

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİNİN (KDY)
DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLERE
UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Onur BÖLÜKBAŞI

Anabilim Dalı: Elektrik Mühendisliği

Programı: Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Atilla BİR

HAZİRAN 2006

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİNİN (KDY)
DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLERE
UYGULANMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Onur BÖLÜKBAŞI
(504031120)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 4 Mayıs 2006
Tezin Savunulduğu Tarih : 14 Haziran 2006**

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Atilla BİR (İ.T.Ü.)

Diğer Jüri Üyeleri Yrd.Doç.Dr. M. Turan SÖYLEMEZ (İ.T.Ü.)

Yrd.Doç.Dr. Berk ÜSTÜNDAĞ (İ.T.Ü.)

HAZİRAN 2006

ÖNSÖZ

Tez konumda bana bütün bilgi birikimiyle yardımcı olan ve göstermiş olduğu büyük sabrı için tez danışmanım Prof. Dr. Atilla Bir hocama, sevgili arkadaşlarım Mert Yardımcı ve Arş.Gör.Ömür Öcal'a teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim. Ayrıca tüm yaşamım boyunca bana maddi ve manevi destek için aileme ve dostlarıma sonsuz şükranlarımı sunarım.

Mayıs 2006

Onur Bölükbaşı

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	viii
ÖZET	ix
SUMMARY	x
1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş	1
2. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ	4
2.1. KDY Kontrol Sistem Yapısı	4
2.2. Performans Parametreleri ve Karakteristik Polinom	5
2.3. Katsayı Diyagramı	6
2.4. Tasarım Parametreleri	10
2.4.1. Kararlılık İndeksi ve Kararlılık	10
2.4.2. Eşdeğer Zaman Sabiti ve Sistem Yanıt Hızı	11
2.5. Optimal Sonuç: Standart Manabe Biçimi	12
2.6. KDY ile Kontrol Tasarım Prosedürü	17
2.6.1. Tasarım Öncesi Belirlenmesi Gereken Bilgiler	18
2.6.2. Kontrolör Polinom Katsayılarının Belirlenmesi	20
2.7. Doğrusal Olmayan Sistemler için KDY Uygulaması	20
3. DOĞRUSAL OLMAYAN KONTROL	22
3.1. Giriş	22
3.2. Doğrusal Olmayan Kontrol Sistemleri	23
3.2.1. Sistemin Yapısında Yer Alan Doğrusal Olmayan Davranışlar	23
3.2.2. Sistemin Yapısına Sonradan Eklenen Doğrusal Olmayan Davranışlar	23
3.2.3. Sistemin İçinde Yer Alan Doğrusal Olmayan Durumların Sürekli Hal Etkileri	24
3.2.4. Doğrusal Olmayan Sistemlerin Analiz ve Tasarımında Başvurulan Yaklaşımlar	24
3.2.5. Doğrusal Olmayan Sistemlerin Bilgisayar Çözümleri	25
3.3. Sürekli ve Süreksiz Doğrusal Olmayan Sistemler	26
3.3.1. Doğrusal Olmayan Doymalı Sistemler	26
3.3.2. Doğrusal Olmayan Açma-Kapamalı Sistemler	27
3.3.3. Doğrusal Olmayan Ölü-Bölge Sistemler	28
3.3.4. Doğrusal Olmayan Boşluk ve Histeresiz Karakteristikli Sistemler	29

4. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ KULLANARAK YAPILAN TASARIM	
UYGULAMALARI	31
4.1. Uygulama 1	31
4.2. Uygulama 2	37
4.3. Uygulama 3	38
4.4. Uygulamalarda Kontrol İşaretinin Sınırlandırılması	40
5. SONUÇLAR	45
KAYNAKLAR	46
EKLER	49
ÖZGEÇMİŞ	51

KISALTMALAR

KDY	: Katsayı Diyagram Yöntemi
LQR	: Linear Quadratic Regulator
ICD	: Individual Channel Design
DC	: Direct Current
KD	: Katsayı Diyagramı
ITAE	: Integral of Time multiplied by Absolute value of Error
MISE	: Modified Integral Square Error
ISE	: Integral Square Error
YSSB	: Yerleşme Süresi Standart Biçimi
CDM	: Coefficient Diagram Method

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Standart Kararlılık İndeksleri	13
Tablo 2.2. Kalıp Karakteristik Denklem.....	14
Tablo 2.3. Farklı biçimdeki bozucular için seçilmesi gereken $A(s)$, $B(s)$, $P(s)$ mertebeleri ve ön koşullar	19

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : KDY kontrol sisteminin temel blok diyagramı	4
Şekil 2.2 : Katsayı diyagramı	8
Şekil 2.3 : 2 ~ 5 mertebeden $P(s)$ karakteristik polinomun köklerinin bulunması amaçlanan bölge	16
Şekil 2.4 : Doğrusal Olmayan sistemler için KDY temel blok diyagramı ...	21
Şekil 3.1 : Doğrusal Olmayan Doymalı Bir Sistem	27
Şekil 3.2 : Doğrusal Olmayan Açma - Kapamalı Sistem	28
Şekil 3.3 : Doğrusal Olmayan Ölü-Bölge Sistemi.....	29
Şekil 3.4 : Doğrusal Olmayan Histeresiz Tipi Sistem.....	30
Şekil 4.1 : KDY kontrol sisteminin aç-kapa lineersizliğini içeren temel blok diyagramı.....	32
Şekil 4.2 : Uygulama 1' e ait sistemin birim basamak giriş yanıtı , sisteme etki eden kontrol işareti , $e(t)$ hata işareti, $d(t)$ bozucu işareti.....	36
Şekil 4.3 : Denklem 4.1'e ait sistemin doğrusal olmayan aç-kapa davranışının etkimesiyle KDY ile tasarlanan sistemin birim basamak giriş yanıtında oluşan bozucu etkisi.....	36
Şekil 4.4 : Sistemin doğrusal olmayan histeresiz lineersizliği.....	37
Şekil 4.5 : Uygulama 2' ye ait $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti.....	38
Şekil 4.6 : Sistemin doymalı lineersizliği.....	39
Şekil 4.7 : Uygulama 3' e ait $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti.....	40
Şekil 4.8 : Denklem 4.29' a ait sistemin doymalı lineersizliğinin ifade edilmesi halinde KDY ile tasarlanan sistemin $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti.....	41
Şekil 4.9 : Denklem 4.29' a ait sistemin doymalı lineersizliğinin ifade edilmesi halinde $\gamma_I=1.5$ alınarak KDY ile tasarlanan sistemin $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti.....	42
Şekil 4.10 : Denklem 4.29' a ait sistemin doymalı lineersizliğinin ifade edilmesi halinde $\tau=3$ alınarak KDY ile tasarlanan sistemin $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti.....	43
Şekil 4.11 : Denklem 4.29' a ait sistemin doymalı lineersizliğinin ifade edilmesi halinde $\tau=4$ alınarak KDY ile tasarlanan sistemin $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti.....	44

SEMBOL LİSTESİ

τ	: Eşdeğer zaman sabiti
γ	: Kararlılık indeksi
γ^*	: Kararlılık sınır indeksi
a_i	: $P(s)$ karakteristik polinom katsayıları
k_i	: $B(s)$ kontrolör polinom katsayıları
l_i	: $A(s)$ kontrolör polinom katsayıları
w_i	: Kırılma noktaları
s_i	: Karakteristik denklem kökleri
t_s	: Yerleşme zamanı
p	: $A(s)$ polinom mertebesi
q	: $B(s)$ polinom mertebesi
n	: $N(s)$ polinom mertebesi
m	: $D(s)$ polinom mertebesi
u	: Kontrol işareti
e	: Hata işareti
b	: Kontrol işaretinin sıfır olduğu hata değeri
k	: Lineersizliğin genliği

KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİNİN (KDY) DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLERE UYGULANMASI

ÖZET

Bu çalışmanın amacı doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler için geliştirilen Katsayı Diyagram Yöntemini (KDY) doğrusal olmayan sistemlere uygulamaktır. Katsayı Diyagram Yönteminde, kontrolör polinomunun katsayıları, eşdeğer zaman sabiti, kararlılık indeksi ve kararlılık sınır indeksi gibi parametrelerin uygun seçilmesi sonucunda elde edilir. Doğrusal olmayan sistemlerde ise, doğrusal olmayan sistem kısım kısım doğrusallaştırarak ifade edildikten sonra Katsayı Diyagram Yöntemi uygulanır. KDY kullanılarak tasarlanan bir kontrolör kullanılan sistemde kapalı çevrim yanıtının aşısız ve oldukça hızlı doyuma ulaştığı görülür. Tasarım sonucu elde edilen kontrol sistemi daha dayanıklıdır ve bozucu etkilerini hızlı bir şekilde giderir. Eğer sistemde herhangi bir aşım gözlenirse kararlılık indekslerinde ufak değişiklikler yapıldığında istenilen aşısız yanıt elde edilir. Ayrıca tasarım prosedürü basittir ve kolay uygulanabilir.

Bu çalışmada, uygulamada sık karşılaşılan belirli doğrusal olmayan sistemler incelenmiştir. Kısım kısım doğrusal olarak ifade edilebilen sistemler anahtarlanarak kontrol edilmiştir. Bunlar doymalı, açmalı-kapamalı, ölü bölgesi ve histeresiz karakteristikli doğrusal olmayan sistemlerdir. Doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde de KDY kullanarak hızlı yerleşme süresi ile aşısız kontrol edildiği bir çok simülasyonlarla detaylı olarak gösterilmiştir.

DESIGN OF CONTROLLER FOR NONLINEAR CONTROL SYSTEMS BY COEFFICIENT DIAGRAM METHOD

ABSTRACT

The object of this thesis is to apply Coefficient Diagram Method (CDM) that is developed for linear time-invariant control systems, to nonlinear control systems. In CDM, the coefficients of the characteristic polynomial of the controller are obtained by choosing the parameters such as equivalent time constant, stability index, and stability limit index appropriately. In nonlinear control systems, nonlinearity is linearized part by part and after that CDM method is applied. It has been observed that the response of the closed loop system with a controller designed using CDM has small settling time without overshoot. Control system designed by CDM is more robust and the disturbance effects on the system can also be rapidly eliminated. If an overshoot is observed, stability index values are modified then to yield system responses without overshoot. Besides, the design procedure is very easy and applicable.

In this thesis work, common nonlinearities in control system applications are analyzed. Partly linear systems are controlled using a switching mechanism. Nonlinear systems which contain saturation, on-off, dead-zone and hysteresis elements can be controlled with this method. Simulation results clearly show that the nonlinear systems controlled using CDM have small settling time without overshoot.

1. GİRİŞ

1.1 Giriş

Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY) kontrol sistemlerinde kararlı, yüksek verimli ve dayanıklı sistemler oluşturmak amacıyla geliştirilen bir kontrolör tasarım yöntemidir. Kontrol sistem tasarımında algılayıcılar, eyleyiciler (actuators) ve kontrolörler sistemin üç temel bileşenini oluşturur. Ancak tasarım kuramı dördüncü temel bileşen olarak görülebilir, çünkü KDY tasarım yönteminden bilindiği gibi tasarım kuramı kontrolör yapısını etkiler. Bu nedenden dolayı tasarım kuramı uygulama örneklerinde değerlendirilir [5]. Kontrol teknolojisi çeşitli alanlara yaygınlaştırıldığından basit ve güvenilir kontrol tasarımlarına ihtiyaç duyulur. Klasik kontrol kuramı basit kontrol tasarım problemlerine cevap verirken daha karmaşık sistemlerin ihtiyacını karşılamada yetersiz kalabilir. Bu amaca yönelik olarak modern kontrol kuramı geliştirilmiştir. Ancak kuramın karmaşıklığı, tasarlanmış kontrolörlerin gereksiz yüksek mertebeleri, ayar zorlukları ve sistem dayanıklılığının yetersizliği nedeniyle bu konuda istenilen düzeye erişemez. KDY bu sorunların üstesinden gelebilmeyi sağlamak üzere geliştirilmiştir. KDY polinomsal gösterime sahip, tasarım prosedürü basit ve kolay bir tasarım yöntemidir. Yöntem ilk olarak 1991 yılında Shunji Manabe tarafından doğrusal ve zamanla değişmeyen tek-girişli tek-çıkışlı sistemlerin kontrolü için geliştirilmiştir. Manabe KDY yöntemini geliştirirken mevcut diğer kontrol yöntemlerinden de yararlanmayı amaçlamıştır. Bundan dolayı KDY kontrol tasarım yöntemi daha etkili, verimli ve diğer yöntemlerden daha kolay uygulanabilir bir yöntem halini almıştır [5]. KDY yeni bir yöntem olarak görünmesine rağmen, temel ilkeleri, endüstride ve kontrol çevrelerinde servo kontrol, çelik-millerinde motor hız kontrolü, gaz türbin kontrolü ve uzay araçlarının konum kontrolü gibi konularda başarılı uygulamalarla kırk yılı aşkın süredir kullanılmaktadır [3].

Kontrol sistemlerinde iyi bir sistem tasarımında karakteristik polinomun uygun seçimi, kararlılığın sistem yanıtının ve dayanıklılığın uygun olmasını sağlar. Bir

kontrolörün mümkün olduğu kadar düşük mertebeden, minimum fazlı ve kararlı olması istenir. Uygulamada kontrolör band genişliği ve güç sınırlamalarıyla karşılaşılır. Bundan dolayı karakteristik polinom seçiminde bu sınırlamalarda göz önünde bulundurulmalıdır. Aksi halde sistem yanıtı ve kararlılığı istenileni sağlasa bile sistem yeterince dayanıklı olmaz. KDY kontrolörün kısıtlamaları dahilinde karakteristik polinomun nasıl tasarlanması gerektiğini verir [3]. KDY ile tasarlanan kontrolör düşük mertebeden olur, sistem uygun bir band genişliğine sahiptir ve özellikle sistemin kapalı çevrim yanıtı aşısız yerleşir. Bunun sonucunda elde edilen sistem dayanıklılığı yüksektir ve sistemde bozucu etkileri hızlı bir şekilde giderilmiş olur [5].

KDY kullanılarak gerçekleştirilen tasarım uygulamalarına ilişkin örnekler ve kullanılan yöntemlerin verildiği makaleler listelenmiştir.

1. LQR (L-Doğrusal Q-Karesel R-Regülatör) için KDY yardımı ile ağırlık fonksiyonunun analitik yöntemle seçimi [11],
2. Sürekli zamanlı sistemlerin KDY ile kontrolü [9],
3. Sıvı seviye ölçüm işlemlerinde KDY' nin kullanılması [8],
4. KDY ile dayanıklı kontrol için bazı karşılaştırılmalı çalışmaların yapılması [19],
5. Bir robot kolunun KDY ile kontrolü [20],
6. Üç ataletli esnek bir sistem için moment kontrolü [21],
7. Çok değişkenli sistemlerin Tekil Kanal Tasarımı (ICD) metodu ve KDY ile kontrolü [22],
8. Bir stator kontrollü DC motorun KDY ile dayanıklı konum kontrolü [23],
9. Belirsiz yapılı sistemlerin model tabanlı dayanıklı kontrolü [24].

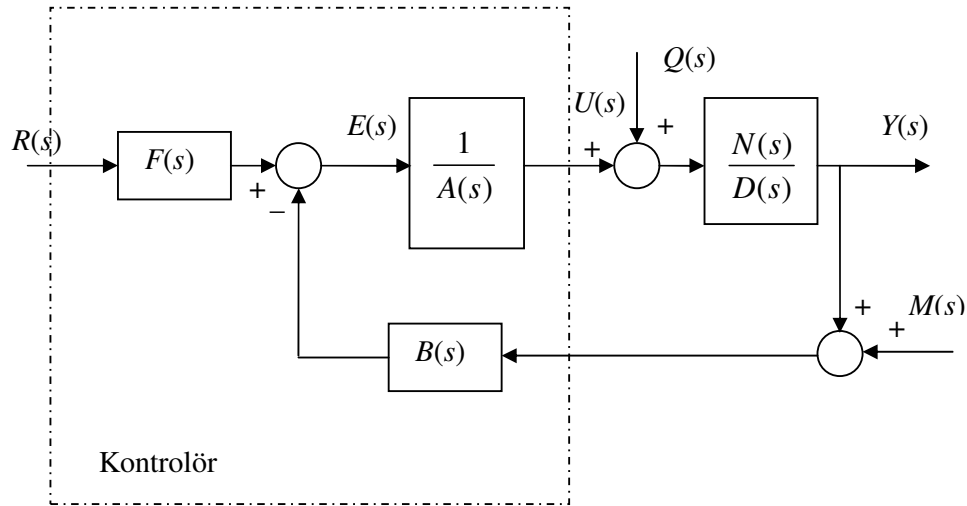
Tüm bu çalışmalardan da anlaşılacağı gibi, KDY oldukça yeni olmasına rağmen hızla yaygınlaşan bir tasarım yöntemidir ve uygulama alanı geniştir.

