir. Sabit sistem parametreleri ve 0.01p.u. yük değişiminde en iyi performansı BPID kontrolörler sergilemiştir. Yük değişimi 0.02p.u. olarak uygulandığında ve sistem parametreleri %20 arttırıldığında yine en iyi performansı BPID kontrolörler sergilemiştir. Sistem oturma zamanları incelendiğinde yük değişimi 0.01p.u., 0.02p.u. ve sistem parametreleri %20 arttırıldığında en iyi zamanları BPID kontrolörler sergilemiştir. Sistemin maksimum bozulma miktarları incelendiğinde en az bozulma oranlarına BPID kontrolörlerin sahip olduğu görülmüştür.

Tek bölgeli ve iki bölgeli güç sistemleri üzerinde yapılan simülasyonlarda en başarılı sonuçları bulanık kontrolörler sergilemiştir. Bulanık kontrolörler içinde ise BPID kontrolörler daha başarılı olmuştur. Bunun sebebi ise BPID kontrolörde bulunan türevsel terimdir. Türevsel terim hatanın değişim oranını kullanarak gelecek terimi tahmin etmeye çalışmakta ve başarılı olmaktadır. BPID kontrolörlerin kural sayıları 25, 49, 81 olarak uygulandığında seksen bir kurallı BPID kontrolör daha iyi bir performans sergilemiştir. BPID kontrolörlerde kural sayıları arttırıldığında kontrolörün performansı artmakta fakat bilgisayarın çalışma zamanında büyük artış olmaktadır.

Sonuç olarak; BPID kontrolörler tek bölgeli ve iki bölgeli güç sistemlerinde çok daha iyi bir performans sergilemişlerdir. BPID kontrolörlerde ise kural sayıları arttırıldığında daha etkili ve verimli oldukları kanıtlanmıştır. Daha sonraki çalışmalarda termik, hidrolik ve rüzgar santrallerinden oluşan üç bölgeli güç sistemlerine, üyelik fonksiyonları genetik algoritmalar tarafından optimize edilen BPID kontrolörler eklenerek daha iyi bir performans elde edilebilir.

8. KAYNAKLAR

- Akalın, G., 1998, “Güç Sistemlerinde Yük-Frekans Kontrolü”, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- Akçay, S., 2007, “Hidroelektrik Santrallerde Güç Frekans Denetimi”, Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kahramanmaraş.
- Arıncı, R., 2003, “Bulanık Mantık Yöntemiyle Asenkron Motor Hız Kontrolü ve Simülasyonu”, Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Beaufays, F., Abdel-Magid, Y., Widrow, B., 1994, “Application of Neural Networks to Load Frequency Control in Power Systems”, Neural Networks, Vol.7, pp.183-194.
- Castillo, O. And Melin, P., 2008, “Type-2 Fuzzylogic: Theory and Applications”, Springer, Berlin.
- Chang, C.S. and Fu, W., 1997, “Area Load Frequency Control Using Fuzzy Gain Scheduling of PI Controllers”, Electric Power Systems Research 42, Kasım, pp.145-152.
- Çam, E. ve Kocaarslan, İ., 2002, “Tek Bölgeli Güç Sistemlerinde Bulanık Mantık ile Yük Frekans Kontrolü”, Teknoloji, Yıl 5, Sayı 3-4, Sayfa 73-77.
- Çam, E., 2004, “Güç Sistemlerinde Yeni Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması”, Doktora Tezi, Kırıkkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kırıkkale.
- Çam, E. ve Kocaarslan, İ., 2004, “Load-Frequency Control in Two Area Power Systems Using Fuzzy Logic Controller”, Energy Conversion and Management 46, Nisan, pp.233-243.

