

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**AYRIK KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ, KENDİNDEN UYARLAMALI
VE DAYANIKLI KONTROLÖRLERİN TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ
Ömür ÖCAL**

Anabilim Dalı : Elektrik Mühendisliği

Programı : Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği

NİSAN 2010

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**AYRIK KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ, KENDİNDEN UYARLAMALI
VE DAYANIKLI KONTROLÖRLERİN TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ
Ömür ÖCAL
(504042104)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 11 Ocak 2010

Tezin Savunulduğu Tarih : 27 Nisan 2010

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Atilla BİR (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri: Doç. Dr. Mehmet Turan SÖYLEMEZ (İTÜ)
Yrd. Doç. Dr. Osman Kaan EROL (İTÜ)
Yrd. Doç. Dr. Gülay ÖKE (İTÜ)
Prof. Dr. Feza KERESTECİOĞLU (KHAS)

NİSAN 2010

Anneme, Babama ve Ablama,

ÖNSÖZ

Çalışmalarım süresince gösterdiği ilgi ve desteğini benden hiç esirgemeyen, üstün bilgi ve tecrübesiyle beni aydınlatan ve yönlendiren, çok kıymetli sayın hocam Prof. Dr. Atilla BİR'e, beraber çalışmalar yaptığımız çok bilgili ve değerli sayın hocam Doç. Dr. Mehmet Turan SÖYLEMEZ'e, beni destekleyen ve bana güvenen çok değerli Prof. Dr. Bernd TIBKEN'e, bu çalışmada emeği geçen diğer tüm hocalarıma ve son olarak beni bugünlere getiren, desteklerini ve güvenlerini benden hiç esirgemeyen her zaman yanımda olan sevgili aileme çok teşekkür ederim.

Nisan 2010

Ömür ÖCAL

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı Ve Tezde İzlenen Yol	2
1.2 Literatür Özeti	3
1.3 Problem Tanımı	4
2. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ	7
2.1 Amaç	7
2.2 Katsayı Diyagram Yöntemi.....	7
2.3 KDY Kontrollü Sistemin Yapısı	8
2.4 Davranış Parametreleri ve Karakteristik Polinom Arasındaki İlişkiler.....	11
2.5 Katsayı Diyagramı.....	13
2.6 Tasarım Parametreleri	20
2.6.1 Kararlılık indeksi ve kararlılık	20
2.6.2 Eşdeğer zaman sabiti ve cevap hızı.....	22
2.7 Standart Manabe Biçimi.....	23
2.8 KDY ile Kontrol Tasarım Prosedürü	27
2.8.1 Tasarım öncesi belirlenmesi gereken bilgiler	27
2.8.1.1 Kontrolör polinomlarının belirlenmesi	27
2.8.1.2 Eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksinin seçimi	29
2.8.2 $A(s)$, $B(s)$ ve $P(s)$ Polinom katsayılarının belirlenmesi	29
2.8.3 Tasarım sonrasındaki yapılacak işlemler	30
2.9 KDY Yöntemi Kullanarak Yapılan Tasarım Uygulamaları.....	31
2.9.1 Uygulama 1	31
2.9.2 Uygulama 2	34
2.9.3 Uygulama 3	36
2.9.4 Uygulama 4	38
3. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİNİN AYRIKLAŞTIRILMASI.....	41
3.1 Amaç	41
3.2 Ayrıklaştırılmış Katsayı Diyagram Yöntemi	42
3.2.1 Kuram.....	42
3.2.1.1 Ayrık KDY sistem yapısı	42
3.2.1.2 Performans parametreleri ve hedef karakteristik polinomu	44
3.2.1.3 Tasarım prosedürü ve $A(z)$, $B(z)$ ve F kontrolör polinomları	44
3.2.1.4 Kararlılık ve dayanıklılık	46

3.2.1.5 Bozucu etkileri	46
3.3 Uygulamalar	46
3.3.1 Birinci mertebeden sistemler	46
3.3.2 İkinci mertebeden sistemler	48
3.3.3 Üçüncü mertebeden sistemler	52
3.3.4 Kararsız sistemler	55
3.3.5 Bozucu etkileri	57
3.3.5.1 Birim basamak tipi bozucu	58
3.3.5.2 Rampa tipi bozucu etkisi	60
3.3.5.3 Sinüs tipi bozucuların etkisi	62
4. MRAS-KDY	65
4.1 Giriş	65
4.2 Kuram	66
4.3 Karma MRAS – KDY Yapısı	66
4.3.1 Kontrol işaretini elde etmek için birinci yöntem	68
4.3.2 Kontrol sinyali elde etmek için ikinci yöntem	70
4.4 Uygulamalar	72
4.4.1 Gerçek zamanda kontrol uygulaması	72
4.4.1.1 Yöntem 1 için bir gerçek zaman uygulaması	72
4.4.1.2 Yöntem 2 için bir gerçek zaman uygulaması	77
4.4.2 Çekme düzeneği hız kontrolü simülasyon uygulanması	83
5. KDY TABANLI DAYANIKLI KONTROLÖR TASARIMI (KDY-PI)	93
5.1 Giriş	93
5.2 Dayanıklı Kutup Atama Yöntemi	94
5.3 Kutup Renklendirme	96
5.4 Fonksiyon uydurma yöntemi ile dayanıklı kontrolör belirleme:	97
5.5 Yapay Sinir Ağları Yardımı ile Dayanıklı Kontrolör Belirleme:	102
5.5.1 Dayanıklılık ve KDY ile KDY-PI kontrolörlerinin karşılaştırılması	105
5.5.2 PI Kontrolör yöntemleriyle karşılaştırılması	109
5.5.3 PID kontrolör yöntemleriyle karşılaştırılması	110
6. SONUÇLAR	113
KAYNAKLAR	117
ÖZGEÇMİŞ	121

KISALTMALAR

KDY	: Katsayı Diyagram Yöntemi
KD	: Katsayı Diyagramı
PID	: Proportional Integral Derivative (Oransal İntegral Türevsel)
PI	: Proportional Integral (Oransal İntegral)
LQR	: Linear Quadratic Regulator (Doğrusal Karesel Regülatör)
YSSB	: Yerleşme Süresi Standart Biçimi
AQM	: Active Queue Management
I-PDA	: İntegral-Oransal Türevsel İvmeleme
PIDA	: Oransal İntegral Türevsel İvmeleme
PI-KDY	: Oransal İntegral- Katsayı Diyagram Yöntemi
FBC	: Geri Yol Kontrolörü
FFC	: İleri Yol Kontrolörü
FOPTD	: Birinci Mertebeden Ölü Zamanlı Sistemler
MRAS	: Model Referans Adaptif Sistemler
MRAS-KDY	: Model Referans Adaptif Sistemler - Katsayı Diyagram Yöntemi

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Bazı standart biçimlerde kararlılık indeks değerlerini veren çizelge. ...	23
Çizelge 2.2 : Standart Manabe Biçimi' ne ilişkin örneksel karakteristik polinomları veren çizelge.....	24
Çizelge 2.3 : Sisteme etkiyen farklı türde etkiyen bozucular için seçilmesi gereken $A(s)$, $B(s)$ ve $P(s)$ polinom mertebelerine ilişkin çizelge.....	28
Çizelge 3.1 : Bozucu tiplerine karşı $A(z)$, $B(z)$ ve $P(z)$ polinomları.	46
Çizelge 3.2 : Farklı bozucu etkileri için $A(z)$, $B(z)$ ve $P(z)$ polinomlarının mertebeleri.	46

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : KDY kontrol sistemine ilişkin temel blok diyagramı.....	9
Şekil 2.2 : KDY kontrol sistemine ilişkin eşdeğer temel blok diyagramı.....	9
Şekil 2.3 : KDY kontrol sistemine ilişkin temel blok diyagramı.....	10
Şekil 2.4 : 1-Tipi sistemin yaklaşık olarak frekans genlik yanıtı.....	14
Şekil 2.5 : Katsayı Diyagramı.....	17
Şekil 2.6 : Farklı γ_i 'ler için sistem kararlılığındaki değişimin etkisi; (a) katsayı diyagram yöntemi üzerinde, (b) s-düzleminde sistem kutupları: ($\gamma_1 = 0.5$ (*), $\gamma_1 = 1.5$ (x), $\gamma_1 = 2.5$ (o) ve $\gamma_1 = 3.5$ (+)).....	18
Şekil 2.7 : τ 'nun değişik değerleri için ($\tau = 0.5, 1.5, 2.5$ ve 3.5) (a) katsayı diyagramına (b) $y(t)$ sistem yanıtına etkisi.....	19
Şekil 2.8 : Karakteristik $P(s)$ polinom köklerinin bulunması amaçlanan s-düzlemi bölgesi.....	25
Şekil 2.9 : Uygulama 1'e ilişkin $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata işareti ve KD grafığı.....	34
Şekil 2.10 : Uygulama 2'ye ilişkin $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata işareti ve KD grafığı.....	36
Şekil 2.11 : Uygulama 3'e ilişkin $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata işareti ve KD grafığı.....	38
Şekil 2.12 : Uygulama 4'e ilişkin $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata işareti ve KD grafığı.....	39
Şekil 3.1 : Ayrık SISO sistemler için standart blok diyagramı.....	42
Şekil 3.2 : Ayrık KDY'nin standart blok diyagramı.....	42
Şekil 3.3 : Ayrık KDY'nin standart blok diyagramı.....	43
Şekil 3.4 : Ayrık KDY'nin standart blok diyagramı.....	43
Şekil 3.5 : Kapalı çevrimli sistemin $y(kT)$ birim basamak yanıtı.....	47
Şekil 3.6 : Kontrol işaretinin $u(kT)$ birim basamak yanıtı.....	48
Şekil 3.7 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti.....	48
Şekil 3.8 : Kapalı çevrimli sistemin $y(kT)$ birim basamak yanıtı.....	49
Şekil 3.9 : Kontrol işaretinin $u(kT)$ birim basamak yanıtı.....	50
Şekil 3.10 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti.....	50
Şekil 3.11 : Seçilen parametre örnekleri: $-0,3 < a < 0,3$ ve $-1,5 < b < 1,5$ aralığında	51
Şekil 3.12 : Seçilen $-0,3 < a < 0,3$ ve $-1,5 < b < 1,5$ parametre aralığına karşı düşen kapalı çevrimli sisteme ilişkin kutup değerleri değişimi.....	51
Şekil 3.13 : Kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtı $y(kT)$	52
Şekil 3.14 : Kontrol işaretinin $u(kT)$ birim basamak yanıtı.....	53
Şekil 3.15 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti.....	53
Şekil 3.16 : $-0,3 < a < 0,3$, $-2 < b < 2$ ve $-3 < c < 3$ değerleri için sistemin katsayılarının aldığı değerler.....	54
Şekil 3.17 : $-0,3 < a < 0,3$, $-2 < b < 2$ ve $-3 < c < 3$ için kapalı çevrimli	

sistemin kutup değerleri.....	54
Şekil 3.18 : Kapalı çevrimli sistem çıkışının birim basamak yanıtı $y(kT)$	55
Şekil 3.19 : Kontrol işaretinin birim basamak yanıtı $u(kT)$	56
Şekil 3.20 : Kontrol sistemin hata işareti $e(kT)$	56
Şekil 3.21 : $-0.6 < a < 0.6$, $-0.3 < b < 0.3$ ve $-0.5 < c < 0.5$ için sistem katsayılarının aldığı değerler.....	57
Şekil 3.22 : $-0.6 < a < 0.6$, $-0.3 < b < 0.3$ ve $-0.5 < c < 0.5$ için kapalı çevrimli sistemin kutup değerleri.....	57
Şekil 3.23 : Kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtı $y(kT)$	59
Şekil 3.24 : Kapalı çevrim sistemin $u(kT)$ kontrol işareti.....	59
Şekil 3.25 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti.....	59
Şekil 3.26 : Kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtı $y(kT)$	61
Şekil 3.27 : Kapalı çevrim sistemin $u(kT)$ kontrol işareti.....	61
Şekil 3.28 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti.....	61
Şekil 3.29 : Kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtı $y(kT)$	63
Şekil 3.30 : Kapalı çevrim sistemin $u(kT)$ kontrol işareti.....	63
Şekil 3.31 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti.....	64
Şekil 4.1 : Birinci mertebeden hibrid MRAS-CDM blok diyagramı.....	67
Şekil 4.2 : Birinci mertebeden sistemin blok diyagramı.....	67
Şekil 4.3 : Kontrol edilen sistemin model.....	73
Şekil 4.4 : MRAS-KDY ile elde edilen $y(t)$ çıkış işaretleri: (1) referans, (3) model referans ve (2) sistem çıkış işareti.	74
Şekil 4.5 : MRAS kullanılarak elde edilen $y(t)$ çıkış işaretleri: (1) referans, (3) model referans ve (2) sistemin çıkış işareti.....	74
Şekil 4.6 : MRAS-KDY kullanılarak elde edilen $u(t)$ kontrol işareti.....	74
Şekil 4.7 : MRAS kullanılarak elde edilen $u(t)$ kontrol işareti.....	75
Şekil 4.8 : MRAS-KDY için θ_1 (Sol) ve θ_2 (Sağ) kontrol parametrelerinin değişimi.....	75
Şekil 4.9 : MRAS için θ_1 (Sol) ve θ_2 (Sağ) kontrol parametrelerinin değişimi.....	76
Şekil 4.10 : MRAS-KDY için blok diyagramı.....	76
Şekil 4.11 : MRAS için blok diyagramı.....	77
Şekil 4.12 : Kısım 4.3.1'teki birinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için; (1) $r(t)$ referans işareti, (2) $y(t)$ çıkış işareti ve (3) $y_m(t)$ referans modelin çıkış işareti.....	78
Şekil 4.13 : Kısım 4.3.2'deki ikinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için; (1) $r(t)$ referans işareti, (2) $y(t)$ çıkış işareti ve (3) $y_m(t)$ referans modelin çıkış işareti.....	79
Şekil 4.14 : MRAS kullanılarak kontrol edilen sistemin; (1) $r(t)$ referans işareti, (2) $y(t)$ çıkış işareti ve (3) $y_m(t)$ referans modelin çıkış işareti.....	79
Şekil 4.15 : Kısım 4.3.1'e göre MRAS-KDY için elde edilen $u(t)$ kontrol işareti.....	80
Şekil 4.16 : Kısım 4.3.2'ye göre MRAS-KDY için elde edilen $u(t)$ kontrol işareti.....	80
Şekil 4.17 : MRAS kullanılarak kontrol edilen sistemde $u(t)$ kontrol işareti.....	81
Şekil 4.18 : Kısım 4.3.2'deki kontrol işareti kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için; a) m_0 kontrol parametresinin değişimi, b) k_0 kontrol parametresinin değişimi.....	81
Şekil 4.19 : θ_1 Kontrol parametresinin değişimi, a) Kısım 4.3.1' deki kontrol işareti kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için, b) MRAS için.....	81
Şekil 4.20 : θ_2 Kontrol parametresinin değişimi, a) Kısım 4.3.1'deki kontrol işareti kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için, b) MRAS için.....	82

Şekil 4.21 : Birinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY'li sistemin blok diyagramı.....	82
Şekil 4.22 : MRAS'li kontrol sisteminin blok diyagramı.....	83
Şekil 4.23 : İkinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY'li sistemin blok diyagramı.....	83
Şekil 4.24 : Çekme düzeni.....	84
Şekil 4.25 : Çekme düzenini etkileyen kuvvetler.....	84
Şekil 4.26 : Transfer fonksiyonu denklem (4.29)'da verilen sistem için $y(t)$ sistem ve $y_m(t)$ referans model çıkış işareti ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemin $y_{mras}(t)$ çıkış işareti.....	85
Şekil 4.27 : Transfer fonksiyonu denklem (4.29)'da verilen sistem için $u(t)$ sistem ve referans ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemdeki $u_{mrascdm}(t)$ kontrol işareti değişimi.....	86
Şekil 4.28 : Transfer fonksiyonu denklem (4.29)'da verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin değişimi.....	86
Şekil 4.29 : Transfer fonksiyonu denklem (4.30)'de verilen sistemdeki $y(t)$ sistem ve $y_m(t)$ referans model çıkış işareti ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemin $y_{mras}(t)$ çıkış işareti.....	87
Şekil 4.30 : Transfer fonksiyonu denklem (4.30)'de verilen sistem için $u(t)$ sistem ve referans ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemdeki $u_{mrascdm}(t)$ kontrol işareti değişimi.....	87
Şekil 4.31 : Transfer fonksiyonu denklem (4.30)'de verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin değişimi.....	88
Şekil 4.32 : Transfer fonksiyonu denklem (4.31)'te verilen sistemdeki $y(t)$ sistem ve $y_m(t)$ referans model çıkış işareti ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemin $y_{mras}(t)$ çıkış işareti.....	88
Şekil 4.33 : Transfer fonksiyonu denklem (4.31)'de verilen sistem için $u(t)$ sistem ve referans ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemdeki $u_{mrascdm}(t)$ kontrol işareti değişimi.....	89
Şekil 4.34 : Transfer fonksiyonu denklem (4.31)'de verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin değişimi.....	89
Şekil 4.35 : Transfer fonksiyonu denklem (4.32)'te verilen sistemdeki $y(t)$ sistem ve $y_m(t)$ referans model çıkış işareti ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemin $y_{mras}(t)$ çıkış işareti.....	90
Şekil 4.36 : Transfer fonksiyonu denklem (4.32)'te verilen sistem için $u(t)$ sistem ve referans ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemdeki $u_{mrascdm}(t)$ kontrol işareti değişimi.....	90
Şekil 4.37 : Transfer fonksiyonu denklem (4.32)'te verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin değişimi.....	91
Şekil 4.38 : $y(t)$ sistem çıkışının kazanç değişimlerine bağımlılığı: (a,b) $n_m=0,2$ ve $d_m=0,2$ (c,d) $n_m=0,5$ ve $d_m=0,5$ ve (e,f) $n_m=1$ ve $d_m=1$ ($0,5k < k_p < 1,5k$)	92
Şekil 5.1 : $K(s)$ kontrolörlü bir KDY sistemi blok diyagramı.....	95
Şekil 5.2 : Nominal ve bozulmuş kutupların s-düzleminde konumu. $\times$ noktaları bozulmuş, Δ noktaları nominal kutupları göstermektedir.....	97
Şekil 5.3 : Uygulama için blok diyagramı.....	98
Şekil 5.4 : KDY için kutup dağılımı ($T=2$, $L=0,5$)	99
Şekil 5.5 : KDY kontrolör için kapalı çevrim sistem yanıtı dağılımları ($T=2$, $L=0,5$).	99
Şekil 5.6 : KDY-PI kutup dağılımı ($T=2$, $L=0,5$, $a=1$).....	100

Şekil 5.7 : KDY-PI kontrolör için kapalı çevrim sistem yanıtı dağılımı ($T=2$, $L=0.5$, $a=1$).....	100
Şekil 5.8 : KDY-PI kutup dağılımı ($T=2$; $L = 0,5$ ve $a = 0,25$).....	101
Şekil 5.9 : $0,4 < a < 10$ için kutup renklendirme J masraf fonksiyonunun değişimi..	101
Şekil 5.10 : $0,1 < T < 20$ aralığındaki sistemi en dayanıklı kılan a parametresi değerleri.....	102
Şekil 5.11 : Elde edilen a parametre değerlerine yaklaşık uygun düşen grafik.....	102
Şekil 5.12 : Dayanıklılı KDY-PI için blok diyagramı.....	103
Şekil 5.13 : Denklem (5.11) için yapay sinir ağı yapısı.....	104
Şekil 5.14 : Eğitilen değer ve yapay sinir ağı çıkışı verileri ($1 < T < 1,7$).....	105
Şekil 5.15 : Performans ve hedef grafiği ($1 < T < 1,7$).....	106
Şekil 5.16 : Standart KDY kullanılarak elde edilmiş kapalı çevrim transfer fonksiyonu kutup dağılımı.....	107
Şekil 5.17 : Standart KDY kullanılarak elde edilmiş belirsiz sistemin birim basamak yanıtı değişimi.....	107
Şekil 5.18 : KDY-PI kullanılarak elde edilmiş kapalı çevrim transfer fonksiyonu kutup dağılımı.....	108
Şekil 5.19 : KDY-PI kullanılarak elde edilmiş belirsiz sistemin birim basamak yanıtı.....	108
Şekil 5.20 : PI kontrolörleriyle kontrol edilen sistemlerin kapalı çevrim çıkış yanıtları.....	109
Şekil 5.21 : PI kontrolörleriyle kontrol edilen sistemlerin kontrol işaretleri.....	110
Şekil 5.22 : Bazı standart PID kontrolörleriyle önerilen KDY-PI yapısının kapalı çevrim sistem yanıtları.....	111
Şekil 5.23 : Bazı standart PID kontrolörleriyle önerilen KDY-PI yapısının kontrol işaretleri.....	111

AYRIK KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ, KENDİNDEN UYARLAMALI VE DAYANIKLI KONTROLÖRLERİN TASARIMI

ÖZET

Bu tezin amacı, doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler için geliştirilmiş bir kontrolör tasarım yöntemi olan Katsayı Diyagram Yöntemini (KDY) her türden ayrık doğrusal kontrol sistemlerinin tasarımına daha uygun bir şekle getirmektir. KDY temelde cebirsel bir yaklaşımdır. Bu yöntemde kontrolör polinomlarının katsayıları, eşdeğer zaman sabiti, kararlılık indeksi, ve kararlılık sınır indeksi gibi KDY parametreleri değerlerinin uygun seçilmesi sonucunda elde edilen hedef karakteristik polinom katsayıları ile sistemin kapalı çevrim karakteristik polinomunun katsayılarıyla karşılaştırılarak elde edilir. KDY yöntemiyle bir sistemin kapalı çevrim çıkış yanıtı aşısız ve dayanıklı bir hale gelir. Ayrıca yerleşme zamanı da azalır ve sistem bozucu etkilerini de hızlı bir şekilde giderir. Bunun yanında tasarım işlevi basitleşir ve bilgisayar yapısına çok uygun hale gelir. Bu tasarım yönteminin en iyi özelliği, her türden sisteme en iyi sonuçlar elde edilecek şekilde uygulanabilir olmasıdır. Günümüzde kendinden ayarlamalı kontrolörler yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu kontrolörle sistem insan faktöründen bağımsız olarak en iyi şekilde tasarlanabilir. Tezde önerilen KDY yöntemi yukarıda belirtilen görevlerin tümünü en iyi şekilde yerine getirir. Uygulamada sistemler ayrık kontrolörlerle kontrol edilir. Bu tezde geleneksel tasarımdan farklı olarak ilk kez bir ayrık-KDY tasarım yöntemi geliştirilmiştir. Ayrıca KDY yöntemi kendinden ayarlamalı sistemlerle hibrit bir şekilde bağdaştırılmıştır. Bunlara ek olarak KDY tabanlı dayanıklı kontrolör tasarım yöntemleri de geliştirilmiştir. Tezde önerilen bu yeni kontrolör tasarım yöntemleri çeşitli kontrol sistemlerine uygulanmış ve elde edilen sonuçlar etrafı bir şekilde irdelenmiştir.

DIGITALIZED COEFFICIENT DIAGRAM METHOD, THE DESIGN OF THE ADAPTIVE AND ROBUST CONTROLLERS

SUMMARY

The aim of this thesis is to develop an all-purpose digital control design method using the Coefficient Diagram Method (CDM), which is currently only applied to control continuous linear and time-invariant systems. In this well known design method, the coefficients of the controller polynomials are obtained by comparing the coefficients of the characteristic polynomial of the closed loop transfer function with the coefficients of the target characteristic polynomial, which are obtained by using the conveniently chosen CDM parameters such as equivalent time constant, stability index, and stability limit index. The system controlled by CDM is robust, the unit response has a small settling time without overshoot, and the disturbance effects on the system can also be rapidly eliminated. The design procedure is very simple and convenient for the application to computer control systems. One of the most important properties of the CDM method is that good results can be obtained for all kinds of systems. The importance of the use of self-tuning controllers increases day-to-day. The aim of these kinds of controllers is to make the best design independent of human factor. To achieve this aim, CDM controllers can be effectively used. At this time only digital controllers are used in the industry. In this thesis to facilitate the application, a digital design version of the CDM is introduced. Furthermore, a hybrid combination of the CDM with Model Reference Adaptive System is also given, and a robust controller design method based on CDM is developed. Finally, the new controller methods introduced in this thesis are applied to the different control systems and the results are discussed in detail.

1. GİRİŞ

Kararlılık, dayanıklılık ve yanıt hızı kontrol sistemlerinin tasarımında göz önünde bulundurulması gereken çok önemli tasarım ilkeleridir. Bunlara ek olarak kapalı çevrimli sistem yanıtının aşısız ya da çok az aşımli ve kullanılan tasarım yönteminin olabildiğince basit olması istenir. Amaç, bu hedefleri en iyi gerçekleyen kontrolör tasarım yöntemini geliştirmektir. Günümüzde bu hedeflere ulaşabilmek için, çok sayıda yeni kontrolör tasarım yöntemi geliştirilerek kontrol sistemlerine uygulanmaktadır. Günümüze kadar geliştirilen kontrolör tasarım yöntemleri arasında bu hedeflere en çok yaklaşanlardan biri 1991’ de Manabe tarafından geliştirilen KDY ya da Katsayı Diyagram Yöntemi’ dir. Bu nispeten yeni tasarım yöntemi kullanılarak, zaman tanım bölgesi davranışı son derece uygun olan kapalı çevrimli sistemler elde edilebilmektedir.

Günümüz uygulamalarında parametreleri belirsiz, çok değişkenli, doğrusal ve doğrusal olmayan, çok farklı yapı özelliklerine sahip sistemlerle karşılaşılır. Bu farklı yapı özellikli sistemler, tasarlanan kontrolörlere bağlı olarak, farklı davranışlar sergiler. Diğer bir deyişle sisteme eklenen kontrolün özellikleri sistemin davranışını etkiler. Kontrol edilecek bir sisteme bir kontrolör tasarlariken hangi kontrol tasarım yönteminin kullanılacağı önem taşır. Kontrol yöntemleri genellikle belirli özelliklere sahip sistemler için kullanılır (doğrusal ve doğrusal olmayan bir sistem, çok değişkenli vb gibi). Genellikle, söz konusu özelliklere sahip olmayan sistemler için bu yöntemler yetersiz kalır. Oransal, entegral, türevsel PID ve doğrusal, karesel regülatör türünden LQR kontrolörleri, zaman içinde ortaya çıkan ihtiyaçlar doğrultusunda sürekli yenilenerek, değişik özellikli sistemlerin tasarımında başarıyla kullanılır. Ancak özel türden kontrolörlerin genellikle kolay tasarlanıp uyguladıkları söylenemez. Bu husus tasarımcıları yeni araştırmalara yöneltmiş ve bunun sonucunda katsayı diyagram yöntemi KDY olarak adlandırılan ve burada etraflı incelenecek olan kontrol yöntemi ortaya çıkmıştır. KDY polinomsal gösterime uygun, yordamı basit ve bilgisayarda kolay uygulanabilir bir tasarım yöntemidir. Kontrol sistemleri tasarlanırken, tasarlanan kontrolörün mümkün olduğunca düşük

mertebeden, minimum fazlı ve kararlı olmasına özen gösterilir. Bunun yanında kontrolörün yeterli bant genişliği ve gerekli güç sınırlamasına sahip olması istenir. Tasarlanan bir kontrolörde bu özellikler göz önünde bulundurulmaz ise, amaçlanan kararlılık sağlansa ve sistem uygun bir zaman yanıtını gerçekleştire bile, sistemin parametre değişikliklerine karşı dayanıklılığı yetersiz kalabilir. Ayrıca sistemin uygun bir bant genişliğine sahip olması ve pek çok uygulamada tercih edildiği gibi kapalı çevrim yanıtının aşısız olması istenir. Bu özelliklerin tümüne sahip bir kontrol sistemi çok dayanıklı olur ve bozucu etkilerini hızlı bir şekilde giderebilir. Ayrıca, LQR, kutup-yerleştirme, vb modern kontrol yöntemleri ile özellikle sanal eksene yakın kutuplu sistemlerde dayanıklı kontrolörlerin tasarımı çok zordur ve tasarımcının çok deneyimli olmasını gerektirir. Bu durumlarda tercihen KDY tekniği kullanıldığında, sistemin dayanıklılığı daha kolay sağlandığı gibi tasarlanan sistem parametreleri daha kolay hesaplanarak belirlenebilir.

1.1 Tezin Amacı Ve Tezde İzlenen Yol

Bu tezde izlenen yol ve hedeflenen amaçlar aşağıdaki şekilde özetlenebilir:

1- Katsayı Diyagram Yöntemi oldukça yeni olmasına rağmen hızla yaygınlaşan bir tasarım yöntemidir. Tezde ilkin temel KDY tasarım yöntemi aktarılmış ve yöntemin diğer tasarım yöntemlerine göre üstünlükleri örnekler üzerinde verilmiştir.

2- Geleneksel KDY yönteminde kontrolörün tasarımı s -düzleminde gerçekleştirilir. Ancak bilindiği gibi günümüzde endüstriyel kontrol sistemleri dijital kontrolörlerle kontrol edilir. Tezin temel amacı mevcut KDY tasarım yöntemine eşdeğer bir ayrık zamanlı tasarım yöntemi geliştirmektir. Burada geliştirilen özgün ve yeni tasarım yönteminde elde edilen ayrık kontrolör yapısı geleneksel tasarım yöntemine karşın sürekli sisteme doğrudan uygulanabilir.

3- Kontrol sistemlerinin tasarımında Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY) ve Kendinden Uyarlamalı Model Referans Sistemi (MRAS) yöntemi önemli bir yer tutar. Literatürde daha önceki çalışmalardan bilindiği üzere, KDY tasarım yöntemi kontrol sistemlerinde iyi sonuçlar verir ve bu yöntem uygulandığında kararlı, dayanıklı, aşısız ve hızlı sistemler elde edilir. MRAS kontrol tasarım yöntemi ise, parametrelerini bir referans modele göre değiştiren kendinden uyarlamalı etkin bir yöntemdir. Bu tasarım yönteminde sistem parametrelerindeki değişikliklere karşı

yeni kontrolör parametreleri üretilir ve kontrol işareti değiştirilerek kontrol edilen sisteme uygulanır. Bu özellik parametreleri hızlı değişen kontrol sistemlerinde başarılı uygulama alanı bulur. Ancak genelde her bir kontrolör tasarım yönteminin kendine göre üstünlükleri ve sakıncaları vardır. Günümüzde kontrolör yöntemleri sistemlere doğrudan ya da karma olarak uygulanır ve tasarım sonuçları iyileştirilmeye çalışılır. KDY düşünüldüğünde KDY ile kontrol edilen sistemlerin her ne kadar kararlı ve dayanıklı olduğu bilinse de, özellikle gerçek zamanda kontrol uygulamalarında sistem parametrelerinin sürekli veya ansal değişimi, kontrol edilen sistemin kararlılık ve dayanıklılık özelliğini yok edebilir. Bu durumda, sistem parametrelerindeki değişikliklere karşı, yeni kontrolör parametreleri üreterek, kontrol işaretini kendinden değiştirerek kontrol edilen sisteme uygulayan bir tasarım yöntemine ihtiyaç duyulur. Bu sorunu çözebilecek yöntemlerden birisi yukarıda belirtildiği gibi MRAS türü kontrolörler kullanmaktır. Tezin 3. bölümde KDY MRAS ile hibrid bir şekilde birleştirilmiş ve oluşturulan yeni yöntem gerçek zamanda kontrol sistemlerine uygulanmıştır. Tezde önerilen bu yeni yöntem özgündür.

4- KDY ile oldukça dayanıklı sistemler elde edilse de geleneksel KDY yöntemin önemli bir sakıncası vardır: Yapısı gereği tasarlanan kontrolörde bir integratör bulunmaz. Bu nedenden dolayı belirsiz sistemlerde sürekli halde nominal durumdan sapmalar ya da sürekli hal hataları gözlenir. Tezin son bölümünde bu türden hataların giderilmesi amacıyla sisteme PI türü bir kontrolör uygulanmıştır. Literatürde KDY-PI yapısı bilinmekle birlikte burada sorunun ele alınış şekli özgündür.

1.2 Literatür Özeti

KDY tasarım yöntemi 90'lı yıllarda geliştirilmiş olmasına rağmen KDY ile ilgili çok sayıda kuramsal yayın ve endüstriyel uygulama mevcuttur.

KDY ile ilgili temel bilgiler yöntemin geliştiricisi Manabe'nin yazmış olduğu [1–9] ve [10–12] referanslarında mevcuttur. KDY'nin kararlılık incelemeleri için kullanılan Lipatov-Sokolov kararlılık analizi Lipatov ve Sokolov tarafından kaleme alınmış bulunan [13–15] referanslarında bulunur. KDY'nin endüstriyel uygulamalarından bazıları servo kontrolü [16], çelik-mil motor hız kontrolü [17], gaz tribün kontrolü [18] ve uydularda durum kontrolüyle [4] ilgili referanslarda yer alır.

Referanslara bilimsel ve kuramsal anlamda bakıldığında, [19–20]’de dayanıklı kutup atama yönteminin KDY ile birleştirilerek PI-KDY (Oransal-Entegral-Katsayı Diyagram Yöntemi) oluşturulduğu ve ölü zamanlı birinci mertebeden sistemler için dayanıklı bir sistemin (FOPTD) elde edilebilmesini sağlayan kolay bir algoritmanın önerildiği görülür. Literatürde bununla ilgili başka yayınlara da ulaşabilir. Referans [21] ve [22]’de uyarlamalı KDY’nin, AQM (Active Queue Managment) amacıyla yoğun haberleşme ağlarında kullanıldığı görülür. Ancak bu çalışmada ele alınan MRAS-KDY(Model Referans Adaptif Sistem-Katsayı Diyagram Yöntemi) yapısında farklı bir yaklaşım göz önünde bulundurulmuş ve belirli parametreler sıfır olarak kabul edilmiştir. KDY tasarım yöntemi FFC (ileri yol kontrolörü) içeren I-PDA (entegral-oransal türevsel ivmeleme) ile birleştirilmiştir [23]. Bu çalışmada FFC’li (İleri yol kontrolörü) bir I-PDA kontrol sistem yapısı mevcuttur ve PIDA ile I-PDA parametreleri KDY ile belirlenmektedir. PIDA ve I-PDA geri ve ileri yol kontrolörlerinden oluşur (FBC ve FFC). Referans [24]’te verilen yöntem bu çalışmanın temelini oluşturur. Burada KDY, MRAS ile karma olarak bir süreç kontrol sistemine gerçek zamanda uygulanmaktadır. MRAS-KDY sistemi ile ilgili geniş açıklama bu referansta mevcuttur. Ayrıca KDY ile PI birleştirilmiştir [25], bu yaklaşım [23]’e benzer ancak FBC’de ivme ve türev parametreleri yoktur.

1.3 Problem Tanımı

Öncelikle elde edilecek yeni yöntemler geleneksel KDY’de olduğu gibi kolay tasarlanabilmelidir. Ayrıca yeni yöntemlerle tasarlanan kontrol sistemlerinden elde edilecek sonuçlar beklenen niteliklere sahip olmalıdır. Tezde ele alınan problemlerin çözümünde bu varsayımların gerçekleşmesi hedeflenmiştir.

Özgün KDY’de bilindiği gibi kontrolör s -düzleminde tasarlanır. Endüstride genellikle dijital kontrolörler kullanıldığından tezde ilkin KDY’nin ayrıklaştırılması sorununa bir çözüm aranmıştır. Şüphesiz ki ayrıklaştırma sırasında öncelik çözümü var olan yöntemlere indirgemektir. Bu durumda çözüm kontrol tasarımcıları ve uygulamacılar için daha kolay hale gelir. Bu nedenle KDY’nin ayrıklaştırılmasında, T örnekleme periyodu olmak üzere, $z = e^{Ts}$ dönüşümünden yararlanılabilir. Ancak bu durumda daha karmaşık, yüksek mertebeden ve bozucu etkisi altındaki sistemlerin kontrolünde yetersiz kalan çözümler elde edilir ve sistemin sıfır etkilerini giderebilmek için daha başka çözümlere ihtiyaç duyulur. Bunun yerine doğrudan

ayrık kutuplar göz önünde bulundurulur ve tasarım koşulları buna göre yeniden değerlendirilir. Buna ek olarak türetilen çözümün doğruluğunu gösterebilmek için farklı sistemler ele alınmalı ve çeşitli uygulamalar göz önünde bulundurularak bu uygulamalar için türetilen çözümler irdelenmelidir.

Şüphesiz ki KDY’de karşılaşılan tek sorun ayrıklaştırılma problemi değildir. Buna ek olarak özellikle gerçek zamanda kontrollerde, her ne kadar kontrol edilen sistem KDY ile kararlı ve dayanıklı hale gelse dahi, kontrol edilen sistem sürekli ve anlık parametre değişimlerinin ya da bozucuların etkisinde kalır. Çevre etkenlerinden değişen sistem parametreleri sonucu KDY yöntemi yeni kontrol parametreleri üretmediğinden kontrol sistemin kararlılığında ve dayanıklılığında bozulmalar gözlenebilir. Buna çözüm olarak sistemin değişen parametrelerine karşı kendinden yeni kontrolör parametreleri üretilip sisteme uygulayabilen ek yeni bir yöntem ihtiyacı duyulur. Tezde bu eksikliği gidermek için kontrol literatüründe yaygın olarak bilinen kendinden uyarlamalı model referans sistemler (MRAS) bir çözüm olarak önerilmiştir. KDY ve MRAS’in karma birleşimiyle elde edilen bu yeni kontrolör tasarım yönteminin geçerliliği de gerçek zaman kontrol uygulamalarıyla doğrulanmalıdır.

Bu çalışmada son olarak, KDY tasarım yöntemi yapısal olarak bir entegratör içermediğinden, kontrol sisteminde değişen belirsiz parametreler nedeniyle oluşan sürekli hal hatalarının nasıl giderilmesi gerektiği üzerinde durulmuştur. Buna çözüm olarak sisteme PI türü bir kontrolör eklenmesi düşünülebilir. Ayrıca sistemin dayanıklılığını arttırabilmek için, dayanıklılık ölçütü olarak kutup renklendirme yöntemine başvurulabilir. Bunlara ek olarak sistem kontrolör parametrelerini kolay ve hızlı bir şekilde hesaplayabilmek için yapay sinir ağlarına başvurulabilir. Böylece sürekli hal hatalarının sıfırlanması problemi ve tasarım yordamında öngörülen hızlilik ve kolaylık koşullarına aynı anda çözüm bulunmuş olunur. Önerilen yeni kontrolör tasarım yöntemi birinci mertebeden ölü zamanlı sistemlere uygulanmış ve elde edilen olumlu sonuçlar irdelenmiştir.

2. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ

2.1 Amaç

Bu kısımda, ilerdeki bölümlerde ele alınacak olan konuların temelini oluşturan KDY Katsayı Diyagram Yöntemi kısaca verilmiştir.

2.2 Katsayı Diyagram Yöntemi

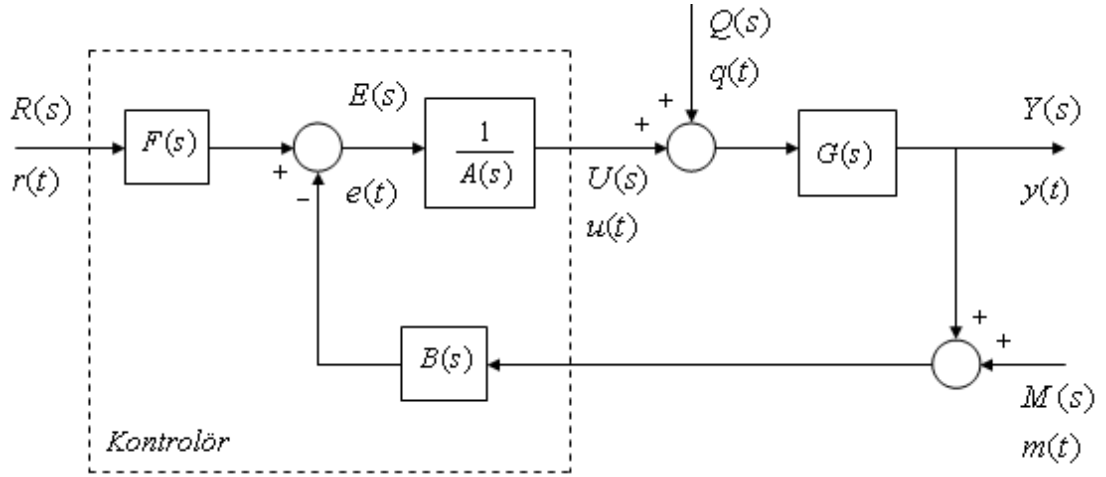
Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY), diğer yöntemlerden farklı olarak kontrolör tasarımında doğrudan kapalı çevrim kontrol davranışını göz önünde bulunduran bir yöntemdir. KDY yeni bir yöntem olmasına rağmen, bazı temel prensipleri kontrol tasarımında yıllardır kullanılmakta [17, 27-30] ve endüstrinin değişik alanlarında uzun süredir uygulama alanı bulmaktadır. Bazı endüstriyel uygulamalar şunlardır; servo kontrol sistemi [16], çelik-mil motor hız kontrolü [17], gaz türbin kontrolü [18] ve uydu durum kontrolü [4]. Yöntem ilk olarak 1991 yılında Shunji Manabe tarafından doğrusal ve zamanla değişmeyen tek-girişli tek-çıkışlı sistemlerin kontrolü için geliştirilmiştir [9]. Manabe KDY yöntemini geliştirirken mevcut diğer kontrol yöntemlerinden de yararlanmayı amaçlamıştır. Böylece mevcut diğer kontrol yöntemlerinin üstünlüklerini alıp, temel prensiplerin daha kolay uygulanabilir bir şekle gelmesini sağlamıştır. Bunun sonucunda KDY kontrol tasarımı diğer yöntemlerden daha etkili, verimli ve kolay uygulanabilir bir hale gelmiştir. Günümüzde kullanılan sistemler belirsiz yapılı, çok değişkenli, doğrusal, doğrusal olmayan ve benzeri farklı özelliklere sahiptir. Bu farklı özellikli sistemler, sisteme eklenen kontrolörlere göre farklı davranışlar sergiler. Başka bir deyişle eklenen kontrolün özellikleri sistemin davranışını etkiler. Kontrol edilecek bir sisteme özgü bir kontrolör tasarlarlarken hangi kontrol tasarım yönteminin kullanılacağı önem taşır. Kontrol yöntemleri genellikle belirli özelliklere sahip uygun sistemler için kullanılır (doğrusal ve doğrusal olmayan, çok değişkenli gibi). Genellikle söz konusu özelliklere sahip olmayan başka sistemler için bu yöntemler yetersiz kalır. PID (P-Oransal, I-Entegral, D-Türevsel), LQR (L-Doğrusal, Q-Karesel, R-Regülâtör) gibi yöntemler, zaman içinde ortaya çıkan ihtiyaçlar doğrultusunda sürekli yenilenerek,

değişik özellikli sistemlerin tasarımında başarıyla kullanılmıştır. Genellikle kontrol tasarım yöntemlerinin kontrol sistemlerine kolay uygulanabildiği söylenemez. Bu husus kontrol mühendislerini kolay ve genel geçerli kontrolör tasarımları için yeni araştırmalara yöneltmiş ve bunun sonucunda katsayı diyagram yöntemi olarak adlandırılan ve burada tartışılacak olan kontrol yöntemi ortaya çıkmıştır. KDY polinom gösterimine uygun, tasarım yordamı basit ve bilgisayarda kolay uygulanabilir bir tasarım yöntemidir. Kontrol sistemleri tasarlanırken, tasarlanan kontrolörün mümkün olduğunca düşük mertebeden, minimum fazlı ve kararlı olmasına özen gösterilir. Bunun yanında kontrolör yeterli bant genişliği ve gerekli güç sınırlamasına sahip olmalıdır. Tasarlanan bir kontrolörde bu özellikler göz önünde bulundurulmaz ise, amaçlanan kararlılık sağlansa ve sistem uygun zaman yanıtını gerçeklese bile, sistemin parametre değişikliklerine karşı dayanıklılığı yetersiz kalabilir. Ayrıca sistemin uygun bir bant genişliğine sahip olması ve pek çok uygulamada tercih edildiği gibi kapalı çevrimli yanıtın aşısız olmasına özen gösterilir. Tüm bu özelliklerin bir sonucu olarak elde edilen kontrol sistemi dayanıklı olur ve bozucu etkilerini hızlı bir şekilde giderebilir. Özellikle sanal eksene yakın kutuplu sistemleri LQR, kutup-yerleştirme ve benzeri modern kontrol yöntemleri ile dayanıklı bir şekilde tasarlamak oldukça zor ve deneyimli olmayı gerektiren bir iştir (Mills ve Bryson, 1992). Tercihen bu durumlarda KDY tekniği kullanıldığında, sistemlerin dayanıklılığı daha kolay sağlanır, sistem parametreleri daha kolay belirlenir. KDY için en önemli çalışma Shunji Manabe'nin 1998 yılında yayınladığı *Coefficient Diagram Method* adlı yayındır [1]. Referans niteliğindeki bu yayın, yöntemin uygulanışını ve temellerini ayrıntılı bir şekilde ele alır. KDY yöntemi kullanılarak gerçekleştirilen bazı tasarım uygulamaları Bölüm 1.2'de verilmiştir.