Kontrol probleminde kontrol edilecek fiziksel sistemi tanımlayan matematiksel model tasarımcı tarafından oluşturulur. Ancak matematiksel model sistemi tam olarak tanımlamaz. Sistem davranışını belirli çalışma koşulları altında ve izin verilen toleranslar doğrultusunda yaklaşık olarak ifade eder. Bundan dolayı, doğrusal olmayan sistemlerde yeterli dayanıklılıkta kontrolör tasarımı zordur. Uygulamada genelde sistemler farklı doğrusal olmayan özellikler gösterir. Takip eden bölümlerde KDY ile ilgili ayrıntılar ele alınacak ve belirli bazı doğrusal olmayan sistemlerin kontrolörleri KDY yöntemi uygulanarak tasarlanacaktır.

2. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ (KDY)

2.1 KDY Kontrol Sistem Yapısı

Tek-giriş tek-çıkışlı bir sistem için KDY tasarımının temel blok diyagramı Şekil 1.1’de verilmiştir.



Şekil 2.1: KDY kontrol sisteminin temel blok diyagramı

Blok diyagramında $R(s)$ kontrol sisteminin referans girişini, $Y(s)$ çıkışını, $U(s)$ kontrol işaretini, $Q(s)$ sisteme etkileyen bozucu işareti, $E(s)$ hata işaretini, $M(s)$ ise ölçme gürültüsünü ifade eder. $N(s)$ ve $D(s)$ kontrol edilmek istenen sistem transfer fonksiyonunun pay ve payda polinomuna karşı düşer. Kontrolör transfer fonksiyonunda ise $A(s)$ payda polinomu, $F(s)$ referans pay polinomu ve $B(s)$ ise geri besleme pay polinomu olarak verilmiştir. Kontrol edilecek sistem

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

transfer fonksiyonu ile verilir.

Kapalı çevrimli sisteminin çıkışı giriş işaretleri cinsinden

$$Y(s) = \frac{N(s)F(s)}{P(s)}R(s) + \frac{N(s)A(s)}{P(s)}Q(s) - \frac{N(s)B(s)}{P(s)}M(s) \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilir, burada $P(s)$ karakteristik denklemi,

$$P(s) = D(s)A(s) + N(s)B(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i \quad (2.3)$$

a_i katsayılı, n ' inci mertebeden bir polinomdur [2].

2.2 Performans Parametreleri ve Karakteristik Polinom

KDY' de çeşitli tasarım parametreleri bulunur. Bu parametreler eşdeğer zaman sabiti τ , kararlılık indeksi γ_i ve kararlılık sınır indeksi γ_i^* 'dir. Bu parametrelerin sırasıyla sistem zaman cevap hızı , kararlılığı ve dayanıklılık ile yakından ilişkilidir. Kararlılık indeksi ile kararlılık sınır indeksi sistemin kararlılığı ve zaman cevabının biçimini (salınlımlı, aşırı vb.) belirlerken, aynı zamanda sistemin parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin dayanıklılığının da ölçüsünü verir. Tasarım parametreleri karakteristik polinomun katsayıları cinsinden verilir.

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} \quad i = 1 \dots (n-1), \quad \gamma_0 = \gamma_n = \infty \quad (2.4a)$$

$$\tau = \frac{a_i}{a_0} \quad (2.4b)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i-1}} + \frac{1}{\gamma_{i+1}} \quad (2.4c)$$

Bu katsayılar $P(s)$ karakteristik polinomu τs ' in bir polinomu şeklinde ifade edebilmek ve sistemi istenilen amaca uygun bir şekilde tasarlayabilmek için

tanımlanmıştır. Eşdeğer zaman sabiti τ karakteristik polinomun katsayılarının değerini etkilediğinden kontrol sisteminin yanıt hızını belirler. Kararlılık indeksi ve kararlılık sınır indeksi ise zaman cevabının şeklini, kontrol sisteminin kararlılık ve dayanıklılığını belirler [3]. Denklem 2.4a-c kullanılarak a_i katsayıları

$$a_i = \frac{a_0 \tau^i}{\gamma_{i-1} \gamma_{i-2}^2 \dots \gamma_1^{i-1}} \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilebilir. Denklem 2.3 'teki karakteristik polinom, denklem 2.5' ten yararlanılarak tasarım parametreleri cinsinden

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1 \quad (2.6)$$

şeklinde yazılabilir. Tasarıma başlarken belirlenen tasarım parametreleri dikkate alınarak bulunan (2.6) denklemi hedef transfer fonksiyonu olarak kullanılır. Hedef transfer fonksiyonunun içerdiği eşdeğer zaman sabiti ile sistem yerleşme zamanı belirlenir ve γ_i kararlılık indeksleri ile kapalı çevrimli sisteme istenilen kararlılık özelliği verilir [1].

2.3 Katsayı Diyagramı

Katsayı diyagramı Bode diyagramı gibi frekans cevabından yararlanılarak oluşturulan bir grafikdir. Ancak Bode diyagramından farklı olarak diyagramın 3 kenarı da kullanılır. Yatay eksen i indeksleri, sol dikey eksen a_i polinom katsayıları ve sağ dikey eksen ise γ_i kararlılık indeksleri, γ_i^* kararlılık sınır indeksleri ve τ eşdeğer zaman sabitine ilişkin ölçek yer alır.

1950 yıllarında yapılan çalışmalar sonucunda frekans yanıt yöntemleri ortaya çıkmıştır. Ne var ki 1958 yılında yapılan incelemelerde Bode diyagramının kullanarak tasarlanan kontrolörlerde kazanç payı (gain margin) ve faz payı (phase margin) gibi parametrelerin yeterli olmadığı ve açık çevrim transfer fonksiyonunun frekans karakteristiğinin yeterince geniş bir frekans bandında uygun bir biçimde olması gerektiği sonucuna da varılır [25].

Chestnut (1951) açık çevrim transfer fonksiyonuna ait Bode diyagramı için önerilen asimptotik – çizgi yaklaşımı ile kırılma noktalarının yerleri ve buralardaki eğrilerin eğiminin değişimine ilişkin bilgilerle, kontrol sistemlerin tasarımında kolaylık sağlar. Çünkü kırılma noktalarının arasındaki fark yaklaşık olarak γ kadardır. Ancak karmaşık sistemlerde de Chestnut’ın ortaya koyduğu bu pratik gösterim uygulanabilir hale getirilmek istenmiştir. Kırılma noktalarının yerini kararlılık indislerinden ve Bode eğrisindeki yerlerini ise katsayı diyagramından belirlenmesi önerilir [5].

Katsayı diyagramı, Bode ve Nyquist diyagramları gibi bize sistem kararlılığı ve sistem yanıtı ile ilgili bilgi aktarır. KDY’ nin klasik kontrol yöntemlerinden biri olan frekans yanıtı yönteminden faydalananarak bünyesine dahil ettiği katsayı diyagramı, kontrol sistem tasarımında kullanılan önemli bir görsel araç haline gelir [4]. Amaç sistem katsayılarını kapalı çevrim frekans yanıtına uygun bir şekilde seçmektir. Katsayı Diyagramı, tek bir grafikten yararlanılarak kontrol edilen sistemin kararlılığını, zaman yanıtını ve dayanıklılığını incelemeyi olanaklı kılar. Katsayı diyagramı bize karakteristik polinomunun katsayılarını, kararlılık indeksini, kararlılık sınır indeksini ve eşdeğer zaman sabitini verir.

Bu diyagramın üç kenarından yararlanılır. Yatay eksen i indeksi, sol tarafta karakteristik polinomuna ilişkin a_i katsayıları, sağ tarafta ise γ kararlılık indeksleri, γ^* kararlılık sınır indeksleri ve τ eşdeğer zaman sabiti izlenebilir. Sağ dikey eksenin ölçeği daha küçük seçilebilir. Böylece diyagramdan tüm parametreler rahatlıkla okunabilir. Tasarımda gerekli olan k_i ve l_i çarpanları ise katsayı diyagramında sol taraftaki eksene göre belirlenir. Bu iki parametre kontrolör polinomlarının katsayılarını ifade eder.

Katsayı diyagramını daha iyi anlamak için,

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1}{s^3 + 3,5s^2 + 3,5s + 1} \quad (2.7)$$

şeklinde modellenen bir sistemi ele alalım. Burada sırasıyla eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksi $\tau = 2$ ve $\gamma = [2.5, 2, 2, 2]$ olarak kabul edelim. Daha sonra anlatılacak olan tasarım prosedürü kullanılarak ($l_o + k_o = 2$ kabul edilir).

KDY tasarımı kullanılarak elde edilen kontrol polinomları

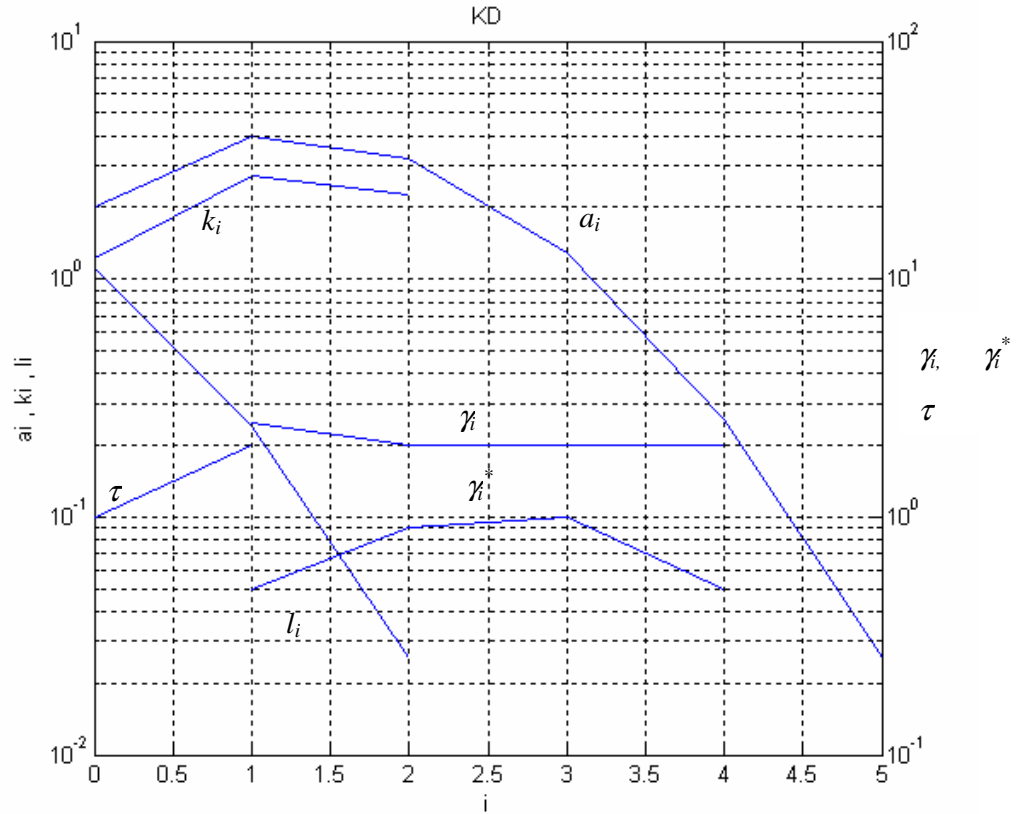
$$A(s) = 0,0256s^2 + 0,1664s + 0,608 \quad (2.8a)$$

$$B(s) = 0,464s^2 + 1,7056s + 1,392 \quad (2.8b)$$

ve karakteristik denklem

$$P(s) = 0,0256s^5 + 0,256s^4 + 1,28s^3 + 3,2s^2 + 4s + 2 \quad (2.8c)$$

şeklinde elde edilir. Tasarlanan kontrol sistemi için katsayı diyagramı Şekil 2.2’de verilmiştir. Burada a_i ile karakteristik polinomun katsayılarının oluşturduğu "katsayı eğrisi", γ ile kararlılık indeksinin oluşturduğu "kararlılık eğrisi", γ^* ile kararlılık sınır indeksinin oluşturduğu "kararlılık sınır eğrisi", τ ile eşdeğer zaman sabiti ve k_i , l_i ile "kısmi katsayı eğrisi" gösterilmektedir.



Şekil 2.2: Katsayı Diyagramı

Denklem (2.4a-c)'de görüldüğü gibi katsayı eğrisiyle kararlılık eğrisi ve kararlılık sınır eğrisi arasında ilişki vardır. Katsayı diyagramında katsayı eğrisinin dışbükeylik derecesi kararlılık için bir ölçüdür. Katsayı eğrisinin dışbükeyliği arttıkça kontrol edilen sistemin kararlılığı artar, azaldıkça kararlılık azalır [2]. Dışbükeylik arttıkça sistem kutupları sola kayar ve sistemin kararlılığı artar. Ters durumda kutuplar sağa kayar ve sistemin kararlılığı azalır.

Cevap hızı katsayı eğrisinin başlangıç a_0 ve bitiş a_n parametre değerlerine bağlıdır. Katsayı eğrisinde bitiş noktası, başlangıç noktasından daha aşağıdaysa yani eşdeğer zaman sabiti τ daha küçük ise sistemin yanıtı hızlı olur. Bitiş noktası, başlangıç noktasından daha yukarıda ise yani eşdeğer zaman sabiti τ daha büyükse sistemin yanıtı daha yavaş olur. Bu durum eşdeğer zaman sabiti τ nun değişimi band genişliğini değiştirmesinden ileri gelmektedir [1].

Sistem parametrelerinin değişimine karşı, katsayı eğrisinin Şekil 2.2'de görülen k_i kısmi katsayı eğrisine göre değişimi kontrol sisteminin dayanıklılığının bir ölçüsüdür. Bu eğri $B(s)$ kontrolör polinomunun katsayılarından oluşmaktadır. Dayanıklılık için

$$\frac{\Delta a_i / a_i}{\Delta k_i / k_i} = \frac{k_i}{a_i} \leq 1 \quad (2.9)$$

şeklinde k_i katsayılarının değişiminin a_i katsayılarının değişimine oranı olarak tanımlanan duyarlılık faktörü göz önüne alınır [5]. Denklem 2.7' deki kontrol sistemi için

$$\frac{\Delta a_0 / a_0}{\Delta k_0 / k_0} = \frac{k_0}{a_0} = \frac{1,392}{2} = 0,696 \leq 1 \quad (2.10a)$$

$$\frac{\Delta a_1 / a_1}{\Delta k_1 / k_1} = \frac{k_1}{a_1} = \frac{1,7056}{4} = 0,4264 \leq 1 \quad (2.10b)$$

$$\frac{\Delta a_2 / a_2}{\Delta k_2 / k_2} = \frac{k_2}{a_2} = \frac{0,464}{3,2} = 0,145 \leq 1 \quad (2.10c)$$

şeklinde hesaplanan tüm değerler 1'den küçük olduğu için, kontrol sisteminin sistem parametrelerindeki değişikliklere karşı dayanıklı olduğu görülür. Dayanıklılık derecesi ise parametre değişimlerinin Denklem 2.10a, b ve c'nin değerlerinde meydana gelen değişimlere göre belirlenir. Ancak bu şekilde matematiksel işlem yapmak yerine doğrudan katsayı diyagramı kullanılarak dayanıklılık testi kolayca görsel olarak yapılabilir. Denklem 2.9' daki ifade, katsayı diyagramında katsayı eğrisinin kısmi katsayı eğrisinden yukarıda veya üst üste olmasını ifade eder. Kısmi katsayı eğrisi, katsayı eğrisinden ne kadar aşağıda ise kontrol sistemi o kadar dayanıklıdır [16].

Sonuç olarak KD, kontrol sisteminin kararlılık, cevap hızı ve dayanıklılık özelliklerinin tek bir diyagram üzerinde gözlenebilir. Bu özellik başka hiç bir yöntemde yoktur [2].

2.4 Tasarım Parametreleri

2.4.1 Kararlılık İndeksi ve Kararlılık

Bir kontrol sisteminin kapalı çevrimli karakteristik polinomu Hurwitz kararlılığına sahip olmalıdır. Karakteristik polinom köklerinin sol yarı s-düzleminde bulunması halinde sistem kararlıdır. Ancak Routh kriteri aşağıdaki nedenlerden dolayı yetersiz kalır.

