

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü' ne,

Bu çalışma; Jürimiz tarafından Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında
YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

(İmza)

Başkan

(İmza)

Üye

(İmza)

Üye

ONAY

Yukarıdaki imzaların adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylıyorum.

...../...../.....

(İmza)
Prof. Dr. Ali ŞAHİN
Enstitü Müdürü

**TC
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DAYANIKLI PID KONTROLÖR TASARIM METOTLARININ
ARAŞTIRILMASI VE GELİŞTİRİLMESİ**

FATOŞ YIKAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**MALATYA
Haziran 2005**

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DAYANIKLI PID KONTROLÖR TASARIM METOTLARININ ARAŞTIRILMASI VE GELİŞTİRİLMESİ

Fatoş Yıkan

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik – Elektronik Anabilim Dalı

135+x sayfa

2005

Danışman: Doç. Dr. Nusret TAN

PID kontrolörler; basit yapıları ve dayanıklı performansları nedeniyle endüstride sıkça kullanılmaktadırlar. Bu kontrolörlerin üç parametresi vardır. Bu parametreler; oransal kazanç (K_p), integral kazanç (K_i) ve türev kazanç (K_d) şeklindedir. Kontrol edilecek sistem için bu parametrelerin uygun şekilde ayarlanması; PID kontrolörlerin tasarımında en önemli ihtiyaçtır. PID kontrolörlerin tasarımı için geliştirilmiş bir çok metot mevcuttur. Bu metotların avantajları olmakla beraber dezavantajları da vardır. Dolayısıyla, PID kontrolör tasarım alanı halen aktif bir çalışma konusudur.

Bu tezin amacı; mevcut PID kontrolör tasarım metotlarından bazılarını incelemek ve yeni dayanıklı ayarlama (tuning) teknikleri elde etmektir. Özellikle dayanıklı PID kontrolör tasarımı yapmak; gerçek uygulamalar için önem arz etmektedir. Çünkü sistemlerde parametre belirsizlikleri kaçınılmaz bir gerçektir. Dolayısıyla sistemlerdeki belirsizliklere rağmen iyi bir kontrolün sağlanması mühimdir.

Yapılan çalışmalar sonucunda; kararlılık sınır eğrisi metodu kullanılarak; bir sistemi kararlı yapabilecek bütün PI ve PID kontrolör parametrelerinin hesaplanabileceği gösterildi. Bununla ilgili simülasyon çalışmaları yapıldı. Daha sonra elde edilen metot; PI – PD kontrolör yapısına uygulandı ve önemli sonuçlar elde edildi. Dayanıklı PI – PD kontrolör tasarım metodu geliştirildi. Özellikle PI – PD kontrolör yapısı; kararsız, rezonant ve integratif sistemlerin kontrolünde PID kontrolör yapısından daha avantajlıdır.

Sonuçları elde etmek için gerekli olan programlar; MATLAB ortamında hazırlanmıştır. Elde edilen sonuçların pratik uygulamalarda kullanıma potansiyeli vardır. Bu sonuçların diğer kontrolör yapılarına uygulanabilmesi de mümkündür.

ANAHTAR KELİMELEER: Kararlılık, kontrolör, PID kontrolör, PI kontrolör, kararlılık bölgesi, parametre, birim basamak cevabı, performans

ABSTRACT

M.S. Thesis

INVESTIGATING AND DEVELOPING ROBUST PID CONTROLLER DESIGN TECHNIQUES

Fatoş Yıkan

İnönü University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

135+x pages

2005

Supervisor: Doç. Dr. Nusret Tan

PID controllers are used extensively in industries because of their robust performance and simplicity. This controller structure has three parameters namely proportional gain (K_p), integral gain (K_i) and derivative gain (K_d). Tuning of these parameters for a given control system is the most important requirement when designing PID controllers. Several methods for designing PID controllers have been developed. Although, these methods have many advantages, they also have some disadvantages. Therefore, tuning of the parameters of PID controller is still an active research area.

The aim of this thesis is to investigate some of the methods related to the design of PID controllers and obtain new robust design techniques. Design of robust PID controller is especially important for real applications which have parameter uncertainties. Because, parameter uncertainty in the systems is an unavoidable fact. Therefore, obtaining a desired control besides uncertainty in systems is important.

In the thesis, it has been shown that PI and PID controllers which stabilize a control system can be determined using the stability boundary locus method. Related simulation studies have been done. The method has also been applied to the PI – PD controller structure and very promising results have been obtained. Thus, a robust design technique for PI – PD controller has been developed. PI – PD controller structure has more advantages than PID controller structure especially for unstable, resonant and integrating processes.

To obtain the results given in the thesis, required programs have been prepared in the MATLAB environment. The results developed in these research work, have potential features to be used for practical applications. It is also possible to extend these results to other controller structures.

KEYWORDS: Stability, controller, PID controller, PI controller, stability region, parameter, step response, performance

TEŞEKKÜR

Bu tezin hazırlanmasında; alıőmalarımın baőından sonuna kadar desteğini, yardımlarını ve önerilerini benden esirgemeyen; bilgi birikimlerini ve değerli zamanını benimle paylaőan ayrıca tezi hazırlar iken bilgisayarını sıka kullandığım danışman hocam Sayın Doç. Dr. Nusret TAN' a;

Hayatımın her anında olduğu gibi tez çalıőmalarım boyunca da; desteklerini ve sevgilerini benden esirgemeyen değerli AİLEM' e ve tüm sevdiklerime;

teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	ix
SİMGELER DİZİNİ.....	x
1. KONTROLE GİRİŞ.....	1
1.1. Giriş.....	2
1.2. Bir Kontrol Sisteminin Elemanları.....	7
1.2.1. Açık Çevrim Kontrol Sistemleri.....	7
1.2.2. Kapalı Çevrim Kontrol Sistemleri.....	7
1.3. Geçiş Fonksiyonu.....	8
1.3.1. İleri Yöndeki Geçiş Fonksiyonu.....	11
1.3.2. Açık Çevrim Geçiş Fonksiyonu.....	11
1.3.3. Hata Geçiş Fonksiyonu.....	11
1.3.4. Kapalı Çevrim Geçiş Fonksiyonu.....	11
1.4. Sistemler.....	12
1.1.1. Birinci Dereceden Sistemler.....	12
1.1.2. İkinci Dereceden Sistemler.....	13
1.1.3. Yüksek Dereceli Sistemler.....	14
1.5. Kararlılık Analizi.....	14
1.5.1. Routh – Hurwitz Kararlılık Kriteri.....	14
1.1.2. Nyquist Eğrisi.....	16
1.1.3. Bode Diyagramları.....	17
1.6. Hata Analizi.....	18
1.7. Sonuç.....	19
2. MATLAB® VE SIMULINK.....	20
1.1. Giriş.....	21
1.2. MATLAB® Hakkında.....	22
1.3. SIMULINK Hakkında.....	25
1.4. Uygulamalar.....	28
1.5. Sonuç.....	30
3. PID KONTROLÖR TASARIMI.....	31
1.1. Giriş.....	32
1.2. P – I – D Kontrolör Yapı Kombinasyonları.....	33
1.1.1. P Kontrolör Yapısı.....	34
1.1.2. I ve PI Kontrolör Yapısı.....	35
1.1.3. D ve PD Kontrolör Yapısı.....	38
1.1.4. PID Kontrolör Yapısı.....	41
1.3. PID Parametrelerini Elde Etme Yöntemleri.....	43
3.3.1 Ziegler – Nichols Metodu.....	44
1.1.1.1. Ziegler – Nichols birim basamak cevabı metodu.....	44
1.1.1.2. Ziegler – Nichols frekans cevabı metodu.....	45
1.1.2. Åström – Hägglund Metodu.....	48
1.1.3. Kazanç – Faz Payı Test Metodu.....	50
1.4. Sonuç.....	59
4. STANDART TRANSFER FONKSİYONLARIN PI – PID YAPISI VE DAYANIKLI KONTROLÖR TASARIMI.....	61
4.1. Giriş.....	62
1.2. Standart Transfer Fonksiyonlar.....	62
1.1.1. $G(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL}$ Yapısı ve Örnek Uygulama.....	63

1.1.2.	$G(s) = \frac{K}{(1+sT_1).(1+sT_2)} e^{-sL}$ Yapısı ve Örnek Uygulamalar.....	66
1.1.3.	$G(s) = \frac{1}{s} e^{-s}$ Yapısı.....	69
1.1.4.	$G(s) = \frac{1}{(1+sT)^2} e^{-s}$ Yapısı ve Örnek Uygulamalar.....	70
1.1.5.	$G(s) = \frac{1}{s^2+1}$ Yapısı.....	72
1.1.6.	$G(s) = \frac{\omega_o^2}{(s+1).(s^2+2\zeta\omega_o s+\omega_o^2)}$ Yapısı ve Örnek Uygulamalar.....	76
1.1.7.	$G(s) = \frac{1}{(s+1)^n}$ Yapısı ve Örnek Uygulama.....	79
1.1.8.	$G(s) = \frac{K}{s(1+T_1s).(1+T_2s)}$ Yapısı.....	82
1.3.	Dayanıklı Kontrolör Tasarımı ve Kharitonov Teoremi.....	82
1.4.	Sonuç.....	88
5.	PI – PD KONTROLÖR TASARIMI.....	90
1.1.	Giriş.....	91
1.2.	Kararlılık Parametrelerinin Hesabı.....	92
1.2.1.	$C_{PD}(s)$ in Kararlı Parametrelerinin Hesabı.....	92
1.2.2.	$C_{PI}(s)$ in Kararlı Parametrelerinin Hesabı.....	94
1.1.1.1.	Sistemin standart $C_{PI}(s)$ parametrelerinin hesabı.....	94
1.1.1.2.	İstenilen kazanç ve faz payını sağlayan $C_{PI}(s)$ parametreleri hesabı.....	95
1.3.	Bağımlı (Relative) Kararlılık.....	97
1.4.	Örnekler.....	99
1.5.	Sonuç.....	120
6.	PROGRAMLAR.....	121
1.1.	Giriş.....	122
1.2.	Programlar.....	122
1.3.	Sonuç.....	130
7.	SONUÇ.....	131
	KAYNAKLAR.....	133
	ÖZGEÇMİŞ.....	135

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Genel bir sistem.....	3
Şekil 1.2.	Geri besleme ve kontrolör yapıları.....	4
Şekil 1.3.	Açık çevrim kontrol sistemi blok diyagramı.....	7
Şekil 1.4.	Kapalı çevrim kontrol sistemi blok diyagramı.....	8
Şekil 1.5.a.b.	Sistemin a) Zaman domeni, b) Laplace domeni gösterimi.....	8
Şekil 1.6.	Geçiş fonksiyonları belirlenecek sistemin blok diyagramı.....	10
Şekil 1.7.	Birinci dereceden bir sistemin birim basamak cevabı.....	12
Şekil 1.8.	İkinci dereceden bir sistemde sönüm oranının birim basamak cevaba etkisi.....	13
Şekil 1.9.	g_m ve ϕ_m değerlerinin Nyquist eğrisinde gösterimi.....	17
Şekil 1.10.a.b.	Kararlı bir sistemin a) Bode genlik, b) Bode faz diyagramlarında g_m ve ϕ_m değerlerinin gösterimi.....	17
Şekil 2.1.	MATLAB genel komut penceresi.....	23
Şekil 2.2.	MATLAB editör penceresi.....	25
Şekil 2.3.	Genel SIMULINK penceresi.....	26
Şekil 2.4.	SIMULINK ortamında oluşturulmuş bir blok diyagram.....	27
Şekil 2.5.	$G(s)$ ve $C(s)$ ten oluşan bir sistemin birim basamak cevabı.....	28
Şekil 3.1.	Kontrolör ve sistemden oluşmuş geri beslemeli yapı.....	33
Şekil 3.2.	Sistemin farklı kazanç değerlerinde ve kontrolörsüz durumlardaki birim basamak cevapları.....	35
Şekil 3.3.	PI kontrolörlü $G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s}$ sisteminin sabit $K_p = 4$ ve değişken K_i için step cevapları.....	37
Şekil 3.4.	Verilmiş sistemde sabit K_p için K_d değişiminin birim basamak cevaba etkisi.....	40
Şekil 3.5.	A ve L parametrelerinin sistemin birim basamak cevap grafiğinden bulunması.....	44
Şekil 3.6.	$G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s}$ sistem transfer fonksiyonu için Ziegler – Nichols parametreleri step cevap eğrileri.....	47
Şekil 3.7.	Oluşturulan yeni kararlılık bölgesi ve bölgeden alınan noktalar.....	48
Şekil 3.8.	Sistemin kontrolörsüz ve Åström – Hägglund parametrelili kontrolörlü birim basamak cevap grafikleri.....	50
Şekil 3.9.	Kazanç – faz payı test edicisi eklenmiş sistemin blok diyagramı...	51
Şekil 3.10.	Sabit $K_d = 3.2688$ ve sabit A kazanç payı için (K_p, K_i) kararlılık bölgesinin farklı ϕ değerlerine bağlı değişim grafiği.....	54
Şekil 3.11.	Sabit $K_i = 3.963$ için sabit A kazanç payı için (K_p, K_d) kararlılık bölgesinin farklı ϕ değerlerine bağlı değişim grafiği.....	55
Şekil 3.12.	Sabit $K_d = 3.2688$ ve sabit $\phi = 0$ değerleri için; sistemin farklı kazanç değerlerinde (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri.....	55
Şekil 3.13.	$K_i = 4.862$ ve $\phi = 0$ için A değişimlerine bağlı (K_p, K_d) kararlılık bölgeleri.....	57
Şekil 3.14.	$K_i = 4.862$ ve $A = 2.5$ için ϕ değişimlerine bağlı (K_p, K_d) kararlılık bölgeleri.....	57
Şekil 3.15.	$K_p = 4.5$, $K_i = 4.862$ ve $K_d = 5.5$ kontrolör parametrelili ve kontrolörsüz sistemin step cevabı.....	58

Şekil 4.1.	$K = 1, T = 1$ ve $L = 0.1$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	65
Şekil 4.2.	$K_d = 0.4508$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	65
Şekil 4.3.	$K_i = 51.8140$ için (K_d, K_p) kararlılık bölgesi.....	66
Şekil 4.4.	$K = 1/3, T_1 = 1, T_2 = 1/3$ ve $L = 0.1$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	67
Şekil 4.5.	$K = 1, T_1 = 1, T_2 = 0.5$ ve $L = 0.5$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	68
Şekil 4.6.	$K = 1, T_1 = 1, T_2 = 0.5$ ve $L = 1$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	68
Şekil 4.7.	Parametrelerden L nin değişiminin kararlılık bölgesine etkisi.....	69
Şekil 4.8.	$G(s) = \frac{1}{s} e^{-s}$ sistemi için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	70
Şekil 4.9.	Sistemin farklı T değerleri için kararlılık bölgeleri.....	71
Şekil 4.10.	Sistemin kritik kararlılık hattı.....	72
Şekil 4.11.	$K_p = 5$ için sistemin step çıkış grafiği.....	73
Şekil 4.12.	$K_p = 20$ için sistemin step çıkış grafiği.....	73
Şekil 4.13.	$K_d = 5$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi ve bölgeden alınan bir nokta.....	75
Şekil 4.14.	$K_p = 2.5, K_i = 1$ ve $K_d = 5$ için sistemin birim basamak cevabı.....	75
Şekil 4.15.	$K_p = 4, K_i = 2$ ve $K_d = 2$ için sistemin step cevabı.....	76
Şekil 4.16.	$\zeta = 0.1$ ve $\omega_0 = 1$ için sistemin (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	77
Şekil 4.17.	$\zeta = 0.1$ ve $\omega_0 = 5$ için sistemin (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	77
Şekil 4.18.	$\zeta = 0.1$ ve $\omega_0 = 10$ için sistemin (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	78
Şekil 4.19.	Sabit ζ değerlerinde ω_0 değişiminin kararlılık bölgesine etkisi...	78
Şekil 4.20.	$G(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$ için kararlılık bölgesi.....	80
Şekil 4.21.	$K_d = 1.8$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	81
Şekil 4.22.	$K_i = 0.764$ için (K_p, K_d) kararlılık bölgesi.....	81
Şekil 4.23.	Pozisyon kontrol sistemi.....	84
Şekil 4.24.	8 Kharitonov transfer fonksiyonu ve nominal değerler için kararlılık eğrileri.....	86
Şekil 4.25.	Interval sistem olarak verilen motor için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	86
Şekil 4.26.	Kharitonov sistemlerinin ve nominal değer sisteminin birim basamak giriş cevapları.....	87
Şekil 4.27.	Kharitonov sistemlerinin ve nominal değer sisteminin rampa giriş cevapları.....	87
Şekil 5.1.	PI – PD kontrolör ile bir SISO sistem.....	92
Şekil 5.2.	Standart sistemin blok diyagramı.....	94
Şekil 5.3.	Kazanç – Faz payı test edicisi eklenmiş sistemin eşdeğer blok diyagramı.....	95
Şekil 5.4.	Kararlı tüm K_f ve K_d değerleri.....	100
Şekil 5.5.	Sabit K_f ve değişken K_d değerleri için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	101

Şekil 5.6.	Sabit K_d ve değişken K_f değerleri için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	102
Şekil 5.7.	$K_f = 0.3, K_d = 0.5$ için $A \geq 2.5$ ve $\phi \geq 45^\circ$ olduğu zamanki kararlı tüm (K_p, K_i) kararlılık değerleri.....	103
Şekil 5.8.	$K_f = 0.3, K_d = 0.5, K_p = 0.1, K_i = 0.05$ için sistemin birim basamak cevabı.....	103
Şekil 5.9.	(K_d, K_f) kararlılık bölgesi.....	105
Şekil 5.10.	$K_f = 0.413$ ve $K_d = 0.2$ için kararlı tüm (K_p, K_i) değerleri...	106
Şekil 5.11.	$K_f = 0.413, K_d = 0.2, K_p = 0.07, K_i = 0.03$ için sistemin birim basamak cevabı.....	106
Şekil 5.12.	Kararlı tüm (K_d, K_f) değerleri.....	108
Şekil 5.13.	ISTE değerleri ve $K_f = 3.9, K_d = 3$ değerleri için (K_p, K_i) aralığı.....	108
Şekil 5.14.	ISTE değerleri ve $K_f = 3.9, K_d = 3, K_p = 1.4$ ve $K_i = 5$ değerleri için sistemin birim basamak cevapları.....	109
Şekil 5.15.	Sistemin (K_d, K_f) kararlılık bölgesi.....	110
Şekil 5.16.	Sabit $K_d = 1$ ve $K_f = 1$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	111
Şekil 5.17.	$K_d = 1, K_f = 1$ ve $\phi = 0$ da farklı kazançlarda kararlılık bölgeleri.....	112
Şekil 5.18.	$K_d = 1, K_f = 1$ ve $A = 1$ de farklı fazlarda kararlılık bölgeleri.....	113
Şekil 5.19.	$K_d = 1$ ve $K_f = 1$ için A ve ϕ' ye bağlı (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri	113
Şekil 5.20.	$\omega \in [0, 2.24]$ için (K_d, K_f) kararlılık bölgesi.....	115
Şekil 5.21.	Değerlerin kararlılık bölgesinde gösterimi.....	116
Şekil 5.22.	$K_f = -0.241, K_d = 0.104$ için A ve ϕ için (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri.....	117
Şekil 5.23.	$K_f = -0.2308, K_d = 0.018$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi.....	117
Şekil 5.24.	$K_f = -0.2308, K_d = 0.018$ için A' ya bağlı (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri.....	118
Şekil 5.25.	$K_f = -0.2308, K_d = 0.018$ için ϕ' ya bağlı (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri.....	118
Şekil 5.26.	Farklı ρ değerleri için sistemin (K_d, K_f) grafikleri.....	119

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 1.1.	Routh Tablosu.....	15
Çizelge 3.1.	Ziegler – Nichols Katsayıları.....	46

SİMGELER DİZİNİ

$r(t)$	Zaman domeni giriş sinyali
$y(t)$	Zaman domeni çıkış sinyali
$g(t)$	Zaman domeni sistem gösterimi
$r(s)$	Laplace domeni giriş sinyali
$y(s)$	Laplace domeni çıkış sinyali
$G(s)$	Laplace domeni sistem transfer fonksiyonu
$C(s)$	Kontrolörün Laplace domeni gösterimi
$\Delta(s)$	Karakteristik denklem
g_m	Kazanç payı
ϕ_m	Faz payı
ω	Frekans
ω_{cp}	Faz kesim frekansı
ω_{cg}	Kazanç kesim frekansı
$G_c(s)$	Kazanç – Faz payı test edicisi transfer fonksiyonu
ζ	Sönüm oranı
K_m	Motor sabiti
J	Inertia
b	Sürtünme kuvveti
R_f	Rezistans
L_f	İndüktans

1. BÖLÜM

KONTROLE GİRİŞ

- 1.1 Giriş
- 1.2 Bir Kontrol Sisteminin Elemanları
 - 1.2.1 Açık Çevrim Kontrol Sistemleri
 - 1.2.2 Kapalı Çevrim Kontrol Sistemleri
- 1.3 Geçiş Fonksiyonu
 - 1.3.1 İleri Yöndeki Geçiş Fonksiyonu
 - 1.3.2 Açık Çevrim Geçiş Fonksiyonu
 - 1.3.3 Hata Geçiş Fonksiyonu
 - 1.3.4 Kapalı Çevrim Geçiş Fonksiyonu
- 1.4 Sistemler
 - 1.4.1 Birinci Dereceden Sistemler
 - 1.4.2 İkinci Dereceden Sistemler
 - 1.4.3 Yüksek Dereceli Sistemler
- 1.5 Kararlılık Analizi
 - 1.5.1 Routh – Hurwitz Kararlılık Kriteri
 - 1.5.2 Nyquist Eğrisi
 - 1.5.3 Bode Diyagramları
- 1.6 Hata Analizi
- 1.7 Sonuç

1.1 Giriş

Kontrol teorisi ve kontrol mühendisliği; uçak, uzay, gemi, tren ve otomobiller gibi dinamik sistemler; dönen mil, damıtma sütunları gibi kimyasal ve endüstriyel prosesler; motor, jeneratör ve güç sistemleri gibi elektriksel sistemler; nümerik kontrollü torna tezgahı (CNC) ve robotlar gibi makinelerle ilgilenmektedir [9]. Kontrol hayatın her alanı ile ilgilidir. Zaman içerisinde kararlı çalışması gereken tüm sistemler için gereklidir. Her bir alanın kontrol probleminde:

1. Bağımlı değişkenler vardır. Bu değişkenler “çıkış” olarak adlandırılan ve belirtilen doğrultuda davranması gerekenler “kontrol edilenler” grubudur.

2. Kesin bağımsız değişkenler vardır. Bu değişkenler “giriş” olarak adlandırılır. Örneğin; motor terminaline uygulanan gerilim veya valf pozisyonu ayarlamak ve kontrol etmek için sistemin elde edilebilir değerleridir. Diğer bağımlı değişkenler; örneğin pozisyon, hız veya sıcaklık gibi sistemden dinamik ölçümler ile elde edilebilecek değerlerdir.

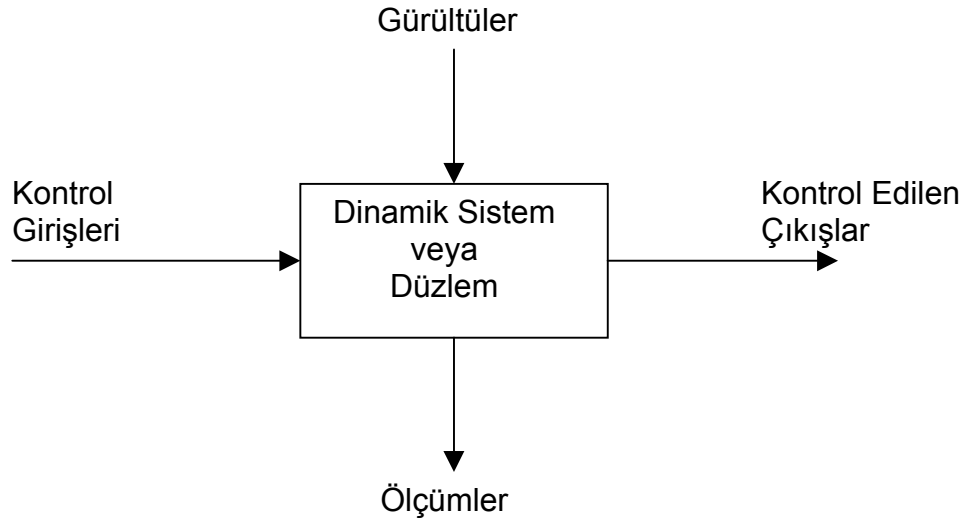
3. Sisteme; bilinmeyen ve tahmin edilemeyen gürültülerin de etkisi vardır. Örneğin; bir güç sistemindeki yükün dalgalanması, bir makineye ani rüzgar esmesinin etkisi oluşan gürültünün etkisi, hava koşullu düzlemde harici hava koşullarının etkisi veya bir asansör motorunda yük torkunun yolcuların giriş çıkışı ile dalgalanması.

4. Denklemler sistem dinamiklerini tanımlamakta kullanılmaktadır ve parametreler bu denklemler içerisindedir. Bu parametrelerden oluşan denklemlerle; fiziksel kurallar içerip bu kurallarla işlemler gerçekleştiren non lineer bir sistemi ifade edebilmek olanaksızdır. Çünkü fiziksel sistemler belirsizlikler içermektedir. Örneğin; denklemler ile bir işlem noktası hakkında gereken veriler; non lineer bir sistemin lineerleştirilmesiyle elde edilebilir. Yani işlem noktası değişirse; sistem parametreleri de değişmektedir [9].

Bu noktada kontrolün amacı: verilmiş bir sistemin istenilen koşullarda belirli veya belirsiz zaman süresince stabil çalışabilmesini sağlamaktır. Sistemin uzun süreli çalışma performansı göstermesi gerekse bile; bu durum kararlı çalışmasını etkilememelidir. Lakin sistemler üzerinde tahmin edemediğimiz değişkenlerin etkileri de göz önüne alınırsa, ideale yakın bir çalışma verimliliği gösteren ve ihtiyaca cevap verebilen nitelikte çalışan bir sistem “iyi bir sistemdir”.

Tez konusu olan PID kontrolör; geniş kullanım alanına sahip bir yapıdır. Endüstride sıkça kullanılmaktadır. K_p , K_i ve K_d olarak üç parametresi vardır. Bunlar sırasıyla: oransal kazanç parametresi K_p ile; sistemin girişe yakın çıkış değeri vermesi sağlanır. İntegratif kazanç sağlayan K_i parametresi ile; sistemde oluşacak hatalar elimine edilir. Türevsel kazanç K_d ile; sistemde oransal kazancın sınırlı olması gerektiği hallerde sistem kazancı sağlamaktadır.

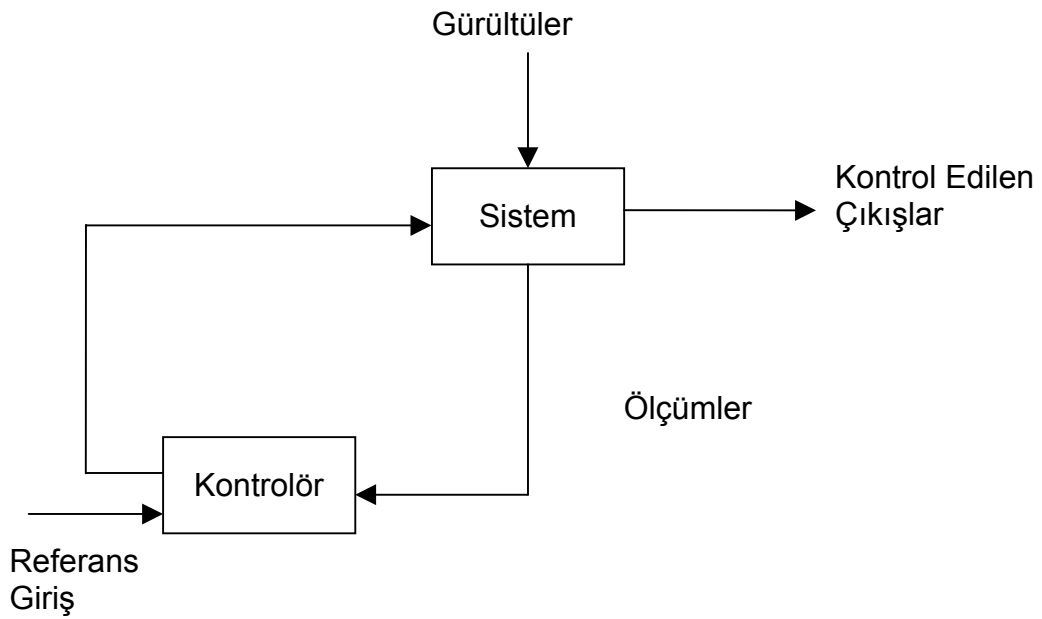
Yukarıda verilen etkenler bir şema üzerinde gösterilirse:



Şekil 1.1. Genel bir sistem

Diyagramda girişler ve çıkışlar sinyallerin bir vektörü olarak gösterilebilir. Bu durumda düzleme “çok değişkenli sistem” denilir. Aksi durumda sinyaller skaler ise sisteme “skaler ve tek değişkenli sistem” denilir.

Kontrol; geri besleme tarafından kullanılır. Anlamı: sistemdeki doğru kontrol girişi elde edilebilir veriler ile bir aygıt tarafından oluşturulur. Bu da geri besleme veya kapalı çevrim sistemi ile oluşturulur . Bu durum Şekil 1.2’ de görülmektedir:



Şekil 1.2. Geri besleme ve kontrolör yapılı bir sistem

Kontrolör tasarım problemi; kontrolör karakteristiklerini tanımlarsa kontrol edilen çıkış şunlar olabilir:

1. Referanslarda belirtilen atanmış değerleri ayarlama
2. Bilinmeyen gürültülere rağmen referans değerleri koruma veya devam ettirme
3. 1. ve 2. durumların kendilerine has belirsizliklere rağmen toplanması ve sistemin dinamik karakteristiğini değiştirmesi.

Yukarıda bahsedilen ilk durum sistemin; “izleme”, ikinci durum sistemin; “gürültü yok etme” ve üçüncü durum sistemin “dayanıklılık” prensibi olarak adlandırılır. 1., 2. ve 3. durumların eşzamanlı doyumunu “dayanıklı izleme ve gürültü yok etme” olarak adlandırılır ve bu yapıyı gerçekleştiren tasarımlar “dayanıklı servomekanizma” olarak adlandırılır . Tezin giriş kısmında [9] kitabından özet olarak yararlanılmıştır. [9,30-32] kaynaklarından daha kapsamlı bilgi için yararlanılabilir.

Tez içerisinde bölümler aşağıdaki konuları içermektedir:

Tezin ilk bölümü olan bu bölümde PID kontrolör yapısına değinilmeden önce gereken bir takım klasik kontrol konularından bahsedilmiştir. Kontrolün gerekliliği, kontrol sistemlerinin nitelikleri, sistemin matematiksel ifadesi olan transfer fonksiyonları, kararlılık incelemesi, hata incelemesi konularına değinilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde ise mühendislik alanında çalışanların çokça kullandığı bir programlama dili olan MATLAB hakkında kısa bilgiler mevcuttur. MATLAB programlama dilinin kullanım alanlarından biri olan SIMULINK ile ilgili de özet bilgiler mevcuttur. Bu konular çok teferruatlı olduğundan sadece bir takım önemli noktalarına değinilmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde PID kontrolör konusu ile ilgili detaylı bilgi mevcuttur. Bu kontrolör yapısının tercih edilmiş nedenleri, parametre hesaplama yöntemleri, P–I–D kontrolör yapı kombinasyonları ve kontrolör parametrelerinin kararlılık bölgeleri analizinde kullanılabilecek metotlardan bahsedilmiştir.

Tezin dördüncü bölümünde ise standart transfer fonksiyonların PI – PID yapılarına değinilmiştir. Bu bölümün amacı bilinen PID kontrolör parametre hesaplama teknikleri ile çokça kullanılan transfer fonksiyonlara ait kararlılık bölgeleri elde etmek ve transfer fonksiyonların parametrelerinin değişiminin

kararlılık bölgesi üzerindeki etkilerini göstermektedir. Bölümün diğer bir konusu da dayanıklı kontrolör tasarımıdır. Sistem dayanıklılığı konusu esas olarak sistem belirsizliği konusu ile ilgilidir. Çünkü sistemlerde sabit kabul edilemeyen parametrelerden dolayı belirsizlikler oluşmaktadır. Bu konunun önemli altyapısı olan Kharitonov teoremine değinilmiş ve dayanıklı kontrolör tasarımı ile ilgili elde edilen bilgiler bir örnek üzerinde pekiştirilmiştir.

Tezin beşinci bölümü ise PID yapısının farklı bir kombinasyonu olan PI – PD yapısı hakkındadır. Bu yapının PID yapısından farklı tarafları, parametrelerin kararlılık bölgeleri üzerindeki etkileri hakkında açıklamalar içermektedir. Bu yapının uygulandığı örnek sistemler; bölümün örnekler kısmında mevcuttur.

Tezin altıncı bölümünde; tez içerisinde yapılmış örnek uygulamaların MATLAB programları bulunmaktadır. Yazılan programlar kısa ve açık tutulmaya çalışılmıştır. Bu bölümdeki programların tamamı tez içerisinde uygulanmış ve sonuç olarak; kararlılığı incelenen sistem için kontrolör parametreleri kararlılık bölgeleri, kontrolör parametreleri elde edilen sistemlerin birim basamak ve rampa girişe karşılık verdikleri cevap eğrileri elde edilmiştir.

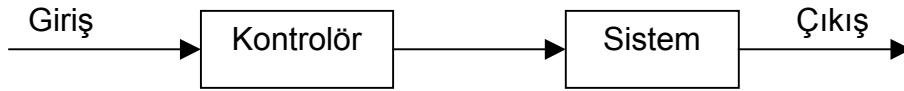
Tezin son bölümü olan yedinci bölüm ise sonuç kısmıdır. Bu bölümde tez genelinde yapılmış çalışmaların amaçlarından bahsedilmiş, sonuç olarak varılan nokta hakkında açıklama yapılmış, tezin getirdiği yeni çalışma noktalarından bahsedilmiş ve ileriki zamanlarda yapılabilecek çalışmaların yönü hakkında bir kanıya varılmıştır.

1.2 Bir Kontrol Sisteminin Elemanları

Temelde 2 çeşit kontrol sistemi bulunmaktadır.

1.2.1 Açık çevrim kontrol sistemleri

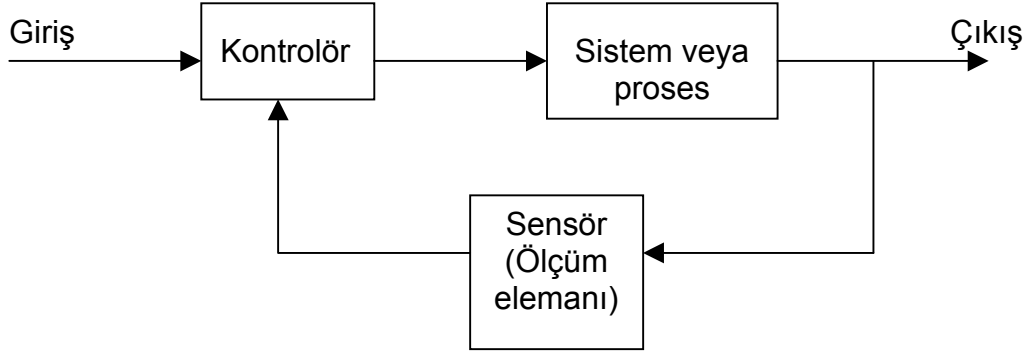
Bu çeşit kontrol sistemlerinde; çıkışın giriş üzerinde herhangi bir etkisi yoktur. Sisteme giriş sinyali verilir, sistem çalışır ve bir çıkış elde edilir. Fakat çıkış sinyalinin konumu ile giriş arasında herhangi bir alaka yoktur. Örneğin; bulaşık makinesi ile bulaşık yıkanır iken, yıkama işlemi sonucunda bulaşıkların temizliği test edilmiyor ise sistemde açık çevrim kontrolör var demektir. Açık çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 1.3' te görülmektedir:



Şekil 1.3. Açık çevrim kontrol sistemi blok diyagramı

1.2.2 Kapalı çevrim kontrol sistemleri

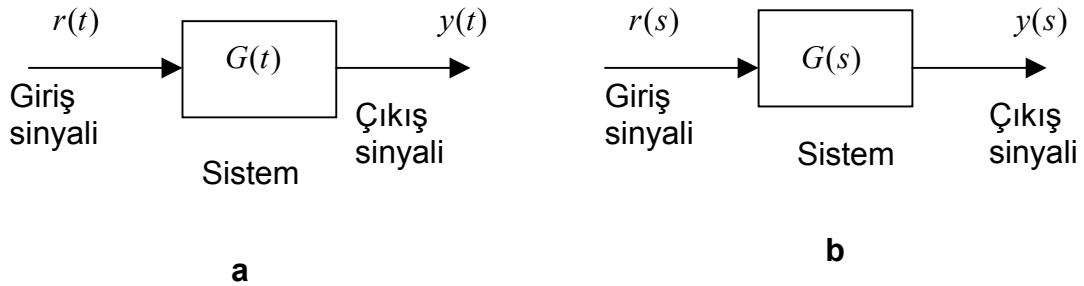
Bu çeşit kontrol sistemlerinde; sistemdeki çıkış değeri ölçülür ve girişle karşılaştırılır. Oluşan hata sinyali kontrolörü aktif hale getirerek sistemin istenilen şekilde çalışmasını sağlar. Birçok kontrol sistemi bu yapıdadır. Çünkü giriş sinyali ile çıkış sinyali farkı olan hata sinyali sistemin çalışma performansı hakkında önemli bir bilgidir. Sistem bu veriyi değerlendirerek çalışmasını kontrolör ile ayarlayabilmektedir. Geri beslemeli sistemlerde sıkça kullanılan kontrolör yapılardan biri de PID kontrolördür. Sistemde geri besleme mevcut ise bu kontrolör tipi fazlaca kullanılmaktadır. Bu yapı; sistemde hem otomatik kontrolün gerçekleşmesini sağlamaktadır hem de kapalı çevrim sisteminin kararlı çalışmasında büyük kolaylıklar sağlamaktadır. Kapalı çevrim bir sistemin blok diyagramı şekilde görülmektedir:



Şekil 1.4. Kapalı çevrim kontrol sistemi blok diyagramı

1.3 Geçiş Fonksiyonu

Kontrol sistemleri tasarımında ve hesaplamalarında zaman domeni çok sık kullanılmamaktadır. Sistemlere ait diferansiyel denklemlerin yüksek dereceli oluşu ve bu yüksek dereceli diferansiyel denklemlerin çözümlerinin fazla zaman alması nedeni ile; sistemler “Laplace” yani “s” [30] domeninde çözülür ve elde edilen denklemler istenilirse zaman domenine dönüştürülür. Laplace domeninde sistemlerin yüksek dereceli olmaları çok büyük bir işlem karmaşası yaratmamaktadır. Bu da s domeninde çalışmanın avantajlarından bir tanesidir. Kontrol teorisinde; bir sistemin çıkış sinyalinin Laplace dönüşümünün giriş sinyalinin Laplace dönüşümüne oranına; o sistemin “Geçiş fonksiyonu” ve “Transfer fonksiyonu” adı verilmektedir. Geçiş fonksiyonu hesaplamalarında ilk koşullar sıfır kabul edilmektedir [30,31]. Bu durum Şekil 1.5’ teki blok diyagramlardan incelenebilir:



Şekil 1.5.a.b. Sistemin a) Zaman domeni, b) Laplace domeni gösterimi

Bir sistemin zaman domenindeki diferansiyel denklemi (1.1a) bağıntısında verilmiştir:

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + a_1 y^{(1)} + a_0 y = b_m y^{(m)} + b_{m-1} y^{(m-1)} + \dots + b_1 y^{(1)} + b_0 y \quad (1.1a)$$

Burada $y^{(n)}$; n . dereceden türev anlamındadır. Bu diferansiyel denklemin Laplace dönüşümü alınır (1.1b) bağıntısındaki sistemin geçiş fonksiyonu s domeninde elde edilmiş olur:

$$\frac{y(s)}{r(s)} = G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (1.1b)$$

Geçiş fonksiyonunda; paydanın derecesi sistemin derecesini vermektedir. Genelde $n \geq m$ dir. Şayet sistem uygun değilse ($m \geq n$) sistemin derecesi m olur [23,30].

Bölümün alt başlıklarında önemli geçiş fonksiyonlarının özellikleri verilecektir. Bundan önce dinamik sistemlerin büyük çoğunluğunda etkiye sahip zaman gecikmesinden bahsedilmesi faydalıdır. Bilindiği gibi sistemler kontrolörler kullanılarak denetlenmektedir. Bu kontrolörler ihtiyaca göre mikroişlemcilerle veya devre analizinden bilinen devre elemanları ile tasarlanabilmektedirler. Sistemler mekanik elemanlardan oluştuğu için ya da başka bir ifade ile sistem çalışırken giriş sinyalinin işlenmesi zaman gerektirdiğinden tüm sistemlerde zaman gecikmesi mevcuttur. Bu gecikme mekanik aksandan kaynaklanıyor ise biraz daha hissedilebilir bir hal alabilir. Dijital olarak bir verinin işlenmesi mikrosaniyeler seviyesinde olabilir iken, analog olarak bir motorun sürülmesi aşamasında giriş sinyalinin işlenmesi aşamasında birkaç saniyelik zaman gecikmesi olabilmektedir. İşte bu durumda sistemlerdeki zaman gecikmesi oransal olmayan fonksiyon olarak e^{-sT} ile tanımlanmış ve bu tip sistemlere zaman gecikmesi (time delay) ne sahip sistemler denilmiştir. Bu fonksiyondaki T ; saniye olarak zaman gecikmesine karşılık gelmektedir. Üstel bir fonksiyon olan zaman gecikmesinin oransal olmayan bir yapısı mevcuttur. Bu yapıyı oransal olması ve sistemlerle ilgili hesaplamalar yapılırken kolaylık sağlaması amacı ile Pade yaklaşımı

kullanılarak oransal bir fonksiyona yaklaştırılmış olmaktadır. Bu yaklaşım; Maclaurin serisi [24] kullanılarak elde edilmiştir. Fonksiyonun genel formu:

$$e^{-sT} = 1 - sT + \frac{(sT)^2}{2!} - \frac{(sT)^3}{3!} + \dots \quad (1.2)$$

Bu formun gerçek değere yakın oluşu yaklaşımın derecesi olarak adlandırılmaktadır. Genel olarak Pade yaklaşımının 1. ve 2. derecesi kullanılmaktadır. e^{-sT} nin birinci ve ikinci dereceden Pade Yaklaşımı ile elde edilen denklemleri aşağıdaki (1.3) ve (1.4) bağıntılarında verilmiştir. Ek olarak istenilirse 3. dereceden olan da kullanılabilir ve bağıntısı (1.5) te verilmiştir.