Sonuç olarak, KDY oldukça yeni olmasına rağmen hızla yaygınlaşan bir tasarım yöntemidir. Takip eden bölümlerde KDY ile ilgili ayrıntılar ele alınacak ve diğer yöntemlere göre üstünlükleri örnekler üzerinde irdelenecektir.

2.3 KDY Kontrollü Sistemin Yapısı

Tek-giriş tek-çıkışlı bir sistem için katsayı diyagram yönteminin standart blok diyagramı Şekil 2.1'de verilmiştir.



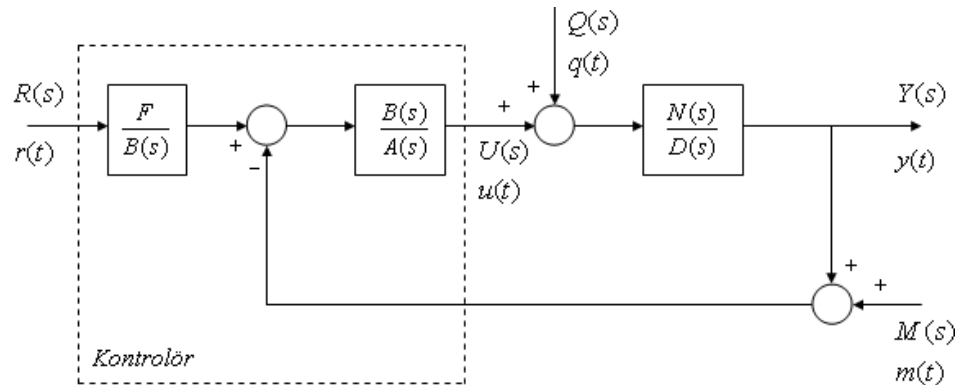
Şekil 2.1 : KDY kontrol sistemine ilişkin temel blok diyagramı.

Burada $r(t)$ kontrol sisteminin referans girişini, $y(t)$ çıkışını, $u(t)$ kontrol işaretini, $q(t)$ sisteme etkiyen bozucu işaretini, $e(t)$ etkin hata işaretini ve son olarak $m(t)$ ise ölçme gürültüsünü ifade eder. Benzer şekilde $A(s)$ kontrolör transfer fonksiyonunun paydasını, $F(s)$ referans pay ve $B(s)$ ise geri besleme pay polinomunu ifade eder. $G(s)$ kontrol edilmesi istenen sistem transfer fonksiyonudur ve

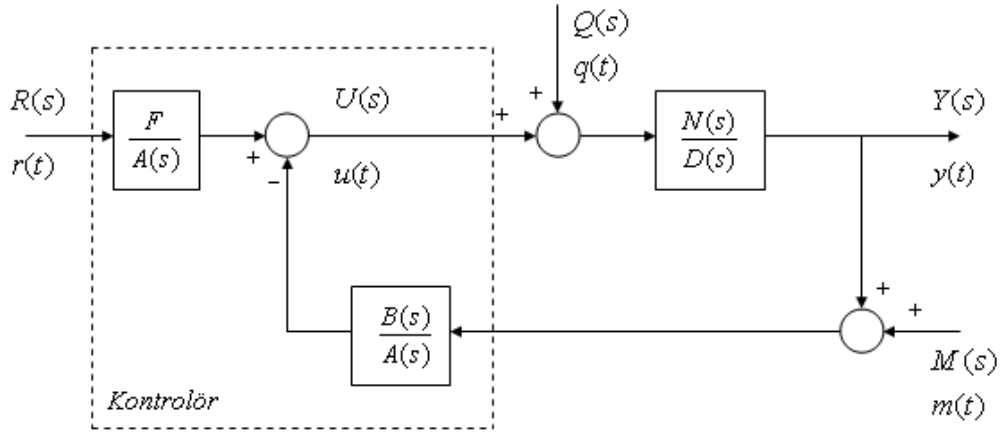
$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.1)$$

şeklinde iki polinomun oranıyla ifade edilebilir. Şekil 2.1’de verilen blok diyagramı, aynı zamanda Şekil 2.2 ve Şekil 2.3’te verilen blok diyagramlarına eşdeğerdir.

$N(s)$ sistemin transfer fonksiyonunun pay polinomu, $D(s)$ ise payda polinomudur. Fiziksel sistemlerde polinomların mertebeleri arasında $\deg\{D(s)\} \geq \deg\{N(s)\}$ ilişkisi sağlamalıdır. Benzer şekilde $A(s)$ polinomunun mertebesi, $F(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının mertebesinden daha büyük olmalıdır.



Şekil 2.2 : KDY kontrol sistemine ilişkin eşdeğer temel blok diyagramı.



Şekil 2.3 : KDY kontrol sistemine ilişkin temel blok diyagramı.

Şekil 2.1’de ki temel blok diyagramından,

$$U(s) = \frac{F(s)R(s) - B(s)[Y(s) + M(s)]}{A(s)} \quad (2.2)$$

ve

$$Y(s) = [Q(s) + U(s)] \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.3)$$

ilişkileri yazılabilir. Eğer (2.2) denklemi (2.3)’de yerine konursa

$$Y(s) = \left\{ Q(s) + \left[\frac{F(s)R(s) - B(s)[Y(s) + M(s)]}{A(s)} \right] \right\} \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.4)$$

ilişkisi elde edilir. Bu denklem düzenlendiğinde, kapalı çevrimli sistemin $Y(s)$ çıkış değişkeninin

$$Y(s) = \frac{A(s)N(s)}{A(s)D(s) + B(s)N(s)} Q(s) + \frac{F(s)N(s)}{A(s)D(s) + B(s)N(s)} R(s) - \frac{B(s)N(s)}{A(s)D(s) + B(s)N(s)} M(s) \quad (2.5)$$

ilişisini sağlaması gerektiği görülür. Bu ifade

$$Y(s) = \frac{A(s)N(s)}{P(s)} Q(s) + \frac{F(s)N(s)}{P(s)} R(s) - \frac{B(s)N(s)}{P(s)} M(s) \quad (2.6)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $P(s)$ kontrol sisteminin karakteristik denklemdir ve

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i \quad (2.7)$$

şeklinde ifade edilebilir. Ayrıca $U(s)$ kontrol işareti için denklem (2.3)’den,

$$U(s) = \frac{F(s)}{A(s)}R(s) - \frac{B(s)}{A(s)}[Y(s) + M(s)] \quad (2.8)$$

yazılabilir. Eğer $Y(s)$ için denklem (2.6)'dan yararlanılırsa,

$$U(s) = \frac{F(s)}{A(s)}R(s) - \frac{B(s)}{A(s)}\left[\frac{A(s)N(s)}{P(s)}Q(s) + \frac{F(s)N(s)}{P(s)}R(s) - \frac{B(s)N(s)}{P(s)}M(s) + M(s)\right] \quad (2.9)$$

yazılabilir. Sonuncu denklem üzerinde gerekli matematiksel işlemler yapılır ve düzenlenirse kontrol işareti için

$$U(s) = \frac{F(s)D(s)}{P(s)}R(s) - \frac{B(s)N(s)}{P(s)}Q(s) - \frac{B(s)D(s)}{P(s)}M(s) \quad (2.10)$$

elde edilir. $E(s)$ etkin hata değişkenidir, Şekil 2.1'den görüldüğü gibi

$$E(s) = A(s)U(s) \quad (2.11)$$

yazılabildiğinden,

$$E(s) = \frac{A(s)F(s)D(s)}{P(s)}R(s) - \frac{A(s)B(s)N(s)}{P(s)}Q(s) - \frac{A(s)B(s)D(s)}{P(s)}M(s) \quad (2.12)$$

olarak elde edilir.

2.4 Davranış Parametreleri ve Karakteristik Polinom Arasındaki İlişkiler

KDY tasarım yönteminde, sistem karakteristik polinomunun katsayıları cinsinden bazı tasarım parametrelerine ihtiyaç duyulur. Bunlar; eşdeğer zaman sabiti τ , kararlılık indeksi γ_i ve kararlılık sınır indeksi γ_i^* 'dir.

Bu parametreler a_i karakteristik denklem parametreleri ve n sistem mertebesi cinsinden

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} \quad i = 1, \dots, (n-1) \quad (2.13a)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (2.13b)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i-1}} + \frac{1}{\gamma_{i+1}} \quad (2.13c)$$

şeklinde tanımlanır.

Bu katsayılar $P(s)$ karakteristik polinomunu $\mathfrak{x}$ 'in polinomu şeklinde yazabilmeyi ve sistemi istenilen amaca uygun bir şekilde tasarlayabilmeyi sağlar. Daha sonra

tartışılacağı gibi eşdeğer zaman sabiti τ , karakteristik polinomunun katsayılarının değerini etkilediğinden kontrol sisteminin yanıt hızını belirler, γ_i kararlılık indeksi ve γ_i^* kararlılık sınır indeksi ileride gösterileceği gibi kontrol sisteminin zaman yanıtını, kararlılık ve dayanıklılık mertebesini belirler [4].

Manabe öncelikle denklem 2.13a-c'yi kullanarak karakteristik polinomun katsayılarını τ ve γ_i parametreleri cinsinden ifade etmeyi amaçlar.

Bu amaca yönelik olarak, öncelikle a_n ve a_{n-1} karakteristik denklem katsayıları arasında oransal bir ifade elde eder. Açıkça görüldüğü gibi (2.13a) kararlılık indisi

$$\gamma_1 = \frac{a_1^2}{a_0 a_2} \quad (2.14a)$$

ifadesinden

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{a_1}{a_0} \frac{1}{\gamma_1} \quad (2.14b)$$

ilişkisi yazılabilir. Diğer i indisleri içinde katsayılar benzer şekilde yazılır ve genelleştirilirse γ_{n-1} kararlılık indeksi için,

$$\gamma_{n-1} = \frac{a_{n-1}^2}{a_{n-2} a_n} \Rightarrow \frac{a_n}{a_{n-1}} = \frac{a_{n-1}}{a_{n-2}} \frac{1}{\gamma_{n-1}} \quad (2.15)$$

elde edilebilir.

Bulunan bu a_i , $i = 2, 3, 4, \dots, n$, değerleri ve denklem (2.13b)'deki eşdeğer zaman sabiti denklemini bir arada kullanılırsa,

$$a_2 = a_1 \frac{a_1}{a_0} \frac{1}{\gamma_1} = a_1 \frac{\tau}{\gamma_1} = \frac{a_1}{a_0} \frac{\tau a_0}{\gamma_1} = \frac{\tau^2 a_0}{\gamma_1} \quad (2.16)$$

yazılabilir. Bu sonuçlar $i = 1, 2, 3, \dots, n$ değerleri için genelleştirilirse, a_i katsayılarının

$$a_i = \frac{\tau^i a_0}{\gamma_{i-1} \gamma_{i-2}^2 \dots \gamma_1^{i-1}} = \frac{\tau^i}{\prod_{j=1}^{i-1} \gamma_j^{i-j}} a_0, \quad (2.17)$$

şeklinde yazılabileceği görülür. Böylece karakteristik polinomun katsayıları kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabiti cinsinden ifade edilmiş olur.

Sistem $P(s)$ karakteristik polinomunu a_i katsayıları cinsinden yazılır ve a_0 parantezine alınır

$$P(s) = a_0 \left[\left(\frac{a_n}{a_0} \right) s^n + \left(\frac{a_{n-1}}{a_0} \right) s^{n-1} + \dots + \left(\frac{a_2}{a_0} \right) s^2 + \left(\frac{a_1}{a_0} \right) s + 1 \right] \quad (2.18)$$

ilişkisi elde edilir. Eğer a_1/a_0 yerine eşdeğer zaman sabitini τ yazılırsa

$$P(s) = a_0 \left[\left(\frac{a_n}{a_0} \right) s^n + \left(\frac{a_{n-1}}{a_0} \right) s^{n-1} + \dots + \left(\frac{a_2}{a_0} \right) s^2 + \tau + 1 \right] \quad (2.19)$$

elde edilir. Aynı şekilde (2.17) ilişkisinden yararlanılarak parametre katsayılarında diğer ifadeler de τ cinsinden ve kararlılık indeksi γ_i cinsinden ifade edilirse,

$$P(s) = a_0 \left[\left\{ \sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau)^i \right\} + \tau + 1 \right] \quad (2.20)$$

elde edilir.

Tasarıma başlarken belirlenen tasarım parametrelerini göz önünde bulundurularak hesaplanan (2.20) denklemindeki $P(s)$ karakteristik polinomu, $P_{hedef}(s)$ hedef karakteristik polinomu olarak kullanılır. Böylece, denklem (2.20)'de elde edilen $P_{hedef}(s)$ 'in katsayılarında yer alan τ eşdeğer zaman sabitinden dolayı sistem yerleşme zamanı belirlenebilir ve ayrıca γ_i kararlılık indeksleri ile kapalı çevrimli sisteme istenilen sistem dinamiği davranışı (kararlılık özelliği) verilebilir.

2.5 Katsayı Diyagramı

Katsayı Diyagramı (KD), frekans cevap yönteminden yararlanarak oluşturulan, katsayı diyagram yönteminde ve kontrol tasarımında kullanılan katsayıların gösterildiği Bode diyagramı benzeri [9] bir çizimdir.

Katsayı diyagramının oluşması 1950 yıllarına dayanır. Frekans cevabı yöntemi ve bu yöntemde kullanılan Bode diyagramlarının kontrol tasarımı için kazanç payı ve faz payı gibi ölçütlerin yetersizliği ve açık çevrim transfer fonksiyonunun frekans karakteristiklerinin yeterince geniş bir frekans bölgesi için uygun olmadığı anlaşılmıştır [10]. Chesnut'ın 1951 yılında açık çevrim transfer fonksiyonuna ilişkin Bode genlik diyagramı için önerdiği asimptotik-çizgi yaklaşımı sistem tasarımını daha basit bir hale getirilmiştir [16]. Böylece kırılma noktalarının yerleri ve

buralardaki eğri eğiminin değişimine ilişkin uygulamaya yönelik bilgiler tasarımı kolayca değerlendirilebilir. Basit bir kontrol sisteminde kırılma noktaları arasındaki frekans farkı yaklaşık olarak γ_i 'dir. Chesnut'ın önerdiği bu pratik gösterim, sonraları daha karmaşık sistemlerle uğraşıldığından, daha uygun bir hale getirilmiş ve tasarımcılar kırılma noktaları yerine karalılık indeksini Bode eğrisi yerine de katsayı diyagramını kullanmaya yönelmişlerdir [1, 10].

KD ve Bode diyagramı arasındaki ilişkiyi daha açık anlayabilmek için herhangi bir sistemi göz önünde bulunduralım. Sistemimiz uygulamada sıkça karşılaşılan sıfırı olmayan 1-Tipi türünden bir sistem olsun. 1-Tipi sistemler kapalı çevriminde basamak girişine karşı sıfır kararlı hal hatası ve de rampa türü girişe karşı ise sabit bir kararlı hal hatası verirler. Sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu

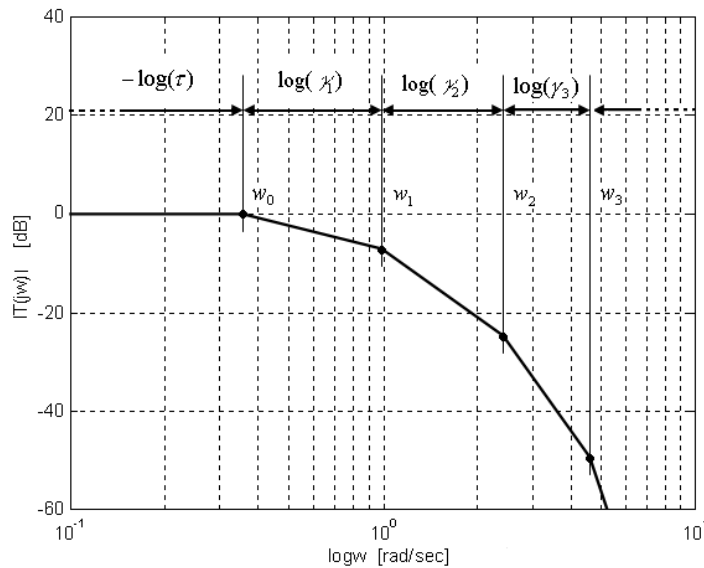
$$T(s) = \frac{a_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} = \frac{a_0}{P(s)} \quad (2.21)$$

şeklinde verilmiş olsun. Burada $P(s)$, sistemin karakteristik polinomudur ve

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (2.22)$$

şeklinde dir.

Bilindiği gibi sistemin kararlı olabilmesi için karakteristik polinomun kökleri sol yarı s -düzleminde olması gerekir. Denklem (2.21)'den de görüldüğü gibi sistemin kazancı $s = 0$ için 1'dir. Bu sisteme uygun Chesnut'ın geliştirdiği asimptotik-çizgi yaklaşımı kullanılarak [16], Şekil 2.4'te verilen Bode genlik eğrisi oluşturulur.



Şekil 2.4 : 1-Tipi sistemin yaklaşık olarak frekans genlik yanıtı.

Geleneksel Bode diyagramının elde edilmesindeki kullanılan yöntemden farklı olarak, buradaki w_i kırılma noktaları, Denklem (2.23)'de verildiği gibi, karakteristik polinom katsayılarının oranı şeklinde ifade edilir:

$$w_i = \frac{a_i}{a_{i+1}} = \frac{1}{\tau_i} \quad i = 0, 1, 2, \dots, (n-1). \quad (2.23)$$

Denklem (2.23)'e göre kapalı çevrimli sistemin kırılma frekansları

$$\log w_0 = \log \frac{1}{\tau} = \log \frac{a_0}{a_1} \quad (2.24)$$

$$\log w_1 = \log \frac{1}{\tau_1} = \log \frac{a_1}{a_2} \quad (2.25)$$

şeklinde yazılabilir. Eğer bu ifadeler birbirinden çıkarılırsa

$$\log w_1 - \log w_0 = \log \frac{w_1}{w_0} = \log \frac{a_1/a_2}{a_0/a_1} = \log \frac{a_1^2}{a_0 a_2} = \log \gamma_1 \quad (2.26)$$

yazılabilir. Bu ilişki diğer w_i kırılma frekansları için

$$\log \gamma_i = \log w_i - \log w_{i-1} \quad (2.27)$$

şeklinde genelleştirilebilir. Şekil 2.4'te görüldüğü gibi γ_i 'ler, w_i kırılma frekansları arasındaki uzaklıklara eşdeğerdir. Eğer (2.27)'nin ters logaritması alınırsa,

$$\gamma_i = \frac{w_i}{w_{i-1}} \quad i = 1, 2, \dots, (n-1) \quad (2.28)$$

γ_i 'lerin kırılma frekanslarının oranına eşdeğer olduğu açıkça görülür. Ayrıca Chesnut'ın yaklaşık asimptotik Bode eğrisi çizme kuralına göre kutup çarpanına ilişkin asimptotun eğimi her bir kırılma noktasında 20 dB/dek artmalıdır [2].

Görüldüğü gibi Bode diyagramı bu şekilde kullanıldığında KD tasarım için çok elverişli ve kullanışlı bir hale gelir. Amaç sistem katsayılarını kapalı çevrim frekans yanıtına uygun bir şekilde seçmektir.

Katsayı Diyagramı bize, Bode diyagramından ve Nyquist eğrileri gibi kararlılık ve zaman cevabına ilişkin bilgiler verirken başlıca özelliklerin belirlenmesinde de yardımcı olur. Katsayı diyagramından ilerde ele alınacak olan sistemin dayanıklılığı konusunda da bilgi edinilebilir. Ayrıca KD üzerinde, sayılan bu üç özellik aynı anda eş zamanlı olarak gözlenebilir. Bunlara ek olarak katsayı diyagramının oluşturulması

ve sistem ile ilgili temel bilgilerin diyagram üzerinde değerlendirilmesi çok kolaydır. Böylece KDY ile yapılan tasarımın verimliliği, gücü ve etkisi çok yüksektir.

Dikey eksen logaritmik katsayı diyagramında, Bode diyagramında alışılmışın dışında, diyagramın her 3 kenarı da kullanılır. Yatay eksen tam sayılardan oluşan i indeksi yer alır. Diyagramın sol tarafında a_i karakteristik polinom katsayıları, sağ tarafında ise γ_i kararlılık indeksleri, γ_i^* kararlılık sınır indeksleri ve τ eşdeğer zaman sabiti değerlendirilir. Sağ dikey eksenin ölçeği daha küçük seçilebilir. Böylece diyagramdan tümü daha rahat okunabilir. Kısım 2.8' de anlatılacak olan $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomlarının katsayılarını ifade eden, k_i ve l_i değerleri KD üzerindeki konumu ise sağ taraftaki eksene göre belirlenir (bak Şekil 2.5).

Katsayı diyagramını daha iyi anlamak için, açık çevrim transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1}{s^3 + 0,6s^2 + s + 0,7} \quad (2.29)$$

şeklinde modellenen bir sistemi göz önünde bulunduralım. Burada ileride anlatılacağı gibi $\tau = 2$, $a_0 = 2$ ve $\gamma_i = [2,5; 2; 2; 2]$ olarak kabul edelim. Bu verilen bilgiler doğrultusunda, daha sonraki kısımda anlatılacak olan tasarım prosedürü gereği, kabul edilen parametre değerleri doğrultusunda $P_{hedef}(s)$ hedef karakteristik polinomu parametreleri hesaplanır ve (2.7)'de elde edilen $A(s)$, $B(s)$, $N(s)$ ve $D(s)$ polinomlarına bağlı $P(s)$ karakteristik polinomuna eşitlenirse

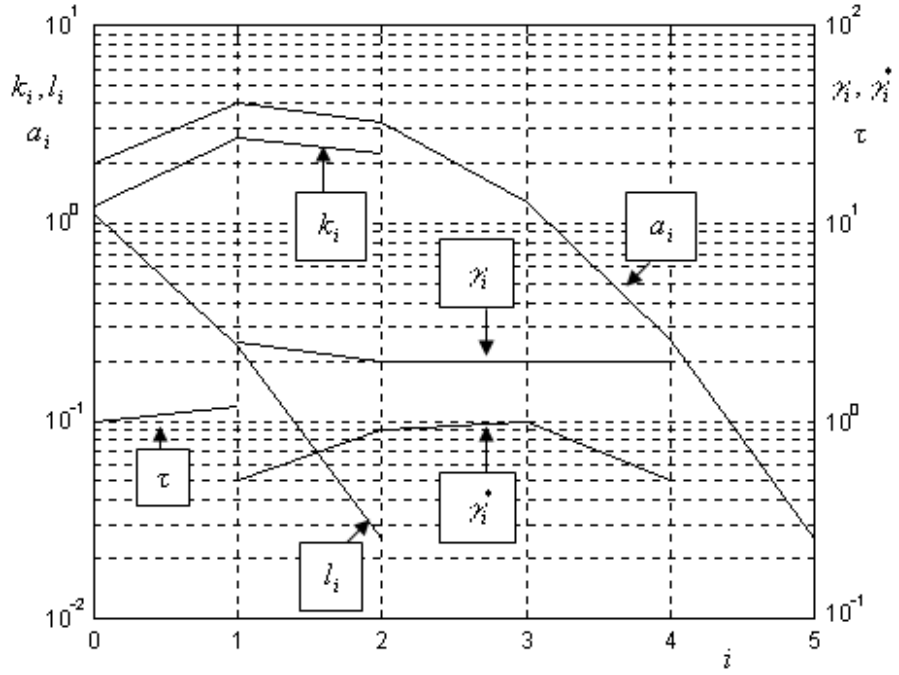
$$A(s) = 0,0256s^2 + 0,24064s + 1,110016 \quad (2.30a)$$

$$B(s) = 2,27543s^2 + 2,72154s + 1,223 \quad (2.30b)$$

şeklinde kontrolör transfer fonksiyonunun paydası $A(s)$, geri beslemedeki kontrolörün pay polinomu $B(s)$ ve

$$P(s) = 0,0256s^5 + 0,256s^4 + 1,28s^3 + 3,2s^2 + 4s + 2 \quad (2.30c)$$

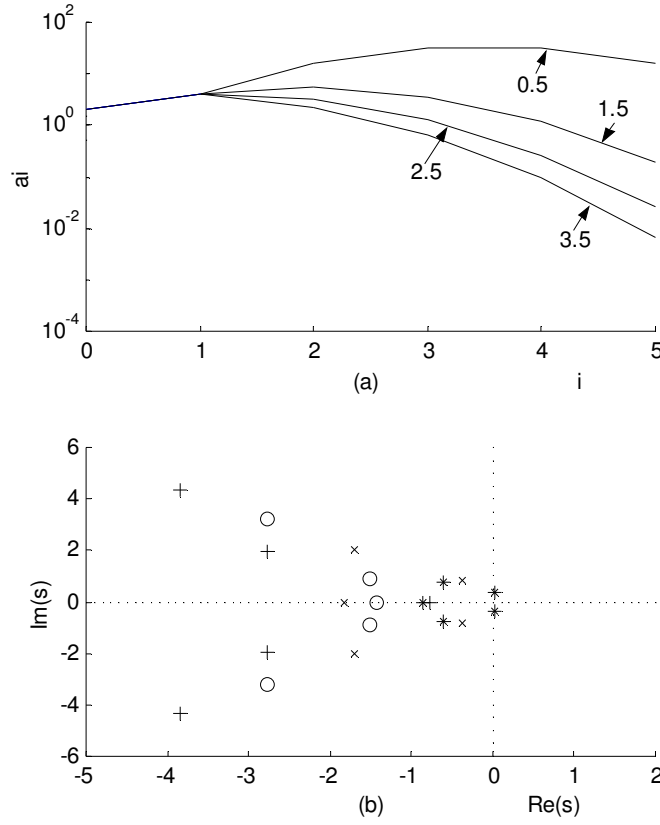
karakteristik polinomu $P(s)$ elde edilir. Şekil 2.5'te ise yukarıda tasarlanan kontrol sistemine ait katsayı diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.5 : Katsayı Diyagramı.

Şekil 2.5'te ele alınan örnek sistemin a_i karakteristik polinom katsayılarından oluşan katsayı eğrisini, τ eşdeğer zaman sabitini, γ_i kararlılık indeksinin oluşturduğu kararlılık eğrisini, γ_i^* kararlılık sınır indeksinin oluşturduğu kararlılık sınır eğrisini, k_i ve l_i ise kısmi katsayı eğrilerini ifade eder. Bu eğriler aslında birbirlerine doğrularla birleştirilen noktalardan oluşur.

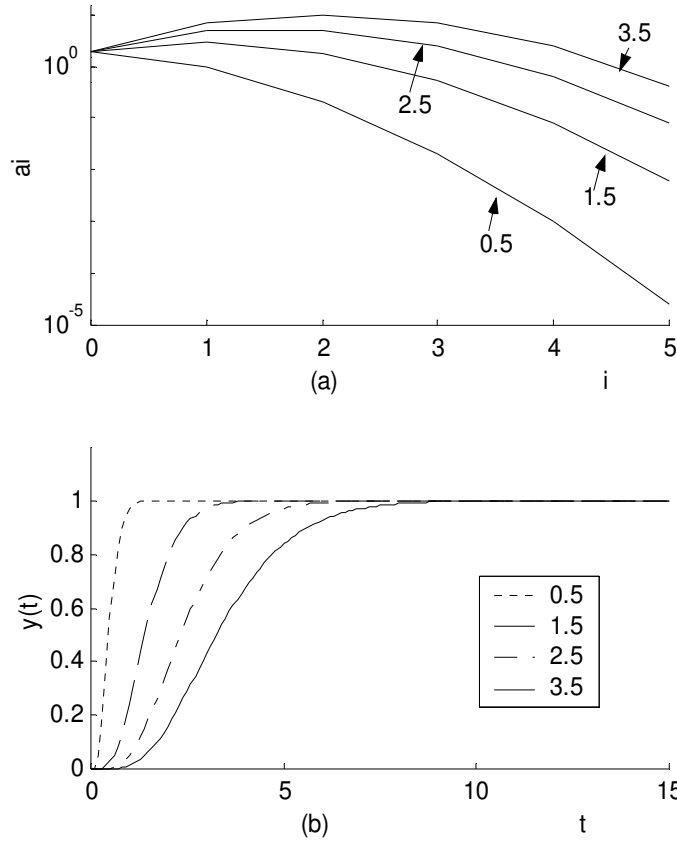
Denklem (2.13a-c)'den anlaşıldığı gibi katsayı eğrisiyle, kararlılık eğrisi ve kararlılık sınır eğrisi arasında bir ilişki vardır. Bu nedenle katsayı eğrisinin dışbükeylik derecesi kararlılık için iyi bir ölçüdür. Katsayı eğrisinin dışbükeyliği arttıkça kontrol sisteminin kararlılığı artar, diğer taraftan dışbükeyliği azaldıkça kararlılık özelliği azalır. Hatta sistem kararsız hala bile gelebilir. Denklem (2.26)'deki kontrol sistemi için değişik γ_i değerleri alındığında, kararlılığın nasıl değiştiği Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6 : Farklı γ_i 'ler için sistem kararlılığındaki değişimin etkisi; (a) katsayı diyagram yöntemi üzerinde, (b) s -düzleminde sistem kutupları: ($\gamma_i = 0.5$ (*), $\gamma_i = 1.5$ (x), $\gamma_i = 2.5$ (o) ve $\gamma_i = 3.5$ (+)).

Katsayı eğrisinin başlangıç a_0 ve bitiş a_n noktasına göre durumu cevap hızı için bir ölçüdür. Bitiş noktası, başlangıç noktasından daha aşağıdaysa yani τ eşdeğer zaman sabiti daha küçük ise sistemin cevap hızı daha hızlı olacaktır. Benzer şekilde bitiş noktası, başlangıç noktasından daha yukarıdaysa yani τ eşdeğer zaman sabiti daha büyükse sistemin cevap hızı daha yavaş olacaktır. Bu durum τ eşdeğer zaman sabitinin bant genişliğini etkilemesinden ileri gelmektedir.

Şekil 2.7'te denklem (2.30)'da verilen kontrol sistemine ait τ eşdeğer zaman sabitinin farklı değerleri için a_i katsayı eğrisindeki değişim ve sistemin $y(t)$ kapalı çevrim çıkış yanıtları görülmektedir. Buradan τ eşdeğer zaman sabitinin sistemin cevap hızını nasıl etkilediği görülmektedir.



Şekil 2.7 : τ ' nun değişik değerleri için ($\tau = 0.5, 1.5, 2.5$ ve 3.5) (a) katsayı diyagramına (b) $y(t)$ sistem yanıtına etkisi.

Şekil 2.5'teki KD'ında görülen katsayı eğrisine karşı, $B(s)$ polinom katsayılarından oluşan k_i kısmi katsayı eğrisinin değişiminden kontrol sisteminin dayanıklılığı yorumlanabilir. Bunun için 2.31'de verilen ve duyarlılık faktörü olarak adlandırılan ifade göz önünde bulundurulur [7]:

$$\frac{\Delta a_i / a_i}{\Delta k_i / k_i} = \frac{k_i}{a_i} \leq 1. \quad (2.31)$$

Bu ifade k_i katsayıları değişiminin, a_i katsayı değişimine oranını ifade etmektedir. a_i ve k_i doğrusaldır diğer bir deyişle aynı oranda değişirler. Buna bağlı olarak a_i ve k_i 'lerin oranı 1'den küçük olursa duyarlılık artar ve buna bağlı dayanıklılık artmış olur [10]. İfade (2.30)'da ele alınan kontrol sistemi için (2.31) kullanırsak

$$\frac{\Delta a_0 / a_0}{\Delta k_0 / k_0} = \frac{k_0}{a_0} = \frac{1,223}{2} = 0,6115 < 1 \quad (2.32a)$$

$$\frac{\Delta a_1/a_1}{\Delta k_1/k_1} = \frac{k_1}{a_1} = \frac{2,72154}{4} = 0,68038 < 1 \quad (2.32b)$$

$$\frac{\Delta a_2/a_2}{\Delta k_2/k_2} = \frac{k_2}{a_2} = \frac{2,27543}{3,2} = 0,71107 < 1 \quad (2.32c)$$

şeklinde sonuçlar elde edilir. Buradaki tüm değerler 1'den küçük olduğu için sistem parametrelerindeki herhangi bir değişikliğe karşı kontrol sisteminin dayanıklı olduğu görülür. Dayanıklılık derecesi ise bu elde edilen parametrelerdeki değişimlere göre belirlenir. Ancak her değer için böyle hesap yapmak yerine KD'yi kullanarak doğrudan sistemin dayanıklı olup olmadığı görsel olarak ta kolaylıkla test edilebilir. Çünkü (2.31)'deki ifade aslında katsayı eğrisinin, kısmi katsayı eğrisinin üstünde ya da üst üste olması gerektiğini belirtir. Dayanıklılık derecesi ise katsayı eğrisinin ve kısmi katsayı eğrisinin KD'deki konumundan görülebilir. Kısmi katsayı eğrisi, katsayı eğrisinden ne kadar küçükse sistem o kadar dayanıklıdır.

Sonuç olarak, KD, kontrol sisteminin dayanıklılığının, kararlılığının ve cevap hızının tek bir diyagram üzerinde gözlemlenilebildiği çok kullanışlı bir grafikdir.

2.6 Tasarım Parametreleri

2.6.1 Kararlılık indeksi ve kararlılık

Kararlı bir sistemin, kapalı çevrim karakteristik polinomu Hurwitz kararlılığına sahip olmalıdır. Yani kararlılık için karakteristik polinomunun köklerinin yerleri sol yarı s -düzleminde bulunmalıdır. Routh ölçütü, bir sistemin kararlı olması için gerekli olan Hurwitz kararlılık koşullarını verir. Böylece Routh ölçütüyle bir sistemin kararlı olup olmadığı saptanabilir. Ancak farklı sistemleri veya merteye yükseldikçe kararlılık derecesi hakkında bir bilgi elde edebilmek zorlaşır. Ayrıca sistemin mertebesi arttıkça, Routh ölçütü kullanarak sistemin kararlılığını belirlemek zorlaşır. Bunların yanında kontrol tasarımı için genellikle sistemin matematiksel modeli kullanıldığından, uygulamalarda bazı hatalar ortaya çıkar. Bu yüzden mutlak eşitlik içermeyen bir kararlılık ölçütüne ihtiyaç duyulur [1]. Routh - Hurwitz ölçütü tasarım için yetersiz kalır ve bu nedenden dolayı KDY' nin yapısına Lipatov-Sokolov ölçütü de dahil edilir [7]. Lipatov-Sokolov ölçütü, Hurwitz kararlılık veya kararsızlık için yeterli koşulları verir ve Routh ölçütü gibi kesin eşitlikler içermez. Ancak bu ölçüt koşulları kararlılık veya kararsızlık derecesini göstermek açısından daha kolay değerlendirilebilir. Ayrıca KDY' de kullanılan parametreler kolaylıkla bu

ölçütlerdeki koşullar cinsinden ifade edilebilir. Özet olarak KDY’de bu ölçütü kullanmak önemli bir avantaj sağlar.

Lipatov-Sokolov ölçütüne göre kararlılık ve kararsızlık için gerekli koşullar aşağıda verilmiştir [13-15].

1. Kararsızlık için yeter koşul:

Koşul a: Davranış parametreleri cinsinden ifade edilirse;

$$\gamma_{i-1}\gamma_i \leq 1 \quad \exists i \quad i = 2, 3 \dots n-1 \quad (2.33a)$$

olarak tanımlanır. Bu koşul, 3. mertebeden kısmi polinom katsayıları cinsinden

$$a_{i-1}a_i \leq a_{i-2}a_{i+1} \quad \exists i \quad i = 2, 3 \dots n-1 \quad (2.33b)$$

şeklinde de ifade edilebilir.

Koşul b: Davranış parametreleri cinsinden bu koşul

$$\gamma_{i-1}\gamma_i^2\gamma_{i+1} \leq C_{in} \quad \exists i \quad i = 2, 3 \dots n-2 \quad (2.34a)$$

şeklinde verilir ve 5. mertebeden kısmi polinom katsayıları cinsinden de

$$a_i^2 \leq C_{in}a_{i-2}a_{i+2} \quad \exists i \quad i = 2, 3 \dots n-2 \quad (2.34b)$$

şeklinde yazılabilir. Burada C_{in} katsayısı

$$C_{in} = \left(n - i + \frac{(-1)^{n+i} + 3}{2} \right) \left(i + \frac{(-1)^i + 3}{2} \right) \left(n - i + \frac{(-1)^{n+i} - 1}{2} \right)^{-1} \left(i + \frac{(-1)^i - 1}{2} \right)^{-1} \quad (2.34c)$$

ilişkisiyle, n sistem mertebeleri cinsinden verilir.

Bu koşullar, aynı zamanda kararlılık için de gerçekleşmesi gereken zorunlu koşullara karşı düştüğünden, çok önemlidirler. Kararsızlık için her iki koşulunda sağlanıp sağlanmadığı kontrol edilmelidir [13].

2. Kararlılık için yeter koşullar:

Koşul a: Kararlılık sınır koşulu diye ifade edilir. Davranış parametreleri cinsinden

$$\gamma_i\gamma_{i-1} > 2,1505 \quad \forall i \quad i = 2, 3 \dots n-1 \quad (2.35a)$$

şeklinde verilir ve 3. mertebeden kısmi polinom katsayıları cinsinden

$$a_i a_{i-1} > 2,1505 a_{i+1} a_{i-2} \quad \forall i \quad i = 2, 3 \dots n-1 \quad (2.35b)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Koşul b: Davranış parametreleri cinsinden

$$\gamma_i > 1,1236.\gamma_i^* \quad \forall i \quad i = 2,3\dots n-2 \quad (2.36a)$$

şeklinde verilir. 4. mertebeden kısmi polinom katsayıları cinsinden ise

$$a_i > 1.1236 \left(a_{i+2} \frac{a_{i-1}}{a_{i+1}} + a_{i-2} \frac{a_{i+1}}{a_{i-1}} \right) \quad \forall i \quad i = 2,3\dots n-1 \quad (2.36b)$$

şeklinde ifade edilir.

İstenen karakteristik polinomu elde etmek için, kararlılık koşullarından ilki sınır koşulu olarak değerlendirilebilir. Buna göre eğer γ_i ' ler koşulda belirtildiği gibi 2,1505' ten büyük seçilirse sistem kararlılığı garantiye alınmış olur. Fakat kararlılık için 2. koşul da kontrol edilmelidir [10, 14, 15]. Bu değerlerin nasıl elde edildiği ve Lipatov-Sokolov ölçütü [12]' de verilmiştir.

2.6.2 Eşdeğer zaman sabiti ve cevap hızı

Denklem (2.7)'de verilen karakteristik polinom s_i ($i = 1,2,\dots,n$) kökleri cinsinden

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = a_n (s - s_1) \dots (s - s_n) = a_n \prod_{i=1}^n (s - s_i) \quad (2.37)$$

şeklinde ifade edilebilir. (2.37) denkleminde $s = 0$ için,

$$\frac{a_0}{a_n} = (-1)^n \prod_{i=1}^n s_i \quad (2.38a)$$

ilişkisi elde edilir.

Eğer (2.37) denkleminin sağ tarafındaki çarpanlar açılır s^i kuvvetlerine göre düzenlenir ve polinom katsayıları $i = 1,2,\dots,n$ için karşılaştırılırsa

$$i = n-1 \quad \text{için} \quad \frac{a_{n-1}}{a_n} = - \sum_{i=1}^n s_i \quad (2.38b)$$

$$i = n-2 \quad \text{için} \quad \frac{a_{n-2}}{a_n} = \sum_{\substack{i,j=1 \\ i>j \\ i \neq j}}^n s_i s_j \quad (2.38c)$$

$$i = 1 \quad \text{için} \quad \frac{a_1}{a_n} = (-1)^{n-1} \sum_{i=1}^n \prod_{j=1}^n \frac{s_j}{s_i} \quad (2.38d)$$

bulunur. Eğer (2.38a) ve (2.38d) ifadeleri birbirlerine bölünürse, (2.13b) ilişkisiyle tanımlanan, τ eşdeğer zaman sabiti s_i kökleri cinsinden

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} = \frac{(-1)^{n-1} \sum_{i=1}^n \prod_{j=1}^n \frac{s_j}{s_i}}{(-1)^n \prod_{i=1}^n s_i} = - \sum_{i=1}^n \frac{1}{s_i} \quad (2.39)$$

olarak elde edilir.

Bu ilişkide de matematiksel olarak kısım 2.4' te verilen, τ eşdeğer zaman sabiti ve cevap hızı arasındaki ilişkiyi doğrular. Buna göre τ ' nun azalması köklerin s -düzleminde sola doğru kayması anlamına gelir ki buda cevap hızını arttırır. Aksine kökler s -düzleminde sağa sıfıra doğru kayarsa, τ büyüyeceğinden sistemin zaman yanıt hızı da azalır.

2.7 Standart Manabe Biçimi

Kısım 2.4' te görüldüğü gibi karakteristik polinom kökleriyle polinom katsayıları arasında belirli ilişkiler vardır. Bu ilişkiler göz önünde bulundurularak, kontrol sisteminin geçici hal davranışı arasında bir ilişki kurmak için çalışılmış ve elde edilen en iyi sonuçlara göre belli standart biçimler belirlenmiştir [10]. Zaman içersinde yapılan çalışmalara göre Binomial, Bessel, ITAE (Integral of Time multiplied by Absolute value of Error), Kessler vb birçok standart biçim ortaya atılmıştır [2]. Kararlılık indeksinin ilk değerini [1]' de 2,5 olarak kabul etmiş ve Kessler'in standart biçimini yeniden düzenlemiştir. Böylece 1-Tipinde amaçlanan kontrol sistemi için aşırımsız bir zaman cevabına sahip olan bir '*Standart Manabe Biçimi*' önerilmiştir [10]. Çizelge 2.1'de kullanılan bazı standart biçimler görülmektedir. Ayrıca hala yeni standart biçimler üretilmektedir.

Çizelge 2.1 : Bazı standart biçimlerdeki kararlılık indeks değerleri, *YSSB: Yerleşme Süresi Standart Biçimi [10].

