

DÜŞÜK MERTEBELİ MODELLERLE BİLGİSAYAR
DESTEKLİ KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
(MAKİNA MÜHENDİSLİĞİ)

Muzaffer AKPİL AKMAZ

Mart 1989

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

T. C.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi

Bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.



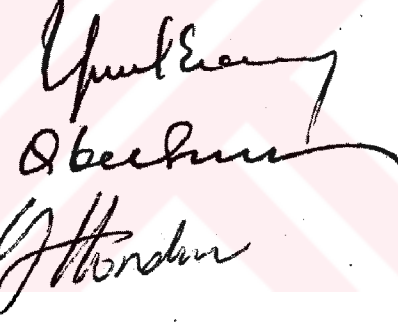
Danışman
Doç.Dr. Yaşar HONDUR

Sınav Jürisi

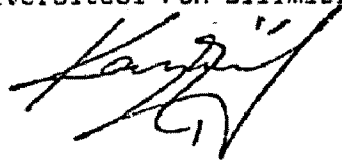
Başkan : Prof.Dr. Yücel ERCAN

Üye : Prof.Dr. Ali DURMAZ

Üye : Doç.Dr. Yaşar HONDUR



Bu Tez Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım
Esaslarına Uygundur.



DÜŞÜK MERTEBELİ MODELLERLE BİLGİSAYAR
DESTEKLİ KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Muzaffer AKPİL AKMAZ
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Ocak 1988

ÖZ

Bu çalışmada, Chen ve Shieh'in geliştirdiği ikinci mertebe modellerden yararlanan ve bilgisayar destekli cebirsel bir yaklaşımı içeren, kapalı çevrimli kontrol sistemi tasarım yöntemi incelenmiş ve yöntemin uygulanmasıyla üretilen sonuçlar Bode yöntemiyle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. İncelenen tasarım yöntemi Chen ve Shieh'in daha önce geliştirdiği model sadeleştirme tekniğinden de yararlanmaktadır. Yöntemin uygulanışının açıklandığı örnekler, ayrıntılı olarak incelendiği gibi, bu örneklerdeki tasarım problemleri Bode yöntemiyle de çözülmüştür. Ayrıca, literatürden seçilen bir kaç Bode yöntemi ile tasarım örneği Chen ve Shieh yöntemi ile tekrar tasarlanarak her iki yöntemle elde edilen sonuçlar da karşılaştırılmıştır. Chen ve Shieh yönteminin başarısının model sadeleştirme tekniğinin etkinliğine ve yöntemin uygulanışında seçilen tasarım şartlarına bağlı olduğu görüldüğü için, yöntem değişik tasarım şartları için de uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar Chen yönteminin sadeleştirme tekniğini sistem tasarımına oldukça başarılı olarak uygulandığı, ancak Bode yöntemi kadar iyi sonuç vermediğini göstermiştir. Bunun başlıca nedeni, yöntemin uygulanmasında kullanılan ikinci mertebeden modellerin asıl sistem modellerini pekçok uygulamada yeterli yakınlıkla temsil edememesinden kaynaklanmaktadır.

COMPUTER AIDED CONTROL SYSTEM
DESIGN VIA LOW ORDER MODELS

(M.Sc. Thesis)

Muzaffer AKPİL AKMAZ
GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
March 1989

ABSTRACT

In this study, the algebraic method developed by Chen and Shieh for the design of closed loop control systems, is investigated. The design method makes use of the technique for the simplification of linear system models also developed by the same authors, as well as being suitable for computer usage. The design examples originally solved in explaining the usage of the method, has been solved also by the graphical Bode design method, and the results of these two approaches are compared. Furthermore, some design examples on the application of the Bode method selected from well known literature have been redesigned according to the investigated method and the results are also compared. As it is observed that the success of the investigated method depends on the initial design specifications as well as the effectiveness of the model simplification technique, the methods effectiveness for a modified set of design specifications is also investigated. The overall results indicate that the method applies the simplification technique to system design quite successfully although the results it produces are not as good as those obtained via the Bode method. This originates from the fact that, in many cases, the second order models employed in the application of the method can not approximate the higher order systems with sufficient closeness.

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın konusunu veren, engin bilgi ve tecrübesiyle bana her aşamada yardım eden tez yöneticim, değerli insan Sayın Doç.Dr. Yaşar HONDUR'a sonsuz şükranlarımı sunarım.



İÇİNDEKİLER

ÖZ	II
ABSTRACT	III
TEŞEKKÜR	IV
İÇİNDEKİLER	V
SEMBOLLER	VII
TABLoların Listesi	IX
ŞEKİLLERİN Listesi	X

BÖLÜM 1

GİRİŞ	1
1.1. Linear Sistem Modellerinin Sadeleştirilmesi	1
1.1.1. Linear Model Sadeleştirme Yöntemleri	1
1.2. Linear Model Sadeleştirmesinin Sistem Tasarımına Uygulanması	2
1.3. Çalışmanın Amacı ve Kapsamı	3

BÖLÜM 2.

CHEN SİSTEM SADELEŞTİRME YÖNTEMİ

2.1. Yöntemin Açıklanması ve Fiziksel İzahı	5
2.2. Bir Transfer Fonksiyonunun Sadeleştirilmesi	7
2.3. Chen Sadeleştirme Yönteminin Bir Uygulaması	12

BÖLÜM 3

CHEN VE SHIEH'İN KONTROL SİSTEMİ TASARIM YÖNTEMİ

3.1. Tasarım Yönteminin Açıklanması	15
3.1.1. Birinci İşlem	16
3.1.2. İkinci İşlem	19
3.1.3. Üçüncü İşlem	24
3.1.4. Dördüncü İşlem	26
3.2. Yöntemin Değişik Tasarım Şartlarına Uygulanması	27
3.2.1. ξ Tasarım Şartı	29

3.2.2. ϕ_{pm} Tasarım Şartı	31
BÖLÜM 4	
TASARIM YÖNTEMİNİN UYGULANDIĞI ÖRNEKLER VE BODE YÖNTEMİ SONUÇLARI İLE KARŞILAŞTIRMALAR	32
4.1. Chen ve Bode yöntemi ile tasarlanan örnekler	32
BÖLÜM 5	
SONUÇLAR	81
KAYNAKLAR	84
EKLER	
EK 1	
SU.KE.AÇ. PROGRAMI	E-1
EK 2	
MUZ 11 PROGRAMI	E-3
EK 3	
POL-KAT-PROGRAMI	E-6
EK 4	
MUZ 13 PROGRAMI	E-18
EK 5	
MUZ 14 PROGRAMI	E-11
EK 6	
RE PROGRAMI	E-12

SEMBOLLER

<u>Sembol</u>	<u>Anlam</u>
a	: Kompansatöre ait parametre
a_1, a_2	: T_m 'e ait parametre
A	: Katsayı
b, b_1	: Kompansatör ve T_m 'e ait parametre
B	: Katsayı
$C, C(t)$	: Belirlenmemiş parametre, sistem cevabı
d	: Kompansatör parametresi
$F(s)$	: İleri besleme hattının T.F.
$G(s)$	: A.Ç.T.F.
$G_B(s)$	: Bode yöntemi ile tasarlanan sistemin A.Ç.T.F.
$G_{Bc}(s)$	: Bode yöntemiyle bulunan kompansatörün T.F.
$G_c(s)$	: Kompansatörün T.F.
$G_C(s)$	: Chen yöntemi ile tasarlanan sistemin A.Ç.T.F.
$G_{C_c}(s)$	: Chen yöntemiyle bulunan kompansatörün A.Ç.T.F.
G_m	: İkinci mertebe modelin A.Ç.T.F.
$G_p(s)$	: Plant'ın açık çevrim T.F.
$H(s)$	: Geri besleme hattının T.F.
j	: Sanal sayı
h_i	: S.K.A. katsayıları

<u>Sembol</u>	<u>Anlam</u>
k	: Kompansatöre ait parametre
k_v	: Hız-hata sabiti
M_p	: Maksimum aşma
P	: Kutup
R	: Belirlenmemiş parametre
s	: Karmaşık değişken
t	: Zaman
T	: Kompansatöre ait parametre
T_B	: Bode yöntemi ile tasarlanan sistemin K.Ç.T.F.
T_C	: Chen yöntemi ile tasarlanan sistemin K.Ç.T.F.
T_m	: İkinci mertebeden modelin K.Ç.T.F.
z_i	: Sıfır, parametre
β, α	: Kompansatör parametresi
ϕ_{pm}	: Faz payı, açısı
ω_n	: Doğal frekans
ω_c	: Geçiş frekansı
ξ	: Sönüm oranı

Kısaltmalar

A.Ç.T.F.	: Açık çevrim transfer fonksiyonu
K.Ç.T.F.	: Kapalı çevrim transfer fonksiyonu
T.F.	: Transfer fonksiyonu
S.K.A.	: Sürekli kesir açılımı

TABLOLARIN LİSTESİ

<u>Tablo</u>	<u>Sayfa</u>
Tablo 1. Birinci örnekle ilgili gerçek değerler.....	36
Tablo 2. İkinci örnekle ilgili gerçek değerler	41
Tablo 3. Üçüncü örnekle ilgili gerçek değerler	49
Tablo 4. Dördüncü örnekle ilgili gerçek değerler.....	54
Tablo 5. Beşinci örnekle ilgili gerçek değerler.....	58
Tablo 6. Altıncı örnekle ilgili gerçek değerler	62
Tablo 7. Yedinci örnekle ilgili gerçek değerler.....	70
Tablo 8. Sekizinci örnekle ilgili gerçek değerler.....	74
Tablo 9. Dokuzuncu örnekle ilgili gerçek değerler	80

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 1. Tipik geri beslemeli sistem	6
Şekil 2. Geri ve ileri beslemeli kontrol sistemi	6
Şekil 3. Sürekli kesir açılımının blok diyagramı şeklinde gösterilmesi	8
Şekil 4. Şekil 3'deki sistemin sadeleştirilmiş modelinin blok-diyagramı	8
Şekil 5. (18) ve (20)'deki sistemlerin birim basa- mak eğrileri	14
Şekil 6. Seri kompensatörlü bir kontrol sisteminin blok diyagramı	20
Şekil 7. Geri besleme kompensatörlü bir kontrol sisteminin blok diyagramı	21
Şekil 8. Faz ilerletici kompensatörün kutup sıfır yerleşimi	22
Şekil 9. Faz geriletici kompensatörün kutup sıfır yerleşimi	23
Şekil 10. B'ye bağlı olarak M_p ile ξ arasındaki bağıntı.....	28
Şekil 11. B'ye bağlı olarak M_p ile ξ arasındaki bağıntı	29
Şekil 12. Birim geri beslemeli sistem	33
Şekil 13. İç çevrimli sistem	34
Şekil 14. Birinci örnekle ilgili basamak-girişe cevaplar.....	37
Şekil 15. T_p 'nin basamak-girişe cevabı	38
Şekil 16. Kompensatör ilaveli, birim geri beslemeli sistem	39
Şekil 17. İkinci örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım.....	40