1. dereceden Pade yaklaşımı ile:

$$e^{-sT} = \frac{-Ts + 2}{Ts + 2} \quad (1.3)$$

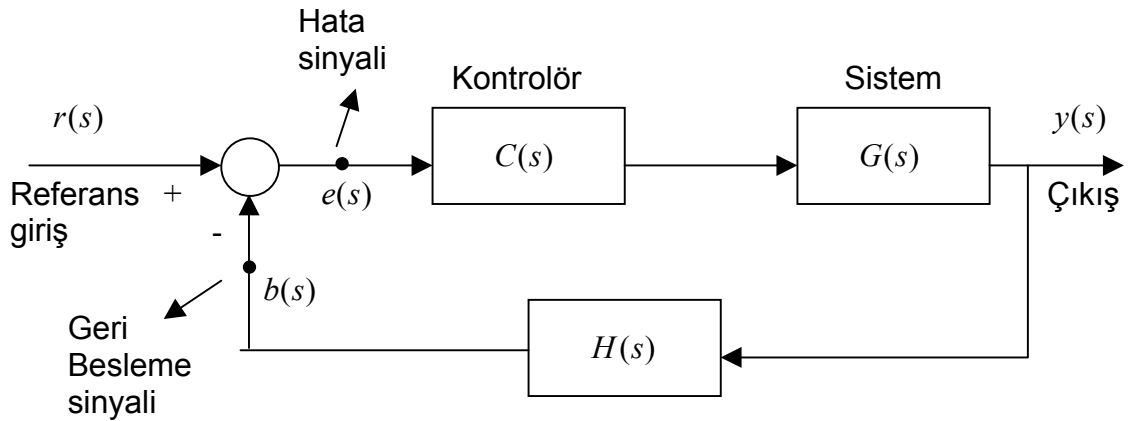
2. dereceden Pade yaklaşımı ile:

$$e^{-sT} = \frac{T^2s^2 - 6Ts + 12}{T^2s^2 + 6Ts + 12} \quad (1.4)$$

3. dereceden Pade yaklaşımı ile:

$$e^{-sT} = \frac{-T^3s^3 + 12T^2s^2 - 60Ts + 120}{T^3s^3 + 12T^2s^2 + 60Ts + 120} \quad (1.5)$$

Bir sisteme ait geri besleme ve kontrolörden oluşmuş yapının blok diyagramı Şekil 1.6' da verilmiştir:



Şekil 1.6. Geçiş fonksiyonları belirlenecek sistemin blok diyagramı

Bu sisteme ait önemli geçiş fonksiyonları ve bu yapıların transfer fonksiyonları sonraki kısımlarda incelenmiştir.

1.1.1 İleri yöndeki geçiş fonksiyonu

İleri yöndeki transfer fonksiyonu; çıkış sinyalinin hata sinyaline oranıdır.

$$ig(s) = \frac{y(s)}{e(s)} = C(s)G(s) \quad (1.6)$$

1.1.2 Açık evrim geçiş fonksiyonu

Geri besleme sinyalinin hata sinyaline oranı; açık çevrim geçiş fonksiyonunu vermektedir.

$$ag(s) = \frac{b(s)}{e(s)} = C(s)G(s)H(s) \quad (1.7)$$

1.1.3 Hata geçiş fonksiyonu

Hata sinyalinin giriş sinyaline oranı; hata geçiş fonksiyonunu vermektedir.

$$hg(s) = \frac{e(s)}{r(s)} = \frac{1}{1 + C(s)G(s)H(s)} \quad (1.8)$$

1.1.4 Kapalı evrim geçiş fonksiyonu

Kapalı evrim geçiş fonksiyonu; sistemin çıkış sinyalinin giriş sinyaline oranıdır. Bu fonksiyon kontrol sistemleri açısından önemlidir. Çünkü sistemlerin karakteristik denklemini bu fonksiyondan elde edilmektedir ve bu fonksiyonun paydası sistemlerin karakteristik denklemini vermektedir. Karakteristik denklem ile de sistemlerin kararlılık analizi yapılmaktadır.

$$kçg(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)H(s)} \quad (1.9)$$

Sistemin karakteristik denklemi:

$$\Delta(s) = 1 + C(s)G(s)H(s) = 0 \quad (1.10)$$

1.4 Sistemler

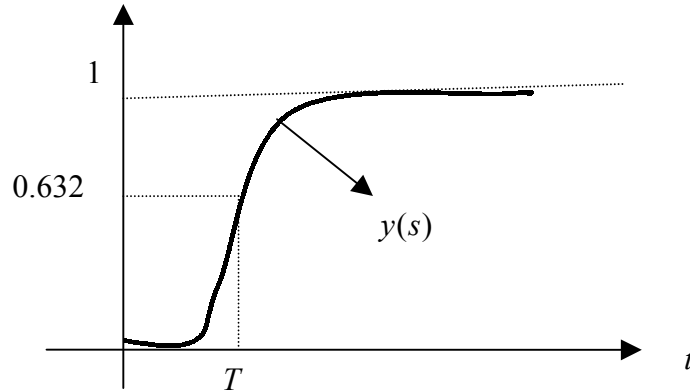
Kontrol teorisi sistemleri incelerken; transfer fonksiyonu bilinen sistemlerin transfer fonksiyonlarından, karakteristik denklemlerinden, sistem tipine bağlı olarak transfer fonksiyonu bilinen veya bilinmeyen sistemlerin; birim basamak cevap eğrilerinden sistemlere ait kararlılık analizinde kullanılacak birçok veri elde etmektedir.

1.1.1 Birinci dereceden sistemler

Birinci dereceden bir sistem şu şekilde gösterilebilir:

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{1}{Ts + 1} \quad (1.11)$$

Burada; T sistemin zaman sabitidir. Verilen bu sistemin kompleks kutbu olmamakla birlikte; verilen sistemin birim basamak cevabı genel olarak "S" şeklinde [30-32] olmaktadır.



Şekil 1.7. Birinci dereceden bir sistemin birim basamak cevabı

Burada $t=T$ iken $y(t)=1-e^{-\frac{T}{T}}=0.632$ dir. Dolayısıyla $y(t)$; $t=T$ iken son değerinin %63.2 sine ulaşmaktadır. Bu şu anlama gelmektedir: sistemdeki zaman sabiti T ne kadar küçükse sistem o kadar hızlıdır.

1.1.2 İkinci dereceden sistemler

İkinci dereceden bir geri beslemeli standart sistemin açık çevrim geçiş fonksiyonu şu şekilde ifade edilebilir:

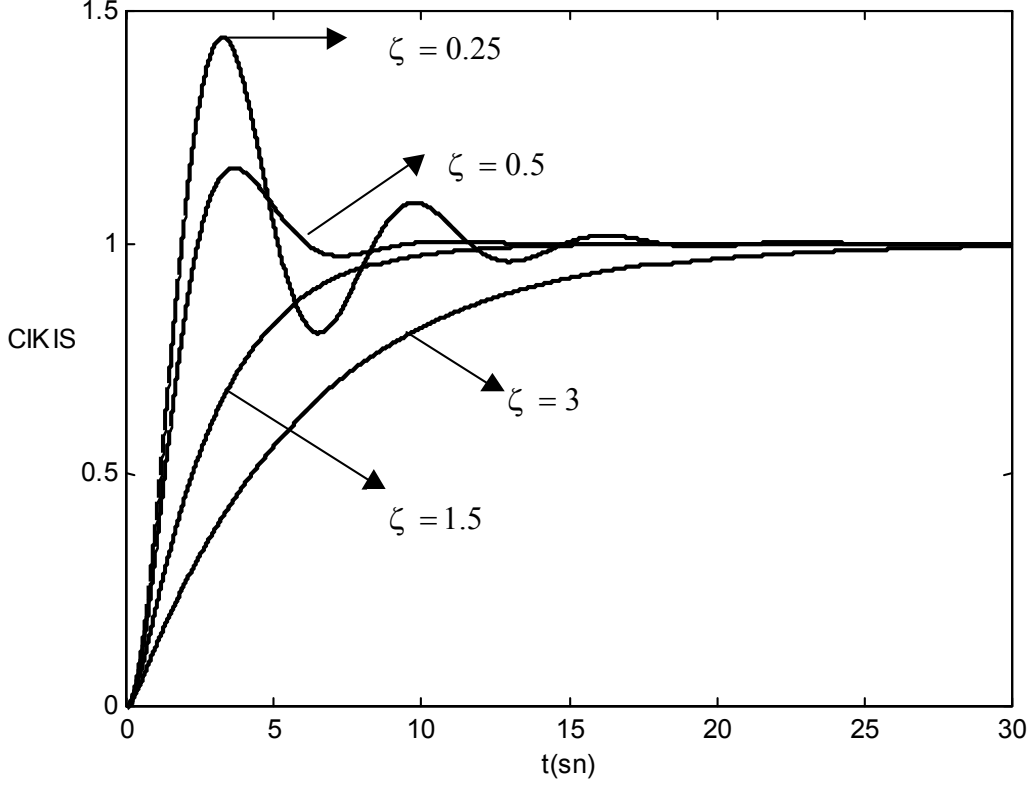
$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.12)$$

Burada; ω_n doğal frekans, ζ sönüm oranı olarak tanımlanmıştır. Verilmiş sistemin karakteristik denklemi:

$$\Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

şeklinde elde edilir. Bu denklemin kökleri ω_n ve ζ değerlerine bağlıdır. Tanımlanan ifadelerden sönüm oranının sistemlerin kararlılık analizinde önemi büyüktür. Çünkü sistemin kutupları sönüm oranına bağlı olarak imajiner eksene yaklaşmakta veya uzaklaşmaktadır. Bu durum da sistem için kritik kararlılığı söz konusu yapmaktadır. Kritik kararlılıkta sistemin kutuplarının bulunduğu konum sistemin kararlılığının dış etmenlere bağlı olarak bozulabileceği bir yerdir. Etkiler ile sistemin kutupları imajiner eksenin sağ tarafına kayabilir ve bu da sistemi kararsız hale getirir.

İkinci dereceden bir sistem üzerinde sönüm oranının etkisi Şekil 1.8' de görölmektedir. Grafikten de görüldüğü gibi sistemin birim basamak cevap eğrileri sönüm oranına bağlı olarak bariz farklılıklar göstermektedir. İncelenen sistemde kolaylık açısından $\omega_n = 1$ alınmıştır.



Şekil 1.8. İkinci dereceden bir sistemde sönüm oranının birim basamak cevaba etkisi

Sönüm oranının artması sistemin cevabını sifıra yaklaştırırken; sönüm oranının azalması ise sistemin osilasyona gitmesine neden olmaktadır.

1.1.3 Yüksek dereceli sistemler

Yüksek dereceli sistemler birinci ve ikinci dereceden sistemlerin kaskat bağlantıları ile oluşturulmuş sistem tipleridir denilebilir. Bu tip sistemlerin fazla belirgin özellikleri olmamasına karşın, kararlı davranış gösterebilmeleri için kontrolör yapılarına ihtiyaçları vardır.

Verilen sistem tipleri ile ilgili olarak tezin 4. bölümü incelenebilir.

1.5 Kararlılık Analizi

Sistemlerin istenilen performansta çalışabilmesi için stabil davranış sergilemeleri gerekmektedir. Bu noktada transfer fonksiyonların kararlılıkları

incelenir iken birçok metot kullanılmaktadır. Tezin bu bölümünde en bilinen kararlılık metotlarına özetle değinilecektir.

1.5.1 Routh – Hurwitz Kararlılık Kriteri

Transfer fonksiyonu verilmiş bir sistemin kararlılığı incelenirken bu yöntem sıkça kullanılmaktadır. Yöntem; sistemin karakteristik denkleminin katsayılarını incelemektedir. Sistemin karakteristik denklemi aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$\Delta(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (1.13)$$

Bu denklemde: i) $a_n \neq 0$ ve ii) Tüm katsayıların aynı işaretle olması gerekmektedir. Sonraki aşamada Routh tablosu oluşturulur. Bu tablo:

s^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	...
s^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	...
s^{n-2}	b_1	b_2	b_3	...
....	...			
s^1	f_1			
s^0	g_1			

Çizelge 1.1. Routh Tablosu

Burada:

$$b_1 = \frac{a_{n-1} \cdot a_{n-2} - a_n \cdot a_{n-3}}{a_{n-1}} \quad b_2 = \frac{a_{n-1} \cdot a_{n-4} - a_n \cdot a_{n-5}}{a_{n-1}} \quad \dots$$

$$c_1 = \frac{b_1 \cdot a_{n-3} - b_2 \cdot a_{n-1}}{b_1} \quad c_2 = \frac{b_1 \cdot a_{n-5} - b_3 \cdot a_{n-1}}{b_1} \quad \dots \quad \text{ifadeleri ile elde edilirler.}$$

Routh – Hurwitz kriterine göre: verilen bir karakteristik denklem polinomunun kararlı olabilmesi için Routh tablosunun ilk kolonunu oluşturan terimlerin hepsinin sıfırdan büyük olması gerekmektedir. Eğer polinom kararsız ise; o halde sağ taraftaki köklerin sayısı ilk kolondaki işaret değişimi kadardır.

Routh tablosu oluşturulur iken 2 özel durumla karşılaşılabılır:

1. ilk kolonu oluşturan elemanlardan herhangi birinin sıfır olması: Bu durumda sıfır yerine ε gibi çok küçük bir pozitif sayı konulur ve tablo oluşturulmaya devam edilir.
2. Tabloyu oluşturan sıralardan herhangi birinin tüm sıra elemanlarının sıfır olma durumu: Bu durumda sıfır olan sıranın hemen üstündeki sıra kullanılarak yardımcı bir polinom oluşturulur. Yardımcı polinomun s' e göre türevi alınır ve sıfır olan sıra elemanları yerine türevi alınmış yardımcı polinomun katsayıları yazılarak tablo oluşturulmaya devam edilir.

1.1.2 Nyquist eğrisi

Nyquist kararlılık kriteri; bir kontrol sisteminin kararlı olabilmesi için açık çevrim geçiş fonksiyonu $G(s)H(s)$ ' in yapılacak Nyquist çiziminin $(-1,0)$ noktasını saat yönünün tersi yönde $G(s)H(s)$ in kompleks düzlemin sağ tarafındaki kutup sayısı kadar çevrelemesi gerekmektedir. Eğer $G(s)H(s)$ ' in kompleks düzlemin sağ tarafında kutbu yok ise; sistem açık çevrim kararlıdır. Açık çevrim kararlılık; bir sistemin açık çevrim geçiş fonksiyonunun yani $G(s)H(s)$ ' in kararlı olmasıdır. Sistemin kapalı çevrim kararlı olması için $G(s)H(s)$ ' in Nyquist çiziminin $(-1,0)$ noktasını çevrelemesi gerekir.

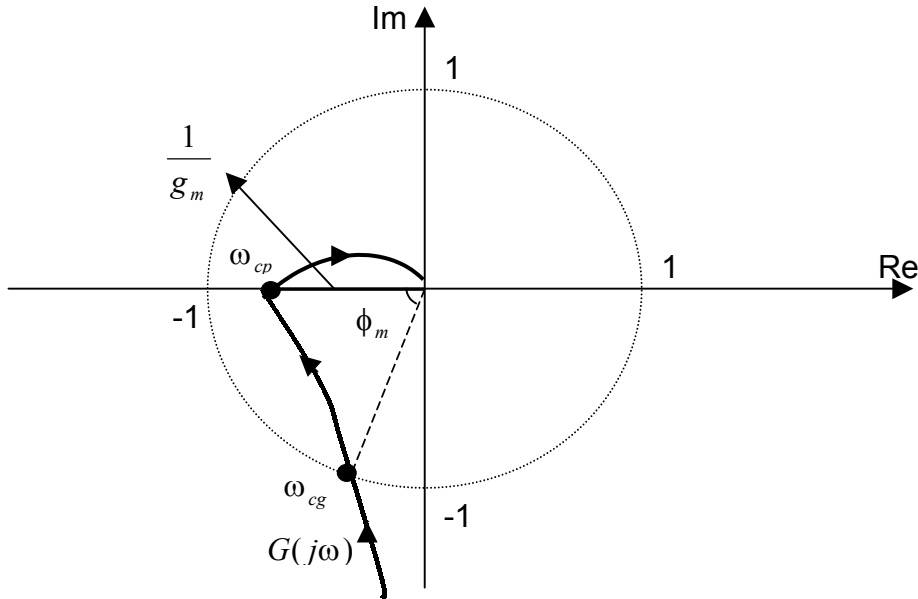
Nyquist eğrisinden kazanç – faz payı, kazanç – faz kesim frekans değerleri de elde edilebilir.

Sistemin Nyquist eğrisinin negatif reel eksen kestiği noktadaki genlik değerinin çarpmaya göre tersi o sistemin Kazanç payı değerini verir.

$g_m = \frac{1}{|G(j\omega_{cp})|}$ bağıntısı ile hesaplanır. Bu bağıntıdaki ω_{cp} ; sistemin Kazanç kesim frekansıdır.

Sistemin Nyquist eğrisinin birim çemberi kestiği noktaya orjinden çizilen doğru ile negatif reel eksen arasında kalan açı değeri; sistemin Faz payını vermektedir. $\phi_m = G(j\omega_{cg}) \pm 180$ bağıntısı ile hesaplanır. Bu bağıntıdaki ω_{cg} ; sistemin Faz kesim frekansıdır.

Kazanç ve faz payı değerleri sistemlerin kararlılığı hakkında bilgi verirler. Ayrıca sistemlerin görsel kararlılığı için de gereklidirler. Grafikselsel olarak diyagramlardan da okunabilirler.

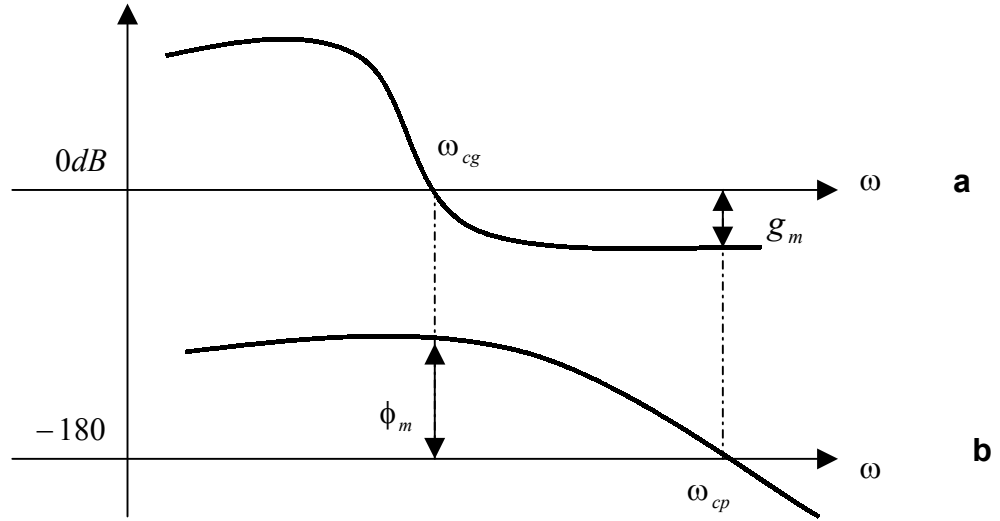


Şekil 1.9. g_m ve ϕ_m değerlerinin Nyquist eğrisinde gösterimi

1.1.3 Bode diyagramları

Bode diyagramları Genlik grafiği ve Faz grafiği olmak üzere iki tanedir. Bu diyagramların her ikisi de frekansa göre değişmektedir. Kararlılık için çokça kullanılan ve Nyquist eğrisinden de elde edilen kazanç – faz payı, kazanç – faz

kesim frekans değerleri bu diyagramlardan da elde edilebilmektedir. Bode diyagramlarında bu değerler şu şekilde yerleşmektedir:



şekil 1.10.a.b. Kararlı bir sistemin a)Bode genlik b)Bode faz diyagramlarında g_m ve ϕ_m değerlerinin gösterimi

Diyagramlardan elde edilen bu değerler hesaplamalarla da elde edilebilir. Bu hesaplamalar; mühendislik alanında çokça kullanılan MATLAB programa dili ile rahatlıkla gerçekleştirilebilir.

1.6 Hata Analizi

Fiziksel sistemler bazı giriş sinyallerine karşı kalıcı hal hatası verebilirler. Örneğin; bir sistem birim basmak girişe kalıcı hal hata oluşturmaz iken aynı sisteme rampa (tepe) giriş verildiği taktirde hata oluşturabilmektedir. Bir sistemin verilen bir giriş sinyali için kalıcı hal hata verip vermeyeceği; sistemin açık çevrim geçiş fonksiyonuna bağlıdır. Zamana bağlı kalıcı hal hata bağıntısı son değer teoreminden yararlanılarak elde edilmiş hali aşağıda verilmiştir:

$$e_{kh} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sr(s)}{1 + C(s)G(s)H(s)} \quad (1.14)$$

1.7 Sonuç

Tezin bu bölümünde klasik kontrol konularına kısaca değinilmeye çalışılmıştır. Anlatılan konularla ilgili detaylı bilgiler [30-32] kaynaklarından edinilebilir. Kontrolün temel bilgilerinin hepsine detaylı değinmektense; kısa ve öz taraflarına değinilmeye çalışılmıştır. Bu bölümde anlatılan konuların birçoğunun uygulaması ikinci bölümde anlatılan MATLAB aracılığı ile kolaylıkla yapılabilmektedir. Tez içerisinde bu kısımda anlatılan konularla ilgili uygulamalar, hesaplama teknikleri mevcuttur. Ayrıca, bu tezde yapılan çalışmalar bölümün giriş kısmında özetlenmiştir.

2. BÖLÜM

MATLAB® ve SIMULINK

- 2.1 Giriş
- 2.2 MATLAB® Hakkında
- 2.3 SIMULINK Hakkında
- 2.4 Uygulamalar
- 2.5 Sonuç

2.1 Giriş

Tezin bu bölümünde; tez genelinde sıkça kullanılan bir programa dili olan MATLAB hakkında bilgi verilecektir. Bilindiği gibi böyle bir programa dilini tüm detaylarıyla incelemek; başlı başına bir araştırma konusudur.

Burada öncelikli amaç; tez genelinde kullanılmış bu programlama dilinin çok genel bir iskeletini oluşturmak ve tezin ilerki bölümlerinden birinde tez çalışmasında kullanılmış MATLAB programlarının nasıl oluşturulduğunun anlaşılması için gereken zemini hazırlamaktır.

Bölümün ikinci kısmında genel MATLAB bilgisi verilmiştir. MATLAB' in kullanım alanları, içeriği ve diğer programa dillerinden ayrılan taraflarından bahsedilmiştir.

Bölümün üçüncü kısmında ise MATLAB' in görsel kullanım kısmı olan SIMULINK hakkında genel bilgilerden bahsedilmiştir. Kontrol teorisinde sıkça kullanılan blok diyagramlar, birim basamak ve rampa giriş cevapları eldesi ve geri beslemeli kontrolör yapılarının SIMULINK ortamında oluşturulması konularına kısaca değinilmiştir.

Dördüncü kısımda ise basit uygulama devrelerinin veya anlaşılır programların MATLAB vasıtası ile ne şekillerde oluşturulacağından bahsedilmiştir.

Son bölümde ise bölümde anlatılmış konuların açıklamalar ve genel özeti bulunmaktadır. Bu bölümde [25] kitabından bilgiler özet olarak alınmıştır.

2.2 MATLAB® Hakkında

MATLAB, matrix laboratory (matris laboratuvarı) kelimelerinin ilk üç harfi alınarak oluşturulmuş bir kelimedir. MATLAB teknik bir programlama dilidir, arka planında çok ciddi bir akademik çalışma bulunmaktadır [25].

MATLAB; özellikle mühendislik bilimleri ile uğraşan kesimin çokça kullandığı bir dildir. Kullanım alanlarından bazıları: kontrol sistemleri, güç sistemleri, filtre tasarımı, genetik algoritma, grafik, veritabanı, finans, bulanık kontrol, sinir ağları, optimizasyon, görüntü işleme, istatistik olup; birçok alanda kullanım kolaylığı sağlamaktadır. Bu çalışma alanlarına ait araç kutuları (toolbox) yapısında mevcuttur. Her yeni versiyonu kullanıcıya yeni kullanım kolaylıkları sağlamaktadır. MATLAB'ın önemli üstünlüklerinden birisi de; bir çok klasik algoritmanın bir komut ile kullanıcının hizmetine sunulmasıdır. Böylelikle hem ana program kısaltmakta, hem algoritmanın sona erme süresi ve hem de bellek gereksinimi azalmaktadır. MATLAB, geleneksel programlama dillerinin aksine programı derleyip (compile); çalıştırabilir bir dosya (exe) haline getirmeden, yorumlayarak (interpret) çalıştırır. Böylece programın hatalardan arındırılması sürecinde ciddi bir zaman tasarrufu da sağlanmış olur [25].

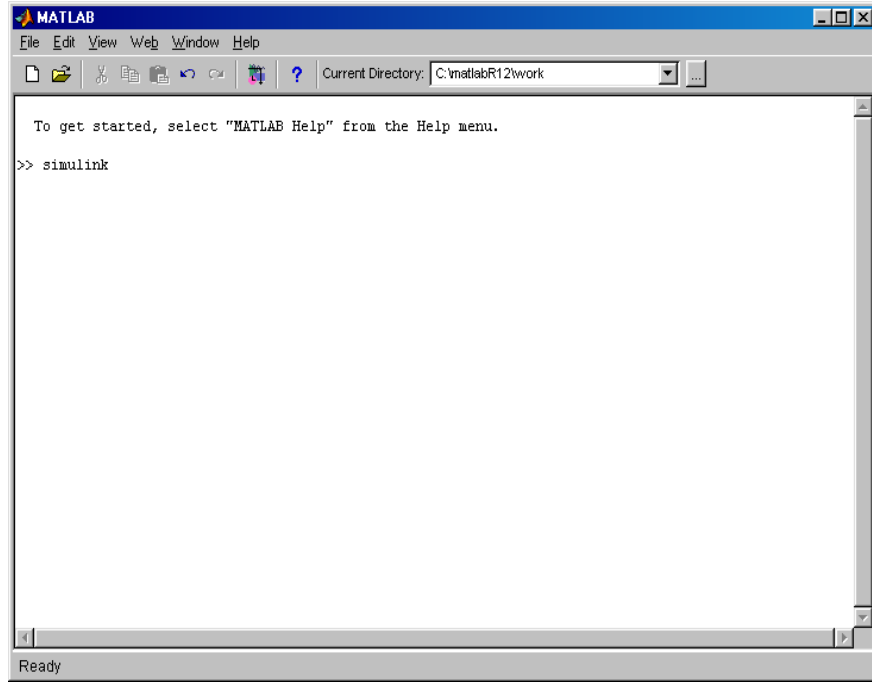
Program satırları MATLAB' da iki farklı yolla yazılabilir: bunlardan ilki, Command Window ortamı olarak adlandırılan 'komut penceresi', ikincisi ise MATLAB edit (editör) ortamı olarak adlandırılan 'M File' dosya editörüdür.

Matematiksel altyapısı ve buna bağlı olarak algoritması oluşturulan problem sonuç olarak bir programlama dili seçilerek bilgisayar programına dönüştürülür. Algoritma adımlarına karşılık gelen program parçaları daha sonra uygun bir şekilde birleştirilir. MATLAB programlama dilinin en büyük üstünlüklerinden birisi; oldukça çok olan arşiv fonksiyonlarıdır. FORTRAN ve BASIC gibi dillerde bir çok adımda gerçekleştirilen işlemler ya da hesaplamalar, MATLAB dilinde bu arşiv fonksiyonları yardımı ile bazen bir tek komut ile yapılabilmektedir. MATLAB dilinin diğer bir üstünlüğü de Toolbox adı verilen sembolik modellere

sahip olmasıdır. Control System Toolbox ve Fuzzy Logic Toolbox sembolik modellerden yalnızca iki tanesidir.

Mühendislikte çıkması muhtemel yeni gelişmelere bağlı olarak mevcut modellere ilave olarak yeni toolbox üretimleri de yapılabilmektedir. Bu durum MATLAB dilini mühendislikte diğer programlama dillerine göre daha avantajlı bir duruma yükseltmektedir.

MATLAB programının gerekli donanım ve yazılım eksiklikleri olmaksızın sorunsuz bir şekilde bilgisayara kurulumunun gerçekleştirildiği kabul edilirse; genel komut penceresi aşağıdaki gibi görülecektir:



Şekil 2.1. MATLAB genel komut penceresi

Şekilden de görüldüğü gibi komut penceresinde komut satırlarının başında “ » “ işareti bulunmaktadır. İşaretin bulunduğu satıra komut yazılır ve hemen işlenir. Örneğin;

» simulink

komutu girilince MATLAB özel bir bölüm olan SIMULINK' i çalıştırır.

» help

komutu girilince aşağıdaki şekilde devam eden bir yardım menüsü karşıya çıkar:

HELP topics:

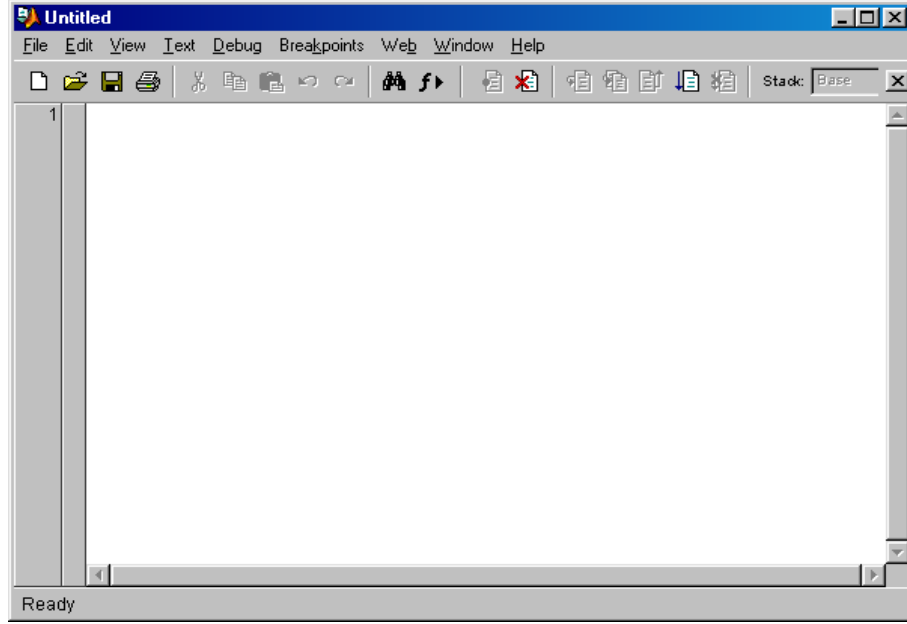
matlab\general - General purpose commands.
matlab\ops - Operators and special characters.
matlab\lang - Programming language constructs.
.....

Bu menü ile istenilen konuda yardım alınabilir.

MATLAB ortamında programın komut penceresinde yazılması halinde her komut yazılır yazılmaz işlenir. Hata yapıldığı taktirde uyarı komut işlemeden verilir. Hata düzeltildikten sonra komut işlenebilir. Komut penceresinde yazılan bir program kaydedilemez. Bu nedenle ara işlem hesaplamalarına ve editör penceresinde yazılan ana programın çağırılmasına uygun yapıdadır.

Şayet komut penceresinde değil de kalıcı bir pencerede program yazılmak isteniliyorsa; o halde MATLAB edit (editör) ortamında program yazılır. Yazılan program en küçük bir değişiklik dahi yapılsa tekrar kaydedilir ve komut penceresinde program adı ile çağrılarak çalıştırılabilir. Çalıştırılmak için çağrılan programda hata var ise; MATLAB komut penceresinde programın hangi satırında ne tip bir hata yapılmış olabileceğini kullanıcıya bildirir. Bu da programın kullanım kolaylıklarından bir tanesidir.

Örneğin Şekil 2.2' de MATLAB editör penceresi görülmektedir. Program uygun komutlar kullanılarak bu pencerede yazılır ve isimlendirilir. Sonraki aşamada çağrılan program çalıştırılır.



Şekil 2.2. MATLAB editör penceresi

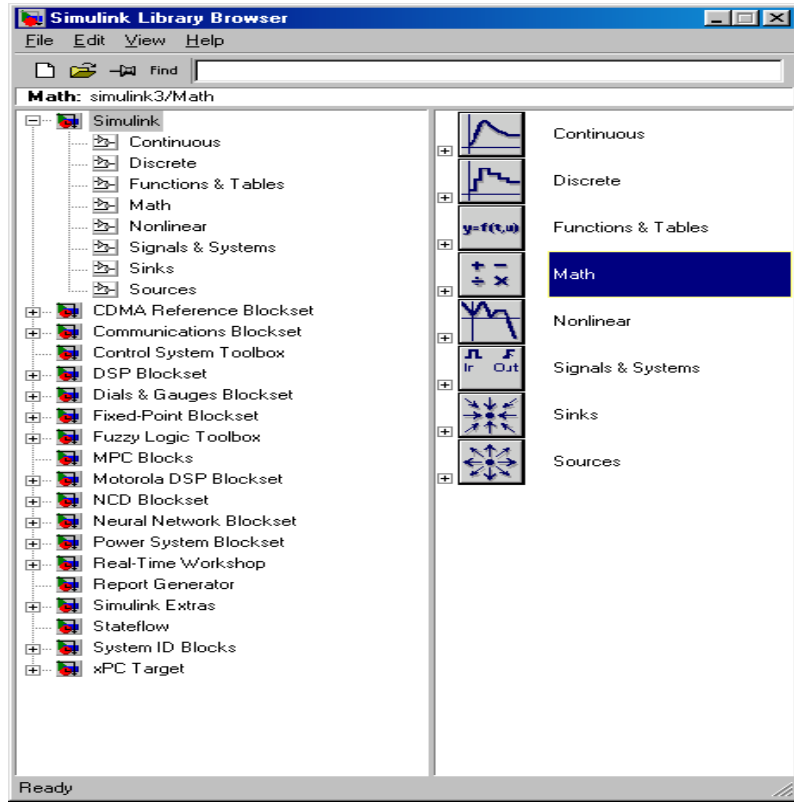
MATLAB ortamında program yazımına ilişkin detaylı örnekler ve program yazım formatı ile ilgili bilgi çeşitli kaynaklardan [23-25] edinilebilir.

2.3 SIMULINK Hakkında

MATLAB içinde çok önemli ve görsel bir yazılım olan SIMULINK imkanlarını, kullanıcının mutlaka tanıması gerekir. SIMULINK; dinamik sistem modellemeye ve simülasyonunu gerçekleştirilmeye yarayan bir yazılım ortamıdır. Sanal bir laboratuardır.

Bu görsel yazılım ortamının avantajlarından biri de sistem çıkışlarına bağlanabilecek çıkış üniteleridir. Bu üniteler: bir osiloskop, display v.b. leri olabilmektedir.

Şekil 2.3' te genel SIMULINK ortamı ana penceresi görülmektedir:

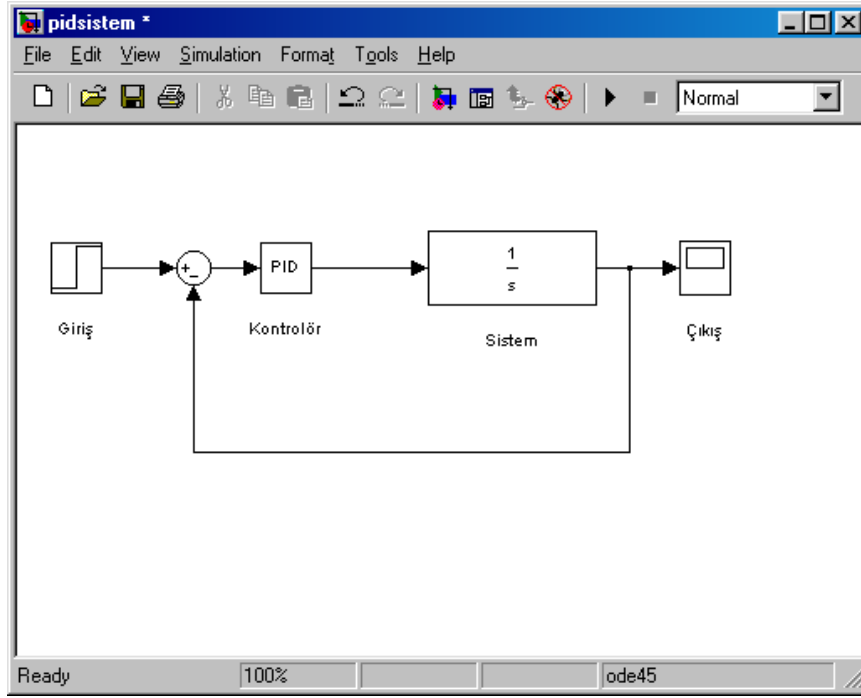


Şekil 2.3. Genel SIMULINK penceresi

SIMULINK ile kontrol sistemlerinin gerçekleştirilmesi büyük kolaylıklar içermektedir. Transfer fonksiyonu verilen kontrol sistemlerinin blok diyagramlarının oluşturularak problem çözümüne gidilmesi aşamasında kısa zamanda reel sonuçlar almak mümkündür.

Örneğin; kontrol sistemlerinin durum dinamikleri hakkında bilgi edinebilmek için genellikle sistemlere birim basamak giriş uygulanır ve elde edilen birim basamak cevap eğrisinden sistemin tipine göre birçok sonuç çıkarılabilir. Hatta birinci dereceden sistemlerin birim basamak cevap eğrileri; sistemin genel karakteristiği hakkında birçok bilgi içermektedir. Bu durumda SIMULINK' te blok diyagramı oluşturulan sisteme step giriş uygulanır ve çıkış grafiği elde edilebilir.

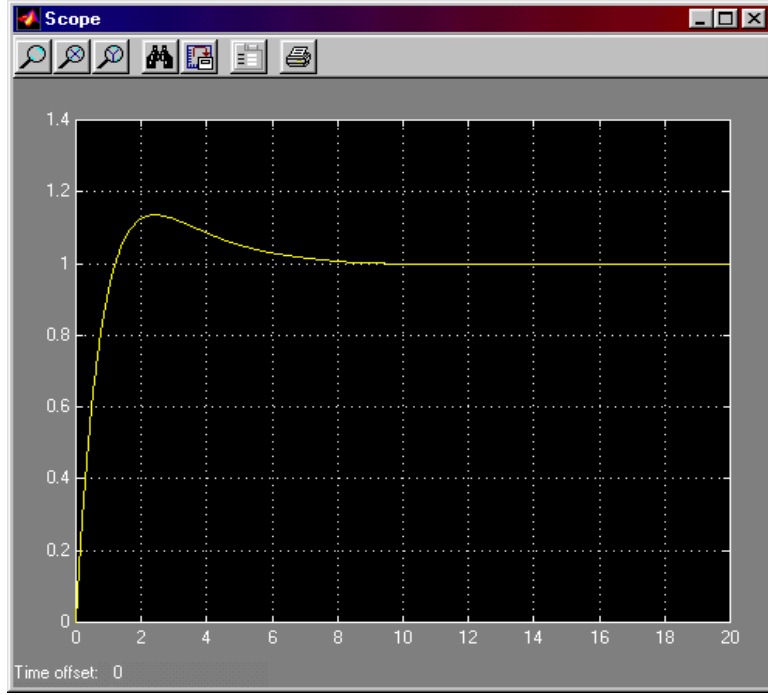
Bahsedilenlerden yola çıkılarak; transfer fonksiyonu verilmiş bir sistemin PID kontrolöre sahip yapısı ile oluşturulan blok diyagramı Şekil 2.4' te görülebilir:



Şekil 2.4. SIMULINK ortamında oluşturulmuş bir blok diyagram

Şekil 2.4 incelendiğinde sistem transfer fonksiyonu $G(s) = \frac{1}{s}$ şeklinde verilmiş bir sistemin birim basamak girişe karşılık çıkış cevabı osiloskop aracılığı ile görülebilmektedir. Sistemin $C(s) = 5 + \frac{2}{s} + 2s$ olarak verilen PID kontrolör parametreleri ile oluşturulduğu durumda birim basamak cevabının osiloskop çıkışı Şekil 2.5' tedir:

İstenilirse osiloskop çıkış eğrisi grafik olarak ta elde edilebilir. Bu durumda blok diyagrama; zaman içerisinde çıkıştaki değişiklikleri sayısal değer olarak atayan bir çıkış elemanı eklenir. Sonraki aşamada ise özel MATLAB komutlarıyla çıkış eğrisi elde edilebilir.



Şekil 2.5. $G(s)$ ve $C(s)$ ten oluşan sistemin birim basamak cevabı

2.4 Uygulamalar

Bu bölümde şimdiye kadar anlatılarla ilgili basit örnekler mevcuttur. Örneğin MATLAB komut penceresinde $G(s) = \frac{s+1}{s^3+6s^2+5s}$ transfer fonksiyonu verilen bir sistemin kazanç – faz payı değerlerini, faz - kazanç kesim frekanslarını veren MATLAB komutları ile komut penceresinde yazılmış kısa program verilirse:

- » `pay=[1 1];`
- » `payda=[1 6 5 0];`
- » `[gm,pm,wcg,wcp]=margin(pay,payda)`

gm =
30.0000
pm =
76.6584
wcg =
2.2361
wcp =
0.1961

Bu değerler; gm: sistemin kazanç payı değeri, pm: sistemin faz payı değeri, wcg: sistemin faz kesim frekansı ve wcp: sistemin kazanç kesim frekans değerleridir. MATLAB' ın "margin" komutu ile elde edilen bu değerler; sistemin Nyquist eğrisinden de bulunabilir.

Verilmiş sistem için MATLAB editör sayfasında yazılabilecek program aşağıda görülmektedir. Bu program ile pay ve paydası verilen tüm transfer fonksiyonlarının Nyquist eğrisinden bulunabilecek değerleri hesaplanabilir. Aşağıdaki program genel bir programdır.

```
%Bu program G(s)=pay(s)/payda(s) şeklinde verilmiş bir transfer fonksiyonun  
kazanç - faz payı, kazanç - faz kesim frekans değerlerini hesaplar  
disp('Transfer fonksiyonun payini giriniz')  
pay=input(' ');  
disp('Transfer fonksiyonunun paydasini giriniz')  
payda=input(' ');  
[gm,pm,wcg,wcp]=margin(pay,payda)
```

Örneğin yüksek dereceli polinomların kökleri MATLAB ile rahatlıkla bulunabilmektedir. $P = 2x^5 + 5x^4 + 3x^3 + 8x^2 + 6x + 4$ polinomunun katsayıları birer satır matris elemanları olarak girilir ve kökler aşağıdaki gibi elde edilebilir:

```
» sistem=[2 5 3 8 6 4]
sistem =
    2    5    3    8    6    4
» roots(sistem)
ans =
-2.4111
 0.4138 + 1.1467i
 0.4138 - 1.1467i
-0.4583 + 0.5900i
-0.4583 - 0.5900i
```

Yukarıdaki uygulamalara benzer olarak birçok matematiksel işlevi gerçekleştiren komutlar mevcuttur.