Form	N	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4
Binomial	3	3	3		
	5	2,5	2	2	2,5
Bessel	3	2,5	2,4		
	5	2,25	1,1778	1,75	2,14

YSSB*	3	2,845	1,144		
	5	2,232	1,372	2,54	0,613
ITAE	3	2,641	1,424		
	5	2,102	1,78	1,624	1,568
Kesler	3	2	2		
	5	2	2	2	2
Manabe	3	2,5	2		
(KDY)	5	2,5	2	2	2

Manabe formunun elde edilmesi tamamen deneysel yaklaşımlara bağlıdır [10]. KDY yöntemi için önerilen ve ilerde açıklanacak olan standart biçimde

$$\gamma_{n-1}, \dots, \gamma_2 = 2, \quad \gamma_1 = 2,5 \quad (2.40)$$

olarak seçilir. Buna göre, Çizelge 2.2’de Standart Manabe Formu kullanılarak yapılan, τ ’ya bağlı 1-Tipi sistem göz önünde bulundurularak $a_0 = 2$ için bazı örnek karakteristik denklem polinomları verilmiştir.

Çizelge 2.2 : Standart Manabe Biçimi’ ne ilişkin örneksel karakteristik polinomları.

Mertebe (n)	$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0$ ($a_0 = 2$ alınmıştır)
1	$2\tau s + 2$
2	$0,8\tau^2 s^2 + 2\tau s + 2$
3	$0,16\tau^3 s^3 + 0,8\tau^2 s^2 + 2\tau s + 2$
4	$0,016\tau^4 s^4 + 0,16\tau^3 s^3 + 0,8\tau^2 s^2 + 2\tau s + 2$
5	$0,0008\tau^5 s^5 + 0,016\tau^4 s^4 + 0,16\tau^3 s^3 + 0,8\tau^2 s^2 + 2\tau s + 2$
6	$0,00002\tau^6 s^6 + 0,0008\tau^5 s^5 + 0,016\tau^4 s^4 + 0,16\tau^3 s^3 + 0,8\tau^2 s^2 + 2\tau s + 2$

Bu örnek karakteristik polinomlarla istenilen herhangi bir eşdeğer zaman sabiti değeri için karakteristik polinomun katsayıları kolaylıkla hesaplanabilir.

Burada $\tau = 1$ seçildiği zaman, 2 ~ 5. mertebeden $P(s)$ karakteristik polinomları

$$P(s) = 0,8s^2 + 2s + 2 \quad (2.41a)$$

$$P(s) = 0,16s^3 + 0,8s^2 + 2s + 2 \quad (2.41b)$$

$$P(s) = 0,016s^4 + 0,16s^3 + 0,8s^2 + 2s + 2 \quad (2.41c)$$

$$P(s) = 0,0008s^5 + 0,016s^4 + 0,16s^3 + 0,8s^2 + 2s + 2 \quad (2.41d)$$

şeklinde elde edilir. (2.41)'den yararlanarak 2 ~ 5. mertebeden $P(s)$ karakteristik polinomunun kökleri

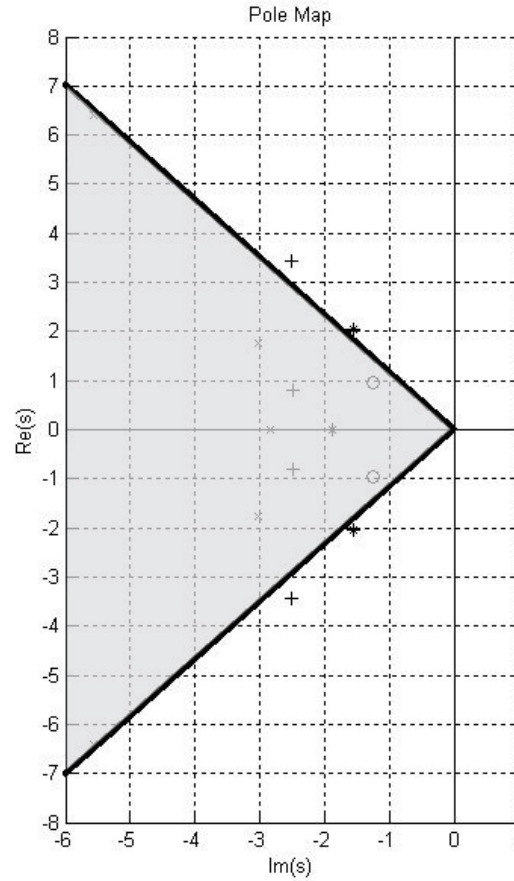
2. mertebeden kökler; $-1,25 \pm 0,96825j$

3. mertebeden kökler: $-1,5568 \pm 2,0501j, -1,8863$

4. mertebeden kökler; $-2,5 \pm 3,441j, -2,5 \pm 0,8123j$

5. mertebeden kökler; $-5,5569 \pm 6,3983j, -3,0209 \pm 1,7642j, -2,8444$

şeklinde elde edilir. Bu köklerin s -düzlemindeki yerleri Şekil 2.8' de verilmiştir.



Şekil 2.8 : Karakteristik $P(s)$ polinom köklerinin bulunması amaçlanan s -düzlemi bölgesi.

Şekil 2.8’ de ‘o’ 2. mertebeden, ‘*’ 3. mertebeden, ‘+’ 4. mertebeden ve ‘×’ 5. mertebeden kökleri temsil etmektedir. 5 veya daha yüksek mertebeden $P(s)$ karakteristik polinomlarının kökleri, Şekil 2.8’ de gösterilen taralı alan içerisinde yer alır ve bu bölgedeki düşey eksene en yakın doğru ile negatif gerçekteksen arasındaki açı 49,5 derecedir. Yani ζ sönüm oranı $\cos(49.5) \cong 0,65$ ’ten daha büyüktür ($0,65 \leq \zeta \leq 1$) [2]. 5. mertebeden düşük $P(s)$ karakteristik polinomlar için ise kökler dikey hat üzerindedir. Ancak bu kurala 3. mertebeden sistemler uymaz. Aslında 3. mertebeden sistemlerin basamak yanıtında çok az da olsa bir aşım oluşur. Bu aşım kararlılık indeksinin ilk değeri $\gamma_i = 2,7$ olarak değiştirildiğinde giderilebilir. Örneğin $G(s)$ transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{(\beta^2 + 1)}{[(s+1)\{(s+1)^2 + \beta^2\}]} \quad (2.42)$$

şeklinde verilen bir sistemin $g(t)$ ters Laplace dönüşümü

$$g(t) = (1 + \frac{1}{\beta^2})e^{-t}(1 - \cos \beta t) \quad (2.43)$$

olarak hesaplanır [2]. Burada $g(t)$ her zaman pozitif olduğundan birim basamak yanıtı aşımısızdır. Ayrıca $\beta^2 = 1,5$ seçilirse $P(s)$ karakteristik polinomu

$$P(s) = s^3 + 3s^2 + 4,5s + 2,5 \quad (2.44)$$

şeklinde elde edilir. γ_i kararlılık indeksleri (2.13a)’ dan

$$\gamma_i = [2; 7; 2] \quad (2.45)$$

olarak hesaplanır. $P(s)$ karakteristik polinomunun kökleri ise $-1 \pm 1,2247j$ ve -1 ’ dir. Burada s -düzleminde kökler dik doğru üzerindedir ve aşım sıfırdır. Eğer γ_1 kararlılık indeks değeri 2,5 alınırsa kökler tam olarak dik doğru üzerinde bulunmayacaktır. Karmaşık kökler ise $j\omega$ -eksenine biraz daha yakın bulunur ve çok az da olsa basamak yanıtında aşım gözlenir. Burada 2,7 değeri yerine $\gamma_1 = 2,5$ değeri kolaylık sağladığı için seçilmiştir. Sonuç olarak Manabe standart biçiminin özellikleri şöyle özetlenebilir [1]:

1. Kapalı çevrim basamak yanıtı aşımısızdır,
2. T_s yerleşme zamanı yaklaşık olarak $2,5 \sim 3 \tau$ ’dur,

3. Düşük mertebedeki kökler yaklaşık dik doğru üzerindedir ve en yüksek mertebedeki kökler negatif gerçekte eksenle 49,5'lik bir açı yapar,
4. Manabe Standart biçimi değerleri kolay akılda tutulabilir.

2.8 KDY ile Kontrol Tasarım Prosedürü

KDY ile kontrol tasarımı iki farklı yöntemle gerçekleştirilebilir. “Grafik Yöntem” olarak adlandırılan ilk yöntemde, sadece kararlılık indeksi kullanılır. Kontrol parametreleri ile kararlılık indeksleri arasında ilişkiler elde edilir. Fakat bu elde edilen denklemler genelde doğrusal olmayan denklemlerdir. Sistemin mertebesi arttıkça denklemlerin çözümü zorlaşır. Bu nedenden dolayı grafik yöntem kontrol sistem tasarımı genelde kullanılmaz. Yöntem’le ilgili ayrıntılı bilgi [10]’ da Manabe’ nin 1998a yayınında verilmiştir [10]. Genellikle kontrol tasarımı, “analitik yöntem” adı verilen ve doğrusal cebirsel çözüm olarak adlandırılan ikinci yöntem kullanılır. Analitik yöntem sistematikliği nedeniyle kolay uygulanır ve bu özelliğinden dolayı sistem tasarımı yeglenir.

Kontrol tasarımına, öncelikle $A(s)$, $B(s)$ ve F kontrolör polinomlarının seçilmesiyle başlanır. Daha sonra tasarım için gerekli olan sistem parametreleri γ_i , γ_i^* ve τ belirlenir. Son olarak ilerde bahsedilecek olan bir takım matematiksel işlemlerle seçilen kontrolör polinomlarının katsayıları hesaplanır ve bu değerler katsayı diyagramına işlenerek elde edilen kontrolörlü kontrol sistemi hakkında kararlılık, dayanıklılık ve zaman yanıtı özelliklerine yeterince sahip olup olmadığı gözden geçirilir. Eğer gerekiyorsa, kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabiti değiştirilerek sistemin dayanıklılığı ve basamak giriş yanıtı istenilen doğrultuda değiştirilir.

2.8.1 Tasarım öncesi belirlenmesi gereken bilgiler

2.8.1.1 Kontrolör polinomlarının belirlenmesi

Şekil 2.1 de görüldüğü gibi KDY’ de kontrolör $A(s)$, $B(s)$ ve F olmak üzere 3 polinomdan oluşur. Tasarımdan önce bu polinomlara ilişkin mertebeleri belirlenmelidir.

Genel olarak, kontrol edilecek doğrusal, zamanla değişmeyen tek giriş ve çıkışlı sistemin transfer fonksiyonu,

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.46)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $N(s)$ mertebesi m olan pay, $D(s)$ ise mertebesi n olan payda polinomudur. Fiziksel sistemlerde m ve n arasında $n \geq m$ koşulu geçerlidir. Bir sistemin $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomları,

$$A(s) = \sum_{i=0}^p l_i s^i \quad \text{ve} \quad B(s) = \sum_{i=0}^q k_i s^i \quad (2.47)$$

şeklinde tanımlanır. Burada belirlenecek olan $A(s)$ ve $B(s)$ polinomunun mertebesi önem taşır. Çünkü sistemi etkileyen bozucuların varlığında, kontrolör polinomlarının mertebesi buna bağlı olarak etkilenir. Sisteme etkileyen bozucu türüne göre seçilmesi gereken $A(s)$ ve $B(s)$ mertebeleri ve bunlara bağlı olarak elde edilecek olan $P(s)$ karakteristik polinom mertebeleri Çizelge 2.3'te özetlenmiştir [11].

Çizelge 2.3 : Sisteme etkileyen farklı türde etkileyen bozucular için seçilmesi gereken $A(s)$, $B(s)$ ve $P(s)$ polinom mertebeleri.

Bozucu biçimi	Yok	Basamak	Rampa	Darbe ya da Sinüs
$Mer\{A(s)\}$	$n-1$	n	$n+1$	$n+1$
$Mer\{B(s)\}$	$n-1$	n	$n+1$	$n+1$
<i>Koşul</i>	-	$l_0 = 0$	$l_1 = l_0 = 0$	$l_1 = l_0 = 0$
$Mer\{P(s)\}$	$2n-1$	$2n$	$2n+1$	$2n+1$

Çizelge 2.3' te verilen polinom mertebesi ile ilgili bilgiler denklem (2.6)'dan, bozucu işareti tamamen söndürülecek ve ayrıca istenen zaman yanıtını elde edecek şekilde ayarlanmıştır. Yukarıdaki tabloda değişik bozucu türlerinin sıfırlanması için gerekli koşul tablonun üçüncü satırında belirtilmiştir. Eğer birden fazla ve farklı türden bozucu sisteme etkirse, bozucuları yok etmek için tasarımcı $A(s)$ ve $B(s)$ mertebelerini en yüksek etkileyen bozucunun türüne göre belirlemelidir.

Blok diyagramında $F(s) = F$ katsayısı ise

$$F = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \Big|_{s=0} \quad (2.48)$$

ilişkisini sağlamalıdır. Neticede kapalı çevrimli sistemin sürekli hal yanıtında meydana gelebilecek hatalar sıfırlanır ve kontrol edilecek sistem 1-Tipi ise kontrol sistemi de aynı türdendir. Böylece istenilen zaman yanıtında aşım oluşmaz. Ancak sistem 2 veya üstü tipi bir sistemse, bu durumda istenen zaman tanım bölgesi özelliklerini sağlayan aşımli bir sistem yanıtı elde edilir [10].

2.8.1.2 Eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksinin seçimi

Kontrolörü tasarlamadan önce, elde edilecek sistem yanıtına ilişkin yerleşme zamanının belirlenmesi gerekir. KDY ile kontrolör tasarımında temel olarak Standart Manabe Biçimi kullanıldığından dolayı, t_s yerleşme zamanı ile τ eşdeğer zaman sabiti arasında biline gelen $\tau = t_s/(2,5 \sim 3)$ şeklinde bir ilişki vardır.

Buna göre eğer τ büyürse sistem yanıtı yavaşlar ve referans değerine uzun sürede ulaşır. Aksine τ küçülürse zaman yanıtı hızlanır. Bu nedenden dolayı tasarımda τ rasgele seçilmemelidir. Bu değer deneme yanılma yöntemiyle belirlenir. Çünkü diğer kontrol yöntemlerinde kontrol edilen işaretin genliği $t = 0$ zamanında bir en büyük değere erişir, KDY’de ise $t > 0$ zamanında bir en büyük değere ulaşır [10]. Bu olay sistem kapalı çevrim sıfırlarının bulunmamasından kaynaklanır ve bu da KDY yönteminin tercih edilme nedenlerinden biridir.

Kararlılık indeksi γ_i ve kararlılık sınır indeksi γ_i^* ’nin seçiminde ise, Standart Manabe Biçimi’ nin kullanılması nedeniyle, Kısım 2.5’te de bahsedildiği gibi kararlılık indeksi,

$$\gamma_i = [2,5; 2; 2, \dots, 2] \quad i = 1, \dots, n-1 \quad (2.49)$$

şeklinde seçilir. Kararlılık sınır indeksi ise seçilen kararlılık indekslerine ve (2.13c) denkleminde göre hesaplanır.

2.8.2 $A(s)$, $B(s)$ ve $P(s)$ Polinom katsayılarının belirlenmesi

Kontrolör polinomlarını ve karakteristik polinomun katsayılarını hesaplanırken, ilkin Kısım 2.8.1.1’de Denklem (2.41) ve Çizelge 2.3’ teki bilgiler yardımıyla belirlenen mertebelerine göre oluşturulan $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları Denklem (2.7)’de yerine konur ve l_i ile k_i katsayılarına bağlı bir karakteristik polinom elde edilir. Daha sonra

Kısım 2.8.1.2.'de seçilen γ_i kararlılık indeksleri ve τ eşdeğer zaman sabiti ile Denklem (2.20)'den yararlanılarak Kısım 2.2' de tanımlanan $P_{hedef}(s)$ karakteristik hedef polinomu belirlenir. Eğer $P_{hedef}(s)$ polinomu ve l_i ve k_i parametrelerine bağlı karakteristik polinoma eşitlenirse,

$$A(s)D(s) + B(s)N(s) = P_{hedef}(s) \quad (2.50)$$

şeklinde bir *Diophantine Eşitliği* elde edilir. Bu ifade $r = p + n$ olmak üzere, (2.51) denkleminde

$$[C]_{r \times r} \begin{bmatrix} l_i \\ k_i \end{bmatrix}_{rx1} = [a_i]_{rx1} \quad (2.51)$$

şeklinde *Sylvester Biçimi*'ne dönüştürülür. Burada l_i ve k_i 'lerden oluşan $(r \times 1)$ boyutlu vektörü bilinmeyen kontrolör parametrelerinden, $(r \times r)$ boyutlu C matrisi sistem katsayılarından ve $(r \times r)$ boyutlu $[a_i]$ matrisi ise hedef polinomunun a_i katsayılarından oluşur. Bu şekilde basit bir matris denklemi ile bilinmeyen l_i ve k_i 'lerden oluşan r adet lineer denklem kolayca çözülerek $A(s)$ ve $B(s)$ polinom katsayıları belirlenir.

Neticede, $P(s)$ karakteristik polinomu, $A(s)$, $B(s)$ ve F kontrolör polinomları elde edilerek kontrol sistemi tasarlanmış olur. Sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu ise Denklem (2.6)'dan elde edilir.

2.8.3 Tasarım sonrasındaki yapılacak işlemler

Tasarım sonrası elde edilen kapalı çevrim sistemi için $u(t)$ kontrol işareti çizdirilerek, sistemin doyuma gidip gitmediğine bakılır. Eğer sistem doyuma gidiyorsa Kısım 2.8.1.2'ye geri dönülerek τ arttırılır ve tasarım işlemi tekrarlanır. Benzer şekilde eğer sistem yanıtı çok yavaş ise τ gerektiği kadar azaltılır ve sistem yanıtı hızlandırılır.

Eğer gerekliyse katsayı diyagramı çizdirilerek sistemin dayanıklılığı, kararlılığı ve zaman cevabı tek bir grafikte çizdirilerek küçük düzeltmelerle düzeltilebilir. Örneğin dayanıklılık arttırılmak istenirse kırılma noktalarına ilişkin değerlerde değişiklikler yapılır.

2.9 KDY Yöntemi Kullanarak Yapılan Tasarım Uygulamaları

Bu bölümde KDY yöntemi kullanılarak 4 farklı sisteme uygun kontrolör tasarlanacaktır. Bu sistemlerin özellikleri farklıdır. Sistemlerin ilki s -düzleminin sol tarafında 3 köke sahiptir. İkinci sistemin köklerinden biri sıfırda, diğer 2 kökü s -düzleminin sol tarafındadır.

Üçüncü sistem ise $j\omega$ -ekseni üzerinde 2 sanal köke ve s -düzleminin sol tarafında da bir köke sahiptir. Dördüncü sistemde s -düzleminin sağ tarafında bir, sol tarafında ise iki olmak üzere 3 köke sahiptir. Bu sistemler, KDY yöntemi kullanılarak tasarlanan kontrolörlerle daha kararlı ve daha dayanıklı bir hale getirilecektir. Ayrıca sistemleri etkileyen bozucuların etkisi de giderilecektir.

2.9.1 Uygulama 1

Açık çevrim transfer fonksiyonu (2.52)'de verilen sistemin, 3 kökü de s -düzleminin sol tarafında bulunmaktadır. Sistem dinamiği daha uygun ve daha dayanıklı bir hale getirilmek istensin ve aynı zamanda da sistemin 4,5 saniyede doyuma ulaşması amaçlansın. Ayrıca sisteme 7,5 saniye sonra ve genliği 0,5 olan basamak biçiminde bir bozucunun uygulandığı da varsayılsın. Açık çevrim transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{1}{(s+2)^2(s+1)} \quad (2.52)$$

olarak verilen bir sistemin $G(s) = N(s)/D(s)$ pay ve payda polinomları

$$N(s) = 1 \quad (2.53a)$$

$$D(s) = s^3 + 5s^2 + 8s + 4 \quad (2.53b)$$

şeklindedir.

Kısım 2.6.1.'de anlatıldığı gibi önce $A(s)$, $B(s)$ ve F polinomları belirlenir. $A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının katsayıları (2.47)'de olduğu gibi tanımlanır. $A(s)$ ve $B(s)$ 'in mertebeleri ise bozucu etkisini giderecek şekilde Çizelge 2.3'ten yararlanarak belirlenir. Sistemimize basamak şeklinde bir bozucu etkilediğine göre $l_0 = 0$ olarak alınır. Buna göre $A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının mertebeleri 3 olarak seçilir. Böylece $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları,

$$A(s) = l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s \quad (2.54a)$$

$$B(s) = k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (2.54b)$$

olarak tanımlanır.

Tasarım parametreleri, Standart Manabe Biçimi kullanıldığından,

$$\gamma_i = [2,5; 2; 2; 2; 2] \quad (2.55a)$$

seçilir, γ_i^* kararlılık sınır indeksleri Denklem (2.13c)'den,

$$\gamma_i^* = [0,5; 0,9; 1; 1; 0,5] \quad (2.55b)$$

ve τ zaman sabiti Kısım 2.8.1.2'den,

$$\tau = 1,8 \quad (2.55c)$$

olarak hesaplanır. Böylece tasarımdan önce belirlenmesi gereken kontrol polinomları ve tasarım parametreleri belirlenmiş olur.

$A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının katsayılarının hesaplanması için Denklem (2.54a-b) ve Denklem (2.53a-b)'de belirlenen polinomlar (2.7) denklemine yerlerine yerleştirilir ve karakteristik denklem polinomu

$$P(s) = l_3 s^6 + (5l_3 + l_2) s^5 + (8l_3 + 5l_2 + l_1) s^4 + (4l_3 + 8l_2 + 5l_1 + k_0) s^3 + (4l_2 + 8l_1 + k_2) s^2 + (4l_1 + k_1) s + k_0 \quad (2.56)$$

olarak elde edilir.

Ayrıca Denklem (2.55a-c)'de belirlenen sistem parametreleri (2.20) denklemine yerleştirilirse, hedef polinomu

$$P_{hedef}(s) = 0,00034s^6 + 0,00756s^5 + 0,084s^4 + 0,46656s^3 + 1,296s^2 + 1,8s + 1 \quad (2.57)$$

olarak elde edilir. Bundan sonra (2.56) ve (2.57) ifadeleri birbirine eşitlenerek (Diophantine eşitliği) l_i ve k_i 'lerden oluşan 7 bilinmeyenli bir denklem takımı elde edilir. Buna göre Denklem (2.51) gereği bu denklemler

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 8 & 5 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 4 & 8 & 5 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 8 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_3 \\ l_2 \\ l_1 \\ k_3 \\ k_2 \\ k_1 \\ k_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,00034 \\ 0,00756 \\ 0,084 \\ 0,46656 \\ 1,296 \\ 1,8 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

şeklinde Sylvester biçimine dönüşür. Sonuç olarak bu matris çözüldükten sonra kontrolör polinomları ve karakteristik polinom

$$A(s) = 0,00034s^3 + 0,00586s^2 + 0,052s \quad (2.59a)$$

$$B(s) = 0,15832s^3 + 0,85656s^2 + 1,592s + 1 \quad (2.59b)$$

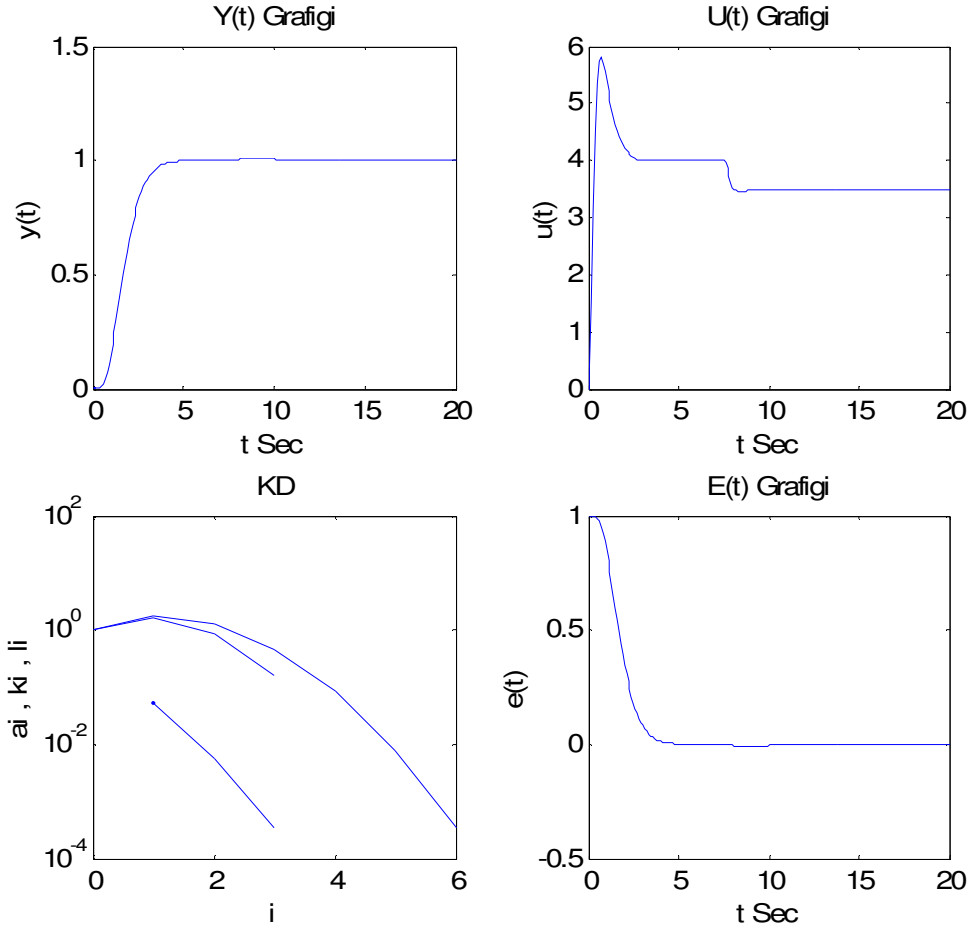
$$P(s) = 0,00034s^6 + 0,00756s^5 + 0,084s^4 + 0,46656s^3 + 1,296s^2 + 1,8s + 1 \quad (2.59c)$$

şeklinde elde edilir. F ise Denklem (2.48)'den

$$F = \left. \frac{P(s)}{N(s)} \right|_{s=0} = 1 \quad (2.59d)$$

olarak hesaplanır.

Uygulama 1'e ait $y(t)$ çıkış işareti, $u(t)$ kontrol işareti, $e(t)$ hata işareti değişimi ve Katsayı diyagramı Şekil 2.9'da verilmiştir. Şekil 2.9'dan $e(t)$, $u(t)$ ve $y(t)$ işaretlerinin yerleştiği ve KD grafiğinden de sistemin yeterince kararlı ve dayanıklı olduğu görülür. Bu nedenden dolayı KD üzerinde herhangi bir düzeltmeye ihtiyaç duyulmaz.



Şekil 2.9 : Uygulama 1'e ilişkin $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata işareti ve KD grafiği.

2.9.2 Uygulama 2

Açık çevrim transfer fonksiyonu (2.60)'da verilen sistemde yerleşme zamanının 5 saniye olması istensin

$$G(s) = \frac{1}{s \cdot (s+1)^2} \quad (2.60)$$

Ayrıca sisteme 10 saniye sonra ve genliği 0,6 olan basamak biçiminde bir bozucunun uygulandığını varsayalım. Görüldüğü gibi sistem biri sıfırda diğer ikisi sol yarı s -düzleminde olmak üzere 3 kökü vardır. Burada $G(s) = N(s)/D(s)$ polinomunun pay ve payda polinomları

$$N(s) = 1 \quad (2.61a)$$

$$D(s) = s^3 + 2s^2 + s \quad (2.61b)$$

şeklindedir.

Öncelikle Kısım 2.6.1’de anlatıldığı gibi $A(s)$, $B(s)$ ve F polinomları belirlenir. Sisteme basamak şeklinde bir bozucu etkilediğine göre Çizelge 2.3 gereği $l_0 = 0$ alınır. $A(s)$, $B(s)$ polinomlarının mertebeleri 3 olarak seçilir. Böylece $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları,

$$A(s) = l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s \quad (2.62a)$$

$$B(s) = k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (2.62b)$$

olarak tanımlanır.

Tasarım parametreleri ise, Standart Manabe Biçimi kullanıldığından

$$\gamma_i = [2,5; 2; 2; 2; 2] \quad (2.63a)$$

γ_i^* kararlılık sınır indeksleri Denklem (2.13c)’den,

$$\gamma_i^* = [0,5; 0,9; 1; 1; 0,5] \quad (2.63b)$$

ve τ zaman sabiti Kısım 2.8.1.2’den,

$$\tau = 2 \quad (2.63c)$$

olarak hesaplanır. Önceki örnekteki benzer işlemler uygulanarak $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomları ve $P(s)$ karakteristik polinomu,

$$A(s) = 0,00128s^3 + 0,02304s^2 + 0,20864s \quad (2.64a)$$

$$B(s) = 0,83968s^3 + 2,99136s^2 + 4s + 2 \quad (2.64b)$$

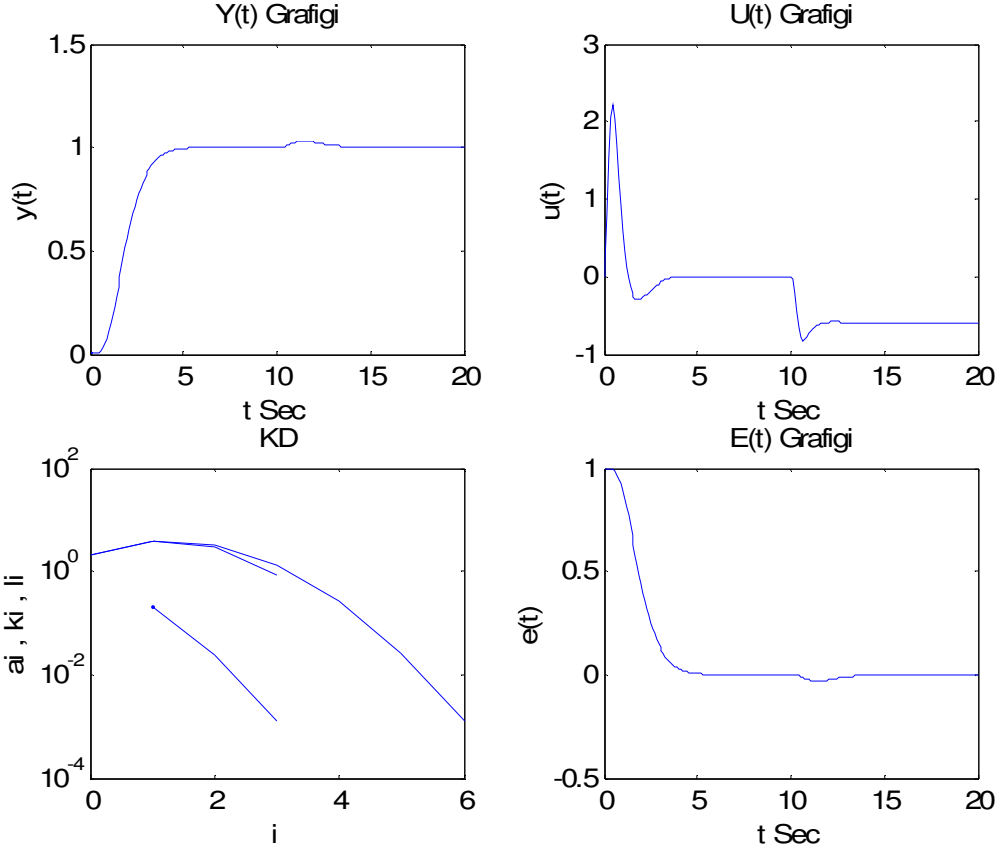
$$P_{hedef}(s) = 0,00128s^6 + 0,0256s^5 + 0,256s^4 + 1,28s^3 + 3,2s^2 + 4s + 2 \quad (2.64c)$$

şeklinde elde edilir. F referans katsayısı ise

$$F = \left. \frac{P(s)}{N(s)} \right|_{s=0} = 2 \quad (2.64d)$$

olarak hesaplanır.

Uygulama 2’ye ait $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol ve $e(t)$ hata işaretleri değişimi ve katsayı diyagramı Şekil 2.10’da verilmiştir. Şekil 2.10’dan $y(t)$ kapalı çevrim çıkış işaretinin aşırımsız elde edildiği ve basamak biçimindeki bozucu etkisinin hızlı ve etkili bir şekilde giderildiği görülür. KD grafiğinden de sistemin yeterince kararlı ve dayanıklı olduğu anlaşılır. Bu nedenden dolayı KD üzerinde herhangi bir düzeltme yapmaya ihtiyaç duyulmaz.



Şekil 2.10 : Uygulama 2'ye ilişkin $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata değişimi ve KD grafiği.

2.9.3 Uygulama 3

Açık çevrim transfer fonksiyonu (2.61)'de verilmiş olan sistemde yerleşme zamanının 5,5 saniye olması istensin:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s^2+1)}. \quad (2.65)$$

Ayrıca sisteme 10 saniye sonra ve genliği 1 olan basamak biçiminde bir bozucunun uygulandığını varsayalım. (2.61)'den sistemin sol yarı s -düzleminde bir ve $j\omega$ ekseninde 2 olmak üzere 3 kutba sahip olduğu görülür. Bilindiği gibi bu tür sistemlerde kontrolör tasarımı kolay değildir ve sistem mertebesi arttıkça tasarım da güçleşir.

Burada $G(s) = N(s)/D(s)$ polinomunun pay ve payda polinomları

$$N(s) = 1 \quad (2.66a)$$

$$D(s) = s^3 + s^2 + s + 1 \quad (2.66b)$$

şeklindedir. Benzer işlemler uygulanarak $\gamma_i = [2,5; 2; 2; 2; 2]$, $\tau = 2,2$ ve $a_0 = 2$ olmak üzere,

$$A(s) = 0,002268s^3 + 0,038961s^2 + 0,333581s \quad (2.67a)$$

$$B(s) = 1,32887s^3 + 3,499458s^2 + 4,066419s + 2 \quad (2.67b)$$

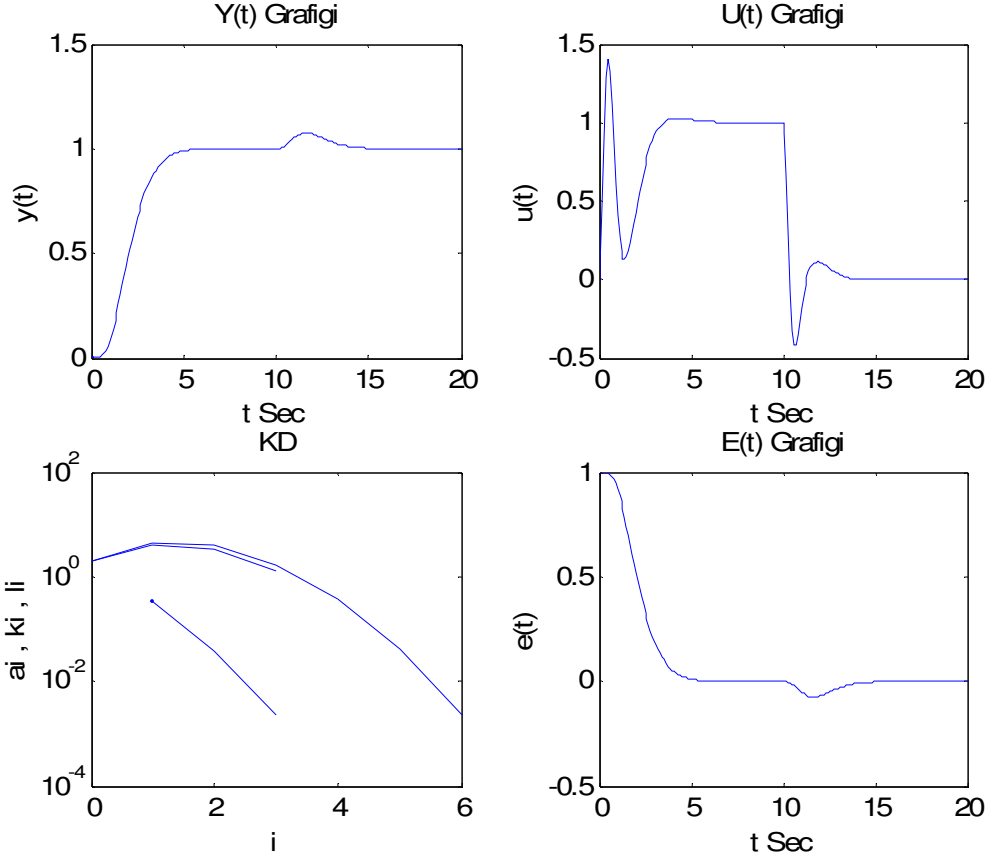
$$P_{hedef}(s) = 0,002268s^6 + 0,041229s^5 + 0,37481s^4 + 1,70368s^3 + 3,872s^2 + 4,4s + 2 \quad (2.67c)$$

$A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomları ve $P_{hedef}(s)$ hedef karakteristik polinomu elde edilir. F referans katsayısı ise

$$F = \left. \frac{P(s)}{N(s)} \right|_{s=0} = 2 \quad (2.67d)$$

olarak hesaplanır.

Uygulama 3'e ait $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata işareti değişimi ve katsayı diyagramı Şekil 2.11'de verilmiştir. Şekil 2.11'den $y(t)$ kapalı çevrim çıkış işaretinin aşırımsız elde edildiği ve bozucu etkisinin giderildiği görülür. KD grafiğinden de sistemin yeterince kararlı ve dayanıklı olduğu görülmektedir. Bu nedenden dolayı KD üzerinden herhangi bir düzeltme yapmaya ihtiyaç duyulmaz.



Şekil 2.11 : Uygulama 3' e ait $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata işareti değişimi ve KD grafiği.

2.9.4 Uygulama 4

Açık çevrim transfer fonksiyonu (2.68)'de verilmiş olan sistemde yerleşme zamanı 6 saniye olması istensin.

$$G(s) = \frac{1}{(s-1)(s+1)^2} \quad (2.68)$$

Ayrıca sisteme 8 saniye sonra ve genliği 0,8 olan basamak biçiminde bir bozucunun uygulandığını varsayalım. (2.68)' den bu sistemin kararsız olduğu görülmektedir. Sistemin KDY yöntemi kullanılarak kararlı hale getirip sağlıklı bir şekilde kontrol edilmesi istensin. Burada $G(s) = N(s)/D(s)$ polinomunun pay ve payda polinomları

$$N(s) = 1 \quad (2.69a)$$

$$D(s) = s^3 + s^2 - s - 1 \quad (2.69b)$$

şeklindedir ve tasarım için gerekli diğer gerekli olan Kısım 2.7.1' deki gibi benzer işlemler yapıldıktan sonra $\gamma_i = [2,5; 2; 2; 2; 2]$ ve $\tau = 2,4$ olmak üzere $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomları ve $P_{hedef}(s)$ hedef karakteristik polinomu,

$$A(s) = 0,003822s^3 + 0,059879s^2 + 0,474785s \quad (2.70a)$$

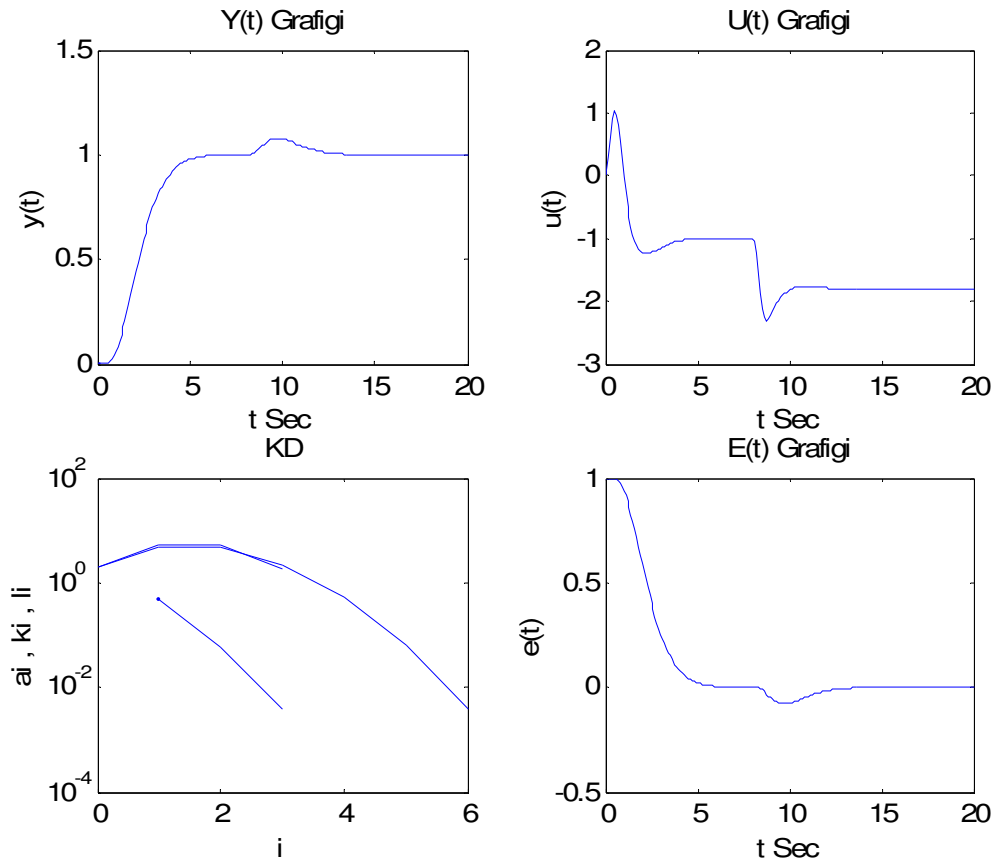
$$B(s) = 1,800756s^3 + 5,142664s^2 + 5,274785s + 2 \quad (2.70b)$$

$$P_{hedef}(s) = 0,003822s^6 + 0,063701s^5 + 0,530842s^4 + 2,21184s^3 + 4,608s^2 + 4,8s + 2 \quad (2.70c)$$

şeklinde elde edilir. F referans katsayısı ise,

$$F = 2 \quad (2.70d)$$

olarak hesaplanır. Uygulama 4'e ilişkin $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol işareti değişimi ve KD diyagramı Şekil 2.12'de görülür.



Şekil 2.12 : Uygulama 4'e ilişkin $y(t)$ çıkış, $u(t)$ kontrol, $e(t)$ hata işareti ve KD grafiği.

Şekil 2.12' den $y(t)$ kapalı çevrim çıkış işaretinin aşısız olduğu ve bozucu etkisinin giderildiği, KD grafiğinden de sistemin yeterince kararlı ve dayanıklı olduğu görülür. Bu nedenden dolayı KD üzerinden herhangi bir düzeltme yapmaya gerek duyulmaz.

3. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİNİN AYRIKLAŞTIRILMASI

3.1 Amaç

Katsayı Diyagram Yöntemi 90' lı yıllarda geliştirilen ve doğrusal zamanla değişmeyen kontrol sistemlerinin tasarımında başarıyla uygulanan, bir kontrolör tasarımı yöntemidir. Bu cebirsel yaklaşımda, kontrolör polinomlarının katsayıları, zaman sabiti, kararlılık indeksi ve kararlılık sınır indeksi değerlerine bağlı olarak türetilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu, belirli bir hedef karakteristik polinomuyla karşılaştırılarak elde edilmektedir.