- Routh kriteri, bir sistemin kararlı ya da kararsız olduğunu söyler. Ancak kararlılık mertebesi hakkında bir bilgi aktarmaz.
- Sistem mertebesi arttıkça, Routh kriterini kullanarak sistemin kararlılığını belirlemek zordur.
- Kontrol tasarımı için genellikle sistemin matematiksel modeli kullanıldığından dolayı, uygulamalarda yaklaşık modelden kaynaklanan bazı sapmalar görülür.

Bu yüzden kesin değil, göreceli bir kararlılık kriterine ihtiyaç duyulur. Bu nedenle KDY'nin yapısına Routh-Hurwitz kriterine ek olarak Lipatov-Sokolov kriteri ilave edilmiştir [5]. Lipatov-Sokolov kriteri Hurwitz kararlılık kriterinin göreceli yeterlilik

koşullarını tanımlar [7]. Bu kriter kararlılık veya kararsızlık mertebesini belirlemek açısından daha uygundur. Ayrıca KDY'deki kullanılan parametreler kolaylıkla bu kriterdeki koşullar cinsinden ifade edilebilir. Neticede bu kriter KDY'ye çok daha elverişli bir şekilde uygulanabilir.

Kriter gereği kararsızlık için

$$\gamma_{i-1}\gamma_i \leq 1 \quad \exists i \text{ için } i = 2...(n-1). \quad (2.11a)$$

koşulunun kararlılık içinse

$$\gamma_i\gamma_{i-1} > \sqrt{1.4665} \quad \forall i \text{ için } i = 2...(n-1). \quad (2.11b)$$

koşulunun geçerli olması zorunludur.

Denklem 2.11b' de, eğer kararlılık indekslerinin tümü 1.5'den büyük seçilirse kontrol sistem kararlılığı garanti altına alınmış olur [6].

2.4.2 Eşdeğer Zaman Sabiti ve Sistem Yanıt Hızı

Denklem 2.3' te verilen karakteristik denklem, s_i ($i=1,2,...,n$) polinom kökleri cinsinden yazılabilir:

$$\begin{aligned} P(s) &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + + a_1 s + a_0 = a_n (s - s_1) ... (s - s_n) \\ &= a_n \prod_{i=1}^n (s - s_i) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Bu eşitlikten yola çıkarak τ eşdeğer zaman sabiti polinom kökleri cinsinden ifade edilebilir:

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} = \frac{(-1)^{n-1} \sum_{i=1}^n \prod_{j=1}^n \frac{s_j}{s_i}}{(-1)^n \prod_{i=1}^n s_i} = - \sum_{i=1}^n \frac{1}{s_i} \quad (2.13)$$

Buna göre τ azalırsa kökler büyür ya da s -düzleminde sola kayar bunun sonucunda sistem yanıtı hızlanır. Eğer τ artarsa kökler sağa kayar ve sistem yanıtı yavaşlar [1].

2.5. Optimal Sonuç: Standart Manabe Biçimi

Genel olarak bir kontrol sistemi için en önemli nokta, tasarım sonucunda en iyi davranış şeklinin sağlanması için optimum kriterlerin başarılmasıdır. Bunun için kontrol sistemine ilişkin karakteristik polinomunun köklerinin ne şekilde ve hangi kritere göre yerleştirileceği büyük önem kazanır [26]. Kısım 2.4.2’de anlatıldığı gibi karakteristik polinomun kökleri ile polinomun katsayıları arasında açık ilişkiler bulunmaktadır. Buna göre karakteristik polinomun katsayılarından yola çıkarak kontrol sisteminin geçici hal davranışı arasında bir ilişki kurmak için çeşitli çalışmalar yapılmış ve böylece elde edilen optimum tasarım koşulları standart bir hale getirilmiştir. Bunun için yapılan ilk çalışmalar, Graham ve Lathrop’un 1950’lerde geliştirdiği ve hata fonksiyonlarının entegrallerinin minimize edilerek optimal tasarımların gerçekleştirildiği standart kriterine dayanır [18]. Bu kriterler içinde en dikkat çeken ITAE (Integral of Time multiplied by Absolute value of Error) yaklaşımı olup karakteristik polinomun değişik mertebeleri için normalize edilmiş uygun biçimler geliştirilmiştir. Ancak ITAE kriteri kullanılarak yapılan tasarımlarda, kontrol sisteminin zaman cevabının oldukça aşım ve salınımlı olması ve sistemin çalışma esnasında meydana gelen parametre değişimlerine karşı yeterince dayanıklılık özelliği bulunmaması nedeniyle yeni kriterlerin oluşturulmasına ihtiyaç duyulmuştur [17].

Zaman içinde yapılan çalışmalar neticesinde bir çok yeni standart biçim ortaya çıkmıştır. Kontrol sistem tasarımı için en çok kullanılan kriterlerden bazıları kararlılık indeksi göz önüne alınarak Tablo 2.1’de verilmiştir. Bunlar içinde 1960’da Kessler tarafından ortaya konulan “Kessler kanonik standart biçimi” dikkat çekmektedir. Kararlılık indeksinin tüm elemanlarının 2 olarak seçildiği bu biçim, ITAE biçimine göre daha kararlıdır ve kontrol sisteminin zaman cevabı sabit olarak yaklaşık %8’lik bir aşım sahiptir [15].

Tablo 2.1 : Standart Kararlılık İndeksleri

Form	N	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	Form	n	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4
Binomial	3	3	3			ITAE	3	2,641	1,424		
	5	2,5	2	2	2,5		5	2,102	1,78	1,624	1,568
Bessel	3	2,5	2,4			Kessler	3	2	2		
	5	2,25	1,778	1,75	2,14		5	2	2	2	2
YSSB*	3	2,845	1,144			Manabe (KDY)	3	2,5	2		
	5	2,232	1,372	2,54	0,613		5	2,5	2	2	2

*YSSB: Yerleşme Süresi Standart Biçimi (D'azzo ve Houpis, 1981)

Yapılan çalışmalar neticesinde, karakteristik denkleminin katsayıları ile kökleri arasında ilişkiden yararlanarak, sistem geçici hal davranışı için standart biçimler belirlenmiştir. Bunlardan bazıları Binomial, Bessel, ITAE (Integral of Time Multiplied by Absolute Value of Error) , Kessler...vb gibi isimlerle adlandırılır. 1991 yılında Shunji Manabe kararlılık indeksinin ilk değeri 2,5 olarak belirtmiş ve Kessler'in standart biçimini yeniden düzenlemiştir. Böylece 1-tipi biçimindeki kontrol sistemleri için, aşısız bir zaman cevabı elde ederek, Standart Manabe Biçimi önerilmiştir. Manabe bu sonucu tamamen deneysel yaklaşımlara bağlı olarak oluşturmuştur [2]. Elde edilen bu yeni form, Kısım 2.6'da verilen tasarım prosedüründe anlatıldığı üzere KDY ile yapılan tasarım için temel yapı taşlarından birisini oluşturur. Tablo 2.2'de Tip-1 sistem göz önüne alınarak ve Denklem 2.6'dan faydalanılarak, $n=2\sim6$ için Manabe formu ile elde edilen τ 'ya bağlı prototip karakteristik polinomlar verilmiştir. Tablo 2.1 de görüldüğü üzere KDY için önerilen ve standart biçim olarak adlandırılan biçimde γ_i kararlılık indeksleri

$$\gamma_{n-1} \sim \gamma_2 = 2, \quad \gamma_1 = 2,5 \quad (2.14)$$

olarak seçilir. 1-Tipi sistem göz önüne alarak (2.14) deki Standart Manabe Biçimi kullanılarak elde edilen karakteristik denklem kalıpları Tablo 2.2 de verilmiştir.

Tablo 2.2 : $a_0 = 2$ için Kalıp Karakteristik Denklemler

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

Manabe biçiminin elde edilmesi tamamen deneysel çalışmalara dayanır [10]. Ancak son zamanlarda Y.C. Kim, yaptığı çalışmalarla Manabe formu ile eşdeğer ve analitik çalışmaya dayalı biçimler de elde etmiştir. Bunlardan birisi MISE (Modified Integral Square Error) standart biçimi olup, literatürde bulunan ve iyi bilinen ISE (Integral Square Error) biçiminin geliştirilmiş bir şeklidir [14]. Diğerisi ise Gaussian fonksiyonunun 4. mertebeden yaklaşıklığının kullanıldığı Gaussian biçimidir. Elde edilen analitik iki biçim, Manabe formuna çok yakın olduğundan ve kararlılık indeksinin sayısal değerinin kolaylığı yönünden bundan sonra sadece doğrudan standart Manabe biçimi kullanılacaktır. Manabe biçimi kullanılarak yapılan tasarıma ait zaman yanıtı, diğer biçimlere göre elde edilenlerden daha iyidir. Biçimin en önemli özellikleri şu şekilde özetlenebilir [2]:

1. Standart Manabe biçimine ait kalıp polinomlar, nominal kesim frekansı ω_o 'a bağlı olarak ifade edilen diğer biçimlerden farklı olarak Tablo 2.2'de gösterildiği gibi eşdeğer zaman sabitinin bir fonksiyonu şeklinde verilir. Bu durum, (3. özellikte ifade edilecek olan ilişki göz önüne alındığında) Manabe biçimi ile yapılan tasarımlarda arzu edilen yerleşme süresinin ne kadar kolay bir şekilde gerçekleştirilebileceğinin bir göstergesidir. Diğer bir deyişle KDY ile aynı sistem için, değişik yerleşme sürelerine sahip çok sayıda kontrol sistemi gerçekleştirilebilir. Tasarımcı bu sistemlerden kendine en uygun olanı seçme esnekliğine sahiptir. Kesim frekansından yola çıkarak yerleşme süresini değişik değerlere ayarlamak zor olduğundan diğer biçimler zaman yanıtı açısından böyle bir üstünlüğe sahip değildir.

2. Manabe biçiminde kontrol edilen sistemlerin zaman cevabında aşım mevcut değildir. Bu özellik göz önüne alındığında Binomial ve Bessel formları Manabe

biçimine benzer. Diğer biçimlerde tasarlanan sistemin zaman yanıt eğrisi için aşımından kaçınılamaz.

3. Standart formlar içinde Manabe biçimi en kısa yerleşme süresine sahiptir. Bu süre $t_s \approx 2,31\tau$ yaklaşıklığı ile ifade edilebilir.

4. Diğer biçimler göz önüne alındığında karakteristik polinomun derecesi arttığında zaman cevabı değişmekte ve yerleşme süresi de artmaktadır. Oysa Manabe biçimi için Tablo 2.2 dikkat alınırsa değişik dereceli karakteristik polinomlar için kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtları yaklaşık olarak aynı kalmaktadır. Bu durum tasarımcı için Kısım 2.6'da verilen kurallar göz önüne alınarak mümkün olan en düşük dereceden tasarlanmasına olanak vermektedir.

5. Özellik 3'te belirtildiği üzere Manabe biçimi diğer biçimlerden daha kısa yerleşme süresine sahiptir. Buna göre standart biçimler için aynı yerleşme süresi göz önüne alındığında, genel olarak diğer formlar bu süreyi sağlayabilmek için Manabe biçiminden daha fazla kontrol enerjisi harcayacaklardır. Bu durum kontrol işaretinin genliği açısından Manabe biçimini daha üstün hale getirir.

6. KDY tekniği bünyesinde kullanılan Manabe biçimi kararlılık indeksi göz önüne alındığında akılda kalması daha kolaydır. Diğerleri içinde Kessler formu da benzer bir özellik taşır.

Tablo 2.2 de görüldüğü üzere karakteristik polinomlarıyla istenilen her hangi bir eşdeğer zaman sabiti değer için karakteristik polinom katsayıları hesaplanabilir. Eşdeğer zaman sabitini $\tau = 1$ seçilirse

$$P(s) = 0,8s^2 + 2s + 2 \quad (2.15a)$$

$$P(s) = 0,16s^3 + 0,8s^2 + 2s + 2 \quad (2.15b)$$

$$P(s) = 0,016s^4 + 0,16s^3 + 0,8s^2 + 2s + 2 \quad (2.15c)$$

$$P(s) = 0,0008s^5 + 0,016s^4 + 0,16s^3 + 0,8s^2 + 2s + 2 \quad (2.15d)$$

polinomların kökleri bir düşey hat üzerine yerleşmişlerdir. Daha üst mertebeden polinomların kökleri ise negatif reel eksen ile $\pm 49,5^\circ$ 'lık açı yapan iki hattın oluşturduğu alan içinde ve sönüm oranlarının 0,65'den daha küçük oldukları görülmektedir. Bu kuralın tek istisnası, kökleri düşey hat üzerinde tam olarak bulunmayan üçüncü mertebeden sistemlerdir. Esasında üçüncü mertebeden sistemde çok az da olsa bir aşım mevcuttur. Bu nedenle hem kökleri tek bir hat üzerine yerleştirmek ve hem de taşmayı ortadan kaldırmak için kararlılık indeksinin ilk değeri $\gamma_1=2,7$ olarak değiştirilir.

Standart Manabe biçimi kullanılarak KDY ile yapılan kontrol sistem tasarımları oldukça kararlı ve zaman yanıtı aşısız olduğu gibi, aynı zamanda oldukça dayanıklıdır [23]. Çoğu zaman kararlılık ile karıştırılan dayanıklılık özelliği, sistemde meydana gelen çeşitli değişikliklere karşı karakteristik polinomun köklerinin sanal eksene göre değişimlerini ifade eder. Tasarım işleminde yeterince kararlılık, zaman yanıtı hızı ve dayanıklılık için $\gamma_1=2,5$ ve $\gamma_2=2$ seçimi kuvvetle tavsiye edilir. $\gamma_3 \sim \gamma_{n-1}=2$ seçimi ise bu üç özellik üzerinde fazla bir etkiye sahip olmadığından zorunlu değildir. Çünkü köklere dikkat edilirse γ_3 ve daha yukarısı indislerin etkisi ilk iki indis kadar etkili değildir. Doğrusal sistemlerin kontrolü için yapılan karşılaştırmalı çalışmalar göstermiştir ki KDY ve Standart Manabe biçimi kullanılarak yapılan tasarımlar, karşılaştırılan kontrol yöntemlerinin çoğu ile yapılan tasarımlar kadar kararlı ve dayanıklıdır [19, 23, 17].

2.6 KDY ile Kontrol Tasarım Prosedürü

KDY ile kontrol tasarımı genel olarak iki yöntemden yararlanır. İlk yöntemde kararlılık indekslerinin önemi artar çünkü kararlılık indeksleri belirlendikten sonra kontrol parametrelerini kararlılık indeksleri tarafından belirlenir. Fakat elde edilen denklemler çoğu zaman lineer olmayan denklemlerden oluşur ve sistem mertebesi arttıkça çözülmesi zorlaşır. İkinci yöntem ise analitik bir yöntemdir. Analitik yöntem daha kolaydır ve kontrol parametrelerini belirlemek için izlenecek belirli bir yöntem verilebilir. Analitik yöntemde öncelikle $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ kontrolör polinomlarının mertebeleri ve tasarım için gerekli olan γ_i kararlılık indeksleri, t eşdeğer zaman sabiti belirlenir. Bu parametrelerden yararlanılarak hedeflenen karakteristik polinom bulunur ve buradan da ileride bahsedilecek olan matematiksel işlemlerle seçilen

kontrolör polinom katsayıları elde edilir. Bulunan tüm değerler katsayı diyagramına işlenerek elde edilen kontrol sistemi hakkında kararlılık , dayanıklılık ve zaman yanıtı özelliklerine bakılır.

2.6.1 Tasarım Öncesi Belirlenmesi Gereken Bilgiler

KDY yöntemiyle elde edilen kontrolörler 3 ayrı polinomdan oluşmaktadır. Şekil 2.1 de belirtildiği gibi $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ polinomlarının mertebeleri tasarımdan önce belirlenmesi gerekmektedir. Kontrol edilecek sistem genel olarak doğrusal, zamanla değişmeyen bir sistem olup

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.16)$$

biçimindedir. Burada $N(s)$ sistemin pay polinomudur ve mertebesi m 'dir. $D(s)$ sistemin payda polinomudur ve mertebesi n 'dir. Tüm sistemlerde geçerli olan $n \geq m$ kuralı burada da geçerlidir.