2.5 Sonuç

Tezin bu bölümünde; tez genelinde sıkça faydalanılmış olan MATLAB programı hakkında çok genel bilgi verilmeye çalışıldı. Esas olarak bu konu ile ilgili bir çok kaynak bulunmaktadır [30-32]. Bu yazılım; mühendislik alanında çokça kullanılmakta ve her geçen gün yeni sürümleri karşımıza çıkmaktadır. Tez içerisinde detaylı bir MATLAB tanıtımı yapmak gereksiz ve imkansız olduğundan birkaç kullanım özelliği aktarılmak istenmiştir. Tezin sonraki bölümlerinden olan “Programlar” kısmında da birtakım programlar verilecektir.

3. BÖLÜM

PID KONTROLÖR TASARIMI

- 3.1 Giriş
- 3.2 P – I – D Kontrolör Yapı Kombinasyonları
 - 3.2.1 P Kontrolör Yapısı
 - 3.2.2 I ve PI Kontrolör Yapısı
 - 3.2.3 D ve PD Kontrolör Yapısı
 - 3.2.4 PID Kontrolör Yapısı
- 3.3 PID Parametrelerini Elde Etme Yöntemleri
 - 3.3.1 Ziegler – Nichols Metodu
 - 3.3.1.1 Ziegler – Nichols birim basamak cevabı metodu
 - 3.3.1.2 Ziegler – Nichols frekans cevabı metodu
 - 3.3.2 Åström – Hägglund Metodu
 - 3.3.3 Kazanç – Faz Payı Test Metodu
- 3.4 Sonuç

3.1 Giriş

PID kontrol; sistemlere verilecek girişin oransal (P), integratif (I) ve türevsel (D) bileşenlerden oluşan farklı kombinasyonların kullanılmasıyla oluşturulan bir kontrolör tipidir. Dünya’ da kontrol sistemlerinin çoğunluğu PID kontrolör yapısındadır [1-6]. Bu kontrolör tipi diğer kontrolör algoritmalarından kat kat daha fazla yaygındır. Birçok geri besleme döngüsü bu algoritma veya bu algoritmanın benzerleriyle kontrol edilirler. Binlerce endüstri ve kontrol mühendisi günlük çalışmalarının büyük çoğunluğunda bu kontrolör tipini kullanmaktadırlar [4]. Örneğin kereste ve kağıt endüstrisinde tek girişli tek çıkışlı PI kontrolörler kullanılmaktadır. Proses kontrol uygulamalarında %95 ten fazla kontrolör PID tipinde seçilmektedir [1].

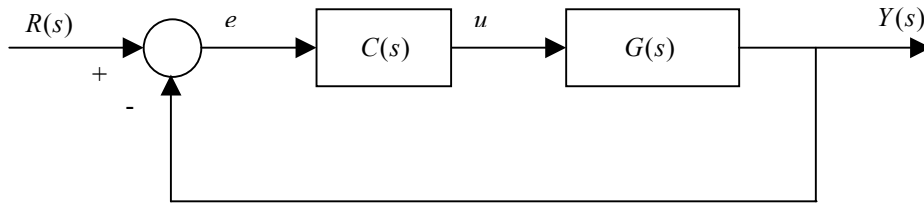
PID kontrolörün birçok endüstriyel alanda kullanılması sebebi ile tasarımındaki küçük adımlar büyük değişiklikler içermektedir. Bu yapının hem analitik hem de ampirik yönü kuvvetlidir. Çünkü analitik hesabı yapılarak bulunan katsayılar sistemde problem yaşatmamaktadır. Deneysel olarak bulunan katsayılarla da sistem çok kötü performans sergilememektedir. Lakin, endüstriyel tasarımların bir kısmının hala sadece deneysel teknikleri kullanması ve sistemin kararlı çalışmasını sağlayan PID katsayılarını deneme – yanılma yöntemi ile ayarlaması; günümüz itibariyle teorisi yerleşmiş bir yapı için eksik kalan taraftır. Bu nedenle; otomatik kontrol konusu, dikkatle incelenmesi gerektiğini bir kez daha vurgulamış olmaktadır. PID kontrolörler; otomatik kontrolün bel kemiğidir [16,23,24]. Sistemde geri besleme var ise denenecek ilk çözümdür. PID kontrolörler bir çok problem alanında kullanılmaktadır: proses kontrol, motor sürücüleri, otomotiv sektörü, uçuş kontrol, v.s..

PID algoritması birçok farklı yollardan elde edilebilir [21,22]. Manual olarak elle ayarlama yapılarak deneme – yanılma yolu ile kuralları belirlenip tasarlanacağı gibi, analitik olarak hesabı da yapılabilir [23,24]. Kontrolörler; standart tek döngülü kontrolörler, programlanabilir yazılım elemanlarıyla oluşturulan lojik kontrolörler gibi yapılarda kullanılabilirler.

Bu bölümde amaç: geniş kullanım alanına sahip olan PID kontrolörlerinin genel yapı formlarını incelemek, her bir kontrolör parametresinin sistemi ne şekilde etkilediğini irdelemektir. Kontrolörün parametreleri olan K_p , K_i ve K_d katsayıları belirlenirken kullanılan klasik yöntemlerden ve tezin sonraki kısımlarında uygulamalarda da kullanılacak kazanç – faz payı test metodunun incelenmesinden de bahsedilecektir. Bölümde kontrolör yapıları ile ilgili örnekler de mevcuttur.

3.2 P – I – D Kontrolör Yapı Kombinasyonları

Kontrolör ve sistemden oluşmuş geri beslemeli bir yapının blok diyagramı Şekil 3.1’deki gibidir. Kontrol sistemlerinin varoluş gerekçesi: sistemlerin girişte verilen sinyali aynı anda olmasa da en kısa sürede yakalaması; yani hızlı cevap vermesi ve bu cevap sinyali olan çıkışın da mümkün olduğu kadar az bozulmaya uğramasıdır. İdealde hatanın sıfır yapılmak istenmesine karşın gerçek hayatta sistemlere etki eden birçok durumun etkisini minimuma indirmek kontrolün amaçları arasındadır. İşte bu durumda P – I – D kontrolör yapıları [7-17] bize sistemin en iyi çalışma koşullarını yaratmada büyük kolaylıklar sunmaktadır. PID kontrolör yapısı oluşturulurken bazı kontrol algoritmaları gibi fazla işlem içermemesi ve parametrelerinin hem analitik hem de deneysel yöntemlerle bulunabilmesi; onu yaygın kullanım alanına sahip kılmıştır.



Şekil 3.1. Kontrolör ve sistemden oluşmuş geri beslemeli yapı

Blok diyagramdan da görüleceği gibi; kontrol edilen sisteme, giriş sinyali gelmeden önce kontrolörden 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 sistemin tüm çalışma süresince giriş ile çıkış karşılaştırılarak hata en aza indirilmektedir. PID kontrolör yapısının farklı kombinasyonları mevcuttur. Bu bölümde kullanılan yapılar hakkında bilgi verilecektir.

3.2.1 P Kontrolör Yapısı

Şekil 3.1' deki blok diyagramda $C(s) = K_p$ alınarak elde edilen kontrolör yapısıdır. Kontrol sistemlerinin amacı sistemi en iyi performansta çalıştırmaktır ve oransal kazanç; sistemlerin vazgeçilmez parçasıdır. Çünkü; birçok sistemin ilk ve en öncelikli amacı kazanç sağlamaktır. Lakin yüksek değerdeki çevrim kazancı sistemi yük gürültüsüne karşı duyarsız yapar. Kazancı sonsuz yapmak imkansızdır. Ancak sistemin karakteristiğini değiştirmeyen bir sınır değerinde ayarlama yapılabilir. Pratikte maksimum çevrim kazancı sistemin durum dinamiğinden belirlenir. Sistemin step girişe karşılık osilasyon üretmesi; kazancın sınırlı olacağının göstergesidir [4].

Şekil 3.1' de verilen sistemde kontrolörün oransal olduğunu kabul edersek; sistem için oransal kazanç bağıntıları aşağıdaki gibidir:

$$u = K_p e \quad \text{ve} \quad C(s) = K_p \quad (3.1)$$

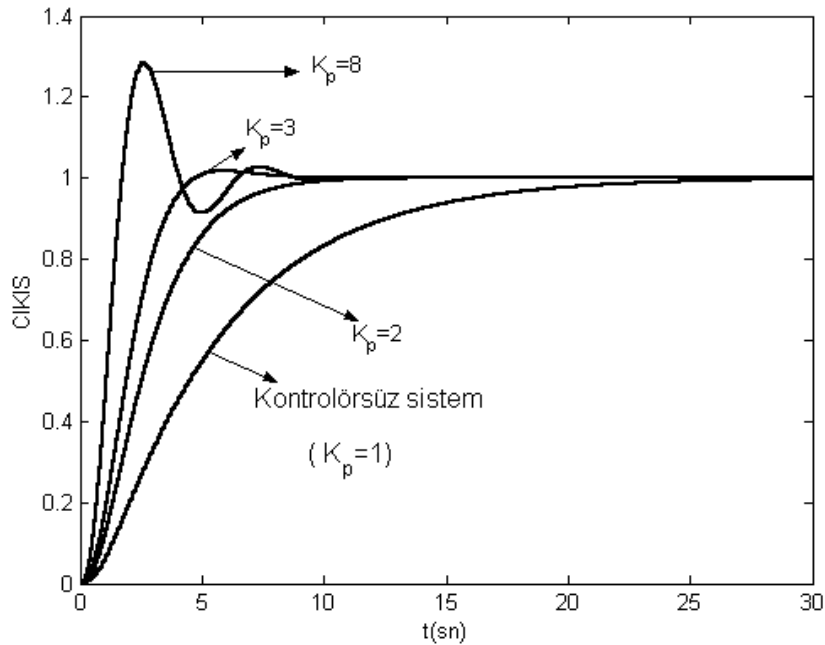
P kontrol kullanıldığında; sistemin kazancı bir düğmeden ayarlanırmışçasına azaltılıp artırılabilir. Sönüm oranında iyileştirmeler sağlar, sistemin hızlı cevap vermesini sağlar [24]. Lakin kazancın artması; sistemdeki parametre değişimlerine duyarlılığı azaltır. Kalıcı hal hata artış gösterir. Bunun nedeni kontrolsüz sistemdekine nazaran, sistemin kazancının artırılması ile sistemin girişine gelen hatanın kazançla çarpılıp sisteme verilmesidir. İşte bu durumda sistemin kalıcı hal hatasını elimine etmek için ek yapıya ihtiyaç vardır.

Oransal kazancın sisteme yaptığı etkileri basit bir sistemin birim basamak girişine verdiği cevapları inceleyerek görebiliriz. Sistemin kontrolörü P yapısındadır ve sistem transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir:

Örneğin;

$$G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s} \quad \text{ve} \quad C(s) = K_p \quad \text{olarak verilmiştir. Farklı } K_p \text{ değerleri için;}$$

sistemin kontrolörsüz ve $C(s) = K_p$ kontrolörlü çıkışlarını grafikten inceleyebiliriz:



Şekil 3.2. Sistemin farklı kazanç değerlerinde ve kontrolörsüz durumlardaki birim basamak cevapları

3.2.2 I ve PI Kontrolör Yapısı

İntegratörler endüstriyel alanın çokça kullanılan devre yapılarındandır. Fiziksel olarak; kontrol endüstrisinde integral kontrol: en genel şekilde dayanıklı servo mekanizmaların tasarımında kullanılır. İntegral etkisi bilgisayar kontrolü tarafından en kolay şekilde uygulanır. Yani bilgisayar sistemleri aracılığı ile programlanarak tasarlanan lojik kontrolörlerde integratif etki komutlar aracılığı

ile gerçekleştirilebilir. Bu da kontrol sistemlerinde sıklıkla kullanılan hidrolik, pnömatik, elektronik ve mekaniksel integratörleri meydana getirmektedir [9].

Bir kontrolör yapısında I kontrolör kullanıldığında kalıcı hal hata azalır ya da elimine edilir. Lakin integratörün sönüme kötü etkisi de olabilmektedir. Sistemin derecesini bir arttırmaktadır. Yapı olarak yalnızca I kontrolörü uygulamaktan ziyade PI yapısı tercih edilmektedir. Çünkü sistemin girişe verdiği cevap ideale uzak ise; önce kazanç sağlamak gerekir. Oransal kazancın sistemler için vazgeçilmez olduğu belirtilmişti.

Şekil 3.1' deki blok diyagramda kontrolör kısmının sırasıyla; I ve PI yapısında olduğu kabul edilirse; sistemin bu kontrolör tipleri için bağıntıları:

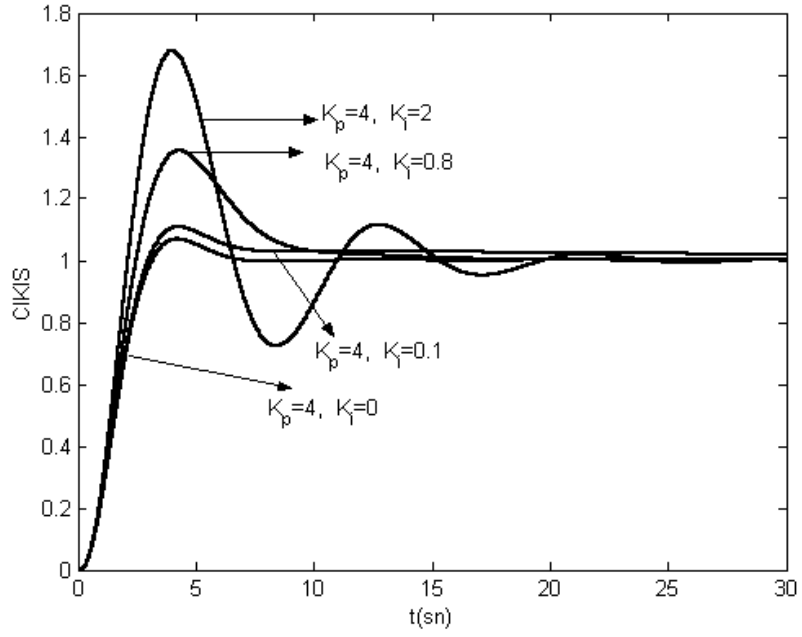
I kontrolör için:

$$u = K_i \int edt \quad \text{ve} \quad C(s) = \frac{K_i}{s} \quad (3.2)$$

PI kontrolör için

$$u = K_p e + K_i \int edt \quad \text{ve} \quad C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3.3)$$

Örneğin $G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s}$ sistemi için kontrolörün PI yapısında olduğu kabul edilip; sabit $K_p = 4$ değeri için farklı K_i değerlerinde sistemin birim basamak cevapları Şekil 3.3' te görülebilir:



Şekil 3.3. PI kontrolörlü $G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s}$ sisteminin sabit $K_p = 4$ ve değişken K_i için step cevapları

Grafikten de görüldüğü gibi K_i parametresinin değişimi; sistem cevabını etkilemektedir.

PI kontrolör için kararlılık incelemesi yaparken K_p ve K_i parametrelerini belirlemek için :

$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$; burada $N(s)$ sistemin transfer fonksiyonunun payı, $D(s)$ ise

transfer fonksiyonunun paydasıdır. $s = j\omega$ alınır ve uygun olarak sistemin transfer fonksiyonunun pay ve paydasının tek ve çift kısımları ile PI yapısındaki kontrolör $s = j\omega$ için uygun olarak yazılırsa;

$$G(j\omega) = \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega.N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega.D_o(-\omega^2)} \quad (3.4)$$

Burada: $N_e(-\omega^2)$; transfer fonksiyonun payının çift kısmını, $N_o(-\omega^2)$; payının tek kısmını, $D_e(-\omega^2)$; paydasının çift kısmını, $D_o(-\omega^2)$ ise paydasının tek kısmını göstermektedir. $(-\omega^2)$ ' ye bağlı olarak ifade edilen bu terimler; kolaylık açısından $(-\omega^2)$ terimler ihmal edilerek ifade edilecektir. Kontrolör için de

$C(s) = \frac{K_p s + K_i}{s}$ ifadesinde $s = j\omega$ alınır ise:

$$C(j\omega) = \frac{K_i + j\omega K_p}{j\omega} \quad (3.5)$$

ifadesi elde edilmiş olur. Burada sistemin karakteristik denklemi:

$\Delta(s) = 1 + G(s).C(s) = 0$ için $s = j\omega$ alınırsa;

$$\Delta(j\omega) = 1 + \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}.C(j\omega) = 1 + \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \cdot \frac{K_i + jK_p \omega}{j\omega} = 0$$

$$\Delta(j\omega) = \Delta_R(j\omega) + \Delta_I(j\omega)$$

$\Delta_R(j\omega) = 0$, $\Delta_I(j\omega) = 0$ ifadelerinden aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$(-\omega^2 N_o)K_p + N_e K_i = \omega^2 D_o \quad \text{bu bağıntıdan da } K_p \text{ ve } K_i \text{ denklemleri aşağıdaki}$$

$$N_e K_p + N_o K_i = -D_e$$

gibi elde edilmiş olur:

$$K_p = -\frac{\omega^2 N_o D_o + N_e D_e}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad \text{ve} \quad K_i = \frac{\omega^2 (N_e D_o - N_o D_e)}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad (3.6)$$

Elde edilen bu ifadeler; PI kontrolör yapısı için frekansa ve sistemin transfer fonksiyonuna bağlı parametre denklemleri olmaktadır.

3.2.3 D ve PD Kontrolör Yapısı

D kontrolün amacı; kapalı çevrim kararlılığı iyileştirmektir. Kararsız mekanizmanın önsezi ile aşağıda tanımlandığı gibi davranacağı söylenebilir: durum dinamiklerinden ötürü, proses çıkışında fark edilebilir kontrol

değişimlerindeki bir farklılık biraz gecikerek çıkışa iletilmiş olabilir. Yani sistem sinyale daha geride kalarak cevap vermektedir. Sonuç olarak kontrol sinyali bir hata için beklenilenden daha geç düzelme göstermektedir. P ve D ile tasarlanmış bir kontrolör ile; türevsel etki sayesinde hatanın tanjant eğrisi üzerinde kaydırıldığı noktada hata belirlenerek önceden müdahale edilmiş, oransal etki ile de belirlenen durum çıkışı veren kazanç değeri sağlanmış olmaktadır. Lakin türevsel terim de kullanımda bazı sınırlamalar gerektirmektedir. Sistemde yüksek frekans ölçüm gürültüsü var ise türevsel kısım bir takım zorlamalara neden olabilmektedir [4].

D kontrolör kullanıldığında kararlılıkta düzelmeler görülür. Hatanın türevinin alınması cevap hızı ve sönümü düzeltebilir, lakin kalıcı hal hatayı azaltmaz. Genel olarak I yapısında olduğu gibi sistemin iyi performansı için PD formda kullanılır.

Şekil 3.1' de görülen blok diyagramda kontrolörün sırasıyla; D ve PD yapısında olduğu kabul edilirse; yapılar için bağıntılar:

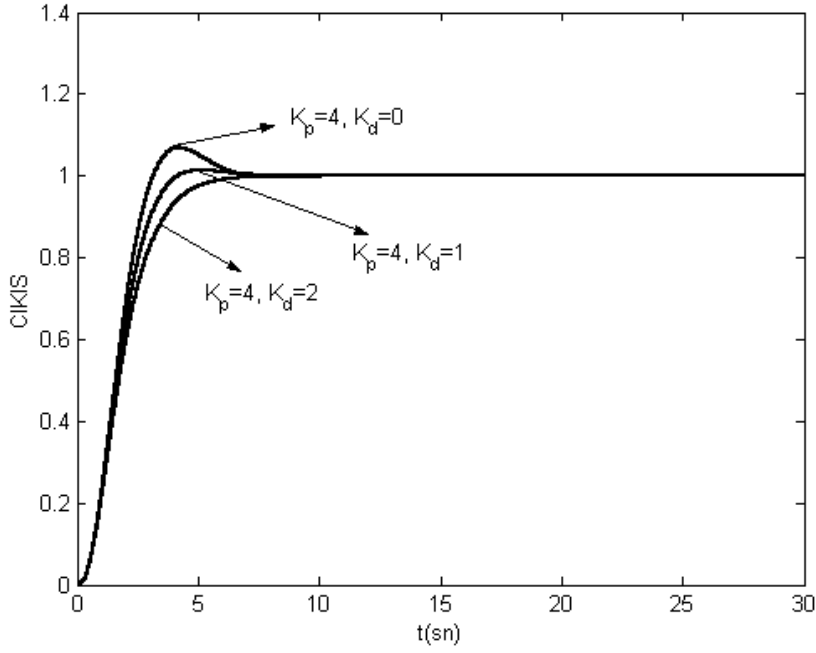
D yapısı için:

$$u = K_d \frac{de}{dt} \quad \text{ve} \quad C(s) = K_d s \quad (3.7)$$

PD yapısı için de:

$$u = K_p e + K_d \frac{de}{dt} \quad \text{ve} \quad C(s) = K_p + K_d s \quad (3.8)$$

Örneğin; transfer fonksiyonu $G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s}$ olarak verilmiş sistem için kontrolörün PD yapısında olduğu kabul edilip; sabit K_p değerinde K_d değişiminin sisteme etkilerini birim basamak cevapları karşılaştırılarak görülebilir:



Şekil 3.4. Verilmiş sistemde sabit K_p için K_d değişimin birim basamak cevaba etkisi

Önceki kısımda PI yapısı için yapılan kararlılık incelemesi; PD yapısı için de yapılırsa; (3.4) ifadesi aynı kalmak koşulu ile kontrolör yapısı şu forma dönüşür:

$C(s) = K_p + K_d s$ ifadesinde $s = j\omega$ alınır ise:

$$C(j\omega) = K_p + j\omega K_d \quad (3.9)$$

ifadesi elde edilmiş olur. Burada sistemin karakteristik denklemleri:

$\Delta(s) = 1 + G(s).C(s) = 0$ için $s = j\omega$ alınırsa;

$$\Delta(j\omega) = 1 + \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}.C(j\omega) = 1 + \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o}(K_p + jK_d\omega) = 0$$

$$\Delta(j\omega) = \Delta_R(j\omega) + \Delta_I(j\omega)$$

$\Delta_R(j\omega) = 0$, $\Delta_I(j\omega) = 0$ ifadelerinden aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$N_e K_p + (-\omega^2 N_o) K_d = -D_e$$

$$N_o K_p + N_e K_d = -D_o$$

Bu bağıntılardan da K_p ve K_d denklemleri aşağıdaki gibi elde edilmiş olur:

$$K_p = -\frac{\omega^2 N_o D_o + N_e D_e}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad \text{ve} \quad K_d = \frac{(N_o D_e - N_e D_o)}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad (3.10)$$

Elde edilen bu ifadeler genel PD kontrolör yapısı için frekansa ve sistemin transfer fonksiyonuna bağlı parametre denklemleri olmaktadır.

3.2.4 PID Kontrolör Yapısı

PID kontrolör üç terime sahiptir: birincisi: oransal terim olan P; oransal kontrole dayanmaktadır. İkincisi: integratif terim olan I; hatanın integrali oranını veren kontrol etkisidir. Bu; kalıcı hal hatanın sıfır olmasını veya çok küçük değerlerde kalmasını sağlar. Üçüncüsü: türevsel terim olan D; kontrol hatasının zamana göre türevi ile orantılıdır. Bu terim sonraki hatanın tahminine izin vermektedir. Basit PID algoritması performansının ve çalışmasının çok dayanıklı bir şekilde gelişmesini ve çalışmasını sağlayan bir çok varyasyon mevcuttur [4,9,29].

Genel PID transfer fonksiyonu şu şekilde yazılabilir:

$$u = K_p e + K_i \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad \text{ve}$$

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \quad (3.11)$$

Burada; $T_i = \frac{K_p}{K_i}$ ve $T_d = \frac{K_d}{K_p}$ şeklinde hesaplanabilecek PID

parametrelerinin diğer bir gösterimidir.

Önceki kısımlarda PI ve PD yapısı için yaptığımız kararlılık incelemesini; PID yapısı için de yaparsak; (3.4) ifadesi aynı kalmak koşulu ile kontrolör yapısı şu forma dönüşür:

$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$ ifadesinde $s = j\omega$ alınır ise:

$$C(j\omega) = \frac{(K_i - \omega^2 K_d) + j\omega K_p}{j\omega} \quad (3.12)$$

ifadesi elde edilmiş olur. Burada sistemin karakteristik denklemleri:

$\Delta(s) = 1 + G(s).C(s) = 0$ için $s = j\omega$ alınır;

$$\Delta(j\omega) = 1 + \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}.C(j\omega) = 1 + \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \cdot \frac{(K_i - \omega^2 K_d) + j\omega K_p}{j\omega} = 0$$

$$\Delta(j\omega) = \Delta_R(j\omega) + \Delta_I(j\omega)$$

$\Delta_R(j\omega) = 0$, $\Delta_I(j\omega) = 0$ ifadelerinden aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$\begin{aligned} (-\omega^2 N_o)K_p + N_e K_i + (-\omega^2 N_e)K_d &= \omega^2 D_o \\ N_e K_p + N_o K_i + (-\omega^2 N_o)K_d &= -D_e \end{aligned} \quad (3.13)$$

Bu iki bağıntıdan K_p , K_i ve K_d parametrelerinin tamamı elde edilemez. Bilinmeyen parametrelerden biri sabit kabul edilerek diğer ikisi için çözüm yapılabilir. Bu noktada sabit alınan kontrolör parametresinin keyfi ya da sonraki bölümde anlatılacak PID parametrelerini elde etme yöntemlerinden biri kullanılarak belirlenmesi gerekmektedir.

İlk olarak sabit K_d parametresi için; (3.4) ve (3.13) bağıntıları ile diğer iki parametrenin değişim denklemleri elde edilirse:

$$K_p = -\frac{\omega^2 N_o D_o + N_e D_e}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad \text{ve} \quad K_i = \frac{\omega^2 (N_e D_o - N_o D_e)}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} + K_d \omega^2 \quad (3.14)$$

Sabit K_i parametresi için; (3.4) ve (3.13) bağıntıları ile diğer iki parametrenin değişim denklemleri elde edilirse:

$$K_p = -\frac{\omega^2 N_o D_o + N_e D_e}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad \text{ve} \quad K_d = \frac{\omega^2 (N_o D_e - N_e D_o)}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} + K_i \quad (3.15)$$

Sabit K_p parametresi için; (3.4) ve (3.13) bağıntıları kullanılıp K_i ve K_d denklemleri elde edilirse; 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.

Elde edilen bu ifadeler; PID kontrolör yapısı için frekansa ve sistemin transfer fonksiyonuna bağlı parametre denklemleridir.

PID parametrelerinin değişimi sistemin performansını büyük ölçüde etkilemektedir. Sistemin iyi çalışabilmesi parametrelerin uygun seçimine bağlıdır. Bu nedenle PID kontrolde bu önemli parametre belirleme işlemlerine **ayarlama (tuning)** denilir ve bu işlem teknikleri sonraki bölümde detaylarıyla incelenecektir.

3.3 PID Parametrelerini Elde etme Yöntemleri

PID kontrolör yapısı çoğunlukla endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır. Pratik basit uygulamalarda genel olarak deneme – yanılma yöntemi ya da geri beslemeli yapılarda; giriş sinyali ile çıkış sinyali farkından elde edilen hata sinyali ile ayarlanan üç parametresi vardır. Birkaç on yıl önce bazı ayarlama (tuning) teknikleri yalnızca endüstriyel kullanım için geliştirilirdi. Bu ayarlama tekniklerinin çoğu durum dinamiğine dayanırdı [9]. Örneğin; zaman gecikmeli birinci dereceden bir modelin karakterize edilip modele uygun katsayıların denenerek bulunması yöntemi durum dinamiğine bağlı ayarlama yöntemlerinden bir tanesidir.

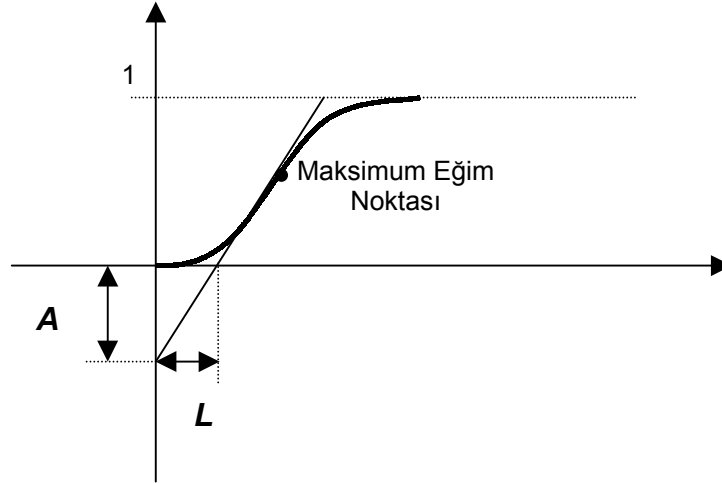
Bu bölümde iyi bilinen PID parametrelerini ayarlama kullanılan tekniklerin birkaçından bahsedilecektir.

3.3.1 Ziegler – Nichols Metodu

Bu metot PID parametrelerini ayarlama eskiden beri kullanılan metotlardan biridir. Lakin bu metotla bulunan katsayılar üzerinde iyileştirmeler yapmadan kullanmak, pek de doyurucu sonuçlar vermemektedir. İki tip Ziegler – Nichols metodu mevcuttur. Her iki yöntemle de bulunacak PID parametreleri birtakım ampirik sonuçlardan yola çıkılarak bulunmaktadırlar. Pratikte sıklıkla kullanılmaları bu yüzden.

3.3.1.1 Ziegler – Nichols birim basamak cevabı metodu

Bu metot 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 3.5' teki gibi sistemin birim basamak giriş sinyaline verdiği cevap eğrisinden hesaplanırlar.



Şekil 3.5. A ve L parametrelerinin sistemin birim basamak cevap grafiğinden bulunması

Grafikten de görüldüğü gibi; sistemin step giriş cevap eğrisindeki maksimum eğim belirlenir ve teğet doğrusu çizilir. Bu doğrunun yatay eksenini kestiği nokta L , dikey eksenini kestiği nokta A değerini verir.

PID parametreleri şu bağıntılarla hesaplanır:

$$K_p = \frac{1.2}{A} \quad K_i = \frac{0.6}{AL} \quad K_d = \frac{0.6L}{A} \quad (3.16)$$

Birtakım uygulama deneyleri bu kriterin küçük yerleşme zamanı verdiğini göstermiştir [9].

3.3.1.1 Ziegler – Nichols frekans cevabı metodu

Bu yöntem; kapalı çevrim ayar yöntemidir. Yöntem; ilk olarak $G(s)$ transfer fonksiyonuna sahip sistemin Nyquist eğrisinin negatif reel eksenini kestiği noktayı belirler. Deneysel olarak bu noktadaki değer şu şekilde elde edilir: Şekil 3.1' de verilmiş blok diyagramdaki kontrolörün $C(s) = K_p$ olduğu kabul edilir. Kazanç artırılarak sistemin osilasyona gitmesi sağlanır. Sistemin osilasyona başladığı K_p belirlenir ve bu değer; kritik kazanç K_c olarak tanımlanır. Kritik kazanç değeri; kontrolörsüz sistemin kazanç payıdır. Osilasyon periyodu P_c ile de; kritik frekans: $\omega_c = \frac{2\pi}{P_c}$ bağıntısından elde edilmiş olur. Kritik frekans değeri ise kontrolörsüz sistemin faz kesim frekansıdır. Hesaplanan bu değerlere bağlı PID parametreleri aşağıdaki Çizelge 3.1' de verilmiştir.

Bu metodun uygulanabilmesi için; sistemin sağ yarı düzlemde kutbu olmamalıdır.

Kontrolör Tipi	K_p	K_i	K_d
P	$K_p = 0.5K_c$	0	0
PI	$K_p = 0.45K_c$	$K_i = \frac{0.536K_c}{P_c}$	0
PID	$K_p = 0.6K_c$	$K_i = \frac{1.2K_c}{P_c}$	$K_d = 0.072K_c P_c$

Çizelge 3.1. Ziegler – Nichols Katsayıları

Örneğin transfer fonksiyonu verilen aşağıdaki sistem için Ziegler – Nichols katsayılarını hesaplayıp her değer için step çıkış cevap grafiklerini incelersek;

$$G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s}$$

transfer fonksiyonunun $K_c = 30$ ve $\omega_c = 2.4495$ değerleri

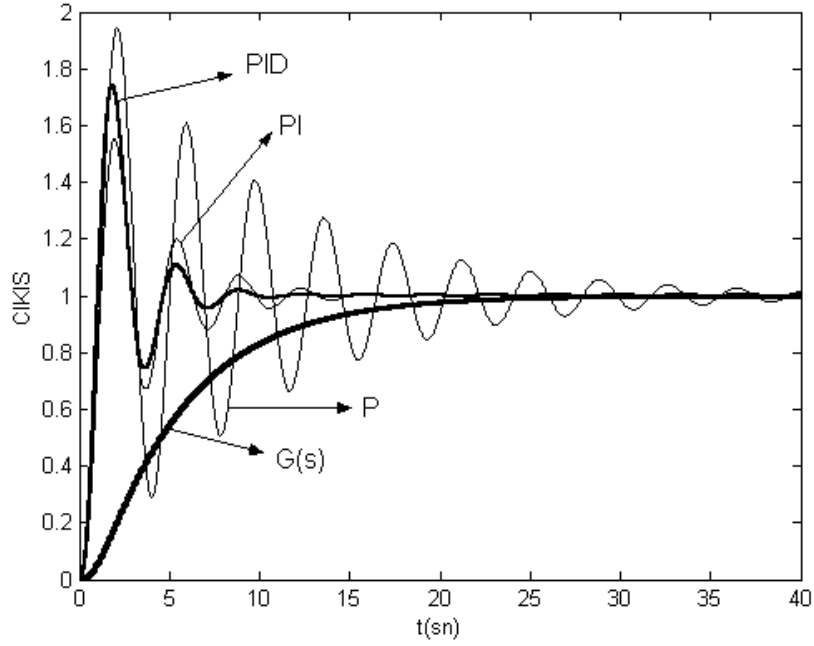
için Ziegler – Nichols parametreleri:

P: $K_p = 15$

PI: $K_p = 13.5$ $K_i = 6.265$

PID: $K_p = 18$ $K_i = 14$ $K_d = 5.54$ şeklindedir.

Bu değerler için birim basamak cevap çıkış eğrileri Şekil 3.6' da görülmektedir:



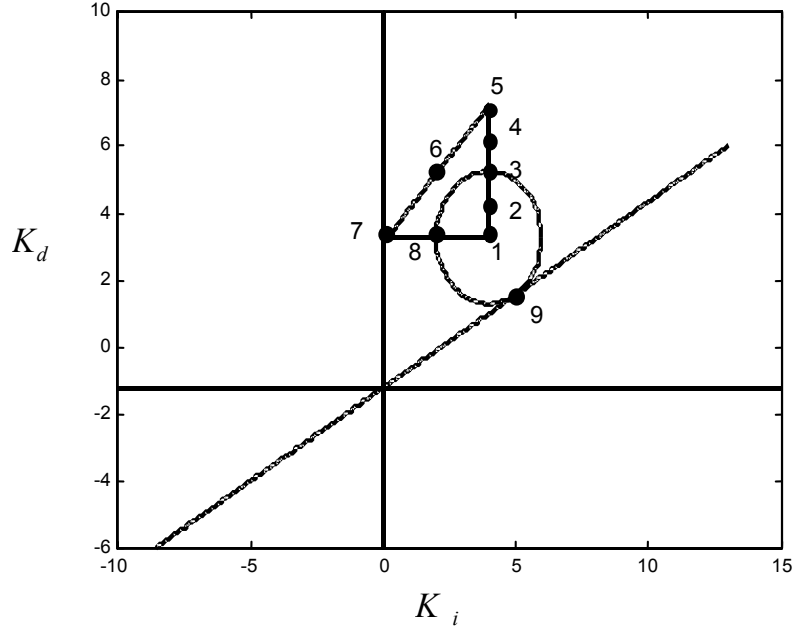
Şekil 3.6. $G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s}$ sistem transfer fonksiyonu için

Ziegler – Nichols parametreleri step cevap eğrileri

Bu grafikten de görüldüğü gibi katsayılar üzerinde ayarlama yapmadan çok iyi sonuçlar elde etmek mümkün değildir. Bu eksikliğı giderebilmek için Ziegler – Nichols katsayılarını referans olarak belli bir kararlılık bölgesi oluşturulabilir. Bu bölge içerisinde, kontrolörün P – I – D katsayılarından biri sabit alınarak diğer katsayıların değişimlerini karakterize eden bir kararlılık bölgesi elde edilebilir. Elde edilen bu bölgede kazanç ve faz payı değişimleri gözlenebilir.

Örnek olarak $G(s) = \frac{1}{s^3 + 4s^2 + 3s}$ transfer fonksiyonuna sahip sistem için

kontrolör yapısının PID olduğunu varsayarak Ziegler – Nichols katsayılarını hesaplayıp; sabit $K_p = 7.2$ değeri için aşağıdaki şekilde gösterilen yeniden oluşturulmuş kararlılık bölgesindeki birkaç noktanın faz payı değerleri incelenmiş ve belirtilmiştir.



Şekil 3.7. Oluşturulan yeni kararlılık bölgesi ve bölgeden alınan noktalar

Elde edilen bu bölgedeki ϕ_m faz payı değerleri aşağıda verilmiştir:

- 1: $\phi_m = 23.9$, 2: $\phi_m = 30$, 3: $\phi_m = 42.6$, 4: $\phi_m = 45$, 5: $\phi_m = 53.9$,
 6: $\phi_m = 47.6$, 7: $\phi_m = 41.3$, 8: $\phi_m = 34.3$, 9: $\phi_m = 0.1$

Benzer şekilde kazanç payı değişimi de gözlemlenebilir.

3.2.2 Äström – Hägglund Metodu

Bu yöntem de Ziegler – Nichols Yöntemi gibi Nyquist eğrisinden elde edilen bilgilerden yararlanmaktadır. Yöntemi uygulayabilmek için öncelikle sisteme ait şu bilgiler gerekmektedir: i-) Kontrolörsüz sistemin kazanç payı, ii-) Kontrolörsüz sistemin kazanç kesim frekansı ω_{cp} . Bu değerler doğrultusunda sistemin PID katsayıları bulunabilir. Metot istenilen ϕ_m faz payını (genellikle 45°) veren PID problemi ile ilgilenmektedir. Metot; kontrolörsüz sistemin Nyquist eğrisinin negatif reel eksenini kestiği noktadaki frekans değerinin istenilen yere ötelenmesini sağlayacak parametrelerin bulunması ile ilgilenmektedir.

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \text{ için } s = j\omega \text{ alınıp } \omega = \omega_{cp} \text{ için bağıntılar}$$

yazılırsa:

$$C(j\omega) = K_p + \frac{K_i}{j\omega} + jK_d \omega$$

$$C(j\omega_{cp}) = \frac{1}{|G(j\omega_{cp})|} e^{j\phi_m} = G_m \cos(\phi_m) + jG_m \sin(\phi_m)$$

$$(3.17)$$

İşlemler sonucunda $T_i = 4T_d$ oranı da göz önüne alınarak;

$$K_p = G_m \cos(\phi_m) \quad \text{ve} \quad T_d = \frac{1 + \sin(\phi_m)}{2 \cos(\phi_m)} \cdot \frac{1}{\omega_{cp}}$$

sonuçları elde edilir. Düzenlenirse:

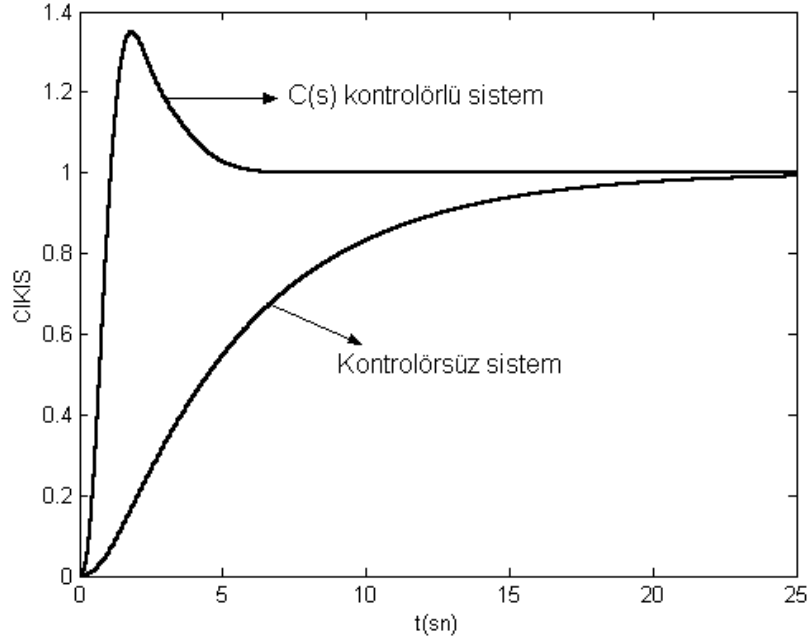
$$K_p = G_m \cos(\phi_m)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{G_m \cos^2(\phi_m)}{2 \sin(\phi_m) + 1} \cdot \omega_{cp}$$

$$K_d = K_p T_d = \frac{G_m (\sin(\phi_m) + 1)}{2} \cdot \frac{1}{\omega_{cp}} \quad (3.18)$$

Örneğin bu bağıntılardan yararlanılarak $G(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 6s}$ transfer fonksiyonuna sahip bir sistem için PID katsayıları bu yöntemle bulunup; hem kontrolörsüz sistemin hem de bu katsayılarla sahip PID kontrolörlü sistemin birim basamak cevapları Şekil 3.8' de görülebilir.

Sistemin Åström – Hägglund katsayıları: $K_p = 21.21$, $K_i = 10.7591$ ve $K_d = 10.4532$ dir.



Şekil 3.8. Sistemin kontrolörsüz ve Åström – Hägglund parametrelili PID kontrolörlü birim basamak cevap grafikleri

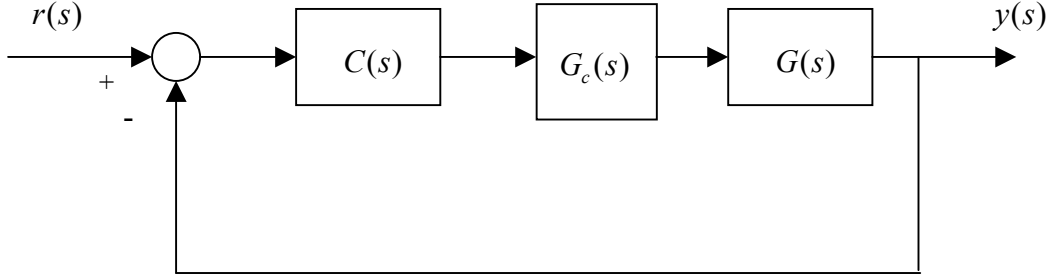
3.2.3 Kazanç – Faz Payı Test Metodu

Bu yöntem ile sistemin istenilen kazanç ve faz payı değerlerine sahip kontrolör parametreleri hesaplanabilmektedir. Metodun avantajı; kararlılık bölgesi seçiminde kontrolörün istenilen bir takım özelliklere sahip olmasının sağlanabilmesidir. Bilindiği gibi sistemlerin kararlılık ve performans özellikleri değerlendirilirken kazanç ve faz payı değerleri önemli bilgiler içermektedir. Tezin çoğunluğunda kararlılık performansı incelenirken bu sistem nitelikleri üzerinde sıkça durulmuştur.