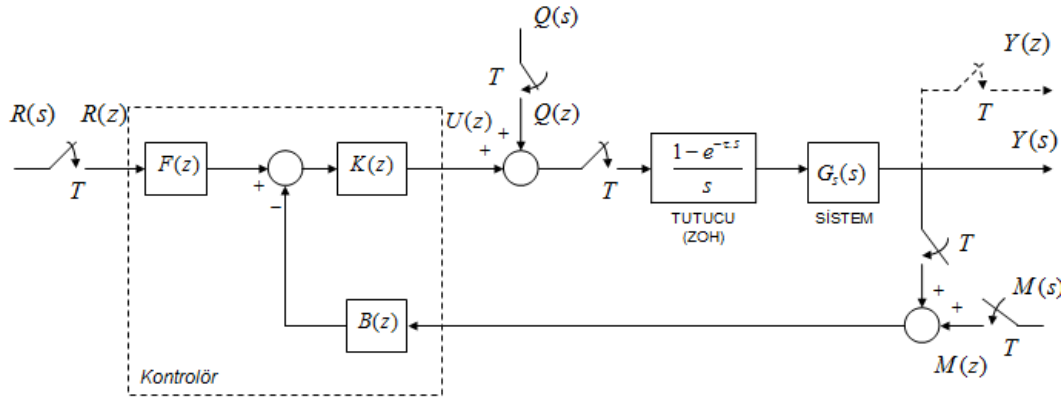
KDY kullanarak tasarlanan bir kapalı çevrimli kontrol sisteminin basamak yanıtı aşısız ve yerleşme zamanı kısadır. Tasarlanan kontrol sistemi değişen parametrelere karşı dayanıklıdır ve sisteme etkiyen bozucular başarılı bir şekilde sıfırlanır. Ayrıca tasarım yöntemi görece basit ve her çeşit kontrol sistemine kolayca uygulanabilir yapıdadır.

Ayrıca, bir dinamik sistemin zaman tanım bölgesi davranışı, kapalı çevrim transfer fonksiyonu kutupları ya da sistem karakteristik polinomunun kökleriyle ilişkilidir. Literatürde kapalı çevrim kutuplarını uygun yerlere yerleştirebilmek için geliştirilmiş çok sayıda kontrolör tasarım yöntemi mevcuttur [29]. Katsayı Diyagram Yöntemi bu klasik tasarım problemine çok uygun bir yapıdadır.

Özgün KDY tasarım yöntemi s -düzleminde tanımlanmıştır. Ancak çoğu endüstriyel kontrolörler günümüzde dijital bir yapıdadır, bu bölümün temel amacı mevcut KDY'ye eşdeğer bir ayrık kontrolör yöntemi geliştirmektir[30-34]. Böylece klasik KDY tasarım yöntemi doğrudan ayrık kontrolörlere uygulanabilir bir hale gelecektir.

3.2 Ayırıklaştırılmış Katsayı Diyagram Yöntemi

Ayrık SISO sistemler için standart blok diyagramı Şekil 3.1’ de verilmiştir.

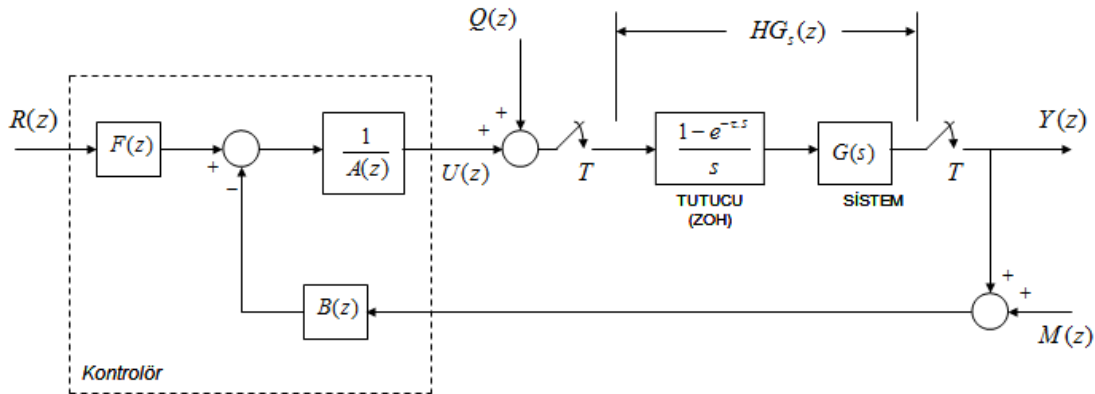


Şekil 3.1 : Ayrık SISO sistemler için standart blok diyagramı.

3.2.1 Kuram

3.2.1.1 Ayrık KDY sistem yapısı

SISO (Tek giriş ve tek çıkışlı) kontrol sistemleri için KDY’nin standart ayrık blok diyagramı Şekil 3.2’de görülmektedir. Burada sırasıyla, $R(z)$ referans girişini, $Y(z)$ sistem çıkışını, $U(z)$ kontrol, $Q(z)$ bozucu, $E(z)$ hata ve $M(z)$ ölçme bozucu işaretlerini ifade eder.



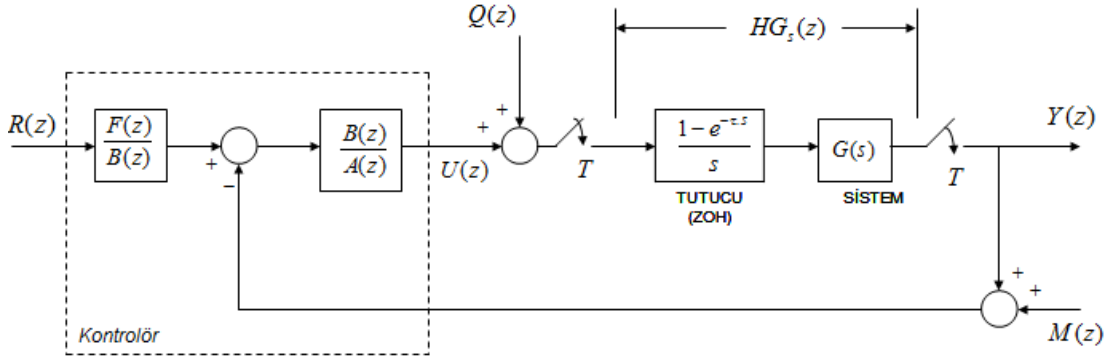
Şekil 3.2 : Ayrık KDY’nin standart blok diyagramı.

Şekil 3.2’de, $A(z)$, $B(z)$, ve F kontrolör polinomlarını ve $GH(z)$ sistemin ayrık transfer fonksiyonunu belirtir. Yani,

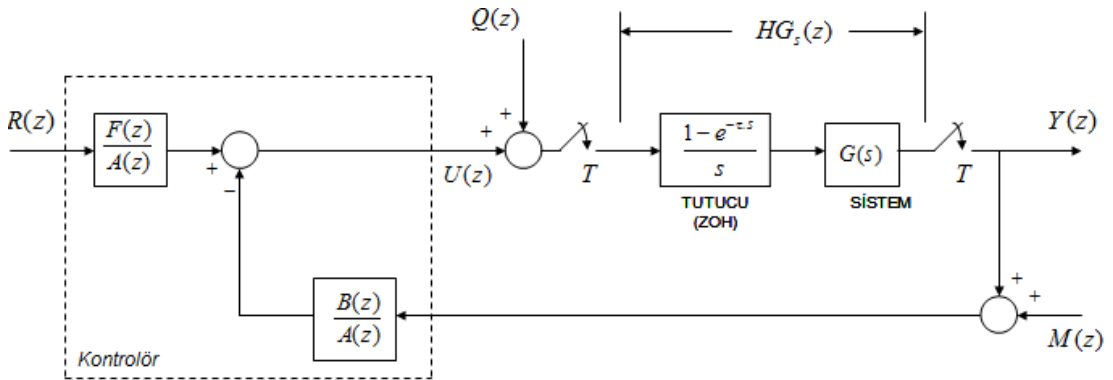
$$HG(z) = Z \left\{ \frac{(1 - e^{-Ts})}{s} \cdot G(s) \right\} = \frac{N(z)}{D(z)}. \quad (3.1)$$

Şekil 3.2’ ye ilişkin benzer blok diyagramları Şekil 3.3 ve 3.4’te verilmiştir.

Ayrıca $\deg\{D(z)\} \geq \deg\{N(z)\}$ koşulu burada da geçerlidir.



Şekil 3.3 : Ayırık KDY'nin standart blok diyagramı.



Şekil 3.4 : Ayırık KDY'nin standart blok diyagramı

Blok diyagramlarından

$$Y(z) = \frac{A(z)N(z)}{P(z)}Q(z) + \frac{F(z)N(z)}{P(z)}R(z) - \frac{B(z)N(z)}{P(z)}M(z) \quad (3.2)$$

$$U(z) = \frac{F(z)D(z)}{P(z)}R(z) - \frac{B(z)N(z)}{P(z)}Q(z) - \frac{B(z)D(z)}{P(z)}M(z) \quad (3.3)$$

ve

$$E(z) = \frac{A(z)F(z)D(z)}{P(z)}R(z) - \frac{A(z)B(z)N(z)}{P(z)}Q(z) - \frac{A(z)B(z)D(z)}{P(z)}M(z) \quad (3.4)$$

yazılabilir. Burada, $P(z)$ kapalı çevrimli sistemin karakteristik polinomudur ve

$$P(z) = A(z)D(z) + B(z)N(z) = \sum_{i=0}^n a_i z^i \quad (3.5)$$

olarak ifade edilir.

3.2.1.2 Performans parametreleri ve hedef karakteristik polinomu

KDY’de, elde edilen hedef karakteristik polinomu bu kısımda, τ eşdeğer zaman sabiti, γ_i kararlılık indeksi ve γ_i^* kararlılık limit indeksi cinsinden verilen karakteristik polinom şeklinde (3.6)’ da ifade edilmektedir ve

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1 \quad (3.6)$$

elde edilen bu karakteristik polinom, z -dönüşümü için verilen ifade yardımıyla, ayrık forma dönüştürülebilir ($z = e^{Ts}$, T : örnekleme zamanı). Burada $P(s)$ bilinen KDY’ de ki hedef karakteristik polinomudur ve n tane köke sahiptir.

Eğer s_i hedef karakteristik polinomunun kökleri olmak üzere s aşağıda belirtilen vektörü temsil ediyorsa

$$\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_i] \quad (3.7)$$

z -düzlemindeki kökler, $\mathbf{z}$ vektörü ile temsil edilebilir.

$$\mathbf{z} = [z_1 \quad z_2 \quad \cdots \quad z_i] \quad (3.8)$$

Böylece ayrık hedef karakteristik polinomu,

$$P_T(z) = \alpha_n z^n + \alpha_{n-1} z^{n-1} + \dots + \alpha_1 z + \alpha_0 = \sum_{i=0}^n \alpha_i z^i \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (3.9)$$

olmak üzere

$$P_T(z) = \prod_{j=1}^n (z - z_j) \quad (3.10)$$

şeklinde yazılabilir.

3.2.1.3 Tasarım prosedürü ve $A(z)$, $B(z)$ ve F kontrolör polinomları

Kontrol edilecek sistemin $D(z)$ payda ve $N(z)$ pay polinomları, $m \leq n$ olmak koşuluyla

$$D(z) = b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_1 z + b_0 = \sum_{i=0}^n b_i z^i \quad (3.11a)$$

$$N(z) = a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + \dots + a_1 z + a_0 = \sum_{i=0}^m a_i z^i \quad (3.11b)$$

şeklinde tanımlanır. Benzer olarak kontrolör polinomları da $q \leq l$ olmak koşulu ile

$$A(z) = l_p z^p + l_{p-1} z^{p-1} + \dots + l_1 z + l_0 = \sum_{i=0}^p l_i z^i \quad (3.12a)$$

$$B(z) = k_q z^q + k_{q-1} z^{q-1} + \dots + k_1 z + k_0 = \sum_{i=0}^q k_i z^i \quad (3.12b)$$

olarak yazılırsa, yeni elde edilen karakteristik polinomu

$$P(z) = A(z)D(z) + B(z)N(z) = \left(\sum_{i=0}^p l_i z^i \right) \cdot \left(\sum_{i=0}^n b_i z^i \right) + \left(\sum_{i=0}^q k_i z^i \right) \cdot \left(\sum_{i=0}^{n-1} a_i z^i \right) \quad (3.13)$$

şeklinde elde edilir.

Bu kapalı çevrim sistem karakteristik polinomu $P(z)=0$ ve bilinen hedef karakteristik polinomu $P_T(z)=0$ benzer olduğundan aşağıda gösterilen Diophantine Denklemi elde edilir.

$$A(z)D(z) + B(z)N(z) = P_T(z) \quad (3.14)$$

ya da

$$P_T(z) = \sum_{i=0}^{n+p} \alpha_i z^i = \left(\sum_{i=0}^p l_i z^i \right) \cdot \left(\sum_{i=0}^n b_i z^i \right) + \left(\sum_{i=0}^q k_i z^i \right) \cdot \left(\sum_{i=0}^{n-1} a_i z^i \right) \quad (3.15)$$

Bu denklem aşağıda gösterildiği gibi, Sylvester Formuna kolaylıkla dönüştürülebilir.

$$[D]_{rxr} \begin{bmatrix} l_i \\ k_i \end{bmatrix}_{rx1} = [\alpha_i]_{rx1} \quad (3.16)$$

Burada $\mathbf{D}$ matrisi ve α_i parametreleri bilinen değerlerdir. Böylece $A(z)$ ve $B(z)$ kontrolör polinomlarının katsayıları kolaylıkla hesaplanabilir.

Ayrıca, $n + p \leq n + (n - 1) = 2n - 1$ olmak üzere $P_T(z)$ hedef karakteristik polinomu

$$P_T(z) = \sum_{i=0}^{2n-1} \alpha_i z^i \quad (3.17)$$

şeklinde verilebilir ve son olarak, F kontrolör değeri aşağıda verilen denklemden hesaplanabilir

$$F = \left(\frac{P(z)}{N(z)} \right) \bigg|_{z=1} \quad (3.18)$$

Eğer sıfırlar yok edilirse, bu demektir ki $N(z) = 1$, bu durumda F değerini hesaplamak için $P(z=1)$ değerini bulmak yeterlidir.

3.2.1.4 Kararlılık ve dayanıklılık

Kararlılık

Kararlılık için, KDY'nin hedef karakteristik polinomundan dolayı KDY kontrol sisteminin kararlılığını garanti ettiği biliniyor [1-9]. Ayırık-KDY'de de temel anlamda ayırık hedef karakteristik polinomunun, s -düzlemindeki hedef karakteristik polinomu aracılığıyla elde edildiği düşünülürse, Ayırık-KDY tasarım yönteminde de kontrol sisteminin kararlılığı garanti edilmiş olur.

Dayanıklılık

Elde edilen kontrol sisteminin dayanıklılığı ileriki kısımlarda gösterilecektir [31].

3.2.1.5 Bozucu etkileri

Çizelge 2.4 ve 2.5'te bozucu etkilerine karşı $A(z)$, $B(z)$ ve $P(z)$ polinomları ve mertebeleri verilmiştir.

Çizelge 3.1: Bozucu tiplerine karşı $A(z)$, $B(z)$ ve $P(z)$ polinomları.

	Birim basamak	Rampa	Sinüs
$A(z)$	$(z-1)\sum_{i=0}^{p-1} l_i z^i$	$(z-1)^2 \sum_{i=0}^{p-1} l_i z^i$	$(z^2 - 2\cos(\omega T)z + 1) \sum_{i=0}^{p-1} l_i z^i$
$B(z)$	$\sum_{i=0}^q k_i z^i$	$\sum_{i=0}^{q+1} k_i z^i$	$\sum_{i=0}^{q+1} k_i z^i$
$P(z)$	$z.P_T(z)$	$z^2.P_T(z)$	$\sin(\omega T).z^2.P_T(z)$

Çizelge 3.2 : Farklı bozucu etkileri için $A(z)$, $B(z)$ ve $P(z)$ polinomlarının mertebeleri.

	Birim basamak	Rampa	Sinüs
$\deg\{A(z)\}$	N	$n+1$	$n+1$
$\deg\{B(z)\}$	N	$n+1$	$n+1$
$\deg\{P(z)\}$	$2n$	$2n+1$	$2n+1$

3.3 Uygulamalar

3.3.1 Birinci mertebeden sistemler

Birinci mertebeden bir sistemi ele alalım

$$G(s) = \frac{1}{s+2}. \quad (3.19)$$

Sistemin $HG(z)$ ayrık transfer fonksiyonu ($T = 1$ saniye olmak üzere),

$$HG(z) = \frac{6,38906}{14,7781z - 2} \quad (3.20)$$

şeklinde hesaplanır. $\tau = 1$ ve $a_0 = 2$ için, hedef karakteristik polinomu

$$P_T(s) = 2s + 2 \text{ ve } P_T(z) = z - 0,367879 \quad (3.21)$$

olarak bulunur. Eğer $P_T(z)$ hedef karakteristik polinomu kullanılırsa, ayrık KDY kontrolör polinomları aşağıda gösterildiği gibi elde edilir:

$$A(z) = 0,0676676, \quad (3.22a)$$

$$B(z) = -0,0363973, \quad (3.22b)$$

$$F = 0,098938, \quad (3.22c)$$

Kapalı çevrim sistem transfer fonksiyonları $Y(z)$, $U(z)$ ve $E(z)$

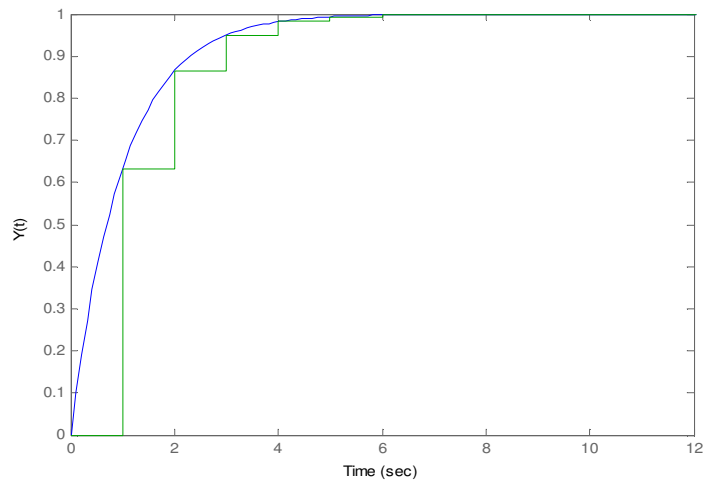
$$Y(z) = \frac{0,632121}{z - 0,367879} \quad (3.23a)$$

$$U(z) = \frac{1,46212z - 0,197876}{z - 0,367879} \quad (3.23b)$$

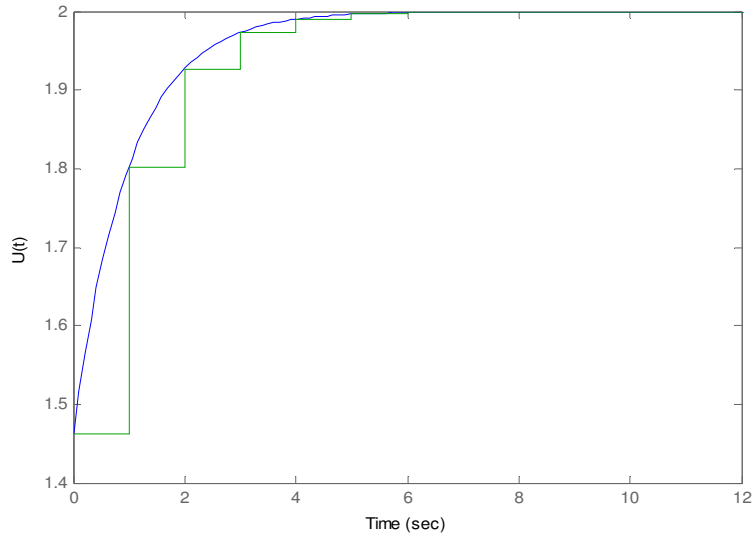
$$E(z) = \frac{0,098938z - 0,0133898}{z - 0,367879}. \quad (3.23c)$$

olarak hesaplanır.

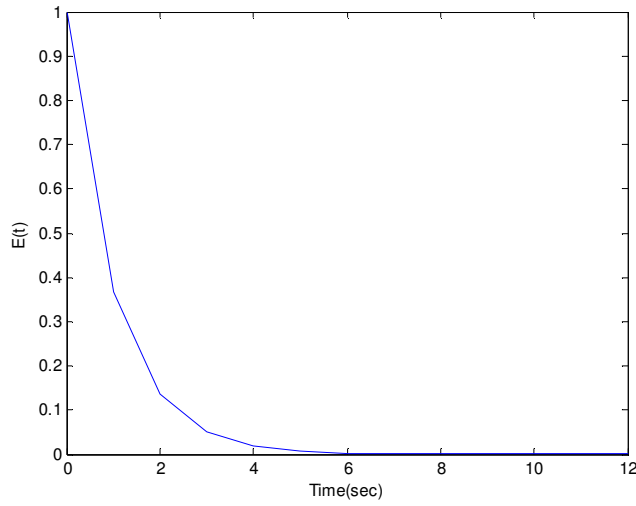
Elde edilen verilere göre $y(kT)$, $u(kT)$ ve $e(kT)$ işaretleri Şekil 3.5-7’de verilmiştir.



Şekil 3.5 : Kapalı çevrimli sistemin $y(kT)$ birim basamak yanıtı.



Şekil 3.6 : Kontrol işaretinin $u(kT)$ birim basamak yanıtı.



Şekil 3.7 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti

3.3.2 İkinci mertebeden sistemler

Aşağıda belirtildiği gibi ikinci mertebeden bir transfer fonksiyonu verilsin:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^2} \quad (3.24)$$

Bu sisteme ilişkin $HG(z)$ ayrık transfer fonksiyonu $T = 1$ olmak üzere

$$HG(z) = \frac{1,95249z + 1}{7,38906z^2 - 5,43656z + 1} \quad (3.25)$$

olarak bulunur. $\tau = 2$, $a_0 = 1$ ve $\gamma_i = [2,6 \quad 2,2]$ için, hedef karakteristik polinomları

$$P_T(s) = 0,537924s^3 + 1,53846s^2 + 2s + 1 \quad (3.26)$$

$$P_T(z) = z^3 - 1,71001z^2 + 1,0639z - 0,239309 \quad (3.27)$$

şeklinde hesaplanır. Hedef karakteristik polinomu $P_T(z)$ gereği, ayırık KDY kontrolör polinomları

$$A(z) = 0,135335z - 0,169579 \quad (3.28a)$$

$$B(z) = 0,14278z - 0,0697298 \quad (3.28b)$$

$$F = 0,038806 \quad (3.28c)$$

olarak bulunur. Bu verilere göre kapalı çevrim transfer fonksiyonları, $Y(z)$, $U(z)$ ve $E(z)$

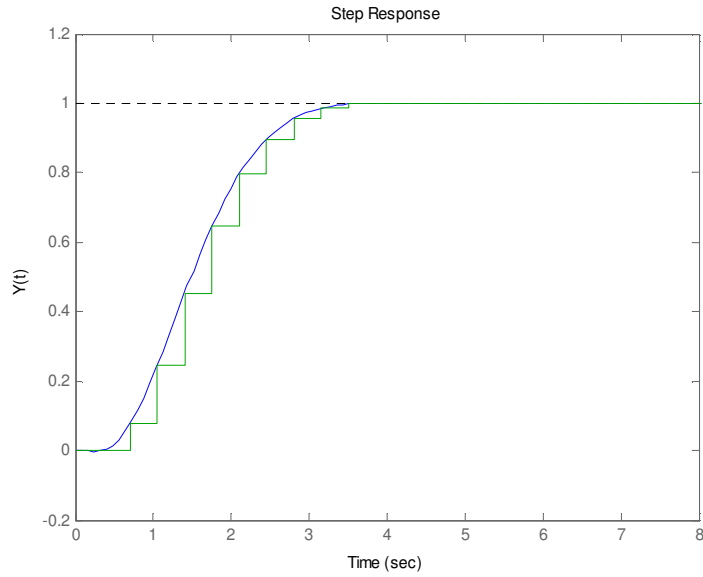
$$Y(z) = \frac{0,0757685z + 0,038806}{z^3 - 1,71001z^2 + 1,0639z - 0,239309} \quad (3.29a)$$

$$U(z) = \frac{0,28674z^2 - 0,210971z + 0,038806}{z^3 - 1,71001z^2 + 1,0639z - 0,239309} \quad (3.29b)$$

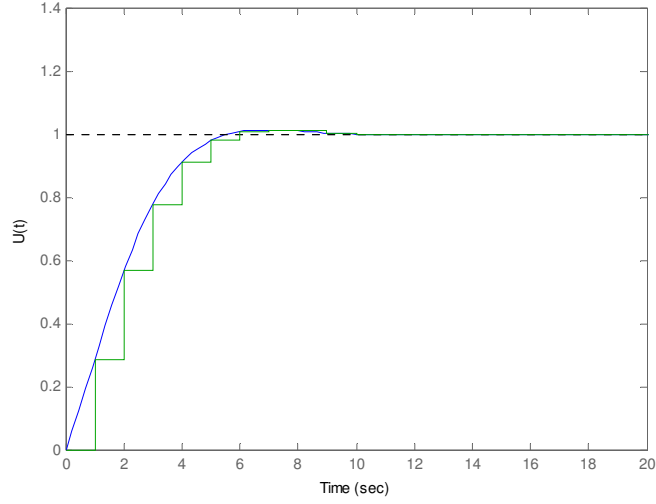
$$E(z) = \frac{0,038806z^3 - 0,077177z^2 + 0,0410282z - 0,00658069}{z^3 - 1,71001z^2 + 1,0639z - 0,239309} \quad (3.29c)$$

şeklinde hesaplanır.

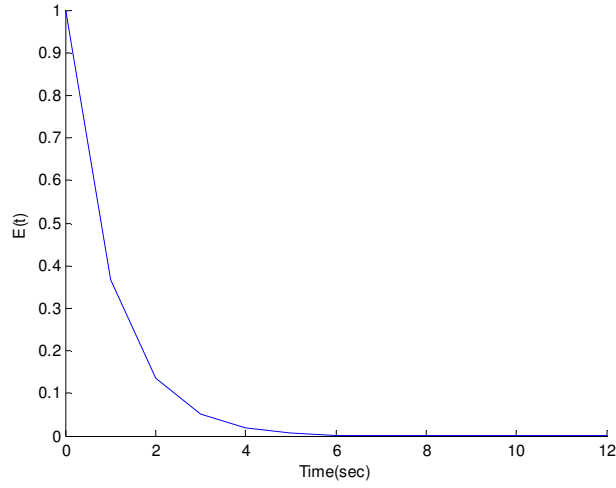
$y(kT)$, $u(kT)$ ve $e(kT)$ sinyallerinin birim basamak yanıtları Şekil 3.8-10'da verilmiştir.



Şekil 3.8 : Kapalı çevrimli sistemin $y(kT)$ birim basamak yanıtı.



Şekil 3.9 : Kapalı çevrimli sistemin $u(kT)$ kontrol işareti.



Şekil 3.10 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti.

Elde edilen kontrol sisteminin ne kadar dayanıklı olduğunu görebilmek için, ayrık transfer fonksiyonunda aşağıda belirtildiği gibi 2 tane değişken parametre alalım

$$HG(z) = \frac{1,95249z + 1}{7,38906z^2 - (5,43656 + b)z + (1 + a)} = \frac{a_1z + a_0}{b_2z^2 + b_1z + b_0} \quad (3.30)$$

ve değişken parametrelerin aralıklarını

$$-0,3 < a < 0,3 \quad (3.31a)$$

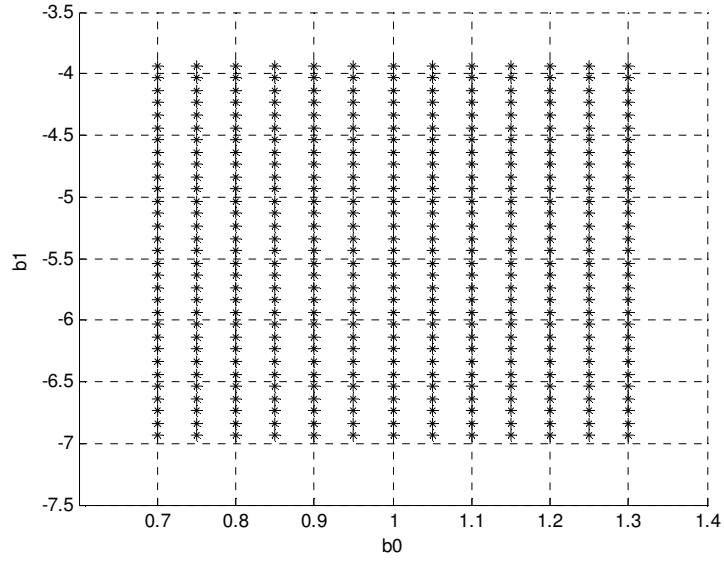
$$-1,5 < b < 1,5 \quad (3.31b)$$

şeklinde seçelim. Buna bağlı olarak b_0 ve b_1 cin gerekli limit aralıkları

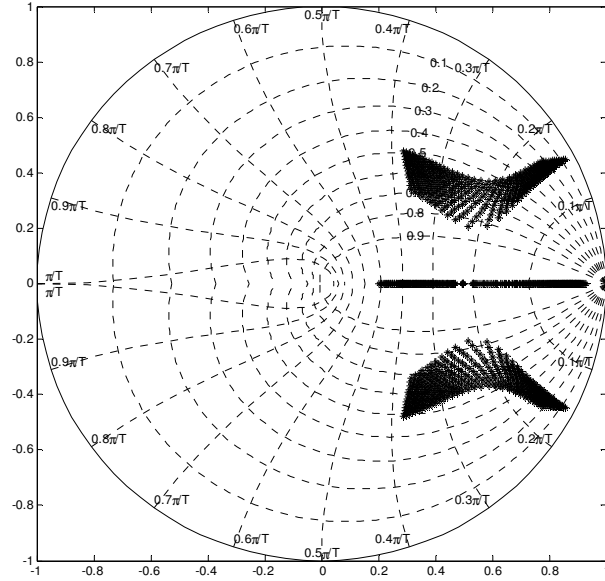
$$0,7 < b_0 < 1,3 \quad (3.32a)$$

$$-3,9366 < b_1 < -6,9366 \quad (3.32b)$$

şeklinde hesaplanır. Nominal değerler $a_0 = 0$ ve $b_0 = 0$ olarak alınır, Şekil 3.11-12’ deki sonuçlar elde edilir.



Şekil 3.11 : Seçilen parametre örnekleri: $-0,3 < a < 0,3$ ve $-1,5 < b < 1,5$ aralığında.



Şekil 3.12 : Seçilen $-0,3 < a < 0,3$ ve $-1,5 < b < 1,5$ parametre aralığına karşı düşen kapalı çevrimli sisteme ilişkin kutup değerleri değişimi.

Şekil 3.11-12’ den de görüldüğü gibi sistem b_0 ve b_1 parametre değişimlerine karşı dayanıklıdır.

3.3.3 Üçüncü mertebeden sistemler

Aşağıdaki 3.mertebeden bir sistemi ele alalım

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^3} \quad (3.33)$$

Ayrık $HG(z)$ transfer fonksiyonu

$$HG(z) = \frac{3,22579z^2 + 6,20235z + 0,718282}{20,0855z^3 - 22,1672z^2 + 8,15485z - 1} \quad (3.34)$$

şeklinde hesaplanır ve $\tau=1$, $a_0=2$ ve $\gamma_i = [2.6 \quad 2.2 \quad 2]$ için, karakteristik polinom

$$P_T(s) = 0.000513782s^5 + 0.0117553s^4 + 0.134481s^3 + 0.769231s^2 + 2s + 2 \quad (3.35)$$

olarak bulunur ve ayrık forma

$$P_T(z) = z^5 - 0,496657z^4 + 0,0747057z^3 - 0,00214075z^2 - 0,0000988748z - 0,0000107565 \quad (3.36)$$

şeklinde çevrilebilir. Elde edilen $P_T(z)$ hedef karakteristik polinomuna göre, ayrık-

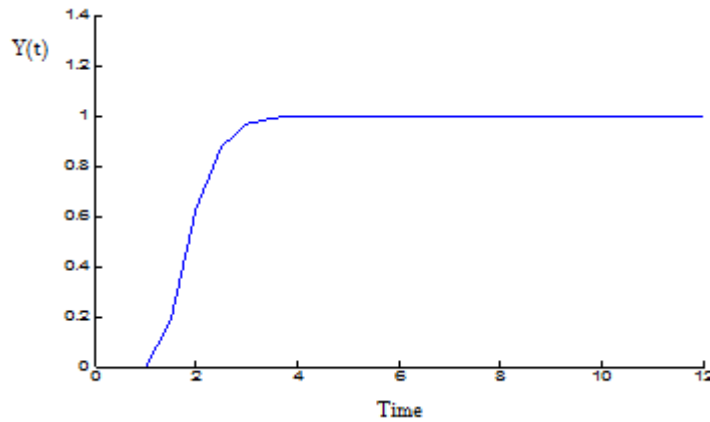
KDY kontrolör polinomları

$$A(z) = 0,0497871z^2 + 0,0243049z + 0,0023516 \quad (3.37a)$$

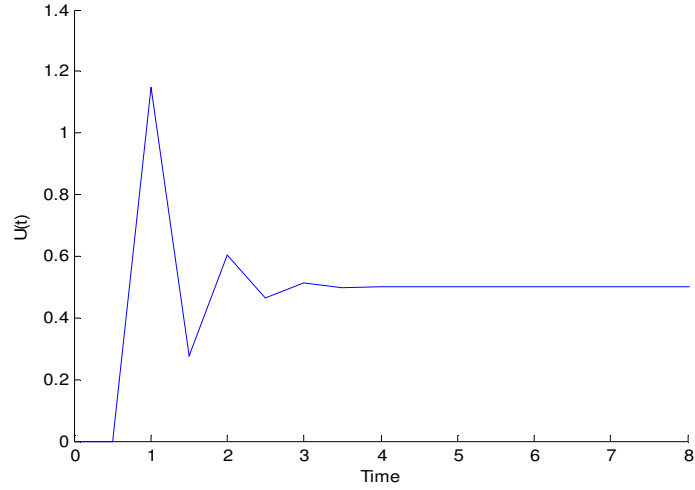
$$B(z) = 0,0368294z^2 - 0,0211393z + 0,00325894 \quad (3.37b)$$

$$F = 0,0571709 \quad (3.37c)$$

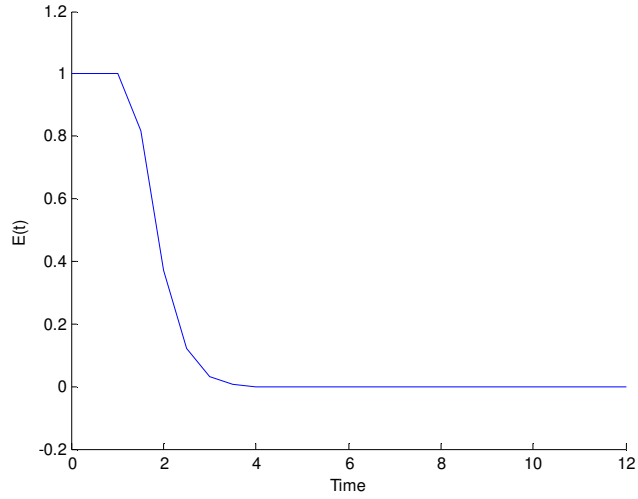
şeklinde elde edilir. Bu ayrık KDY kontrolör polinomları yardımıyla kapalı çevrimli sistemin transfer fonksiyonu kolaylıkla hesaplanabilir. Kapalı çevrimli sistemin çıkış işareti $y(kT)$, kontrol işareti $u(kT)$ ve hata işareti $e(kT)$ Şekil 3.13-15' te verilmiştir.



Şekil 3.13 : Kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtı $y(kT)$.



Şekil 3.14 : Kontrol işaretinin $u(kT)$ birim basamak yanıtı



Şekil 3.15 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti

Ayrık-KDY kullanılarak elde edilen üçüncü mertebeden sistemin dayanıklılığını gösterilebilmek için transfer fonksiyonunda a , b ve c parametreleri değişken alınır

$$\begin{aligned}
 HG(z) &= \frac{3,22579z^2 + 6,20235z + 0,718282}{20,0855z^3 + (-22,1672 + c)z^2 + (8,15485 + b)z + (-1 + a)} \\
 &= \frac{a_2z^2 + a_1z + a_0}{b_3z^3 + b_2z^2 + b_1z + b_0}
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

elde edilir.

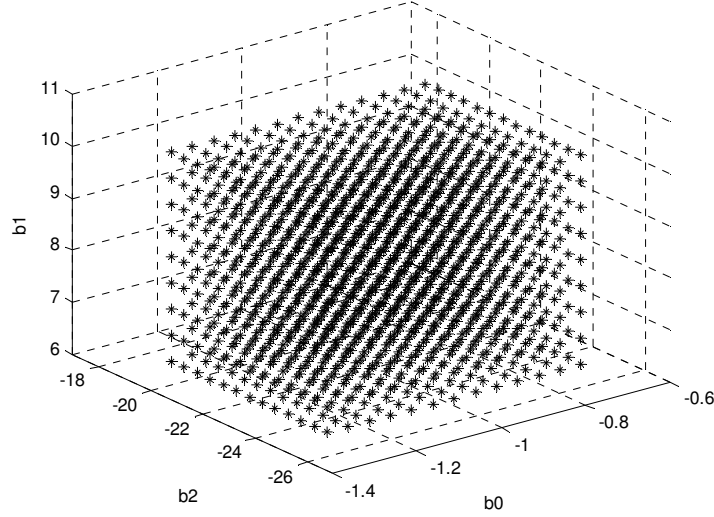
Değişken parametre limitleri

$$-0.3 < a < 0.3; -2 < b < 2; -3 < c < 3; \tag{3.39a}$$

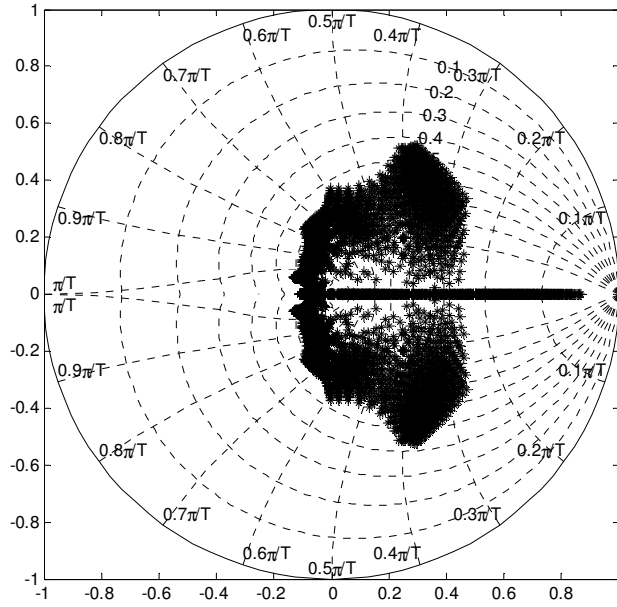
olarak seçilirse transfer fonksiyonu parametrelerinin

$$-0.7 < b_0 < -1.3; 6.15485 < b_1 < 10.15485; -25.1672 < b_2 < -19.1672 \quad (3.39b)$$

aralığında değişeceği görülür, eğer ayrıca anma (*nominal*) değerlerin $a_0 = 0$, $b_0 = 0$ ve $c_0 = 0$ olduğu göz önünde bulundurulursa, sistemin dayanıklılığı Şekil 3.16-17’de verilen kapalı çevrim kutuplarından açıkça görülür.



Şekil 3.16 : $-0,3 < a < 0,3$, $-2 < b < 2$ ve $-3 < c < 3$ değerleri için sistemin katsayılarının aldığı değerler.



Şekil 3.17 : $-0,3 < a < 0,3$, $-2 < b < 2$ ve $-3 < c < 3$ için kapalı çevrimli sistemin kutup değerleri.

3.3.4 Kararsız sistemler

Aşağıda transfer fonksiyonu verilen üçüncü mertebeden kararsız sistemi kontrol etmek isteyelim:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^2(s-1)} \quad (3.40)$$

Ayrık $HG(z)$ transfer fonksiyonu

$$HG(z) = \frac{-1,03018z^2 - 3,42202z - 0,621018}{-7,38906z^3 + 25,5221z^2 - 15,7781z + 2,71828} \quad (3.41)$$

olarak bulunur ve $T=0.5$, $\tau=1$, $a_0=2$ ve $\gamma_i = [2.6 \ 2.2 \ 2]$ için, hedef karakteristik polinomu

$$P_T(s) = 0,000513782s^5 + 0,0117553s^4 + 0,134481s^3 + 0,769231s^2 + 2s + 2 \quad (3.42)$$

ya da ayrık biçimde

$$P_T(z) = z^5 - 0,496657z^4 + 0,0747057z^3 + 0,00214075z^2 - 0,0000988748z - 0,0000107565 \quad (3.43)$$

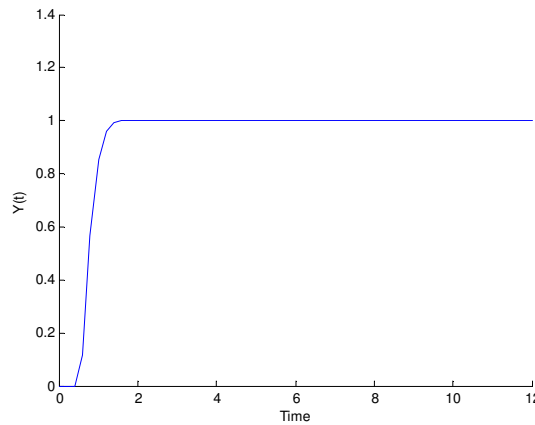
şeklinde elde edilir. Elde edilen $P_T(z)$ hedef karakteristik polinomuna göre, ayrık-KDY kontrolör polinomları

$$A(z) = -0,135335z^2 - 0,224124z - 0,383611 \quad (3.44a)$$

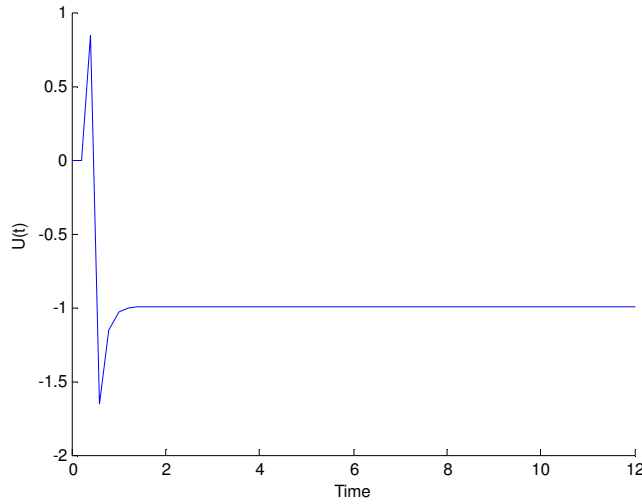
$$B(z) = -1,2632z^2 + 0,918932z - 0,167895 \quad (3.44b)$$

$$F = -0,114342 \quad (3.44c)$$

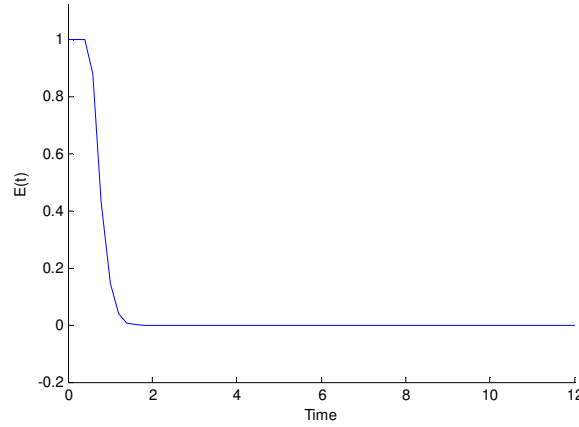
olarak bulunur. Bu verilere göre Şekil 3.18-21’de kapalı çevrimli sistemin $y(kT)$ çıkış işareti, $u(kT)$ kontrol işareti ve $e(kT)$ hata işareti verilmiştir.



Şekil 3.18 : Kapalı çevrimli sistem çıkışının birim basamak yanıtı $y(kT)$.



Şekil 3.19 : Kontrol işaretinin birim basamak yanıtı $u(kT)$.



Şekil 3.20 : Kontrol sistemin hata işareti $e(kT)$.