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 18. İkinci örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar	42
Şekil 19. T_p 'nin basamak-giriş cevabı	43
Şekil 20. Kompansatör ilaveli, birim geri beslemeli sistem	45
Şekil 21. Üçüncü örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım.....	47
Şekil 22. Üçüncü örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar....	48
Şekil 23. T_p 'nin basamak-giriş cevabı	50
Şekil 24. Kompansatör ilaveli, birim geri beslemeli sistem	51
Şekil 25. Dördüncü örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım	52
Şekil 26. Dördüncü örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar..	53
Şekil 27. T_p 'nin basamak giriş cevabı	55
Şekil 28. Beşinci örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım.....	57
Şekil 29. Beşinci örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar...	59
Şekil 30. T_p 'nin basamak giriş cevabı	60
Şekil 31. Altıncı örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım	63
Şekil 32. Altıncı örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar...	64
Şekil 33. T_p 'nin basamak giriş cevabı	65
Şekil 34. Yedinci örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım	68
Şekil 35. Yedinci örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar...	69
Şekil 36. T_p 'nin basamak-giriş cevabı	71
Şekil 37. Kompansatör ilaveli, birim geri beslemeli sistem	72
Şekil 38. Sekizinci örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım	73

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 39. Sekizinci örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar	75
Şekil 40. $\xi = 0.5$ değeri için basamak-giriş cevaplar	77
Şekil 41. $\xi = 0.9$ değeri için basamak-giriş cevaplar	78
Şekil 42. $\xi = 1.1$ değeri için basamak-giriş cevaplar	79



BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1. Lineer Sistem Modellerinin Sadeleştirilmesi

Yüksek mertebeden lineer sistemlerin düşük mertebeden sadeleştirilmiş modellerle tarif edilmesi sistem analiz ve sentezinde büyük kolaylıklar sağlayabilmektedir. Model sadeleştirme yöntemleri genellikle matematiksel olarak sistemin transfer fonksiyonunun mertebesinin veya durum matrisinin boyutlarının azaltılmasına tekabül etmektedir (9, 13).

1.1.1. Lineer Model Sadeleştirme Yöntemleri

Lineer sistem modellerinin sadeleştirilmesi üzerine pek çok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden bazıları şunlardır :

Gustafson Yöntemi : Bu yöntem pay dinamiği olmayan transfer fonksiyonlarına uygulanabilir. Sadeleştirilmiş modelin i 'inci mertebeden olması isteniyorsa, sadeleştirilecek sistemin paydasındaki i 'den yüksek mertebeli terimlerin atılmasıyla sadeleştirme tamamlanır (14).

Değiştirilmiş Routh Yöntemi : Bu yöntem Routh'un geliştirmiş olduğu doğrusal sistemlerin kararlılığının karakteristik denklemlerinden bulunmasında kullanılan yöntemin (3,15) geliştirilmesiyle elde edilmiştir.

Zaman Momentleri Yöntemi : Yöntemin uygulanabilmesi için sadeleştirilecek sistemin darbe cevabı analitik veya sayısal olarak bilinmelidir (3,10). Sadeleştirilmesi istenilen sistem ile düşük mertebeli

modelinin zaman momentleri birbirine eşitlenerek modelin bilinmeyen katsayıları bulunur.

Eğri Uydurma Yöntemi : En küçük kareler yöntemine göre eğri uydurma, bu yöntemin esasını oluşturur. Yöntemin uygulanmasında düşük mertebeden kutup ve sıfırları belirlenmemiş transfer fonksiyonlarının basamak cevapları kullanılır.

Chen Yöntemi : Chen yöntemiyle sadeleştirilmiş model, yüksek mertebeden sistemin sürekli kesir açılımında belirli sayıdaki ilk bir kaç bölüm dışındaki bölümlerin ihmal edilmesiyle elde edilir (1,2).

Kısaca bahsedilen yöntemlerle ilgili olarak şu noktaların belirtilmesi yerinde olur.

Kolay ve doğrudan uygulanmaları, istenilen mertebelerden yaklaşık modelleri bir uygulamada ve tek sonuçlu olarak vermeleri, bilgisayarda işlem sürelerinin çok kısa olması yüzünden sırayla Chen ve Değiştirilmiş Routh yönteminin kullanılması tercih nedeni olmalıdır. Chen ve Routh yöntemleri çok girdi, çok çıktı sistemlere de uygulanabilmektedir. Kararlı sistemler için daima kararlı modeller üreten yöntemler Değiştirilmiş Routh ve Eğri Uydurma yöntemleridir. Eğri uydurma ve zaman momentleri dışındaki yöntemler ise sadece transfer fonksiyonu bilinen sistemlere uygulanabilmektedir (3).

1.2. Lineer Model Sadeleştirmesinin Sistem Tasarımına Uygulanması

Modern bilgisayarlar yüksek mertebeden sistemlerin ele alınmasını önemli ölçüde kolaylaştırmakla beraber pek çok güncel uygulamalarda dinamik eleman sayısının çok fazla olması, çok kademeli kimyasal prosesler ve çok sayıda yapısal modları olan mekanik yapılar v.b., bilgisayarların yüksek doğruluk ve hızlarına rağmen büyük hesaplama

yükleri meydana getirebilmektedir. Dağıtılmış parametrelili modellerin mertebesi sonsuz olduğundan ele alınan sistem için yaklaşık bir model bulunmadan hesaplamalar yapılamaz. Yüksek mertebeden bir model kullanarak yapılan hesaplamalarla elde edilen kontrolör uygulamayacak derecede karmaşık olabildiği gibi, daha basit bir kontrolörle de aynı amaçlara çok yaklaşmak mümkün olabilmektedir (3,16). Bu ve benzer gerekçelerle lineer modellerin sadeleştirilmesi ve sistem tasarımına uygulanması güncelliğini koruyan önemli konulardandır.

Yüksek mertebeden lineer sistem modellerinin düşük mertebeli modellerle ifade edilmesi pek çok araştırmacının ilgilendiği bir konudur. Bunun sonucunda, genellikle iyi sonuçlar veren, farklı esaslara dayalı çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Ancak bu yöntemlerin düşük mertebeden modeller elde etme ötesindeki uygulamaları sayıca çok daha sınırlı kalmıştır.

Bu konuda C.F. Chen ve L.S. Shieh, sürekli kesir açılımı esasına dayalı kolaylıkla uygulanan bir yöntem geliştirdikleri gibi (1), cebirsel bir yaklaşıma dayanan bu yöntemi bilgisayar destekli olarak kapalı çevrimli kontrol sistemleri tasarımına - kompansatör hesapları-da uygulamışlardır (2).

1.3. Çalışmanın Amacı ve Kapsamı

Kontrol sistemlerinin tasarımı için kullanılan klasik teknikler genellikle grafik esaslı yöntemlere dayanırlar. Nyquist, Bode, Evans, Mitrovic, v.b. adlarıyla anılan yöntemler bunlara örneklerdir. Chen ve Shieh'in geliştirdiği yöntem ise esas itibariyle cebirsel olup, bilgisayar kullanımına yatkın ve düşük mertebeli modellerden yararlanmayı da içeren bir yöntemdir (2).

Bu çalışmanın amacı, adı geçen yöntemi ayrıntılı olarak inceleyerek, genel anlamda uygulanabilirliğini, varsa uygulanması esnasın-

da karşılaşılabilen güçlükleri belirlemek ve mümkünse bunları ortadan kaldırmak yanında, bahis konusu yöntemin ürettiği sonuçları iyi bilinen ve sık uygulanan grafiksel Bode yöntemi ile geniş kapsamlı olarak karşılaştırmak ve böylelikle genel bir hükme varmaktır. Bu amaçla yöntemin açıklandığı tebliğdeki (2) örnekler ayrıntılı olarak incelendiği gibi, aynı örnekler Bode yöntemine göre de tekrar tasarlanmıştır. Ayrıca otomatik kontrol konusunda güncel kitaplardan (4,5) seçilen çeşitli Bode yöntemine göre tasarım örnekleri, Chen yöntemiyle de tekrar tasarlanmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.



BÖLÜM 2

CHEN SİSTEM SADELEŞTİRME YÖNTEMİ

Chen ve Shieh bir sadeleştirme yöntemi (1) geliştirmişlerdir. Bu yöntemde, transfer fonksiyonu ile açıklanabilen sistemler için sadeleştirme işlemi sürekli kesir açılımı (S.K.A.) esasına göre yapılır. Bu açılımda istenilen mertebede transfer fonksiyonu elde etmek için açılımdaki gerekli katsayılar işleme girer, diğerleri atılır. Sadeleştirilmesi istenilen sistem durum değişkenleri ile ifade edilmişse, işlem durum matrisinin boyutlarının azaltılmasıyla gerçekleştirilir.

2.1. Yöntemin Açıklaması ve Fiziksel İzahı

Tipik geri beslemeli bir sistem Şekil 1'de gösterilmiştir. Böyle bir sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu (K.Ç.T.F.):

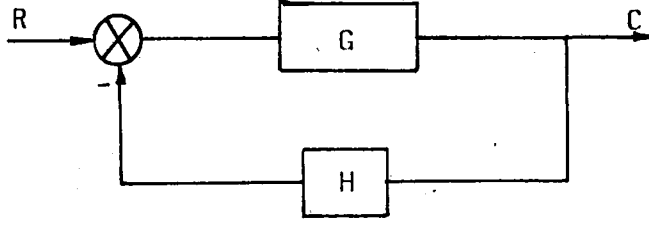
$$\frac{C}{R} = \frac{G}{1+GH} \quad (1)$$

şeklinde gösterilir (4).