Bu yöntem ile kontrolör yapısı istenilen formda seçilebilmektedir. En genel kullanım formları PI ve PID kontrolör yapıları içindir.

Şekil 3.1' deki blok diyagramda tek giriş – tek çıkışlı bir sistemin blok diyagramı görülmektedir. Bu sistemin transfer fonksiyonunu (3.4) bağıntısındaki gibi yazılabilir. Sistemde kullanılan kontrolör yapısının ilk öncelikle PI olduğunu

kabul edersek; PI parametrelili kontrolör de (3.5) bağıntısındaki gibi ifade edilebilir. Şayet kazanç – faz payı test edicisi eklenmiş bir sistemin blok diyagramı gösterilirse:



Şekil 3.9. Kazanç – faz payı test edicisi eklenmiş sistemin blok diyagramı

Sistemin transfer fonksiyonu (3.4) denklemindeki gibidir. Kontrolör ise (3.5) bağıntısındaki gibi PI yapısında tanımlanmıştır. Kazanç – faz payı test edicisi ise: istenilen kazanç payı değeri A ve istenilen faz payı değeri ϕ olarak tanımlanan bir fonksiyondur.

$$G_c(s) = Ae^{-j\phi} = A \cos(\phi) - jA \sin(\phi) \quad (3.19)$$

Sistemin karakteristik denkleminin sifıra eşitlenmesi ile kontrolörün K_p ve K_i parametrelerini hesaplamakta kullanılacak bağıntılar elde edilmiş olur.

$$\Delta(s) = 1 + G(s).C(s).G_c(s) = 0 \text{ için } s = j\omega \text{ alınırsa;}$$

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega) &= 1 + \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}.C(j\omega).G_c(j\omega) \\ &= 1 + \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \cdot \frac{K_i + jK_p\omega}{j\omega} \cdot (A \cos(\phi) - jA \sin(\phi)) = 0 \end{aligned}$$

$$\Delta(j\omega) = \Delta_R(j\omega) + \Delta_I(j\omega)$$

$\Delta_R(j\omega) = 0$, $\Delta_I(j\omega) = 0$ eşitliklerinden; K_p ve K_i denklemleri aşağıdaki gibi elde edilmiş olur:

$$K_p = \frac{\sin(\phi)\omega(N_e D_o - N_o D_e) - \cos(\phi)(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o)}{A(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} \quad \text{ve}$$

$$K_i = \frac{\sin(\phi)\omega(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o) + \cos(\phi)\omega^2(N_e D_o - N_o D_e)}{A(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} \quad (3.20)$$

(3.20) denklemlerinde $A=1$ ve $\phi=0$ alınırsa (3.6) denklemindeki genel PI parametre denklemleri elde edilmiş olur.

Kontrol edilen sistemdeki kontrolör PID yapısında ise; o halde genel denklemlerin eldesinde yapıldığı gibi kontrolör parametrelerinden birinin sabit alınması gerekir. Sabit K_p değeri için K_i ve K_d parametre hesaplama denklemlerinin elde edilemeyeceğini belirtilmişti. Bu nedenle sabit K_d için K_p ve K_i ; sabit K_i değeri için de K_p ve K_d parametre hesaplama denklemleri hesaplanabilir.

İlk olarak sabit K_d için K_p ve K_i denklemlerini elde edersek;

$\Delta(s) = 1 + G(s)C(s)G_c(s) = 0$ için $s = j\omega$ alınırsa;

$$\begin{aligned} \Delta(j\omega) &= 1 + \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} C(j\omega) G_c(j\omega) \\ &= 1 + \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \cdot \frac{(K_i - \omega^2 K_d) + jK_p \omega}{j\omega} \cdot (A \cos(\phi) - jA \sin(\phi)) = 0 \end{aligned}$$

$$\Delta(j\omega) = \Delta_R(j\omega) + \Delta_I(j\omega)$$

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

eşitliklerinden; K_p ve K_i denklemleri şu şekilde elde edilmiş olur:

$$K_p = \frac{\sin(\phi)\omega(N_e D_o - N_o D_e) - \cos(\phi)(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o)}{A(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} \quad \text{ve}$$

$$K_i = \frac{\sin(\phi)\omega(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o) + \cos(\phi)\omega^2(N_e D_o - N_o D_e)}{A(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} + K_d \omega^2 \quad (3.21)$$

Sabit K_i değeri için de karakteristik denklem reel ve imajiner kısımlarına ayrılarak; her bir kısım sıfıra eşitlenerek K_p ve K_d denklemleri elde edilirse;

$$K_p = \frac{\sin(\phi)\omega(N_e D_o - N_o D_e) - \cos(\phi)(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o)}{A(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} \quad \text{ve}$$

$$K_d = \frac{\cos(\phi)\omega^2(N_o D_e - N_e D_o) - \sin(\phi)\omega(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o)}{A\omega^2(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} + \frac{K_i}{\omega^2} \quad (3.22)$$

(3.21) ve (3.22) denklemlerinde verilen denklemler PID formuna ait son eşitlikleridir. Sabit alınan her bir PID parametresi keyfi yada önceki bölümlerde verilen PID parametrelerini elde etme yöntemlerinden biri kullanılarak oluşturulabilir. Bu eşitliklerin PI ve PD yapısına uygun formları sırasıyla: sabit K_d değeri için verilen denklemlerde $K_d = 0$; sabit K_i değeri için verilen denklemlerde $K_i = 0$ alınarak ta elde edilebilir. Yöntemle ilgili örnekler ile konu değerlendirilebilir.

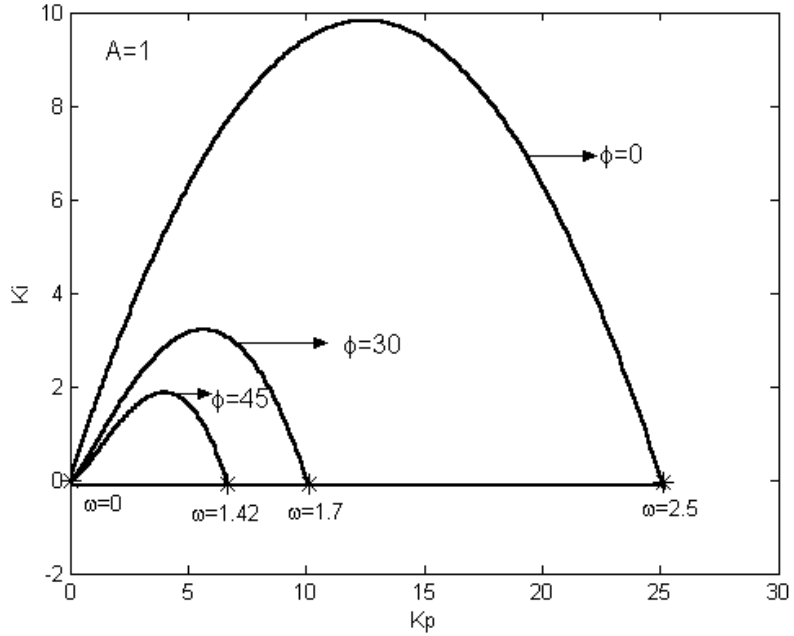
Örnek: $G(s) = \frac{1}{s^3 + 4s^2 + 3s}$ transfer fonksiyonuna sahip bir sistem için $K_c = 12$

ve $\omega_c = 1.7321$ değerleri için Çizelge 3.1' den yararlanarak Ziegler – Nichols katsayıları hesaplanırsa:

$$\text{P:} \quad K_p = 6 \qquad \text{PI:} \quad K_p = 5.4 \quad K_i = 1.769$$

$$\text{PID:} \quad K_p = 7.2 \quad K_i = 3.963 \quad K_d = 3.2688$$

şeklindedir. Bu sistem için kontrolörün PID yapısını incelenerek; sistemde sabit $K_d = 3.2688$ değerinde (K_p, K_i) kararlılık bölgesinin, kazanç ve faz payı değişimi ile ilişkisi gösterilecektir.

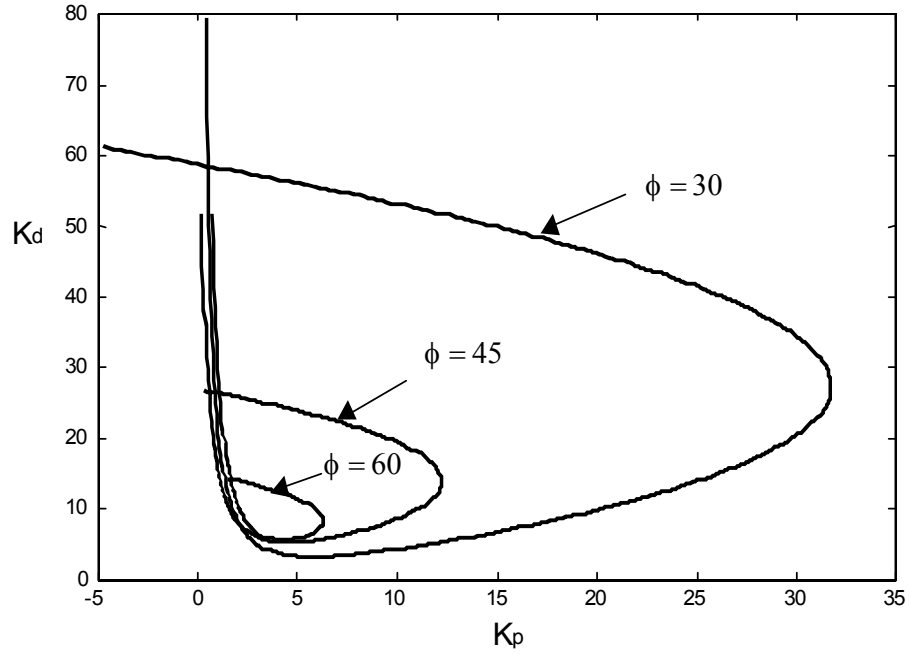


Şekil 3.10. Sabit $K_d = 3.2688$ ve sabit A kazanç payı için (K_p, K_i) kararlılık bölgesinin farklı ϕ değerlerine bağlı değişim grafiği

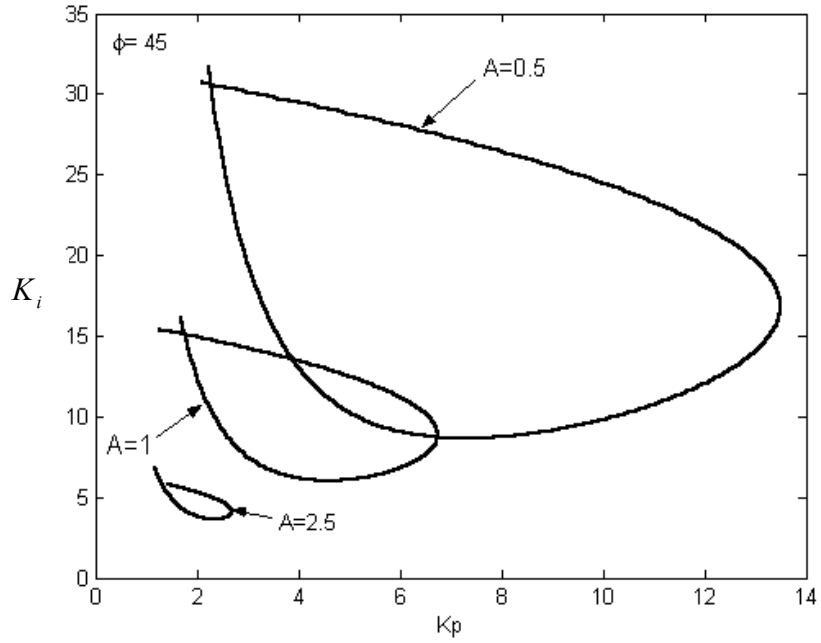
Grafikten de görüldüğü gibi faz payı değeri arttıkça kararlılık bölgesi daha sınırlı hale gelmektedir.

Benzer şekilde sabit $K_i = 3.963$ değeri ve A kazanç payı için (K_p, K_d) kararlılık bölgesi Şekil 3.11' de dir. Grafikten görüldüğü gibi faz payı değerinin arttırılması (K_p, K_d) kararlılık bölgesini daha da sınırlamaktadır.

Sabit $K_d = 3.2688$ parametresi için sabit faz payı değeri alınarak kazanç payı değişimi Şekil 3.12' de incelenmiştir.



Şekil 3.11. Sabit $K_i = 3.963$ için sabit A kazanç payı için (K_p, K_d) kararlılık bölgesinin için farklı ϕ değerlerine bağlı değişim grafiği



Şekil 3.12. Sabit $K_d = 3.2688$ ve sabit $\phi = 0$ değerleri için; sistemin farklı kazanç değerlerinde (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri

Grafiğe dikkat edilirse; eğrilerin birbirini kapsamaması gerekirken ötelenme davranışı sergilenmektedir. Birbirini kapsama gerekliliğinin örnek için gerçekleşmemesi nedeni: sistem için koşullu kararlılığın [30,31] söz konusu olmasıdır. Bu da sistemin yalnızca faz payının kontrol edilebileceğini göstermektedir. Sistemin kararlı halinin kazanç payı hep sonsuz olmaktadır. Şayet; sistemin kazanç payı da kontrol edilmek isteniliyorsa; PI yapısı tercih edilebilir.

Örnek: $G(s) = \frac{1}{(s+1)^2(s+2)^2}$ olarak transfer fonksiyonu verilen sistem için

kritik kazanç ve kritik frekans değerleri sırasıyla; $K_c = 18$ ve $\omega_c = 1.4142$ şeklindedir. Bu değerler için sistemin Ziegler – Nichols katsayıları yazılırsa:

P: $K_p = 9$

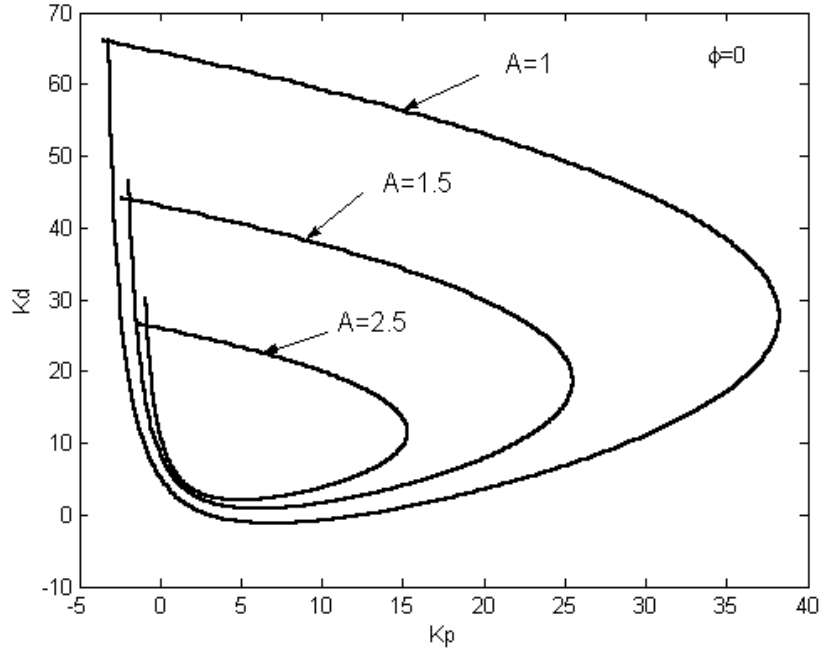
PI: $K_p = 8.1$ $K_i = 2.17$

PID: $K_p = 10.8$ $K_i = 4.862$ $K_d = 6$

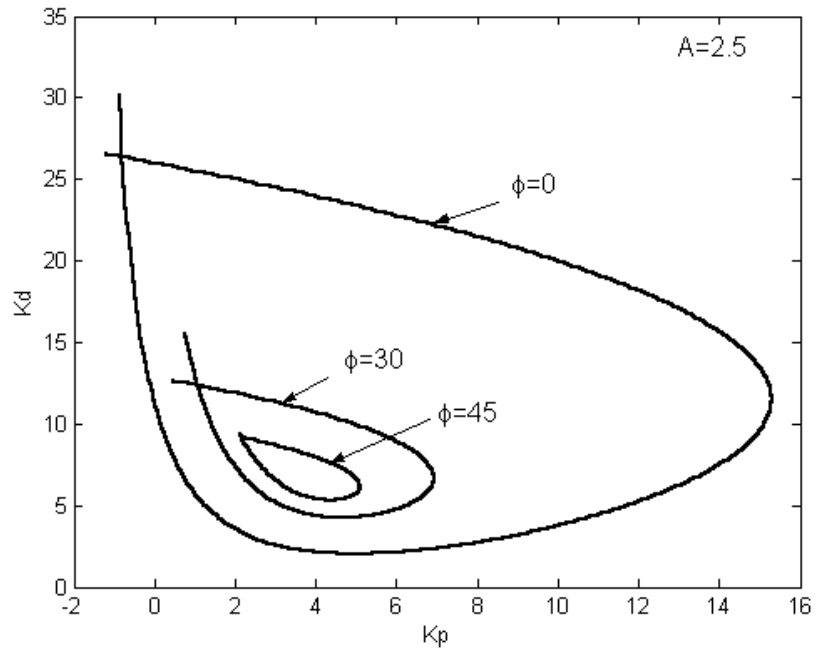
Burada $K_i = 4.862$ sabit alınarak farklı kazanç payı değerlerinde (K_p, K_d) kararlılık bölgeleri Şekil 3.13' te incelenmiştir.

Grafikten; kazanç payı büyüdükçe kararlılık bölgeleri birbirini kapsayarak küçüldüğü görülmektedir.

Benzer şekilde sabit $K_i = 4.862$ değerinde $A = 2.5$ kazanç payı değeri için faz payının değişimi Şekil 3.14' te görülmektedir.



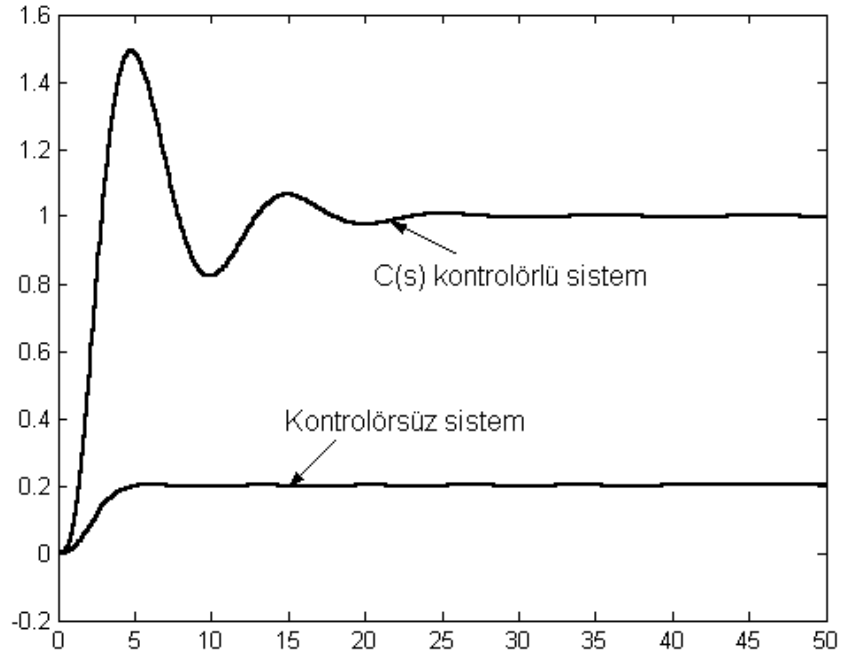
Şekil 3.13. $K_i = 4.862$ ve $\phi = 0$ için A değişimlerine bağlı (K_p, K_d) kararlılık bölgeleri



Şekil 3.14. $K_i = 4.862$ ve $A = 2.5$ için ϕ değişimlerine bağlı (K_p, K_d) kararlılık bölgeleri

Şekil 3.13 ve 3.14' ten görülmektedir ki kazanç – faz payı test etme yöntemi ile sistemin istenilen kazanç ve faz payına sahip parametre aralıkları elde edilebilmektedir. Böylelikle sistemin istenilen koşullara sahip parametreleri belirlenmiş ve çalışma durumuna uygun katsayılardan seçim işlevi; daha dayanıklı parametreler elde edilerek sağlanmış olur.

Bu kararlılık bölgesinden seçilen $K_p = 4.5$, $K_i = 4.862$ ve $K_d = 5.5$ kontrolör parametreleri için sistemin birim basamak cevabı Şekil 3.15' te görülmektedir. Grafikte kontrolörsüz sistemin birim basamak çıkışı da görülmektedir. Kontrolörün sistem üzerindeki etkisi grafikten anlaşılmaktadır.



Şekil 3.15. $K_p = 4.5$, $K_i = 4.862$ ve $K_d = 5.5$ kontrolör parametrelili ve kontrolörsüz sistemin step cevabı

3.4 Sonuç

Tezin bu bölümünde, çok yaygın endüstriyel kullanım alanına sahip PID kontrolör tasarımı ile ilgili yöntemlerden, bu kontrolör tiplerinin yapı kombinasyonlarından ve her bir yapının kendine has özelliklerinden bahsedildi. Sonraki bölümlerde de sıkça kullanılacak olan genel parametre denklemleri verildi. Bölümde PID parametrelerini istenilen koşullara uygun olarak hesaplayabilme fırsatı verebilen kazanç – faz payı test metodundan bahsedilip, yöntem; verilen örneklere uygulanmıştır.

PID kontrolörlerin ilk önceleri analog teknikler kullanılarak uygulandığı bilinmektedir. İlk kullanıldığı sistemler; pnömatik röleler, iğneli valf sıkıştırıcılarıdır. Sonraki dönemlerde röleli, geri beslemeli ve operasyonel amplifikatörlerde kullanıldı. Son zamanlardaki uygulamalarda ise PID kontrolörler artık mikroşlemcilerle kullanılmaktadır. Burada dijital uygulama söz konusu olmaktadır [4].

PI kontrolör yapısı, sistemlerin birinci dereceden [4] olduğu tüm durumlara rahatlıkla uyum sağlamaktadır. Örneğin tekli tanklardaki seviye kontrolü v.b. bu durumda bu tip sistemlerin birim basamak cevabı birinci dereceden bir sistemin birim basamak cevabına benzerse veya daha kesin bir ifade ile sistemin Nyquist eğrisi yalnızca 1. ve 4. bölgelerde bulunursa bu durumda PI kontrolör yeterlidir.

Eğer sistem yüksek dereceli ise; ne sisteme yetecek kadar oransal kazancı sağlamaya PI kontrolün oransal kazanç kısmı ne de kazancı tam sağlanmamış sistemin kalıcı hal hatasını sıfırlamaya integratif kısım yeterli gelecektir.

PID kontrolde kullanılan türevsel kısım; genellikle cevap hızını ayarlamakta kullanılır. Sıcaklık kontrolü de buna tipik bir örnektir.

Şunu da belirtmek gerekir ki; PID kontrolör tasarımında kullanılan birçok metot vardır. Tezde bu metotların en bilinen ve uygulanan metotların birkaçından bahsedilmiştir. Diğer PID kontrolör tasarım teknikleri: Dahili Model Kontrol (IMC) tasarım tekniği, dominant kutba dayalı tasarım tekniği: Cohen – Coon Yaklaşımı, yeni ayarlama (tuning) yaklaşımları: Zaman Domeni Optimizasyon Metodu, Frekans Domeni Kaydırımı, Optimal Kontrol Metotları ve benzeri birçok metot vardır.

Yeni ayarlama yaklaşım yöntemlerinden biri de PI – PD kontrolör tasarım yöntemidir. bu yöntem Zaman Domeni Optimizasyon Metodu' na dahil olmaktadır. Bu yapıyı Atherton ve Majhi [9] PID kontrolör yapısının değiştirilmiş yapı şekli olarak önermişlerdir. Bu yapıda dahili PD geri besleme ile sistemin transfer fonksiyonu değiştirilip kutuplar istenilen noktalara yerleştirilmiş olur.

Sonra ileri döngüde PI kontrolör yapısı kullanılarak sistem kararlılığı sağlanmış olur. PI – PD kontrolör tasarımı konusu tezin 5. bölümünde detaylarıyla mevcuttur.

4. BÖLÜM

STANDART TRANSFER FONKSİYONLARIN PI – PID YAPISI ve DAYANIKLI KONTROLÖR TASARIMI

4.1 Giriş

4.2 Standart Transfer Fonksiyonlar

$$4.2.1 \quad G(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL} \text{ Yapısı ve Örnek Uygulama}$$

$$4.2.2 \quad G(s) = \frac{K}{(1+sT_1).(1+sT_2)} e^{-sL} \text{ Yapısı ve Örnek Uygulamalar}$$

$$4.2.3 \quad G(s) = \frac{1}{s} e^{-s} \text{ Yapısı}$$

$$4.2.4 \quad G(s) = \frac{1}{(1+sT)^2} e^{-s} \text{ Yapısı ve Örnek Uygulamalar}$$

$$4.2.5 \quad G(s) = \frac{1}{s^2 + 1} \text{ Yapısı}$$

$$4.2.6 \quad G(s) = \frac{\omega_o^2}{(s+1).(s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2)} \text{ Yapısı ve Örnek Uygulamalar}$$

$$4.2.7 \quad G(s) = \frac{1}{(s+1)^n} \text{ Yapısı ve Örnek Uygulama}$$

$$4.2.8 \quad G(s) = \frac{K}{s(1+T_1s).(1+T_2s)} \text{ Yapısı}$$

4.3 Dayanıklı Kontrolör Tasarımı ve Kharitonov Teoremi

4.4 Sonuç

4.1 Giriş

Tezin bu bölümünde; bir önceki bölümde detaylı bir şekilde incelediğimiz PI ve PID yapısı ile ilgili sonuçların, birtakım uygulamalarda kullanılan ve standart transfer fonksiyonlar olarak bilinen sistemlerden birkaçına uygulanmasına ve bu yapılara örnek sistemler için elde edilen sonuçlara değinilecektir. Bu transfer fonksiyonların başlıca özellikleri: integratör, n kutup, osilatör ve zaman gecikmesine sahip sistemler olmalarıdır [18-20]. Bu transfer fonksiyonlar birçok fiziksel sistemin modelini ifade etmede kullanılmaktadırlar. Özellikle birinci ve ikinci dereceden standart kontrol sistemleriyle ilgili bilgi; kontrol teorisi ders kitaplarında bulunabilir [30-32]. Ayrıca birçok yüksek dereceden sistem; model indirgeme metotlarıyla bu formdaki transfer fonksiyonlarıyla ifade edilebilirler. Dolayısıyla, bu tip sistemler için kararlı kontrolörlerin tasarlanması önem arz etmektedir.

Diğer taraftan bir çok fiziksel sistem; ortam koşullarının değişmesi ve bu değişimlerin sistemi etkilemesi, non lineer özellikler ve sistem modellerinin tam olarak elde edilememesi v.b. nedenlerden dolayı belirsizlikler içermektedir [10,13-15].

Genel olarak kontrol teorisinde belirsizlikler iki ayrı başlık altında incelenebilir: 1) Parametre Belirsizliği, 2) Model Belirsizliği [28,29]. Parametre belirsizliğinde; sistemin belli transfer fonksiyonu içerisinde belirsiz parametreler söz konusu iken, model belirsizliğinde ise; sistemin tam olarak belirlenmiş bir transfer fonksiyonu mevcut değildir. Yani, gerçek dünyada birçok gerçek sistemin modeli tam olarak bilinmez ve sistem modelleri belirsizlikler içerir. Dolayısıyla, kontrol sistemlerinin tasarımı yapılır iken; belirsizliklerin hesaba katılması, dayanıklı kontrol sistemlerinin elde edilebilmesi için elzemdir. Bu önemli ihtiyaçtan dolayı kontrol teorisinde birçok çalışma [26-29] yapılmış ve önemli sonuçlar elde edilmiştir. Çalışmalar genel olarak Kharitonov Teoremini [15,26-29] temel almaktadır. Bu teorem; temelde belirsiz parametrelerin kararlılığını incelemektedir. Fakat kontrol sistemlerinin dayanıklı kararlılık analizi ve dayanıklı tasarım için de kullanılabilir [13-15]. Bu bölümde

ayrıca Kharitonov Teoremi kullanılarak dayanıklı PI kontrolör tasarımı da yapılacaktır.

4.2 Standart Transfer Fonksiyonlar

Bu bölümde; verilen her bir sistem tipine ait örnek / örnekler mevcuttur. Sistemler için PI ve PID kontrolör parametreleri; önceki bölümde verilen denklemlerden yararlanılarak oluşturulacaktır. PI kontrolör yapısı için (3.6) bağıntısı ve PID kontrolör yapısı için de (3.14) ve (3.15) bağıntıları kullanılacaktır. Birkaç sistem tipi için de hem PI hem de PID kontrolör seçilmiştir. Sistemlerin birkaçı e^{-sL} zaman gecikmesine [14,16,17] sahiptir. Bu sistemlerde zaman gecikmesi için Pade Yaklaşımı [16,17,24] kullanılacak ve böylelikle oransal olmayan bir fonksiyon oransal bir ifadeye yaklaştırılmış olacaktır. Pade Yaklaşımı hakkında detaylı bilgi ilk bölümde verilmiştir. Bu yaklaşımdan kaynaklanabilecek uyumsuzlukları en aza indirebilmek için Pade Yaklaşımının 2. derecesi kullanılacaktır. Yaklaşım uygulanırken daha yüksek dereceleri de kullanılabilir ancak bu durumda ifade kompleks hale dönüşür. L değerine bağlı olarak e^{-sL} ye 2/2 dereceden Pade Yaklaşımını uygular isek:

$$e^{-sL} = \frac{L^2 s^2 - 6sL + 12}{L^2 s^2 + 6sL + 12} \quad \text{elde edilir.} \quad (4.1)$$

Tüm sistem tiplerinin öncelikle transfer fonksiyonlarının pay ve payda için tek ve çift kısımları elde edilmelidir. Sonraki aşamada ise uygun olarak önceki bölümde verilen (3.6), (3.14) ve (3.15) denklemleri kullanılır. Şu noktaya dikkat çekilmelidir: verilen metot Pade Yaklaşımı kullanılmadan da uygulanabilir. Bilindiği gibi $e^{-sL} = \cos\omega L - j\sin\omega L$ şeklinde de ifade edilebilir. Bu eşitlik kullanıldığı takdirde kararlılık bölgesinin bulunması daha zor olur. Özetle, simülasyon sonuçları da iki metodun da aynı sonuçları verdiğini göstermektedir.

4.2.1 $G(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL}$ Yapısı ve Örnek Uygulamalar

Birinci dereceden zaman gecikmesine ve bir kutba sahip bu tip bir transfer fonksiyon verilmiştir. Bu transfer fonksiyonu; bir sistemin deneysel ya da dinamik simülasyonu sonuçlarından elde edilebilir. Çünkü bir sistemde integratör yada kompleks kutupların olmaması halinde; sistemin birim basamak girişe tepkisi S şeklindeki [30-32] bir eğridir. Bu eğri iki sabitle ifade edilebilir; L zaman gecikmesi ve T zaman sabitine karşılık gelir. Zaman gecikmesi ve zaman sabiti S şeklindeki eğrinin bükülme noktasına çizilen doğrunun zaman eksenini ve $u(t)=K$ doğrusunu kestiği noktalardan hesaplanır. Bu yapıya örnek fiziksel sistemler: pnömatik sistemler, termal sistemler sadece birkaçıdır.

Verilen transfer fonksiyonundaki zaman gecikmesi yerine Pade Yaklaşımı ile düzenlenmiş yeni halini yazarsak:

$$G(s) = \frac{K}{1+sT} \cdot \frac{L^2 s^2 - 6sL + 12}{L^2 s^2 + 6sL + 12} = \frac{KL^2 s^2 - 6KLs + 12K}{(TL^2)s^2 + (L^2 + 6TL)s^2 + (12T + 6L)s + 12}$$

$s = j\omega$ için $G(j\omega)$ nın tek çift kısımları:

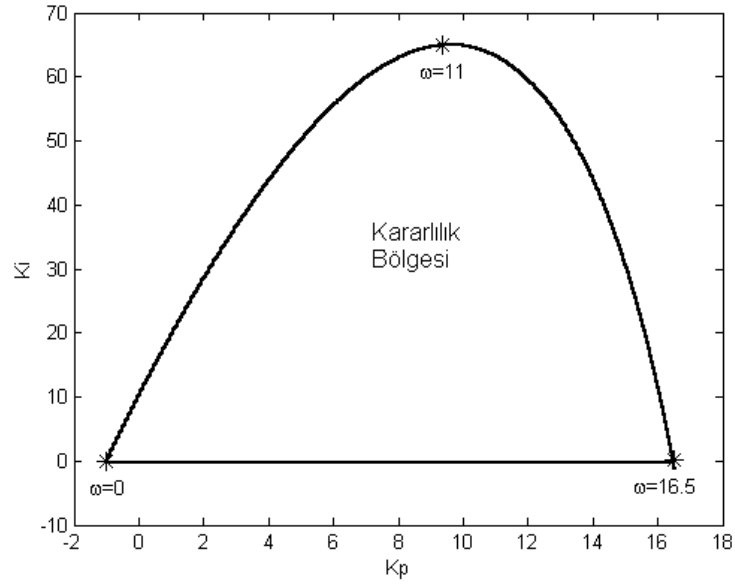
$$\begin{aligned} N_e &= (-KL^2)\omega^2 + 12K & N_o &= -6KL \\ D_e &= (-L^2 - 6TL)\omega^2 + 12 & D_o &= (-TL^2)\omega^2 + (12T + 6L) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Verilen sistem için kontrolörün PI yapısında olduğu kabul edilirse ve bu değerler uygun bir şekilde (3.6) da yerlerine yazılırsa sistem için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi elde edilmiş olur. Örneğin: $K=1$, $T=1$ ve $L=0.1$ için (K_p, K_i) grafiği Şekil 4.1' de görülmektedir.

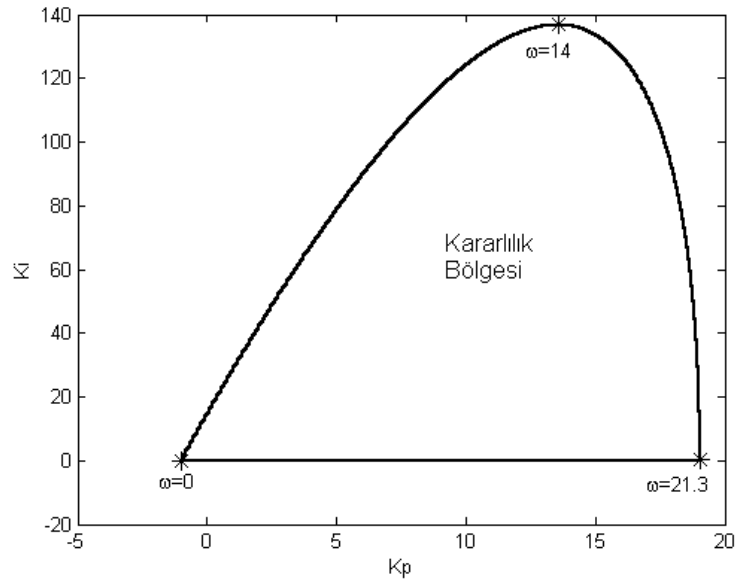
Örneğin; sistem için kontrolörün PID yapısında olduğu kabul edilirse, sistemin Ziegler – Nichols katsayılarını bulmak gerekir. Sonraki adımda ise katsayılardan sabit K_d değeri için (K_p, K_i) ve sabit K_i değeri için (K_p, K_d) grafikleri elde edilir.

Sistemin Ziegler – Nichols katsayıları: $K_p = 9.8914$, $K_i = 51.8140$ ve $K_d = 0.4508$ olarak hesaplanır.

Sabit $K_d = 0.4508$ için (3.14) denklemini kullanırsak; (K_p, K_i) grafiği Şekil 4.2' deki gibi olur. Sabit $K_i = 51.8140$ için de (3.15) denklemi kullanılarak; (K_d, K_p) kararlılık bölgesi Şekil 4.3' teki gibi elde edilebilir:

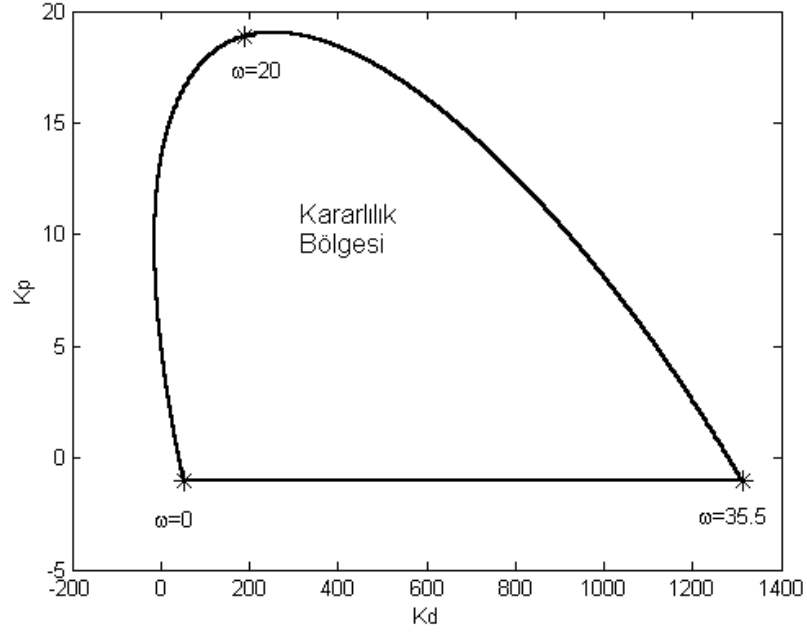


Şekil 4.1. $K = 1$, $T = 1$ ve $L = 0.1$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi



Şekil 4.2. $K_d = 0.4508$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

$K_i = 51.8140$ için (3.15) denklemleri kullanılarak; (K_d, K_p) kararlılık bölgesi:



Şekil 4.3. $K_i = 51.8140$ için; (K_d, K_p) kararlılık bölgesi

4.2.2 $G(s) = \frac{K}{(1+sT_1)(1+sT_2)} e^{-sL}$ Yapısı ve Örnek Uygulamalar

Birinci dereceden zaman gecikmesine ve iki kutba sahip bir sistem tipinin transfer fonksiyon verilmiştir. Bu sistem tipi yapısı itibari ile ilk tipe benzemektedir. Birbirine seri bağlı ilk yapının dönüştüğü hal bu ikinci yapı tipi olmaktadır. Bu sistemdeki zaman gecikmeleri de seri bağlı sistemlerin zaman gecikmeleri toplamına eşittir.

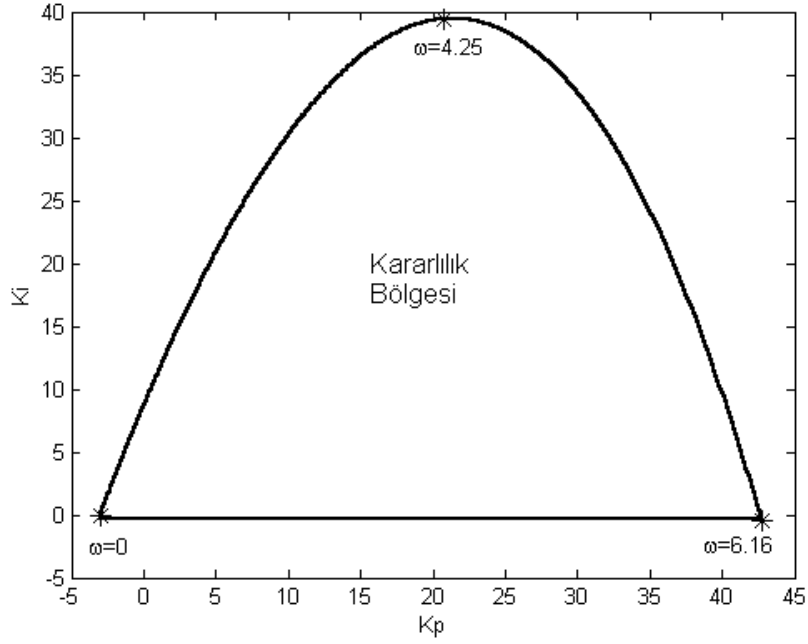
Verilen transfer fonksiyonundaki zaman gecikmesi yerine Pade Yaklaşımı ile düzenlenmiş yeni halini yazarsak:

$$G(s) = \frac{K}{(1+sT_1)(1+sT_2)} \cdot \frac{L^2 s^2 - 6sL + 12}{L^2 s^2 + 6sL + 12}$$

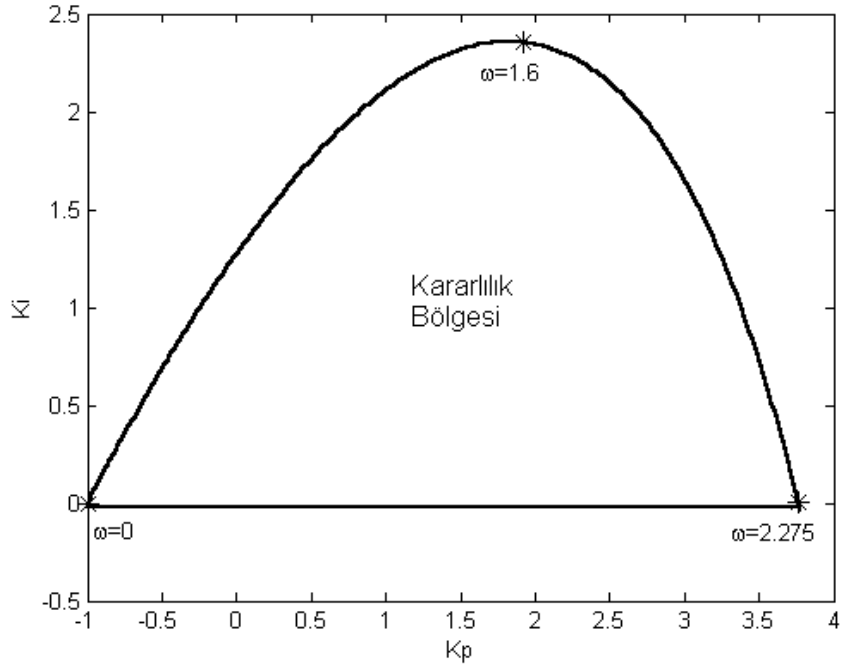
$s = j\omega$ için $G(j\omega)$ nın tek çift kısımları:

$$\begin{aligned}
N_e &= (-KL^2)\omega^2 + 12K \\
N_o &= -6KL \\
D_e &= (T_1T_2L^2)\omega^4 + (-12T_1T_2 - 6L(T_1 + T_2) - L^2)\omega^2 + 12 \\
D_o &= (-6T_1T_2L - L^2(T_1 + T_2))\omega^2 + (12(T_1 + T_2) + 6L)
\end{aligned}
\tag{4.3}$$

Sistemdeki kontrolörün PI yapısında olduğu kabul edilirse ve bu değerler uygun bir şekilde (3.6) da yerlerine yazılırsa sistem için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi elde edilmiş olur. Örneğin: $K=1/3$, $T_1=1$, $T_2=1/3$ ve $L=0.1$ için (K_p, K_i) grafiği Şekil 4.4' te gösterilmiştir. $K=1$, $T_1=1$, $T_2=0.5$ ve $L=0.5$ için (K_p, K_i) grafiği ise Şekil 4.5' te verilmiştir.