Kontrolör polinomları

$$A(s) = \sum_{i=0}^p l_i s^i \quad \text{ve} \quad B(s) = \sum_{i=0}^q k_i s^i \quad (2.17)$$

biçiminde tanımlanır. 2.75 de belirtilen $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomlarının mertebeleri tasarım için çok önemlidir. Çünkü sisteme etkileyecek bir bozucu işareti karşı $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomlarının mertebeleri değişir. Sisteme etkileyen bozucu türlerine göre seçilmesi gereken $A(s)$ ve $B(s)$ 'in mertebeleri ve ayrıca bunlara bağlı olarak elde edilecek olan $P(s)$ karakteristik denklem mertebesi Tablo 2.3 de verilmiştir.

Tablo 2.3 : Farklı biçimde bozucular için seçilmesi gereken $A(s)$, $B(s)$, $P(s)$ polinomlarının mertebeleri ve tasarımda kullanılan ön koşullar

	Bozucu Yok	Bozucu Basamak Türü	Bozucu Rampa Türü	Bozucu Darbe Sinüs Türü
$\text{Deg}\{A(s)\}$	$n - 1$	n	$n + 1$	$n + 1$
$\text{Deg}\{B(s)\}$	$n - 1$	n	$n + 1$	$n + 1$
Koşul	-	$l_0 = 0$	$l_1 = l_0 = 0$	$l_1 = l_0 = 0$
$\text{Deg}\{P(s)\}$	$2n - 1$	$2n$	$2n + 1$	$2n + 1$

Tablo 2.4'te verilen bilgiler (2.2) ifadesinden türetilmiştir. Bu değerler kullanılarak herhangi bir bozucu işaretini tamamen giderecek ayrıca istenen kapalı çevrim cevabını elde edecek kontrolör tasarlanabilir. Sisteme birden fazla ve farklı türden bozucu işaretleri etki ediyorsa, bozucu etkisi yok etmek için sisteme etkiyen en büyük bozucunun türüne göre $A(s)$, $B(s)$ ve $P(s)$ polinomlarının mertebelerini seçilmek gerekir.

$F(s)$ polinomu ise

$$F = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \bigg|_{s=0} \quad (2.18)$$

biçiminde tanımlanır. Böylelikle kapalı çevrimli sistemin sürekli hal cevabında meydana gelebilecek hata sıfırlanır. Tasarıma başlamadan önce belirlenmesi gereken diğer önemli parametrelerden biri de τ eşdeğer zaman sabitidir. Eşdeğer zaman sabiti sistemin yerleşme zamanının belirlenmesinde kullanılır. KDY ile kontrolör tasarımında temel olarak Standart Manabe Biçimi kullanıldığı için yerleşme süre t_s ile τ eşdeğer zaman sabiti arasında

$$\tau = t_s / (2,5 \sim 3) \quad (2.19)$$

biçiminde bir ilişki vardır. Eğer τ eşdeğer zaman sabiti büyürse sistem yanıtı yavaşlar, aynı şekilde τ eşdeğer zaman sabiti küçülürse, sistem yanıt hızı artar. Bundan dolayı τ eşdeğer zaman sabiti rasgele seçilemez. Katsayı diyagram

yönteminde γ_i kararlılık indeksleride önemlidir. Kısım 2.5' te anlatıldığı üzere kararlılık indeksleri Standart Manabe biçiminde seçilir.

2.6.2 Kontrolör Polinom Katsayılarının Belirlenmesi

Tasarımda gerekli görülen parametrelerin kararlılık sınır indeksleri, eşdeğer zaman sabiti, kontrolör polinom mertebeleri...vs belirlenmesinden sonra (2.6) P_{hedef} hedef karakteristik denklemi oluşturulur. Eğer P_{hedef} hedeflenen karakteristik denklem şekil 2.1 deki yapı kullanılarak elde edilen kapalı çevrimin karakteristik denklemine eşitlenirse,

$$A(s)D(s) + B(s)N(s) = P_{hedef}(s) \quad (2.20)$$

biçiminde Diophantine Eşitliği olarak adlandırılan eşitlik elde edilir ve denklem (2.13)

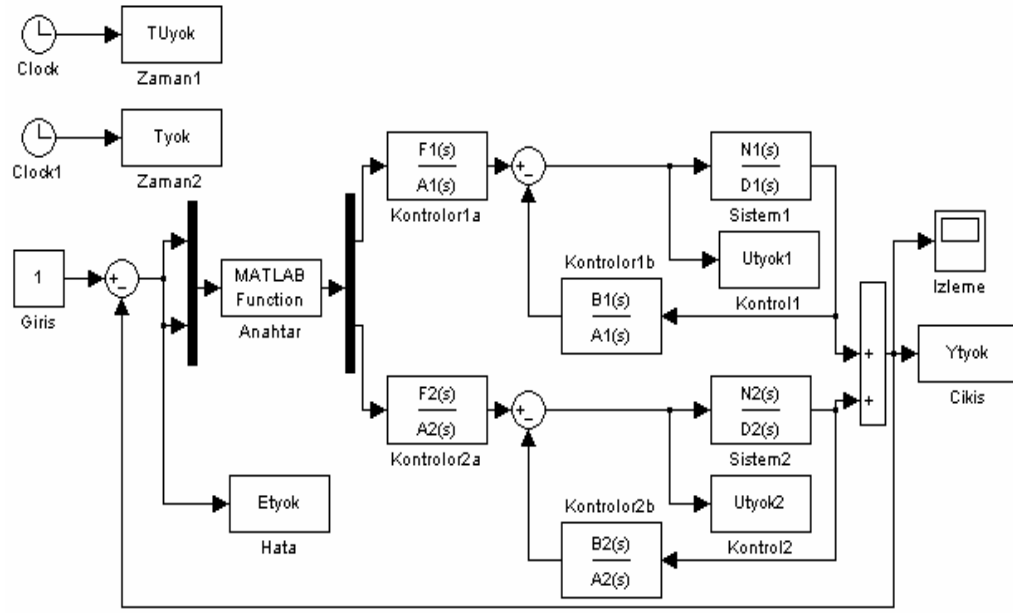
$$[C]_{rxr} \begin{bmatrix} l_i \\ k_i \end{bmatrix}_{rd} = [a_i]_{rd} \quad (2.21)$$

şeklindeki Sylvester Biçimine dönüştürülür. Eşitlik çözüldüğünde l_i ve k_i yani $A(s)$ ve $B(s)$ polinom katsayıları belirlenmiş olur.

2.7 Doğrusal Olmayan Sistemler İçin KDY Uygulanması

Bölüm' 3 de uygulamalarda en sık karşılaşılan doğrusal olmayan elemanlar kapsayan sistemler incelenecektir. Bu doğrusal olmayan elemanlar kısım kısım doğrusal olarak ifade edilir. Bu türden kısım kısım doğrusal ifade edilebilen lineersizlikler anahtarlama yapılarak kontrol edilir. Burada örnek olarak doymalı, açmalı-kapamalı, ölü bölgeli ve histeresiz karakteristikli doğrusal olmayan sistemler incelenecektir.

Bu yöntemde kısım kısım doğrusallaşan sistemin parçaları arasında mertebe farkı olabilir. Ancak Katsayı Diyagram Yönteminde bir değişiklik olmaz. Her doğrusal kısma ayrı bir kontrolör uygulandığında ve lineersizlik türüne göre birden fazla kontrolör tasarlanacaktır. Şekil 2.4' te bozucusuz, açma-kapamalı lineersizliği içeren sistemin blok diyagramı gösterilmiştir. Şekilde üstteki kontrolör açma-kapamalı lineersizliğin pozitif kısmı, alttaki kontrolör negatif kısmı için tasarlanmıştır.



Şekil 2.4: Doğrusal olmayan sistemler için KDY temel blok diyagramı

3. DOĞRUSAL OLMAYAN KONTROL

3.1 Giriş

Tasarıma başlamadan önce kontrol edilen sistemin dinamik davranışını ifade eden matematiksel bir "model" oluşturmak gerekir. Bir matematiksel model, sistemin gerçek davranışını yaklaşık ifade ettiğinden, hiçbir zaman tam olarak bir sistemi modellediği söylenemez. Bir sistemi kontrol ederken, amaçlanan hassasiyet derecesine bağlı olarak, bir sistemin değişik ve farklı özelliklerini ortaya çıkaran çok sayıda matematiksel modeli türetilir. Gerçek sistem ile seçilen matematiksel model arasındaki fark belirsizlik hatası olarak ortaya çıkar. Kontrol kuramında, sistem yapısında bulunan ve ihmal edilemeyecek derecede olan bu belirsizlikleri göz önüne alarak kontrol sistem tasarımı ve analizini yapma ihtiyacı "Dayanıklı Kontrol" felsefesini ortaya çıkarmıştır. Dayanıklı kontrol kuramının amacı, parametreleri çalışma sırasında belli bir aralıkta değişen veya doğrudan modellenemeyen kısımlara sahip olan sistemler ile bozucu olarak adlandırılan dış etkenlere karşı sistemi dayanıklı kılan bir kontrolör tasarlamaktır [1].

Hassas kontrol işlemleri için türetilen matematiksel modeller, genellikle doğrusal olmayan elemanlara sahiptir. Doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü, doğrusal sistemlere göre daha zordur. Bölüm 2' de doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemlerin kontrolü için geliştirilen KDY' nin, aynı zamanda doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde de kullanılabileceği gösterilecektir. KDY' nin kontrol sistem yapısının özelliği ve standart Manabe formunun üstünlükleri nedeniyle, bu tür sistemlerin kontrolünde KDY önemli bir dayanıklı kontrol yöntemi oluşturur. Bu bölümde verilen tasarım örnekleri yöntemin dayanıklı kontrol alanında da ne kadar başarılı olduğunu gösterecektir.

3.2 Doğrusal Olmayan Kontrol Sistemleri

Kontrol sistemlerinde farklı türden doğrusal olmayan davranışlara rastlanır. Doğrusal olmayan davranışlar sistemin yapısında yer alan ya da sisteme sonradan eklenmiş olmasına göre iki sınıfa ayrılır. Burada öncelikle sistemin yapısında yer alan doğrusal olmayan davranışlar, ardından sisteme sonradan eklenen doğrusal olmayan elemanları kapsayan sistemlerin tasarım ve analizleri kısaca ele alınacaktır.

3.2.1 Sistemin Yapısında Yer Alan Doğrusal Olmayan Davranışlar

Kontrol sistemlerinde bu tür davranışların giderilmesi bazen olanaksızdır. Bunlara örnek olarak en sık karşılaşılan aşağıdaki türden:

- a. Doymalı,
- b. Ölü Bölgesi,
- c. Histeresizli,
- d. Boşluklu (Backlash),
- e. Statik, Kulomb ve Diğer Doğrusal Olmayan Sürtünmeli,
- f. Doğrusal Olmayan Yay karakteristikli,
- g. Sıkışabilir akışkanlı

sistemler verilebilir. Kontrol sistemlerinde bu türden doğrusal olmayan özellikler genellikle kontrol sisteminin davranışını olumsuz yönde etkiler. Örneğin boşluk türü doğrusal olmayan bir davranış sisteminin kararsızlığına, bir diğer ölü bölge davranış ise kararlı hal hatalarına yol açar [13].

3.2.2 Sistemin Yapısına Sonradan Eklenen Doğrusal Olmayan Davranışlar

Bazı doğrusal olmayan elemanlar sisteme sistem performansını artırmak için ve / veya sistemin yapısını basitleştirmek için bilinçli ilave edilir. Belirli bir davranışı gerçekleştirmek için tasarlanan doğrusal olmayan sistemin davranışı aynı görevi gerçekleştirmek için tasarlanan doğrusal sisteme göre ekonomiklik, ağırlık, alan ve

güvenilirlik açısından daha üstün özelliklere sahip olabilir. Sisteme sonradan eklenen doğrusal olmayan durumlara en basit örnek geleneksel röleli sistemlerdir. Diğer sistemlere bir örnek, karmaşık doğrusal olmayan kontrolörlerin bulunduğu optimal kontrol sistemleridir. Sisteme eklenen doğrusal olmayan elemanların belirli özel çalışma koşulları altında sistem performansını arttırabileceği, ancak diğer çalışma koşulları altında sistem performansını olumsuz yönde etkileyeceği bilinmelidir.

3.2.3 Sistemin İçinde Yer Alan Doğrusal Olmayan Durumların Sürekli Hal Etkileri

Sistemin sürekli hal davranışı geri besleme çevrimindeki elemanlar ve ileri besleme yoluna iletilen güçle belirlenir. Böylece sürekli hal davranışı üst sınırını ölçüm araçları belirler; sürekli hal doğruluğu ölçme cihazının doğruluğundan daha iyi olamaz. Bu nedenle sistem içinde var olan doğrusal olmayan elemanlar geri besleme çevriminde en aza indirilmelidir. Geri besleme elemanları sürtünme, boşluk gibi özelliklere sahipse bu cihazlara hata entegre edilerek desteklenmelidir, çünkü aksi halde sistem çok küçük hataları algılayamayabilir. Eğer küçük hata sürekli entegre edilirse, algılanması için yeterli derecede bir büyüklüğe erişebilir.

3.2.4 Doğrusal Olmayan Sistemlerin Analiz ve Tasarımında Başvurulan Yaklaşımlar

Tüm doğrusal olmayan sistemlere uygulanabilir genel bir yöntem yoktur, çünkü doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerin genel bir çözüm yöntemi bulunmamaktadır. Kesin çözümler ancak basit doğrusal olmayan diferansiyel denklemler için verilebilir. Bir çok doğrusal olmayan diferansiyel denklemin ancak yaklaşık çözümü verilebilir. Bulunan sonuçlar ancak belirli koşullar altında geçerliliğini korur. Bunun bir sonucu olarak genel bir yaklaşım verilemez. Her doğrusal olmayan denklem ya da benzer denklem türleri, ayrı ayrı ele alabilir ve belirli sistemler uygun tatmin edici analiz yöntemleri geliştirilebilir. (Benzer denklemler gruplandırılarak sınırlı sayıda genelleştirme yapılabilir, ancak yöntemler genelleştirilemez.)

Doğrusal olmayan kontrol sistemlerin belirli bir grubunu tasarlamak ve analiz etmek için olası bir yol (düşük mertebeden doğrusal olmama halinde) eşdeğer

doğrusallaştırma teknikleri kullanmak ve doğrusallaşan sistemi çözmektir. Açıklayıcı fonksiyon yönteminde, frekans tanım bölgesinde temel frekansı öne çıkararak, bir çeşit eşdeğer doğrusallaştırma yönteminden yararlanılır. Bir çok uygulamada, doğrusal olmayan kontrol sisteminin kararlılığı öncelik taşır ve doğrusal olmayan denklemlerin analitik sonuçları gerekli olmayabilir. (Saptanan kararlılık kriteri, analitik sonuçları elde etmeye göre daha kolaydır.) Açıklayıcı fonksiyon yöntemi, frekans bölgesi bakış açısından değerlendirilen bir çok basit doğrusal olmayan kontrol sistemlerin kararlılığını belirlememizi sağlar. Açıklayıcı fonksiyon yöntemi her mertebeden sistemler için kararlılık bilgisi sağlar, ancak zaman cevabı konusunda bize tam bilgi sağlamaz.

Yüksek mertebeden doğrusal olmayan kontrol sistemleri analiz etmenin ve tasarılmanın diğer bir yolu, Liapunov'un ikinci yöntemini temel alan teknikler ya da faz düzlemi tekniklerini uygulamaktır. Bu durumda sistem doğrusal diferansiyel denklemlerin çözümüne indirgenmiş olur.

Faz düzlemi yöntemi, hem kararlılık hem de zaman cevabı davranışı hakkında bilgi verir. Ancak sadece birinci ve ikinci mertebeden sistemlere uygulanabilir. Liapunov'un ikinci yöntemi herhangi bir doğrusal olmayan sistemin kararlılık analizine uygulanabilir, ancak karmaşık doğrusal olmayan sistemler de Liapunov fonksiyonlarını bulma zorluğundan dolayı, uygulanabilirliği sınırlıdır [13].

3.2.5 Doğrusal Olmayan Sistemlerin Bilgisayar Çözümleri

Modern bilgisayarlar doğrusal olmayan problemlerin ele alınması için yeni yöntemlerin kullanılmasına olanak sağlar. Analog ve / veya sayısal bilgisayarların kullanımıyla elde edilen bilgisayar simulasyon teknikleri doğrusal olmayan kontrol sistemlerinin tasarımı ve analizini kolaylaştırır. Bilgisayarların kullanımı ile gittikçe daha karmaşık kontrol sistemlerinin kısa zamanda çözümü olanaklı hale gelmiştir. Sistemin karmaşıklığı her hangi bir analitik yaklaşımın kullanılmasını engellediğinde, bilgisayar simulasyonları tasarım amaçlı bilgilerin elde edilmesinde yardımcı olur.