(1) eşitliğinin pay ve paydasının G'ye bölünmesiyle elde edilen :

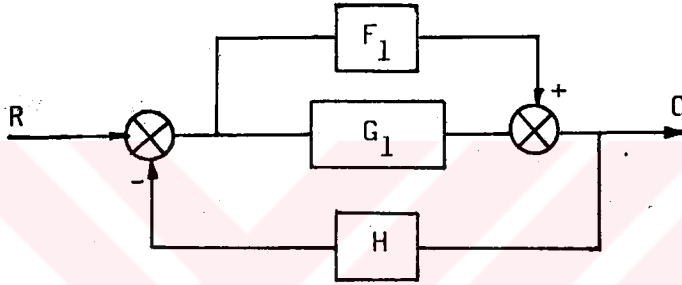
$$\frac{C}{R} = \frac{1}{H + \frac{1}{G}} \quad (1a)$$

bağıntı en basit S.K.A. olarak kabul edilebilir. Bunun fiziksel bir anlamı, kolayca görülebileceği gibi G'nin büyük değerleri için toplam sistem kazancı $\frac{1}{H}$ ile ifade edilebilir. Başka bir deyişle, H'nın sistemin davranışına birinci hakim etken olduğudur (3).



Şekil 1. Tipik geri beslemeli sistem

Sistem davranışı üzerinde ikinci hakim etken olarak Şekil 2'de gösterilen ileri besleme çevrimi de ele alınırsa,



Şekil 2. Geri ve ileri beslemeli kontrol sistemi

toplam K.Ç.T.F. :

$$\frac{C}{R} = \frac{G_1 + F_1}{1 + (G_1 + F_1)H} \quad (2)$$

şeklindedir. Bunun S.K.A.:

$$\frac{C}{R} = \frac{1}{H + \frac{1}{F_1 + G_1}} \quad (2a)$$

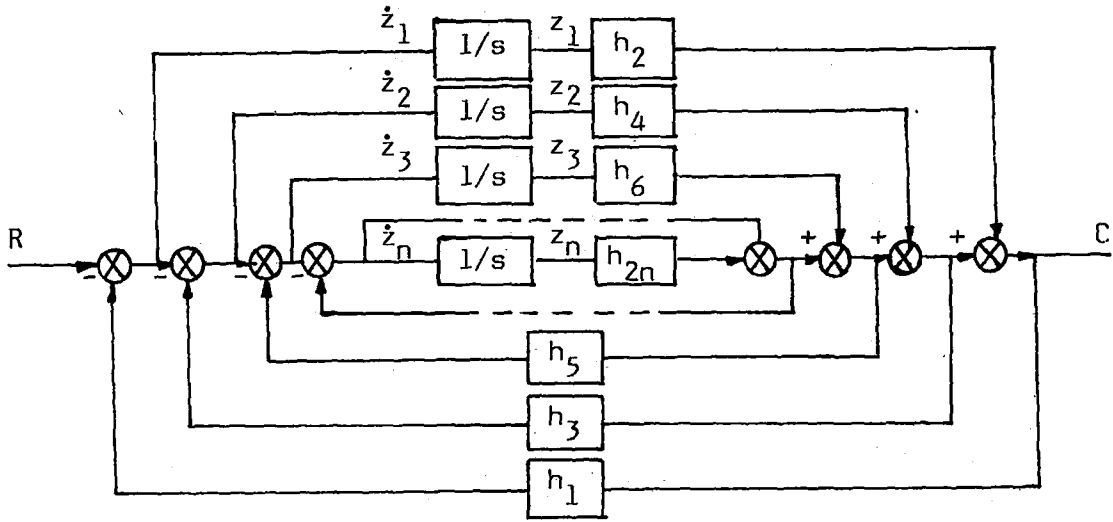
dır. Asıl sistem G_1 hala yüksek mertebeden bir transfer fonksiyonuna sahip ise açılıma devam edilerek genellikle aşağıdaki gibi bir S.K.A. elde edilir:

$$\frac{C}{R} = \frac{1}{h_1 + \frac{1}{\frac{h_2}{s} + \frac{1}{h_3 + \frac{1}{\frac{h_4}{s} + \frac{1}{\ddots}}}}} \quad (3)$$

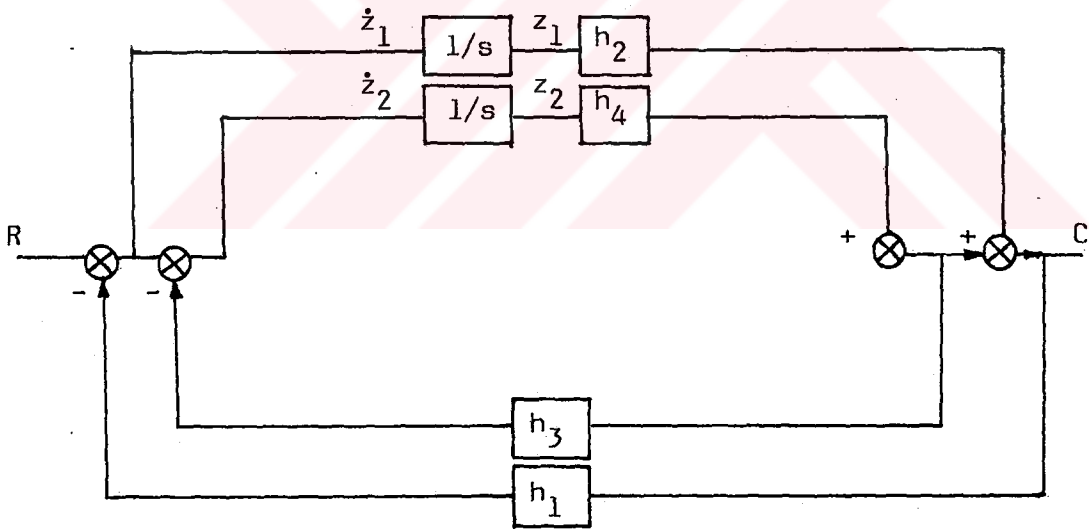
Bu açılım birçok geri ve ileri besleme hatlarından oluşan bir blok diyagrama tekabül eder (Şekil 3). (3) eşitliğinde en önemli hakim terim h_1 ve ikinci etkili terim h_2/s 'dir. Bir terimin sistem davranışına hükmetme bakımından önemi açılımdaki yerine bağlıdır ve aşağılara doğru inildikçe azalır. Bu özellik Chen sadeleştirme tekniği (1)'nin temelini oluşturmaktadır. Eğer m'inci mertebeden sadeleştirilmiş bir model isteniliyorsa (3)'teki açılımdan sadece ilk 2m sayıdaki açılım katsayısı alınarak geriye kalan katsayılar atılır. Şekil 3'deki sistemin sadeleştirilmiş modelinin blok diyagramı Şekil 4'de gösterilmiştir. Görüleceği gibi, sadeleştirme işlemiyle en içteki geri ve ileri besleme hatları ortadan kaldırılmış sadeleştirilmiş model için istenilen mertebeye göre en dıştakinden başlamak üzere geri ve ileri besleme hatları muhafaza edilmiştir.

2.2. Bir Transfer Fonksiyonunun Sadeleştirilmesi

Tipik kontrol sistemleri genellikle alçak geçirimli filtreler oldukları için model sadeleştirme işleminde ilk olarak sürekli durum (steady - state) ve daha sonra geçici durum ele alınmalıdır. Bunun anlamı sürekli kesir açılımına sabit terimlerden başlanabileceğidir (1).



Şekil 3. Sürekli kesir açılımının blok diyagramı şeklinde gösterilmesi.



Şekil 4. Şekil 3'deki sistemin sadeleştirilmiş modelinin blok-diyagramı.

Genel bir transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi verilmiş ise:

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{A_{2,n} S^{n-1} + A_{23} S^2 + A_{22} S + A_{21}}{A_{1,n+1} S^n + \dots + A_{13} S^2 + A_{12} S + A_{11}}$$

sistemin sadeleştirilmiş bir modeli istenildiğinde, ilk önce polinomlar en düşük mertebeden başlamak üzere sıralanır:

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{A_{21} + A_{22} S + A_{23} S^2 + \dots + A_{2,n} S^{n-1}}{A_{11} + A_{12} S + A_{13} S^2 + \dots + A_{1,n+1} S^n} \quad (4)$$

(4) denkleminde bölme işlemleri yapılırsa:

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{1}{\frac{A_{21} A_{12} - A_{11} A_{22}}{A_{21}} S + \frac{A_{21} A_{13} - A_{11} A_{23}}{A_{21}} S^2 + \dots + \frac{A_{21}}{A_{21} + A_{22} S + A_{23} S^2 + \dots + A_{2,n} S^{n-1}}}} \quad (5)$$

burada

$$\frac{A_{21} A_{12} - A_{11} A_{22}}{A_{21}} = A_{31}, \quad (6)$$

$$\frac{A_{21} A_{13} - A_{11} A_{23}}{A_{21}} = A_{32}$$

olarak alındığında (5) eşitliği :

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{1}{\frac{A_{11}}{A_{21}} + \frac{A_{31} S + A_{32} S^2 + A_{33} S^3 + \dots}{A_{21} + A_{22} S + A_{23} S^2 + \dots}} \quad (7)$$

halini alır. S.K.A.na devam edildiğinde :

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{1}{\frac{A_{11}}{A_{21}} + \frac{S}{\frac{A_{22} A_{31} - A_{32} A_{21}}{A_{31}} S + \dots}} \quad (8)$$

(8) eşitliğinde :

$$\frac{A_{22} A_{31} - A_{32} A_{21}}{A_{31}} = A_{41} \quad (9)$$

olarak alındığında, (4) denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir :

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{1}{\frac{A_{11}}{A_{21}} + \frac{S}{\frac{A_{21}}{A_{31}} + \frac{S}{\frac{A_{31}}{A_{41}} + \dots}}} \quad (10)$$

veya

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{1}{\frac{A_{11}}{A_{21}} + \frac{1}{\frac{A_{21}}{A_{31} S} + \frac{1}{\frac{A_{31}}{A_{41}} + \dots}}} \quad (11)$$

şeklinde yazılır.

(4) denklemindeki katsayıların Routh tablosuna benzer bir şekilde yazılmasıyla :

$$\begin{array}{ccccccc}
A_{11} & A_{12} & \cdots & A_{1,n} & A_{1,n+1} & & \\
A_{21} & A_{22} & \cdots & A_{2,n} & & & \\
A_{31} & A_{32} & \cdots & \cdots & & & \\
\vdots & \vdots & & & & & \\
\vdots & \vdots & & & & & \\
A_{2n+1,1} & & & & & &
\end{array} \quad (12)$$

elde edilir. Burada :

$$A_{j,k} = A_{j-2,k+1} - \frac{A_{j-2,1} A_{j-1,k+1}}{A_{j-1,1}}, \quad (13)$$

$j = 3, 4, \dots, 2_{n+1}$; $k = 1, 2, \dots, n+1$ 'dir.