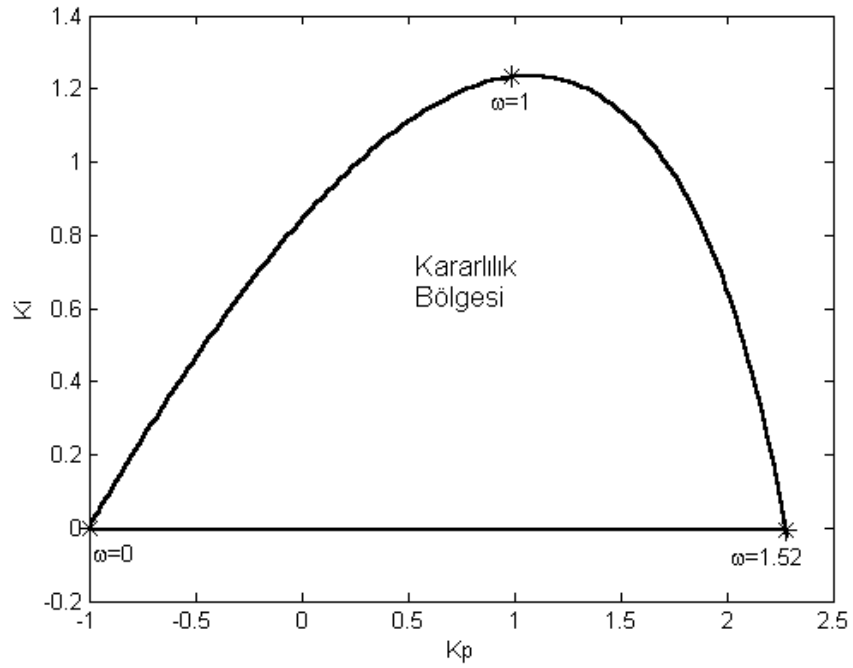


Şekil 4.4. $K=1/3$, $T_1=1$, $T_2=1/3$ ve $L=0.1$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi



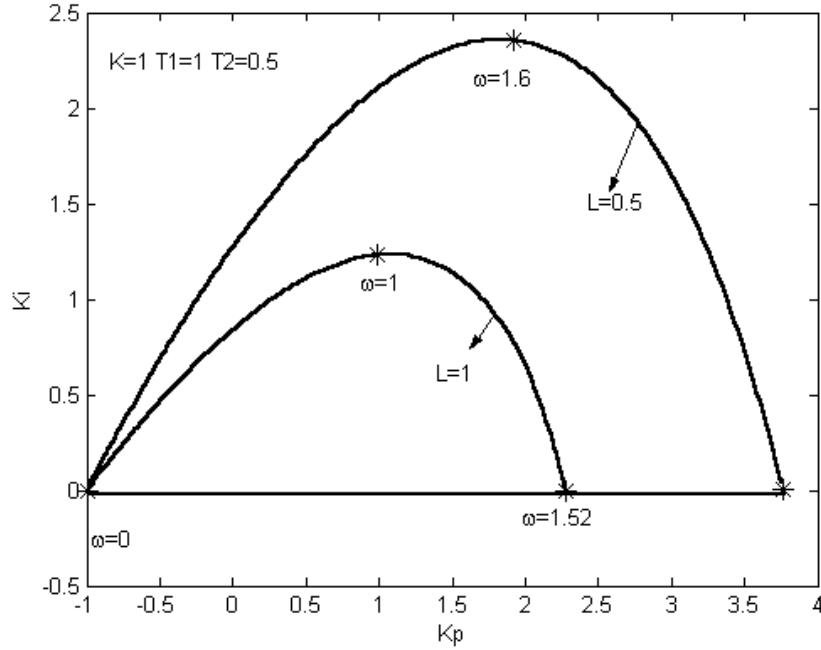
Şekil 4.5. $K = 1, T_1 = 1, T_2 = 0.5$ ve $L = 0.5$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

$K = 1, T_1 = 1, T_2 = 0.5$ ve $L = 1$ için (K_p, K_i) grafiği ise:



Şekil 4.6. $K = 1, T_1 = 1, T_2 = 0.5$ ve $L = 1$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

Eğer parametrelerden herhangi birinin değişiminin sistemin kararlılık bölgesini ne şekilde etkilediğini görmek istiyorsak; verilen sistem parametrelerinden yalnızca L nin değişiminin bölgeye etkisi Şekil 4.7 dedir:



Şekil 4.7. Parametrelerden L nin değişiminin kararlılık bölgesine etkisi

Grafikten de görüldüğü gibi; sistemin sabit K , T_1 ve T_2 değerlerinde L parametresi arttırıldıkça; sistemin kararlılık bölgesi azalmaktadır. Benzer şekilde diğer parametre değişimleri de sistemin kararlılık bölgesini etkilemektedir.

4.2.3 $G(s) = \frac{1}{s} e^{-s}$ Yapısı

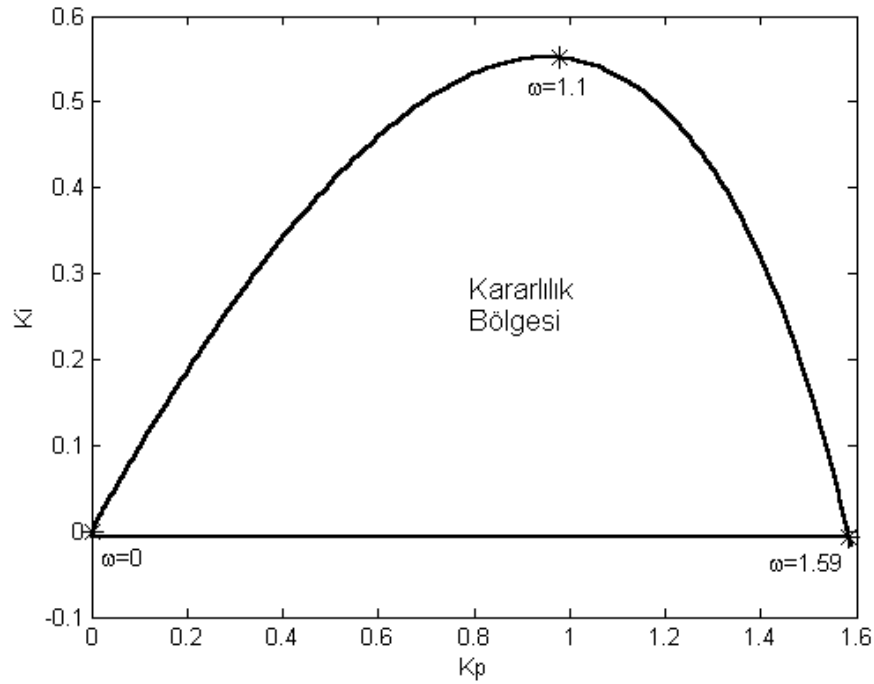
İntegratif ve birinci dereceden zaman gecikmesi bulunan bir sistem tipi verilmiştir. Fiziksel olarak sistem integratörlü devreyi karakterize etmektedir. Örneğin; yalnızca kapasitans içeren bir elektrik devresi. Sistemin zaman gecikmeli kısmına Pade yaklaşımını uygulayıp fonksiyonun yeni halini yazarsak;

$$G(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{s^2 - 6s + 12}{s^2 + 6s + 12} = \frac{s^2 - 6s + 12}{s^3 + 6s^2 + 12s}$$

şeklini almış olur. Sistemin pay ve paydasının tek ve çift kısımları:

$$N_e = -\omega^2 + 12, N_o = -6, D_e = -6\omega^2, D_o = -\omega^2 + 12 \quad (4.4)$$

Sistemde PI yapısında kontrolörün olduğu kabul edilirse ve (4.4) te bulunan ifadeler (3.6) da yerlerine yazılırsa sistem için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi Şekil 4.8' deki gibi elde edilmiş olur:



Şekil 4.8. $G(s) = \frac{1}{s} e^{-s}$ sistemi için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

4.2.4 $G(s) = \frac{1}{(1+sT)^2} e^{-s}$ Yapısı ve Örnek Uygulamalar

Verilen $G(s)$ transfer fonksiyonu çift katlı bir kutba ve zaman gecikmesine sahiptir. Sistemdeki zaman gecikmesine Pade Yaklaşımı uygulanırsa; son hali ile sistem;

$$G(s) = \frac{1}{T^2 s^2 + 2sT + 1} \cdot \frac{s^2 - 6s + 12}{s^2 + 6s + 12}$$

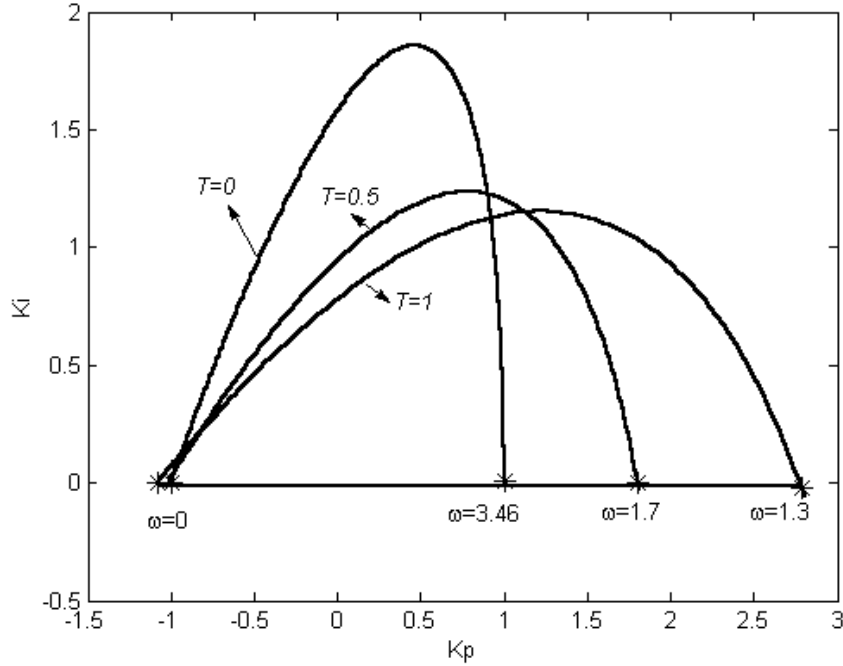
$$= \frac{s^2 - 6s + 12}{T^2 s^4 + (6T^2 + 2T)s^3 + (12T^2 + 12T + 1)s^2 + (24T + 6)s + 12}$$

haline dönüşür. Verilen transfer fonksiyonun pay ve paydasının tek ve çift kısımları şu şekildedir:

$$N_e = -\omega^2 + 12, \quad N_o = -6$$

$$D_e = T^2 + (-12T^2 - 12T - 1)\omega^2 + 12, \quad D_o = (-6T^2 - 2T)\omega^2 + (24T + 6) \quad (4.5)$$

sistemin farklı T değerlerine bağlı olarak (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri Şekil 4.9' da gösterilmiştir:



Şekil 4.9. Sistemin farklı T değerleri için kararlılık bölgeleri

Sonuç olarak sistemdeki T parametresinin değişimi; sistemin transfer fonksiyonunu değiştirmektedir. Örneğin; $T = 0$ için sistem: $G(s) = e^{-s}$ haline dönüşmektedir.

4.2.5 $G(s) = \frac{1}{s^2 + 1}$ Yapısı

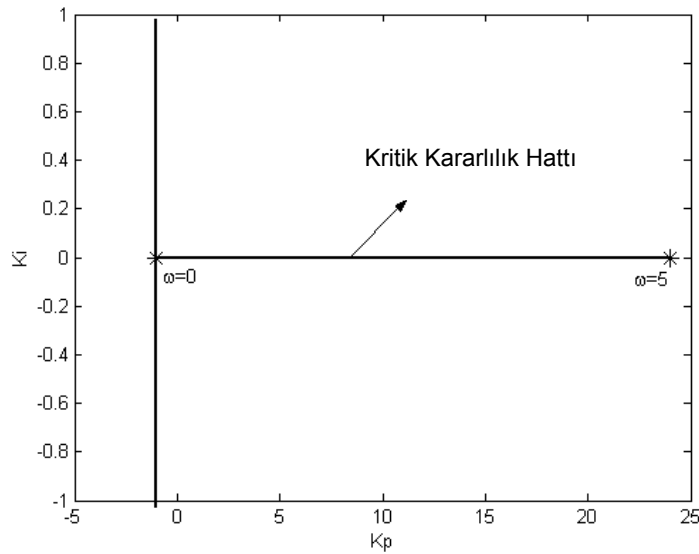
Verilen $G(s)$ transfer fonksiyonu $s = \pm j$ noktalarında kutba sahiptir. Yani sistem için kritik kararlılık söz konusudur. Sistemin $s = j\omega$ için pay ve paydasının reel ve imajiner kısımları:

$$N_e = 1, \quad N_o = 0, \quad D_e = -\omega^2 + 1, \quad D_o = 0 \quad (4.6)$$

şeklindedir. Sistemde PI kontrolör olduğu kabul edilirse ve bulunan denklemler (3.6) bağıntısında yerlerine yazılırsa, K_p ve K_i denklemleri aşağıdaki gibidir:

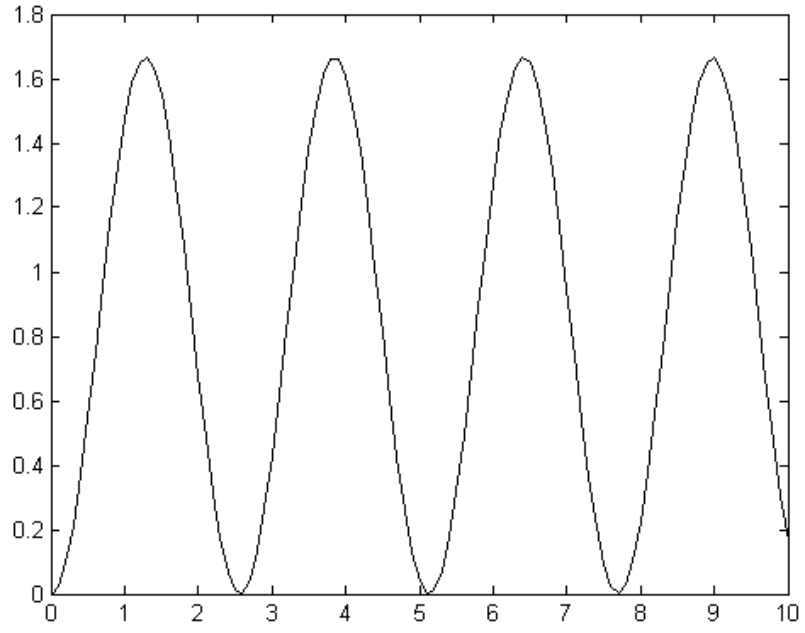
$$K_p = \omega^2 - 1, \quad K_i = 0 \quad (4.7)$$

bağıntılardan da görüldüğü gibi parametrelerden yalnızca K_p ; ω ya bağlı olmakta; K_i ise sifıra eşit olmaktadır (Şekil 4.10). Yani kontrolör yapısı PI değil de P olmaktadır ve de bu sistemde bütün oransal kazançlar için kapalı çevrim kutuplar $j\omega$ ekseninde değişmektedir. Dolayısıyla Şekil 4.11' deki ve 4.12' deki çıkış grafiklerinden de görülebileceği gibi; sistem osilatif davranış göstermektedir. Bu transfer fonksiyon da bu özelliğinden dolayı önemlidir. Çünkü kontrolör tipi değiştikçe; sistemde bariz farklılıklar görülmektedir. ω nın değişim aralığı $\omega \in [0, \infty]$ biçimindedir. Bu durumda; sistem için kararlılık bölgesi değil de kararlılık çizgisi söz konusudur. $\omega = 5$ için grafiği çizerek:

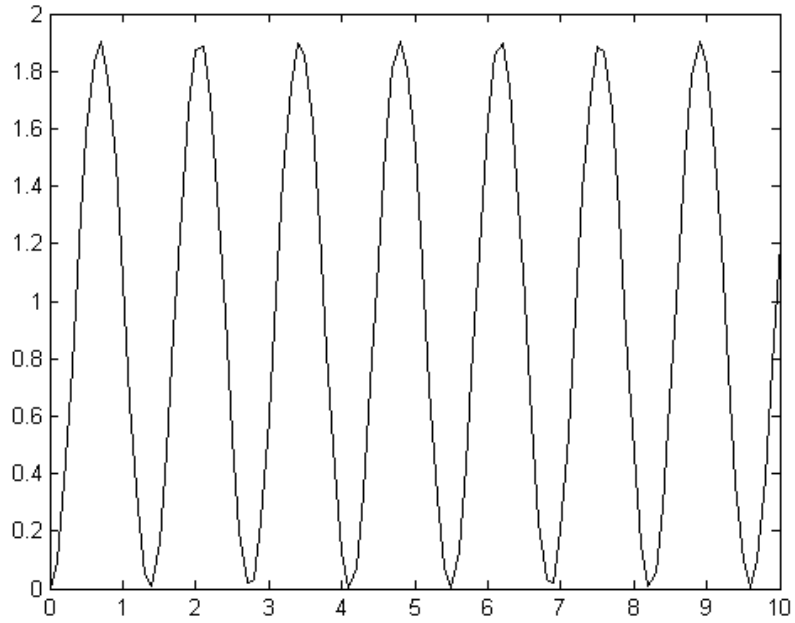


Şekil 4.10. Sistemin kritik kararlılık hattı

Şekildeki K_p değerlerinden: $K_p = 5$ ve $K_p = 20$ için sistemin P kontrolörlü step çıkış grafikleri:



Şekil 4.11. $K_p = 5$ için sistemin step çıkış grafiği



Şekil 4.12. $K_p = 20$ için sistemin step çıkış grafiği

Çıkış grafiklerinden de görüldüğü gibi sistemin osilasyona gitmeden kararlı çalışabilmesi için; P kontrolör yetmemektedir. K_p arttıkça osilasyonun frekansı artmaktadır. Çünkü K_p ile ω arasında bağıntı mevcuttur. PI yapısı da uygun olmadığı için PID yapısını tercih etmek gerekebilmektedir.

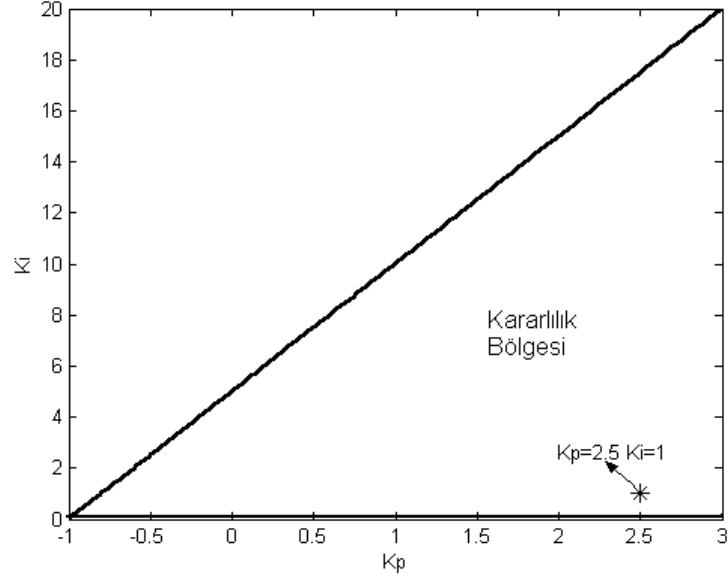
PID yapısı için Ziegler – Nichols katsayılarını değil de seçebileceğimiz sabit K_d değeri için (3.14) teki bağıntıları ve sabit K_i değeri için (3.15) teki bağıntıları kullanacağız.

Sistemimiz için kritik kararlılığın söz konusu olmasından dolayı Ziegler – Nichols katsayı bulma yöntemi doyurucu sonuçlar vermemektedir. Çünkü Nyquist eğrisinden faydalanan yöntem; Nyquist eğrisi negatif reel eksenini kesmeyen bu tip sistemde kazanç ve faz payına bağlı kontrolör katsayılarını hesaplayamayacaktır.

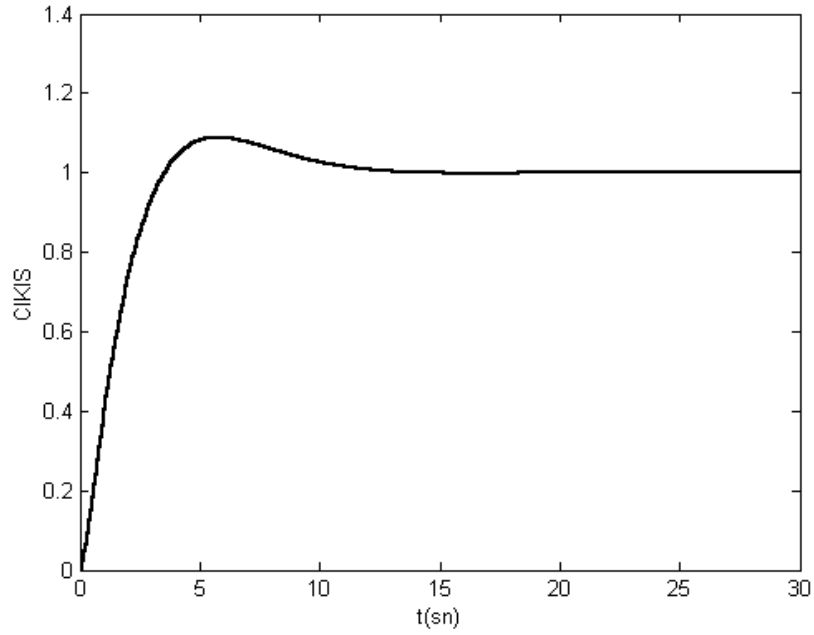
$$\text{Sabit } K_d \text{ için: } K_p = \omega^2 - 1, K_i = K_d \omega^2 \quad (4.8)$$

$$\text{Sabit } K_i \text{ için: } K_p = \omega^2 - 1, K_d = K_i \quad (4.9)$$

(4.8) ve (4.9) denklemlerinden: $K_d = 5$ için $\omega \in [0,2]$ aralığında sistemin kontrolör parametrelerinden (K_p, K_i) kararlılık bölgesi Şekil 4.13' tedir. Ve bu bölgeden kararlılığını inceleyeceğimiz bir nokta alınıp bu kontrolör parametreleri için sistemin birim basamak çıkışı gösterilmiştir (Şekil 4.14).

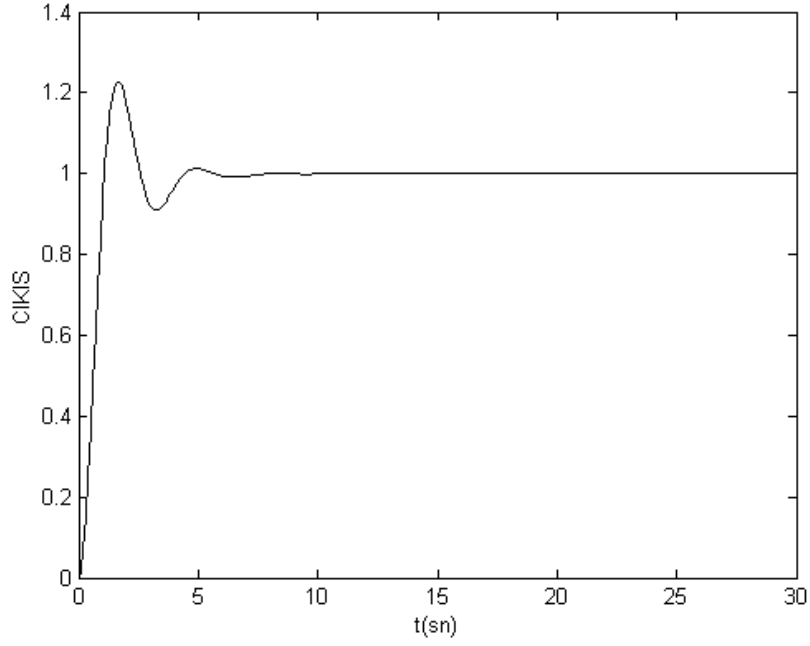


Şekil 4.13. $K_d = 5$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi ve bölgeden alınan bir nokta



Şekil 4.14. $K_p = 2.5$, $K_i = 1$ ve $K_d = 5$ için sistemin birim basamak cevabı

Sabit $K_i = 2$ alınarak (4.9) kullanılırsa sistemin $K_p = 4$, $K_i = 2$ ve $K_d = 2$ için birim basamak cevabı şekil 4.15' teki grafikte gösterilmiştir:



Şekil 4.15. $K_p = 4$, $K_i = 2$ ve $K_d = 2$ için sistemin step cevabı

4.2.6 $G(s) = \frac{\omega_o^2}{(s+1).(s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2)}$ Yapısı ve Örnek Uygulamalar

Bu transfer fonksiyonu osilatör özelliği göstermektedir [30]. 2. dereceden standart bir sistemin kompleks kutuplarını içeren 3. dereceden bir transfer fonksiyonudur. İkinci dereceden sistem yapısı ile ilgili bilgi; tezin birinci bölümünde verilmiştir.

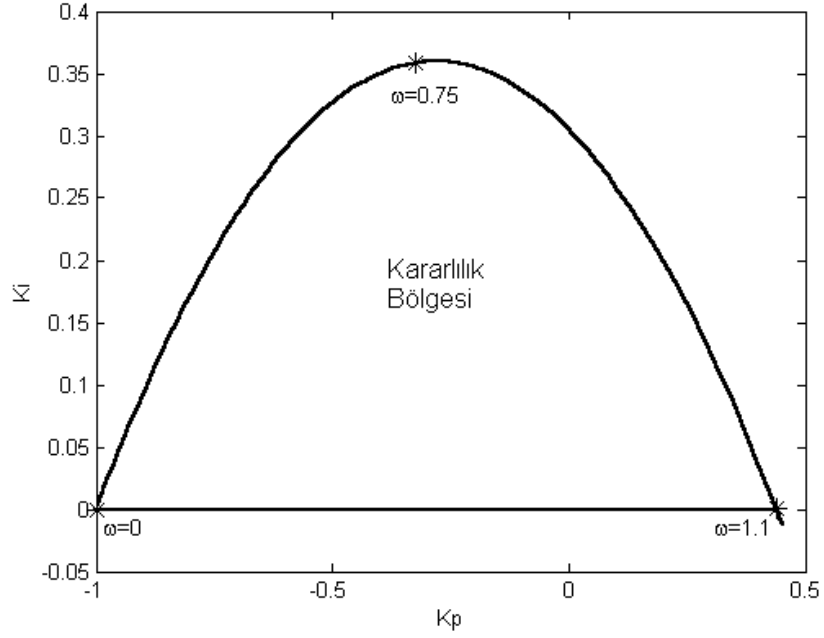
Transfer fonksiyonu yeniden düzenleyip pay ve paydanın tek ve çift kısımlarını yazarsak:

$$G(s) = \frac{\omega_o^2}{(s+1).(s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2)} = \frac{\omega_o^2}{s^3 + (2\zeta\omega_o + 1)s^2 + (\omega_o^2 + 2\zeta\omega_o)s + \omega_o^2}$$

$$\begin{aligned} N_e &= \omega_o^2, & N_o &= 0 \\ D_e &= (-2\zeta\omega_o - 1)\omega_o^2 + \omega_o^2, & D_o &= -\omega^2 + (\omega_o^2 + 2\zeta\omega_o) \end{aligned} \quad (4.10)$$

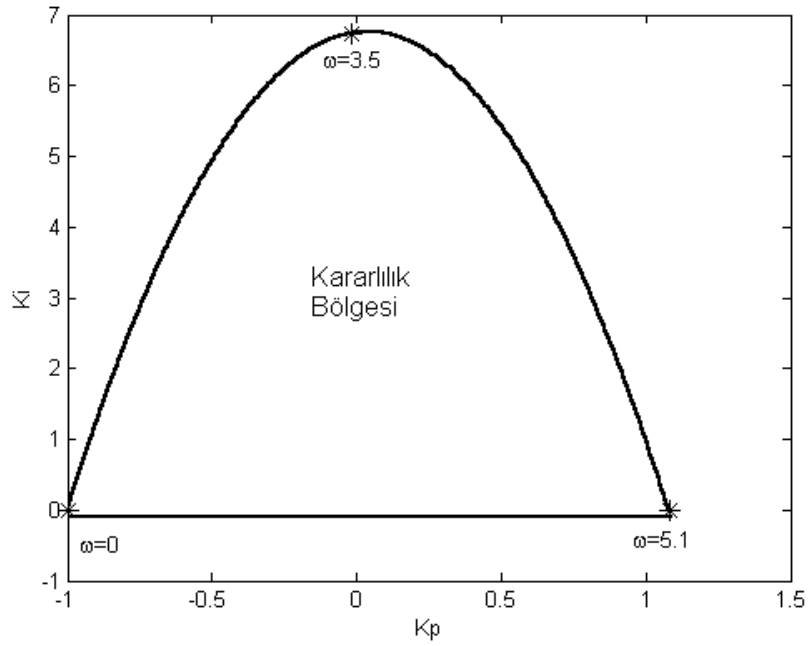
Sistemdeki kontrolörün PI yapısı için (4.10) daki bağıntılar (3.6) da kullanılırsa; sabit ζ değerlerinde, farklı ω_o değerlerinin sistemin kararlılık bölgesine etkisi

görülebilmektedir. Örneğin $\zeta = 0.1$ sabit değeri için ilk olarak $\omega_o = 1$ alınarak elde edilen sistemin (K_p, K_i) kararlılık bölgesi Şekil 4.16' da görülmektedir.



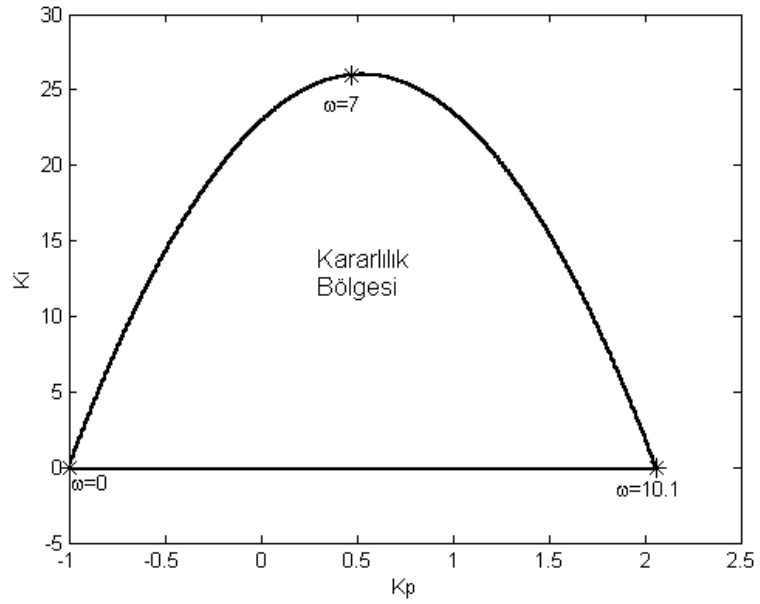
Şekil 4.16. $\zeta = 0.1$ ve $\omega_o = 1$ için sistemin (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

$\zeta = 0.1$ ve $\omega_o = 5$ için kararlılık bölgesi Şekil 4.17' de görülmektedir.



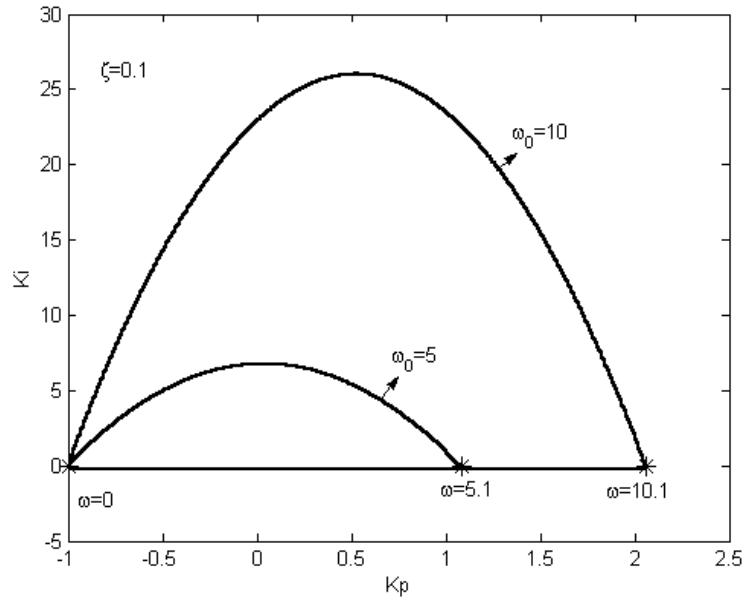
Şekil 4.17. $\zeta = 0.1$ ve $\omega_o = 5$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

$\zeta = 0.1$ ve $\omega_o = 10$ için kararlılık bölgesi Şekil 4.18' de görülmektedir.



Şekil 4.18. $\zeta = 0.1$, $\omega_o = 10$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

Verilen sistem için $\omega_o = 5$ ve $\omega_o = 10$ için sistemin kararlılık bölgesinin değişimi Şekil 4.19' daki grafikte görülmektedir.



Şekil 4.19. Sabit ζ değerinde ω_o değişiminin kararlılık bölgesine etkisi

Grafikten de görüldüğü gibi; sabit sönüm oranında frekans arttıkça kararlılık bölgesi artmaktadır.

4.2.7 $G(s) = \frac{1}{(s+1)^n}$ Yapısı ve Örnek Uygulama

Sıfırı olmayan, sadece kutuplardan oluşan bir sistem tipidir. Aslında standart 1. dereceden n tane sistemin kaskat bağlanmasıyla oluşturulur. Birçok fiziksel sistem 1. dereceden transfer fonksiyonlarla ifade edildiği için ,örneğin RC devreleri, birbirine bağlı n tane sistem grubu bu tip bir transfer fonksiyon ile ifade edilebilir.

Transfer fonksiyonun genel yazımı aşağıdaki gibidir:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^n} = \frac{1}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_1 s + a_0}$$

$s = j\omega$ ve n in çift sayı değeri için; transfer fonksiyonun pay ve paydasının tek ve çift kısımlarını yazarsak;

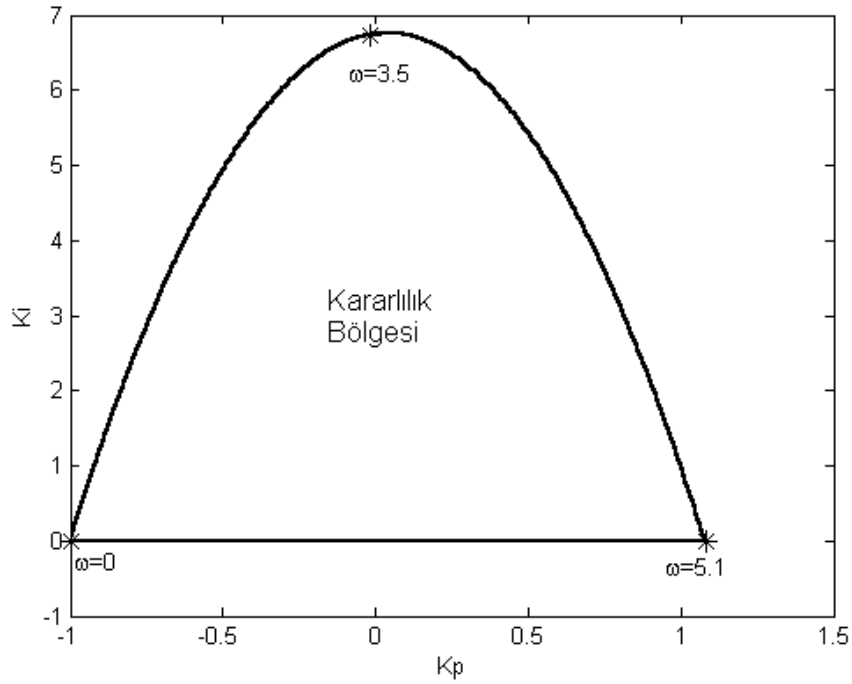
$$\begin{aligned} N_e &= 1 \\ N_o &= 0 \\ D_e &= a_n (j\omega)^n + a_{n-2} (j\omega)^{n-2} + \dots + a_2 (j\omega)^2 + a_0 \\ D_o &= a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + a_{n-3} (j\omega)^{n-3} + \dots + a_3 (j\omega)^3 + a_1 \end{aligned} \quad (4.11)$$

(4.11) de elde ettiğimiz genel ifadeden $n = 4$ için oluşan transfer fonksiyon için

$$N_e = 1, \quad N_o = 0, \quad D_e = \omega^4 - 6\omega^2 + 1, \quad D_o = -4\omega^2 + 4 \quad (4.12)$$

değerleri elde edilir. Sistemin kontrolör yapısının; hem PI hem de PID durumları için kararlılık bölgelerini elde edeceğiz.

PI yapısı için (3.6) daki denklemlerden yararlanırsak; sistemin kararlılık bölgesi Şekil 4.20 deki gibi olur.

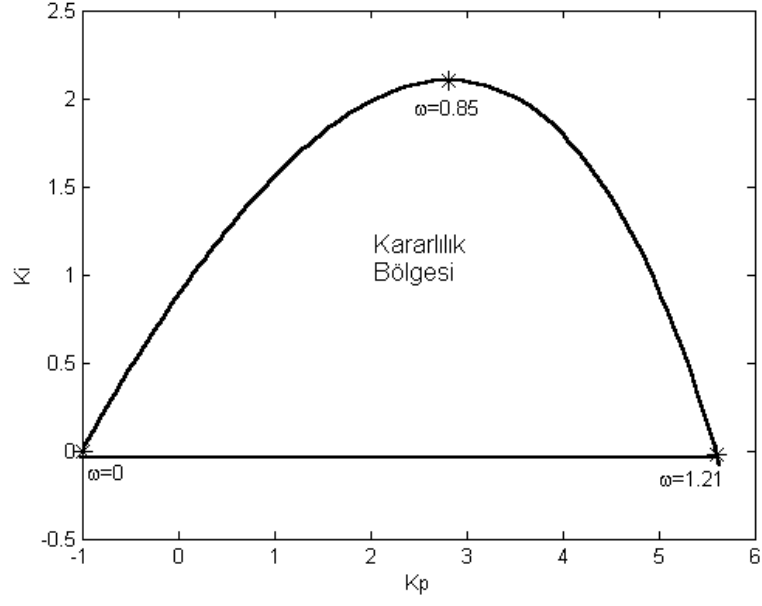


Şekil 4.20. $G(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$ için kararlılık bölgesi

Kontrolör yapısı PID şeklinde ise ve sistemin sağ yarı düzlemde kutbu yok ise PID katsayılarını Ziegler – Nichols metodu ile belirleyebiliriz.

Ziegler – Nichols Katsayıları: $K_p = 2.4$, $K_i = 0.764$, $K_d = 1.8$ dir.

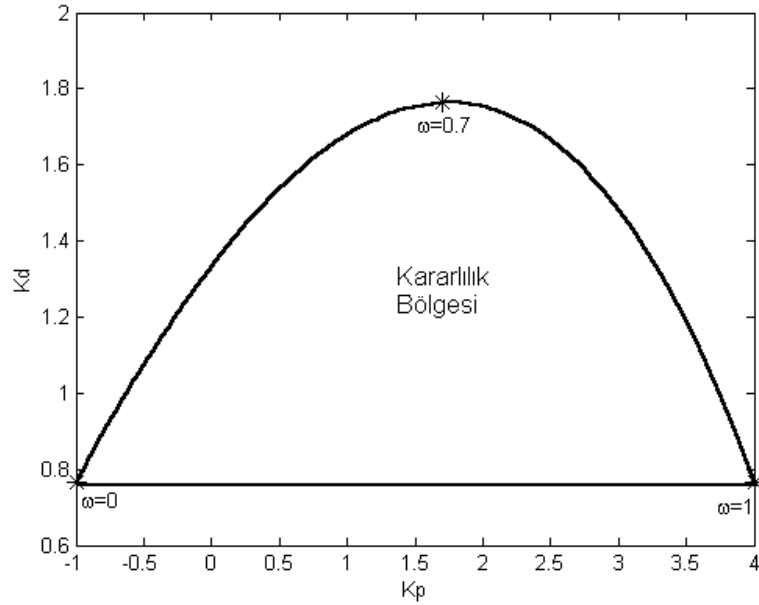
İlk olarak sabit $K_d = 1.8$ için kontrolör parametrelerini yazarsak; $K_p = -\omega^4 + 6\omega^2 - 1$ ve $K_i = -4\omega^4 + (4 + K_d)\omega^2$ şeklindedir. (K_p, K_i) bölgesi (Şekil 4.21):



Şekil 4.21. $K_d = 1.8$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

Sabit $K_i = 0.764$ için K_p ve K_d denklemleri şu şekildedir:

$K_p = -\omega^4 + 6\omega^2 - 1$ ve $K_d = 4\omega^4 - 4\omega^2 + K_i$ için kararlılık bölgesi Şekil 4.22' de görülmektedir.



Şekil 4.22. $K_i = 0.764$ için (K_p, K_d) kararlılık bölgesi

4.2.8. $G(s) = \frac{K}{s(1 + T_1s)(1 + T_2s)}$ Yapısı

Verilen transfer fonksiyonun sıfırı yoktur ve bir tanesi orijinde olmak üzere üç kutbu vardır. Bu tip fonksiyonlar servo motor transfer fonksiyonlarıdır. Pozisyon ve hız kontrolünde DC motorlar kullanılmaktadır. Verilen transfer fonksiyon da bir alan kontrollü DC motorun transfer fonksiyonunu göstermektedir [30]. Yani; pozisyon ile giriş gerilimin oranını ifade etmektedir. Yapının ayrıntılı incelemesi sonraki bölüme ait bir örnek ile yapıлып belirsiz sistem uygulaması olarak incelenecektir.