- Çam, E., 2007, “Application of Fuzzy Logic for Load Frequency Control of Hydroelectrical Power Plants”, *Energy Conversion and Management* 48, pp.1281-1288.
- Çelikel, H.K., 2006, “Taşıt Süspansiyon Sistemlerinin Bulanık Mantık Ayarlı PID Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Çimen, H., 2000, “Decentralised PID Load Frequency Controller Design Based on Interaction Margin”, *Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, Yıl 2, Sayı 1, Sayfa 121-134, Afyonkarahisar.
- Darçın, O.O., 2004, “Güç Sistemlerinde Yük-Frekans Kontrolü ve Sinir Ağı Kontrol Uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, Kırıkkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kırıkkale.
- Demirören, A., Zeynelgil, H.L., Şengör, N.S., 2001, “The Application of ANN Technique to Load-Frequency Control for Tree-Area Power System”, *IEEE Porto Power Tech Conference*, Eylül, Porto, Portekiz.
- Demirören, A. ve Zeynelgil, L., 2004, “Elektrik Enerji Sistemlerinin Kararlılığı Kontrolü ve Çalışması”, Birsan, İstanbul.
- El-Sherbiny, M.K., El-Saady, G., Yousef, A.M., 2002, “Efficient Fuzzy Logic Load-Frequency Controller”, *Energy Conversion and Management* 43, pp.1853-1863.
- Elmas, Ç., 2003, “Yapay Sinir Ağları”, Seçkin, Ankara.
- Erenoğlu, I., 2006, “Akıllı Melez Bulanık PID Kontrolör Yapısı”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

- Faris, M. M., 2008, “Bulanık Mantık Uygulamasıyla DC Motorun Hız Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara
- Ha, Q.P., and Trinh, H., 2001, “A Variable Structure Based Controller With Fuzzy Tuning for Load Frequency Control”, International Journal Of Power and Energy Systems, Vol.0, No.0, pp.1-7.
- Ilıca, Ahmet., 2008, “Bulanık Mantık Yöntemi ile Sıvı Seviye Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Dumlupınar Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kütahya.
- İbrahim, A.M., 2004, “Fuzzy Logic for Embedded Systems Applications”, Amsterdam, Boston Mass.
- Karaoğlu, Ö.G., 2007, “Kontrol Sistemleri İçin Bulanık PID Kontrolörlerin Genetik Algoritmalar Yardımıyla Ayarlanması”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Karyeyen, A., 2009, “Çok Bölgeli Elektrik Güç Sistemlerinde Optimum Yük Frekans Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.
- Kızır, S. ve Ertunç, H.M., 2006, “Mikrokontrolör Tabanlı PID Kontrol Sistemi Eğitim Seti”, Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 6-8 Kasım, pp.474-479.
- Kocaarslan, İ. ve Çam, E., 2005, “Fuzzy Logic Controller in Interconnected Electrical Power Systems for Load-Frequency Control”, Electrical Power and Energy Systems 27, pp.542-549.
- Koyuncu, M., 1997, “Elektrik Makinelerinin Kontrolünde Bulanık Mantık Uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

- Kundur, P., 1993, "Power System Stability and Control", McGraw-Hill, New York.
- Kurt, G., 2000, "Load-Frequency Controlling of Two Area Power System With Fuzzy Gain Scheduled PI Controller", Proc. of the IASTED International Conference Power and Energy Systems, Spain.
- Meng, X., Gong, Q., Feng, L., Zhang, W., Zheng, W., 2003, "PI Fuzzy Sliding Mode Load Frequency Control of Multiarea Interconnected Power Systems", Proceedings of The 2003 IEEE, International Symposium on Intelligent Control Houston Texas, Ekim, pp.1023-1027.
- Nabiyev, V.V., 2005, "Yapay Zeka", Seçkin, Ankara.
- Neşe, S.V., 2008, "Enerji Sistemlerinde Bulanık Mantık Temelli Güç Sistemi Kararlılaştırıcısı Uygulamaları", Yüksek Lisans Tezi, Afyon Kocatepe Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Afyonkarahisar.
- Oğuz, Y., 2000, "Senkron Generatörlerin Uyarım Devresinin Bulanık Mantıkla Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Oğuz, G., 2004, "Bulanık Mantık ile Güç Sistemlerinde Gerilim Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Olgerd, O.I., 1971, "Electric Energy System Theory An Introduction", McGraw-Hill, New York.
- Özdemirci, E., 2002, "Bir Elektrik Güç Sisteminde Yük Frekans Kontrolü İncelemesi ve Modellenmesi", Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.