Açılım katsayıları h_i 'ler (12) tablosunun birinci sütunundan hesaplanır. :

$$h_i = \frac{A_{i,1}}{A_{i+1,1}}, \quad i = 1, 2, \dots, 2n \quad (14)$$

(14) formülünden ilk dört açılım katsayısı :

$$\begin{aligned}
h_1 &= \frac{A_{11}}{A_{21}} \\
h_2 &= \frac{A_{21}}{A_{12} - h_1 A_{22}} \\
h_3 &= \frac{A_{12} - h_1 A_{22}}{A_{22} - h_2 (A_{13} - h_1 A_{23})} \\
h_4 &= \frac{A_{22} - h_2 (A_{13} - h_1 A_{23})}{A_{13} - h_1 A_{23} - h_3 [A_{23} - h_2 (A_{14} - h_1 A_{24})]}
\end{aligned} \quad (15)$$

olarak elde edilir. İkinci mertebeden yaklaşık model T_m, h_i katsayılarına bağlı olarak yazılırsa :

$$T_m(s) = \frac{h_2 h_3 h_4 + (h_2 + h_4) s}{h_1 h_2 h_3 h_4 + (h_1 h_2 + h_1 h_4 + h_3 h_4) s + s^2} \quad (16)$$

olarak bulunur. Açılımın ilk altı bölümü kullanılarak üçüncü mertebeden yaklaşık model ise :

$$T_{m3}(s) = \frac{h_2 h_3 h_4 h_5 h_6 + (h_2 h_3 h_4 + h_2 h_3 h_6 + h_4 h_5 h_6) s + (h_2 + h_4 + h_6) s^2}{h_1 h_2 h_3 h_4 h_5 h_6 + (h_1 h_2 h_3 h_4 + h_1 h_2 h_3 h_6 + h_1 h_2 h_5 h_6 + h_1 h_4 h_5 h_6 + h_3 h_4 h_5 h_6) s + (h_1 h_2 + h_1 h_4 + h_1 h_6 + h_3 h_4 + h_3 h_6 + h_5 h_6) s^2 + s^3} \quad (17)$$

olarak bulunur. (16) ve (17) de gösterildiği gibi verilen bir transfer fonksiyonunun polinomlarının katsayılarından h_j değerleri bulunabildiği gibi, tam tersi bir işlemle h_i katsayılarını kullanarak sistemin pay ve payda polinomlarının katsayıları da bulunabilir. Yöntemin verilen bir sistem modeline uygulanmasında S.K.A. katsayıları EK- 1 'de verilen SU.KE.AC. adlı bilgisayar programıyla hesaplanabilir.

2.3. Chen Sadeleştirme Yönteminin Bir Uygulaması

Sadeleştirilmesi istenilen sistemin K.Ç.T.F. :

$$T(s) = \frac{b_1 s^4 + b_2 s^3 + b_3 s^2 + b_4 s + b_5}{a_1 s^8 + a_2 s^7 + a_3 s^6 + a_4 s^5 + a_5 s^4 + a_6 s^3 + a_7 s^2 + a_8 s + a_9} \quad (18)$$

burada :

$$a_1 = 1.72729932 \times 10^{-11}$$

$$b_1 = 1.16074282 \times 10^{-8}$$

$$a_2 = 1.33469457 \times 10^{-8}$$

$$b_2 = 9.20121170 \times 10^{-6}$$

$$a_3 = 2.09672244 \times 10^{-6}$$

$$b_3 = 1.46464446 \times 10^{-3}$$

$$a_4 = 1.09963236 \times 10^{-4}$$

$$b_4 = 7.16799800 \times 10^{-2}$$

$$a_5 = 2.89073353 \times 10^{-3}$$

$$b_5 = 1.0$$

$$a_6 = 4.28268027 \times 10^{-2}$$

$$a_7 = 3.28968664 \times 10^{-1}$$

$$a_8 = 5.71677073 \times 10^{-1}$$

$$a_9 = 1.0$$

İkinci mertebeden sadeleştirilmiş model istenildiği kabul edilerek sadeleştirme işlemi yapılacaktır.

(18) deki transfer fonksiyonunun polinomları sabit terimlerden başlamak üzere yazılıp, S.K.A. işlemleri yapıldığında :

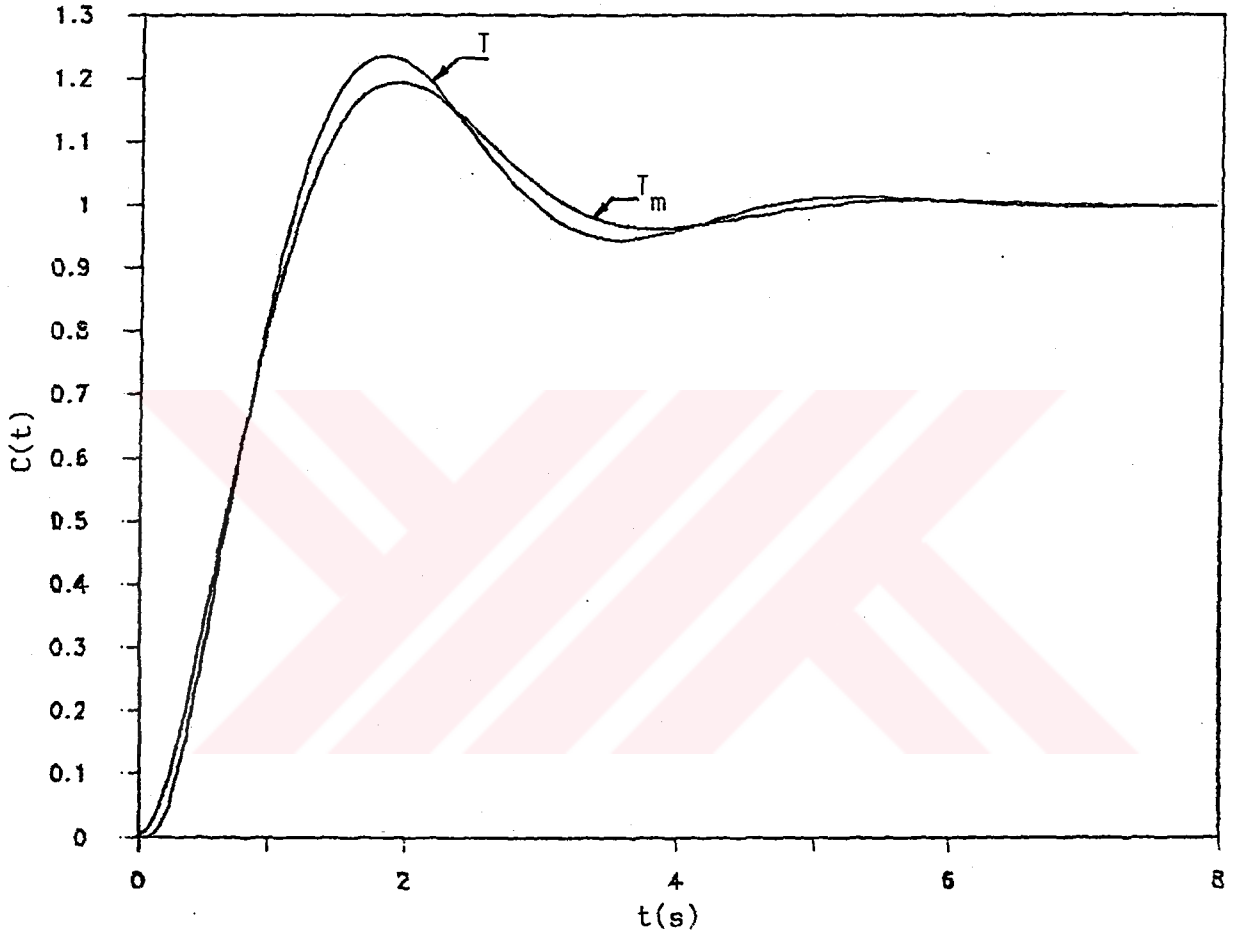
$$= \frac{1}{1.000 + \frac{1}{\frac{2.000}{S} + \frac{1}{-0.857 + \frac{1}{\frac{-1.997}{S} + \frac{1}{\dots}}}}} \quad (19)$$

elde edilir. İkinci mertebeden model istenildiğinden, ilk dört açılım katsayısını bulmak yeterli olacaktır. Bu dört katsayı kullanılarak elde edilen ikinci mertebeden model :

$$T_m(S) = \frac{0.0027 S + 3.42377}{S^2 + 1.714586S + 3.42377} \quad (20)$$

olarak elde edilir.

Şekil 5'te asıl sistemin ve sadeleştirilmiş sistemin birim-basamak cevap eğrileri görülmektedir. Buna göre sekizinci mertebeden bir transfer fonksiyonu, ikinci mertebeden bir model ile yaklaşıklıkla tarif edilmiştir.



Şekil 5. (18) ve (20)'deki sistemlerin birim basamak - giriş cevapları

BÖLÜM 3

CHEN ve SHIEH'in KONTROL SİSTEMİ TASARIM YÖNTEMİ

Chen ve Shieh, geliştirmiş oldukları S.K.A.na dayalı lineer model sadeleştirme yöntemini kullanarak, cebirsel bir yaklaşım içeren, bilgisayar destekli, kapalı çevrimli kontrol sistemi tasarım yönteminde elde etmişlerdir (2).

3.1. Tasarım Yönteminin Açıklanması

Bu yöntem başlıca dört işlemden oluşmaktadır. Bu işlemler kısaca şöyle açıklanabilir :

Birinci İşlem : Kompanse edilecek sistemin sağlaması istenilen tasarım şartlarını tamamen sağlayan ikinci mertebeden bir modelin K.Ç.T.F.nun bilgisayar yardımıyla elde edilmesi.

İkinci İşlem : Kompansatör tipi ile parametrelerinin kabul edilmesi ve kompanse edilmesi istenilen asıl sisteme kompansatörün ilave edilmesiyle elde edilen kompanse edilmiş sistemin K.Ç.T.F. nun bulunması.