4.3 Dayanıklı Kontrolör Tasarımı ve Kharitonov Teoremi

Bu bölümde katsayıları sabit olmayıp belirli aralıklarda değişen sistem tipi olan ve parametrik belirsizlik konusunu içine alan interval sistemlerin kararlılığı ile ilgili Kharitonov Teoreminden bahsedilecektir. Kharitonov Teoremi [15] sistemlerin dayanıklılığı konusunu incelenirken de bize kesin ve doyurucu bilgiler vermektedir. Ayrıca konunun bir motor örneğine ait uygulaması da verilecektir. Interval sistemlerin kararlılığıyla ilgili birkaç önemli sonuç şu şekildedir: [26] dan da görülmektedir ki; bir interval sistemin sabit kazançlı bir kontrolör ile kararlı olabilmesi ancak ve ancak belirsiz parametrelerin alt ve üst değerlerinden elde edilen 8 sınır değerinin kararlı olmasına bağlıdır. [27,28] de görülür ki; interval sistemi kararlı yapan birinci dereceden bir kontrolör ancak sistemin sınır değerlerinde de kararlılığı sağlıyorsa kararlıdır. [29] da kanıtlanmıştır ki; bir interval sistemi birinci dereceden kontrolörün kararlı yapabilmesi için aynı zamanda 16 Kharitonov sisteminin de kararlı olması gerekir. [29] da; interval sistemler için Genelleştirilmiş Hermite – Biehler Teoremi kullanılmıştır.

Bu bölümde interval sistemi kararlı yapan birinci dereceden kontrolörü karakterize eden tüm değerler için Hurwitz kararlı olan interval sistemde PI kontrolör parametrelerinin tüm kararlı değerlerini bulmada kararlılık sınır eğrisi kullanılmıştır. Bir interval sistem şu şekilde gösterilebilir:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0}{p_n s^n + p_{n-1} s^{n-1} + \dots + p_0} \quad (4.13)$$

Burada $q_i \in [\underline{q}_i, \bar{q}_i], i = 0, 1, \dots, m$ ve $p_i \in [\underline{p}_i, \bar{p}_i], i = 0, 1, \dots, n$ şeklindedir.

Sırasıyla $N(s)$ ve $D(s)$ in Kharitonov polinomları:

$$\begin{aligned} N_1(s) &= \underline{q}_0 + \underline{q}_1 s + \underline{q}_2 s^2 + \underline{q}_3 s^3 + \dots & D_1(s) &= \underline{p}_0 + \underline{p}_1 s + \underline{p}_2 s^2 + \underline{p}_3 s^3 + \dots \\ N_2(s) &= \underline{q}_0 + \bar{q}_1 s + \underline{q}_2 s^2 + \underline{q}_3 s^3 + \dots & D_2(s) &= \underline{p}_0 + \bar{p}_1 s + \underline{p}_2 s^2 + \underline{p}_3 s^3 + \dots \\ N_3(s) &= \underline{q}_0 + \underline{q}_1 s + \bar{q}_2 s^2 + \underline{q}_3 s^3 + \dots & D_3(s) &= \underline{p}_0 + \underline{p}_1 s + \bar{p}_2 s^2 + \underline{p}_3 s^3 + \dots \\ N_4(s) &= \underline{q}_0 + \bar{q}_1 s + \underline{q}_2 s^2 + \bar{q}_3 s^3 + \dots & D_4(s) &= \underline{p}_0 + \bar{p}_1 s + \underline{p}_2 s^2 + \bar{p}_3 s^3 + \dots \end{aligned} \quad (4.14)$$

$i, j = 1, 2, 3, 4$ için $N_i(s)$ ve $D_j(s)$ in tüm kombinasyonlarını elde edersek; 16

Kharitonov transfer fonksiyonları oluşturulmuş olur:

$$G_K(s) = G_{ij}(s) = \frac{N_i(s)}{D_j(s)} \quad (4.15)$$

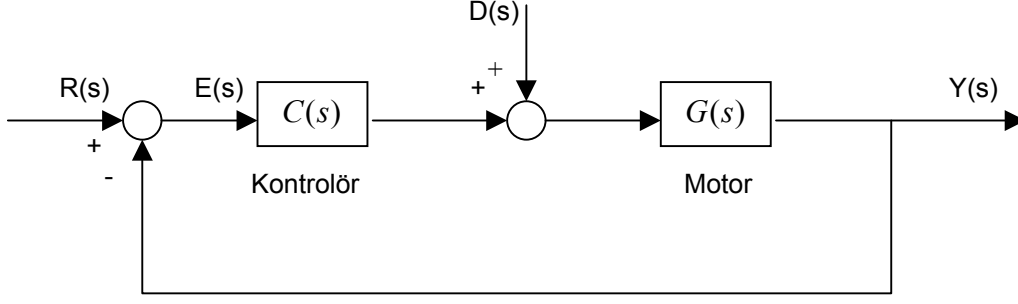
$G(s)$ i kararlı yapan $C(s)$ kontrolör parametrelerini ve (4.13) denklemini kararlı yapan tüm PI kontrolör parametrelerini içeren alan $S(G(s)C(s))$ i tanımlarsak;

$$S(C(s)G(s)) = S(C(s)G_K(s)) = S(C(s)G_{11}(s)) \cap S(C(s)G_{12}(s)) \cap \dots \cap S(C(s)G_{44}(s)) \quad (4.16)$$

Burada $G_K(s)$ (4.15) bağıntısında verilen 16 Kharitonov sistemini belirtmektedir.

ÖRNEK: Blok diyagramı Şekil 4.24 te verilen bir pozisyon kontrol sistemindeki motorun transfer fonksiyonu:

$$G(s) = \frac{K_m}{s(Js + b)(L_f s + R_f)} = \frac{K_m}{L_f J s^3 + (bL_f + JR_f)s^2 + bR_f s} \quad (4.17)$$



Şekil 4.23. Pozisyon kontrol sistemi

Verilen transfer fonksiyonda: R_f ve L_f alan rezistans ve indüktansı, K_m motor sabiti, J inertia, b sürtünme kuvvetidir. Sisteme uygulanacak kontrolör yapısı PI dir. Bu sistemde rampa girişin neden olabileceği kalıcı hal hatayı veya tork gürültüsünden kaynaklanan kalıcı hal hatayı elimine etmek için integratöre ihtiyaç vardır. Transfer fonksiyondaki belirsiz parametreler; K_m , b , L_f ve J dir. Bu belirsiz parametreler için alınabilecek nominal değerler de: $K_m = 50 \times 10^{-3}$, $R_f = 1.4$, $b = 2.2 \times 10^{-3}$, $L_f = 1.2 \times 10^{-2}$ ve $J = 1.8 \times 10^{-3}$ şeklindedir. Bu nominal değerler için motor transfer fonksiyonu:

$$G_{no}(s) = \frac{50}{0.0216s^3 + 2.5464s^2 + 3.08s} \quad (4.18)$$

PI yapısı için (3.6) dan; $K_p = 0.051\omega^2$ ve $K_i = -0.000432\omega^4 + 0.0616\omega^2$ dir. Nominal değerleri için elde edilen (K_p, K_i) eğrisi Şekil 4.25 te G_{no} ile gösterilmiştir. Verilen belirsiz parametrelerin değişim aralıkları; nominal değerlerinin belli yüzdeleri civarındadır. Bu oranlar sırasıyla: K_m : %10, b : %15, L_f : %20 ve J : %40 kadardır. Parametre değişim aralıkları:

$$K_m \in [K_m^-, K_m^+] = [45 \times 10^{-3}, 55 \times 10^{-3}], \quad b \in [b^-, b^+] = [1.87 \times 10^{-3}, 2.53 \times 10^{-3}]$$

$$L_f \in [L_f^-, L_f^+] = [0.96 \times 10^{-2}, 1.44 \times 10^{-2}], \quad J \in [J^-, J^+] = [1.08 \times 10^{-3}, 2.52 \times 10^{-3}] \quad (4.19)$$

biçimindedir. Sonra (4.17) bağıntısında katsayılar yerlerine yazılırsa katsayılar arasında çoklu lineer bağımlılık söz konusu olur ve interval transfer fonksiyon aşağıdaki hali alır:

$$G(s) = \frac{q_0}{p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (4.20)$$

$$q_0 \in [\underline{K}_m, \bar{K}_m] = [45 \times 10^{-3}, 55 \times 10^{-3}]$$

$$p_0 = 0$$

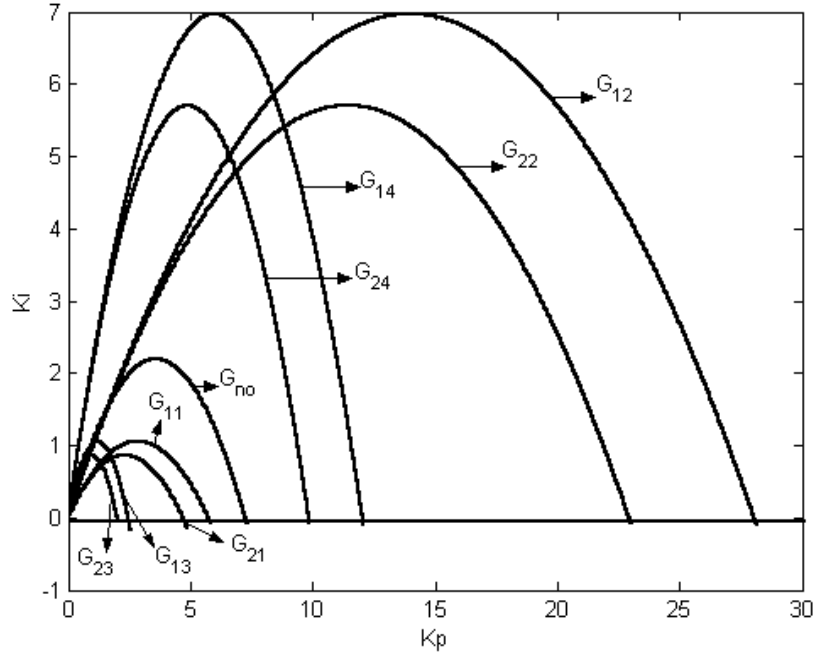
$$p_1 \in [\underline{b} R_f, \bar{b} R_f] = [2.615 \times 10^{-3}, 3.542 \times 10^{-3}]$$

$$p_2 \in [\underline{b} L_f + \underline{J} R_f, \bar{b} \bar{L}_f + \bar{J} R_f] = [1.314 \times 10^{-3}, 3.566 \times 10^{-3}]$$

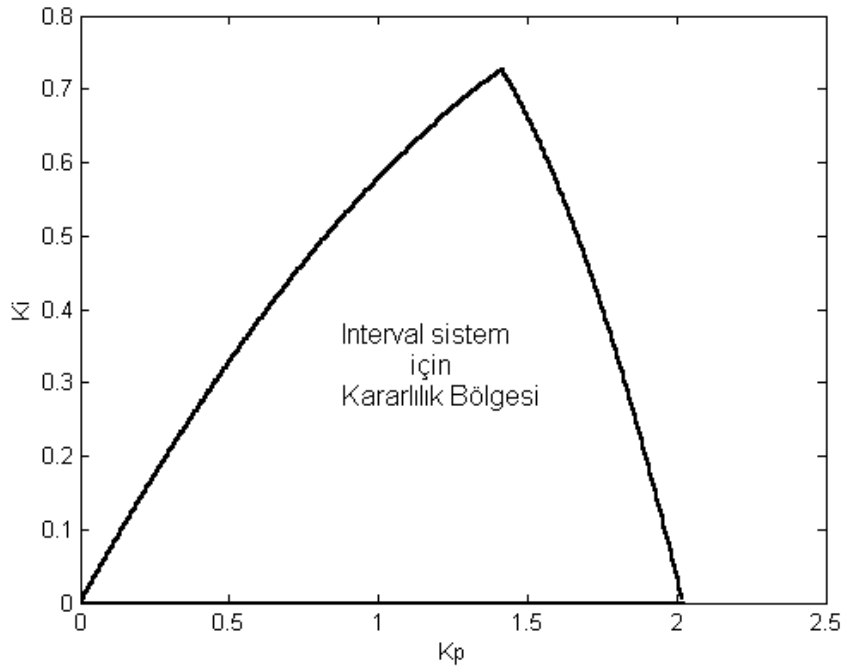
$$p_3 \in [\underline{L}_f \underline{J}, \bar{L}_f \bar{J}] = [1.0368 \times 10^{-5}, 3.6288 \times 10^{-5}] \quad \text{değer aralıklarına sahiptirler.}$$

8 Kharitonov transfer fonksiyonu için ($i=1,2$ ve $j=1,2,3,4$) hesaplanan kararlı parametreler ve bu parametre değişimlerinin grafikleri Şekil 4.24'tedir. Grafiğe dikkat edilirse G_{1j} ve G_{2j} tüm eğrilerin kesişim noktasına uzaktır. Esas kararlılık bölgesi olan tüm eğrilerin kesişim alanını belirleyen kısım ise G_{21} ve G_{23} transfer fonksiyonları için çizilen eğriler aracılığı ile oluşturulur.

Sistemin genel kararlılık bölgesi ise Şekil 4.25'te görülmektedir. Bu kararlılık bölgesi; kesişim alanını önemli ölçüde belirleyen G_{21} ve G_{23} ten elde edilmektedir. Çünkü belirsiz sistemlerde kararlılık bölgesi oluştururken; belirsiz parametrelerden oluşturulan tüm bölgelerin kesiştiği bölge genel kararlılık bölgesidir.

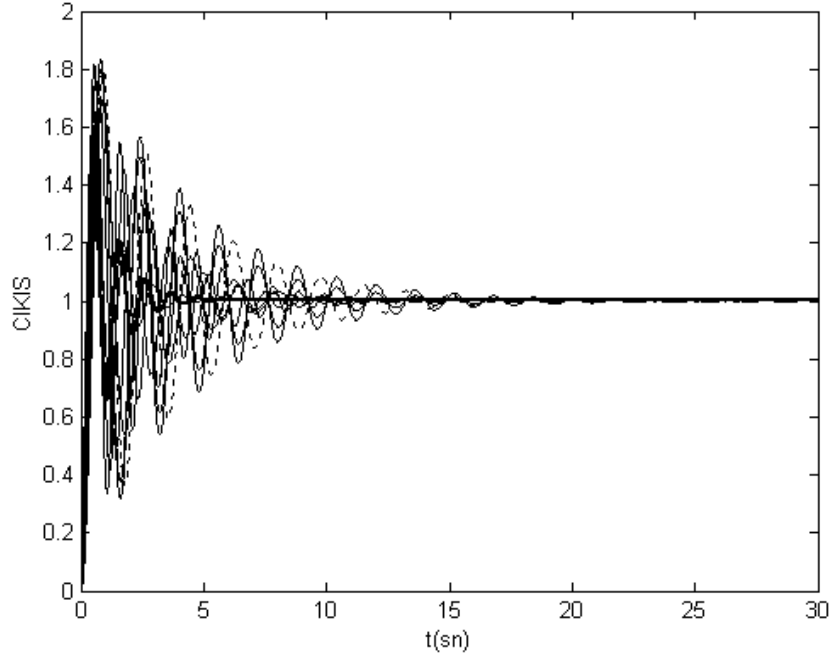


Şekil 4.24. 8 Kharitonov transfer fonksiyonu ve nominal değerler için kararlılık eğrileri

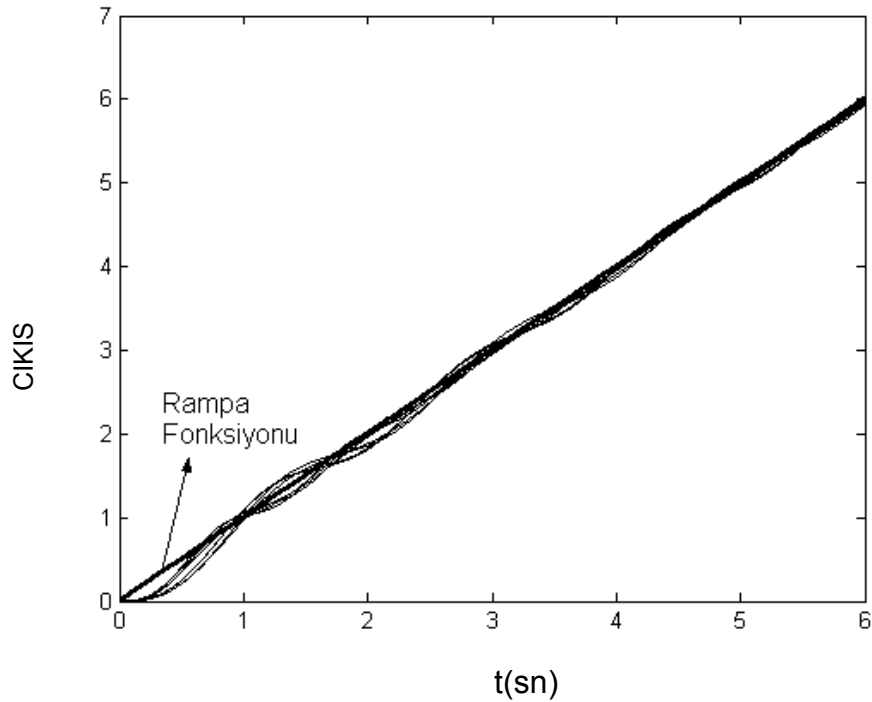


Şekil 4.25. Interval sistem olarak verilen motor için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

Kararlılık bölgesinden aldığımız $K_p = 1$ ve $K_i = 0.1$ değerleri için sisteme birim basamak ve rampa giriş uygulayarak parametreleri değişken belirsiz sistemin çıkış grafiklerini elde edersek;



Şekil 4.26. Kharitonov sistemlerinin ve nominal değer sisteminin birim basamak giriş cevapları



Şekil 4.27. Kharitonov sistemlerinin ve nominal değer sisteminin rampa giriş cevapları

4.4 Sonuç

Tezin bu bölümünde, önceki bölümlerde edinilmiş bilgiler; genel bir şekilde harmanlandı. Bu bölümde amaç; sistemlerin transfer fonksiyonunu incelemek ya da kontrolör eklenmiş sistemlerin transfer fonksiyonlarının özelliklerinin detaylarına inmekten ziyade, PI ve PID kontrolör yapılarının önemli sistemlere uygulanmaları sonucu, sistemlerin kararlılık bölgelerini elde etmeye çalışmaktır.

Bölümde ilk olarak, ele aldığımız sistemlerde PI yapısı için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi ve PID yapısı için de sabit K_d değeri için genel (K_p, K_i) kararlılık bölgesi ve sabit K_i değeri için de genel (K_p, K_d) kararlılık bölgeleri elde edildi. Ayrıca sistemlerin bazılarında bulunan zaman gecikmesi için de lineer olmayan e^{-sL} yapısını lineer yapmamıza fırsat veren Pade Yaklaşımı kullanılarak, sistemin kontrolör parametrelerinin hesabı yoluna gidildi. Sistemlerde bulunan zaman gecikmesi için farklı yöntemler de kullanılabilir. Yöntemlerin tamamı yaklaşık olarak aynı sonuçları vereceğinden en az işlem kompleksliği içeren bu yaklaşım tercih edilmiştir. Pade Yaklaşımı konusu hakkında bilgi; tezin 1. bölümü olan “Kontrol Giriş” başlıklı kısımda mevcuttur.

Bölüm içerisinde ele alınan transfer fonksiyonlardan bazıları; RC devre yapısına ait transfer fonksiyonlar, servo motor transfer fonksiyonu, kontrolör türüne göre osilatör görevi yapan devre, 2. dereceden standart sistemlerin transfer fonksiyonu gibileridir. Bu transfer fonksiyonlar bir çok prosese karşılık gelmektedirler. Kullandığımız PI / PID kontrolörler endüstrinin vazgeçilmez kontrolör tipidir ve proses kontrolünde yaygın kullanım alanına sahiptir. Sistemlerin hem fiziksel özelliklerine hem de matematiksel özelliklerine değinilip değerlendirilmeye çalışılmıştır.

Dayanıklı kontrolör tasarımı ve Kharitonov Teoremi başlıklı alt bölümde ise gerçek hayatta sistemlerin belirsizlikler içermesinden yola çıkılarak; sistemlerin transfer fonksiyonlarındaki parametre belirsizliği durumunda tasarlanacak

kontrolörün ne gibi özellikler taşıması gerektiği konusu üzerinde incelemeler yapıldı. Elde edilen sonuçlar bir motor transfer fonksiyonu için değerlendirildi.

Bölüm genelinde esas amaç; sürekli kullanılabilirliği olan bilgileri kullanışlı bir formda sunmaktır.

5. BÖLÜM

PI – PD KONTROLÖR TASARIMI

- 5.1 Giriş
- 5.2 Kararlılık Parametrelerinin Hesabı
 - 5.2.1 $C_{PD}(s)$ in Kararlı Parametrelerinin Hesabı
 - 5.2.2 $C_{PI}(s)$ in Kararlı Parametrelerinin Hesabı
 - 5.2.2.1 Sistemin standart $C_{PI}(s)$ parametrelerinin hesabı
 - 5.2.2.2 İstenilen kazanç ve faz payını sağlayan $C_{PI}(s)$ parametreleri hesabı
- 5.3 Bağımlı (Relative) Kararlılık
- 5.4 Örnekler
- 5.5 Sonuç

5.1 Giriş

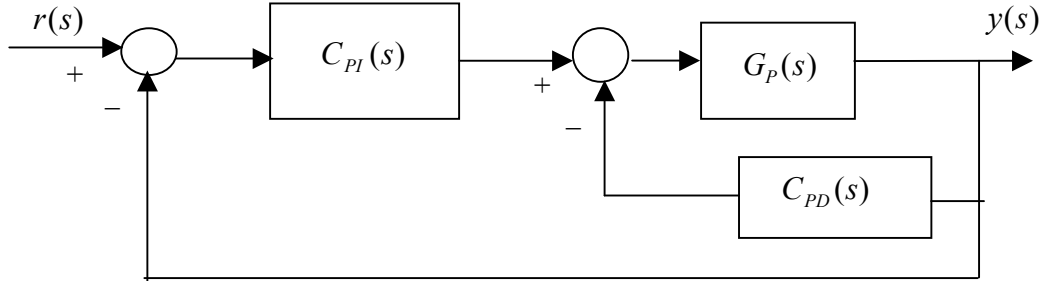
Bu bölümde, kontrolör tasarımında kullanılan yöntemlerden birinden bahsedilecektir. Yöntem; parametre düzleminde kararlılık sınır eğrilerini çizmeye dayanmaktadır. Bu yapının en önemli özelliği; kararlılık için öncelikle belli bir bölgenin belirlenmesi sonra da bu bölgeden seçilecek her bir kararlı katsayı için diğer katsayıların da kararlı olduğu bölgeyi elde etmesidir. Kararlılık sınır eğrileri (K_d, K_f) ve (K_p, K_i) düzlemlerinde çizilmekte ve bu eğrilerden yararlanılarak, sistemi kararlı yapan PI – PD kontrolör parametrelerinin tüm değerlerinin hesaplanabileceği gösterilmektedir. Ayrıca istenilen faz payı ve kazanç payını sağlayabilen PI – PD kontrolörlerin tasarımı da incelenmiş ve gerekli bağıntılar elde edilmiştir.

PI – PD kontrolör yapısı; PID yapısına hem benzerlikler göstermektedir hem de PID yapısından kesin hatlarla ayrılmaktadır. Örneğin PID kontrolörler integratif, kararsız ve rezonant sistemlerin [18-20] kontrolünde iyi performans sağlayamaz ve doğal olarak bazı sınırlamalara ihtiyaç duyar iken; PI – PD kontrolör yapısı, bu tip sistemlerin kontrolünde daha iyi sonuçlar verebilen 4 parametrelili bir kontrolör yapısıdır. PI – PD yapısında; öncelikle geri beslemedeki PD yapısı ile sistemin transfer fonksiyonu iyileştirilir. Elde edilen yeni sistemin kutupları daha iyi yerlerde konumlandırılmış olur. Sonraki aşamada ileri beslemedeki PI yapısı ile de sistemin performansında istenilen noktalara gelmeye çalışılır. Sonuçları gösteren örneklerin detaylı çözümleri mevcuttur.

Bu bölümde; Şekil 5.1' de verilen sistemi kararlı yapan (5.2) ve (5.3) denklemlerindeki PI ve PD kontrolörlerinin tüm parametreleri hesaplanacak ve uygun kararlılık bölgeleri elde edilecektir.

5.2 Kararlılık Parametrelerinin Hesaplanması

Sistemin genel blok diyagramı Şekil 5.1' de verilmiştir:



Şekil 5.1. PI-PD kontrolör ile bir SISO sistem

Şekil 5.1' de verilen tek giriş – tek çıkışlı (SISO) sistemde

$$G_p(s) = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} \quad (5.1)$$

kontrol edilmek istenen sistemi, $C_{PI}(s)$

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (5.2)$$

yapısındaki PI kontrolörü ve $C_{PD}(s)$ ise

$$C_{PD}(s) = K_f + K_d s \quad (5.3)$$

yapısındaki PD kontrolörü göstermektedir.

5.2.1 $C_{PD}(s)$ in Kararlı Parametrelerinin Hesaplanması

(5.1) ifadesinde $s = j\omega$ alınarak, pay ve payda için tek ve çift kısımlar yazılırsa;

$$G_p(j\omega) = \frac{N_{pe}(-\omega^2) + j\omega N_{po}(-\omega^2)}{D_{pe}(-\omega^2) + j\omega D_{po}(-\omega^2)} \quad (5.4)$$

Basitlik açısından $(-\omega^2)$ ler bundan sonraki kısımlarda belirtilmeyecektir. PD kontrolör için dahili geri besleme çevriminin kapalı çevrim karakteristik denklemini yazarsak;

$$\Delta_{PD}(s)=[K_f N_{pe} - K_d \omega^2 N_{po} + D_{pe}] + j\omega[K_f N_{po} + K_d N_{pe} + D_{po}] = 0 \quad (5.5)$$

sonra, $\Delta_{PD}(j\omega)$ nın reel ve imajiner kısımları sıfıra eşitlenirse

$$K_f(N_{pe}) + K_d(-\omega^2 N_{po}) = -D_{pe} \quad (5.6)$$

ve

$$K_f(N_{po}) + K_d(N_{pe}) = -D_{po} \quad (5.7)$$

(5.6) ve (5.7) nin çözümünden;

$$K_f = -\frac{\omega^2 D_{po} N_{po} + D_{pe} N_{pe}}{\omega^2 N_{po}^2 + N_{pe}^2} \quad (5.8)$$

ve

$$K_d = \frac{D_{pe} N_{po} - D_{po} N_{pe}}{\omega^2 N_{po}^2 + N_{pe}^2} \quad (5.9)$$

elde edilir. (5.8) ve (5.9) bağıntılarından da görüldüğü gibi:

Eğer $\omega^2 N_{po}(-\omega^2) + N_{pe}^2 \neq 0$ ise kararlılık sınır eğrisi, $l(K_d, K_f, \omega)$, (K_d, K_f) düzleminde elde edilebilir. $\omega^2 N_{po}(-\omega^2) + N_{pe}^2 = 0$ ise ifadelerin paydaları sıfır olduğundan ω ya bağlı K_f ve K_d bağıntıları elde edilemez. Kararlılık sınır eğrisi, $l(K_d, K_f, \omega)$, ve $\omega = 0$ için $K_f = K_f(0) = -\frac{D_{pe}}{N_{pe}}$ doğrusu parametre

düzlemini $((K_d, K_f)$ düzlemi) kararlı ve kararsız bölgeleri ayırıp, kararlılık sınır eğrisi elde edildikten sonra, bölgedeki kontrolör değerleri test edilebilir. Burada, $K_f = K_f(0)$ doğrusu kararlılık bölgesi için bir sınır teşkil etmektedir. Çünkü $\Delta_{PD}(s)$ in bir reel kökü $s=0$ da imajiner eksenini keser. Dolayısıyla (5.5) denkleminde $\omega = 0$ için I_{Δ} zaten sıfır olmaktadır ve $\omega = 0$ için R_{Δ} yı sıfıra eşitlersek $K_f = -\frac{D_{pe}}{N_{pe}}$ denklemi elde edilir. Sonuç olarak $K_f = K_f(0)$ doğrusu

kararlılık bölgesi sınır doğrusudur.

Görülmektedir ki kararlılık sınır eğrisi ω ya bağlıdır ve ω , 0 dan ∞ a değişmektedir. Fakat kararlılık sınır eğrisinin $\omega = 0$ da

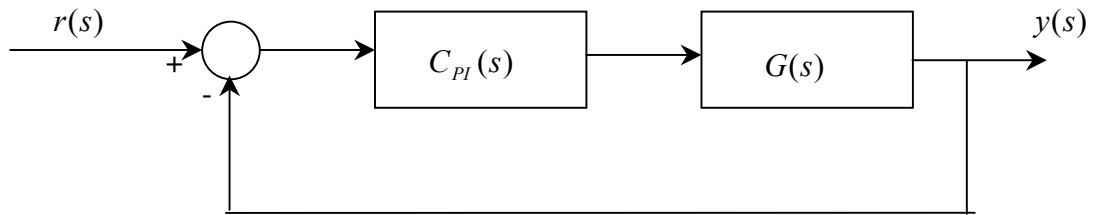
$$K_f(0) = -\frac{\omega^2 D_{po} N_{po} + D_{pe} N_{pe}}{\omega^2 N_{po}^2 + N_{pe}^2} \quad (5.10)$$

denklemini sağlayan pozitif reel ω değeri aralığı için çizilmesi yeterli olmaktadır. Çünkü $K_f = K_f(0)$ kararlılık bölgesinin sınır doğrusudur. (5.10) denklemini sağlayan pozitif reel frekans değerine ω_k dersek; tüm K_f ve K_d değerlerinin hesabı için kararlılık sınır eğrisinin yani $l(K_d, K_f, \omega)$ nin $\omega \in [0, \omega_k]$ aralığı için çizilmesi yeterli olabilir.

5.2.2 $C_{PI}(s)$ 'in Kararlı Parametrelerinin Hesaplanması

5.2.2.1 Sistemin standart $C_{PI}(s)$ parametrelerinin hesabı

Sistemin standart $C_{PI}(s)$ parametreleri hesaplanırken yapılan: sabit K_d ve K_f değerlerinde, standart K_p ve K_i denklemlerinin elde edilmesidir. Sistemin blok diyagramı Şekil 5.2' deki gibidir:



Şekil 5.2. Standart sistemin blok diyagramı

Burada;

$$G(s) = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s).C_{PD}(s)} \quad \text{ve} \quad G(j\omega) = \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \quad (5.11)$$

$$C_{PI}(s) = K_p + K_i s \quad C_{PI}(j\omega) = \frac{K_i + j\omega K_p}{j\omega} \quad (5.12)$$

dır.

$$\Delta(j\omega) = 1 + \left(\frac{K_i + jK_p\omega}{j\omega} \right) \left(\frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \right) = 0 \quad (5.13)$$

bağıntısı ile:

$$K_p = - \frac{D_e N_e + D_o N_o}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad (5.14)$$

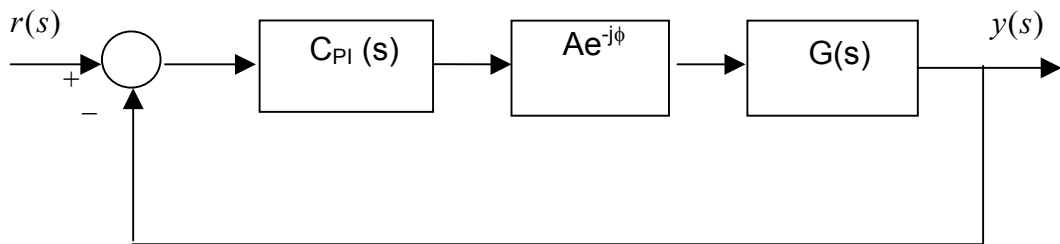
$$K_i = \frac{D_o N_e \omega^2 - D_e N_o \omega^2}{N_e^2 + \omega^2 N_o^2} \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} N_e &= N_{pe}, & N_o &= N_{po} \\ D_e &= D_{pe} + K_f N_{pe} - \omega^2 K_d N_{po} \\ D_o &= D_{po} + K_f N_{po} + K_d N_{pe} \end{aligned}$$

standart çıkış denklemleri elde edilmiş olur. $\omega = 0$ için (5.15) denklemi incelenirse; K_i eksenini sıfır ile sınırlandırılmış olur.

5.2.2.2 İstenilen kazanç ve faz payını sağlayan $C_{PI}(s)$ parametrelerinin hesabı

Şekil 5.1 de verilen blok diyagrama kazanç – faz payı test edicisini, $G_c(j\omega) = Ae^{-j\phi}$, eklersek sistemin yeni blok diyagramı Şekil 5.3’ te görüldüğü gibi olur:



Şekil 5.3. Kazanç ve Faz Payı test edicisi eklenmiş sistemin eşdeğer blok diyagramı

Burada

$$G(s) = \frac{G_p(s)}{1 + C_{PD}(s)G_p(s)} = \frac{N_p(s)}{D_p(s) + (K_f + K_d s)N_p(s)} \quad (5.16)$$

$s = j\omega$ için, $G(s)$ şu şekilde de yazılabilir:

$$G(j\omega) = \frac{N_e + j\omega N_o}{D_e + j\omega D_o} \quad (5.17)$$

Burada

$$\begin{aligned} N_e &= N_{pe}, & N_o &= N_{po} \\ D_e &= D_{pe} + K_f N_{pe} - \omega^2 K_d N_{po} \\ D_o &= D_{po} + K_f N_{po} + K_d N_{pe} \end{aligned}$$

$C_{PD}(s)$ in parametrelerini hesaplariken yukarıda yaptığımız işlemleri $C_{PI}(s)$ için de uygularsak;

$$K_p = \frac{K \cos(\phi) + L \sin(\phi)}{-A(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} \quad (5.18)$$

Burada

$$K = \omega^2 N_o D_o + N_e D_e, \quad L = \omega(N_o D_e - N_e D_o)$$

ve

$$K_i = \frac{F \cos(\phi) + H \sin(\phi)}{-A(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} \quad (5.19)$$

Burada

$$F = \omega^2(N_o D_e - N_e D_o), \quad H = -\omega(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o) \text{ şeklindedir.}$$

(5.18) ve (5.19) denklemlerinde $A=1$ ve $\phi=0$ alırsak; sabit $C_{PD}(s)$ parametreleri için kararlı tüm K_p ve K_i değerlerini bulabiliriz. İstenilen bir A kazanç payı değerinde kararlılık sınır eğrisini elde etmek için; (5.18) ve (5.19) da $\phi=0$ almak gerekir. Öte yandan benzer şekilde, (5.18) ve (5.19) denklemlerinde $A=1$ alınarak istenilen bir ϕ faz payı değerinde kararlılık sınır eğrisi elde edilebilir.

Şekil 5.3 için karakteristik denklemi elde edersek, kararlı K_p ve K_i değerlerini içeren kararlılık bölgesinin; $l(K_p, K_i, \omega)$ kararlılık sınır eğrisi ve $K_i = K_i(0) = 0$ doğrusu ile sınırlandırıldığını görürüz. Burada, çizim için yine frekans aralığını bulmak gerekmektedir. Çizim için gereken frekans aralığını azaltan pratik yaklaşımlardan biri Nyquist diyagramını temel almıştır [23,30]. Başka bir şekilde;

$$K_i = \frac{F \cos(\phi) + H \sin(\phi)}{-A(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} = K_i(0) = 0 \quad (5.20)$$

denklemini sağlayan pozitif reel frekans değeri frekans aralığının üst değeri olabilir. Çünkü $K_i = 0$ doğrusu kararlılık bölgesinin sınır doğrusudur. Bu frekans değerini ω_c ile gösterirsek; gerekli olan frekans aralığı $\omega \in [0, \omega_c]$ şeklinde belirtilebilir.

Şu noktaya da değinmek gerekir ki; şayet (5.10) veya (5.20) i sağlayan birden fazla ω değeri mevcutsa, frekans eksenini sonlu değerlerdeki aralıklara bölünür ve her bir aralık kararlılık bölgesinin elde edilmesi için test edilir.

5.3 Bağımlı (Relative) Kararlılık

Sistemlerin kararlılığı incelenirken yapılabilecek uygulamalardan biri de: sistemin kapalı çevrim kutuplarını belirli bir bölgeye yerleştirmektir. Bunun nedeni; sistemin kutuplarının imajiner eksene yaklaşım, kritik kararlılığın oluşmasına imkan vermemektir. Bu bölümde bu konu irdelenecektir. Amaç; sistemin s e bağlı olarak hesaplanan kutuplarını belirli bir ρ değeri kadar öteleyerek; yani sistemde s yerine $(s + \rho)$ yazarak oluşturduğumuz yeni sistem için kararlılığı incelemektir. Bağımlı kararlılığı sistemin yalnızca PD döngüsünde uygulayacağız. İstenilirse PI döngüsünde de uygulanabilir.

Sistemimizin s yerine $(s + \rho)$ yazılarak oluşturulan yeni hali:

$$\hat{G}_p(s) = \frac{\hat{N}_p(s)}{\hat{D}_p(s)} \quad (5.21)$$

Burada;

$$\hat{N}_p(s) = N(s + \rho) \quad \hat{D}_p(s) = D(s + \rho) \quad \text{\textasciitilde} \text{seklindedir:}$$

Kontrolör parametreleri de Şu Şekildedir:

$$\hat{C}_{PD}(s) = K_f + K_d(s + \rho) \quad (5.22)$$

$s = j\omega$ alınırsa:

$$\hat{G}_p(j\omega) = \frac{\hat{N}_p(j\omega)}{\hat{D}_p(j\omega)} = \frac{\hat{N}_{pe} + j\omega \hat{N}_{po}}{\hat{D}_{pe} + j\omega \hat{D}_{po}} \quad (5.23)$$

$$\hat{C}_{PD}(j\omega) = (K_f + \rho K_d) + j\omega K_d \quad (5.24)$$

Sistemin karakteristik denklemleri:

$$\hat{\Delta}(j\omega) = 1 + \hat{C}_{PD}(j\omega) \cdot \hat{G}_p(j\omega) = 1 + [(K_f + \rho K_d) + j\omega K_d] \left[\frac{\hat{N}_e + j\omega \hat{N}_o}{\hat{D}_e + j\omega \hat{D}_o} \right]$$

$$\hat{\Delta}(j\omega) = R_\Delta + I_\Delta = 0$$

$$R_\Delta = K_d(\rho \hat{N}_{pe} - \omega^2 \hat{N}_{po}) + K_f(\hat{N}_{pe}) + \hat{D}_{pe} = 0$$

$$I_\Delta = K_d(\hat{N}_{pe} + \rho \hat{N}_{po}) + K_f(\hat{N}_{po}) + \hat{D}_{po} = 0$$

EŐitlikleri göz önüne alınırsa K_f ve K_d bağıntıları aşağıdaki gibi elde edilir:

$$K_d = \frac{\hat{D}_{pe} \hat{N}_{po} - \hat{D}_{po} \hat{N}_{pe}}{\hat{N}_{pe}^2 + \omega^2 \hat{N}_{po}^2} \quad \text{ve} \quad (5.25)$$

$$K_f = - \left[\frac{\omega^2 \hat{D}_{po} \hat{N}_{po} + \hat{D}_{pe} \hat{N}_{pe}}{\hat{N}_{pe}^2 + \omega^2 \hat{N}_{po}^2} + \rho K_d \right]$$

K_f bağıntısına dikkat edilirse: bağımlı kararlılıkta K_f ; K_d ye ρ ile bağılıdır.

Örnekler içerisinde konunun uygulaması mevcuttur.

(5.10) bağıntısında kararlılık sınır eğrisi için gerekli olan kararlılık sınır doğrusu $K_f = K_f(0)$ bağımlı kararlılıkta da benzer şekilde hesaplanırsa aşağıdaki denklem elde edilir:

$$K_f = K_f(0) = - \left[\frac{\hat{D}_{pe}}{\hat{N}_{pe}} + \rho K_d \right] \quad (5.26)$$

5.4 Örnekler

Bu bölüm, uygulama örnekleri içermektedir. Önerilen metodun yararlarının gösterildiği örnekler verilmiştir. Bu bölümde konuyla ilgili bir çok örnek mevcuttur. Anlatılan tekniğin detayları uygulanmıştır. Kazanç – faz payı test edicisinin eklendiği sistem, zaman gecikmeli sistem, integratif sistem, kararsız sistem ve rezonant sistemlere ilişkin çözümler sunulmuştur. Bağımlı kararlılık konusu örnek üzerinde uygulanarak ρ değişiminin kararlılık bölgesine etkisi incelenmiştir. PI – PD kontrolör yapısının tüm kararlı parametreleri grafiksel olarak gösterilmiştir. Kararlılık bölgesi hesaplandıktan sonra, PI – PD kontrolörlerin iyi performans gösterdiği değerler bulunmuştur. Örneklerden birinde ele alınan ISTE (Integral Squared Time Error) değerleri çok hassas değerlerdir. Ayrıca kullanılan ISTE değerlerinden daha iyi performans gösteren PI – PD kontrolör parametrelerinin de elde edilebileceği gösterilmiştir.