Doğrusal olmayan kontrol sistem tasarımı sistem davranışını tahmin etmek genellikle zordur. Sistemi olabildiğince doğrusal davranmaya zorlamamak gerekir.

Çünkü doğrusal bir sistem elde etmek için gerekli donanım, düzgün tasarlanmış doğrusal olmayana göre çok daha pahalı olur ve aslında hiç de amaçlanmayan bir sistemin tasarımına yol açabilir.

3.3 Sürekli ve Süreksiz Doğrusal Olmayan Sistemler

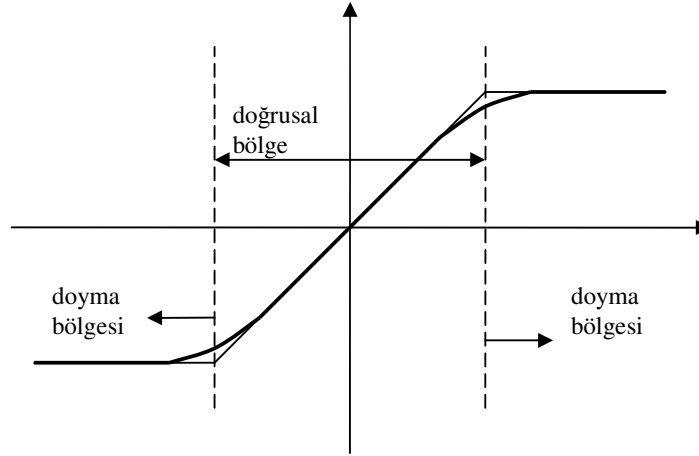
Doğrusal olmayan sistemler sürekli ve süreksiz olmak üzere iki sınıfa ayrılırlar. Süreksiz doğrusal olmayan sistemler bölgesel doğrusal ilişkilerle yaklaşık olarak ifade edilemez. Bunlar “zor” doğrusal olmayan sistemlerdir. Kontrol sistemlerinde zor doğrusal olmayan sistemler genelde kontrol sistemlerinde hem küçük hem de büyük aralıklı değişimlerde bulunur. Bir sistem küçük aralıklı değişimlerde doğrusal olup olmaması zor doğrusal olmayan durumun büyüklüğüne ve sistem performansının ne derecede etkilendiğine bağlıdır.

Zor doğrusal olmayan sistemlerin en önemlilerine ilişkin özellikler ve görünür etkileri aşağıda kısaca özetlenecektir.

3.3.1 Doğrusal Olmayan Doymalı Sistemler

Fiziksel cihazın giriş işaretinin genliği arttırıldığında aşağıda tanımlanan olgu meydana gelir. Giriş işaretinin genliği küçük olduğunda sistem çıkış işaretinin genliği genellikle girişle orantılı olarak artar. Ancak giriş belli bir seviyeye ulaştığında, çıkışta çok az yada hiç artış görülmez. Sistem çıkışı eriştiği en büyük genlik değerinde sabit kalır. Bu durum gerçekleştiğinde sistem doymadadır denir. Karşılaşılan en yaygın örnek yarı iletkenli güçlendiricilerdir. Doğrusal olmayan doyma genellikle bileşen genliklerini sınırlandırılmasından, malzemenin özelliğinden ve kullanılan güçten kaynaklanır. Tipik doğrusal olmayan bir doyma şekil 3.1’de görülür. Kalın çizgi gerçek doğrusal olmayan doymalı sisteme ve ince çizgi kısım kısım doğrusallaştırılmış doğrusal olmayan bir sisteme karşı düşer.

Çoğu erişim sisteminde doyma özelliği görülür. Örneğin iki fazlı servo-motorun çıkışında moment manyetik malzemenin özelliğinden dolayı sonsuza kadar artmaz ve doyar. Benzer şekilde anahtar kontrollü hidrolik servo-motorlar büyük akış debilerinde doyma davranışı gösterirler.

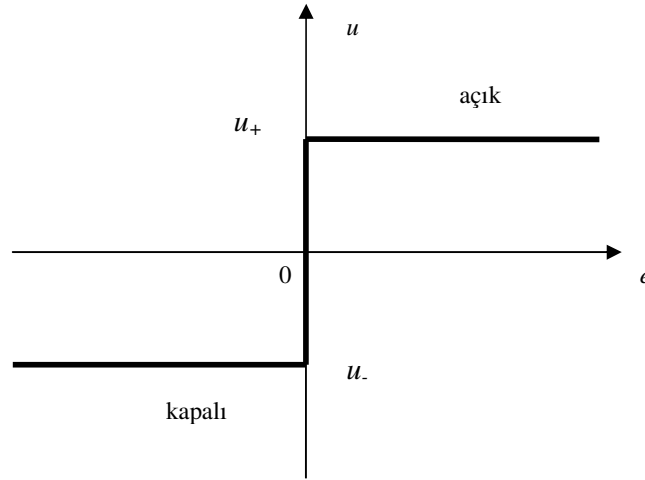


Şekil 3.1: Doğrusal Olmayan Doymalı Bir Sistem

Doyma, kontrol sistem davranışını karmaşık bir şekilde etkiler. Kabaca giriş miktarı ne kadar artarsa artsın, doyma sistem kazancını da aynı miktarda azaltır. Kuvvetlendiriciler bu sistemlere örnek olarak verilebilir. Sonuç olarak, eğer sistem doğrusal aralığında kararsızsa, ıraksayan sistem davranışı sistemin doyma özelliği tarafından önlenir. Öte yandan, doğrusal kararlı sistemlerde doyma etkisi sistem kazancını azalttığından sistem yanıtında gecikme eğilimi gözlenir [12].

3.3.2 Doğrusal Olmayan Açma–Kapamalı Sistemler

Doymanın limit hali, doğrusal olmayan aç–kapa veya ideal anahtarlama karşı düşer. Bu doğrusal davranış aralığının sıfıra düştüğü (eğimin dik olduğu) durumdur. Doğrusal olmayan aç–kapa sistemlerin örnekleri uzay araçları kontrolünde jetlerin ve elektrik rölelerinin devreye sokulmasında görülür. Doğrusal olmayan aç–kapa sistemleri, doğrusal olmayan doymaya benzer etkilere sahiptir.

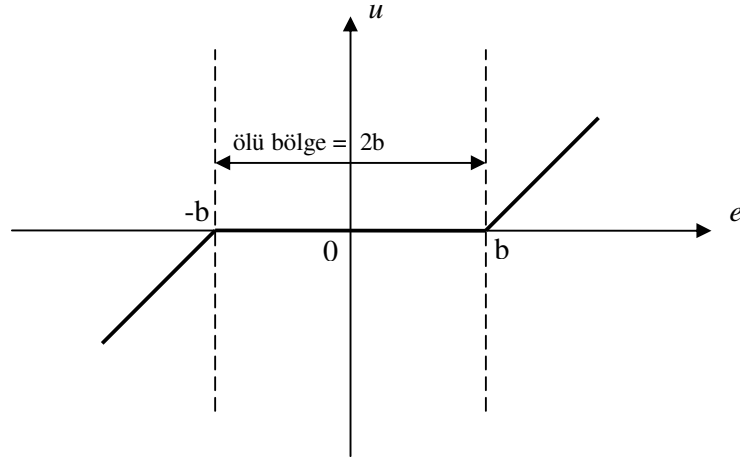


Şekil 3.2: Doğrusal Olmayan Açma - Kapamalı Sistem

3.3.3 Doğrusal Olmayan Ölü-Bölgeli Sistemler

Bir çok fiziksel sistemde giriş büyüklüğünün genliği belirli bir değere erişinceye kadar çıkış büyüklüğünün genliği sıfırdır. Bu tür özelliğe sahip sistemlere ölü-bölgeli sistemler denir. D.C. motor bunlara örnek olarak verilebilir. İdeal sistemlerde gerilim uygulandığında motor sargıları motoru döndürmeye başlar. Küçük gerilim farkları küçük hareketlere neden olur. Uygulamada eğer motor tarafından sağlanan dönme momenti yeterince büyük olursa motor milindeki statik sürtünmeye bağlı olarak dönmeye başlar. Benzer şekilde mekanik sistemlerde de, üretim hatalarından kaynaklanan ölü bölgeler bulunur. Bunlara valf kontrollerini, pnömatik ve hidrolik sistemleri de ekleyebiliriz.

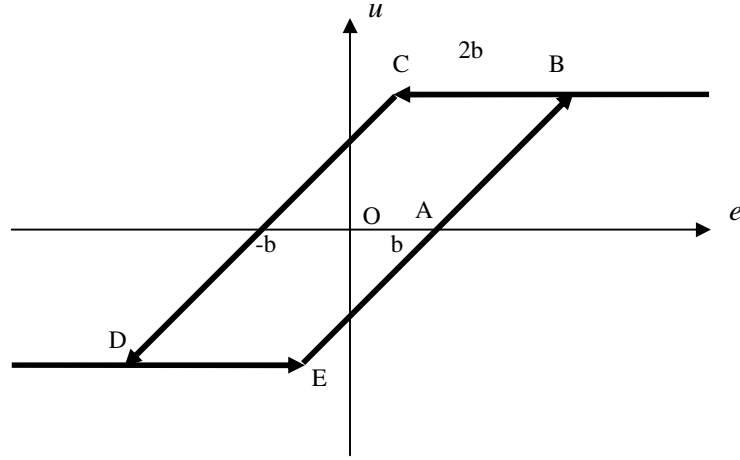
Ölü bölgeler kontrol sistemlerini farklı şekillerde etkiler. En bilinen etki sürekli hal çıkış işaretini azaltmasıdır. Ölü bölgede cevap üretmemesinden dolayı sistem kararsızlığa sürüklenir ve sistemde limit çevrimler oluşur. Buna rağmen sistem bazı durumlarda kararlı hale gelebilir ya da sistemin salınım yapması engellenebilir. Örneğin ölü bölge ideal bir anahtara seri bağlanırsa, anahtarın devreye girmesi sırasında sistem salınıma girmez. Böylece bağlantı sırasında kıvılcım oluşması engellenir ve kontakların aşınması önlenir. Uyarlamalı kontrol sistemlerinin ölçme gürültüsüne ilişkin dayanıklılığı sisteme ölü bölge elemanı uygulanarak artırılabilir.



Şekil 3.3: Doğrusal Olmayan Ölü-Bölgeli Sistem.

3.3.4 Doğrusal Olmayan Boşluk ve Histeresiz Karakteristikli Sistemler

Boşluk (Backlash) genellikle dişli sistemlerinde görülür. Bu özellik dişli sistemlerindeki küçük boşluklardan kaynaklanır. Dişil takımlarında dişli çiftleri arasında her zaman, üretim ve montaj hatalarına bağlı olarak, küçük boşluklar oluşur. Boşluk sonucunda, çeviren dişli boşluktan daha küçük bir açıyla döndüğünde çevrilen dişli hareket etmez. Bu ölü bölgeye karşı düşer (Şekil 3.4'te OA aralığı). İki dişli arasında temas sağlandığında diğer dişli doğrusal biçimde (AB aralığı) çevrilen dişlinin dönüşünü izler. Ters yöne dönen çeviren dişli $2b$ kadar bir mesafe döndüğünde çevrilen dişli yine dönmez. Bu da şekil 3.4'te BC aralığına denk gelir. Tekrar iki dişli arasında temas sağlandıktan sonra diğer dişli ters yönde (CD aralığına karşı düşer) çevrilen dişlinin dönüşünü izler. Bundan dolayı, eğer çevrilen dişli periyodik hareket ediyorsa diğer dişli kapalı EBCD yolunda gösterilen biçimde hareket edecektir. Şekilde B, C, D, E noktalarının yükseklikleri sinüzoidal girişin genliğine bağlıdır.



Şekil 3.4: Doğrusal Olmayan Histeresiz Tipi Sistem

Boşluğun en önemli özelliği birden fazla değer alabilmesidir. Her girişe karşılık iki çıkış değeri oluşabilir. İkisinden hangisinin oluşacağı girişin önceki değişim yönüne bağlıdır. Benzer çok değerli doğrusal olmayan sistemlere genellikle histeresizli röle elemanlarında görülür. Boşluk ve histeresiz gibi çok değer alabilen doğrusal olmayan sistem karakteristikleri genellikle sistemde enerji kayıplarına (faz gecikmelerine) yol açar. Enerji kayıpları ise salınım ve kararsızlıklara neden olur [12].

4. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ KULLANARAK YAPILAN TASARIM UYGULAMALARI

Bu bölümde doğrusal olmayan kontrol sistemleri için katsayı diyagram yöntemi kullanılarak kontrolör tasarlanacaktır. En sık karşılaşılan doğrusal olmayan türden sistemler uygulanacaktır. Bu bölümde katsayı diyagram yöntemiyle tasarlanan kontrolörlerin kararlılığı ve dayanıklılığı incelenecektir. Her durum için basamak giriş yanıtı ve kontrol işareti çizilmiş ve ayrıca sisteme etkiyen bozucuların etkisi incelenmiştir.

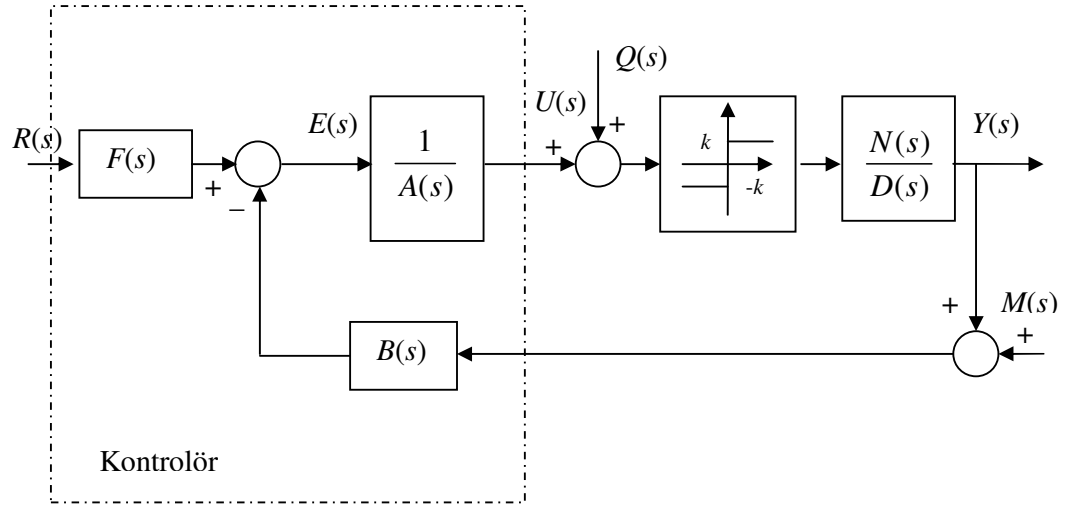
4.1 Uygulama 1

Açık çevrim transfer fonksiyonu denklem (4.1)'de verilmiş olan sistemin 3 kökü de sol yarı s -düzlemin de bulunduğu için kararlıdır.

$$G(s) = \frac{1}{(s+2)^2(s+1)} \quad (4.1)$$

Bu sistem aç-kapa lineersizliği ile kontrol etmek istenmektedir. Aç-kapa lineersizliğinin genliği $k = 0,3'$ tür. Şekil 4.1' de aç-kapa lineersizliği ve KDY sistemi gösterilmektedir. Bu sistemin dinamiği daha uygun ve daha dayanıklı bir hale getirip ve aynı zamanda sistemin $t_s = 4,5$ saniyede yerleşmesi istensin. Sisteme 9 saniye sonra, genliği 0,5 olan basamak bozucusu uygulandığını varsayalım. KDY ile kontrol edilen $G(s) = N(s)/D(s)$ sistemi doğrusal olmayan davranış nedeniyle etkilenecektir. Bu sistem parça parça doğrusal bir sistem olduğu için her bir parçaya ilişkin KDY kontrolör polinomları farklı elde edilecektir. Her bir bölge için farklı kontrolörler tasarlanacaktır. Bu uygulamada iki farklı bölgenin bulunmasından dolayı iki kontrolör tasarlanacaktır. İlk uygulamada yazılımın gerçekleştirdiği işlemler ayrıntılı biçimde anlatılacaktır. Yazılıma girilmesi gereken veriler $N(s)$ ve $D(s)$ sistem polinomları, τ eşdeğer zaman sabiti, a_0 karakteristik polinomun sıfırıncı

katsayısı, karalılık indeksleri, yukarıda belirttiğimiz lineersizliğin ve bozucunun parametreleridir.