Üçüncü İşlem : Birinci ve ikinci işlemde elde edilen K.Ç.T.F.-nin S.K.A. katsayılarından ilk dörderinin bulunması ve bu katsayıların birbirine eşitlenmesi.

Dördüncü İşlem : Üçüncü işlemde elde edilen eşitliklerin Newton-Raphson yöntemi ile bilgisayarda çözülerek kompansatör parametrelerinin değerinin bulunması.

3.1.1. Birinci İşlem

Başlangıçta ele alınan sistem'in (plant'ın), kompanse edildikten sonra uyması istenilen tasarım şartları frekans, zaman ve kompleks domeninde olabilir. Bu domenlerdeki tasarım şartları (2)'de olduğu üzere aşağıdaki gibi alınabilir :

$$\begin{aligned} k_v, & \text{ hız hata sabiti (zaman domeni) } \\ \omega_c, & \text{ geçiş frekansı (frekans domeni) } \\ \xi, & \text{ sönümlleme oranı (kompleks domeni) } \end{aligned} \quad (21)$$

Bu tasarım şartlarını gerçekleştirebilen ikinci mertebeden modelin K.Ç.T.F. :

$$T_m = \frac{b_1 s + a_2}{s^2 + a_1 s + a_2}, \quad (22)$$

(2) de, olarak seçilmiştir. (22) denkleminde tekabül eden birim geri beslemeli sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu (A.Ç.T.F.) :

$$G_m = \frac{b_1 s + a_2}{s^2 + (a_1 - b_1) s} \quad (23)$$

olarak elde edilir. T_m ve G_m 'de a_1 , a_2 , b_1 belirlenmemiş parametrelerdir. Bu parametreleri belirlemek için k_v , ω_c ve ξ 'nin tarifinden üç denklem aşağıdaki şekilde yazılabilir :

k_v 'nin tanımından ; hız hata sabiti

$$k_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G_m(s) = \frac{a_2}{a_1 - b_1}$$

elde edilerek,

Birinci Denklem :

$$a_1 - \left(\frac{a_2}{k_v}\right) - b_1 = 0 \quad (24)$$

olarak bulunur.

ω_c 'nin tarifinden ;

ω_c , db çizgisinde sıfıra karşılık gelen A.Ç.T.F.nun frekansıdır. Matematiksel olarak bunun anlamı :

denklem (23)ün frekans domeninde yazılışı :

$$G_m(j\omega_c) = \frac{b_1(j\omega_c) + a_2}{(j\omega_c)^2 + (a_1 - b_1)(j\omega_c)}$$

buradan,

$$1 = \frac{|b_1(j\omega_c) + a_2|}{|[(j\omega_c)^2 + a_1(j\omega_c) + a_2] - [(b_1 j\omega_c) + a_2]|}$$

bu eşitliğin çözülmesiyle,

İkinci Denklem :

$$\omega_c^4 + \omega_c^2 (a_1^2 - 2a_1 b_1) - a_2^2 = 0 \quad (25)$$

olarak bulunur.

Sönümlleme oranı ξ 'nin tarifinden;

T_m aşağıdaki şekilde yazıldığında :

$$T_m = \frac{b_1 s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (26)$$

buradan, $a_1 = 2\xi\omega_n$, $a_2 = \omega_n^2$ elde edilir ve

Üçüncü Denklem :

$$a_1^2 - 4a_2 \xi^2 = 0 \quad (27)$$

olarak bulunur.

(24), (25) ve (27) üç bilinmeyenli üç denklemdir. Bu üç denklemden k_v , ω_c ve ξ ya başlangıçta tasarım şartlarında belirtilen

değerlerin verilmesiyle, bilinmeyen a_1 , a_2 , b_1 katsayıları çok boyutlu Newton-Raphson'un lineer olmayan denklem takımı çözme metodu kullanılarak, bilgisayar yardımıyla bulunur. Bu tasarım şartları için çok boyutlu Newton-Raphson metodu gözönüne alındığında :

$$a_1 = x_1 \quad , \quad a_2 = x_2 \quad \text{ve} \quad b_1 = x_3$$

olarak ifade edilirse (24), (25) ve (27) denklemleri :

$$\begin{aligned} x_1 - \left(\frac{x_2}{k_v} \right) - x_3 &= 0 \\ \omega_c^4 + \omega_c^2 (x_1^2 - 2x_1 x_3) - x_2^2 &= 0 \\ x_1^2 - 4x_2 \xi^2 &= 0 \end{aligned} \tag{28}$$

şeklini alır. Bu denklemlere k_v , ω_c ve ξ 'nin değerleri yerleştirilirse :

$$f_1(x_1, x_2, x_3) = 0$$

$$f_2(x_1, x_2, x_3) = 0$$

$$f_3(x_1, x_2, x_3) = 0$$

elde edilir. Vektör notasyonu ile :

$$\vec{f}(\vec{x}) = 0$$

başlangıç değerleri aşağıdaki gibi alındığında :

$$\vec{x}_0 = \begin{bmatrix} x_{10} \\ x_{20} \\ x_{30} \end{bmatrix}$$

$$f_1(x_1, x_2, x_3) \big|_0 = r_1 \big|_0$$

$$f_2(x_1, x_2, x_3) \big|_0 = r_2 \big|_0$$

$$f_3(x_1, x_2, x_3) \big|_0 = r_3 \big|_0$$

$\vec{r}$ artık vektörü :

$$\vec{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \end{bmatrix} \text{ olur.}$$

Newton-Raphson formülü :

$$\vec{x}_1 = \vec{x}_0 - \left(\frac{\partial \vec{r}}{\partial \vec{x}} \right)_0^{-1} \vec{r}_0$$

buradan, Jacobian matrisi,

$$\left(\frac{\partial \vec{r}}{\partial \vec{x}} \right) \big|_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_1}{\partial x_1} & \frac{\partial r_1}{\partial x_2} & \frac{\partial r_1}{\partial x_3} \\ \frac{\partial r_2}{\partial x_1} & \frac{\partial r_2}{\partial x_2} & \frac{\partial r_2}{\partial x_3} \\ \frac{\partial r_3}{\partial x_1} & \frac{\partial r_3}{\partial x_2} & \frac{\partial r_3}{\partial x_3} \end{bmatrix} \bigg|_0$$

Newton-Raphson formülünün genel şekli :

$$\vec{x}_{n+1} = \vec{x}_n - \left(\frac{\partial \vec{r}}{\partial \vec{x}} \right)_n^{-1} \vec{r}_n$$

olur. Denklemlerin bu yolla çözülmesi için EK 4'te verilen MUZ 13 bilgisayar programı kullanılmıştır.

3.1.2. İkinci İşlem

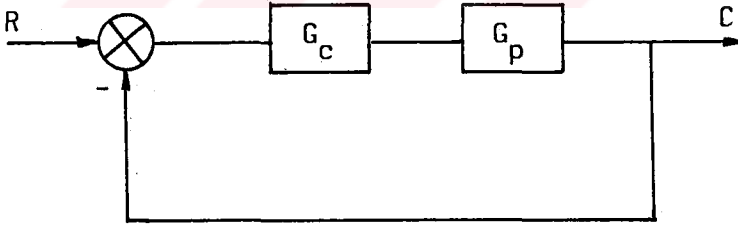
İkinci işlemde, kompensator tipi ve parametrelerinin aşağıda verilen bilgiler ışığında belirlenmesi ve sisteme ilave edilmesiyle

kompensatör ilaveli sistemin toplam K.Ç.T.F. bulunmaktadır.

Ele alınan plant'ın belirli ve değiştirilemez olduğu kabul edilerek, plant'ın tatminkar olmayan (veya yetersiz olan) davranışını (performansını) düzeltmek amacıyla, oluşturulan sisteme ilave edilen fiziki cihazlara genellikle kompensatör adı verilir. Bu cihazlar genellikle elektrikli, mekanik, pnömatik, hidrolik veya bunların kombinasyonlarından oluşurlar (4).

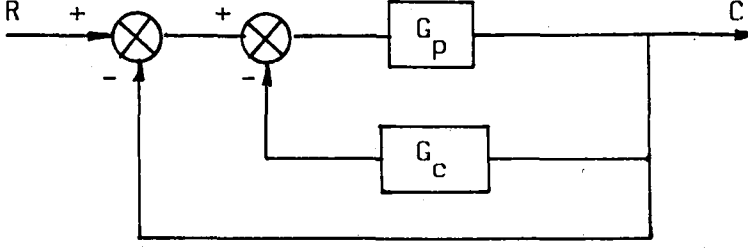
Sistemdeki sinyallerin doğal yapısına, çeşitli noktalardaki güç seviyelerine, gerekli parçaların temin kolaylığına v.s. bağlı olarak kompensatörler sisteme paralel (feedback) veya seri (cascade) olarak dahil edilirler. Seri kompensatörler güç kaybından kaçınmak için ileri besleme hattındaki en düşük enerji noktasında devreye sokulurlar. Bu nedenle genellikle plant'ın önüne yerleştirilirler (4).

Eğer kompensatör G_c , seri olarak yerleştirilmiş ise seri kompensatör olarak adlandırılır, Şekil 6.



Şekil 6. Seri kompensatörlü bir kontrol sisteminin blok diyagramı

İç geri besleme hattı üzerine bir kompensatör yerleştirilerek geri besleme sinyal veya sinyalleri elde edilmiş ise paralel veya geri besleme kompensatörü olarak adlandırılır, Şekil 7.



Şekil 7. Geribesleme kompensatörlü bir kontrol sisteminin blok diyagramı.

Uygulamada genellikle seri kompensatörlerin üç tipi ile karşılaşılr :

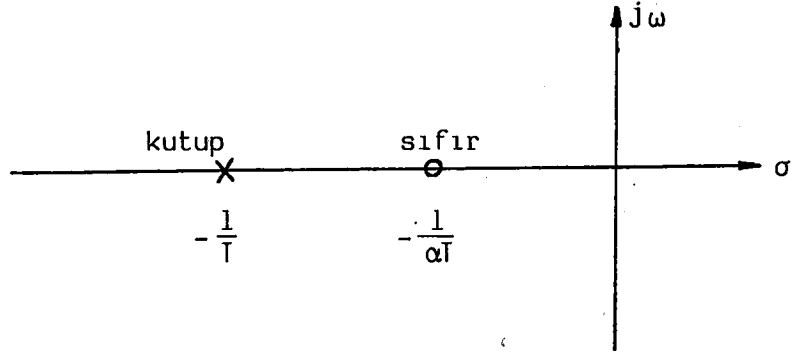
- a. Faz ilerletici (Lead) kompensatör
- b. Faz geriletici (Lag) kompensatör
- c. Faz geriletici-ilerletici (Lag-Lead) kompensatör

a. Faz ilerletici (Lead) Kompensatörler: Esas itibariyle faz ilerletici kompensatörler yüksek geçiş filtreleridirler. Genellikle geçici cevabı iyileştirir ve sürekli durum davranışında küçük bir iyileşme sağlarlar. Geçiş frekansı kazancını arttırdıkları için bant genişliğini artırarak, cevap hızının artmasını, maksimum aşma miktarının azalmasını sağlarlar (4).