Üçüncü mertebeden ayrık-KDY kullanılarak elde edilen kontrol sisteminin dayanıklılığını gösterilebilmek için transfer fonksiyonunda a , b ve c değişken parametreleri göz önünde bulundurulursa

$$HG(z) = \frac{-1,03018z^2 - 3,42202z - 0,621018}{-7,38906z^3 + (25,5221 + c)z^2 + (-15,7781 + b)z + (2,71828 + a)} \quad (3.45)$$

$$= \frac{a_2z^2 + a_1z + a_0}{b_3z^3 + b_2z^2 + b_1z + b_0}$$

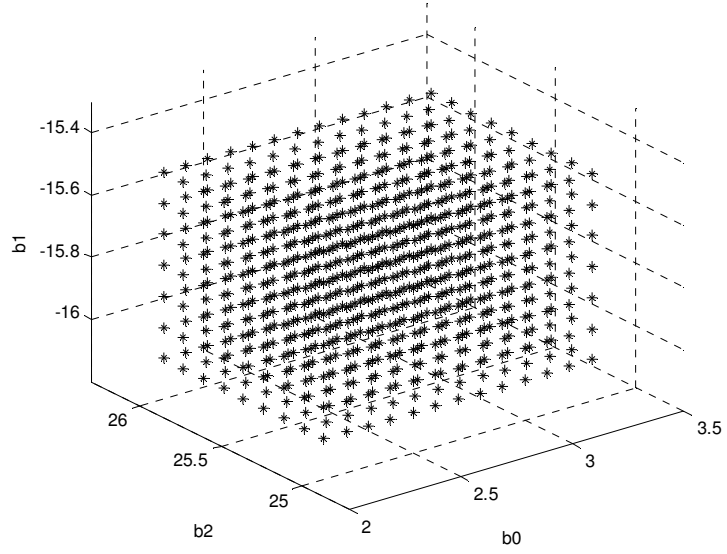
elde edilir. Eğer parametre limitleri

$$-0.6 < a < 0.6; -0.3 < b < 0.3; -0.5 < c < 0.5 \quad (3.46)$$

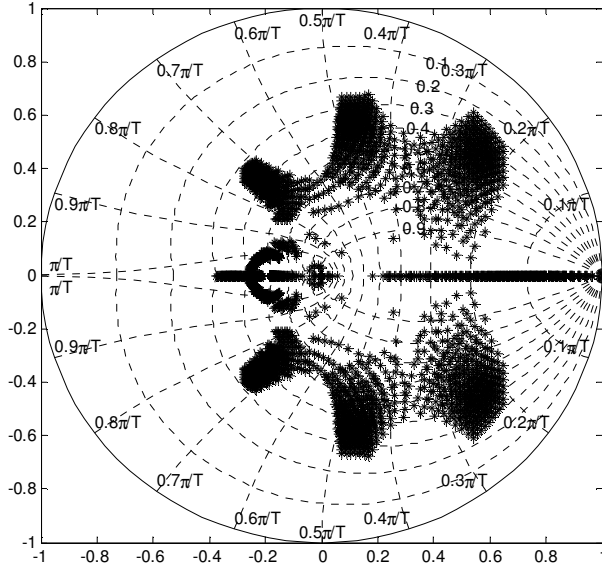
seçilirse, bu durumda

$$2.11828 < b_0 < 3.31828, -16.0781 < b_1 < -15.4781, 25.0221 < b_2 < 26.0221 \quad (3.47)$$

bulunur (Nominal değerler: $a_0 = 0$, $b_0 = 0$ ve $c_0 = 0$), Sonuçlar Şekil 3.21-22'de görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 3.21 : $-0.6 < a < 0.6$, $-0.3 < b < 0.3$ ve $-0.5 < c < 0.5$ için sistem katsayılarının aldığı değerler.



Şekil 3.22 : $-0.6 < a < 0.6$, $-0.3 < b < 0.3$ ve $-0.5 < c < 0.5$ için kapalı çevrimli sistemin kutup değerleri.

Şekillerden de görüldüğü gibi sistem değişken sistem parametreleri için oldukça dayanıklıdır. Yukarıdaki sistemlerin dayanıklılığı örnekleme zamanı ve kontrolör parametreleri değiştirilerek daha da arttırılabilir.

3.3.5 Bozucu etkileri

Bu kısımda, sisteme etkileyen bozucu tiplerine göre gerçekleştirilmiş uygulamalar yapılacaktır.

3.3.5.1 Birim basamak tipi bozucu

İkinci mertebeden transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^2} \quad (3.48)$$

şeklinde verilen bir sistem ele alınsın. Bu sisteme ilişkin ayrık transfer fonksiyonu $HG(z)$ ($T = 0,5$ saniye)

$$HG(z) = \frac{1,95249z + 1}{7,38906z^2 - 5,43656z + 1} \quad (3.49)$$

olarak bulunur ve bu sisteme 0.5 büyüklüğünde sistem kontrol edilmeye başladıktan 10 saniye sonra birim basamak tipi bir bozucu etki etmiş olsun. $\tau = 2$, $a_0 = 1$ ve $\gamma_i = [2,6 \quad 2,2]$ için, hedef karakteristik polinom ve ayrık karakteristik polinom

$$P_T(s) = 0,537924s^3 + 1,53846s^2 + 2s + 1 \quad (3.50)$$

ve

$$P_T(z) = z^4 - 1,71001z^3 + 1,0639z^2 - 0,239309z \quad (3.51)$$

olarak hesaplanır. Ayrık $P_T(z)$ hedef karakteristik polinomuna göre ayrık-KDY'nin kontrolör polinomları

$$A(z) = 0,135335z^2 - 0,146934z + 0,0115983 \quad (3.52a)$$

$$B(z) = 0,0570792z^2 - 0,00667491z - 0,115983 \quad (3.52b)$$

$$F = 0,038806 \quad (3.52c)$$

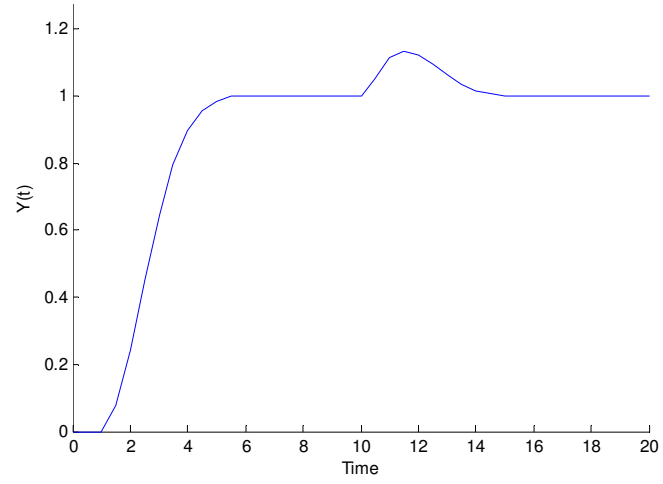
şeklinde ve bu elde edilen polinomlara göre kapalı çevrimli sistemin $Y(z)$, $U(z)$ ve $E(z)$ ifadeleri

$$Y(z) = \frac{0,0757685z + 0,038806}{z^4 - 1,71001z^3 + 1,0639z^2 - 0,239309z} \quad (3.53a)$$

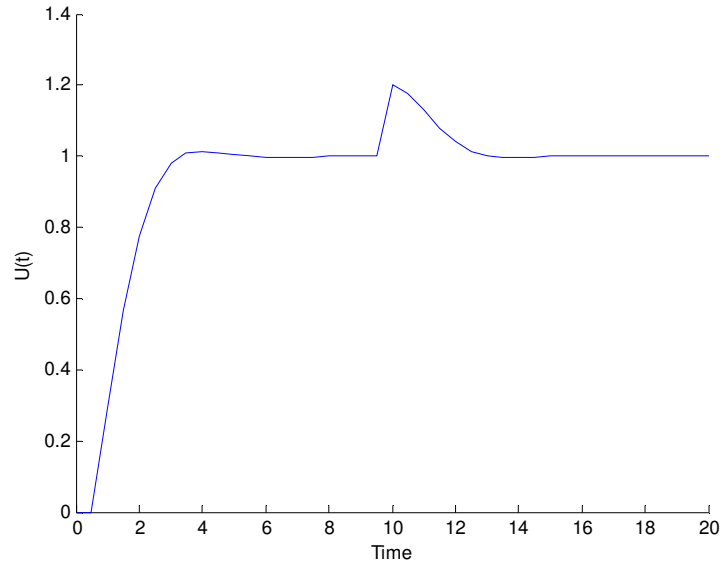
$$U(z) = \frac{0,28674z^2 - 0,210971z + 0,038806}{z^4 - 1,71001z^3 + 1,0639z^2 - 0,239309z} \quad (3.53b)$$

$$E(z) = \frac{0,038806z^4 - 0,077177z^3 + 0,039763z^2 - 0,00814882z + 0,000450084}{z^3 - 1,71001z^2 + 1,0639z - 0,239309} \quad (3.53c)$$

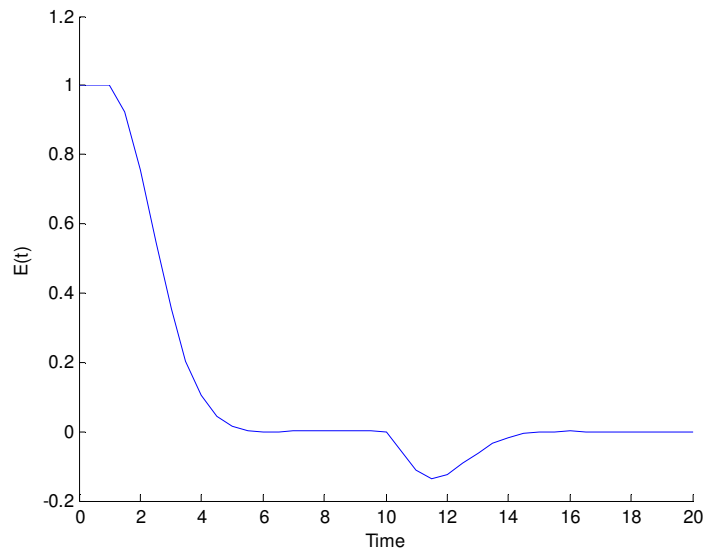
olarak hesaplanır. Bu sonuçlara göre elde edilen $y(kT)$, $u(kT)$ ve $e(kT)$ değişimleri. Şekil 3.23-25'te verilmiştir.



Şekil 3.23 : Kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtı $y(kT)$.



Şekil 3.24 : Kapalı çevrim sistemin $u(kT)$ kontrol işareti.



Şekil 3.25 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata işareti.

3.3.5.2 Rampa tipi bozucu etkisi

Üçüncü mertebeden transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{2}{(s+1)^3} \quad (3.54)$$

Şeklinde verilen bir sistemi ele alalım. Ayırık $HG(z)$ transfer fonksiyonu, $T = 0,5$ olmak üzere

$$HG(z) = \frac{3,22579z^2 + 6,20235z + 0,718282}{20,0855z^3 - 22,1672z^2 + 8,15485z - 1} \quad (3.55)$$

şeklinde bulunur. Eğer bu sisteme rampa türü, 0,3 eğimli bir bozucu etki ettiği düşünülürse $\tau = 2$, $a_0 = 1$ ve $\gamma_i = [2.6 \quad 2.2 \quad 2]$ değerleri için, hedef karakteristik polinomu

$$P_T(s) = 0,00822051s^5 + 0,0940426s^4 + 0,537924s^3 + 1,53846s^2 + 2s + 1 \quad (3.56)$$

ya da ayırık hedef karakteristik polinomu

$$P_T(z) = z^7 - 1,13762z^6 + 0,398759z^5 - 0,0504412z^4 + 0,0152312z^3 - 0,003279715z^2 \quad (3.57)$$

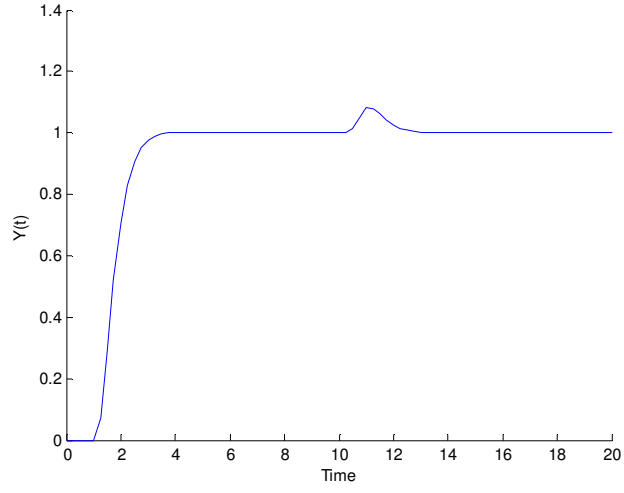
şeklinde hesaplanır. Ayırık $P_T(z)$ hedef karakteristik polinomuna göre elde edilen ayırık-KDY kontrolör polinomları

$$A(z) = 0,0497871z^4 - 0,0439762z^3 - 0,0552543z^2 + 0,043289z + 0,00615445 \quad (3.58a)$$

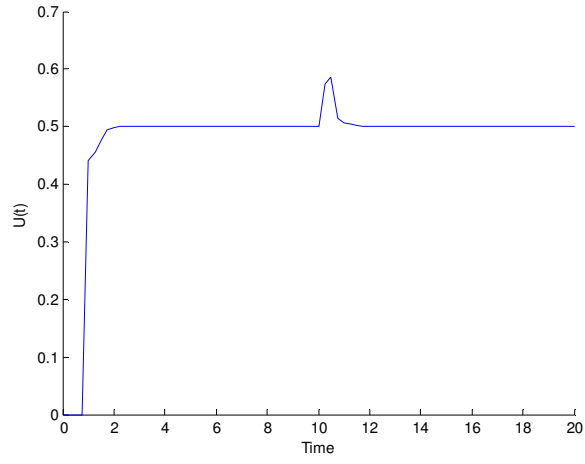
$$B(z) = 0,0263286z^4 - 0,466631z^3 + 0,0300313z^2 - 0,0835927z + 0,00856829 \quad (3.58)$$

$$F = 0,0219438 \quad (3.58c)$$

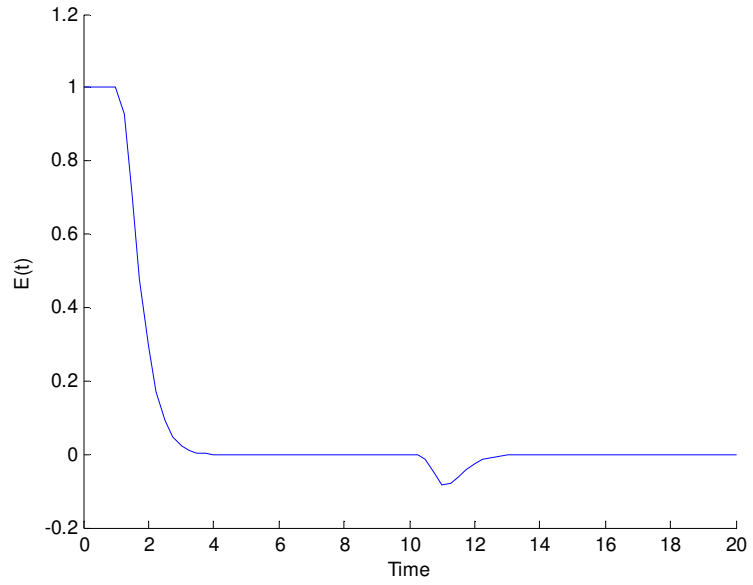
olarak bulunur ve bu ayırık-KDY kontrolörüyle, kapalı çevrimli sistemin transfer fonksiyonu yukarıdaki uygulamalarda olduğu gibi kolaylıkla hesaplanabilir. Şekil 3.26-28'de kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtı $y(kT)$, kontrol işareti $u(kT)$ ve hata işareti $e(kT)$ görülmektedir.



Şekil 3.26 : Kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtı $y(kT)$.



Şekil 3.27 : Kontrol sistemin $u(kT)$ kontrol işareti.



Şekil 3.28 : Kontrol sisteminin $e(kT)$ hata sinyali.

3.3.5.3 Sinüs tipi bozucuların etkisi

İkinci mertebeden transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{1}{(s+2)^2} \quad (3.59)$$

şeklinde verilen bir sistemi ele alınsın. Bu sisteme $w=1$ ve 0,4 büyüklüğünde sinüs tipi bir bozucu etki etmiş olsun. Bu durumda $HG(z)$ ayrık transfer fonksiyonu $T = 1$ olmak koşulu ile

$$HG(z) = \frac{8,10775z + 2,09726}{54,5982z^2 - 14,7781z + 1} \quad (3.60)$$

şeklinde kolaylıkla elde edilebilir. $\gamma_i = [2.6 \ 2.4 \ 2.2]$, $\tau = 1$ ve $a_0 = 2$ parametreleri için, hedef karakteristik polinomu

$$P_T(s) = 0,123274s^3 + 0,769231s^2 + 2s + 2 \quad (3.61)$$

ve ayrık hedef karakteristik polinomu

$$P_T(z) = 0,841z^5 - 0,0382049z^4 + 0,00950304z^3 - 0,00163983z^2 \quad (3.62)$$

şeklinde bulunur. Hedef $P_T(z)$ karakteristik polinomuna göre, ayrık-KDY kontrolör polinomları

$$A(z) = 0,0154035z^3 - 0,0127849z^2 + 0,0112322z + 0,00386011 \quad (3.63a)$$

$$B(z) = 0,109458z^3 - 0,127983z^2 + 0,0289595z - 0,00184055 \quad (3.63b)$$

$$F = 0,0794373 \quad (3.63c)$$

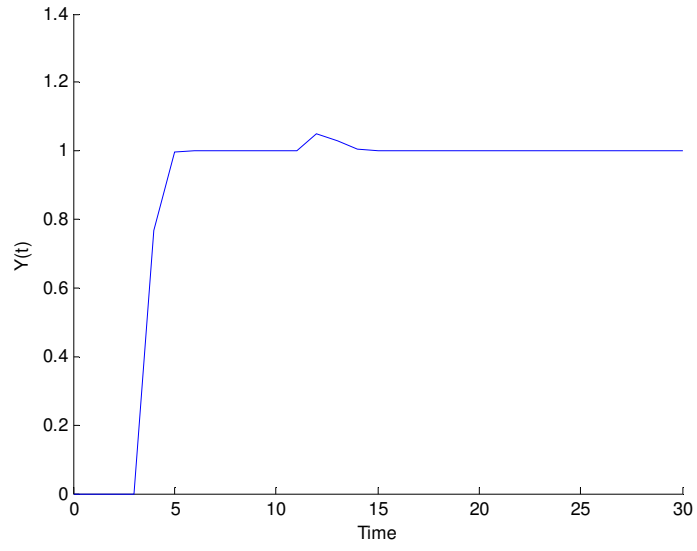
şeklinde elde edilir ve buradan $Y(z)$, $U(z)$ ve $E(z)$ için kapalı çevrimli sistemin transfer fonksiyonu kolaylıkla hesaplanabilir

$$Y(z) = \frac{0,644057z + 0,166601}{0,841z^5 - 0,0382049z^4 + 0,00950304z^3 - 0,00163983z^2} \quad (3.64a)$$

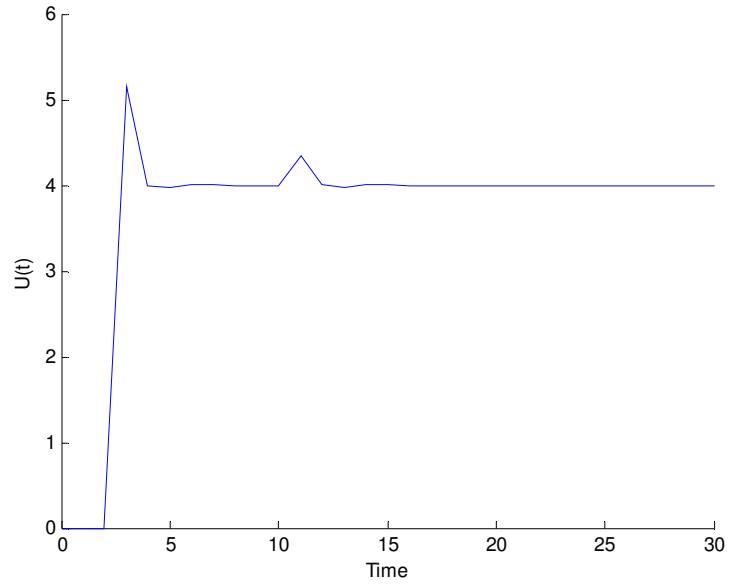
$$U(z) = \frac{4,33713z^2 - 1,17393z + 0,0794373}{0,841z^5 - 0,0382049z^4 + 0,00950304z^3 - 0,00163983z^2} \quad (3.64b)$$

$$E(z) = \frac{0,668068z^5 - 0,0735322z^4 + 0,0649477z^3}{0,841z^5 - 0,0382049z^4 + 0,00950304z^3 - 0,00163983z^2} + \frac{0,00254034z^2 - 0,00363926z + 0,000306637}{0,841z^5 - 0,0382049z^4 + 0,00950304z^3 - 0,00163983z^2} \quad (3.64c)$$

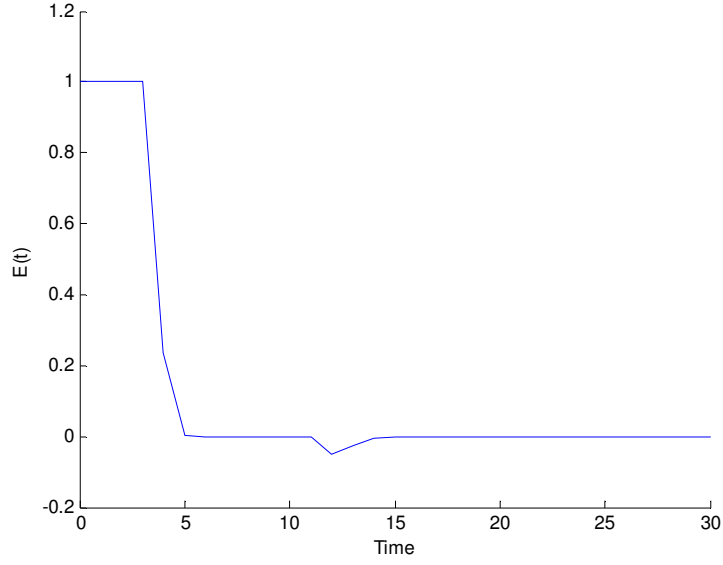
Bu verilere göre $y(kT)$, $u(kT)$ ve $e(kT)$ sonuçları Şekil 3.29-31'de verilmiştir.



Şekil 3.29 : Kapalı çevrimli sistemin $y(kT)$ çıkış işareti.



Şekil 3.30 : $u(kT)$ kontrol işaretinin birim basamak yanıtı.



Şekil 3.31 : Kontrol sistemin $e(kT)$ hata işareti.

Bu sonuçlar daha yüksek mertebeden sistemler için de geçerlidir. Tasarım parametrelerinin ve örnekleme periyodunun daha uygun seçilmesi halinde daha iyi sonuçların elde edileceği kesindir.

4. MRAS-KDY

4.1 Giriş

Günümüzde Kendinden Uyarlamalı Model Referans Sistemi (MRAS) yöntemi önemli bir yer tutar. Önceki bölümlerden bilindiği üzere, KDY tasarım yöntemi kontrol sistemlerine uygulandığında kararlı, dayanıklı, aşısız ve hızlı sistemler elde edilebilmektedir. MRAS yöntemi parametrelerin bir referans modele göre değiştirildiği kendinden uyarlamalı etkin bir tasarım yöntemidir [35]. Sistem parametrelerindeki değişikliklere karşı, yeni kontrolör parametreleri üreterek, kontrol işaretini kendinden değiştirmekte ve kontrol edilen sisteme uygulamaktadır. Ancak genelde her bir kontrolör yöntemin kendine göre üstünlükleri ve sakıncaları vardır. Özellikle üstünlükler söz konusu olduğunda artık günümüzde kontrol yöntemleri sistemlere doğrudan ya da karma olarak uygulanmakta ve tasarım sonuçları iyileştirilmektedir. Kontrol yazımında her iki yöntemin benzer yaklaşımlar göz önünde bulundurularak kontrol sistemlerine yakın geçmişte farklı şekillerde uygulandığı görülür.

Bunlardan bazıları ilk bölümdeki literatür özeti kısmında verilmiştir. Ancak hatırlanmak istenirse; [19, 20]'de dayanıklı kutup atama yöntemi ile KDY birleştirilerek PI-KDY oluşturulup ölü zamanlı birinci mertebeden sistemler için dayanıklı bir sisteminin (FOPTD) elde edilebilmesini sağlayan kolay bir algoritma önerilmiştir. [21] ve [22]'de Uyarlamalı-KDY, yoğun haberleşme ağlarında AQM amacıyla kullanılmıştır. Ancak bu çalışmada ele alınan MRAS-KDY yapısında farklı bir yaklaşım göz önünde bulundurulmuş ve belirli parametreler sıfır olarak kabul edilmiştir. [23]' de KDY, FFC (Feed Forward Controller) içeren I-PDA (Integral-Proportional Derivative Acceleration) ile birleştirilmiştir. Bu çalışmada FFC'li bir I-PDA kontrol sistem yapısı mevcuttur ve PIDA ile I-PDA parametreleri KDY ile hesaplanmaktadır. PIDA ve I-PDA geri ve ileri yol kontrolörlerinden oluşur (FBC ve FFC). Kaynak [24]'te verilen yöntem bu çalışmanın temelini oluşturur. Burada KDY, MRAS ile karma (hibrid) olarak uygulanmış ve bir süreç kontrol sistemine gerçek zamanda uygulanmıştır. MRAS-KDY sistemi ile ilgili geniş açıklama bu referansta

mevcuttur. Kaynak [25]'te KDY ile PI birleştirilmiştir, bu yaklaşım [23]'e benzerdir ancak FBC'de ivme ve türev parametreleri yoktur. Bunlara ek kontrol yazımı Kendinden Uyarlamalı Model Referans Sistemler yönünden incelendiğinde, [36]'da MRAS'ın Kayma Kipli Kontrol yöntemiyle (Sliding Mode Control) ile birleştirildiği (SM-MRAS) ve bir hız kestirim uygulamasında kullanıldığı görülür. Öte yandan [37]'de MRAS'e dayalı yeni bir çıkış geri beslemeli kontrol düzeni tasarlandığı ve bu yaklaşımın Kendinden Uyarlamalı Çıkış Geri Beslemeli Model Referans Kontrol diye adlandırıldığı görülür (Output Feedback Model Reference Adaptive Control). Kaynak [38]'de MRAS'e dayalı bir nöral ağ (Neural Network) uygulaması verilmektedir. Burada dikkat çekilmesi gereken husus nöral ağ içeren bu yapının doğrusal ya da doğrusal olmayan sistemlere başarılı bir şekilde uygulanabilmesidir. Sonuç olarak kontrol yazımından görüldüğü gibi MRAS ve KDY yöntemleri genellikle diğer tasarım yöntemleriyle karma sistemler oluşturarak uygulanır. Bu örneklerle yayınlanmış başka uygulamalar da eklenebilir [39, 40].

Bu kısımda [24]'e benzer bir yol izlenerek, Kendinden Uyarlamalı Model Referans yöntemi (MRAS), KDY ile hibrid bir şekilde birleştirilecek ve çeşitli uygulamalarla elde edilen sonuçlar incelenecektir.

4.2 Kuram

Aşağıda verildiği gibi birinci mertebeden bir sistemi göz önünde bulunduralım

$$\frac{dy}{dt} = -d_0 y + n_0 u \quad (4.1)$$

Burada $u(t)$ kontrol işaretini ve $y(t)$ sistemin ölçülen çıkış işaretini ifade eder. Ayrıca kapalı çevrimli sistemin de

$$\frac{dy_m}{dt} = -d_m y + n_m u \quad (4.2)$$

gibi birinci mertebeden olması istensin.

4.3 Karma MRAS – KDY Yapısı

Şekil 4.1' de önerilen sistemde KDY ve MRAS yaklaşımları birlikte kullanılmıştır.

Burada kendinden uyarlamalı bir şekilde $y_m(t)$ model referansını ve kontrol değişkenini kontrol eden sisteme KDY bir kazanç faktörü olarak uygulanır.

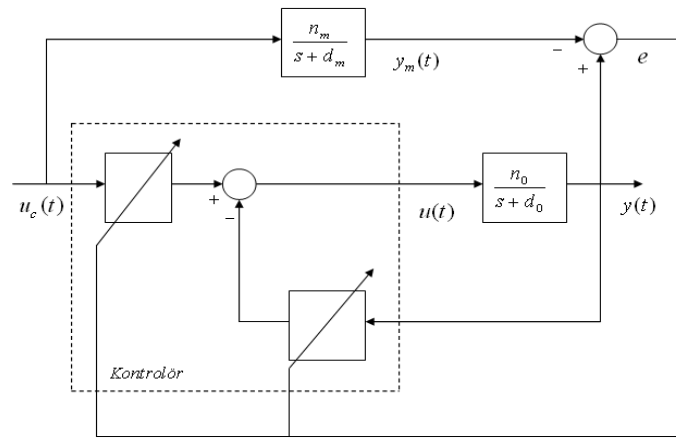
Bölüm 1’ deki KDY ile ilgili tanımlara uygun olarak, Denklem (4.1)’de verilen sistem denklemi için, F , $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomları (2.20), (2.48) ve (2.58) denklemleri kullanılarak

$$A = \ell_0 = a_0 \tau \quad (4.3a)$$

$$B = k_0 = \frac{a_0 - a_0 d_0 \tau}{n_0} \quad (4.3b)$$

$$F = \frac{d_0 \ell_0 + k_0 n_0}{n_0} = \frac{a_0}{n_0} \quad (4.3c)$$

şeklinde tanımlanabilir.

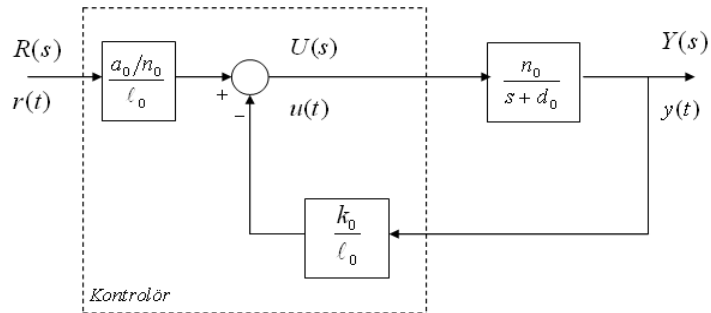


Şekil 4.1 : Birinci mertebeden hibrid MRAS-KDY blok diyagramı.

Böylece, sistemin hedef karakteristik polinomu

$$P(s) = a_0 \tau s + a_0 = \ell_0 s + (d_0 \ell_0 + n_0 k_0) \quad (4.4)$$

olarak elde edilir. Bu durumda sistemin blok diyagramı Şekil 4.2’de görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 4.2 : Birinci mertebeden sistemin blok diyagramı.

Hibrid yapı, kontrol sisteminin parametrelerini kendinden uyarlamalı bir şekilde değiştirebilmelidir.

4.3.1 Kontrol işaretini elde etmek için birinci yöntem

Yeni belirlenecek u kontrol işaretinin

$$u = \frac{a_0}{n_0 \ell_0} \theta_1 u_c - \frac{k_0}{\ell_0} \theta_2 y \quad (4.5)$$

şeklinde olduğunu varsayalım. Normalde MRAS' lı sistemlerde kontrol işareti $u = \theta_1 u_c - \theta_2 y$ şeklinde belirlenmektedir [35]. Kaynak [35]' te MRAS hakkında geniş bir bilgi mevcuttur. Bu kısımda, kontrol işareti KDY' nin kontrolör parametreleriyle hibrit bir şekilde birleştirilmek istendiğinden (4.5)' teki gibi düşünülmüştür.

Denklem (4.5)' te görüldüğü gibi θ_1 ve θ_2 kontrolörün iki değişken parametresini ifade etmektedir. Eğer model ve gerçek sistemin giriş-çıkış ilişkilerinin benzer olduğu varsayılırsa, parametreler denklem (4.6a ve b)'de olduğu gibi elde edilir:

$$\theta_1 = \theta_1^0 = \frac{n_m}{a_0 / n_0 \ell_0}, \quad (4.6a)$$

$$\theta_2 = \theta_2^0 = \frac{d_m - d_0}{n_0 \left(\frac{k_0}{\ell_0} \right)}. \quad (4.6b)$$

Buna göre denklem (4.1) ve (4.2)' den kapalı çevrimli sistem çıkışının

$$y = \frac{\left(\frac{a_0}{n_0 \ell_0} \right) \cdot n_0 \theta_1}{s + d_0 + n_0 \left(\frac{k_0}{\ell_0} \right) \cdot \theta_2} u_c \quad (4.7)$$

şeklinde olduğu hesaplanabilir. MIT kuralını uygulamak için [35], hata işareti denklem (4.8)'deki gibi tanımlanır

$$e = y - y_m \quad (4.8)$$

Eğer (4.2) ve (4.7) denklemleri (4.8)'e uygulanırsa θ_1 ve θ_2 kontrol parametreleri cinsinden kısmi türevler alınırsa hatanın parametreler cinsinden değişimi (4.9)'daki gibi elde edilir.

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_1} = \frac{\left(\frac{a_0}{n_0 \ell_0} \right) \cdot n_0}{s + d_0 + n_0 \left(\frac{k_0}{\ell_0} \right) \cdot \theta_2} u_c \quad (4.9a)$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_2} = \frac{\left(\frac{k_0}{\ell_0}\right)n_0}{s + d_0 + n_0\left(\frac{k_0}{\ell_0}\right)\theta_2} y \quad (4.9b)$$

Burada, $d_0 + n_0\left(\frac{k_0}{\ell_0}\right)\theta_2 \rightarrow d_m$ ifadesinden dolayı, (4.10) yaklaşıklığı kullanılabilir.

$$s + d_0 + n_0\left(\frac{k_0}{\ell_0}\right)\theta_2 \cong s + d_m \quad (4.10)$$

Son olarak, kontrol işaretindeki yeni θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin e hata işaretine bağlı değişimi MIT kuralı gereği

$$\frac{\partial \theta_1}{\partial t} = -\gamma \left(\frac{\left(\frac{a_0}{n_0 \ell_0}\right)n_0}{s + d_m} u_c \right) e \quad (4.11)$$

$$\frac{\partial \theta_2}{\partial t} = \gamma \left(\frac{\left(\frac{k_0}{\ell_0}\right)n_0}{s + d_m} y \right) e \quad (4.12)$$

şeklinde hesaplanır.

Kararlılık Analizi

Lyapunov Kararlılık Analizine göre [18], pozitif belirli Lyapunov fonksiyonun zaman türevi negatif yani

$$\frac{dV}{dt} < 0 \quad (4.13)$$

olmalıdır. (4.1), (4.2), (4.5) ve (4.8) yardımıyla, (4.5)' te verilen kontrol sinyali için hatanın zaman türevi

$$\frac{de}{dt} = -d_m e - \left(n_0 \frac{k_0}{\ell_0} \theta_2 + d_0 - d_m \right) y + \left(\frac{a_0}{\ell_0} \theta_1 - n_m \right) u_c \quad (4.14)$$

şeklinde hesaplanır. Eğer pozitif tanımlanan Lyapunov fonksiyonu

$$V(t, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \left(e^2 + \frac{\ell_0}{n_0 k_0 \gamma} \left(n_0 \frac{k_0}{\ell_0} \theta_2 + d_0 - d_m \right)^2 + \frac{\ell_0}{a_0 \gamma} \left(n_0 \frac{a_0}{\ell_0} \theta_1 - n_m \right)^2 \right) \quad (4.15)$$

olacak şekilde seçilirse, zaman türevi

$$\frac{dV}{dt} = e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma} \left(n_0 \frac{k_0}{\ell_0} \theta_2 + d_0 - d_m \right) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma} \left(\frac{a_0}{\ell_0} \theta_1 - n_m \right) \frac{d\theta_1}{dt} \quad (4.16)$$

$$= -d_m e^2 + \frac{1}{\gamma} \left(n_0 \frac{k_0}{\ell_0} \theta_2 + d_0 - d_m \right) \left(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma y e \right) + \frac{1}{\gamma} \left(\frac{a_0}{\ell_0} \theta_1 - n_m \right) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma u_c e \right) \quad (4.17)$$

şeklinde elde edilebilir. Buradaki önerilen uyarılama kanunu

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma u_c e \quad (4.18a)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \gamma y e \quad (4.18b)$$

gibi önerilirse,

$$\frac{dV}{dt} = -d_m e^2 \quad (4.19a)$$

$$\frac{dV}{dt} < 0 \quad (4.19b)$$

ifadeleri elde edilir. Böylece sistemin asimptotik kararlı olduğu görülür.

4.3.2 Kontrol sinyali elde etmek için ikinci yöntem

Eğer kontrol işareti

$$u = \frac{a_0}{n_0} \frac{1}{\ell_0} u_c - \frac{k_0}{\ell_0} y \quad (4.20a)$$

ya da

$$m_0 = 1/\ell_0 \text{ ve } k_0 m_0 = f_0 \text{ için } u = \frac{a_0}{n_0} m_0 u_c - f_0 y \quad (4.20b)$$

şeklinde düşünülürse, kontrolörün m_0 ve f_0 olmak üzere iki değişken parametreye sahip olduğu görülür. Eğer model sisteminin ve sistemin giriş-çıkış ilişkilerinin benzer olduğunu varsayarsak, parametreler (4.21)' de olduğu gibi elde edilir

$$\ell_0 = \ell_0^0 = \frac{n_m}{a_0} \quad (4.21a)$$

$$k_0 = k_0^0 = a_0 \frac{d_m - d_0}{n_0 n_m} \quad (4.21b)$$

Denklem (4.1) ve (4.20) kullanılarak kapalı çevrimli sistemin çıkışı

$$y = \frac{a_0 m_0}{s + d_0 + n_0 f_0} u_c \quad (4.22)$$

şeklinde elde edilebilir. MIT kuralını uygulamak için hata işareti (4.23)' daki gibi alınır:

$$e = y - y_m \quad (4.23)$$

Eğer (4.2) ve (4.22) ilişkileri (4.23)' ya uygulanırsa m_0 ve f_0 kontrol parametreleri cinsinden kısmi türevler alınarak hatanın parametreler cinsinden değişimi (4.24)' te olduğu gibi ifade edilebilir.

$$\frac{\partial e}{\partial m_0} = \frac{a_0}{s + d_0 + n_0 f_0} u_c \quad (4.24a)$$

$$\frac{\partial e}{\partial f_0} = \frac{n_0 m_0}{s + d_0 + n_0 f_0} y \quad (4.24b)$$

Denklem (4.25)'deki yaklaşıklık kullanılırsa

$$s + d_0 + n_0 f_0 \cong s + d_m \quad (4.25)$$

Denklem (4.26)' daki gibi, kontrol işaretindeki yeni m_0 ve f_0 kontrolör parametrelerinin e hata işaretine bağlı değişimi

$$\frac{\partial m_0}{\partial t} = -\gamma e \frac{a_0}{s + d_0 + n_0 f_0} u_c \quad (4.26a)$$

$$\frac{\partial f_0}{\partial t} = \gamma e \frac{n_0 m_0}{s + d_0 + n_0 f_0} y \quad (4.26b)$$

şeklinde elde edilir.

Kararlılık Analizi

Sistem kararlılığı, (4.3.1)' daki gibi Lyapunov Kararlılık Analizi kullanılarak gösterilebilir.

Kontrol sinyali ve hata denklemi

$$u = \frac{a_0}{n_0} m_0 u_c - f_0 y \quad (4.27)$$

$$\frac{de}{dt} = -d_m e - (n_0 f_0 + d_0 - d_m) y + (a_0 m_0 - n_m) u_c \quad (4.28)$$

şeklinde verilebilir. Eğer Lyapunov fonksiyonu

$$V(t, f_0, m_0) = \frac{1}{2} \left(e^2 + \frac{1}{n_0 \gamma} (n_0 f_0 + d_0 - d_m)^2 + \frac{1}{a_0 \gamma} (a_0 m_0 - n_m)^2 \right) \quad (4.29)$$

şeklinde seçilirse, zaman türevi

$$\frac{dV}{dt} = e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma} (n_0 f_0 + d_0 - d_m) \frac{df_0}{dt} + \frac{1}{\gamma} (a_0 m_0 - n_m) \frac{dm_0}{dt} \quad (4.30a)$$

$$= -d_m e^2 + \frac{1}{\gamma} (n_0 f_0 + d_0 - d_m) \left(\frac{df_0}{dt} - \gamma y e \right) + \frac{1}{\gamma} (a_0 m_0 - a_0) \left(\frac{dm_0}{dt} + \gamma u_c e \right) \quad (4.30b)$$

olarak bulunur. Uyarılama kanunu

$$\frac{dm_0}{dt} = -\gamma u_c e \quad (4.31a)$$

$$\frac{df_0}{dt} = \gamma y e \quad (4.31b)$$

olacak şekilde alındığında Lyapunov fonksiyonunun zaman türevi

$$\frac{dV}{dt} = -d_m e^2 \quad (4.32a)$$

$$\frac{dV}{dt} < 0 \quad (4.32b)$$

şeklinde elde edilir. Böylece, Sistemin asimptotik kararlı olduğu görülebilir.

4.4 Uygulamalar

Bu kısımda, yukarıda kuramı anlatılan MRAS-KDY uygulamalarla pekiştirilecektir.

4.4.1 Gerçek zamanda kontrol uygulaması

4.4.1.1 Yöntem 1 için bir gerçek zaman uygulaması

Bu uygulamada, yeni önerilen MRAS-KDY yaklaşımı ile bir sistem kontrol edilecek ve elde edilen sonuçlar MRAS ile karşılaştırılacaktır.

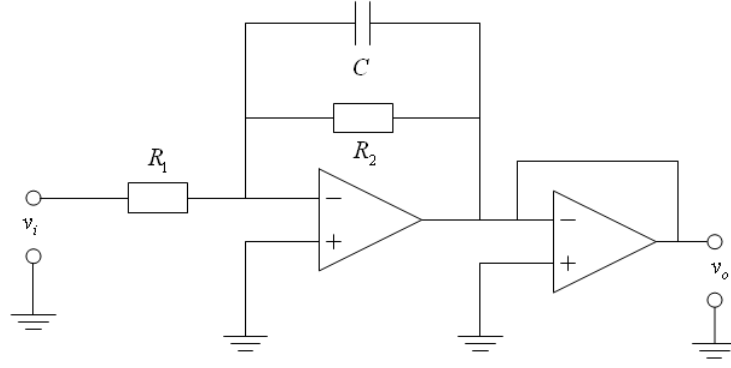
Kontrol edilen sistem Şekil 4.3' te verilmiştir.

Sürece ilişkin transfer fonksiyonu

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{R_2 C s + 1} \right) \quad (4.33)$$

şeklindedir.

Eğer sistem parametreleri, $R_2/R_1 = 1$, $R_1 = R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ ve $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ şeklinde seçilirse, sistemin kazancı bir olacaktır. Bu değerlere göre sistem parametreleri, $a_m = b_m = n_m = d_m = 0,5$ ve $\gamma = 1$ olarak hesaplanır.



Şekil 4.3 : Kontrol edilen sistemin modeli.