Örnek 1:

Aşağıda transfer fonksiyonu verilen sistem için PI – PD yapısını inceleyelim:

$$G_p(s) = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} = \frac{1}{s(s+1)^3}$$

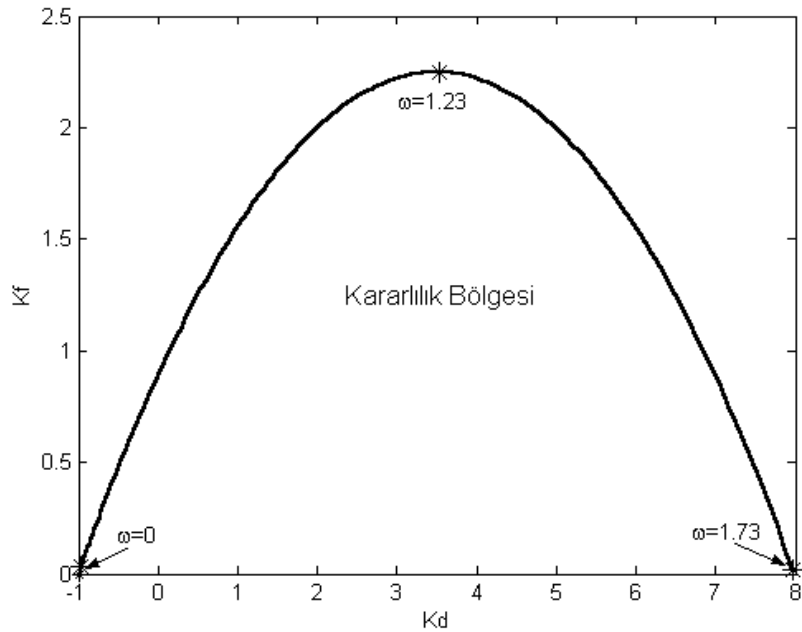
Yapılacak işlemlerin sıralaması şu şekildedir: İlk olarak; PD yapılı iç döngüyü kararlı yapan tüm (K_f, K_d) değerleri hesaplanır. Sonra kararlılık bölgesinden seçilen sabit K_f ve K_d değerlerinde (K_p, K_i) kararlılık bölgesi elde edilir ve istenilen kazanç ve faz payı değerleri için kararlı tüm

parametreler bulunabilir. Bu örnek için sabit K_f değeri için değişken K_d nin ve sabit K_d değeri için değişken K_f in; sisteminin (K_p, K_i) kararlılık bölgesini ne şekilde etkilediği grafiklerle gösterilmiştir. (5.8) ve (5.9) dan;

$$K_f = -\omega^4 + 3\omega^2 \text{ ve } K_d = 3\omega^2 - 1$$

$$\omega = 0 \text{ için } K_f = K_f(0) = -\frac{D_{pe}}{N_{pe}} = 0$$

(5.10) bağıntısından çizim için frekans aralığı $\omega \in [0, 1.73]$ olarak hesaplanır. Dolayısıyla, sonraki aşamada bölge $K_f = 0$ sınır hattı ile çevrilir ve $I(K_f, K_d, \omega)$ kararlılık bölgesi ω nın $[0, 1.73]$ değer aralığı için çizilir. Şekil 5.4' te kararlı tüm K_f ve K_d değerlerini içeren bölge görülmektedir:



Şekil 5.4. Kararlı tüm K_f ve K_d değerleri

(5.18) ve (5.19) dan kararlı tüm K_p ve K_i değerleri hesaplanırsa:

$$K_p = \frac{K \cos(\phi) + L \sin(\phi)}{-A} \quad (5.27)$$

Burada;

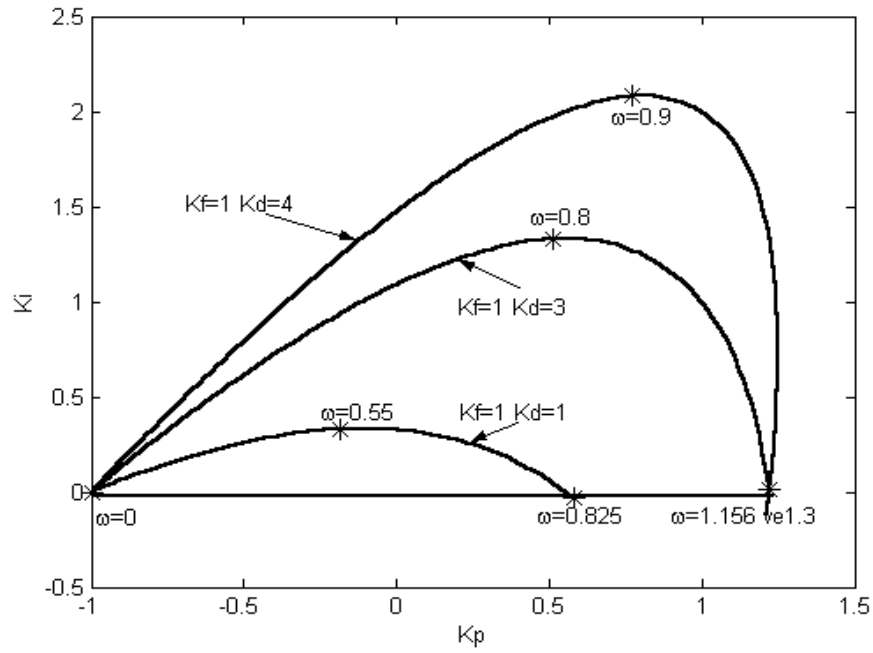
$$K = \omega^4 - 3\omega^2 + K_f \text{ ve } L = -(-3\omega^3 + (K_d + 1)\omega) \text{ dır.}$$

$$K_i = \frac{F \cos(\phi) + H \sin(\phi)}{-A} \quad (5.28)$$

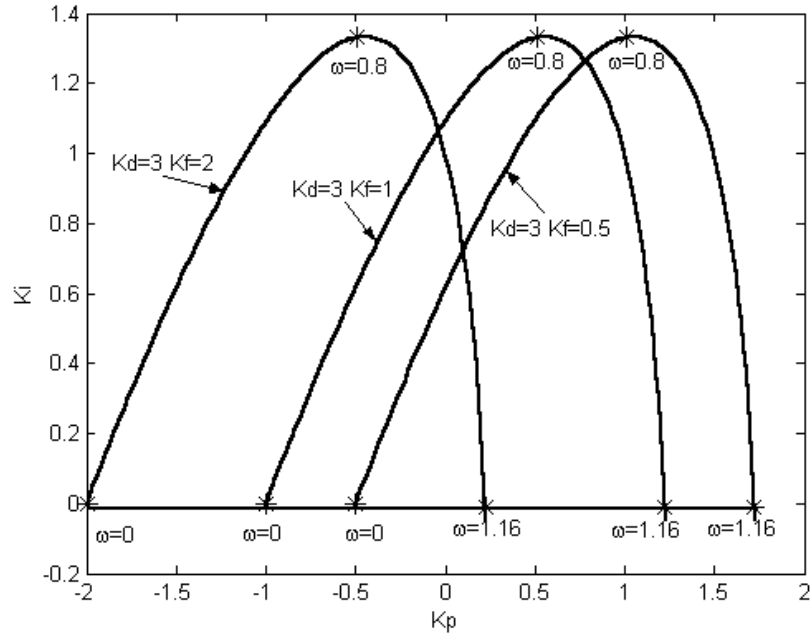
Burada;

$$F = -(-3\omega^4 + (K_d + 1)\omega^2) \text{ ve } H = -(\omega^5 - 3\omega^3 + K_f\omega) \text{ dır.}$$

$A=1$ ve $\phi=0$ için, sabit K_f ile değişken K_d değerlerinde ve sabit K_d ile değişken K_f değerlerinde (K_p, K_i) kararlılık bölgesi değerleri sırasıyla Şekil 5.5' te ve Şekil 5.6' da gösterilmiştir.



Şekil 5.5. Sabit K_f ve değişken K_d değerleri için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

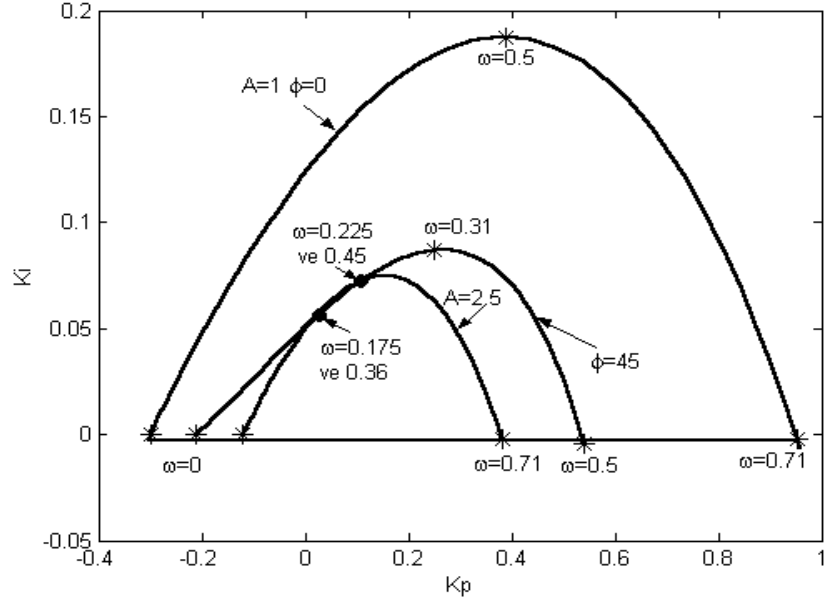


Şekil 5.6. Sabit K_d ve değişken K_f değerleri için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

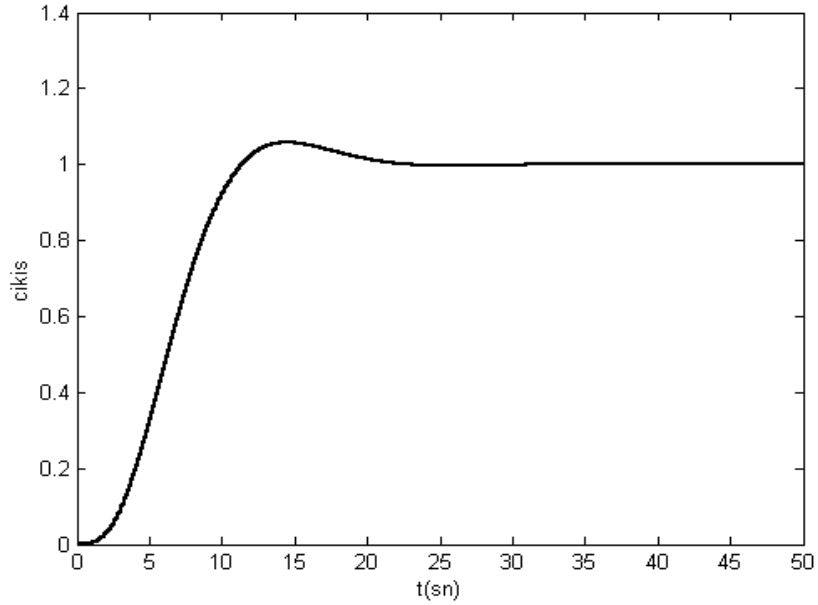
Şekil 5.4' te verilen kararlılık bölgesinden, $\zeta = 0.68$ sönüm oranına sahip olan iç döngü dominant kapalı çevrim kutupları için, kazanç payının 2.5 tan ve faz payının 45° den büyük olduğu tüm (K_p, K_i) değerlerinin bulunduğu kararlılık bölgesi Şekil 5.7' de gösterilmiştir.

Örneğin; Şekil 5.7' deki kazanç payının 2.5, faz payının 45° ye eşit olduğu kararlılık bölgesi eğrilerinin kesişim noktalarında $(K_p, K_i) = (0.031, 0.06)$ ve $(K_p, K_i) = (0.1081, 0.0717)$ dir. Bu değerler için sistemin kazanç payının 2.5 ve faz payının 45° olduğu görülebilir.

Şekil 5.7' de PI – PD kontrolörler için iyi performans sağlayan farklı bir nokta da seçilebilir. Örneğin; $K_f = 0.3$, $K_d = 0.5$, $K_p = 0.1$, $K_i = 0.05$ değerleri için sistemin birim basamak cevabı Şekil 5.8' de gösterilmiştir.



Şekil 5.7. $K_f = 0.3$, $K_d = 0.5$ için $A \geq 2.5$ ve $\phi \geq 45^\circ$ olduğu zamanki kararlı tüm (K_p, K_i) değerleri



Şekil 5.8. $K_f = 0.3$, $K_d = 0.5$, $K_p = 0.1$, $K_i = 0.05$ için sistemin birim basamak cevabı

Örnek 2: $G_p(s) = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} = \frac{4e^{-2s}}{4s-1}$ (5.29)

İkinci dereceden zaman gecikmesi içeren bir transfer fonksiyonu verilmiştir. Zaman gecikmesi için 2/2 dereceden Pade yaklaşımı kullanırsak, $G_p(s)$ şu biçimi alır:

$$G_p(s) = \frac{4s^2 - 12s + 12}{4s^3 + 11s^2 + 9s - 3} \quad (5.30)$$

(5.8) ve (5.9) dan;

$$K_f = \frac{-92\omega^4 + 228\omega^2 + 36}{16\omega^4 + 48\omega^2 + 144} \quad (5.31)$$

$$K_d = \frac{-16\omega^4 + 216\omega^2 - 72}{16\omega^4 + 48\omega^2 + 144} \quad (5.32)$$

$\omega = 0$ için $K_f(0) = -\frac{D_{pe}}{N_{pe}} = 0.25$ tir. (5.10) u sağlayan pozitif frekans değeri

$\omega = 1.5$ rad/sn olarak bulunur. Bölge $K_f = 0.25$ ile sınırlandırılmıştır ve kararlılık bölgesi eğrisi $l(K_f, K_d, \omega)$; ω nın $\omega \in [0, 1.5]$ değer aralığı için elde edilmiştir. (K_f, K_d) kararlılık bölgesi Şekil 5.9' da gösterilmiştir.

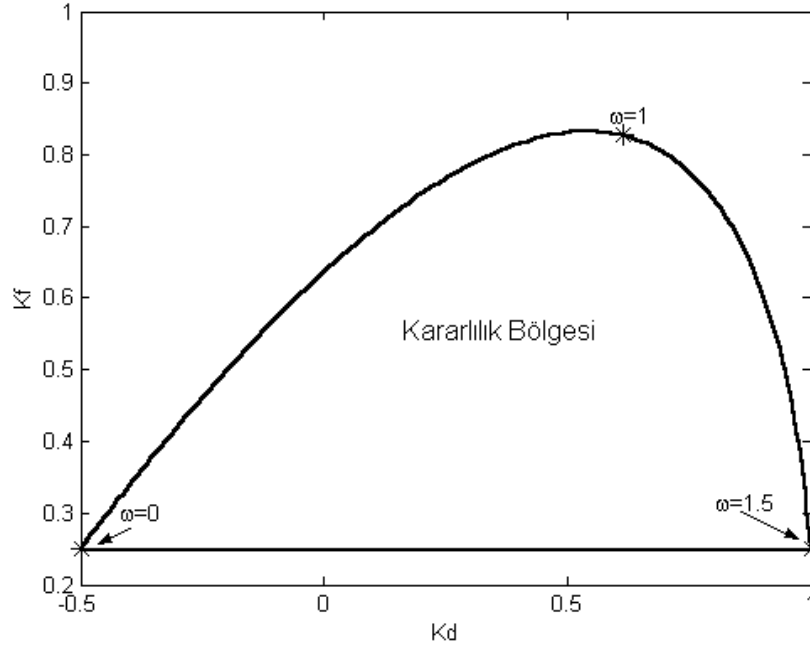
Şekil 5.9' dan, iç PD geri besleme döngüsünün kapalı çevrim kutuplarının uygun yerlerini sağlayan farklı K_f ve K_d değerleri bulunabilir.

Örneğin; $K_f = 0.413$ ve $K_d = 0.2$ için iç çevrimin baskın kapalı çevrim kutuplarının sönüm oranı $\zeta = 0.698$ dir. Bu K_f ve K_d değerleri için; (5.18) ve (5.19) kullanılarak,

$$K_p = \frac{-(98.6\omega^4 - 208.08\omega^2 + 23.47)}{16\omega^4 + 48\omega^2 + 144} \quad (5.33)$$

$$K_i = \frac{19.2\omega^6 - 206.36\omega^4 + 100.75\omega^2}{16\omega^4 + 48\omega^2 + 144} \quad (5.34)$$

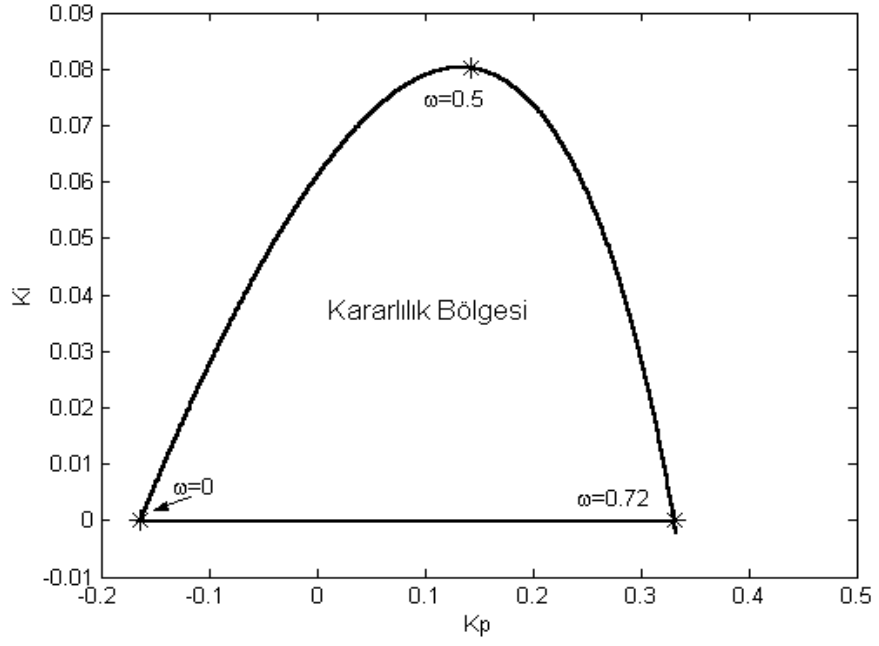
hesaplanır.



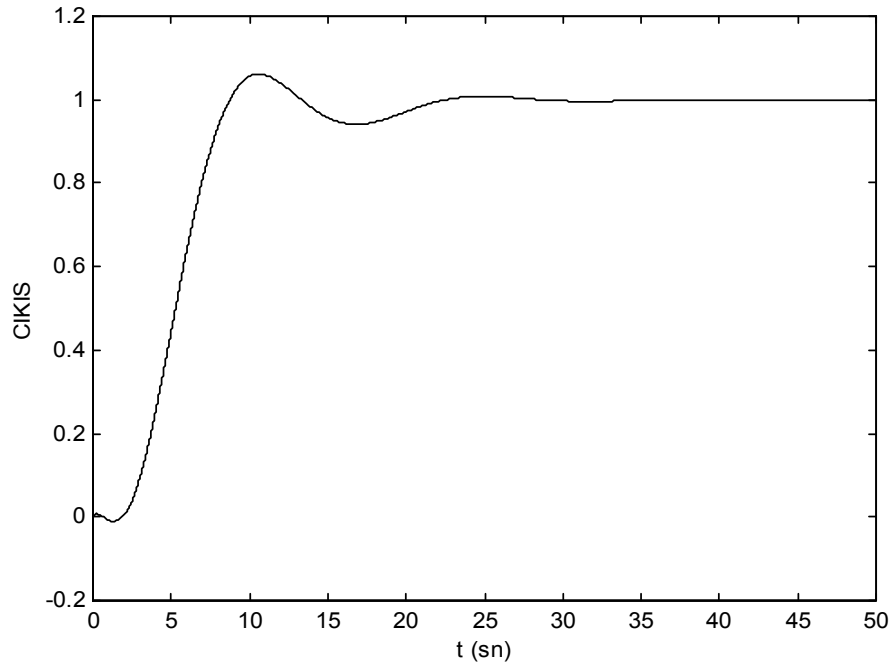
Şekil 5.9. (K_d, K_f) kararlılık bölgesi

(5.20) denklemini sağlayan pozitif frekans değeri 0.716 rad/sn bulunur. Kararlılık bölgesi eğrisi; $l(K_p, K_i, \omega)$ $\omega \in [0, 0.716]$ için Şekil 5.10 da gösterilmiştir. Sistemi kararlı yapan tüm (K_p, K_i) değerlerini içeren bölge: $l(K_p, K_i, \omega)$ eğrisi; $K_i = 0$ ile çevrilmiştir.

Örneğin; $K_f = 0.413$, $K_d = 0.2$, $K_p = 0.06$, $K_i = 0.03$ için sistemin birim basamak cevabı Şekil 5.11' de gösterilmiştir.



Şekil 5.10. $K_f = 0.413$ ve $K_d = 0.2$ için kararlı tüm (K_p, K_i) değerleri



Şekil 5.11. $K_f = 0.413$, $K_d = 0.2$, $K_p = 0.07$, $K_i = 0.03$ için sistemin birim basamak cevabı

Örnek 3: Rezonant bir transfer fonksiyonu verilmiştir:

$$G_p(s) = \frac{e^{-0.1s}}{s^2 + 0.02s + 1} \quad (5.35)$$

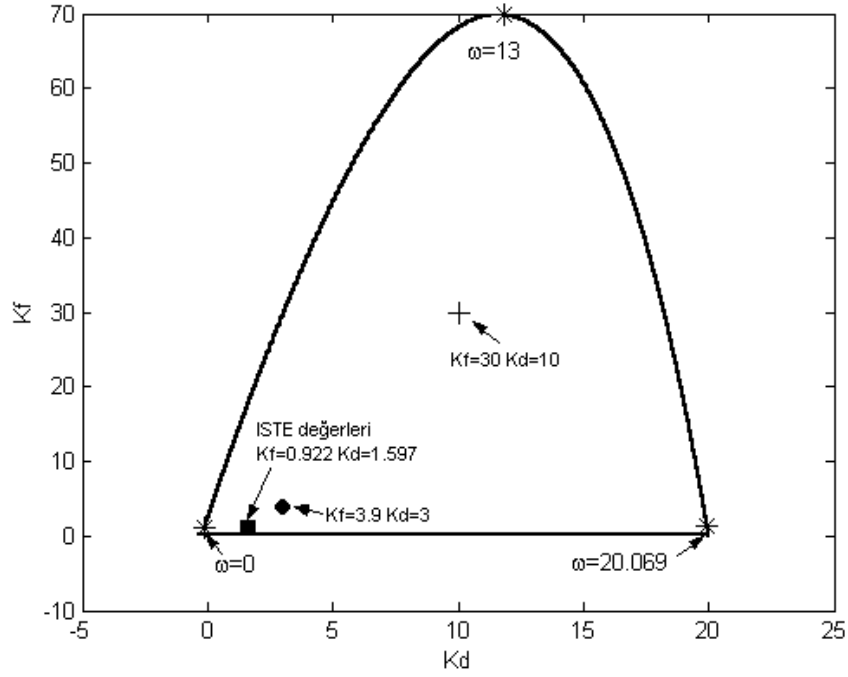
Birinci dereceden Pade yaklaşımı kullanıldığında fonksiyon şu şekilde de yazılabilir:

$$G_p(s) = \frac{-s + 20}{s^3 + 20.02s^2 + 1.4s + 20} \quad (5.36)$$

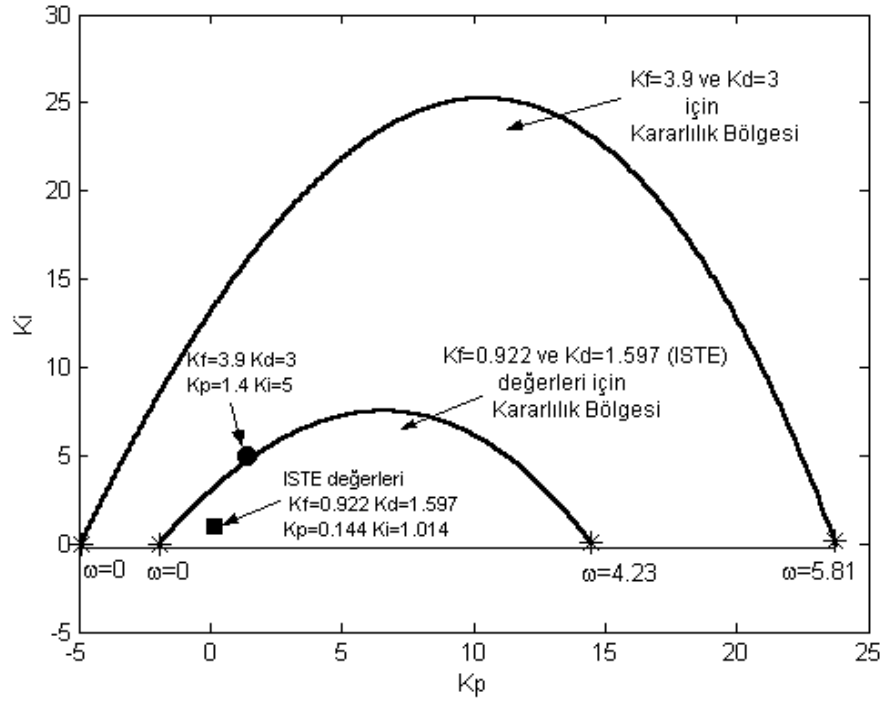
$\omega = 0$ için $K_f(0) = -\frac{D_{pe}}{N_{pe}} = -1$ dir. Burada (5.10) denklemini sağlayan tek pozitif

frekans 20.069 rad/sn olarak mevcuttur. Sonuçta kararlı tüm (K_f, K_d) değerleri Şekil 5.12' de gösterilmiştir. ISTE optimizasyonu ile elde edilen (K_f, K_d) değerleri: $K_f = 0.922$ ve $K_d = 1.597$ dir. Bu ISTE değerleri Şekil 5.11 de ■ ile gösterilmiştir. ISTE değerlerinin kararlılık bölgesi sınırına çok yakın olduğu görülmektedir. Bu nedenle hassastırlar. Bu değerler için iç geri besleme döngüsünün kapalı çevrim kutuplarının sönüm oranı $\zeta = 0.5957$ dir. Bununla birlikte Şekil 5.11' de • ile gösterilen $K_f = 3.9$ ve $K_d = 3$ için sönüm oranı 0.6955 tir ve bu da 0.5957 den daha iyidir. Şekil dikkatle incelenirse aldığımız değerlerin kararlılık bölgesi içinde ISTE değerlerinden daha iyi bir yerde olduğu görülecektir. Yaklaşık olarak kararlılık bölgesinin ortalarına karşılık gelen $K_f = 30$ ve $K_d = 10$ değerleri (şekilde + ile gösterilmiştir) için sönüm oranı 0.24 tür ve bu değerlerin pek de iyi bir seçim olamayacağı açıktır.

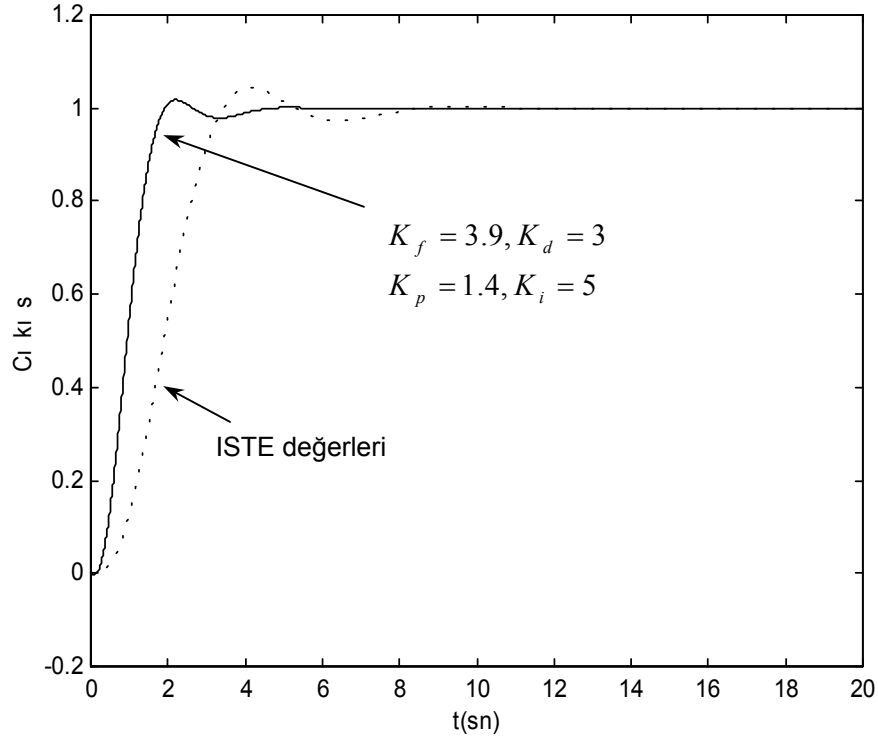
ISTE optimizasyonu ile elde edilen değerler ile $K_f = 3.9$ ve $K_d = 3$ değerlerinin sistemin PD parametreleri olarak kullanıldığı (K_p, K_i) kararlılık bölgesi Şekil 5.13' de gösterilmiştir. ISTE değerleri ile $K_f = 3.9$, $K_d = 3$, $K_p = 1.4$ ve $K_i = 5$ değerleri için sistemin birim basamak cevabı Şekil 5.14' tedir. Burada; seçtiğimiz $K_f = 3.9$, $K_d = 3$, $K_p = 1.4$ ve $K_i = 5$ değerlerinde iyileştirilmiş sonuçlar elde edildiği görülmektedir.



Şekil 5.12. Kararlı tüm (K_d, K_f) değerleri



Şekil 5.13. ISTE değerleri ve $K_f = 3.9$, $K_d = 3$ değerleri için (K_p, K_i) aralığı



Şekil 5.14. ISTE değerleri ve $K_f = 3.9, K_d = 3, K_p = 1.4, K_i = 5$ değerleri için sistemin birim basamak cevapları

Örnek 4:

$$G_p(s) = \frac{1}{(s+1)^4} = \frac{1}{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1} \quad (5.37)$$

şeklinde verilmiş bir sistem için (K_f, K_d) kararlılık bölgesini elde edelim. Ayrıca sistemde ilk olarak kazanç – faz payı test edicisi olmaksızın oluşturulabilecek (K_p, K_i) kararlılık bölgesini elde edelim. Sonraki aşamada ise sistemde istenilen kazanç ve faz payı değer aralığına sahip kararlılık bölgesi eğrilerini elde edelim:

İlk olarak sistemin $I(K_f, K_d, \omega)$ eğrisi için ω ya bağlı denklemleri:

(5.8) ve (5.9) dan;

$$K_f = -\omega^4 + 6\omega^2 - 1 \quad (5.38)$$

$$K_d = 4\omega^2 - 4 \quad (5.39)$$

$\omega = 0$ için $K_f(0) = -\frac{D_{pe}}{N_{pe}} = -1$ dir. (5.10) denklemini sağlayan pozitif frekans değeri 2.45 rad/sn olarak bulunur. Bölge $K_f = -1$ ile sınırlandırılmıştır ve kararlılık bölgesi eğrisi $l(K_f, K_d, \omega)$; ω nın $\omega \in [0, 2.45]$ değer aralığı için elde edilmiştir. (K_f, K_d) kararlılık bölgesi Şekil 5.14' te gösterilmiştir.

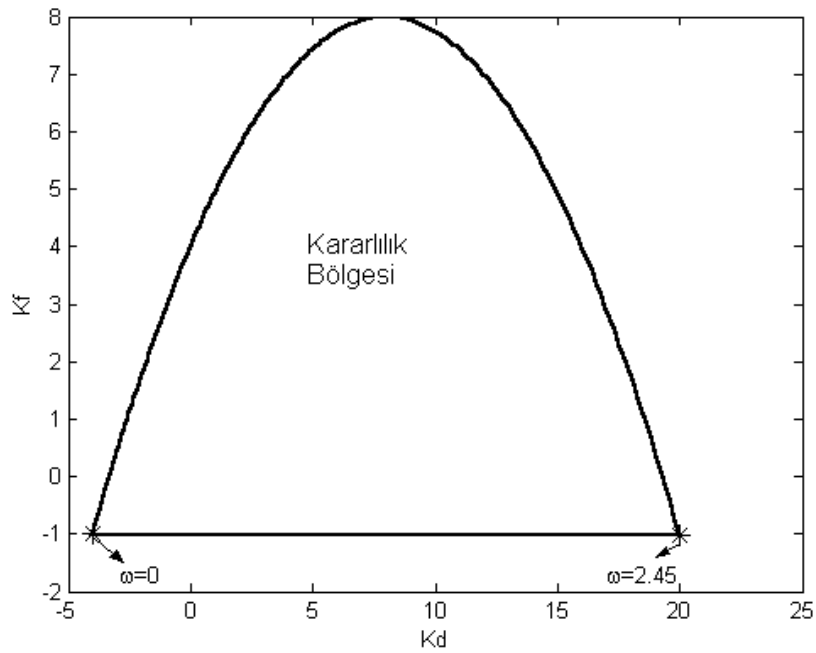
Şekil 5.14' ten, iç PD geri besleme döngüsünün kapalı çevrim kutuplarının uygun yerlerini sağlayan farklı K_f ve K_d değerleri bulunabilir.

(5.14) ve (5.15) i kullanılarak; sistemin $l(K_p, K_i, \omega)$ kararlılık eğrisi için gerekli K_p ve K_i denklemleri; K_f ve K_d ye bağlı olarak hesaplanabilir:

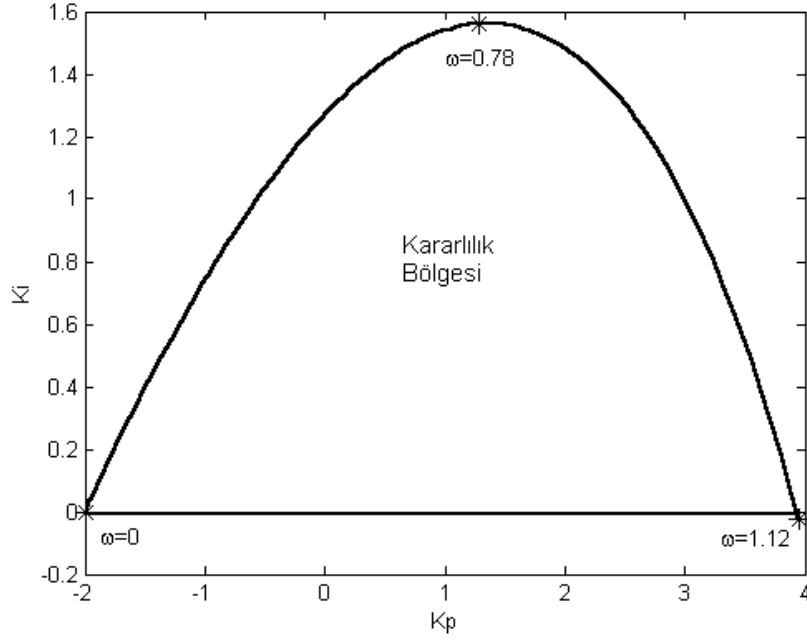
$$K_p = -\omega^4 + 6\omega^2 - (K_f + 1) \quad (5.40)$$

$$K_i = -4\omega^4 + (K_d + 4)\omega^2 \quad (5.41)$$

$K_d = 1$ ve $K_f = 1$ için $l(K_p, K_i, \omega)$ eğrisi Şekil 5.16' dadır.



Şekil 5.15. Sistemin (K_d, K_f) kararlılık bölgesi



Şekil 5.16. Sabit $K_d = 1$ ve $K_f = 1$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

(5.20) denklemini sağlayan pozitif frekans değeri 1.12 rad/sn bulunur. Kararlılık bölgesi eğrisi $I(K_p, K_i, \omega)$; $\omega \in [0, 1.12]$ için Şekil 5.16 da gösterilmiştir. Sistemi kararlı yapan tüm (K_p, K_i) değerlerini içeren bölge: $I(K_p, K_i, \omega)$ eğrisi; $K_i = 0$ ile çevrilmiştir.

Bu sisteme kazanç – faz payı test edicisini eklersek; sistemin blok diyagramı Şekil 5.2’deki gibi olur.

K_p ve K_i denklemleri:

$$K_p = \left(\frac{-\cos\phi}{A} \right) \omega^4 + \left(\frac{-\sin\phi}{A} \right) \omega^3 + \left(\frac{6\cos\phi}{A} \right) \omega^2 + \left(\frac{\sin\phi(4 + K_d)}{A} \right) \omega + \left(\frac{-\cos\phi(1 + K_f)}{A} \right)$$

ve (5.42)

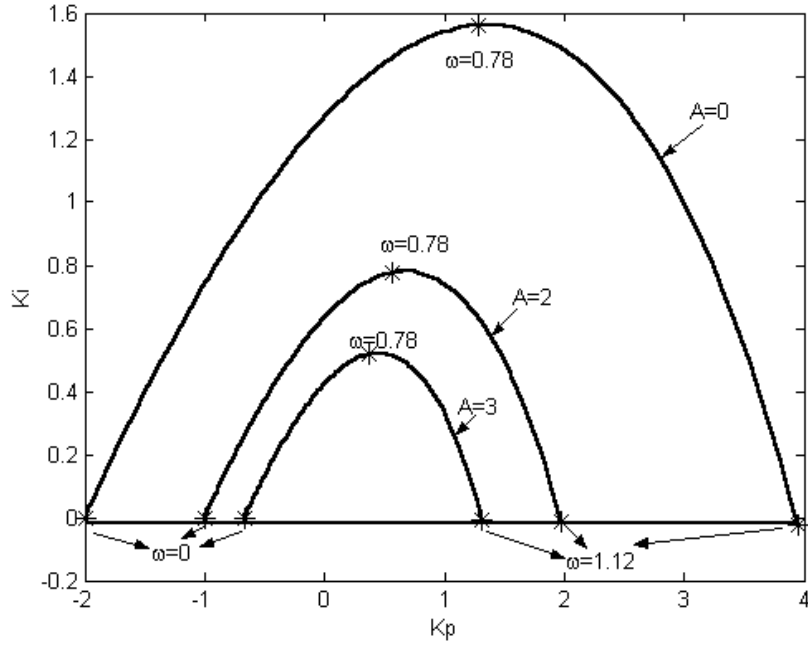
$$K_i = \left(\frac{\sin\phi}{A} \right) \omega^5 + \left(\frac{-4\cos\phi}{A} \right) \omega^4 + \left(\frac{-6\sin\phi}{A} \right) \omega^3 + \left(\frac{\cos\phi(4 + K_d)}{A} \right) \omega^2 + \left(\frac{\sin\phi(1 + K_f)}{A} \right) \omega$$

(5.43)

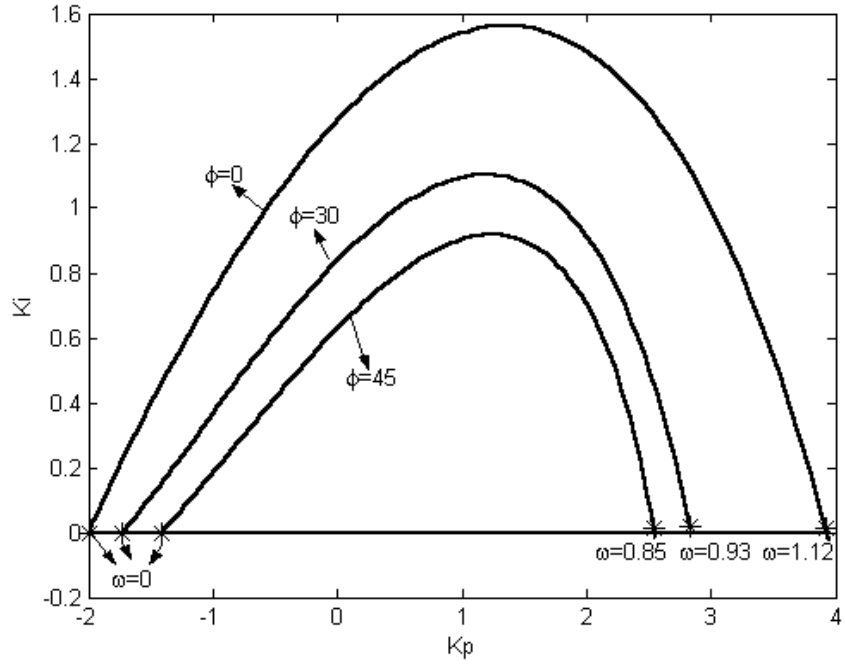
şeklinde hesaplanmıştır.

Şekil 5.17' de $K_d = 1$ ve $K_f = 1$ ve $\phi = 0$ için değişik kazanç değerlerindeki (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri görülmektedir.

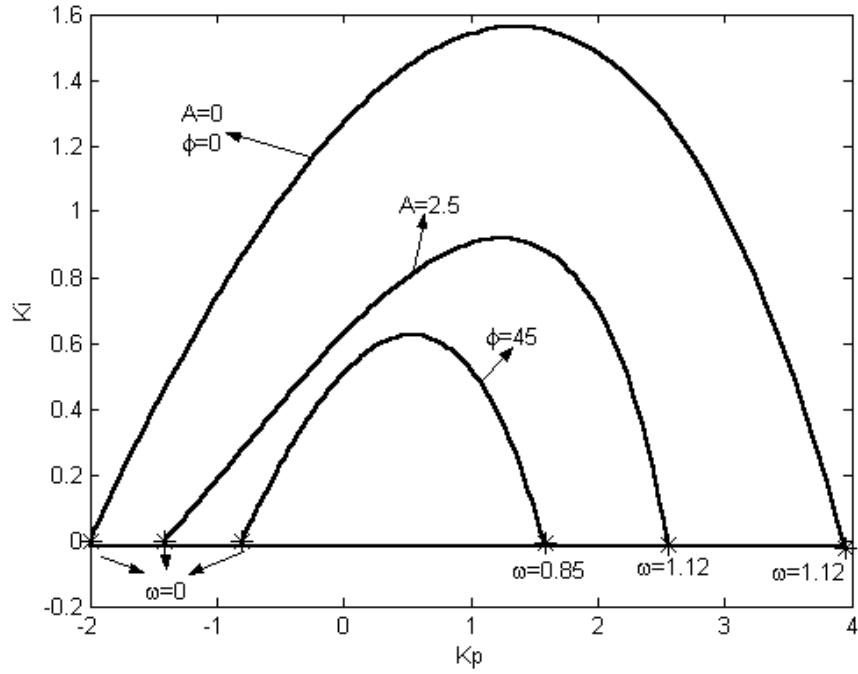
Şekil 5.18' de $K_d = 1$ ve $K_f = 1$ ve $A = 1$ için değişik faz değerlerinde (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri görülmektedir. Şekil 5.19' da $K_d = 1$ ve $K_f = 1$ için A ve ϕ değişimine bağlı (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri görülmektedir.



Şekil 5.17 $K_d = 1$, $K_f = 1$ ve $\phi = 0$ da farklı kazançlarda kararlılık bölgeleri



Şekil 5.18. $K_d = 1, K_f = 1$ ve $A = 1$ de farklı fazlarda kararlılık bölgeleri



Şekil 5.19. $K_d = 1$ ve $K_f = 1$ için A ve ϕ ye bağlı (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri

Örnek 5:

Aşağıda transfer fonksiyonu verilen iki tane kararsız kutbu olan sistem için PI – PD yapısı incelenirse:

$$G_p(s) = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} = \frac{4}{s^3 + s^2 + 0.5s + 1}$$

İşlemlerin sıralaması şöyledir:

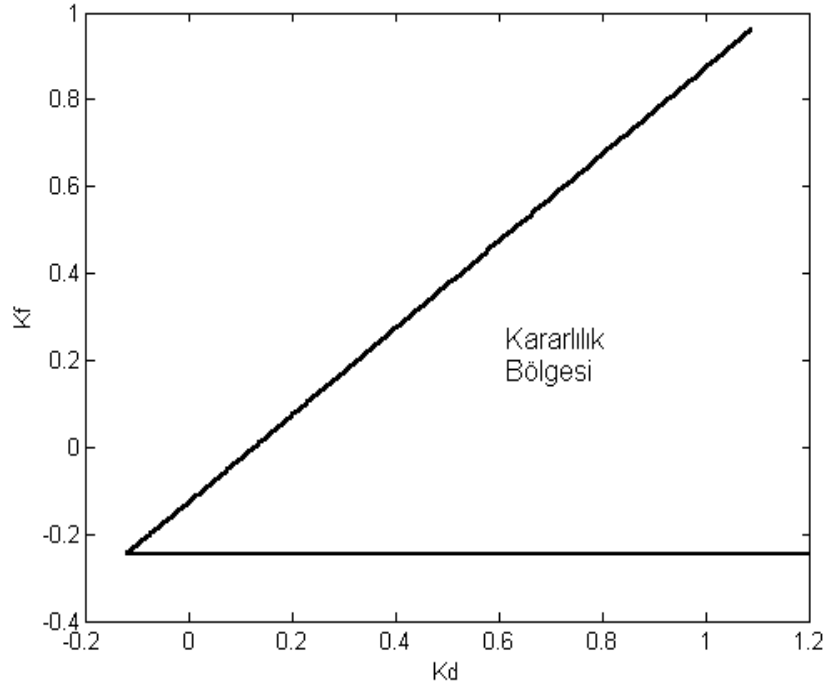
- PD yapılı iç döngüyü kararlı yapan tüm K_f ve K_d değerlerini hesaplama.
- Kararlılık bölgesinden seçilen sabit K_f ve K_d değerlerinde (K_p, K_i) kararlılık bölgesi elde etme
- İstenilen kazanç ve faz payı değerleri için kararlı tüm parametreleri bulma.