Faz ilerletici kompensatörün T.F. :

$$G_c = \frac{s + \frac{1}{\alpha T}}{s + \frac{1}{T}} \quad (\alpha > 1) \quad (29)$$

G_c , $s = -\frac{1}{\alpha T}$ de gerçek bir sığra ve $s = -\frac{1}{T}$ de gerçek bir kutba sahiptir. α ve T 'nin değerlerine göre kutup ve sıfırlar s düzleminin negatif kısmında yer değiştirirler. Sıfır, daima kutbun sağına yerleştirilir ve α sabiti bu mesafeyi belirler, Şekil 8.



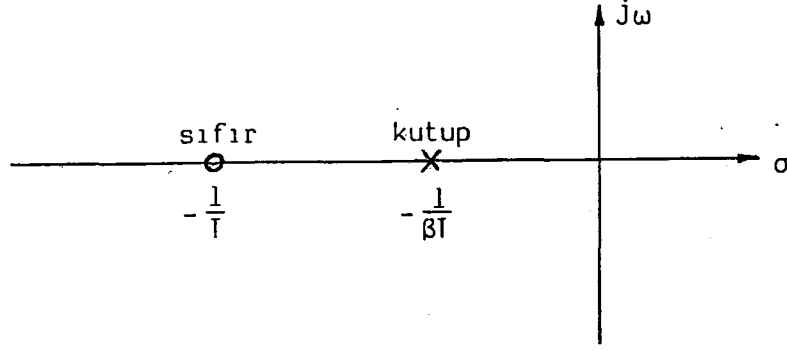
Şekil 8. Faz ilerletici kompensatörün kutup-sıfır yerleşimi

b. Faz Geriletici (Lag) Kompensatörler : Faz geriletici kompensatörler genellikle alçak geçiş filtreleridir. Bundan dolayı faz geriletici kompensatörler, düşük frekanslarda yüksek kazancı mümkün kılarak sürekli durum hatasını azalttıkları gibi sistem kararsızlığından kaçınmak için ya da yüksek frekansların kritik olduğu aralıkta da kazancı düşürürler ve sistemin bant genişliğini azaltırlar. Faz geriletici kompensatörün yararlanılan özelliği, yüksek frekanslardaki genlik azaltması olup faz geciktirme özelliği değildir. Aslında faz geciktirme özelliğinin kompanzasyon amaçları için hiç bir yararı yoktur.

Faz geriletici kompensatörün T.F. :

$$G_c = \frac{1}{\beta} \left(\frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\beta T}} \right) \quad (\beta > 1) \quad (30)$$

G_c , $s = -\frac{1}{T}$ de gerçek bir sığra ve $s = -\frac{1}{\beta T}$ de gerçek bir kutba sahiptir. β ve T 'nin değęerlerine göre kutup ve sıfırlar s düzleminin negatif kısmında yer değıştirirler. Kutup daima sıfırın sağına yerleştirilir ve β sabiti bu mesafeyi belirler, Şekil 9.



Şekil 9. Faz geriletici kompensatörün kutup-sıfır yerleşimi

c. Faz Geriletici-İlerletici (Lag-Lead) Kompensatörler : Pek çok sistemin tasarımında tek bir faz ilerletici veya faz geriletici kompensatör ile sonuca ulaşılmayabilir. Eğer geçici ve sürekli durum cevabının her ikisinin de iyileştirilmesi isteniyorsa, yani kazançta ve bant genişliğinde büyük artış isteniyorsa faz geriletici ve faz ilerletici kompensatör birlikte kullanılmalıdır. Faz geriletici ve ilerletici kompensatörü ayrı elemanlar olarak kullanmak yerine tek bir faz geriletici-ilerletici kompensatör kullanmak daha avantajlıdır (4).

Faz geriletici-ilerletici kompensatörün T.F. :

$$G_c = \left(\frac{s + \frac{1}{T_1}}{s + \beta/T_1} \right) \left(\frac{s + 1/T_2}{s + \frac{1}{\beta T_2}} \right) \quad (\beta > 1) \quad (31)$$

şeklindedir. Faz geriletici-ilerletici kompensatör $s = -\frac{1}{T_1}$ ve $s = -\frac{1}{T_2}$ de iki gerçek sıfır ile $s = -\frac{\beta}{T_1}$ ve $s = -\frac{1}{\beta T_2}$ de iki gerçek kutba sahiptir. Faz geriletici-ilerletici kompensatör T_1 ve T_2 'nin aldığı değerlere bağlı olarak faz ilerletici-geriletici kompensatör olarak değişebilir veya tam tersi de olabilir.

İncelenen yöntemde, (2), faz ilerletici ve faz geriletici kompansatörün T.F. :

$$G_c = k \frac{(s+b)}{(s+a)} \quad (32)$$

olarak alınmıştır. Burada k kazanç olup, faz ilerletici kompansatör için $a > b$, faz geriletici kompansatör için $b > a$ olmaktadır. Faz geciktirici-ilerletici kompansatörün T.F. ise :

$$G_c = k \frac{(s^2 + cs + d)}{(s^2 + as + b)} \quad (33)$$

olarak seçilmiştir.

Davranışı seri kompansatör kullanılarak iyileştirilmek istenen plant'la ilgili sistemin toplam K.Ç.T.F., Şekil 6 :

$$T_C(s) = \frac{G_c(s) G_p(s)}{1 + G_c(s) G_p(s)} \quad (34)$$

şeklinde dir. Genel bir yazılış şekli olarak, kompansatör ilaveli sistemin toplam K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{A_{2,n} s^{n-1} + \dots + A_{23} s^2 + A_{22} s + A_{21}}{A_{1,n+1} s^n + \dots + A_{13} s^2 + A_{12} s + A_{11}} \quad (35)$$

şeklinde gösterilebilir.

3.1.3. Üçüncü İşlem

İkinci işlem den elde edilen kompansatör ilaveli sistemin toplam K.Ç.T.F.nun genel yazılış şekli olan (35) eşitliğinin S.K.A. katsayıları :

$$h_1 = \frac{A_{11}}{A_{21}}$$

$$h_2 = \frac{A_{21}}{A_{21} - h_1 A_{22}} \quad (36)$$

$$h_3 = \frac{A_{12} - h_1 A_{22}}{A_{22} - h_2 (A_{13} - h_1 A_{23})}$$

$$h_4 = \frac{A_{22} - h_2 (A_{13} - h_1 A_{23})}{A_{13} - h_1 A_{23} - h_3 [A_{23} - h_2 (A_{14} - h_1 A_{24})]}$$

olarak elde edilir. Birinci işlemde ele alınan model,

$$I_m = \frac{b_1 s + a_2}{s^2 + a_1 s + a_2}$$

I_m 'in S.K.A. katsayıları

$$h_1 = \frac{a_2}{a_2} = 1$$

$$h_2 = \frac{a_2}{a_1 - h_1 - b_1}$$

$$h_3 = \frac{a_1 - h_1 b_1}{b_1 - h_2}$$

$$h_4 = b_1 - h_2$$

olarak bulunur. I_C 'nin S.K.A. katsayıları da a_1 ve a_2 ve b_1 bilinmeyen kompansatör parametrelerini içermektedir. I_C ve I_m 'in S.K.A. katsayılarının ilk dördü karşılıklı olarak birbirine eşitlendiğinde,

$$h_1 = h_1$$

$$h_2 = h_2$$

$$h_3 = h_3$$

$$h_4 = h_4$$

(37)

Üçüncü işlem tamamlanmış olur. Bu çalışmada T_m 'in S.K.A. katsayıları EK 1'de verilen SU.KE.AÇ. adlı bilgisayar programı ile hesaplanmıştır.

3.1.4. Dördüncü İşlem

Üçüncü işlemde elde edilen (37) eşitliklerindeki lineer olmayan denklemlerin çözümü çok boyutlu Newton-Raphson yöntemi ile EK 5'de verilen MUZ 14 adlı bilgisayar programı kullanılarak bulunmuştur. Lineer olmayan bu denklemlerin çözümü oldukça zor ve zaman alıcı olduğundan (2) de diğer bir çözüm yolu da belirtilmiştir. (37) eşitlikleri matris ifadesi şeklinde yazıldığında :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & h_2 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 1 & h_2 h_3 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & h_2 + h_4 & h_2 h_3 h_4 & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{13} \\ A_{14} \\ A_{15} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 1 & h_1 h_2 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & h_1 + h_3 & h_1 h_2 h_3 & 0 & \dots \\ 0 & 1 & (h_1 h_2 + h_1 h_4 + h_3 h_4) & h_1 h_2 h_3 h_4 & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{21} \\ A_{22} \\ A_{23} \\ A_{24} \end{bmatrix} \quad (38)$$

elde edilir. Bir diğer yazılış şekli :

$$\begin{bmatrix} A_{11} \\ h_2 A_{12} \\ A_{12} + h_2 h_3 A_{13} \\ A_{13}(h_2 + h_4) + A_{14} h_2 h_3 h_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{21} \\ A_{21} + A_{22} h_1 h_2 \\ (h_1 + h_3) A_{22} + A_{23}(h_1 h_2 h_3) \\ A_{22} + (h_1 h_2 + h_1 h_4 + h_3 h_4) A_{23} \end{bmatrix} \quad (39)$$

eşitlik haline getirildiğinde :

$$A_{11} = A_{21}$$

$$h_1 A_{12} = A_{21} + A_{22} h_1 h_2$$

$$A_{12} + h_2 h_3 A_{13} = (h_1 + h_3) A_{22} + A_{23} (h_1 h_2 h_3) \quad (40)$$

$$A_{13} (h_2 + h_4) + A_{14} h_2 h_3 h_4 = A_{22} + (h_1 h_2 + h_1 h_4 + h_3 h_4) A_{23}$$

elde edilir. Bu eşitliklerde, birinci işlemde elde edilen T_m 'in S.K.A. katsayıları h_1 , h_2 , h_3 ve h_4 'ün değerleri yerlerine konulduğunda üç bilinmeyenli üç denklem elde edilir. Bu denklemlerin bilgisayar yardımı ile çözülmesiyle bilinmeyen kompansatör parametrelerinin değerleri bulunur. Bu değerlerin bulunması amacıyla kullanılan her iki yol da aynı sonucu vermektedir.