Bu değerler (4.33)'de yerlerine konulacak olursa sisteme ilişkin aşağıdaki transfer fonksiyonları elde edilir:

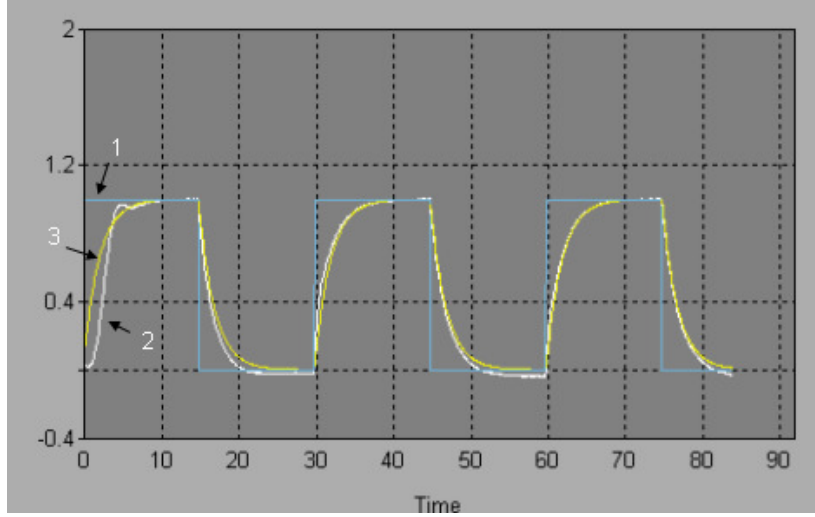
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s+1} \quad (4.34)$$

ve

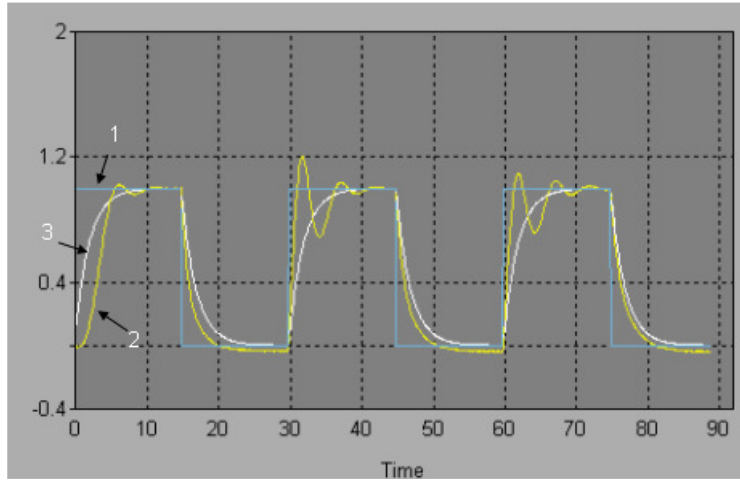
$$\frac{N_m}{D_m} = \frac{0,5}{s+0,5}, \quad \frac{B_m}{A_m} = \frac{0,5}{s+0,5} \quad (4.35)$$

Bu transfer fonksiyonlar kullanıldığında elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir.

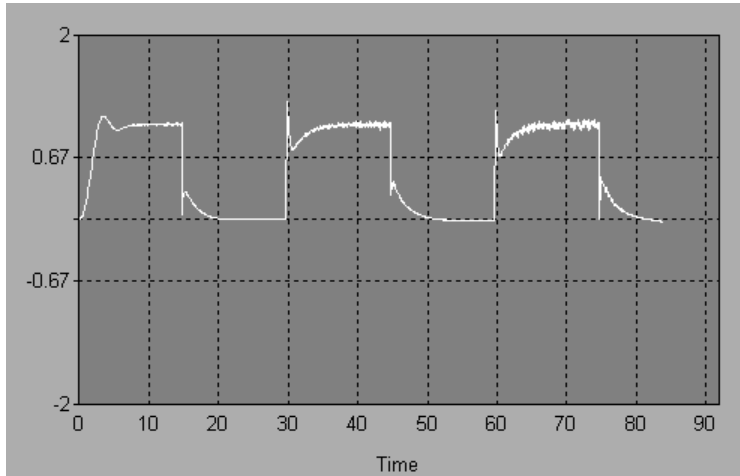
Şekil 4.4 ve 4.5'te, elde edilen $y(t)$ çıkış işaretleri, MRAS-CDM ve MRAS ile kontrol edilen sistemler için peş peşe verilmiştir. Bu şekillerden de görüldüğü gibi, MRAS-KDY, MRAS yaklaşımından daha kararlı ve dayanıklıdır. Özellikle de s -düzleminde orijine yakın parametrelerin model referansları için çok daha iyi sonuçlar vermektedir. Ayrıca, tasarım yapısında da ayarlanabilir parametreler içermektedir. Bu sayede farklı sistemlere göre bu değişken parametreler ayarlanarak daha iyi sonuçlar elde edilebilir.



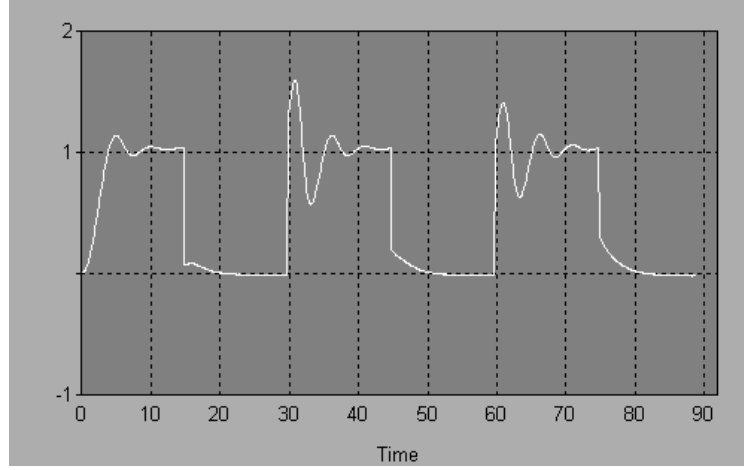
Şekil 4.4 : MRAS-KDY ile elde edilen $y(t)$ çıkış işaretleri: (1) referans, (2) sistem çıkış işareti ve (3) model referans.



Şekil 4.5 : MRAS kullanılarak elde edilen $y(t)$ çıkış işaretleri: (1) referans, (2) sistemin çıkış işareti ve (3) model referans.



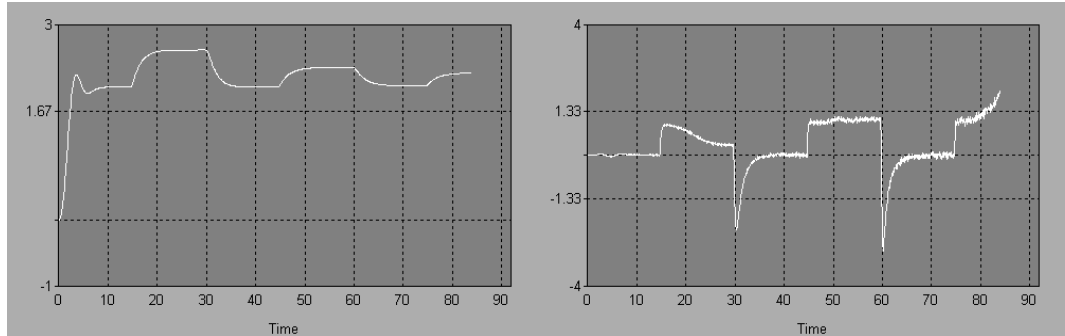
Şekil 4.6 : MRAS-KDY kullanılarak elde edilen $u(t)$ kontrol işareti.



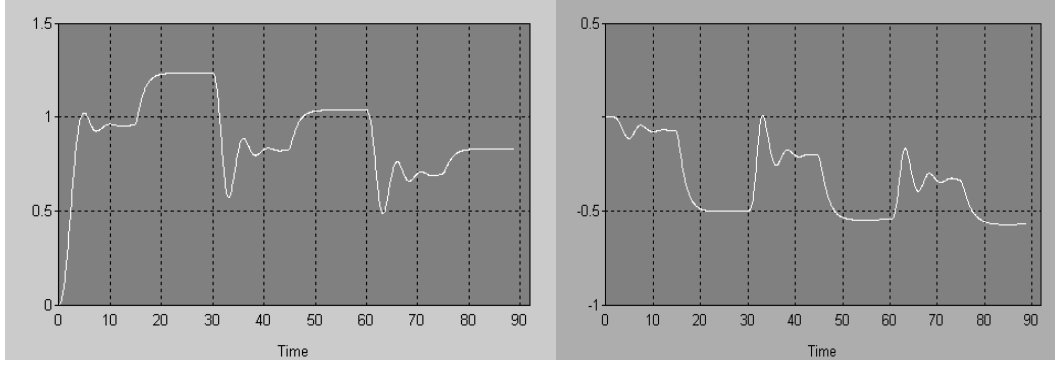
Şekil 4.7 : MRAS kullanılarak elde edilen $u(t)$ kontrol işareti.

Şekil 4.6 ve 4.7’den görüldüğü gibi, MRAS’lı sistemler için, $u(t)$ kontrol işareti referans sinyallerinin ikinci periyodundan sonra aşırı artmaktadır. Ek olarak burada gerçekleştirilen uygulamada kuvvetlendiricilerin beslemesi 0-12 Volt olarak düşünülmüştür. Şekil 4.6’ da görülen kontrol işaretindeki çatırdama ise referans modelin kutuplarının $j\omega$ eksenine yakın yerlerde seçilmesinden dolayıdır. Eğer $j\omega$ ekseninden uzak yerlerde kutuplar seçilirse kontrol işaretinde bu çatırdama gözlenmez.

θ_1 ve θ_2 kontrol parametrelerinin değişimleri Şekil 4.8 ve 4.9’da verilmiştir.



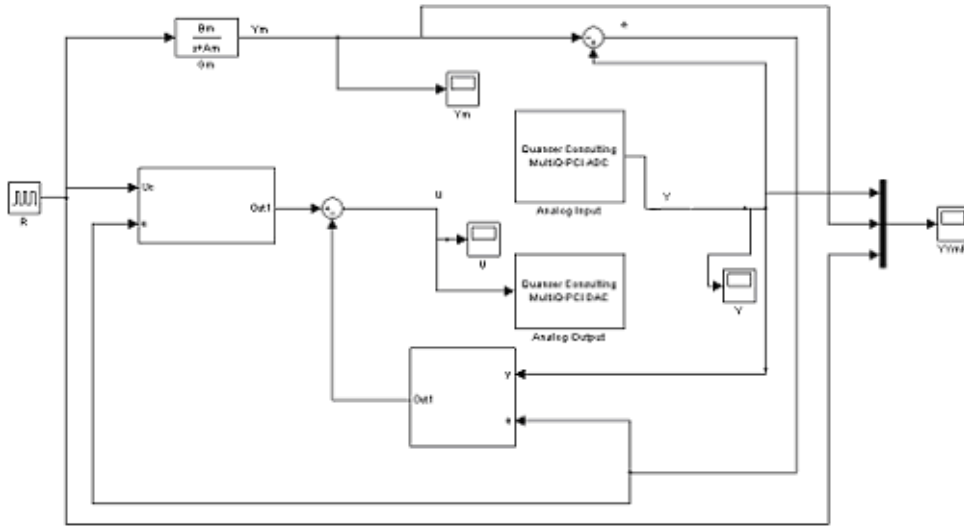
Şekil 4.8 : MRAS-KDY için θ_1 (Sol) ve θ_2 (Sağ) kontrol parametrelerinin değişimi.



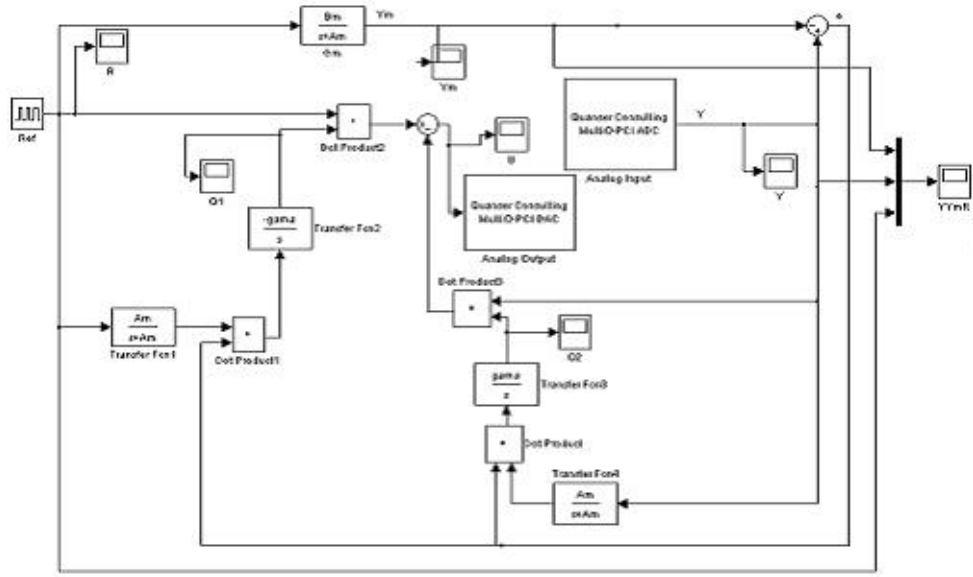
Şekil 4.9 : MRAS için θ_1 (Sol) ve θ_2 (Sağ) kontrol parametrelerinin değişimi.

Şekil 4.8 ve 4.9’da görüldüğü gibi, MRAS-KDY için θ_2 kontrol parametresi aşırımsız işaretler üretmektedir. Bu da MRAS-KDY ve MRAS’deki parametrelerin farklı olmasından ileri gelmektedir.

Son olarak Şekil 4.10 ve 4.11’de gerçek zaman kontrolünde kullanılan MRAS-KDY ve MRAS’ye ilişkin blok diyagramları verilmiştir.



Şekil 4.10 : MRAS-KDY için blok diyagramı (Alt sistemler Denklem 4.11 ve 4.12’den elde edilmektedir).



Şekil 4.11 : MRAS için blok diyagramı.

4.4.1.2 Yöntem 2 için bir gerçek zaman uygulaması

Bu uygulamada bölüm 4.4.1.1'e benzer olarak, MRAS-KDY kullanılarak gerçekleştirilen iki farklı kontrol işareti, gerçek zamanda kontrol edilen bir sürece uygulanmış, elde edilen sonuçlar kendi aralarında ve MRAS çıkışlarıyla karşılaştırılmıştır.

Şekil 4.3'de kontrol edilen aynı süreçte birim kazanç elde edebilmek için sistem parametreleri ve kazanç oranı $R_2/R_1 = 1$, $R_1 = R_2 = 1M\Omega$, $C = 1\mu F$, $a_m = b_m = n_m = d_m = 2$ ve $\gamma = 1$ şeklinde seçilir. Eğer bu değerler verilen denklemlerde yerlerine konulursa, yeni transfer fonksiyonu

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s+1} \quad (4.36)$$

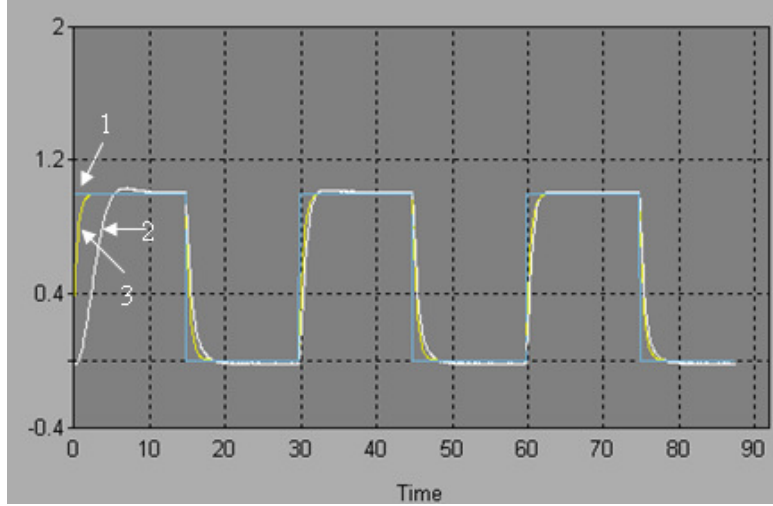
ve model referans transfer fonksiyonları

$$\frac{N_m}{D_m} = \frac{2}{s+2}, \quad \frac{B_m}{A_m} = \frac{2}{s+2} \quad (4.37)$$

şeklinde elde edilir.

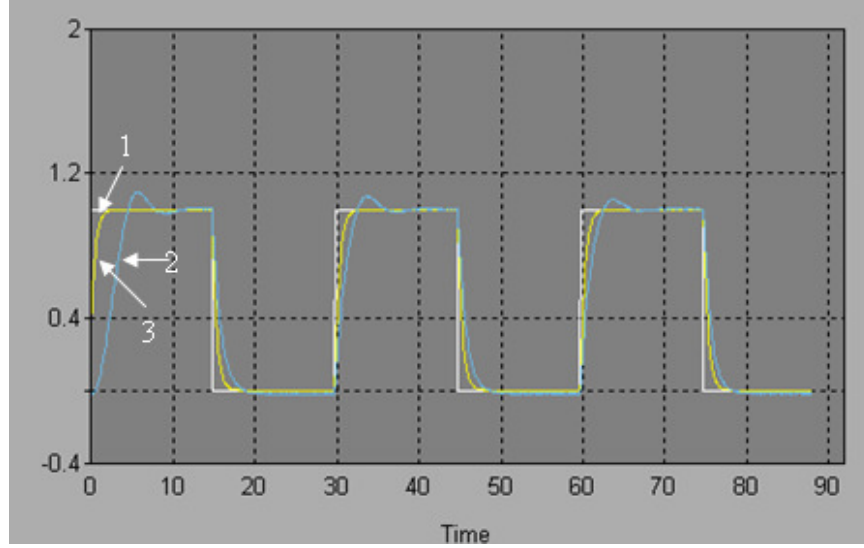
Şekil 4.12, 4.13 ve 4.14' te, sırasıyla MRAS-KDY ve MRAS için elde edilen çıkış işaretleri görülmektedir. Her iki durumda da MRAS-KDY kullanılarak elde edilen kontrol işaretleri için çıkış işaretleri, MRAS kontrol performansından daha iyi sonuç verir.

Ayrıca, MRAS-KDY kontrolör parametreleri sistem özelliklerine göre tekrar ayarlanırsa, daha iyi sonuçlar alınabilir. Şekil 4.12’ de elde edilen çıkış işareti, kontrolör parametreleri değiştirilerek kolayca aşısız hale getirilebilir. Ancak burada önemli olan ilk önce hangi iki yöntemin aynı koşullarda daha iyi olduğunu saptamaktır.

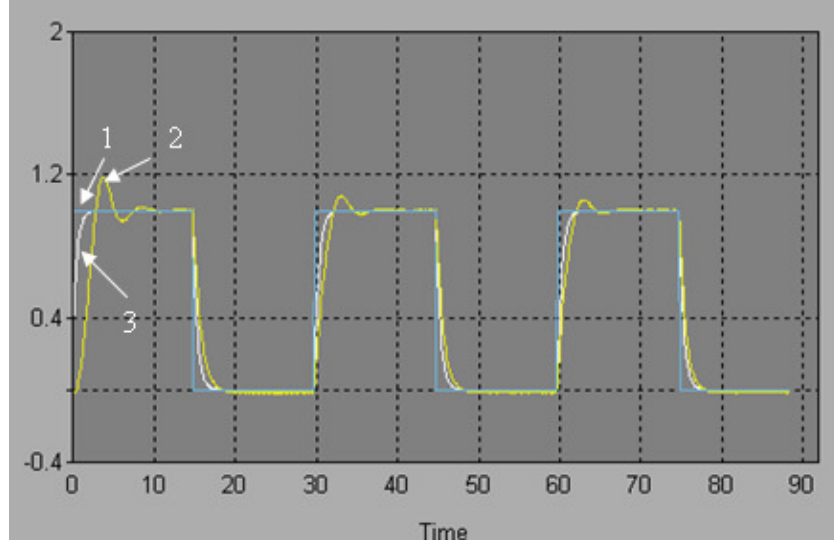


Şekil 4.12 : Kısım 4.3.1’teki birinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için; (1) $r(t)$ referans işareti, (2) $y(t)$ çıkış işareti ve (3) $y_m(t)$ referans modelin çıkış işareti.

Şekil 4.12, bu yaklaşımın kontrol uygulamalarında yeterli olduğunu gösterir. Gerçekte yukarıda belirtildiği gibi, kapalı çevrim kontrol sisteminin çıkış işaretini MRAS-KDY kontrolörünün değiştirilebilir parametrelerini ayarlayarak aşısız hale getirmek mümkündür. Fakat burada belirli bir karşılaştırma yapabilmek için temel parametreler eşit olarak alınmıştır.

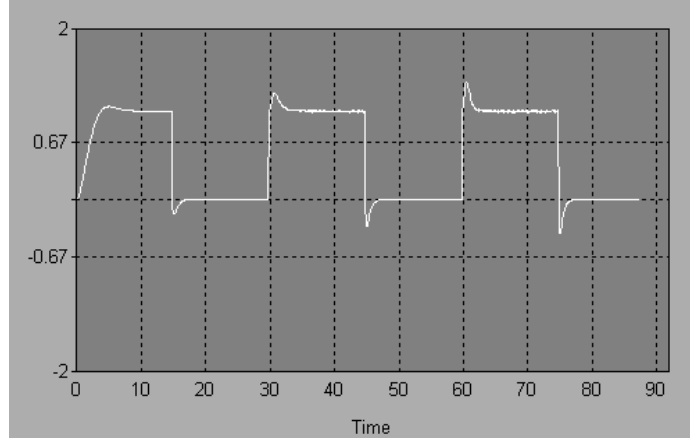


Şekil 4.13 : Kısım 4.3.2’deki ikinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için; (1) $r(t)$ referans işareti, (2) $y(t)$ çıkış işareti ve (3) $y_m(t)$ referans modelin çıkış işareti.



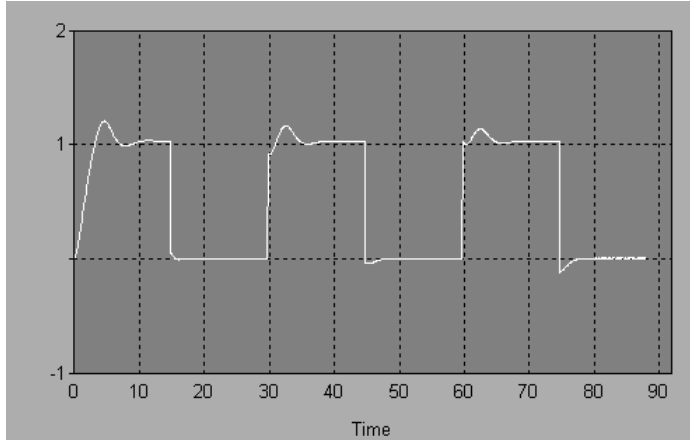
Şekil 4.14 : MRAS kullanılarak kontrol edilen sistemin; (1) $r(t)$ referans işareti, (2) $y(t)$ çıkış işareti ve (3) $y_m(t)$ referans modelin çıkış işareti.

Şekil 4.15-4.17’de görüldüğü gibi, ilk kontrol sinyali uygulama yöntemi ile elde edilen kontrol sistemi diğer ikisinden daha iyidir. MRAS’ la kontrol edilen sistem ise en kötüsüdür.

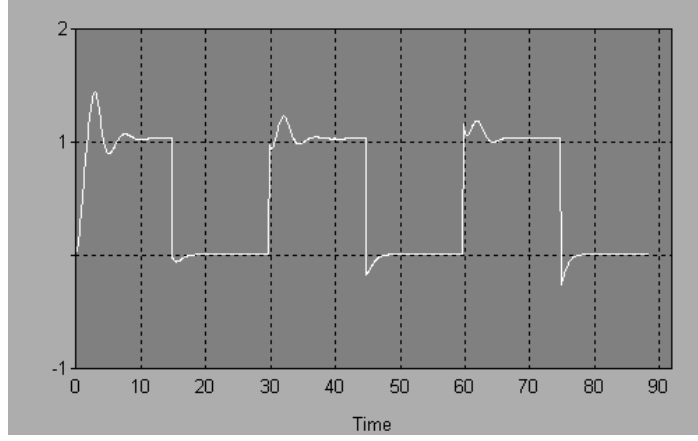


Şekil 4.15 : Kısım 4.3.1'e göre MRAS-KDY için elde edilen $u(t)$ kontrol işareti.

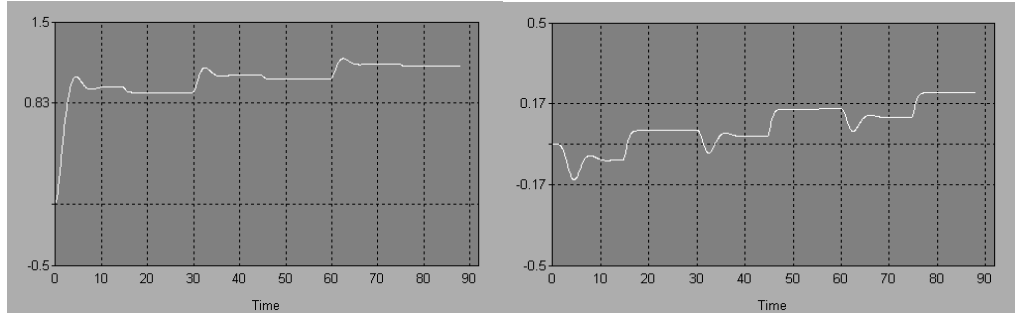
Tüm uygulanan yöntemlerde elde edilen kontrol işaretleri için sonuçlar iyidir (Bakınız Şekil 4.15–4.17). Ancak MRAS' lı sistemde, kontrol işaretleri ilk uygulamadaki gibi referans işaretinin ikinci periyodundan sonra daha aşımli hale gelmektedir. θ_1 , θ_2 , m_0 ve f_0 kontrol parametrelerinin değişimi Şekil 4.18 - 4.20' de görülmektedir.



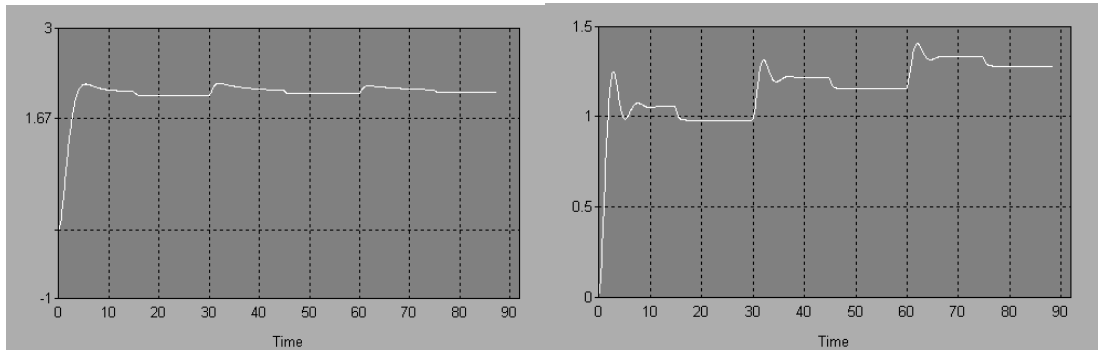
Şekil 4.16 : Kısım 4.3.2'ye göre MRAS-KDY için elde edilen $u(t)$ kontrol işareti.



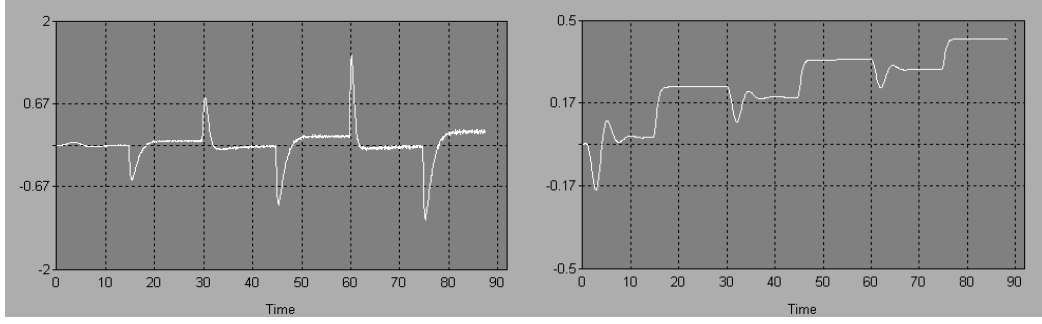
Şekil 4.17 : MRAS kullanılarak kontrol edilen sistemde $u(t)$ kontrol işareti.



Şekil 4.18 : Kısım 4.3.2’deki kontrol işareti kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için; a) m_0 kontrol parametresinin değişimi, b) f_0 kontrol parametresinin değişimi.



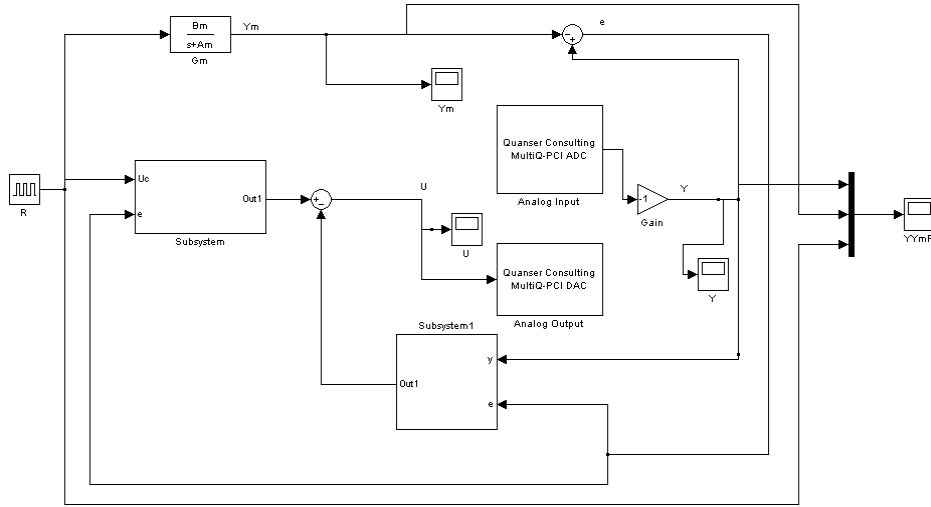
Şekil 4.19 : θ_1 Kontrol parametresinin değişimi, a) Kısım 4.3.1’deki kontrol işareti kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için, b) MRAS için.



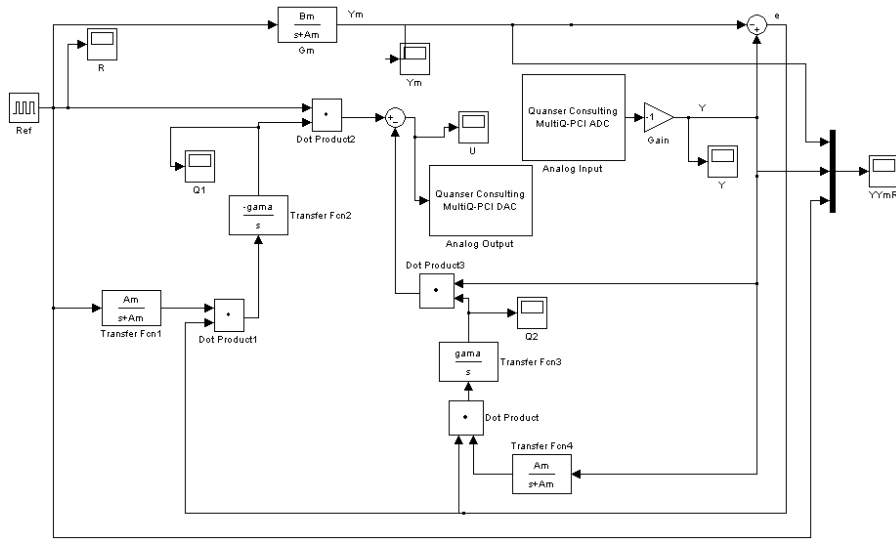
Şekil 4.20 : θ_2 Kontrol parametresinin değişimi, a) Kısım 4.3.1’deki kontrol işareti kullanılarak elde edilen MRAS-KDY için, b) MRAS için.

Şekil 4.18 – 4.20’ den görüldüğü gibi, kontrol işareti ilk yöntem kullanılarak elde edilen θ_2 MRAS-KDY’nin kontrol parametresi aşırıdır bir işaret üretmektedir. Bu da birinci ve ikinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY parametrelerinin ve MRAS parametrelerinin neden birbirinden farklı olduğunu açıklar.

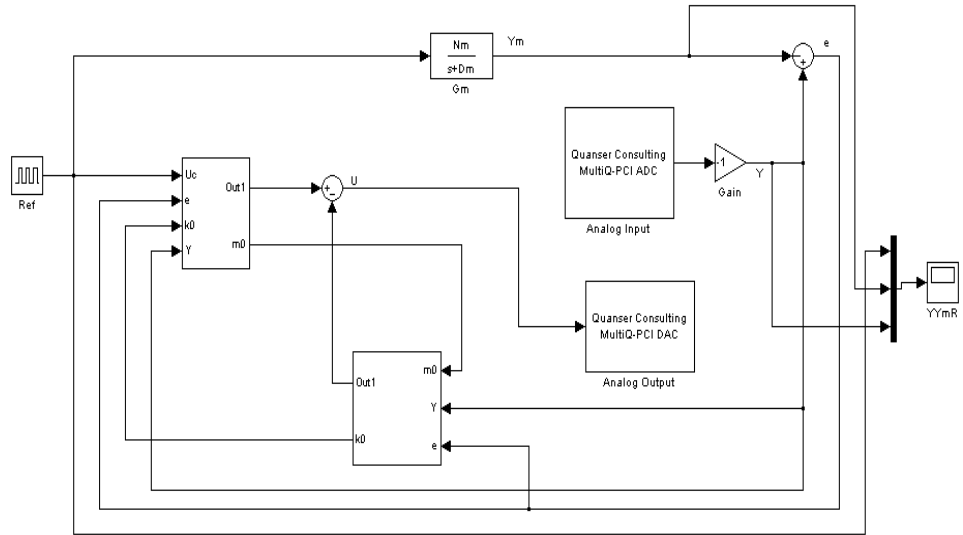
Şekil 4.21 – 4.23’de gerçek zaman kontrol uygulamasında kullanılan sistemlerin blok diyagramları verilmiştir.



Şekil 4.21 : Birinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY’ lı sistemin blok diyagramı.



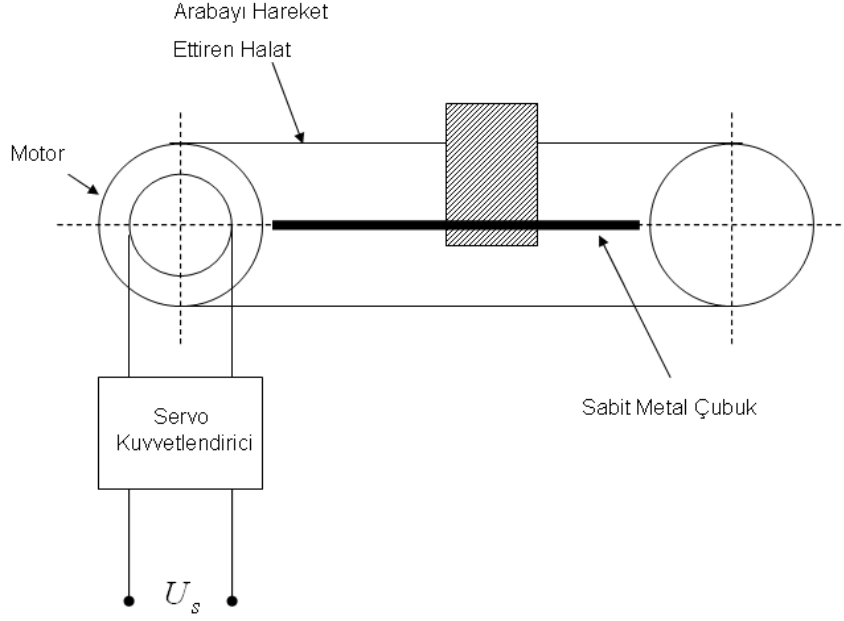
Şekil 4.22 : MRAS' lı kontrol sisteminin blok diyagramı.



Şekil 4.23 : İkinci yöntem kullanılarak elde edilen MRAS-KDY' lı sistemin blok diyagramı.

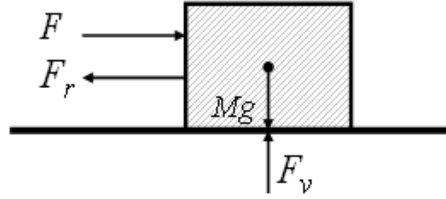
4.4.2 Çekme düzeneği hız kontrolü simülasyon uygulanması

Bu bölümde Şekil 4.24' te verilen çekme düzenine, kendinden uyarlamalı model referans ve MRAS-KDY kontrol stratejisi uygulanacak, elde edilen sonuçlar irdelenecektir. Bu kontrolün amacı çekme düzeninin hızını, belirli bir kontrol işaretiyle kontrol edebilmektir.



Şekil 4.24 : Çekme düzeni.

Sistemde hareketli kütle, sabit metal çubuğa tutturulmuş motora bağla bir halat yardımıyla hareket ettirilmektedir. Motora giden kontrol işareti servo kuvvetlendirici aracılığıyla motora uygulanmaktadır.



Şekil 4.25 : Çekme düzenini etkileyen kuvvetler.

Buna göre Şekil 4.25' ten yola çıkılarak r referansı ile arabanın bulunduğu konum ifade edilirse, $F = ma$ Newton yasası gereği sistemin hareket denklemi

$$m \cdot \frac{d^2 r}{dt^2} = F - F_r \frac{dr}{dt} \quad (4.38)$$

şeklinde yazılabilir. Burada F kütleye uygulanan kuvveti, F_r sürtünme katsayısını, m araba kütesini ve $F_r \cdot (dr/dt)$ sisteme etkileyen sürtünme kuvvetini ifade eder.

Eğer araba hızı

$$v = \frac{dr}{dt} \quad (4.39)$$

ve $F = u$ kontrol işareti kabul edilirse, Denklem (4.39)

$$m \cdot \frac{dv}{dt} = u - F_r v \quad (4.40)$$

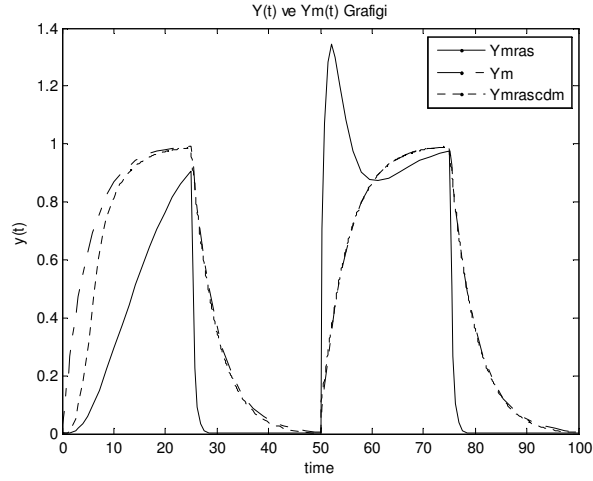
şeklinde yazılabilir. Bu durumda sistemin $G(s)$ transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{V(s)}{U(s)} = \frac{\frac{1}{m}}{s + \frac{m}{F_r}} \quad (4.41)$$

ilişkisini sağlar. Örnekte $F_r = 25$ kg/s ve $m = 5$ kg verildiğine göre referans modele ilişkin transfer fonksiyonu

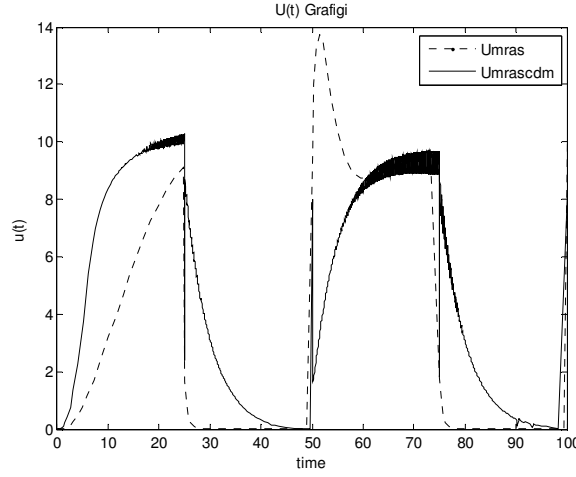
$$Y_m(s) = \frac{0,2}{s + 0,2} \quad (4.42)$$

olarak hesaplanır. Elde edilen $y(t)$ çıkış işaretleri Şekil 4.26' da görülmektedir. Denklem (4.42)' dan görüldüğü gibi referans modele ilişkin kutup $j\omega$ eksenine oldukça yakındır.

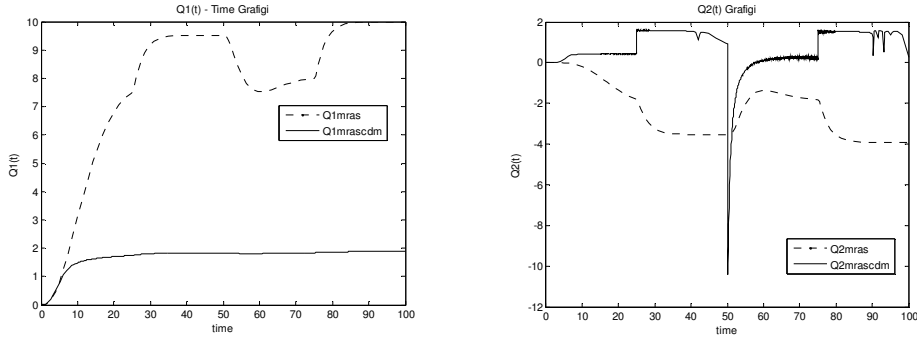


Şekil 4.26 : Transfer fonksiyonu denklem (4.42)'de verilen sistem için $y(t)$ sistem ve $y_m(t)$ referans model çıkış işareti ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemin $y_{mras}(t)$ çıkış işareti.

Şekil 4.27' de $u(t)$ ve $u_m(t)$ kontrol işaretleri görülmektedir.



Şekil 4.27 : Transfer fonksiyonu denklem (4.42)'de verilen sistem için $u(t)$ sistem ve referans ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemdeki $u_{mraskdy}(t)$ kontrol işareti değişimi.



Şekil 4.28 : Transfer fonksiyonu denklem (4.42)' de verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin değişimi.

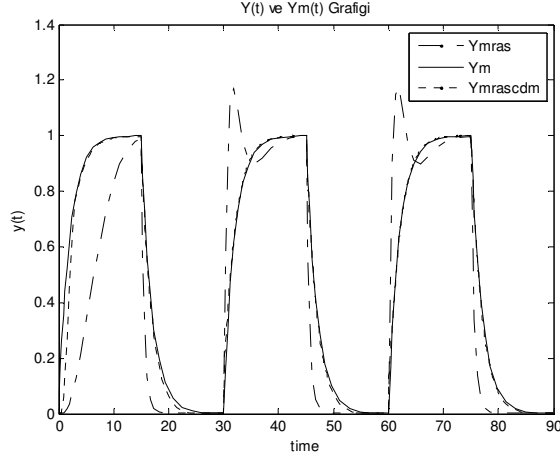
Şekil 4.28' de θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin zamana göre değişimi verilmiştir.

Sonuçlardan görüldüğü gibi MRAS ile kontrol edilen sistemde aşım fazla olmakla birlikte MRAS-KDY yöntemiyle kontrol edilen sistemde bir aşım gözlenmemektedir. Ancak buna karşın Şekil 4.27' de görüldüğü gibi kontrol işaretinde çatırdama gözlenmektedir. Bu kontrol işaretindeki çatırdama referans modelin kutuplarının $j\omega$ eksenine yakın olmasından ve nümerik hatalardan dolayıdır ve referans modelin kutupları $j\omega$ ekseninden uzaklaştıkça ilerideki gösterilen uygulama sonuçlarından da görüleceği gibi kontrol işaretindeki çatırdama gitmektedir.