Şekil 4.1: KDY kontrol sisteminin aç-kapa lineersizliğini içeren temel blok diyagramı

Tasarım parametreleri, Standart Manabe biçimi kullanıldığından karalılık indeksleri

$$\gamma_i = [2.5, 2, 2, 2, 2, 2, 2] \quad (4.2)$$

ve τ eşdeğer zaman sabiti

$$\tau = \frac{t_s}{2.5 \sim 3} = \frac{4.5}{2.5} = 1.8 \quad (4.3)$$

olarak seçilir. Bu sistem

Aç-kapa davranışı sisteme eklendikten sonra hatanın pozitif olduğu durumda ($\varepsilon > 0$)

$$N_1(s) = 0.3 \quad (4.4)$$

$$D_1(s) = (s^3 + 5s^2 + 8s + 4)s \quad (4.5)$$

Aç-kapa davranışı sisteme eklendikten sonra hatanın negatif olduğu durumda ($\varepsilon < 0$)

$$N_2(s) = -0,3 \quad (4.6)$$

$$D_2(s) = (s^3 + 5s^2 + 8s + 4)s \quad (4.7)$$

biçiminde elde edilir. Denklem (4.5) ve (4.7)' de görüldüğü gibi sistem mertebesi doğrusal olmayan davranış nedeniyle 1 derece artar.

Tasarım yöntemine göre eğer bozucu basamak biçiminde seçilirse, Tablo 2.4' te verilmiş olan bilgilere dayanarak bozucu basamak türünde olduğunda $A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının mertebeleri n ' dir. $D(s)$ sistemin payda polinomudur ve mertebesi n ' dir. Hedeflenen karakteristik polinom mertebesi $P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s)$ den dolayı $2n$ olmalıdır. Başlangıç koşulu olarakta $l_0 = 0$ alınmalıdır. Buna göre kontrolör polinomları

$$A(s) = l_4 s^4 + l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s + l_0 \quad (4.8)$$

$$B(s) = k_4 s^4 + k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (4.9)$$

şeklinde tanımlanır.

Böylelikle tasarımdan önce belirlenmesi gereken tüm kontrol polinomları ve parametreleri belirlenmiş olur. $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomlarının katsayıları hesaplamak için denklem (4.8) ve denklem (4.9)'de tanımlanan polinomlar denklem (2.6) da belirtilen karakteristik denkleme yerleştirilirse

$$\begin{aligned} P(s) = & 0,3k_0 + (0,3k_1 + 4l_0)s + (0,3k_2 + 4l_1 + 8l_0)s^2 + (0,3k_3 + 8l_1 + 4l_2 + 5l_0)s^3 \\ & + (0,3k_4 + 5l_1 + 8l_2 + 4l_3 + l_0)s^4 + (l_1 + 5l_2 + 8l_3 + 4l_4)s^5 \\ & + (l_2 + 5l_3 + 8l_4)s^6 + (l_3 + 5l_4)s^7 + l_4s^8 \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned}
P_2(s) = & -0,3k_0 + (-0,3k_1 + 4l_0)s + (-0,3k_2 + 4l_1 + 8l_0)s^2 \\
& + (-0,3k_3 + 8l_1 + 4l_2 + 5l_0)s^3 + (-0,3k_4 + 5l_1 + 8l_2 + 4l_3 + l_0)s^4 \\
& + (l_1 + 5l_2 + 8l_3 + 4l_4)s^5 + (l_2 + 5l_3 + 8l_4)s^6 + (l_3 + 5l_4)s^7 + l_4s^8
\end{aligned} \tag{4.11}$$

ifadeleri elde edilir. Eğer denklem (4.2-3)' te tanımlanan parametreler yardımıyla Manabe tarafında genelleştirilmiş $P_{hedef}(s)$ karakteristik denklemi oluşturulursa

$$\begin{aligned}
P_{hedef}(s) = & 1 + 1,8s + 1,296s^2 + 0,46656s^3 + 0,08398s^4 + 0,00755s^5 + 0,00034s^6 \\
& + 7,6528 \times 10^{-6}s^7 + 8,6093 \times 10^{-8}s^8
\end{aligned} \tag{4.12}$$

biçiminde bir ifade elde edilir. Denklem (4.12) ile denklem (4.10) ve (4.11) sırasıyla birbirine eşitlenerek kontrolörün bilinmeyen l_i ve k_i katsayıları hesaplanabilir. Bu katsayıları rahat bulabilmek için eşitlenen denklemlerden ortaya çıkan dokuz adet denklem takımını Sylvester biçimine dönüştürülür;

$$\begin{bmatrix} 0,3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,3 & 0 & 0 & 4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,3 & 0 & 8 & 4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,3 & 5 & 8 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 5 & 8 & 4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 5 & 8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_0 \\ k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ l_1 \\ l_2 \\ l_3 \\ l_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1,8 \\ 1,296 \\ 0,46656 \\ 0,084 \\ 0,00756 \\ 0,00034 \\ 7,652 \times 10^{-6} \\ 8,6093 \times 10^{-8} \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

Sonuç olarak (4.13) daki matris çözüldüğünde kontrolör polinomları elde edilir.

$$A_1(s) = 0,005983s + 0,000303s^2 + 7,2223 \times 10^{-6}s^3 + 8,6093 \times 10^{-8}s^4 \tag{4.14}$$

$$B_1(s) = 3,3333 + 6s + 4,2402s^2 + 1,3916s^3 + 0,17203s^4 \tag{4.15}$$

$$\begin{aligned}
P_1(s) = & 1 + 1,8s + 1,296s^2 + 0,46656s^3 + 0,084s^4 + 0,00756s^5 + 0,00034s^6 \\
& + 7,652 \times 10^{-6}s^7 + 8,6093 \times 10^{-8}s^8
\end{aligned} \tag{4.16}$$

$F_1(s)$ denklemi ise denklem (2.18) den

$$F_1(0) = \frac{P_1(0)}{N_1(0)} = 3,333 \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} -0,3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,3 & 0 & 0 & 4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0,3 & 0 & 8 & 4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0,3 & 5 & 8 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 5 & 8 & 4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 5 & 8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_0 \\ k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ l_1 \\ l_2 \\ l_3 \\ l_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1,8 \\ 1,296 \\ 0,46656 \\ 0,084 \\ 0,00756 \\ 0,00034 \\ 7,652 \times 10^{-6} \\ 8,6093 \times 10^{-8} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Sonuç olarak (4.18) daki matris çözüldüğünde kontrolör polinomları elde edilir.

$$A_2(s) = 0,005983s + 0,000303s^2 + 7,2223 \times 10^{-6}s^3 + 8,6093 \times 10^{-8}s^4 \quad (4.19)$$

$$B_2(s) = -3,3333 - 6s - 4,2402s^2 - 1,3916s^3 - 0,17203s^4 \quad (4.20)$$

$$P_2(s) = 1 + 1,8s + 1,296s^2 + 0,46656s^3 + 0,084s^4 + 0,00756s^5 + 0,00034s^6 + 7,652 \times 10^{-6}s^7 + 8,6093 \times 10^{-8}s^8 \quad (4.21)$$

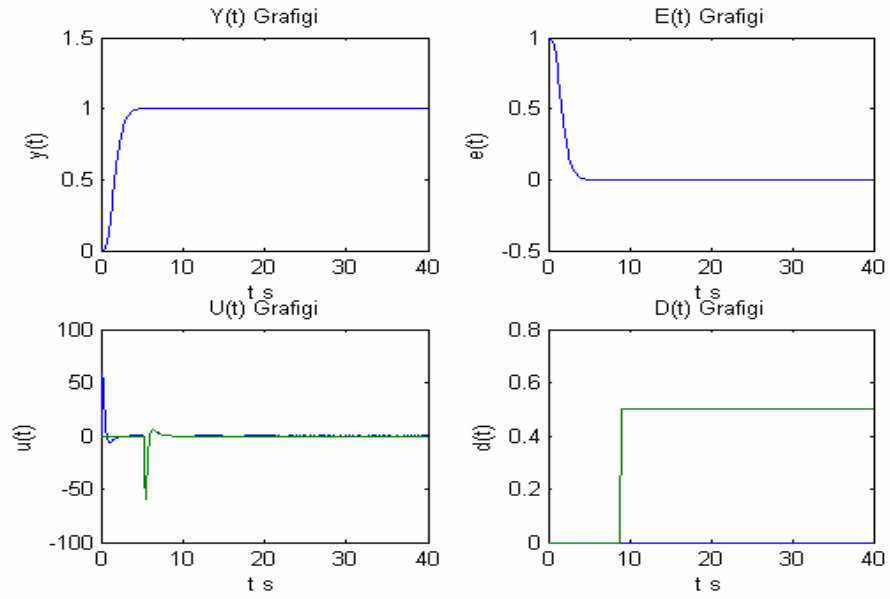
$F_1(s)$ denklemi ise denklem (2.18) den

$$F_2(0) = \frac{P_2(0)}{N_2(0)} = -3,333 \quad (4.22)$$

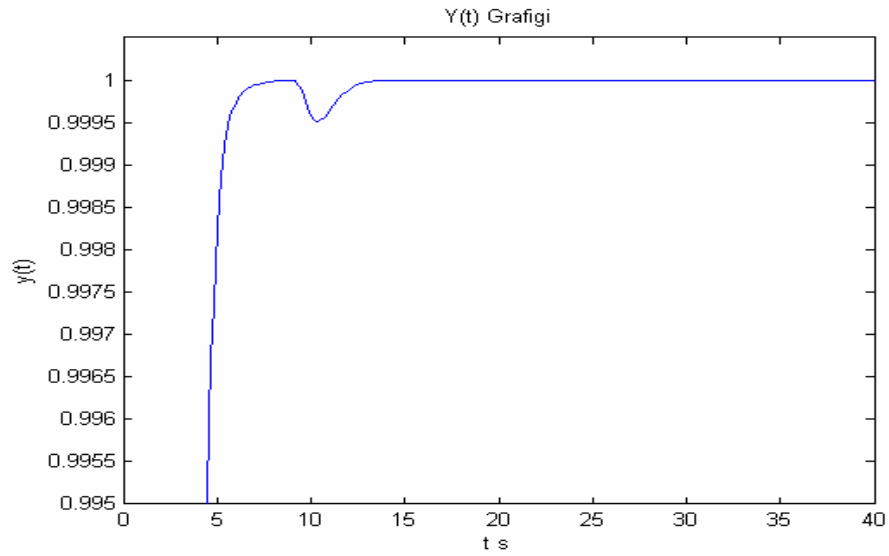
olarak hesaplanır. Aç-kapa doğrusal lineersizliği ile sisteme 9 saniye sonra ve genliği 0.5 olan basamak bozucusu uygulandığında elde edilen birim basamak yanıtı ve kontrol işareti Şekil 4.2' de gösterilmiştir.

Uygulama 1' e ait $y(t)$ birim basamak yanıtı, $u(t)$ kontrol işareti, katsayı diyagramı ve $e(t)$ etkin hata Şekil 4.1' de gösterilmiştir. Özellikle $y(t)$ kapalı çevrim çıkış işaretinin

aşırı olarak elde edildiği ve basamak tipi bozucunun etkisinin hızlı bir şekilde giderildiği Şekil 4.3’ de görülmektedir.



Şekil 4.2: Uygulama 1’ e ait $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı, sisteme etki eden $u(t)$ kontrol işareti, $e(t)$ hata işareti, $d(t)$ bozucu işareti.



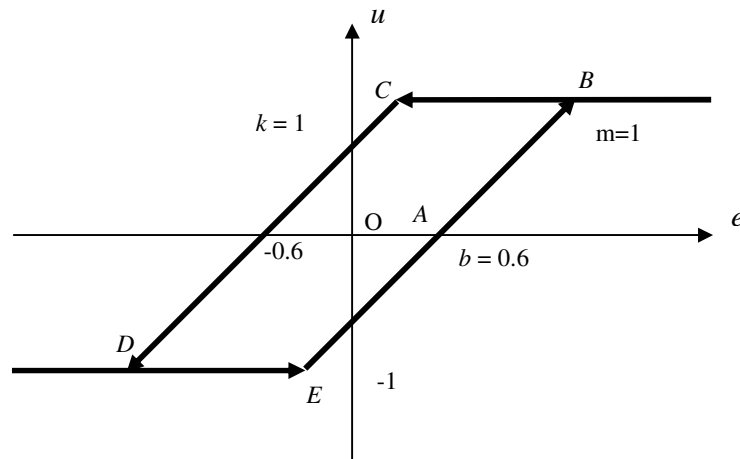
Şekil 4.3: Denklem 4.1’e ait sistemin doğrusal olmayan aç-kapa davranışının etkisiyle KDY ile tasarlanan sistemin birim basamak giriş yanıtında oluşan bozucu etkisi.

4.2 Uygulama 2

Açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem (4.23)' te verilmiş olan sistemin yerleşme zamanını $t_s = 4,5$ saniye olması istensin.

$$G(s) = \frac{(s+5)}{(s+1)(s+2)} \quad (4.23)$$

Sistem kutupları $s_{k1} = -1$ ve $s_{k2} = -2$ sol yarı s -düzleminindedir. Sistemde ayrıca $s_0 = -5$ de bir adet sıfır bulunmaktadır. Sistemde histeresiz biçiminde lineersizlik bulunmaktadır. Histeresiz lineersizliğinin genliği $k = 1$ 'dir. Histeresizin hata ifadesini gösteren eksen kesen noktaları $b_1 = 0,6$ ve $b_2 = -0,6$ 'dır. Eğim de $m = 1$ 'dir. Şekil 4.4' te histersiz lineersizliği gösterilmektedir. KDY kullanılarak kontrol edilmek istenen bu sistemin pay ve payda polinomları lineersizlikten dolayı etkilenecektir. Bundan dolayı her bir durum için KDY'de ki parametreler değişecektir. Histeresiz lineersizliğinin sonucunda dört farklı kontrolör tasarlanacaktır. Bu kontrolörler oluşturduğumuz yazılım ile kolayca tasarlanabilmektedir.



Şekil 4.4: Sistemi etkileyen histeresiz türü lineersizlik.

Tasarım parametreleri belirlerken, Standart Manabe biçimi kullanıldığından

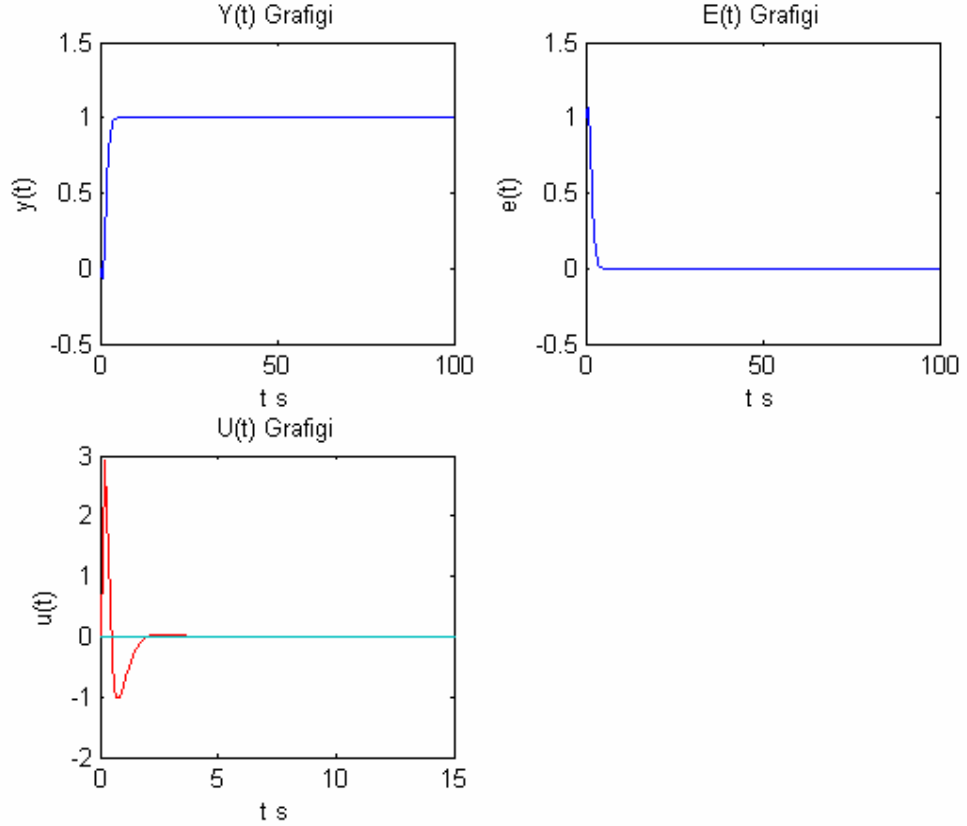
$$\gamma_i = [2.5, 2, 2, 2, 2, 2, 2] \quad (4.24)$$

ve τ eşdeğer zaman sabiti

$$\tau = \frac{t_s}{2,5 \sim 3} = \frac{4,5}{2,5} = 1,8 \quad (4.25)$$

olarak hesaplanır. İlgili parametreler yazılıma girildikten sonra sonuçlar elde edilir.