- Sağlam, G., 2007, “Hiyerarşik Bulanık Mantık PID Kontrolörleri”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Saraçoğlu, H., 2007, “Enterkonnekte Şebekede Bulanık Mantık Algoritma ile Çok Alanlı Otomatik Üretim Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Shayeghi, H., Jalili, A., Shayanfar, H.A., 2007, “Robust Modified GA Based Multi-Stage Fuzzy Load Frequency Control”, Energy Conversion and Management 48, Ocak, pp.1656-1670.
- Shi, J., Herron, L.H., Kalam, A., 1992, “A Fuzzy Logic Controller Applied to Power System Stabilizer for a Synchronous Machine Power Systems”, International Conference, Technology Enabling Tomorrow: Computers, Communications and Automation Towards the 21st Century, 11-13 Kasım, Vol.1, pp.346-350.
- Şen, Z., 2001, “Bulanık Mantık ve Modelleme İlkeleri”, Bilge Sanat Yapım, İstanbul.
- Talaq, J. and Al-Basri, F., 1999, “Adaptive Fuzzy Gain Scheduling for Load Frequency Control”, IEEE Transaction on Power Systems, Şubat, Vol.14, No.1, pp.145-150.
- Tan, W., 2009, “Tuning of PID Load frequency Controller for Power Systems”, Energy Conversion and Management 50, Nisan, pp.1465-1472.
- Tanrıöven, M., 1996, “Güç Sistemlerinde Bulanık Mantık Uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M., Eksin, İ., 2004, “Self Tuning Fuzzy PID Type Load and Frequency Controller”, Energy Conversion and Management 45, pp.377-390.

Yıkan, F., 2005, “Dayanıklı PID Kontrolör Tasarım Metotlarının Araştırılması ve Geliştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.

Yüksel, İ., 2006, “Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri”, Nobel, Ankara.

Zobi, C., 1996, “Yük Frekans Kontrolünün İncelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

8. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : HÜSEYİN ÇELİK

Doğum Yeri : Denizli

Doğum Tarihi : 01.04.1977

Medeni Hali : Evli

Yabancı Dili : İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Atatürk Teknik Lisesi DENİZLİ, 1995

Lisans : Gazi Üniversitesi T.E.Fakültesi Elektrik Eğitimi
Bölümü ANKARA, 1999

Yüksek Lisans

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl

Mersin Anadolu Teknik, Teknik Lise ve Endüstri Meslek Lisesi, MERSİN 1999-2004

Başmakçı Çok Programlı Lisesi, AFYONKARAHİSAR 2004-2009

Dazkırı METEM, AFYONKARAHİSAR 2009

9. EKLER

EK-1 Tek Bölge Güç Sisteminin Parametreleri

İncelemesi yapılacak olan Şekil 4.1'deki tek bölge güç sisteminin parametreleri (Çam ve Kocaarslan 2002);

K_h	T_h	K_t	T_t	K_p	T_p	R
1 sn.	0.08 sn.	1 sn.	0.3 sn.	120Hz/MW	20 sn.	2.4 Hz/MW

Sistem parametreleri %20 arttırıldığında oluşan yeni sistem parametreleri;

K_h	T_h	K_t	T_t	K_p	T_p	R
1.2 sn.	0.096 sn.	1.2 sn.	0.36 sn.	144 Hz/MW	24 sn.	2.88Hz/MW

EK-2 İki Bölge Güç Sisteminin Parametreleri

İncelemesi yapılacak olan Şekil 4.2'deki iki bölge güç sisteminin parametreleri (Çimen 2000);

K_h	T_h	K_t	T_t	K_p
1 sn.	0.08 sn.	1 sn.	0.3 sn.	120 Hz/MW
T_p	$R_1- R_2$	T_{12}	a_{12}	$B_1- B_2$
20 sn.	2.4 Hz/MW	0.086	-1	0.425 Hz/MW

Sistem parametreleri %20 arttırıldığında oluşan yeni sistem parametreleri;

K_h	T_h	K_t	T_t	K_p
1.2 sn.	0.096 sn.	1.2 sn.	0.36 sn.	144 Hz/MW
T_p	$R_1- R_2$	T_{12}	a_{12}	$B_1- B_2$
24 sn.	2.88 Hz/MW	0.1032	-1.2	0.51 Hz/MW