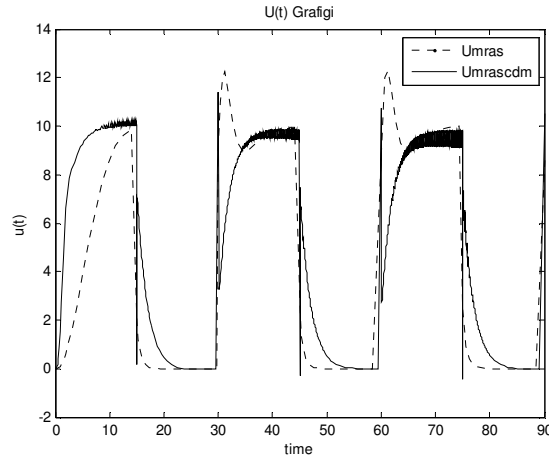
Eğer referans model

$$Y_m(s) = \frac{0,5}{s + 0,5} \quad (4.43)$$

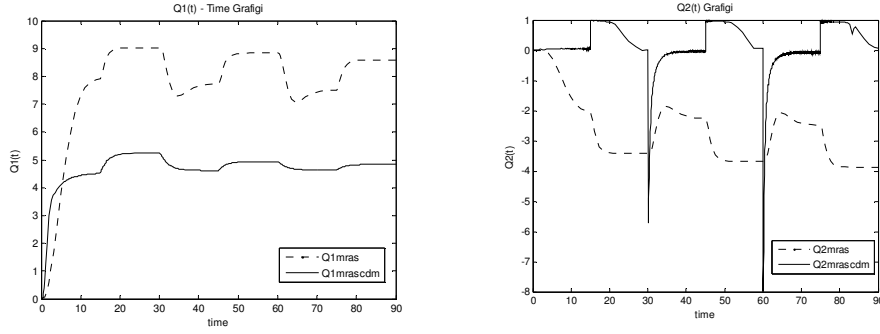
olarak kabul edilirse, elde edilen yeni sonuçlar $y(t)$ çıkış işareti, $u(t)$ kontrol işareti ve θ_1 ve θ_2 değişen kontrolör parametrelerin zamana göre değişimi sırasıyla şekil 4.29–4.31’ de görülmektedir.



Şekil 4.29 : Transfer fonksiyonu denklem (4.43)’te verilen sistemdeki $y(t)$ sistem ve $y_m(t)$ referans model çıkış işareti ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemin $y_{mras}(t)$ çıkış işareti.



Şekil 4.30 : Transfer fonksiyonu denklem (4.43)’te verilen sistem için $u(t)$ sistem ve referans ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemdeki $u_{mrascdm}(t)$ kontrol işareti değişimi.

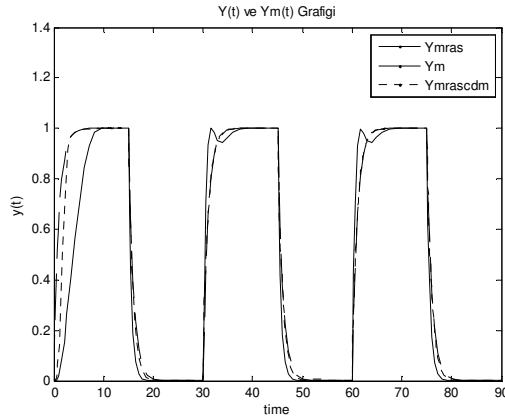


Şekil 4.31 : Transfer fonksiyonu denklem (4.43)’ te verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin değişimi.

Referans modeli $j\omega$ ekseninden biraz daha uzaklaştırıp, denklem (4.44)’ deki gibi bir sistem göz önünde bulundurursak

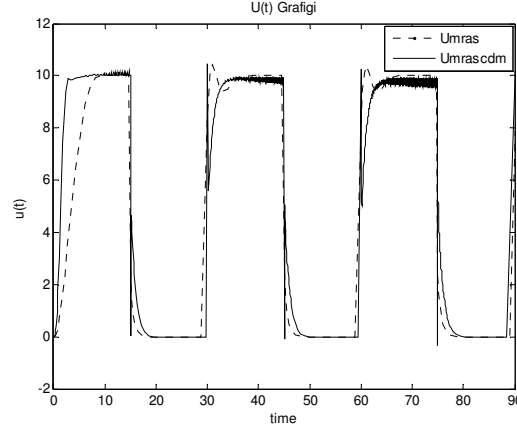
$$Y_m(s) = \frac{1}{s+1} \quad (4.44)$$

$y(t)$ çıkış işareti Şekil 4.32’ deki gibi elde edilir.



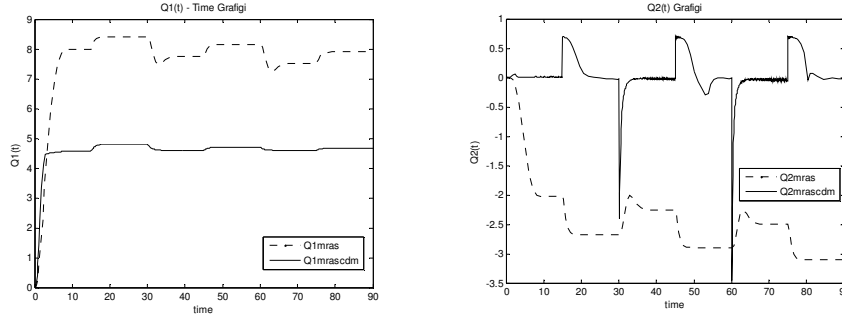
Şekil 4.32 : Transfer fonksiyonu denklem (4.44)’te verilen sistemdeki $y(t)$ sistem ve $y_m(t)$ referans model çıkış işareti ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemin $y_{mras}(t)$ çıkış işareti.

Şekil 4.32’ de görüldüğü gibi MRAS ile kontrol edilen sistemin çıkış işaretinin aşımı Şekil 4.29’ daki sisteme göre daha azdır. Ancak MRAS-KDY ile kontrol edilen sistem yanıtı yine aşısız ve MRAS ile kontrol edilen sisteme göre oldukça hızlıdır. Sekil 4.33’ te $u(t)$ kontrol işaretlerine bakıldığında diğer referans sistemlerdeki sonuçlara göre MRAS-KDY kontrollü sistem değişen referans modele karşı genelde hep aynı kalırken, MRAS kontrollü sistemden daha iyi sonuç alınmaktadır.



Şekil 4.33 : Transfer fonksiyonu denklem (4.44)' de verilen sistem için $u(t)$ sistem ve referans ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemdeki $u_{mrascdm}(t)$ kontrol işareti değişimi.

Şekil 4.34' te θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerindeki değişim verilmiştir.

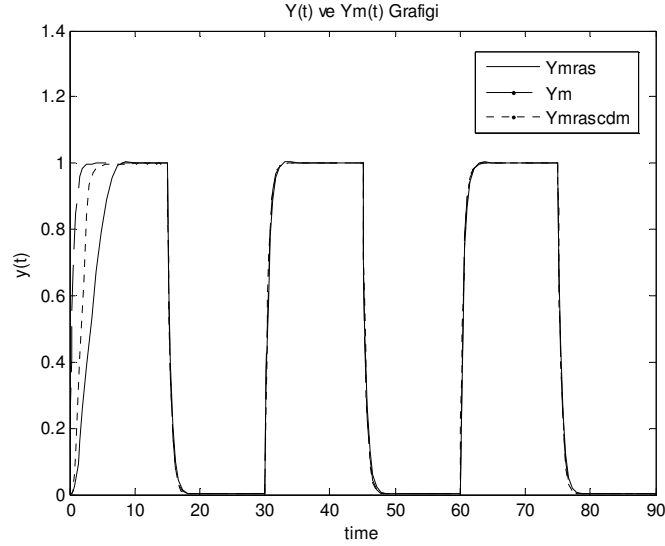


Şekil 4.34 : Transfer fonksiyonu denklem (4.44)' de verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin değişimi.

Son olarak referans modelin kutbu $j\omega$ ekseninden daha fazla uzaklaştırılır ve örneğin referans modelin transfer fonksiyonu

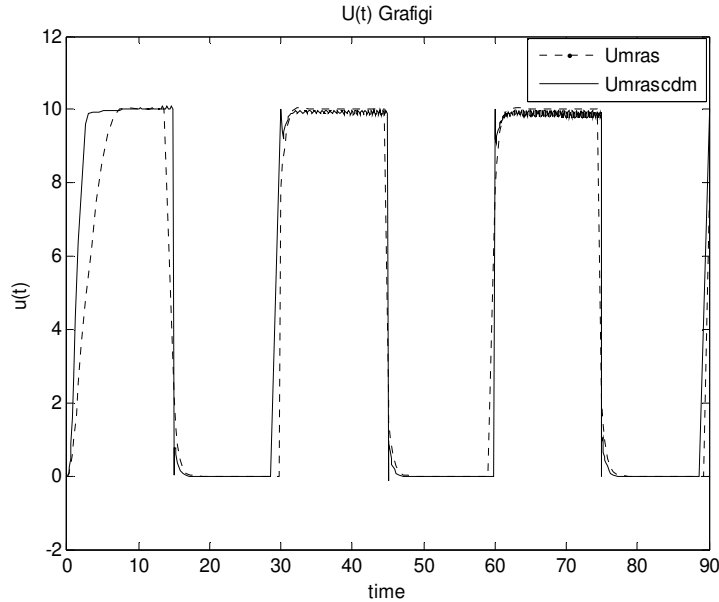
$$Y_m(s) = \frac{2}{s+2} \quad (4.45)$$

alınırsa, Şekil 4.35' te verilen $y(t)$ çıkış işaretleri gözlenir. Sistem kutbu $j\omega$ ekseninden uzaklaştıkça MRAS ile kontrol edilen sistem gittikçe aşısız hale gelir. Ancak benzer koşullar için her iki kontrol yöntemiyle de elde edilen sonuçlara göre MRAS-KDY, hem $j\omega$ ekseninin çok yakınlarında hem de uzaklarında daha iyi sonuç verir. Sadece MRAS ile kontrol edilen sistemde referans model kutbu $j\omega$ ekseninden uzak seçildikçe daha aşısız yanıtlar elde edilir.



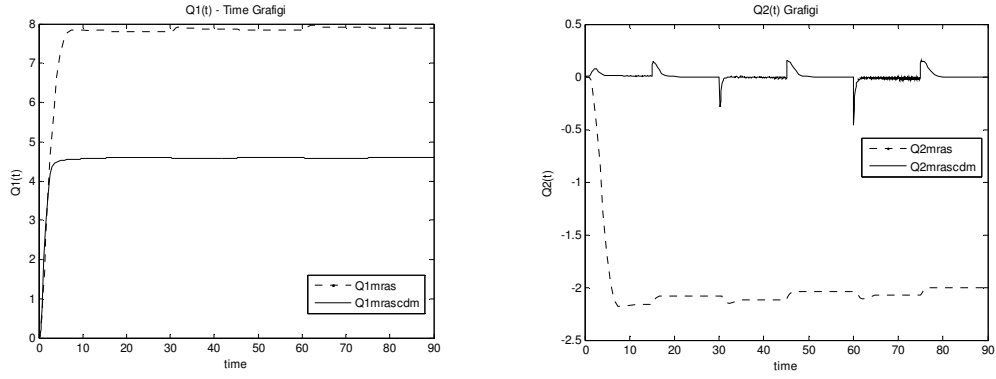
Şekil 4.35 : Transfer fonksiyonu denklem (4.45)’te verilen sistemdeki $y(t)$ sistem ve $y_m(t)$ referans model çıkış işareti ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemin $y_{mras}(t)$ çıkış işareti.

Aynı şekilde $u(t)$ kontrol işaretleri de MRAS-KDY ile kontrol edilen sistemde genelde her referans modeli için aynı kalırken, MRAS’li sistemde iyi bir kontrol işareti elde etmek için mutlaka $y(t)$ çıkış işaretinde olduğu gibi kutbu $j\omega$ ekseninden uzak bir referans model seçmek gerekir (Şekil 4.36).



Şekil 4.36 : Transfer fonksiyonu denklem (4.45)’ te verilen sistem için $u(t)$ sistem ve referans ve sadece MRAS ile kontrol edilen sistemdeki $u_{mraskdy}(t)$ kontrol işareti değişimi.

Transfer fonksiyonu denklem (4.45)’ te verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerindeki değişim Şekil 4.37’ de görülür.



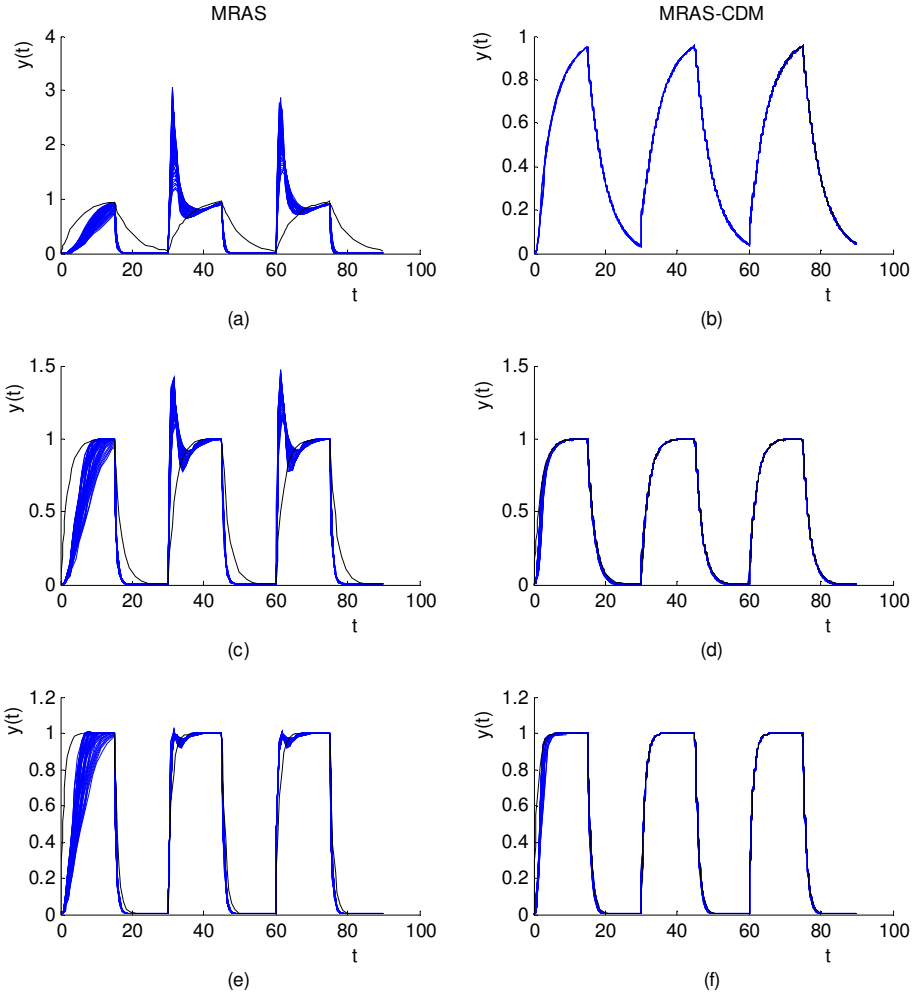
Şekil 4.37 : Transfer fonksiyonu denklem (4.45)'te verilen sistemdeki θ_1 ve θ_2 kontrolör parametrelerinin değişimi.

Son olarak $k = 1/m$ ve k_p sistem kazancı olmak üzere

$$0,5k < k_p < 1,5k \quad (4.46)$$

belirsizlik aralığında kazanç değişikliğine ilişkin MRAS ve MRAS-KDY kontrollü kapalı çevrim sistem yanıtları Şekil 4.38' de verilmiştir.

Şekil 4.38' de (a,b) $n_m = 0,2$ ve $d_m = 0,2$ (c,d) $n_m = 0,5$ ve $d_m = 0,5$ ve (e,f) $n_m = 1$ ve $d_m = 1$ referans modellerine karşı düşen sonuçlar verilmiştir. MRAS kontrollü sistemde $j\omega$ eksenine doğru yaklaşıldıkça, sistem parametre değişimlerine karşı duyarlık artar, MRAS-KDY kontrollü sistem ise referans sistemin kutbu $j\omega$ eksenine yaklaşırsa bile parametre değişimlerine karşı duyarlılığında bir değişim gözlenmez.



Şekil 4.38 : $y(t)$ sistem çıkışının kazanç değişimlerine bağımlılığı: (a,b) $n_m = 0,2$ ve $d_m = 0,2$ (c,d) $n_m = 0,5$ ve $d_m = 0,5$ ve (e,f) $n_m = 1$ ve $d_m = 1$ ($0,5k < k_p < 1,5k$).

5. KDY TABANLI DAYANIKLI KONTROLÖR TASARIMI (KDY-PI)

5.1 Giriş

Hız kontrol sistemlerinin tasarımında kararlılık ve dayanıklılık göz önüne bulundurulması gereken en önemli hususlardır. Bunlara ek olarak kullanılan yöntemin basit ve kapalı çevrimli sistem yanıtının aşısız ya da mümkün olduğunca az aşımli olması da istenir. Buna göre bu hedefleri, en iyi gerçekleyecek olan kontrolör yöntemi geliştirilmeye çalışılmalıdır. Bugüne kadar geliştirilen kontrolör yöntemleri arasında verilen bu hedeflere en çok yaklaşan yöntemlerden birisi de Manabe tarafından geliştirilen Katsayı Diyagram Yöntemidir [1-9]. KDY kullanılarak zaman tanım bölgesi karakteristikleri son derece uygun olan kapalı çevrim sistemler elde etmek mümkündür. KDY tasarımı ile ortaya çıkan sistemlerin dayanıklılığının artırılmasına yönelik bir çalışma [19]'da verilmiştir. Kaynak [19]'da önerilen yöntemle oldukça dayanıklı sonuçlar elde edilse de bu yöntemin önemli bir dezavantajı yapısı gereği tasarlanan kontrolör integratör içermediğinden belirsizlikler içeren sistemlerde nominal durumdan sapma halinde sürekli hal hatasının oluşmasıdır.

Bu kısımda bu durumun giderilmesi amacıyla sisteme PI tipinde bir kontrolör konulması önerilecektir. Bu kontrolörün sıfırının konumunu belirleyen parametrenin ise kutup renklendirme algoritması [41] yardımıyla elde edilen dayanıklılık kriterlerini sağlayacak şekilde seçilmesi öngörülmüştür. Uygulama olarak ölü zamanlı birinci mertebeden sistemler ele alınmıştır. Bu çalışmada bu sistemin parametreleri değişken parametreler olarak ele alınmış ve parametrelerdeki değişikliklere karşı sistemin mümkün olduğunca dayanıklı olabilmesi için uygun kontrolör parametreleri elde edilmeye çalışılmıştır. Özellikle sistem parametrelerine bağlı olarak kontrolör parametrelerinin nasıl hesaplanabileceğine yönelik bir ön çalışma yapılmıştır. Buna göre tasarımcıların kutup renklendirme gibi karmaşık algoritmaları kullanmadan sadece önceden elde edilen bazı ilişkileri kullanarak dayanıklı kontrolörler tasarlamaları mümkündür [20].

KDY'ye ilişkin açıklama 2. bölümde verilmiştir. Bu kısımda Dayanıklı Kutup Atama Yöntemi ve dayanıklılık ölçütü olarak düşünülen Kutup Renklendirme Yöntemi kısaca açıklanacak ve daha sonra, sistemi daha dayanıklı ve kararlı hal hataları giderilmiş bir şekilde kontrol edebilmek için, önerilen yeni KDY-PI yapısı tanıtılacaktır.

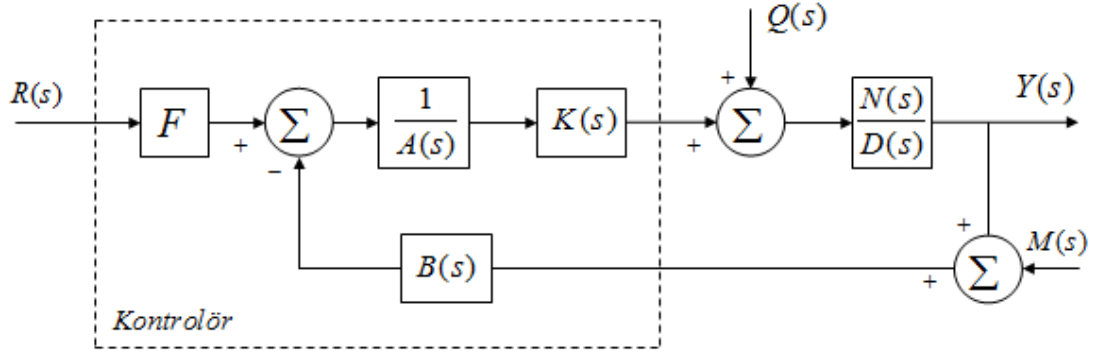
Literatür araştırması yapıldığında, KDY ve PID'nin birleştirilerek farklı uygulamaların gerçekleştirildiği görülür. Bu uygulamalarda genellikle KDY doğrudan diğer kontrolör yöntemlerine uygulanmakta ya da hibrid bir şekilde diğer kontrolör tasarım yöntemleriyle birleştirilmektedir. Örneğin [41]'de KDY, FFC (Feed-forward controller) eklenmiş bir I-PDA (Integral-Proportional Derivative Acceleration) ile birleştirilmiştir. Burada, I-PDA kontrol sistem yapısı, FFC ve PIDA parametreleri olarak veriliyor. I-PDA KDY ile tasarlanıyor. PIDA ve I-PIDA sırasıyla FBC (Feedback) ve FFC (Feed-Forward Controller) biçimindedir. [20]'de PI kontrolörü KDY'ye ileri besleme kontrolörü olarak ekleniyor. Bu yöntem [41]'de verilen yönteme biraz benzer, sadece burada ivme ve türev parametreleri FFC kontrolünde düşünülmemiştir. [42-43]'te, dayanıklı bir kontrol sistemi elde edebilmek için KDY ile kutup renklendirme yöntemi birlikte kullanılmıştır.

5.2 Dayanıklı Kutup Atama Yöntemi

Yukarıdaki ifadelerden anlaşılabacağı gibi, KDY, denklem (2.20)'ye göre otomatik olarak kapalı çevrim sisteminin kutuplarını uygun bir yere yerleştiren bir kutup atama yöntemidir. Bu kutup atamayı gerçekleştirirken de sadece birkaç kontrolör parametresinin seçilmesi yeterlidir. Ancak denklem (2.1)'deki gibi tanımlanmış ve belirsiz parametreler içeren bir sistemin, hedeflenen kapalı çevrim sistem kutupları belirsiz parametrelerden ötürü bozulur (nominal değerden sapmalar gösterir) [29, 42].

Hedeflenmiş kutup yerlerinden bu bozulmaları en aza indirmek için denklem (5.1)'de görüldüğü gibi tanımlanmış içerisinde integratör barındıran birinci mertebeden, konumu Şekil 5.1'de görülen bir $K(s)$ kontrolörü tanımlayalım

$$K(s) = k_p \frac{s+a}{s} \quad (5.1)$$



Şekil 5.1 : $K(s)$ kontrolörlü bir KDY sistemi blok diyagramı.

$K(s)$ kontrolöründe hedeflenmiş kutuplardaki bozulmaları sınırlandırmak, diğer bir deyişle hataları en düşük seviyeye düşürebilmek için yeni bir parametreye sahiptir ve genel anlamda Katsayı Diyagram Yöntemi'yle $K(s)$ kontrolörü birlikte kullanılarak bilinmeyen parametreler hesaplanabilir.

Öncelikle belirsiz parametrelere sahip bir $G(s)$ transfer fonksiyonunu tanımlayalım

$$G(s) = \frac{N(s, \mathbf{q})}{D(s, \mathbf{q})} \quad (5.2)$$

Burada $\mathbf{q}$ belirsiz parametre vektörünü ifade eder ve

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_r \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$q_i \in [q_i^-, q_i^+]$ aralığında yer alır. Burada + ve – sırasıyla en büyük ve en küçük değer anlamına gelir.

Buna bağlı olarak kapalı çevrimli sistemin karakteristik polinomu (5.4)'te gösterilmiştir:

$$p(s, q_i, a) = \sum c_i(q_i, a)s^i \quad (5.4)$$

Sistemin ne kadar dayanıklı olduğunu anlayabilmek için bir kutup atama dayanıklılık ölçüt fonksiyonu J_k kullanılır. Bu ölçüt fonksiyonu, a tasarım parametresi üzerinden dayanıklı kutup atamanın yapılabilmesi için minimize edilir.

Ölçüt fonksiyonu J_k , (5.5)'de belirtildiği gibi tanımlanır [20, 42]

$$J_k = \max_q (J_q) \quad (5.5)$$

Burada J_q verilen bir $\mathbf{q}$ değeri için elde edilmiş kutuplarla nominal kutuplar arasındaki maksimum uzaklıktır. Genellikle parametre kutusunun (parametre box) bir alt kümesi Denklem (5.5)'le tanımlanan eniyileme problemini çözmede yeterli olur ($Q \supset \{\mathbf{q} \mid q_i \in (q_i^-, q_i^+)\}$).

Genellikle tasarımda aşağıdaki algoritma kullanılır:

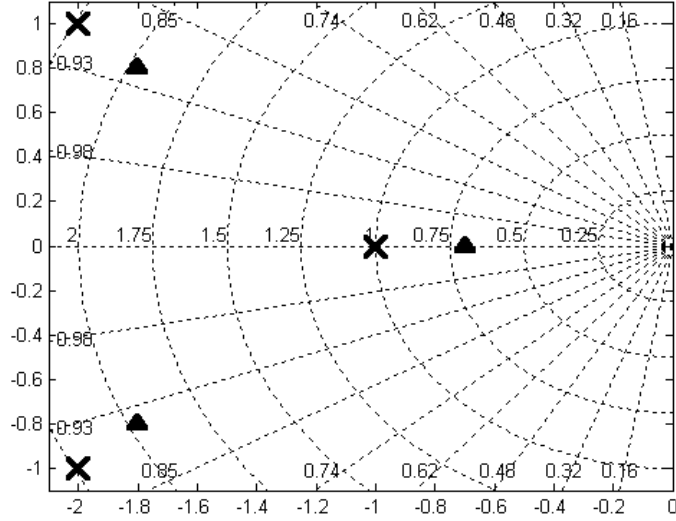
Algoritma:

1. Sadece olası bir belirsizliğe karşı düşen bir test kümesi tanımlanır (Örneğin $T = \{\mathbf{q}_{\min}\}$, $\mathbf{q}_{\min}$ tüm belirsiz parametrelerin minimum değerlerinden elde edilir).
2. Tüm muhtemel a değerleri için, J_k ölçüt fonksiyonunun en küçük değeri belirlenir. Burada J_k ölçüt fonksiyonunu hesaplanırken sadece T test kümesindeki belirsiz vektörler kullanılır.
3. Tüm muhtemel bozulmalar dikkate alarak, Adım 2'de bulunan çözüm analiz edilir ve hedeflenen kutuplardaki en büyük bozulmayı gerçekleştiren $\mathbf{q} = \mathbf{q}^*$ belirlenir.
4. Eğer $\mathbf{q}^* \in T$ ise tasarım problemi için bir çözüm bulunmuştur. Aksi halde T 'ye $\mathbf{q}^*$ eklenir ve Adım 2'ye geri dönlür.

Bir sonraki kısımda J_q 'yu bulmak için kullanılacak olan kutup renklendirme tekniği üzerinde durulacaktır.

5.3 Kutup Renklendirme

Şekil 5.2'de verilmiş olan üçüncü mertebeden bir sistemin basit bir halini göz önünde bulunduralım. Belirli bir q değeri için nominal ve bozulmuş kutupları belirleyelim. Burada, bozulmuş kutuplar x işaretiyle, nominal kutuplar üçgenlerle gösterilmiş olsun. Hangi nominal kutupların hangi bozulmuş kutuplara karşı düştüğünü bulma işlemine kutup renklendirme işlemi denir [41].



Şekil 5.2 : Nominal ve bozulmuş kutupların s -düzleminde konumu. $\times$ noktaları bozulmuş, Δ noktaları nominal kutupları göstermektedir.

Bu problemi çözmenin 6 olası yolu vardır (farklı muhtemel renklendirme). Eğer her bir (p) bozulma için nominal-bozulmuş kutup çiftleri arasındaki en büyük uzaklık J_{qp} ile gösterilirse, J_q ölçüt fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilebilir

$$J_q = \min_p (J_{qp}) \quad (5.6)$$

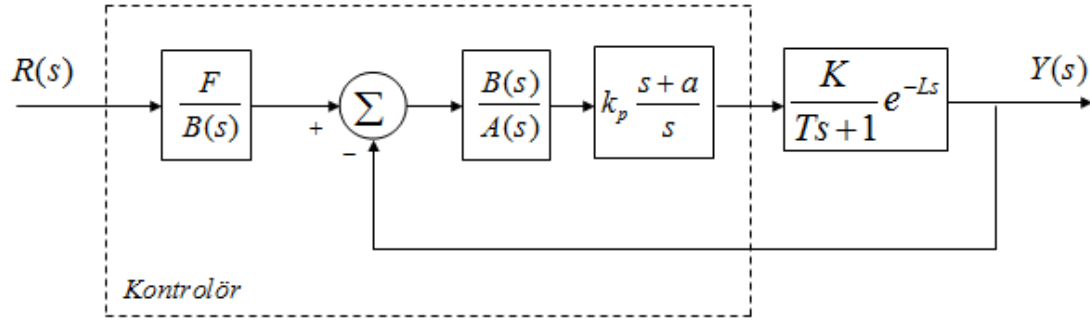
Genelde, kutup sayısı n kabul edilirse, $n!$ devşirim (*permutasyon*) vardır. Ancak J_q 'yu bulmak için tüm bu muhtemel devşirimleri denemeye gerek yoktur [41,43]. Bu problem literatürde *şişeağzı* atama problemi olarak adlandırılmış ve çözümü için etkin algoritmalar geliştirilmiştir [42].

5.4 Fonksiyon uydurma yöntemi ile dayanıklı konrolör belirleme:

Uygulama olarak birinci dereceden ölü zamanlı bir sistemi ele alırsak,

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (5.7)$$

olarak verilebilir. Bu sisteme ait blok diyagramı Şekil 5.3'te görülmektedir.



Şekil 5.3 : Uygulama için blok diyagramı.

Padé açılımından faydalanılırsa $e^{-Ls} \cong \frac{2-Ls}{2+Ls}$ olacağından, kontrol edilecek sistem

$$G(s) = \frac{K(2-Ls)}{(2+Ls)(1+sT)} \quad (5.8)$$

şeklinde elde edilir. Burada zaman gecikmeli pek çok sistem için zaman gecikmesi ölçümünün kolay ve hassas bir şekilde yapılabilirdiği gerçeğinden yola çıkarak zaman gecikmesi teriminin zaman içinde değişmediği ve iyi bir hassasiyetle ölçülebildiği kabul edilir. Diğer taraftan sisteme ait L ve T parametrelerinin %5'lik belirsizlik içerdiğini varsayalım. Yani,

$$0,95K < K < 1,05K \quad (5.9a)$$

ve

$$0,95T < T < 1,05T \quad (5.9b)$$

olsun. Farklı K kazanç değerleri için ön filtre kazancının uygun şekilde ayarlanarak aynı durumun elde edilebileceği düşünüldüğünden $K = 1$ kabul edilmiştir. KDY için bir tasarım parametresi olan eşdeğer zaman sabiti $\tau = 2$ seçilerek yerleşme zamanının 4–5 saniyelerde olması hedeflenir. Bu sayede hedef kapalı çevrim sistem karakteristik polinomunun da aynı kalması sağlanarak karşılaştırma yapmaya olanak sağlanır.

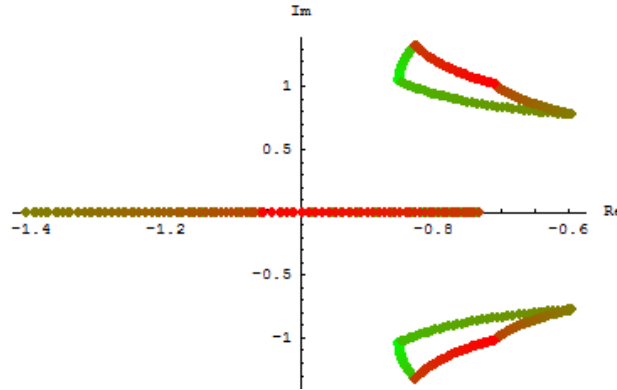
Öncelikle yukarıda verilen bilgiler çerçevesinde ölü zamanlı sistemi KDY ile kontrol etmek istersek kontrol parametreleri $A(s) = l_0 + sl_1$ ve $B(s) = s + k_0$ olmak üzere

$$k_0 = \frac{25TL^3 + 100(T-1)TL^2 - 32(5T-4)L + 128T}{25T^2L^3 + 4(4-5T)^2L^2 - 32T(5T-4)L + 128T^2} \quad (5.10a)$$

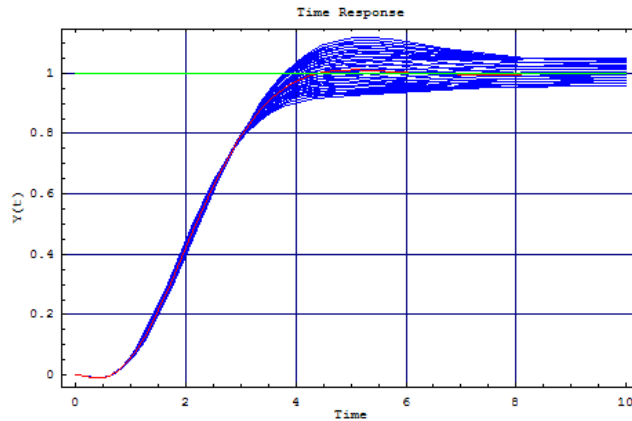
$$l_0 = \frac{25TL^3 + 100TL^2 + 32(5T-4)L - 128T}{25T^2L^3 + 4(4-5T)^2L^2 - 32T(5T-4)L + 128T^2} \quad (5.10b)$$

$$l_1 = \frac{64L(L+2T)}{25T^2L^3 + 4(4-5T)^2L^2 - 32T(5T-4)L + 128T^2} \quad (5.10c)$$

şeklinde elde edilir. İşlemler sembolik cebir kullanılarak sürdürülür [44]. $T=2$ ve $L=0,5$ için kapalı çevrim sistemin kutup dağılımı Şekil 5.4’de verilmiş olup buna göre kapalı çevrim sistemin basamak yanıtı dağılımı Şekil 5.5’teki gibidir. Şekil 5.4’te her renk her bir değişen K değeri için elde edilmiş sistemin kutuplarını göstermektedir.



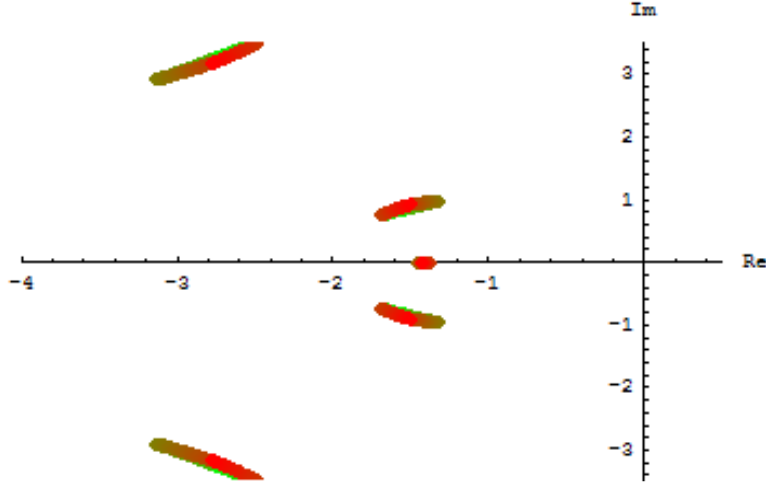
Şekil 5.4 : KDY için kutup dağılımı ($T=2$, $L=0,5$).



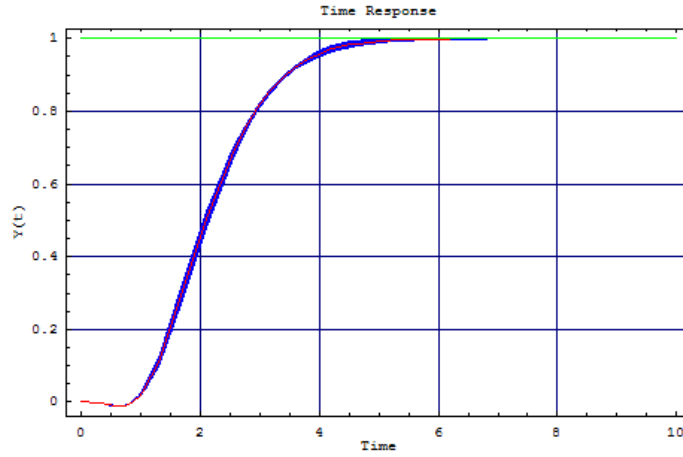
Şekil 5.5 : KDY kontrolör için kapalı çevrim sistem yanıtı dağılımları ($T=2$, $L=0,5$).

Şekil 5.5’ten de görüleceği üzere KDY ile kontrol edilen sistem dayanıklı kararlı olmasına rağmen belirsiz parametreler söz konusu olduğunda kararlı hal hatası olduğu gözlenmektedir.

Kararlı hal hatasını sıfırlayabilmek ve sistemin dayanıklılığını daha da artırılabilmek amacıyla (5.2). bölümde açıklanan $K(s)$ kontrolörü sisteme eklenmiştir. $T=2$ ve $L=0,5$ için $a=1$ alındığında kapalı çevrim sistem kutuplarının dağılımı Şekil 5.6’da ve basamak yanıtları Şekil 5.7’de verilmiştir. Bu şekillerden de görüleceği üzere önerilen $K(s)$ kontrolörünün sonuçları çok daha dayanıklıdır.

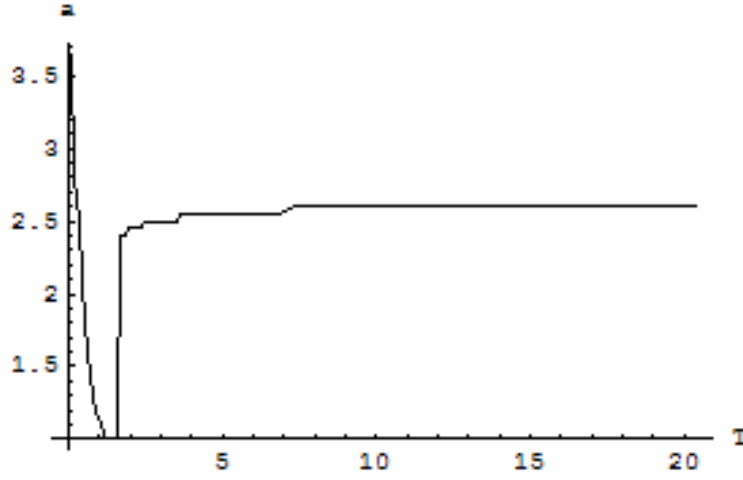


Şekil 5.6 : KDY-PI kutup dağılımı ($T=2$, $L=0.5$, $a=1$).



Şekil 5.7 : KDY-PI kontrolör için kapalı çevrim sistem yanıtı dağılımı ($T=2$, $L=0.5$, $a=1$).

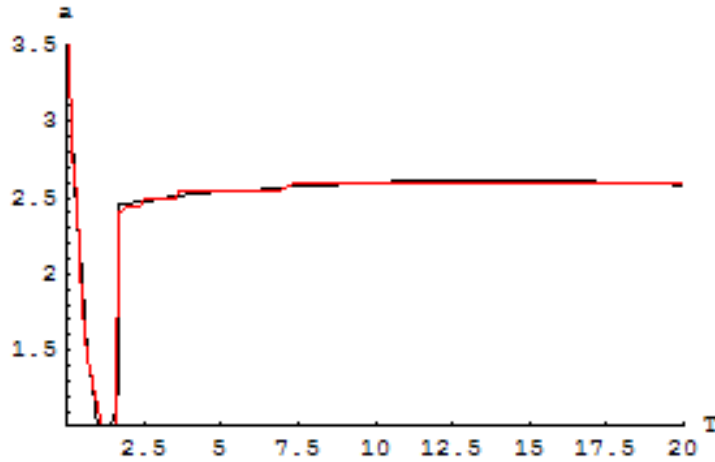
Burada cevaplanması gereken önemli bir soru da PI kontrolörünün sıfırının konumunu belirleyen a parametresinin nasıl uygun şekilde seçileceğidir. Yukarıda belirtilenlere göre Bölüm 5.3 ve 5.4'te verilen dayanıklılık J (*masraf*) fonksiyonunu minimum yapan a değeri bize en iyi sonucu verecektir. Dikkat edilecek olursa a değıştikçe sistemin dayanıklılığı etkilenecektir. Örneğin yukarıdaki sistemde $a = 0,25$ alınırsa kapalı çevrim sistem kutup dağılımı Şekil 5.8'den de görüleceği üzere sağ yarı düzleme geçmektedir.



Şekil 5.10 : $0,1 < T < 20$ aralığındaki sistemi en dayanıklı kılan a parametresi değerleri.

Şekil 5.11’ de ise Şekil 10’ da elde edilmiş a değerleri için T ’ ye bağlı bir a fonksiyonu elde edilmeye çalışılmış ve elde edilen bu $a(T)$ fonksiyonu Şekil 11’ de Şekil 10 ile üst üste gösterilmiştir.

$$a(T) = \begin{cases} 1,822T^2 - 4,556T + 3,77 & T < 1,7 \\ -0,001T^2 + 0,029T + 2,414 & T \geq 1,7 \end{cases} \quad (5.11)$$



Şekil 5.11 : Elde edilen a parametre değerlerine yaklaşık uygun düşen grafik.

Şekil 5.11’den görüleceği üzere yarım saniye zaman gecikmesi olan sistemlerde denklem (5.11) kullanılarak elde edilen a değerleri için mümkün olduğunca dayanıklı kontrolörler elde edilir.

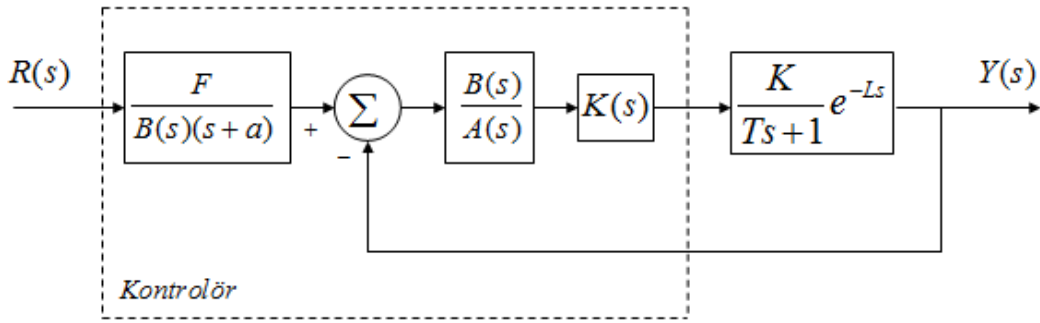
5.5 Yapay Sinir Ağları Yardımı ile Dayanıklı Kontrolör Belirleme:

Bu uygulamada önceki uygulamadan farklı olarak elde edilen sonuçlara göre yeni bir Yapay Sinir Ağı geliştirilmek istenmektedir. Bu elde edilen Yapay Sinir Ağına göre

uygulanacak sistem için en uygun a değeri elde edilmeye çalışılacaktır. Ayrıca ek olarak daha aydınlatıcı olması için (5.5). bölümün diğer alt bölümlerinde ise diğer kontrolör yöntemleriyle karşılaştırılma örnekleri verilecektir. Birinci mertebeden ölü zamanlı (FOPTD) bir sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{K}{Ts+1} e^{-Ls} \quad (5.12)$$

olarak verilir. Sisteme ilişkin blok diyagramı Şekil 5.12’de görülmektedir.



Şekil 5.12 : Dayanıklı KDY-PI için blok diyagramı.