Uygulama 2' ye ilişkin ait $y(t)$ birim basamak yanıtı, $u(t)$ kontrol işareti ve $e(t)$ etkin hata işareti Şekil 4.5' de gösterilmiştir.



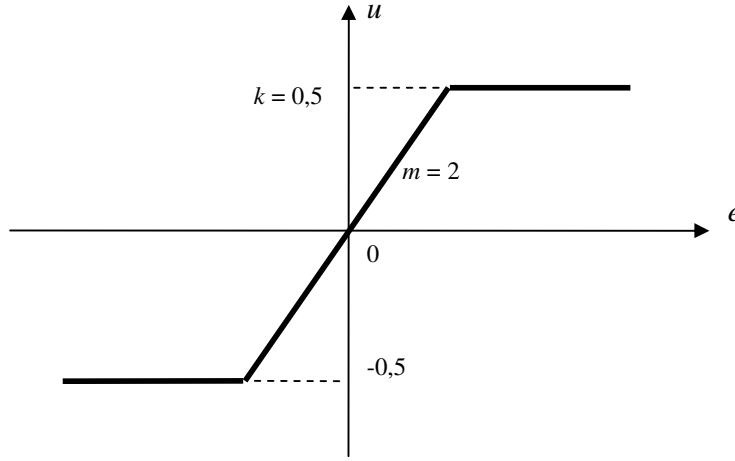
Şekil 4.5: Uygulama 2' ye ait $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti

4.3 Uygulama 3

Açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem (4.26)' da verilmiş olan sistemin yerleşme zamanını 4,5 saniye olması istensin.

$$G(s) = \frac{(s+4)}{s(s+1)(s-1)} \quad (4.26)$$

Sistem kutupları $s_{k1} = -1$ sol yarı s düzleminde, $s_{k2} = 1$ sağ yarı s düzleminde, $s_{k3} = 0$ de orijindedir. Sistemde ayrıca $s_0 = -4$ de bir adet sıfır bulunmaktadır. Sistemde doymalı biçiminde lineersizlik bulunmaktadır. Doymalı lineersizliğin genliği $k = 0,5$ tir. Eğim de $m = 2$ dir. Şekil 4.5' te doymalı lineersizliği gösterilmektedir. KDY kullanılarak kontrol edilmek istenen bu sistemin pay ve payda polinomları doğrusal olmayan davranıştan dolayı etkilenecektir. Bundan dolayı her bir durum için KDY ile farklı kontrolörler hesaplanacaktır. Doymalı lineersizliğin sonucunda üç farklı kontrolör tasarlanacaktır. Bu kontrolörler oluşturduğumuz yazılım ile kolayca tasarlanabilmektedir.



Şekil 4.6: Sistemin doymalı lineersizliği.

Tasarım parametreleri belirlerken, Standart Manabe biçimi kullanıldığından

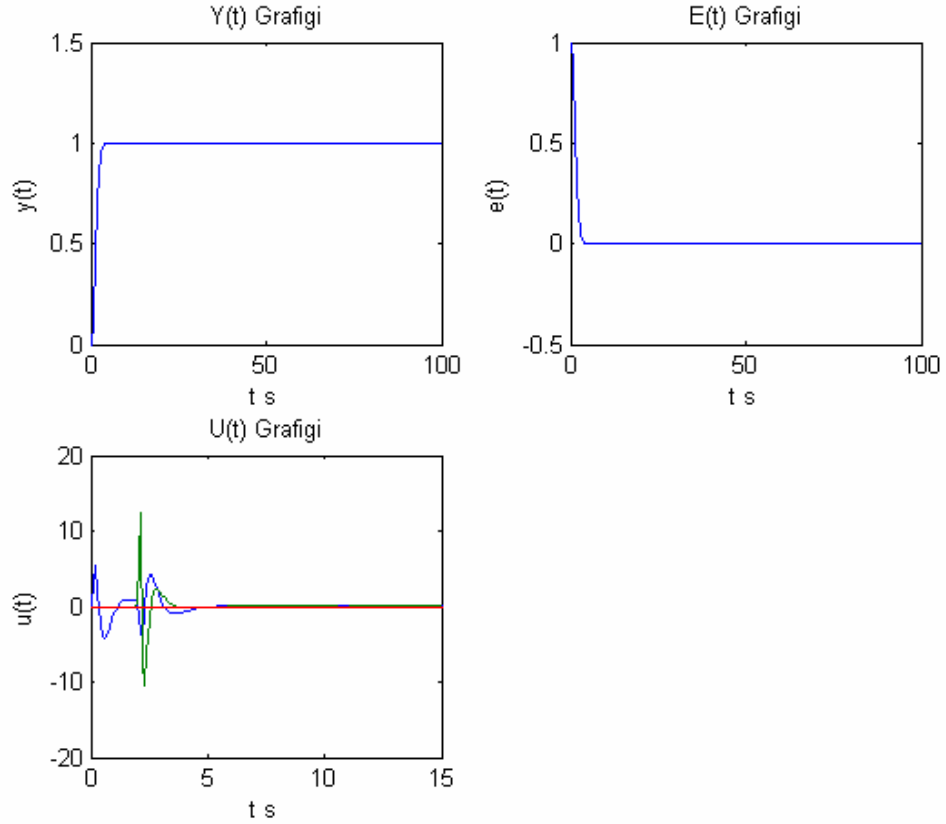
$$\gamma_i = [2,5, 2, 2, 2, 2, 2] \quad (4.27)$$

ve τ eşdeğer zaman sabiti

$$\tau = \frac{t_s}{2,5 \sim 3} = \frac{4,5}{2,5} = 1,8 \quad (4.28)$$

olarak hesaplanır. İlgili parametreler yazılıma girildikten sonra sonuçlar elde edilir.

Uygulama 3' e ilişkin ait $y(t)$ birim basamak yanıtı, $u(t)$ kontrol işareti ve $e(t)$ etkin hata işareti Şekil 4.7' de gösterilmiştir.



Şekil 4.7: Uygulama 3' e ait $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti

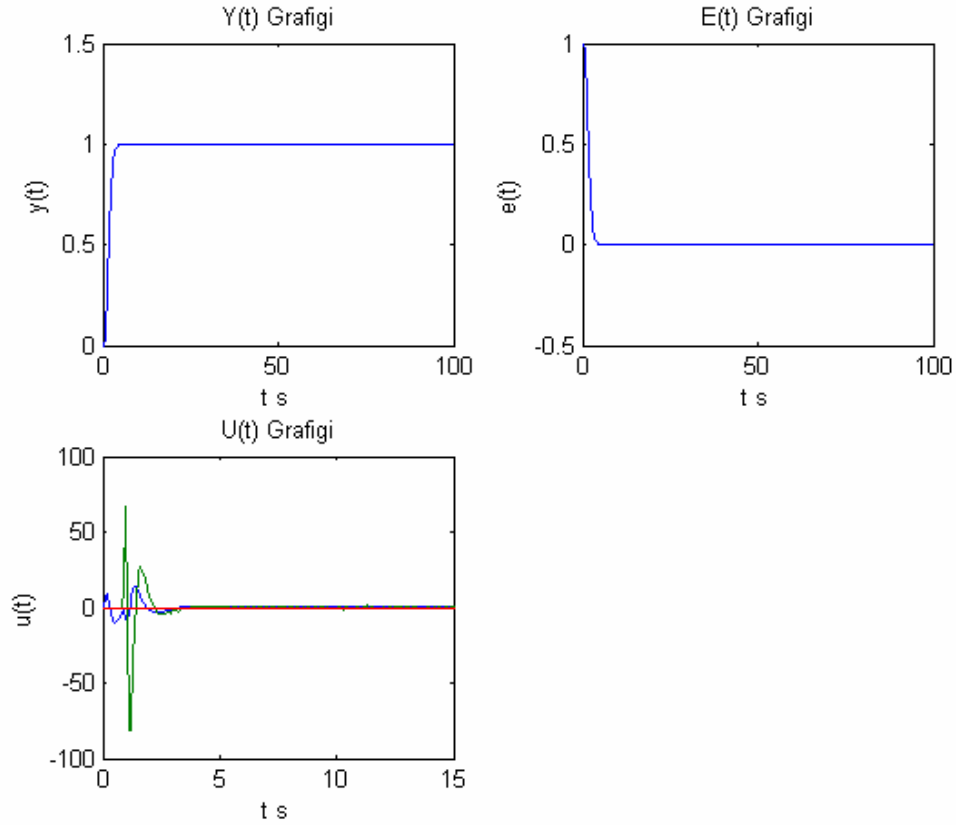
4.4 Uygulamalarda Kontrol İşaretinin Sınırlandırılması

Uygulamalarda bazı sistemlerde kontrol işaretinin yüksek değerleri dikkat çekicidir. Yüksek değerlerin sebebi, kısım kısım kontrol edilen sistemlerin anahtarlama yöntemi kullanmasıdır. Anahtarlama sonucunda kontrolörler arasında geçiş yaşanmaktadır. Ani geçiş sonrası sistemin kontrol edilebilmesi için yüksek kontrol işaretlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Katsayı Diyagram Yöntemi kapalı çevrim sistem kutuplarını yerleştirme yöntemi olmasından dolayı tasarım parametrelerinde yapılan değişikliklerle kontrol işareti sınırlandırılabilir.

Açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem (4.29)' da verilmiş olan sistemin yerleşme zamanını $t_s = 4,5$ saniye olması istensin.

$$G(s) = \frac{1}{(s^2 + 1)(s - 2)} \quad (4.29)$$

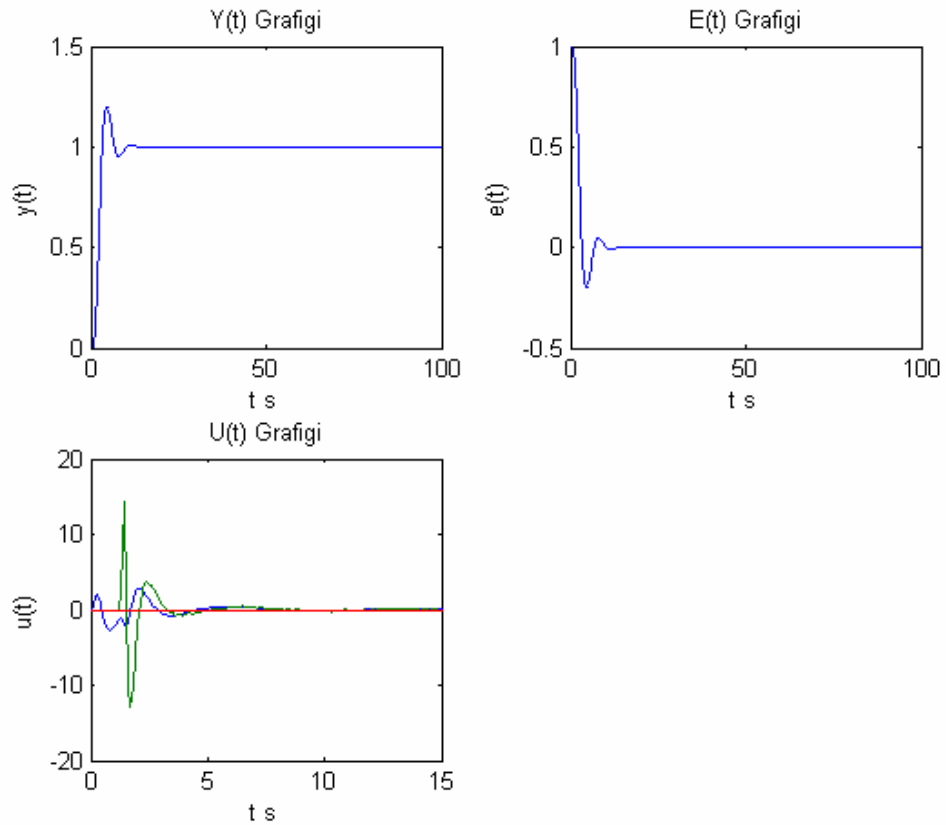
Sistem kutupları y ekseninde $s_{k1,k2} = \pm j$, $s_{k3} = 2$ sağ yarı s düzlemindedir. Sistemde doymalı biçiminde lineersizlik bulunmaktadır. Doymalı lineersizliğin genliği $k = 0,9$ dur. Eğim de $m = 1$ dir. KDY kullanılarak kontrol edilmek istenen bu sistemin pay ve payda polinomları doğrusal olmayan davranış yüzünden etkilenecektir. Bundan dolayı her bir durum için KDY’de ki parametreler değişecektir. Doymalı lineersizliğin sonucunda üç farklı kontrolör tasarlanacaktır. Bu kontrolörler oluşturduğumuz yazılım ile kolayca tasarlanabilmektedir. Bu sistemin kontrol işareti sınırlanmadan elde edilen sonuçlar Şekil 4.8’ de gösterilmiştir. Kontrol işaretinin değeri 65 birimi aşmaktadır.



Şekil 4.8: Denklem 4.29’ a ait sistemin doymalı lineersizliğinin ifade edilmesi halinde KDY ile tasarlanan sistemin $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti

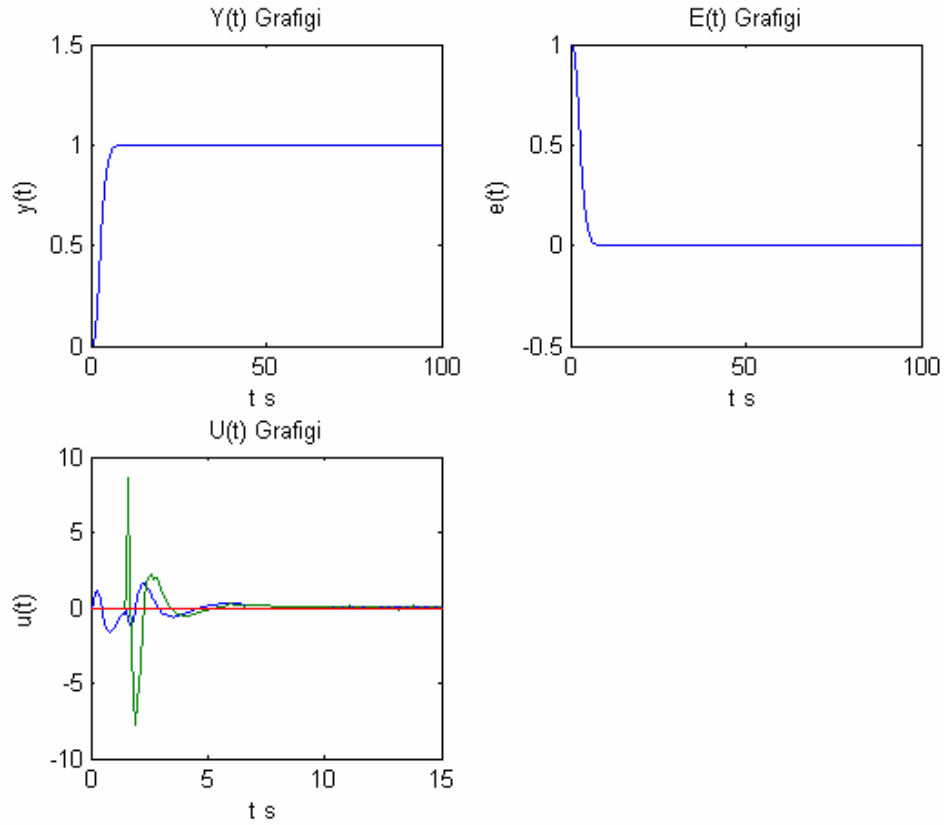
Kontrol işaretini sınırlandırıcı kullanarak belli bir seviyeye düşürülür. Kontrol işareti 50 birimle sınırlandırıldığı takdirde sistem hala daha kontrol edilebilmektedir. Daha fazla sınırlandırıldığında sistem kontrol edilememektedir. Bu yöntem kontrol işaretini sınırlandırmak için etkin bir çözüm değildir.