3.2. Tasarım Yönteminin Değişik Tasarım Şartlarına Uygulanması

İncelenen yöntemde (2), tasarım şartları zaman, frekans ve kompleks domenlerinde olmak üzere k_v , ω_c ve ξ olarak seçilmiştir. Ancak kazanç payı, faz payı, bant genişliği v.b. gibi frekans domenine, yükselme süresi, gecikme süresi, yerleşme süresi, maksimum aşma v.b. gibi zaman domenine ait tasarım şartlarının seçilmesi de mümkün olabilir. Tasarım şartları genellikle doğruluk, bağlı kararlılık ve cevap hızı ile ilişkilidir.

3.2.1. ξ Tasarım Şartı

ξ , pay dinamiği (sıfırı) bulunmayan sistemler için tarif edilmiştir (4). İkinci mertebeden pay dinamiği olmayan birim geri beslemeli sistemin K.Ç.T.F. :

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (41)$$

dir (4). Yöntemin birinci işleminde (2) ikinci mertebeden model

pay dinamiği içeren bir şekilde :

$$T_m(s) = \frac{b_1 s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

seçilmiştir. Tebliğde (2) yöntemin açıklandığı örneklerde tasarım şartlarından birisi olarak ξ nın 0,7 civarındaki değerleri kullanılmıştır. (41) deki sistemin $\xi = 0,7$ için birim basamak-girişe cevabındaki maksimum aşması :

$$M_p = e^{-(\xi/\sqrt{1-\xi^2})\pi} = 0.046 \quad (42)$$

olarak hesaplanmış (4) ve M_p ile ξ arasındaki bağıntı Şekil 10'da $B = 0$ eğrisi ile gösterilmiştir. İkinci mertebe model,

$$T_m(s) = \frac{b_1 s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{b_1 s + a_2}{s^2 + 2a_1 s + a_2}$$

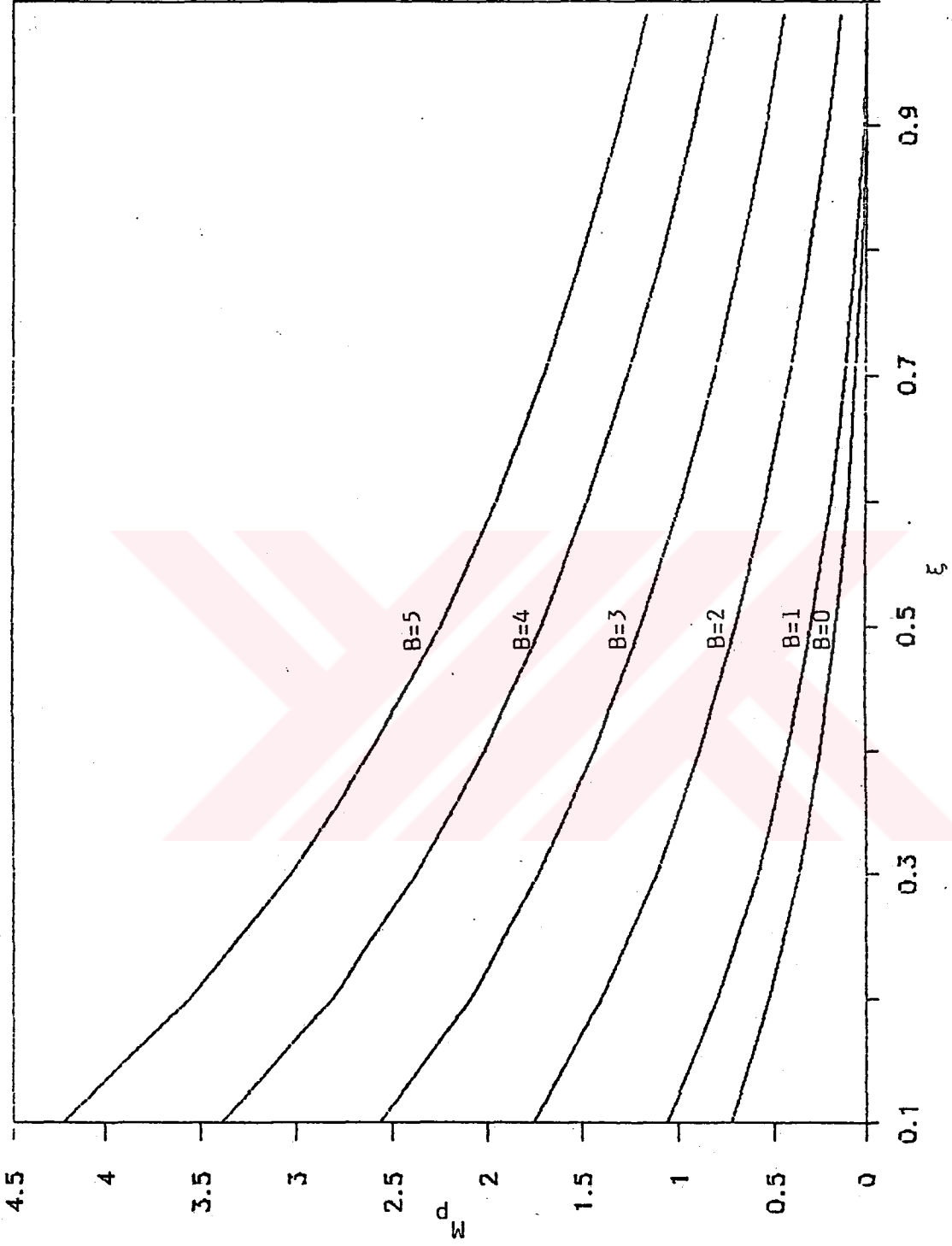
olarak alındığına göre,

$$a_1 = 2\xi\omega_n, \quad a_2 = \omega_n^2, \quad b_1 = \omega_n^2 B \quad \text{veya}$$

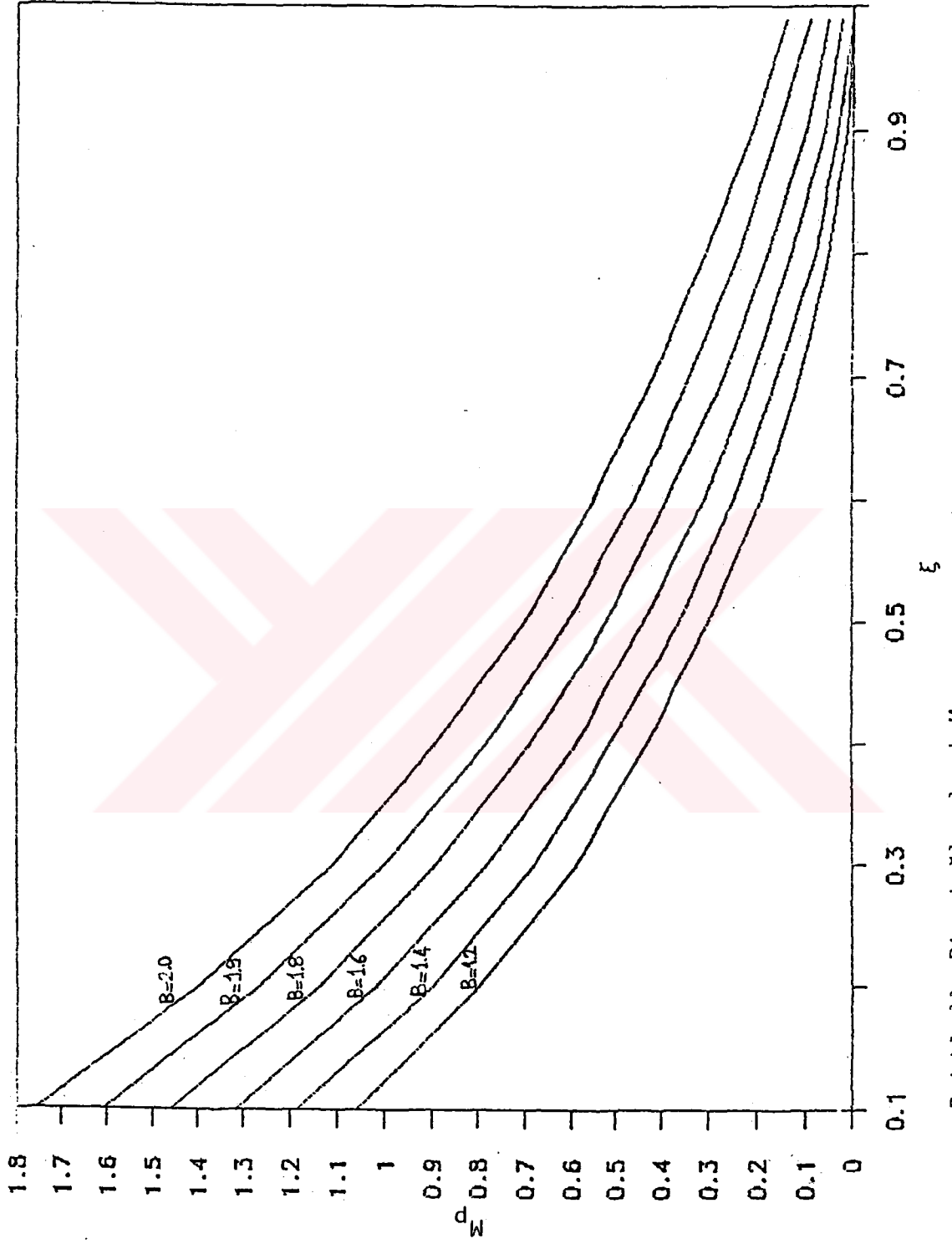
$b_1 = a_2 B$, $B = b_1/a_2$ olarak alınırsa, T_m için maksimum aşma değeri :

$$M_p = \left[\frac{1 - 2\xi B + B^2}{1 - \xi^2} \right]^{1/2} \sin(\cos^{-1}\xi) \exp \left[-\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left[\frac{\xi - B}{\sqrt{1-\xi^2}} \right] + \cos^{-1}\xi \right) \right] \quad (43)$$

olarak elde edilir. T_m için, M_p ile ξ arasındaki bağıntı (43), B 'ye bağlı olarak Şekil 10 ve 11'de grafik şeklinde gösterilmiştir. T_m 'in payındaki ilave sıfırın sistemin maksimum aşma değerini arttırdığı



Şekil 10. B 'ye bağlı olarak M_p ile ξ arasındaki bağıntı



Şekil 11. B 'ye bağlı olarak M_p ile ξ arasındaki bağıntı

Şekil 10 ve 11'de açıkça görülmektedir. Uygulamada, M_p nin elverişli değerleri genellikle 1,1 ile 1,5 arasında olarak kabul edilmektedir (4).