Burada önceki uygulamaya benzer olarak $K(s)$ kontrolörü

$$K(s) = k_p \frac{s+a}{s} \quad (5.13)$$

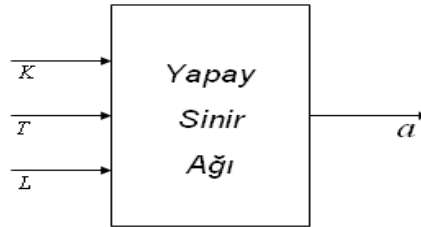
olarak alınmıştır. Zaman gecikmesi teriminin sistem zaman sabitine göre daha küçük olduğu ve bu terimin Padé açılımı yardımıyla $e^{-Ls} \cong \frac{2-Ls}{2+Ls}$ şeklinde ifade edilmesinin kontrol açısından bir problem yaratmayacağı varsayımı ile kontrol edilecek sistem

$$G(s) = \frac{K(2-Ls)}{(2+Ls)(1+sT)} \quad (5.14)$$

şeklinde yazılabilir.

Burada L zaman gecikmesi teriminin değişmediği ve iyi bir hassasiyetle ölçülebildiği kabul edilmiştir. Ayrıca K_a ve T_a sırasıyla kazancın ve zaman sabitinin gerçek değerleri olmak üzere $0,95K < K_a < 1,05K$ ve $0,95T < T_a < 1,05T$ şeklinde belirsiz parametreler olduğu varsayılmıştır. Farklı K kazanç değerleri için PI kontrolörünün kazancının uygun şekilde ayarlanarak aynı durumun elde edilebileceği düşünülerek $K = 1$ kabul edilmiştir. Kazancı $K \neq 1$ olan sistemlerde, $K(s)$ ya da PI kontrolörünün oransal terimi $k_p = 1/K$ alınır.

Bu bilgiler çerçevesinde verilen bir K , T çifti için bölüm 5.2, 5.4 ve 5.5' te anlatılan yöntemler kullanılarak dayanıklı KDY-PI kontrolörleri tasarlanabilir. Ancak, özellikle bölüm 5.4'te anlatılan dayanıklı kontrolör tasarımı yöntemi zaman alıcı ve karmaşık algoritmalar gerektiren bir yapıya sahiptir. Pratik uygulamalarda verilen sistemi mümkün olduğunca dayanıklı yapan a parametresinin bulunması halinde bölüm 5.2 ve 5.3'te anlatılan kutup atama teknikleri kullanılarak KDY-PI kontrolörün katsayıları bulunabilir. Bu amaca yönelik olarak yapılan bir çalışmada [20], T zaman sabitinin $0,1 < T < 20$ değer aralığı ve $L = 0,5$ özel durumu için, dayanıklı kutup atamayı sağlayan uygun a değerinin ikinci mertebeden parçalı fonksiyon yardımıyla hızlıca bulunabileceği gösterilmiştir. Bu çalışmada ise en genel durum için dayanıklılığı sağlayan serbest a parametresinin seçimi sırasında yapay sinir ağlarının [45] kullanılması düşünülmüştür (bakınız Şekil 5.13).



Şekil 5.13 : Denklem (5.11) için yapay sinir ağı yapısı.

Böylece denklem (5.15)' de gösterilen FOPTD sistemleri için dayanıklı bir KDY-PI kontrolörünün tasarımı amacıyla aşağıdaki algoritma önerilir:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-0.5s} \quad (5.15)$$

Algoritma:

1. $K(s) = \frac{s+a}{Ks}$ şeklinde uygun bir $K(s)$ kontrolörü seçilir.
2. Şekil 5'teki yapay sinir ağı kullanılarak a değeri hesaplanır.
3. KDY kullanılarak $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör parametreleri hesaplanır. (İleri yol üzerinde PI kontrolörü kullanıldığı için $F = 1$ ' dir).

5.5.1 Dayanıklılık ve KDY ile KDY-PI kontrolörlerinin karşılaştırılması

Örnek bir sıcaklık kontrol sistemi için $G(s)$ transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{3,834}{1,5s + 1} e^{-0,5s} \quad (5.16)$$

olarak verilmiştir [46]. Padé açılımından yaklaşık transfer fonksiyonu

$$G(s) \cong \frac{3,834(2 - 0,5s)}{0,75s^2 + 3,5s + 2} \quad (5.17)$$

şeklinde yazılır.

Burada görüldüğü gibi $K = 3,834$, $T = 1,5$ ve $L = 0,5$ şeklindedir. FOPTD sistemleri için verilen algoritma uygulanırsa;

Algoritma:

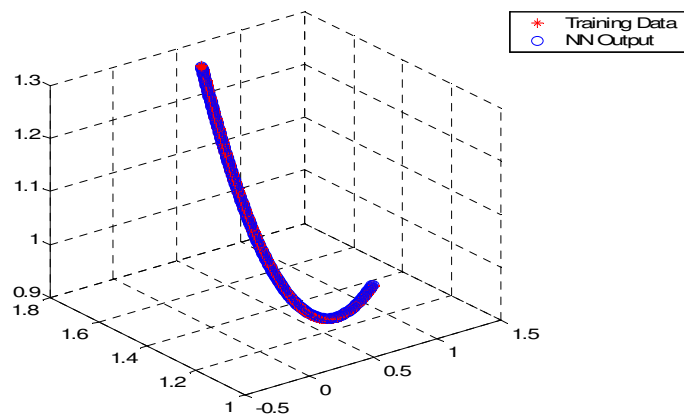
Adım 1. $K(s) = \frac{s+a}{Ks}$ 'nin seçimi:

Eğer K kazancı $K = 3,834$ alınırsa, $K(s)$

$$K(s) = \frac{s+a}{3,834s} \quad (5.18)$$

olur.

Adım 2. $K(s)$ kontrolör parametresi a için, elde edilen yapay sinir ağından faydalanılırsa, $L = 0,5$ ve $T = 1,5$ için $a = 1,0356$ bulunur (Bak.: Şekil 5.14 ve 5.15).

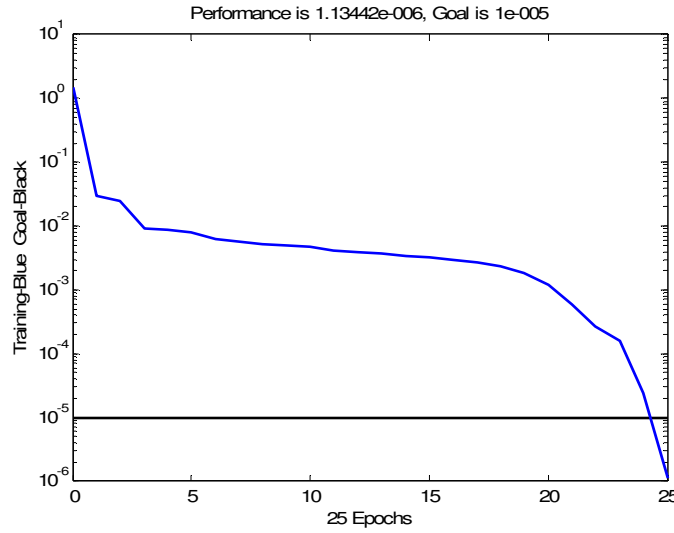


Şekil 5.14 : Eğitilen değer ve yapay sinir ağı çıkışı verileri ($1 < T < 1,7$)

Yapay sinir ağı 3 katmanlı olup katmanlarda sırasıyla 5, 10 ve 7 nöron kullanılmıştır. Aktivasyon fonksiyonları için *tansig* ve eğitmek için *purelin* seçilmiştir [45]. Ağırlık matrisi

$$W_i = \begin{bmatrix} 0,9018 & 0,1501 \\ -1,0317 & -0,0556 \\ -0,4604 & -11,2416 \\ -0,0339 & 0,4276 \\ 0,1652 & 1,0591 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

şeklinde elde edilmiştir. Hedef olarak 10^{-5} 'lik hata seçilmiştir ve $1 < T < 1,7$ için 25 çevrimde (*epoch*), $0,5 < T < 19,95$ için 49 çevrimde hedefe ulaşılmıştır (Bak. Şekil 5.15).



Şekil 5.15 : Performans ve hedef grafiği ($1 < T < 1,7$).

Bu durumda $K(s)$ kontrolör polinomu şu şekilde elde edilir:

$$K(s) = \frac{s + 1,0356}{3,834s} \quad (5.20)$$

Adım 3. KDY'nin $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör parametrelerinin hesaplanması.

KDY için bir tasarım parametresi olan eşdeğer zaman sabiti $\tau = 2$ seçilerek yerleşme zamanının 4–5 saniyelerde olması hedeflenir. Bu sayede hedef kapalı çevrim sistem karakteristik polinomunun da aynı kalması sağlanarak karşılaştırma yapmaya olanak sağlanmış olur. Ancak yerleşme zamanını daha da küçültmek mümkündür. Eşdeğer zaman sabiti küçültülerek daha hızlı sistemler elde etmek mümkündür.

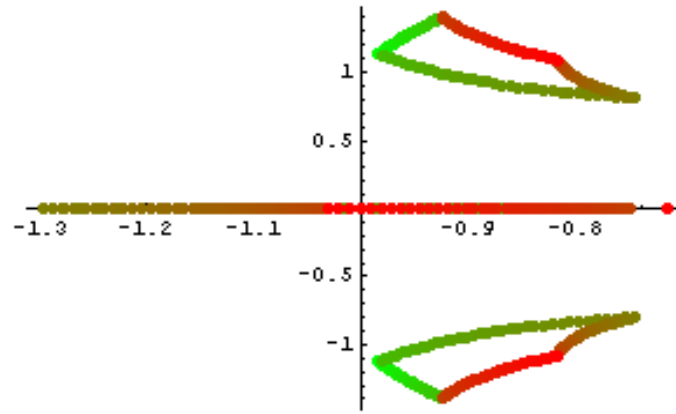
Adım 3'ü uygulamadan önce, öncelikle yukarıda verilen bilgiler çerçevesinde ölü zamanlı sistemi standart KDY yöntemini kullanarak kontrol etmek istersek kontrol parametreleri

$$A(s) = 0,521874s - 0,359685 \quad (5.21a)$$

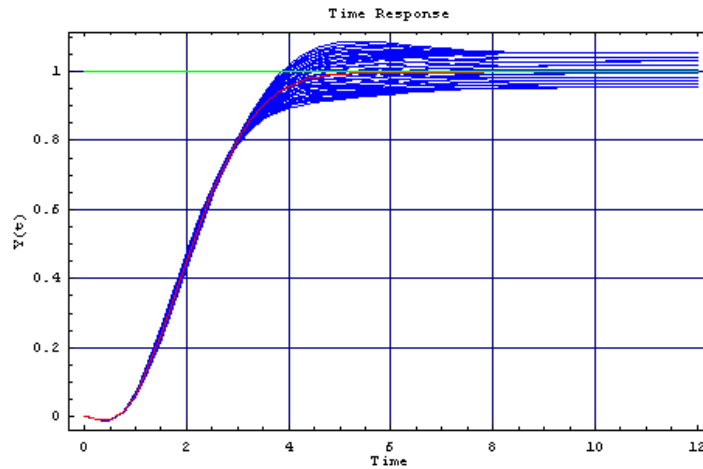
$$B(s) = s + 0,716353 \quad (5.21b)$$

$$F = 0,497894 \quad (5.21c)$$

şeklinde hesaplanır. $T=1,5$ ve $L=0,5$ için kapalı çevrim sistemin (K ve T 'de %5'lik belirsizlik olması halinde) kutup dağılımı Şekil 5.16'da verilmiş olup buna göre kapalı çevrim sistemin basamak yanıtı dağılımı Şekil 5.17'deki gibi elde edilmiştir. Şekil 5.17'den de görüleceği üzere KDY ile kontrol edilen sistem dayanıklı kararlı olmasına rağmen belirsiz parametreler söz konusu olduğunda kararlı hal hatası oluştuğu gözlenir.



Şekil 5.16 : Standart KDY kullanılarak elde edilmiş kapalı çevrim transfer fonksiyonu kutup dağılımı.



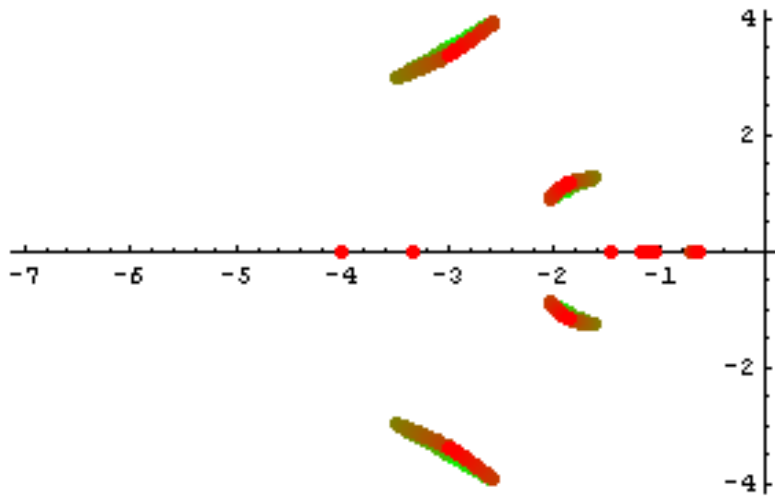
Şekil 5.17 : Standart KDY kullanılarak elde edilmiş belirsiz sistemin birim basamak yanıtı değişimi.

Kararlı hal hatasını sıfırlayabilmek ve sistemin dayanıklılığını daha da arttırılabilmek amacıyla denklem (5.12)'de ifade edilen $K(s)$ kontrolörü sisteme eklenirse, yeni elde edilen KDY-PI kontrolör polinomları

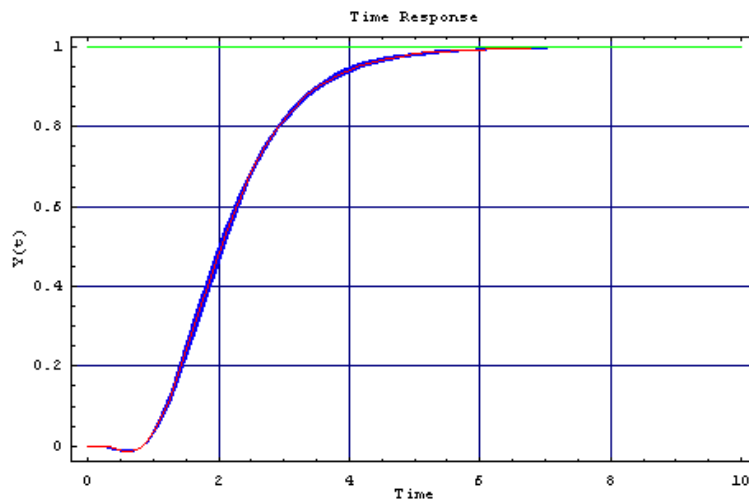
$$A(s) = 0,126558s^2 + 1,44289s + 1,52357 \quad (5.22a)$$

$$B(s) = s^2 + 4,78493s + 4,87094 \quad (5.22b)$$

olarak bulunur. $T=1,5$ ve $L=0,5$ olması durumunda kapalı çevrim sistem kutuplarının dağılımı Şekil 5.18'de ve basamak yanıtları Şekil 5.19'da verilmiştir. Bu şekillerden de görüleceği üzere önerilen $K(s)$ kontrolörünün sisteme eklenmesi özellikle performans açısından çok daha dayanıklı bir sonuç vermektedir.



Şekil 5.18 : KDY-PI kullanılarak elde edilmiş kapalı çevrim transfer fonksiyonu kutup dağılımı.



Şekil 5.19 : KDY-PI kullanılarak elde edilmiş belirsiz sistemin birim basamak yanıtı.

5.5.2 PI Kontrolör yöntemleriyle karşılaştırılması

Genel olarak PI kontrolörü transfer fonksiyonu

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (5.23)$$

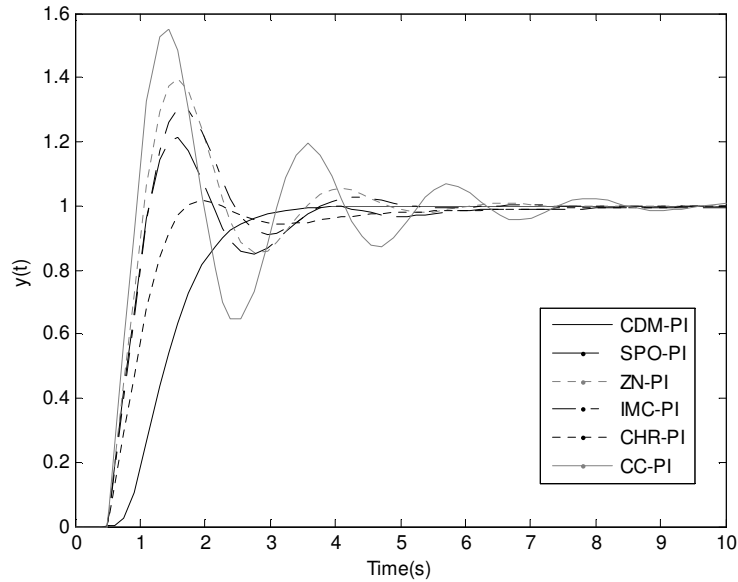
şeklindedir. Buna bağlı olarak $G(s)$ açık çevrim transfer fonksiyonu, Padé açılımı göz önünde bulundurulduğunda

$$G(s) = \frac{K(2 - Ls)}{(2 + Ls)(1 + sT)} \quad (5.24)$$

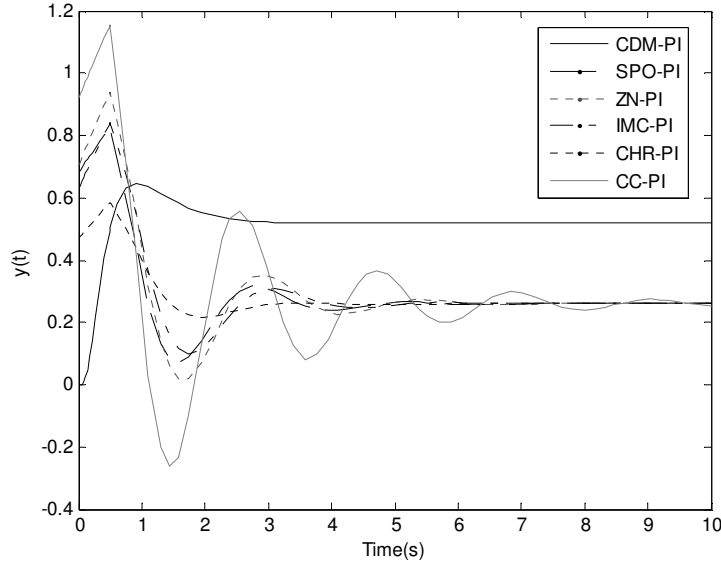
önceki kısımda elde edildiği gibidir. Bu durumda, $T(s)$, CSWT-IH alt sistemi kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$T(s) = \frac{-2KK_c + KLs^2K_cT_i + s(KLK_c - 2KK_cT_i)}{-2KK_c - Ls^3TT_i + s(KLK_c - 2T_i - 2KK_cT_i) + s^2(-LT_i - 2TT_i + KLK_cT_i)} \quad (5.25)$$

olarak bulunur. Buna göre elde edilen sonuçlar Şekil 5.20 ve 5.21’de gösterilmiştir. Burada kullanılan PI kontrolörleri hakkında geniş bilgi [47, 48]’te mevcut olup SPO-PI: Set-Point Optimum PI, ZN-PI: Ziegler Nichols PI, IMC-PI: Internal Modern Control PI, CHR-PI: (Chein, Hrones and Reswick) PI, ve son olarak CC-PI: Cohen Coon PI yöntemleri olarak literatürde yer almaktadır.



Şekil 5.20 : PI kontrolörleriyle kontrol edilen sistemlerin kapalı çevrim çıkış yanıtları (CDM: Coefficient Diagram Method (KDY)).



Şekil 5.21 : PI kontrolörleriyle kontrol edilen sistemlerin kontrol işaretleri.

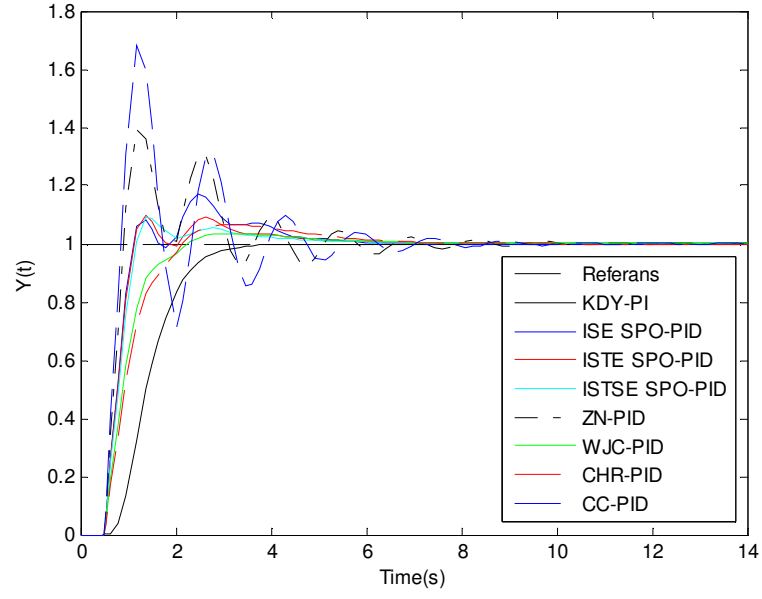
5.5.3 PID kontrolör yöntemleriyle karşılaştırılması

Bu alt bölümde bazı standart PID kontrolörler ile önerilen KDY-PI kontrolörün kısa bir karşılaştırılması yapılmıştır (Şekil 5.22–5.23). Bu karşılaştırma PID kontrolörlerin, PI kontrolörlerden daha yüksek mertebeli kontrolörler olduğu için düşünülmüştür.

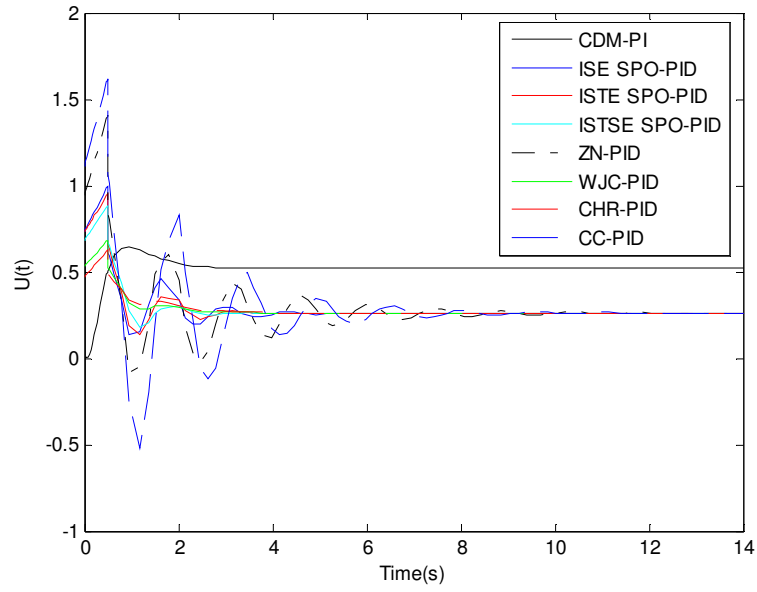
Genel olarak PID kontrolörü transfer fonksiyonu şu şekildedir:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + T_d s + \frac{1}{T_i s} \right). \quad (5.26)$$

Burada kullanılan PID kontrolörleri hakkında geniş bilgi [47, 48]’te mevcuttur. SPO-PID: Set-Point Optimum PID, ZN-PID: Ziegler Nichols PID, CHR-PID: (Chein, Hrones and Reswick) PID ve son olarak CC-PID: Cohen Coon PID yöntemleri olarak literatürde yer almaktadır. Şekil 5.22’den de görüldüğü gibi anılan (nominal) koşullarda önerilen KDY-PI kontrolörü standart PID yöntemlerine göre aşısız ve daha düşük yerleşme zamanına sahip bir çıkış vermektedir. Sisteme belirsizlik eklendiğinde ise önerilen yapının üstünlükleri çok daha belirgin bir şekilde ortaya çıkmaktadır.



Şekil 5.22 : Bazı standart PID kontrolörleriyle önerilen KDY-PI yapısının kapalı çevrim sistem yanıtları.



Şekil 5.23 : Bazı standart PID kontrolörleriyle önerilen KDY-PI yapısının kontrol işaretleri.

6. SONUÇLAR

Tezin ilk bölümünde KDY (Katsayı Diyagram Yöntemi) kısaca özetlenmiş ve sonraki bölümlerde sırasıyla bu kuramsal temel üzerine geliştirilen A-KDY (Ayrıklaştırılmış Katsayı Diyagram Yöntemi), MRAS-KDY (Kendinden Uyarlamalı Katsayı Diyagram Yöntemi) ve son olarak da KDY-PI (Katsayı Diyagram Yöntemi - Oransal Entegral) temelli dayanıklı kontrolör tasarımları üzerinde durulmuştur.

Katsayı Diyagram Yöntemi oldukça yeni olmasına rağmen hızla yaygınlaşan bir tasarım yöntemidir. Bu yöntemle kapalı çevrimli sistem yanıtının aşısız ya da çok az aşımlı, kararlı ve oldukça dayanıklı kontrol sistemleri elde etmek mümkündür. Buna göre Bölüm 2’de özellikle temel KDY tasarım yöntemi özetlenmiş ve yöntemin diğer tasarım yöntemlerine göre üstünlükleri örnekler üzerinde gösterilmiştir. Ayrıca bu bölümde KDY tasarım yordamının kontrol sistemlerine göreli kolay bir şekilde uygulanabileceği sergilenmiştir. Bu bölümde ele alınan örneklerde kolay ve anlaşılır tasarım yordamı yönünden herhangi bir problemle karşılaşmadığı görülmüştür. Bu bölüm diğer bölümlerdeki farklı uygulamalarla ilgili sorunların nereden kaynaklandığına da ışık tutar.

Bilindiği gibi özgün KDY yönteminde kontrolör tasarımı s -düzleminde gerçekleştirilmektedir. Ancak günümüzde endüstriyel kontrol sistemleri dijital kontrolörlerle kontrol edildiğinden tezin 3. bölümünde mevcut KDY tasarım yöntemine eşdeğer bir ayrık tasarım yöntemi geliştirilmiştir. Bu yeni tasarım yöntemi gereği elde edilen ayrık kontrolör sürekli sisteme doğrudan uygulanabilir. Bölümün sonunda verilen uygulamalardan yöntemin ayrık kontrol sistemlerine başarıyla uygulanabileceği gösterilmiştir. Önerilen yöntemde sürekli KDY yönteminde kullanılan hedef karakteristik polinomu temel alınmış ve s -düzlemindeki tasarım yöntemine eşdeğer bir yol izlenerek KDY tasarım yönteminin ayrık karşılığı türetilmiştir. Özellikle sistem bozucuların etkisinde kaldığında ayrık hedef karakteristik polinomu, özgün KDY hedef polinomundan biraz farklı olarak elde edilmiştir. Bu farklılık, s -tanım bölgesinde genellikle bulunmayan, ayrık transfer fonksiyonlarında yer alan sıfırlardan kaynaklanır. Kapalı çevrimli sistemi doğrudan

etkiyen bu sıfırların etkisini giderebilmek, diğ er bir deyişle silebilmek için, ayrık hedef karakteristik polinomunda sıfırlara karşı düşen köklerin de yer alması gerekir. Ancak ayrık değişken parametrelili sistemlerde de tıpkı Bölüm 2’de  zg n K DY’de belirtildiği gibi kararlı hal hataları olur. Bu husus Bölüm 3’te sistemin dayanıklılığını veren örnek gösterimlerde açıkça görülür. Bu nedenden dolayı ayrık-K DY’ye ek olarak Bölüm 5’ te olduğu gibi kararlı hal hatalarını giderebilmek için ek önlemler alınmalıdır. Ayrık K DY’nin parametre değişimlerinden kaynaklanan kararlı hal hatalarının giderilmesi sorunu bu çalışmada ele alınmamıştır.

Bölüm 4’te kendinden uyarlamalı katsayı diyagram yöntemi konusu incelenmiş çeşitli benzetim ve gerçek zaman uygulamaları üzerinde geliştirilen yöntemin olumlu sonuçları gösterilmiştir. Bilindiği gibi kontrol sistemlerinin tasarımında Katsayı Diyagram Yöntemi (K DY) ve Kendinden Uyarlamalı Model Referans Sistemi (MRAS) yöntemi önemli bir yer tutar. Yukarıda belirtildiği gibi, K DY tasarım yöntemi kendi başına kontrol sistemlerinde iyi sonuçlar verir. Bu yöntemle kararlı, dayanıklı, aşımsız ve hızlı sistemler elde edilir. Ancak K DY ile kontrol edilen sistemler her ne kadar kararlı ve dayanıklı olsa da, özellikle gerçek zaman uygulamalarında sistem parametrelerinin sürekli veya aniden değişimi, kontrol edilen sistemin kararlılık ve dayanıklılığını yitirmesine yol açabilir. Bu durumda, sistem parametrelerindeki değişikliklere karşı yeni kontrolör parametreleri üreterek kontrol işaretini kendinden değiştiren bir tasarım yöntemine ihtiyaç duyulur. MRAS parametrelerini referans modele göre değiştirebilen kendinden uyarlamalı etkin bir tasarım yöntemidir. Bu tasarım yöntemde sistem parametrelerindeki değişikliklere karşı yeni kontrolör parametreleri üretilir ve kontrol işareti değiştirilerek kontrol edilen sisteme uygulanır. Bölüm 4’ te söz konusu MRAS-K DY tasarım yöntemi ele alınmış ve geliştirilen yeni tasarım yönteminin  zg n MRAS’ten hangi durumlarda üstün olduğu uygulama örnekleri üzerinde gösterilmiştir. İleriki  alışmalarda MRAS geliştirilerek benzer şekilde öngörülü, bulanık mantıklı kontrol sistemlerinin kontrolünde kolaylıkla hibrid bir yapıda birleştirilerek uygulanabilir. Karşılaşılan sorunlar gerçek zaman kontrol uygulamalarından kaynaklanır. Başvurulan ek araçlar uygulamayı zorlaştırır. Ayrıca uygulamada kullanılan yazılımlarda zaman faktörü  ne çıkarır. Her ne kadar gerçek zaman kontrol uygulamalarında hazır bir uygulama programı (QUANSER) kullanmış olsak da, deney setini kendimiz oluşturduğumuzdan uygulama sonuçlarını sağlıklı bir şekilde elde etmemiz zaman

almıştır. Çünkü kullanılan malzemelerin tolerans hataları vardır ve bu hatalar doğal olarak sistemi etkilemektedir.

Özgün KDY yöntemin önemli bir sakıncası da, yapısı gereği tasarlanan kontrolörde bir integratörün bulunmaması nedeniyle, belirsiz sistemlerde anma durumlarından sapmalar ya da sürekli hal hatalarının oluşmasıdır. Tezin 5'inci bölümünde bu türden hataların giderilmesi amacıyla sisteme PI türünden bir kontrolörün nasıl uygulanması gerektiği üzerinde durulmuştur. Ölü zamanlı sistemlerde KDY-PI yapısına yapay sinir ağıları da eklenmiştir. Bu tür algoritmaların uygulamada olumlu sonuçlar verdiği gibi tasarım işlevini de çok daha basit bir hale getirdiği görülür. Şüphesiz ki bu yaklaşım ileride daha değişik sistemler için geliştirilip geliştirilebilir.

Sonuç olarak, bu çalışmada özgün KDY ayrıklaştırılmış ve diğer bazı tasarım yöntemleriyle birleştirilip yeni tasarım yöntemleri elde edilmiştir. Elde edilen yeni yöntemler uygulamalarda oldukça iyi sonuçlar vermektedir. Yeni yöntemlerin temelini oluşturan kavramlar ileride karşılaşılan sorunların çözümünde daha uygun tasarım yöntemlerinin geliştirilmesini olanaklı kılacak niteliktedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Manabe, S.**, 1998. Coefficient Diagram Method, *14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, Aug. 24-28, Seoul, Korea, 199-210.
- [2] **Manabe, S. ve Kim, Y. C.**, 2000. Recent Development of Coefficient Diagram Method, *ASSC' 2000 3rd Asian Control Conference*, Shanghai.
- [3] **Manabe, S.**, 1998. Sufficient Condition For Stability And Instability By Lipatov And Its Application To Coefficient Diagram Method, Tokai University, Control Eng. Dept., *1117 Kitakaname*, Hiratsuka, Kanagawa 259-1292, Japan, 440-449.
- [4] **Manabe, S.**, 1994a. Coefficient Diagram Method as applied to the attitude control of controlled-bias-momentum satellite, *13th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, 12-16 Sept., Palo Alto, CA, 322-327.
- [5] **Manabe, S.**, 1994b. A low cost inverted pendulum system for control system education, *3rd IFAC Symposium on Advances in Control Education*, Tokyo, August 1-2, 1994.
- [6] **Manabe, S.**, 1994c. Design of velocity controller for three inertia system by Coefficient Diagram Method, *First Asian Control Conference*, 27-30 July, Tokyo.
- [7] **Manabe, S.**, 1998c. Coefficient Diagram Method, *14th IFAC Symp. on Automatic Control in Aerospace*, Aug. 24-28, Seoul, Korea, 199-210.
- [8] **Manabe, S.**, 1998b. Analytical weight selection for LQ design, *8th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics*, 23-24 July, Sagami-hara, ISAS.
- [9] **Manabe, S.** 1991. Unified interpretation of classical, optimal and H_∞ control, *Journal of SICE*, vol: **30**, no: 10, sayfa: 941-946.
- [10] **Hamamcı, S. E.**, 2002. *Katsayı Diyagram Metodu' nun Özel Durumlara ve ÇGÇÇ Sistemlere Uygulanması, Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [11] **Hamamcı, S. E.**, 2004. İntegratörlü Sistemler için Katsayı Diyagram Metodu ile Kontrolör Tasarımı, *İTÜ dergisi*.
- [12] **Ö. Öcal**, 2004. The Theoretical Background of Coefficient Diagram Method (CDM) and Its Applications For Different Systems, *MSc thesis*, Control and Automation Engineering, Istanbul Technical University (ITU).
- [13] **Lipatov, A. V. ve Sokolov N. I.**, 1979. Some Sufficient Conditions For Stability And Instability Of Continuous Linear Stationary Systems, *Automat. Remote Contr.*, **39**, 1285-1291.

- [14] **Lipatov, A.V.**, 1976. Some necessary and sufficient conditions that polynomials be of Hurwitz type, *Differents, Urayn*, **12**, 2269-2270.
- [15] **Sokolov, N. I. ve Lipatov, A. V.**, 1972. On necessary conditions for stability of linear systems, *Tr. Mosk. Aviat. Inst.*, **240**, 26-30
- [16] **Chestnut, H. and Mayer, R.W.**, 1951. *Servomechanism and Regulating System Design*, Vol. **1**, Chap. 14, John Wiley, NY.
- [17] **Kessler, C.**, 1960. *Ein beitrage zur theorie mehrschleifiger regelungen*, Regelungstechnik, **8**, 8, 261-266.
- [18] **Tanaka, Y. and Ashikaga, M.**, 1992. A low-sensitive robust control for a gas turbine, *Transaction of SICE*, **28**, 2, 255-263.
- [19] **Ö. Öcal, M. T. Söylemez and A. Bir**, 2005. Robust Pole Assignment using Coefficient Diagram Method, *International Conf. on Auto. Contr. and Syst. Eng., ACSE'05*, s.197-202, Cairo, Egypt.
- [20] **Ö. Öcal, M. T. Söylemez and A. Bir**, 2008. Robust Controller Tuning Based on Coefficient Diagram Method, *UKACC Control Conference*, Sep. 2-4, Manchester, England.
- [21] **N. Bigdeli and M. Haeri**, 2005. Adaptive-CDM: A New AQM Controller to Cope with TCP/AQM Networks Dynamics, *IEEE CNF, Inf., Comm, and Sgn. Processing*, pp. 1520-1524.
- [22] **N. Bigdeli and M. Haeri**, 2005. Performance Analysis of CDM as an AQM Congestion Controller in Dynamic Networks, *IEEE CNF, Comp. as a Tool, EUROCON 2005*, vol. 1, pp. 680-683.
- [23] **N. Khuakoonratt, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine**, 2003. I-PDA Incorporating FFC Control System Designed by CDM, *IEEE CNF, SICE Annual Conf.*, Vol. 2, s. 2250-2254, Aug. 2003
- [24] **Ö. Öcal and A. Bir**, 2008. A Hybrid Real-Time Control Using Model Reference Adaptive System Designed by Coefficient Diagram Method, Oct. 14-17, *ICCAS 2008*, COEX, Seoul, Korea.
- [25] **D. Kumpanya, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine**, 2000. PI Controller design with feedforward by CDM for level processes, *IEEE CNF, TENCON 2000 Proceed.*, Vol. 2, s. 65-69.
- [26] **Naslin, P.**, 1968. *Essentials of optimal control*, pp. 30-51, Iliffe Books Ltd, London.
- [27] **N. Khuakoonratt, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine**, 2003. I-PDA Incorporating FFC Control System Designed by CDM, *IEEE CNF, SICE Annual Conf.*, vol 2, pp. 2250-2254.
- [28] **D. Kumpanya, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine**, 2000. PI Controller design with feedforward by CDM for level processes", *IEEE CNF, TENCON 2000 Proceed.*, vol 2, pp. 65-69.
- [29] **Lee Y, Kim D, Kim S, and Lim Y**, 2005. I-PDA controller design for Robotic Manipulator based on Coefficient Diagram Method with FFC, *ICCAS2005*, KINTEX, Gyeonggi-Do, Korea.

- [30] **Cahyadi A.I, Isarakorn, D, Benjanarasuth T, Ngamwiwit J and Komine N**, 2004. Application of coefficient diagram method for rotational inverted pendulum control, *Control, Automation, Robotics and Vision Conference, ICARCV*, 2004 8th, Vol. 3, Page:1769-1773, 6-9.
- [31] **Ö. Öcal, A. Bir and B. Tibken**, 2009. Digital Design of Coefficient Diagram Method, *American Control Conference 2009, ACC 2009*, St. Louis, Missouri, USA, June 10-12.
- [32] **Föllinger, O.**, 1978. *Regelungstechnik*, Berlin, Elitera-Verlag.
- [33] **Hartmann, I.**, 1978. *Zeitdiskrete Systeme*, Kursmaterialien zur Automatisierung, Technische Universität Berlin.
- [34] **Ogata, K.**, 1997, *Modern Control Engineering*, Third Edition, Prentice-Hall International, Inc, Upper Saddle River, New Jersey.
- [35] **K. J. Astrom and B. Witttenmark**, 1995. *Adaptive Control*, in Addison-Wesley Publishing Comp., 2nd ed.
- [36] **M. Comanescu and L. Xu**, 2006. Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless Vector Control of Induction Machine, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.53, pp.146-153.
- [37] **B. M. Mirkin and P.O.Gutman**, 2005. Output feedback model reference adaptive control for multi-input-multi-output plants with state delay, *Elsevier System & Control Letters* 54, pp.961-972.
- [38] **M. Elbuluk, T. Liu and I. Husain**, 2000. Neural Network-Based Model Reference Adaptive Systems For High Performance Motor Drives and Motion Controls, *IEEE Indust. Appl. Conf.*, vol 2, pp.959-965.
- [39] **Z. Bingyi, C. Xiangjun, S. Guanggui and F. Guihong**, 2005. A Position Sensorless Vector-control System Based on MRAS for Low Speed and High Torque PMSM Drive, *IEEE CNF Elect. Mach. And Syst., ICEM 2005*, vol. 2, pp. 1682-1686.
- [40] **M. Rashed, P. F. A. MacConnell and A. F. Stronach**, 2006. Nonlinear Adaptive State-Feedback Speed Control of a Voltage-Fed Induction Motor With Varying Parameters, *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol 42, No 3, pp.723-732.
- [41] **M. T. Söylemez and N. Munro**, 1996. Robust pole assignment in uncertain systems, *Proc. IEE: Control Theory and Applications*, 144(3), pp 217—224.
- [42] **M. T. Söylemez and N. Munro**, 1995. *Robust Pole Assignment in Uncertain Systems*, CSC Report No 840, Control Systems Cetnre, UMIST, Manchester, England.
- [43] **M. Söylemez and İ Üstoğlu**, 2006. Designing Control Systems using Exact and Symbolic Manipulations of Formulae, *International Journal of Control*, 79(11), special issue on symbolic Computing in Control, pp. 1418-1430.
- [44] **R. E. Burkard and U. Derigs**, *Assignments and matching problems: solution methods with FORTRAN programs*, Springer-Verlag, 1980.

- [45] **J.R. Jang., C.T. Sun and E. Mizutani**, 1997. *Neuro-Fuzzy and Soft Computing, a computational approach to learning and machine intelligence*, Prentice Hall.
- [46] **M. Köksal and S.E.Hamamcı**, 2003. Robust temprature control of MSF desalination plants with coefficient diagram method, CCA 2003, *Proceedings of 2003 IEEE Conference*, 23-25 June, Vol: 2, s. 1437-1442.
- [47] **Karl J. Astrom and Tore Hagglund**, 1995. *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, .Instrument Society of America.
- [48] **G. J. Silva, A. Datta, S. P. Bhattacharyya**, 2005. *PID Controllers for Time-Delay Systems*, ISBN: 0817642668

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Ömür ÖCAL

Doğum Yeri ve Tarihi: Burdur / Türkiye – 05/04/2010

Lisans Üniversitesi: Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 2001.

Yüksek Lisans Üniversitesi: İstanbul Teknik Üniversitesi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği, 2004.

Yayın Listesi:

- **Ö. Öcal**, M. T. Söylemez and A. Bir, 2008. Robust Controller Tuning Based on Coefficient Diagram Method, *UKACC Control Conference*, IET, Sep. 2-4, Manchester, England.
- **Ö. Öcal** and A. Bir, 2008. A Hybrid Real-Time Control Using Model Reference Adaptive System Designed by Coefficient Diagram Method”, Oct. 14-17, *ICCAS 2008*, IEEE, COEX, Seoul, Korea.
- **Öcal Ö.**, Bir A. and B. Tibken, 2009. Digital Design of Coefficient Diagram Method, *2009 American Control Conference (ACC 2009)*, June 10-12, St. Louis, Missouri, USA.
- **Ö. Öcal**, M. T. Söylemez and A. Bir, 2008. Robust Control Design Based On Coefficient Diagram Method, *TOK08*, ITU, Istanbul, in Turkish.
- **Öcal Ö.** and Bir A., 2008. The speed control application of the Card System by using the Hibrid MRAS-CDM, *TOK08*, ITU, Istanbul, in Turkish.
- **Ö. Öcal**, M. T. Söylemez and A. Bir, 2005. Robust Pole Assignment using Coefficient Diagram Method”, *International Conf. on Auto. Contr. and Syst. Eng., ACSE'05*, pp.197-202, Cairo, Egypt.
- **Öcal, Ö.**, Arsan, T., Bir, A, 2005. A Real Time Control application by using dSPACE System“, 2005, *TOK05*, ITU, Istanbul, in Turkish.
- **Öcal, Ö.**, Gürleyen, F., Bir, A, 2005. Control System Design by using MRAS with augmented error, 2005, *TOK05*, ITU, Istanbul, in Turkish.
- **Öcal Ö.**, Bir A., and Tibken B., 2010. Two New Control Signal Approaches for obtaining the Model Reference Adaptive System – Coefficient Diagram Method and a Real-Time Application”, *IJAC, International Journal of Automation and Computing*, 2010, (Submitted).

- Bölükbaşı, O., **Öcal, Ö.** ve Bir A., 2006. The application of Coefficient Diagram Method to nonlinear systems, 2006, *TOK06*, TOBB, Ankara, in Turkish.
- Yardimci, M., **Öcal, Ö.**, Bir, A, 2005. The control of the systems with delay-time by using Padé Approximation with Coefficient Diagram Method, 11-12 Oct. 2005, *Otomasyon2005*, Denizli, in Turkish.