(5.8) ve (5.9) dan;

$$K_f = \frac{\omega^2 - 1}{4} \quad \text{ve} \quad K_d = \frac{\omega^2 - 0.5}{4} \quad (5.44)$$

$$\omega = 0 \quad \text{için} \quad K_f = K_f(0) = -\frac{D_{pe}}{N_{pe}} = -\frac{1}{4}$$

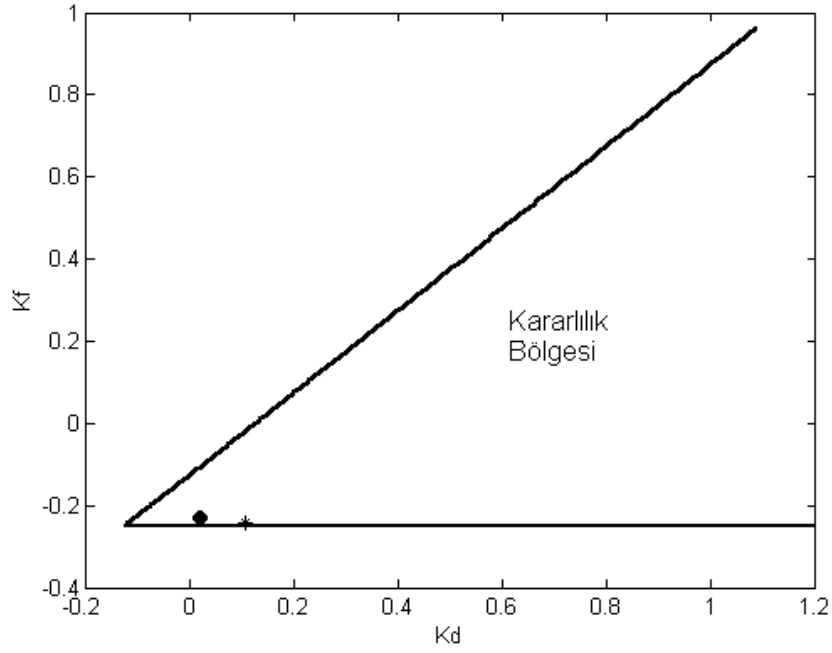
(5.10) ile frekans aralığının $\omega \in [0, \infty]$ olduğu açıktır. Dolayısıyla, bölgeyi belli bir ω ile sınırlandırmak yerine makul bir değer için çizim yapılabilir. $l(K_f, K_d, \omega)$ kararlılık bölgesi eğrisi ω nın $[0, \infty]$ değer aralığı için çizilir. Şekil 5.20' de kararlı tüm K_f ve K_d değerlerini içeren bölge $\omega \in [0, 2.24]$ aralığı için çizilmiştir.



Şekil 5.20. $\omega \in [0, 2.24]$ için (K_d, K_f) kararlılık bölgesi

Bu bölgeden $K_f = -0.241$, $K_d = 0.104$ ve $K_f = -0.2308$, $K_d = 0.018$ olmak üzere iki değer alınmıştır. Bu değerlerin sönüm oranları sırasıyla: $\zeta = 0.51$ ve $\zeta = 0.63$ tür. Kararlılık bölgesinde bu değerler sırası ile * ve • ile gösterilmiştir.

İki değerden sönüm oranı 0.63 olan hem daha iyi bir konumdadır hem de dikkate alınan sönüm oran değeri diğerine göre iyileştirilmiştir. Sabit değerlerin (K_d, K_f) grafiğindeki yerleri Şekil 5.21' dedir.



Şekil 5.21. Değerlerin kararlılık bölgesinde gösterimi

Sisteme kazanç – faz payı test edicisini eklersek (5.18) ve (5.19) dan;

K_p ve K_i denklemleri:

$$K_p = \left(\frac{-\sin\phi}{4A} \right) \omega^3 + \left(\frac{\cos\phi}{4A} \right) \omega^2 + \left(\frac{\sin\phi(0.5 + 4K_d)}{4A} \right) \omega + \left(\frac{-\cos\phi(1 + 4K_f)}{4A} \right)$$

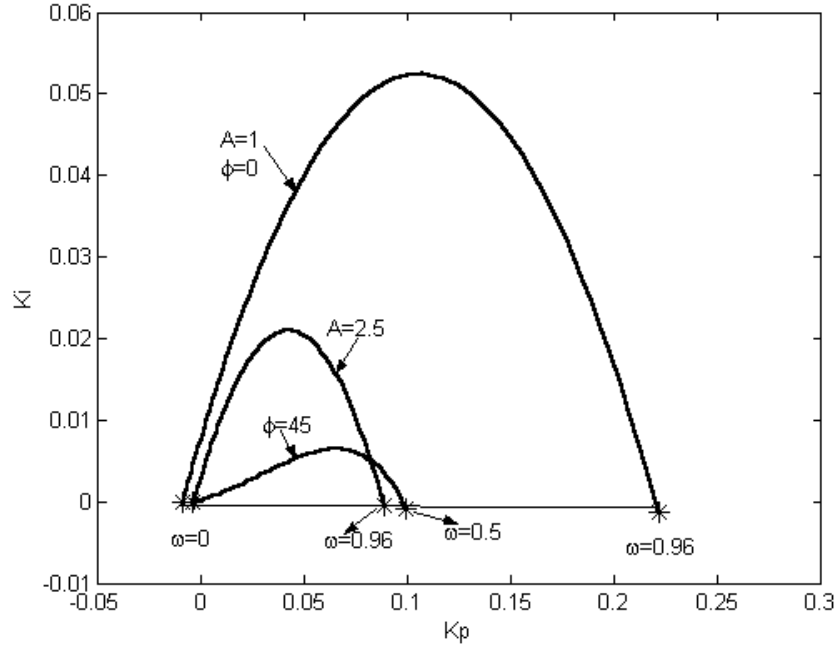
ve (5.45)

$$K_i = \left(\frac{-\cos\phi}{4A} \right) \omega^4 + \left(\frac{-\sin\phi}{4A} \right) \omega^3 + \left(\frac{\cos\phi(0.5 + 4K_d)}{A} \right) \omega^2 + \left(\frac{\sin\phi(1 + 4K_f)}{4A} \right) \omega$$

(5.46)

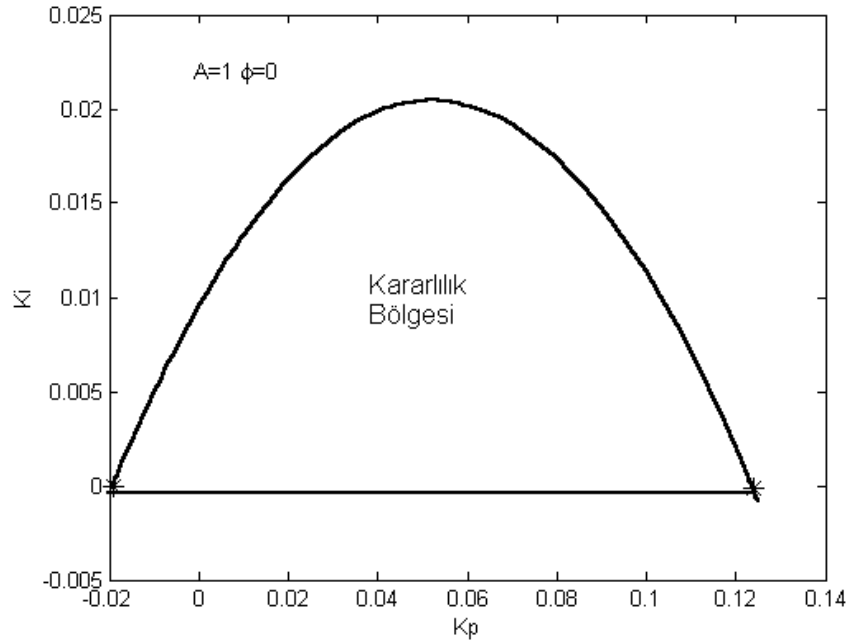
elde edilir.

$K_f = -0.241$, $K_d = 0.104$ için K_p ve K_i nin A ve ϕ ye bağlı kararlılık bölge eğrileri Şekil 5.22' dedir:

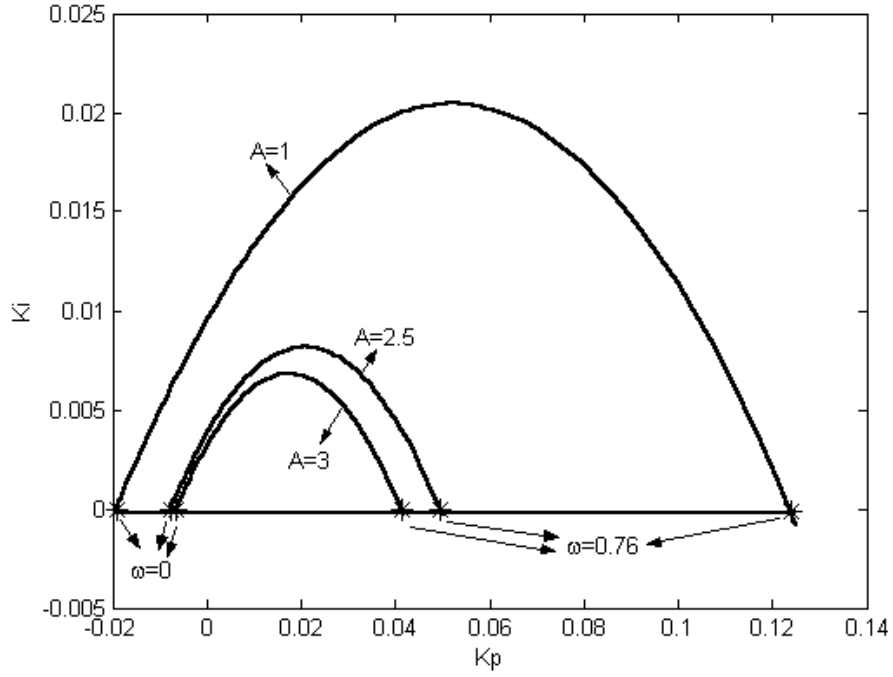


Şekil 5.22. $K_f = -0.241, K_d = 0.104$ için A ve ϕ için (K_p, K_i) kararlılık bölgeleri

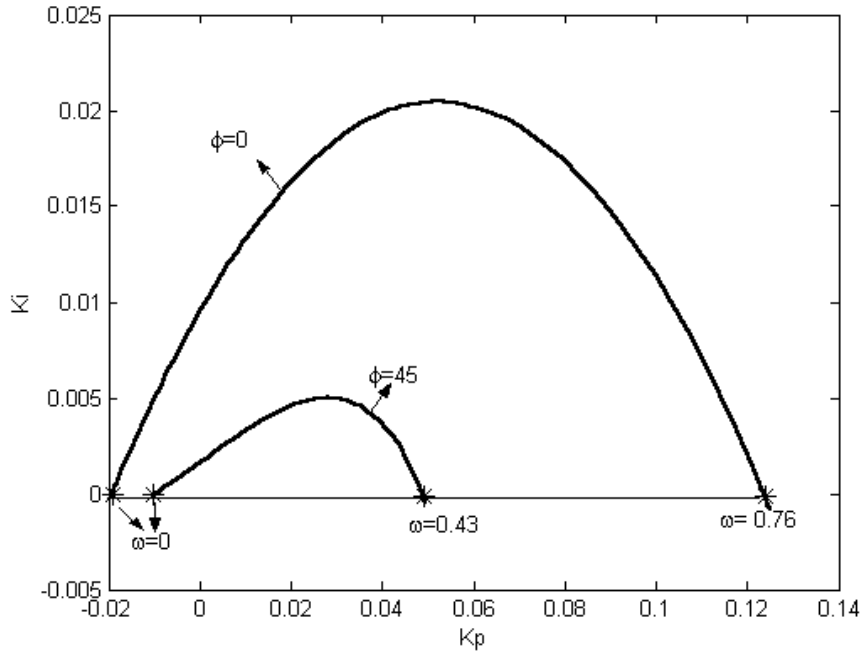
Öte yandan diğer değerler için farklı (K_p, K_i) eğrileri Şekil 5.23' te gösterilirse:



Şekil 5.23 $K_f = -0.2308, K_d = 0.018$ için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi



Şekil 5.24. $K_f = -0.2308, K_d = 0.018$ için A ya bağlı (K_p, K_i) kararlılık bölgesi



Şekil 5.25. $K_f = -0.2308, K_d = 0.018$ için ϕ ye bağlı (K_p, K_i) kararlılık bölgesi

Örnek 6: Aşağıda integratif ve 3 katlı kutbu olan bir sistemin transfer fonksiyonu verilmiştir:

$$G_p(s) = \frac{1}{s(s+1)^3}$$

verilen sistemde bağımlı kararlılık konusunu sistemin PD kısmı için uygulayarak sonuçları değerlendirebiliriz. $s = (s + \rho)$ alınarak (5.21) ve (5.22) bağıntılarına göre; $s = j\omega$ yazılarak (5.23) ve (5.24) denklemlerinden K_d ve K_f aşağıdaki gibi elde edilir:

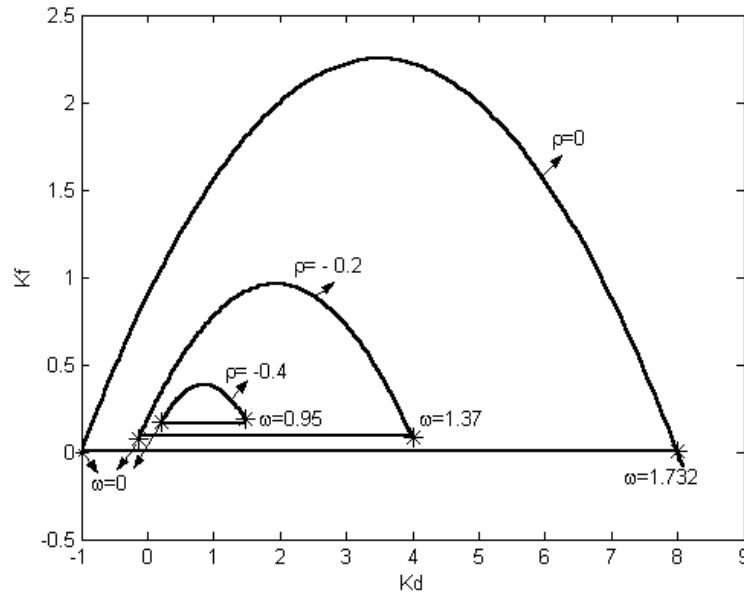
$$K_d = (4\rho + 3)\omega^2 - (4\rho^3 + 9\rho^2 + 6\rho + 1) \quad (5.47)$$

$$K_f = -\omega^4 + (6\rho^2 + 9\rho + 3)\omega^2 - (\rho^4 + 3\rho^3 + 3\rho^2 + \rho) - \rho K_d \quad (5.48)$$

(5.26) bağıntısından sistemin $K_f = K_f(0)$ kararlılık sınır doğru denklemi sadece ρ ya bağlı şekliyle yazılırsa aşağıdaki denklem elde edilir:

$$K_f = 3\rho^2(\rho + 1)^2 \quad (5.49)$$

Farklı ρ değerleri için sistemin (K_d, K_f) grafiği Şekil 5.26' dadır:



Şekil 5.26. Farklı ρ değerleri için sistemin (K_d, K_f) grafikleri

5.5 Sonuç

Tezin bu bölümünde, kararlılıkta PI – PD parametrelerinin değer aralıkları sınırlarının hesabı için kullanılan bir yöntem anlatılmıştır. Bu yöntem, karakteristik denklemin reel ve imajiner kısımları sıfıra eşitlenerek elde edilebilen kararlılık bölgesi eğrisini temel almaktadır. Ayrıca, istenilen kazanç ve faz payı değerleri için sisteme kazanç – faz payı test edicisi de eklenerek; PI – PD parametrelerini hesaplama metodu hakkında detaylı bilgi verilmiştir.

Yöntemin uygulaması şu sıralama ile yapılmıştır: i- İlk olarak PD yapılı iç döngüyü kararlı yapan tüm (K_d, K_f) değerleri hesaplanmıştır. ii- Bu kararlılık bölgesinden seçilen sabit değerler için (K_p, K_i) kararlılık bölgesi elde edilmiştir.

Örnek sistemler üzerinde yöntem tüm özellikleriyle gösterilmiştir. İstenilen uygun performansta PI – PD kontrolör parametrelerinin hesaplanmasında sistemlerin sönüm oranı incelenmiş; gerekli düzenlemeler bu değer dikkate alınarak yapılmıştır. Parametre hesabında sönüm oranının kullanılma sebebi: sistem kararlılığı açısından bu değer önemli bilgiler içermesidir. Örneğin; ikinci dereceden sistemlerin tepe aşması, % aşma, tepe zamanı, durma zamanı gibi birçok özelliği sönüm oranına bağlı olarak ifade edilirler. Sönüm oranı sistemlerin birim basamak cevabına doğrudan etki edebilmektedir.

PI – PD yapısının PID yapısına göre avantajları da mevcuttur. Örneğin: integratif ve rezonant sistemlerin kontrolünde PI – PD yapısı daha iyi sonuçlar verebilmektedir.

6. BÖLÜM

PROGRAMLAR

- 6.1 Giriş
- 6.2 Programlar
- 6.3 Sonuç

6.1 Giriş

Tezin bu bölümünde; tez içerisinde incelenen sistemlere ait kararlılık ile ilgili bilgiler elde edilir iken kullanılmış MATLAB programlarının bazıları bulunmaktadır. Bilindiği gibi MATLAB; mühendislik alanında çok yaygın kullanıma sahip bir programlama dilidir. Bu bölümde; kararlılık bölgeleri incelenen sistemlerin PID parametreleri ile ilgili grafikler, sistemlere ait oluşturulan blok diyagramlar için alınan birim basamak cevap eğrilerinin tamamı mühendislik alanında çokça kullanılan MATLAB programı ile oluşturulmuştur. Ayrıca MATLAB' ın SIMULINK kısmı da kullanılmıştır. Bu kısımda bulunan programların tamamı; tez içerisinde kullanılan sistemlere aittir.

6.2 Programlar

Tez içerisinde elde edilmiş grafikler ile ilgili programlar aşağıda verilmiştir.

1)

```
%Bu program  $G(s)=\text{pay}(s)/\text{payda}(s)$  şeklinde verilen bir sistem için  
%Ziegler - Nichols PID katsayılarını hesaplar:  
disp('PAY degerlerini giriniz:')  
pay=input(' ');  
disp('PAYDA degerlerini giriniz:')  
payda=input(' ');  
[gm,pm,wcg,wcp]=margin(pay,payda);  
  
%Ziegler Nichols Katsayıları  
Kp=0.6*(gm)  
Ki=0.191*(gm*wcg)  
Kd=0.45*(gm/wcg)
```

2)

```
%Verilen  $G(s)=1/s^3+5s^2+6s$  için Astrom-Hagglund katsayılarını  
%bulan programdır  
n=[1];  
d=[1 4 3 0];
```

```
[gm,pm,wcg,wcp]=margin(n,d)
```

```
disp('istenilen faz payını derece olarak giriniz:')  
%istenilen faz payı QM dereceden radyana cevrilir  
QM=input(' ');  
Qm=QM*pi/180;  
%Aström - Hagglund katsayilari:  
Kp=gm*cos(Qm)  
Ki=gm*((cos(Qm))^2)*wcp/(2*(sin(Qm)+1))  
Kd=gm*(1+sin(Qm))/(2*wcp)
```

3)

```
%G(s)=1/s^3+4s^2+3s verilmiş sistem için alınan Kp Ki Kd  
%parametreleri için kazanc - faz payı değişimi  
disp('Kp değerini giriniz:');KP=input(' ');  
disp(' Ki değerini giriniz:');KI=input(' ');  
disp('Kd değerini giriniz:');KD=input(' ');  
n=[1];  
d=[1 4 3 0];  
nc=[KD KP KI];  
dc=[1 0];  
num=conv(n,nc);  
den=conv(d,dc);  
[gm,pm,wcg,wcp]=margin(num,den)
```

4)

```
%G(s)=1/(s+1)^4 için PI PD yapisi için Kd Kf kararlılık bölgesi  
function kfkd(w)  
for i=1:length(w)  
kf(i)=5*w(i)^2;  
kd(i)=(w(i)^2-6);  
end  
plot(kf,kd,'k')  
xlabel('Kf');ylabel('Kd')
```

5)

```
%G=1/(s+1)^4 için PI PD yapısı kararlılık bölgesi  
w=0:0.01:2.25;  
disp('Q değerini girin:')
```

```

q=input(' ');
Q=q*pi/180;
disp('A degerini girin:');
A=input(' ');
%PD katsayıları:
Kf= input(' ');
Kd= input(' ');

%PI katsayıları:
Kp=(-cos(Q)/A)*(w.^4)+(-4*sin(Q)/A)*(w.^3)+...
(6*cos(Q)/A)*(w.^2)+((4+Kd)*sin(Q)/A)*w+(-(Kf+1)*cos(Q)/A);
Ki=(sin(Q)/A)*(w.^5)+(-4*cos(Q)/A)*(w.^4)+(-6*sin(Q)/A)...
*(w.^3)+((4+Kd)*cos(Q)/A)*(w.^2)+((Kf+1)*sin(Q)/A)*w;

figure(2)
plot(Kp,Ki,'g')
xlabel('Kp');ylabel('Ki');
hold on

```

6)

%G(s)=4/s^3+s^2+0.5s+1 için PI PD yapisi için Kd Kf
%kararlilik bölgesi

```

function kfk(w)
for i=1:length(w)
kf(i)=(w(i)^2-1)/4;
kd(i)=(w(i)^2-0.5)/4;
end

```

```

figure(2)
plot(kd,kf,'k')
hold on
x=[-0.25 -0.25];y=[-0.5 5];
plot(x,y,'k')
hold on
xlabel('Kf');ylabel('Kd')

```

7)

%G(s)=4/s^3+s^2+0.5s+1 için PI PD yapisi kararlilik bölgesi

```

function h12(w);
for i=1:length(w)
A=1;

```



```

Q=0;

Kf=input(' ');
Kd=input(' ');
Kp(i)=(-sin(Q)/(4*A))*(w(i)^3)+(cos(Q)/(4*A))*(w(i)^2)+...
((0.5+4*Kd)*sin(Q)/(4*A))*w(i)-((1+4*Kf)*cos(Q)/(4*A));
Ki(i)=(cos(Q)/(4*A))*(w(i)^4)-(sin(Q)/(4*A))*(w(i)^3)-...
((0.5+4*Kd)*cos(Q)/(4*A))*(w(i)^2)+((1+4*Kf)*sin(Q)/(4*A))*...
*w(i);
end
figure(1)
plot(Kp,Ki,'k')
xlabel('Kp');ylabel('Ki');
hold on

```

8)

%G(s)=1/s.(s+1)^3 için Kf-Kd kararlılık bölgesi

```

function kfkdh13(w)
for i=1:length(w)
kf(i)=(-(w(i)^4)+3*(w(i)^2));
kd(i)=(3*(w(i)^2)-1);
end
figure(1)
plot(kd,kf,'k')
xlabel('Kd'),ylabel('Kf')
hold on

```

9)

%G=1/s(s+1)^3 için PI PD yapısı kararlılık bölgesi

```

function h13(w);
for i=1:length(w)
A=1;Q=0;
Kf=0.3;
Kd=0.5;
Kp(i)=(-cos(Q)/A)*(w(i)^4)+(-3*sin(Q)/A)*(w(i)^3)...
+(3*cos(Q)/A)*(w(i)^2)+(sin(Q)*(1+Kd)/A)*w(i)+(-cos(Q)*Kf/A);
Ki(i)=(sin(Q)/A)*(w(i)^5)+(-3*cos(Q)/A)*(w(i)^4)+...
(-3*sin(Q)/A)*(w(i)^3)+(cos(Q)*(1+Kd)/A)*(w(i)^2)+(sin(Q)*Kf/A)*w(i);
end
figure(1)
plot(Kp,Ki,'k')
xlabel('Kp');ylabel('Ki');
hold on

```

10)

$G_p = 4e^{(-2s)}/4s-1 = 4s^2-12s+12/4s^3+11s^2+9s-3$ için Kd Kf kararlılık bölgesi

```
function kfkdh14(w)
for i=1:length(w)
    kf(i)=(-92*(w(i)^4)+228*(w(i)^2)+36)/(16*w(i)^4+48*(w(i)^2)+144);
    kd(i)=(-16*(w(i)^4)+216*(w(i)^2)-72)/(16*w(i)^4+48*(w(i)^2)+144);
end
figure(1)
plot(kd,kf,'k')
xlabel('Kd'),ylabel('Kf')
hold on
```

11)

$G_p = 4e^{(-2s)}/4s-1 = 4s^2-12s+12/4s^3+11s^2+9s-3$ için PI PD yapısı kararlılık bölgesi

```
function h14(w);
for i=1:length(w)
    Kf=0.413;
    Kd=0.2;
    Kp(i)=-(98.6*(w(i)^4)-208.08*(w(i)^2)+23.47)/(16*w(i)^4+48*(w(i)^2)+144);
    Ki(i)=(19.2*(w(i)^6)-
    206.36*(w(i)^4)+100.75*(w(i)^2))/(16*w(i)^4+48*(w(i)^2)+144);
end
figure(1)
plot(Kp,Ki,'k')
xlabel('Kp');ylabel('Ki');
hold on
```

12)

$G_p = 1/s(s+1)^3$ için g ya bağlı Kf-Kd kararlılık bölgesi

```
function kfkdh16(w)
for i=1:length(w)
    g=-0.1;
    kd(i)=(3+4*g)*(w(i)^2)-(4*(g^3)+9*(g^2)+6*(g)+1);
    kf(i)=-(w(i)^4)+(6*(g^2)+9*(g)+3)*(w(i)^2)-g*(((g+1)^3)+kd(i));
end
figure(4)
plot(kd,kf,'k')
hold on
y=[(3*(g^4)+6*(g^3)+3*(g^2)) (3*(g^4)+6*(g^3)+3*(g^2))];
x=[0 0.4];
```

```

plot(x,y,'k')
title(' Kd-Kf Kararlilik Bölgesi');
xlabel('Kd'),ylabel('Kf')
hold on

```

13)

```

%Gp=1/s(s+1)^3 icin g ya bagli kararlilik bölgesi
%icin PI PD yapisi kararlilik bölgesi
function h16(w);
for i=1:length(w)
    g=0;
    Kf=0.8553;
    Kd=6.7972;
    Kp(i)=(-w(i)^4)+(6*(g^2)+9*(g)+3)*(w(i)^2)-
((g^4)+3*(g^3)+3*(g^2)+g*(Kd+1)+Kf);
    Ki(i)=-(4*g+3)*(w(i)^4)-(4*(g^3)+9*(g^2)+6*(g)+Kd+1)*(w(i)^2);
end
figure(2)
plot(Kp,Ki,'k')
xlabel('Kp');ylabel('Ki');
hold on

```

14)

```

%a=3.963;b=3.2688;r=2.174;
disp('bu program merkezi koordinatlari M(a,b),yaricapi r olan')
disp('cemberi cizer')
disp('a sayisini giriniz:')
a=input(' ')
disp('b sayisini giriniz:')
b=input(' ')
disp('r yaricapi giriniz:')
r=input(' ')
%x alt limit=a-r
altlim=a-r;
%x üst limit=a+r den cok az fazla alınır.
ustlim=a+r+0.015;
x=altlim:0.01:ustlim;
y=b-(sqrt((r^2)-(x-a).^2));
Y=b+(sqrt((r^2)-(x-a).^2));
plot(x,y)
hold on
plot(x,Y)
title('M(a,b) ve yaricapi r olan cember')

```

```

xlabel('X')
ylabel('Y')
grid on
plot(a,b,'*')

```

15)

%G(s)=Km/s(Js+1)(Lfs+Rf) motor transfer fonksiyonu için
 %Kp-Ki tam kararlılık bölgesi

```

function motorbolge(w)
for i=1:length(w)
    ne1=45;ne2=55;
    de_12=-3.564*(w(i)^2);
    de_34=-1.53*(w(i)^2);
    do_13=-0.036*(w(i)^2)+2.618;
    do_24=-0.01*(w(i)^2)+3.542;
    kp2(i)=-(de_34/ne2);
    ki2(i)=(w(i)^2)*(do_13/ne2);
end
figure(2)
plot(kp2,ki2,'k')
xlabel('Kp'),ylabel('Ki')
hold on

```

16)

%G(s)=1/s^3+4s^2+3s için sabit Kd=3.2688 için Kp-Ki kararlılık bölgesi

```

function ornek31(w)
for i=1:length(w)
    A=1;Q=pi/4;
    kd=3.2688;
    ne=1;no=0;
    de=(-4*(w(i)^2));
    do=(-(w(i)^2)+3);
    kp(i)=(do*w(i)*sin(Q)-de*cos(Q))/A;
    ki(i)=((w(i)*de*sin(Q)+do*(w(i)^2)*cos(Q))/A)+(kd*(w(i)^2));
end
figure(1)
plot(kp,ki,'k*')
xlabel('Kp'),ylabel('Ki')
hold on

```

17)

%G(s)=1/s^3+4s^2+3s için sabit Ki=3.963 için Kp-Kd kararlılık bölgesi

```
function ornek31(w)
for i=1:length(w)
    A=1;Q=pi/4;
    ki=3.963;
    ne=1;no=0;
    de=(-4*(w(i)^2));
    do=(-(w(i)^2)+3);
    kp(i)=(do*w(i)*sin(Q)-de*cos(Q))/A;
    kd(i)=((-w(i)^2)*do*cos(Q)-de*w(i)*sin(Q))/(A*w(i)^2)+(ki/(w(i)^2));
end
figure(2)
plot(kp,kd,'k*')
xlabel('Kp'),ylabel('Kd')
hold on
```

18)

%G(s)=1/(s+1)^2+(s+2)^2 için sabit Kd=6 için Kp-Ki kararlılık bölgesi

```
function ornek32(w)
for i=1:length(w)
    A=1;Q=0;
    kd=6;
    ne=1;no=0;
    de=(w(i)^4-13*(w(i)^2)+4);
    do=(-6*(w(i)^2)+12);
    kp(i)=(do*w(i)*sin(Q)-de*cos(Q))/A;
    ki(i)=(w(i)*de*sin(Q)+do*(w(i)^2)*cos(Q))/A+(kd*(w(i)^2));
end
figure(3)
plot(kp,ki,'k*')
xlabel('Kp'),ylabel('Ki')
hold on
```

19)

%G(s)=1/(s+1)^2+(s+2)^2 için sabit Ki=4.862 için Kp-Kd kararlılık bölgesi

```
function ornek322(w)
for i=1:length(w)
    A=1;Q=0;
    ki=4.862;
    ne=1;no=0;
    de=(w(i)^4-13*(w(i)^2)+4);
```

```

do=(-6*(w(i)^2)+12);
kp(i)=(do*w(i)*sin(Q)-de*cos(Q))/A;
kd(i)=((-w(i)^2)*do*cos(Q)-de*w(i)*sin(Q))/(A*w(i)^2)+(ki/(w(i)^2));
end
figure(4)
plot(kp,kd,'k*')
xlabel('Kp'),ylabel('Kd')
hold on

```

20)

%G(s)=1/s^3+4s^2+3s için PI katsayı araligi

```

Kp=0:0.01:11.99;
Kiii=(12*Kp);
Kii=Kiii-(Kp.^2);
Ki=Kii./16;
plot(Kp,Ki),hold on,grid on;
Kp=5.4;Ki=1.769;
plot(Kp,Ki,'*');
xlabel(' Kp '),ylabel(' Ki ');
title('PI kontrolör için katsayı araligi')
ginput(1)
disp('Kp katsayisi:')
KP=input(' ');
disp('Ki katsayisi:')
KI=input(' ');
n=[1];
d=[1 4 3 0];
nc=[KP KI];
dc=[1 0];
sis=tf(nc,dc)
num=conv(n,nc);
den=conv(d,dc);
[gm,pm,wcg,wcp]=margin(num,den)

```

6.3 Sonuç

Tezin bu bölümünde; tez içerisinde kullanılmış MATLAB programların bir kısmı verilmiştir. Bu programlar üzerinde bir takım değişiklikler yapılarak istenilen değerler veya sistemler için kullanımı da söz konusu olabilmektedir. Verilmiş programlar MATLAB editör sayfasında hazırlanmıştır. Bu programlar MATLAB komut sayfasından uygun koşullar içerisinde çağrılarak çalıştırılabilmektedir.

SONUÇ

Hazırlanmış yüksek lisans tezinde öncelikli amaç; ilerisi için de faydalı verileri bünyesinde toplayan, bilgi birikiminin tek noktada toplandığına inanıldığı bir kaynak oluşturabilmektir. Tez içerisinde klasik kontrol ve MATLAB konularından başlanarak; tezin çalışma konusu olan PID yapısı ve bu yapının farklı kollarına gelinmiştir.

Kontrolün uygulama alanları çok çeşitlidir. Çünkü; neredeyse tüm sistemler kontrol edilme gereksinimindedirler. Sistemden istenilen verimin en iyi şekilde sağlanabilmesi yani en az kayıpla çalışma koşullarına sahip sistemler için kontrol gereklidir. Çalışma konusu olan PID kontrolör yapısı da kontrolün uygulanma açısından en anlaşılır ve şartlara kolaylıkla uyum sağlayabilen yapılarından bir tanesidir. Endüstri bu sebeplerden ötürü PID kontrolör yapısını çokça tercih etmektedir. Akademik anlamda da yapının analizinde kompleks noktaların veya bilinmezliklerin fazla olmaması, bir takım kabullerden yola çıkılarak hesaplama yapma ihtiyacının olmaması yapının en iyi noktalarıdır.

Maalesef bu yapının hala bazı koşullarda deneme – yanılma yöntemleri ile uygulanması bir talihsizliktir. Sonuç olarak analog koşullarla da sonuç verebilen bu yapının, dijital uygulamalarının çok iyi performans verebileceği açıktır. Geri besleme ve otomatik kontrolün olduğu her yerde PID kontrolörler rahatlıkla kullanılabilir. Yapılan bu çalışmalar sonucunda varılan sonuçlar şu şekildedir:

- PID kontrolör yapısının daha iyi şartlarda uygulanabilmesi için yapının detaylı analizi gerekmektedir.
- Sistemin iyi performans gösterdiği PID kontrolör parametrelerini elde edebilmek için; klasik yöntemlerden elde edilen bir takım veriler referans alınarak yeni kararlılık bölgeleri elde etmek gerekmektedir.

- Bu kararlılık bölgeleri bir çok farklı yoldan bulunabilmektedir. Tezde kullanılan “Kazanç – Faz payı test metodu” iyi sonuçlar vermektedir.
- PID yapısına alternatif bir yapı şekli de PI – PD yapısıdır. Bu yapı ile öncelikle geri beslemedeki PD kontrolör ile sistemin transfer fonksiyonunun kutuplarının yerleri değiştirilmekte, sonraki aşamada ileri beslemedeki PI yapısı ile de sistemin daha kararlı çalışması sağlanmaktadır. Bu yapıya ait detaylı bilgi verilmiş ve yapının çeşitli uygulamaları yapılmıştır.
- Birtakım uygulamalarda kullanılan genel sistemlerden bazılarının transfer fonksiyonları “Standart transfer fonksiyonlar” adı altında detaylı bir şekilde incelenmiş ve bu sistemlerin; PI veya PID kontrolör yapıları için parametrelerin kararlılık bölgeleri elde edilmiştir.
- Sistemlerin kararlılık bölgelerini elde edebilmek için MATLAB programa dili kullanılarak programlar yazılmış ve gerekli kısımlarda MATLAB ın sanal laboratuvarı olan SIMULINK ten de faydalanılmıştır.
- Yöntemler; ilerki çalışmalarda özerkleştirilerek yeni dayanıklı PID kontrolör tasarım metotları geliştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] K. J. Åström and T. Hägglund, The future of PID control, *Control Eng. Pract.*, vol. 9, 2001, pp. 1163-1175.
- [2] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, Optimum settings for automatic controllers, *Trans. ASME*, vol. 64, 1942, pp. 759-768.
- [3] K. J. Åström and T. Hägglund, C. C. Hang, and W. K. Ho, Automatic tuning and adaptation for PID controllers- a survey, *Control Eng. Pract.*, vol. 1, 1993, pp. 699-714.
- [4] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 1995, Instrument Society of America.
- [5] M. Zhuang and D. P. Atherton, Automatic tuning of optimum PID controllers, *IEE Proc. Part D*, vol. 140, 1993, pp. 216-224.
- [6] W. K. Ho, C. C. Hang, and L. S. Cao, Tuning of PID controllers based on gain and phase margins specifications, *Automatica*, vol. 31, 1995, pp. 497-502.
- [7] M. T. Ho, A. Datta, and S. P. Bhattacharyya, A new approach to feedback stabilization," *Proc. of the 35th CDC*, 1996, pp. 4643-4648.
- [8] M. T. Ho, A. Datta, and S. P. Bhattacharyya, A linear programming characterization of all stabilizing PID controllers, 1997, *Proc. of Amer. Contr. Conf.*.
- [9] A. Datta, M. T. Ho and S. P. Bhattacharyya, *Structure and Synthesis of PID Controllers.* , 2000, Springer.
- [10] N. Munro and M. T. Söylemez, Fast calculation of stabilizing PID controllers for uncertain parameter systems, *Proc. of Symposium on Robust Control*, 2000, Prague.
- [11] M. T. Söylemez, N. Munro, and H. Baki, Fast calculation of stabilizing PID controllers, *Automatica*, vol. 39, 2003, pp. 121-126.
- [12] N. Tan and D. P. Atherton, Feedback stabilization using the Hermite-Biehler theorem, *International Conf. on the Control of Industrial Processes*, 1999, Newcastle, UK.
- [13] J. Ackermann and D. Kaesbauer, Design of robust PID controllers, *European Control Conference*, 2001, pp. 522-527.
- [14] Z. Shafiei and A. T. Shenton, Frequency domain design of PID controllers for stable and unstable systems with time delay, *Automatica*, vol. 33, 1997, pp. 2223-2232.
- [15] Y. J. Huang and Y. J. Wang, Robust PID tuning strategy for uncertain plants based on the Kharitonov theorem, *ISA Transactions*, vol. 39, 2000, pp. 419-431.
- [16] N. Tan, I. Kaya and D. P. Atherton, Computation of stabilizing PI and PID controllers, *Proc. of the 2003 IEEE Conf. on the Contr. Appl.*, 2003, CCA2003.
- [17] N. Tan, Computation of stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay, to appear in *ISA Transactions*.
- [18] D. P. Atherton and S. Majhi, Limitation of PID controller, *Proc. of Amer. Contr. Conf.* , 1997, pp. 3843-3847.
- [19] S. Majhi, *Relay Feedback Identification and Controller Design*. PhD Thesis, University of Sussex, 1999, Brighton, UK.

- [20] H. J. Kwak, S. W. Sung and I. Lee, On-line process identification and autotuning for integrating processes, *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 36, 1997, pp. 5329-5338.
- [21] J. H. Park, S. W. Sung and I. Lee, An enhanced PID control strategy for unstable processes, *Automatica*, vol. 34, 1998, pp. 751-756.
- [22] D. P. Atherton and S. Majhi, Tuning of optimum PIPD controllers, *Proc. of Int. Conf. Control'98*, Coimbra, Portugal, 1998, pp. 549-554.
- [23] D. K. Fredarick, J. H. Chow, *Feedback Control Problems Using MATLAB and The Control System Toolbox*, Brooks/Cole, 2000, USA.
- [24] R. H. Bishop, *Modern Control Systems Analysis and Design Using MATLAB and SIMULINK*, 1997, Addison Wesley Longman
- [25] U. Arifoğlu, C. Kubat, *MATLAB ve Mühendislik Uygulamaları*, 2003, Alfa
- [26] B. K. Ghosh, Some new results on the simultaneous stabilization of a family of single input, single output systems, *Syst. Contr. Lett.*, Vol. 6, 1985, pp. 39-45.
- [27] B. R. Barmish, C. M. Lagoa and R. Tempa, Radially truncated uniform distributions for probabilistic robustness of control systems, 1997, *Proc. of Amer. Ctrl. Conf.*.
- [28] S. P. Bhattacharyya and L. H. Kael, Comments on "extreme point results for robust stabilization of interval plants with first order compensators", *IEEE Trans. On Automat. Contr.*, vol. 38, 1993, pp. 1734-1735.
- [29] M. T. Ho, A. Datta, S. P. Bhattacharyya, Design of P PI PID controllers for interval plants, *Proc. of Amer. Contr. Conf.*, June, 1998, Philadelphia.
- [30] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 1990, Longman Higher Education Division.
- [31] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, 2004, Prentice Hall.
- [32] B. C. Kuo, F. Galnaraghi, *Automatic Control Systems*, 2002, Wiley.

ÖZGEÇMİŞ

01.11.1981 yılında Malatya' da doğdum. Öğrenim hayatımın tamamı Malatya' da geçmiştir. Lise öğrenimimi Turgut Özal Lisesi' nde tamamladım. Lise öğrenimimin ilk yılı yabancı dil ağırlıklı olmuştur. 1999 yılında İnönü Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği bölümünü kazandım. Lisans öğrenimi boyunca elektronik ve mikroişlemcili sistemler ağırlıklı dersler aldım. Son sınıfta Elektronik opsiyonunu seçtim. Lisans bitirme çalışmam “Frekans Modülasyonlu Radyo Vericisi Tasarımı” dır. Lisans öğrenimimde hazırladığım proje: “Lojik elemanlar kullanarak; TV kumandası hızlı program değişim kısmı devre tasarımı ve gerçekleştirilmesi” dir.

Lisans öğrenimimi 2003 yılında bitirdikten sonra; ara vermeksizin aynı üniversitede yüksek lisans öğrenimime başladım. Yüksek lisans ders aşamasında; kontrol, özel elektrik makinaları, fuzzy lojik, sensör bilgisi ile ilgili dersler aldım. Yüksek lisans öğrenimi içerisinde sempozyumlarda yayınlanan bildiriler:

- ASYU-INISTA 2004 (Akıllı Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamaları Sempozyumu, ©Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi) PIC16F877 Mikrodenetleyici ve X-10 Temelli Akıllı Ev Tasarımı (Belge No:01039), (Y.Doç.Dr. Fikret YALÇINKAYA ve Arş.Grv. Gökhan GELEN ile gerçekleştirilmiştir), (Haziran-2004).
- TOK'05 (Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ)), PI – PD Kontrolör Tasarımı (Doç. Dr. Nusret TAN ile gerçekleştirilmiştir, bildiri kabul edilmiştir), (2 – 3 Haziran 2005).