Daha düşük işaretlerde kontrol edebilmek için kapalı çevrim kutupları sağa kaydırılarak sistem yanıt hızı yavaşlatılabilir. Tasarım parametrelerinden γ_i kararlılık indeksleri ve τ eşdeğer zaman sabiti değiştirilerek kontrol işareti istenilen seviyeye düşürülebilir. Burada Şekil 4.9’ da görülen kontrol işareti, γ_I kararlılık indeksi 1,5 alındığında elde edilmiştir. Kontrol işaretinin değeri 14 birime çıkmış ve sistemin aşımı yüzde 20 olmuştur.



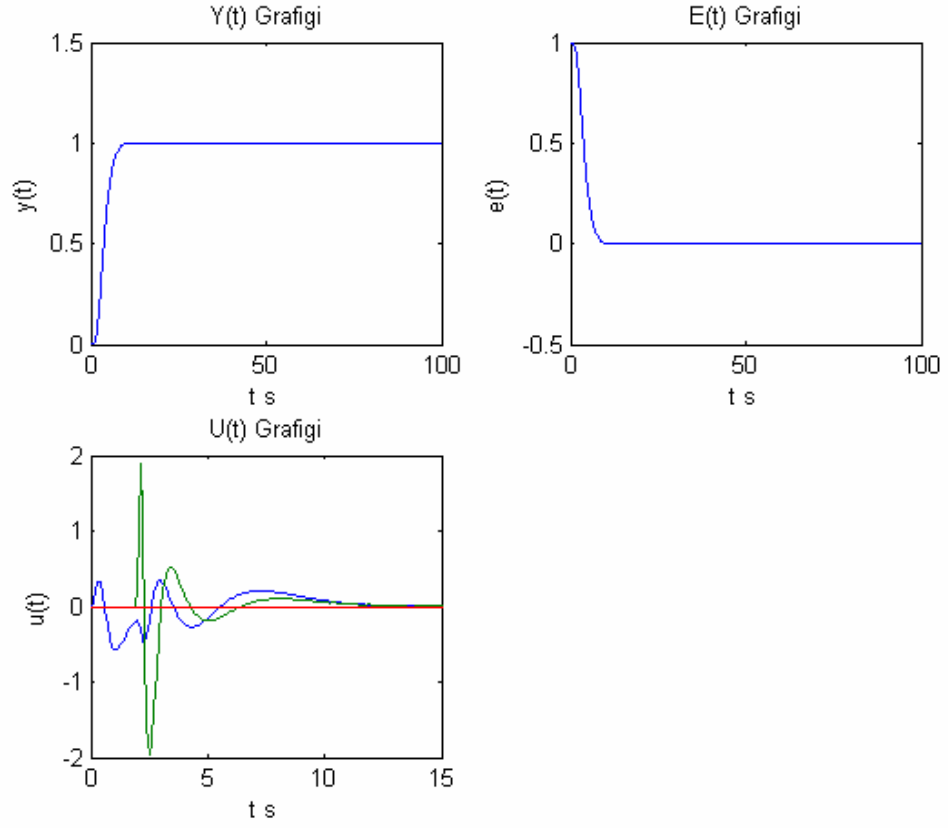
Şekil 4.9: Denklem 4.29’ a ait sistemin doymalı lineersizliğinin ifade edilmesi halinde $\gamma_I=1.5$ alınarak KDY ile tasarlanan sistemin $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti

Tasarım parametrelerinde diğeri τ eşdeğer zaman sabitini değiştirerek kontrol işareti istenilen seviyeye düşürülür. Bu sistemin kontrol işareti τ eşdeğer zaman sabiti 3 alındığında elde edilen sonuçlar Şekil 4.10' da gösterilmiştir. Bu durumda $u(t)$ kontrol işaretinin değeri 9 birim olmuştur.



Şekil 4.10: Denklem 4.29' a ait sistemin doymalı lineersizliğinin ifade edilmesi halinde $\tau=3$ alınarak KDY ile tasarlanan sistemin $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti

Eğer aynı sistemde τ eşdeğer zaman sabiti 4 seçilirse kontrol işareti Şekil 4.11' de görüldüğü gibi elde edilir. Bu durumda kontrol işaretinin değeri 2 birime düşer. Bölüm 2.4.2' de belirtildiği gibi τ eşdeğer zaman sabiti artarsa kökler sağa kayar ve sistem yanıtı yavaşlar. Şu halde eşdeğer zaman sabiti artırılarak kontrol işareti istenilen seviyeye düşürülebilir.



Şekil 4.11: Denklem 4.29' a ait sistemin doymalı lineersizliğinin ifade edilmesi halinde $\tau=4$ alınarak KDY ile tasarlanan sistemin $y(t)$ birim basamak giriş yanıtı , $u(t)$ sisteme etki eden kontrol işareti ve $e(t)$ hata işareti

5. SONUÇ VE TARTIŞMALAR

Son yıllarda kontrol sistemlerinin modelleri gerçeğe yakın oluşturulmaya çalışıldığından gittikçe daha karmaşık bir şekilde elde edilmektedir. İhtiyaçlara yönelik olarak kontrolörlerin de sürekli geliştirilmesi gerekmektedir. Önceki bölümlerden anlaşılabileceği üzere KDY, karmaşık kontrol sistemlerindeki kontrolörleri tasarlamak için geliştirilmiş, polinomsal gösterime yönelik çok etkin bir kontrol tasarım yöntemidir. KDY yönteminin temel prensipleri oluşturulurken, bazı klasik ve modern kontrol tekniklerinin üstünlükleri alınmış, yöntemin temel prensipleri uygun bir şekle getirilmiş ve ana yapının oluşturulmasında daha önceki deneyim ve fikirlerden de yararlanılmaya çalışılmıştır. Bunun sonucunda ortaya çıkan çok etkili ve verimli kontrol tasarım yöntemi ve kolay tasarım prosedürü ile kontrol sistemlerinin tasarımları kolaylaşmıştır. KDY yöntemi kullanılarak tasarlanan bir sistemin kapalı çevrim çıkış yanıtının aşısız bir şekilde oldukça hızlı yerleştiği görülür. Bununla birlikte elde edilen kontrol sistemi daha dayanıklıdır ve bozucu etkilerini hızlı bir şekilde giderir. Eğer sistemde herhangi bir aşım gözlenirse kararlılık indekslerinde ufak değişiklikler yapıldığında istenilen aşısız yanıt hemen elde edilebilir. Tasarım prosedürü çok basit olduğu gibi çok kolay da uygulanabilir.

Burada en sık karşılaşılan belirli doğrusal olmayan sistemler incelenmiştir. Kısım kısım doğrusal olarak ifade edilebilen sistemler burada anahtarlama yöntemine başvurulmuş ve modellenmiştir. Bunlar doymalı, açmalı-kapamalı, ölü bölgeli ve histeresiz karakteristikli doğrusal olmayan elemanları kapsayan sistemlerdir. Günümüzdeki birçok uygulamada yer alan bu tür doğrusal olmayan elemanların KDY yöntemiyle tasarlanan kontrolör ile sistem yanıtlarının aşısız ve istenilen yerleşme süresinde yerleştiği verilen örneklerden görülmüştür.

Sonuç olarak KDY yönteminin günümüzde yaygın uygulanan tasarım yöntemlerinden çok daha üstün olduğu görülür, ayrıca tasarım parametrelerinin az oluşu ve akılda kolay tutulabilmesi nedeniyle diğer tasarım yöntemlerinden çok daha kolay uygulanabildiği anlaşılmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] **Hamamcı, S.E.**, 2002. Katsayı Diyagram Metodu' nun Özel Durumlara ve ÇGÇÇ Sistemlere Uygulanması, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [2] **Öcal, Ö.**, 2004. Katsayı Diyagram Yönteminin (KDY) Kurumsal Altyapısı ve değişik Sistemlere Uygulanması, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [3] **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*, Palo Alto, CA, September 12-16.
- [4] **Manabe, S. and Kim, Y.C.**, 2000. Recent Development of Coefficient Diagram Method, *ASSC 2000 3rd Asian Control Conference*, Shanghai.
- [5] **Manabe, S.**, 1998a. Coefficient Diagram Method, *14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, 199-210, Seoul, Korea, August 24-28.
- [6] **Manabe, S.**, 1994c. Design of velocity controller for three inertia system by Coefficient Diagram Method, *First Asian Control Conference*, Tokyo, July 27-30.
- [7] **Lipatov, A.V. and Sokolov N.**, 1979. Some Sufficient Conditions for Stability and Instability of Continuous Linear Stationary Systems, *Automat. Remote Control*, **39**, 1285-1291.
- [8] **Kumpanya, D., Benjanarasuth, T., Ngamwiwit, J. and Komine, N.**, 2000. PI Controller design with feedforward by CDM for level processes, *TENCON2000 Intelligent Systems and Technologies for the Next Millennium*, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [9] **Hamamcı S.E., ve Uçar A.**, 1999. Sürekli Zamanlı Sistemlerin Katsayı Diyagram Metodu İle Kontrolü, *Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi*, Gaziantep, 6-12 Eylül.
- [10] **Manabe, S.**, 1998b. Analytical weight selection for LQ design, 8th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics, Sagamihara, ISAS, July 23-24.

- [11] **Manabe, S.**, 1998c. Analytical weight selection for LQ design, *8th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics*, Sagamihara, ISAS, July 23-24.
- [12] **Slotine, J.J.E., and Li, W.**, 1990. *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, New Jersey.
- [13] **Isidori, A.**, 1995. *Nonlinear Control Systems*, Springer Verlag, Berlin, New York.
- [14] **Kim, S.K., Choi, Y.H. and Kim, Y.C.**, 1998. A New Performance Index, *KACC'98 13th Korea Automatic Control Conference*, September 12-15.
- [15] **Kessler, C.**, 1960. Ein Beitrag zur Theorie mehrschleifiger Regelungen, *Regelungstechnik*, **8**, 261-266.
- [16] **Yardımcı, M.**, 2005. Katsayı Diyagram Yönteminin (KDY) Ölü Zamanlı Sistemlere Uygulanması, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [17] **Saito, K., Muta, K. and Manabe, S.**, 1995. A solution of the Benchmark problem by Coefficient Diagram Method, *ACC1995 - AIAA20*.
- [18] **Graham, D. and Lathrop, R.C.**, 1953. The synthesis of optimum transient response: criteria and standard forms, *AIEE Transactions*, **72**, 273-288.
- [19] **Kim Y.C., Cho, T. S. and Kim, H.S.**, 2000a, Comparative studies of Control design method, *ASSC2000 3rd Asian Control Conference*, Shanghai.
- [20] **Ucar A. and Hamamcı S.E.**, 2000. Controller based on Coefficient Diagram Method for the robotic manipulators, *ICECS2K The 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits & Systems*, Kaslik, Lebanon, December 17-20.
- [21] **Nakayama, Y., Fujikawa, K. and Kobayashi, H.**, 2000. A torque control method of three-inertia torsional system with backlash, *AMC2000*, Nagoya, Japan.

- [22] **Kim, Y.C., Jung, D.K. and Hur, M.J.**, 2000b. Application of CDM to MIMO systems: Control of Hot rolling mill, *ASSC2000 3rd Asian Control Conference*, Shanghai.
- [23] **Hamamcı S.E. and Köksal M.**, 2001. Robust control of a dc motor by Coefficient Diagram Method, *Accepted on MED'01 The 9th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Dubrovnik, Croatia, June 27-29.
- [24] **Hamamcı S.E. and Ucar A.**, 2002. A Model Based Control for Uncertain Systems, *Transaction Institute of Measurement and Control*, **24**, 331-345.
- [25] **Tustin A. and others**, 1958. Position control of massive objects, *Proc. IEE*, **105**, 1-57.
- [26] **D'azzo, J.J. and Houpis, H.H.**, 1981. Linear Control System Analysis and Design: Conventional and Modern, McGraw-Hill, NY.

EK-1

Matlab Yazılımları

MATLAB yazılımlarının kodlarının uzun olmasından dolayı bu yazılımlar CD’ de ek olarak verilmiştir. Yazılımların hepsi CD’ de MATLAB YAZILIMLARI adlı klasörün içinde yer almaktadır. Bu ekte yazılımların kısaca nasıl çalıştıkları hakkında bilgi verilecektir.

KDY Yazılımı

Bu kısımda n . mertebeden kontrol edilecek $G(s) = N(s)/D(s)$ olan bir sistemin ve ona etkiyen lineersizliğin kontrolör polinomlarını, hedef karakteristik polinomunun katsayılarını ve $P(s)$ karakteristik polinomunu otomatik olarak hesaplayan ve ayrıca $y(t)$ kapalı çevrim çıkış işaretini, $e(t)$ hata işaretini ve $u(t)$ kontrol işaretini otomatik olarak çizdiren bir yazılım programı bulunmaktadır. Bu yazılım programı MATLAB 6.5’ te hazırlanmış olup yan programı olan Simulink’ te kullanılmıştır. Program çalıştırıldığı zaman ilk olarak $N(s)$ ve $D(s)$ polinomlarının katsayıları girilir. Ardından KDY parametreleri girilir. Daha sonra bozucunun uygulanıp uygulanmadığı bilgisi verilir. Eğer bozucu varsa bozucunun türüne göre gerekli olan veriler girilir. Son olarak lineersizlik türü ve ilgili parametreler girildikten sonra yazılım otomatik olarak grafikleri çizdirir. Yazılımda aynı işlemler belli durumlar için tekrarlandığından, tasarımı kolaylaştırmak için belirli kalıp fonksiyonlar kullanılır. Fonksiyonlar, alt program veya kodlamamızın daha kolay ve geliştirilebilir hale gelmesini sağlayan programcıklardır. Tüm bozucular için ayrı ayrı karakteristik polinomu ve kontrolör polinomlarını hesaplayan fonksiyonlar yazılmıştır. Diğer bir fonksiyon grubu da her lineersizliğin sonucunda kısım kısım doğrusal bölgelerin anahtarlanmasıdır. Her bir lineersizlik için hem bozuculu hem de bozucusuz durumda kullanılmak üzere iki ayrı model Simulink’ te oluşturulur. Bozuculu durumda hangi bozucu seçilmişse ona göre anahtarlanır ve program sistem seçimine bağlı olarak çalışır.

Programın kullanımı kolaydır. Aşağıda programın girişlerinin yapıldığı ekran gösterilmektedir. Öncelikle yazılımı çalıştırmak için komut satırına “kdy“

yazılmalıdır. Daha sonra ekranda adım adım istenen değerlerin girilmesi istenir. Örnek olarak Bölüm 4.1’ de ki uygulamada söz konusu olan değerler programa şu şekilde görülür:

KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ

```
N(s) Polinomunu Giriniz.....:1
D(s) Polinomunu Giriniz.....:[1 5 8 4]

Eğdeğer Zaman Sabitini Giriniz.....:1.8
a0 Degerini Giriniz.....:1
Kararlilik Indekslerini Giriniz.....:[2.5 2 2 2 2 2 2]

1 Bozucu yok
2 Basamak
3 Rampa
4 Sinüs
5 Darbe
Bozucu Seçiminizi Giriniz....: 2

Basamak Tipi Bozucu Genligini Giriniz.....:0.5
Bozucunun Sisteme Uygulanacağı Zamanı Giriniz....:9

1 Doymalı
2 On-Off
3 Ölü Zamanlı
4 Histeresiz
5 Doğrusal Sistem
Seçiminizi Giriniz....: 2

k değerini giriniz ....: 0.3
```

Veriler girildikten sonra kontrolör polinomları ve karakteristik polinomun katsayıları ekranda çıktı olarak oluşturulur. Ardından yazılım grafikleri çizdirir. Şekil 4.2, 4.3, 4.5, 4.7, 4.9 bu yazılım programı yardımıyla oluşturulmuştur.

ÖZGEÇMİŞ

26 Nisan 1980'de Edirne Keşan'da doğdu. İlkokulu Keşan'da okuduktan sonra, orta okul eğitimini Edirne Anadolu Lisesinde tamamladı. Lise eğitimini Kocaeli Körfez Fen Lisesinde başarıyla tamamladıktan sonra, 1998 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümüne girmeye hak kazandı. 2003 yılında bu bölümden mezun olmuştur. 2003 senesinde Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programında yüksek lisans yapmaya hak kazanmıştır.