3.2.2. ϕ_{pm} Tasarım Şartı

Yöntemin sonuçlarını, Bode yönteminin sonuçları ile karşılaştırmak için, bölüm 3.2.1'de belirtilen görüşler de göz önünde bulundurularak, ξ üzerindeki tasarım şartı yerine kontrol sisteminin bağıl kararlılığının bir ölçüsü olan faz payı (phase margin) tasarım şartı olarak kabul edilecektir.

Tasarım şartı ξ yerine, ϕ_{pm} belirtilirse (24) ve (25) denklemleri aynı kalır, (27) denklemi yerine ise :

ϕ_{pm} = Faz payı tanımından;

$$\phi_{pm} = 180^\circ + \angle G(j\omega_c)$$

$$\angle G(j\omega_c) = \angle \frac{j\omega_c}{j\omega_c + \frac{\omega_n^2}{b_1}} - \angle \frac{j\omega_c}{j\omega_c + (2\xi\omega_n - b_1)}$$

buradan :

$$\phi_{pm} = \tan^{-1} \frac{\omega_c b_1}{\omega_n^2} + \tan^{-1} \frac{2\xi\omega_n - b_1}{\omega_c} \quad (44)$$

elde edilir. Bu defa (24), (25) ve (44) denklemleri belirtilen k_v , ω_c ve ϕ_{pm} değerleri için Newton-Raphson yöntemiyle, bilgisayarla bilinmeyen a_1 , a_2 ve b_1 katsayılarını bulmak için çözülür. İncelenen yöntem, aynı yolla değişik tasarım şartlarıyla da uygulanabilir.

BÖLÜM 4

TASARIM YÖNTEMİNİN UYGULANDIĞI ÖRNEKLER
VE BODE YÖNTEMİ SONUÇLARI İLE KARŞILAŞTIRMALAR

Tasarım yöntemini uygulamak ve Bode yöntemiyle karşılaştırmak amacıyla dokuz farklı örnek alınmıştır. Bu örneklerden ilk dördü (Örnek 1-4), Chen'den (2) aynen alınarak çözülmüştür. Bu dört örnek Bode yöntemiyle eşdeğerli tasarım şartları için de tasarlanmıştır. Geri kalan diğer örnekler (Örnek 5-8) ise kontrol konusunda bilinen güncel kitaplardaki Bode yöntemi ile çözülmüş tasarım örneklerinden seçilmiş ve bunlarda Chen yöntemiyle tekrar çözülmüştür. Beşinci ve altıncı örnekler Ogata (4) dan, yedinci ve sekizinci örnekler Distefano v.d. (5) den seçilmiştir. Konu edilen ilk dört örnekte, tasarım şartlarından birisi ξ üzerinde idi. Sonraki dört örnekte ise ξ üzerindeki tasarım şartı ona eşdeğerli olarak ϕ_{pm} cinsinden ifade edilmiş ve T_m buna göre belirlenmiştir. Dokuzuncu örnekte ise ξ nin çeşitli değerlerinin yöntem sonuçları üzerindeki etkisini bir ölçüde görmek üzere, ikinci örnekte ele alınan problem, ξ nin farklı değerlerine göre tekrar tasarlanmıştır.

4.1. Chen ve Bode Yöntemi İle Tasarlanan Örnekler

Birinci Örnek : İç Çevrimli Sistem Tasarımı (s.731,(2))

Kompanse edilmesi istenen plant'ın T.F. :

$$G_p(s) = \frac{20}{s(1 + \frac{s}{10})(1 + \frac{s}{30})} \quad (45)$$

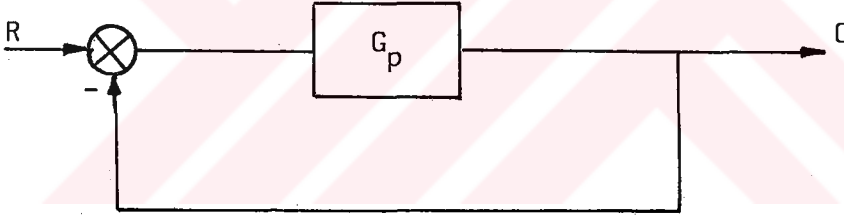
Şekil 12'deki sistemin K.Ç.T.F. :

$$T_p(s) = \frac{6000}{s^3 + 40s^2 + 300s + 6000} \quad (46)$$

dir. T_p 'nin kutupları :

$$P_1 = -36.289, \quad P_{2,3} = -1.855 \pm 12.724j$$

olarak bulunur.



Şekil 12. Birim geri beslemeli sistem.

Kompanse edilmiş sistemin gerçekleştirmesi istenen tasarım şartları :

$$k_v = 20 \text{ l/s}, \quad \omega_c = 5 \text{ rad/s}, \quad \xi = 0.7 \quad (47)$$

olarak verilmiştir.

Birinci işlemde açıklanan Newton-Raphson metodunun uygulanmasıyla, yukarıda verilen tasarım şartlarını sağlayan ikinci mertebeden kapalı çevrimli modelin T.F. :

$$T_m(s) = \frac{4.350s + 12.674}{s^2 + 4.984s + 12.674} \quad (48)$$

olarak bulunur. (48)in sıfırı ve kutupları :

$$Z_1 = -2.91 \quad P_{1,2} = -2.490 \pm 2.544j$$

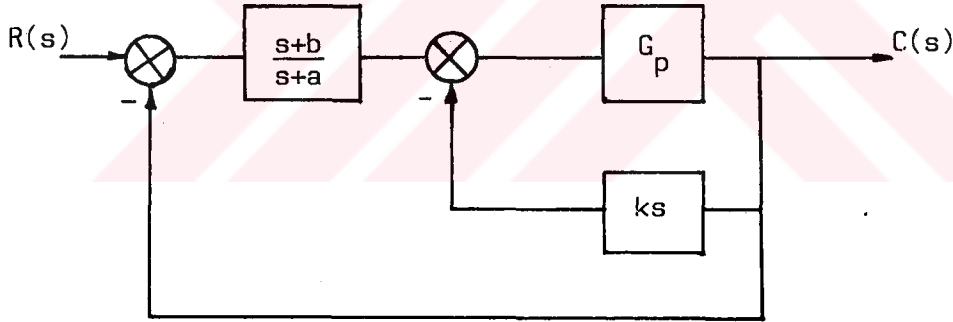
(48)e tekabül eden birim geri beslemeli sistemin A.Ç.T.F. :

$$G_m(s) = \frac{4.350 (s + 2.913)}{s(s + 0.634)} \quad (49)$$

Şekil 13'deki gibi bir seri, bir de iç çevrim kompansatörü kullanılmak istendiği kabul edilirse sistemin toplam K.Ç.T.F.:

$$T_C(s) = \frac{6000s + 6000b}{s^4 + (40 + a)s^3 + (300 + 6000k + 40a)s^2 + (300a + 6000ak + 6000)s + 6000b} \quad (50)$$

olarak bulunur.



Şekil 13. İç çevrimli sistem

İkinci bölümde konu edilen sadeleştirme yöntemindeki (15) eşitliklerinden S.K.A.'nın ilk dört katsayısı, ikinci mertebe model için :

$$h_1 = 1 \quad , \quad h_2 = 20 \quad , \quad h_3 = -0.0405 \quad , \quad h_4 = -15.65 \quad (51)$$

olarak bulunur.

Kompansatör ilave edilmiş sistem için ise :

$$h_1' = 1$$

$$h_2' = \frac{6000b}{(300a + 6000ak)}$$

$$h_3' = \frac{(300a + 6000ak)^2}{6000(300a + 6000ak - 300b - 6000bk - 40ab)}$$

$$h_4' = \frac{6000(300a + 6000ak - 300b - 6000bk - 40ab)^2}{(300a + 6000ak) [(300 + 6000k + 40a)(300a + 6000ak - 300b - 6000bk - 40ab) + b(40 + a)(300a + 6000ak)]} \quad (52)$$

olarak bulunur.

(51) ve (52) deki karşıt ifadelerin, $h_1 = h_1'$, $h_2 = h_2'$, $h_3 = h_3'$ ve $h_4 = h_4'$ şeklinde eşitlenmesiyle elde edilen denklemlerin bilgisayarda Newton - Raphson metoduyla çözümünden, kabul edilen kompanse-törlere ait bilinmeyen parametre değerleri :

$$a = 0.634 \quad b = 2.606 \quad k = 0.1555 \quad (53)$$

olarak hesaplanmıştır. Bu değerlerin (50) denklemine yerleştirilmesiyle :

$$T_C(s) = \frac{6000s + 15636}{s^4 + 40.634s^3 + 1258.36s^2 + 6781.7s + 15636} \quad (54)$$

olarak elde edilir. (54)'ün sıfır ve kutupları :

$$Z_1 = -2.606 \quad P_{1,2} = -17.290 \pm 27.110j$$

$$P_{3,4} = -3.026 \pm 2.442j \quad \text{dir.}$$

Kompanse edilmiş sistemin A.Ç.T.F. :

$$G_C(s) = \frac{6000s + 15636}{s(s^3 + 40.634s^2 + 1258.36s + 781.7)}$$

olarak bulunur.

Kompanse edilmesi istenilen Plant'ın ikinci merteye modelin ve kompanse edilen sistemin k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo 1'de verilmiş ve bu sistemlerin birim basamak girişe cevapları Şekil 14'de gösterilmiştir.

Tablo 1. Birinci örnekle ilgili gerçek değerler

1.Örnek	T_p	T_m	T_C
k_v (1/s)	20	20	20
ω_c (rad/s)	11.9	5	5,7
$\phi_{pm} (^{\circ})$	18.9	67	32
M_p (%)	80	15	16

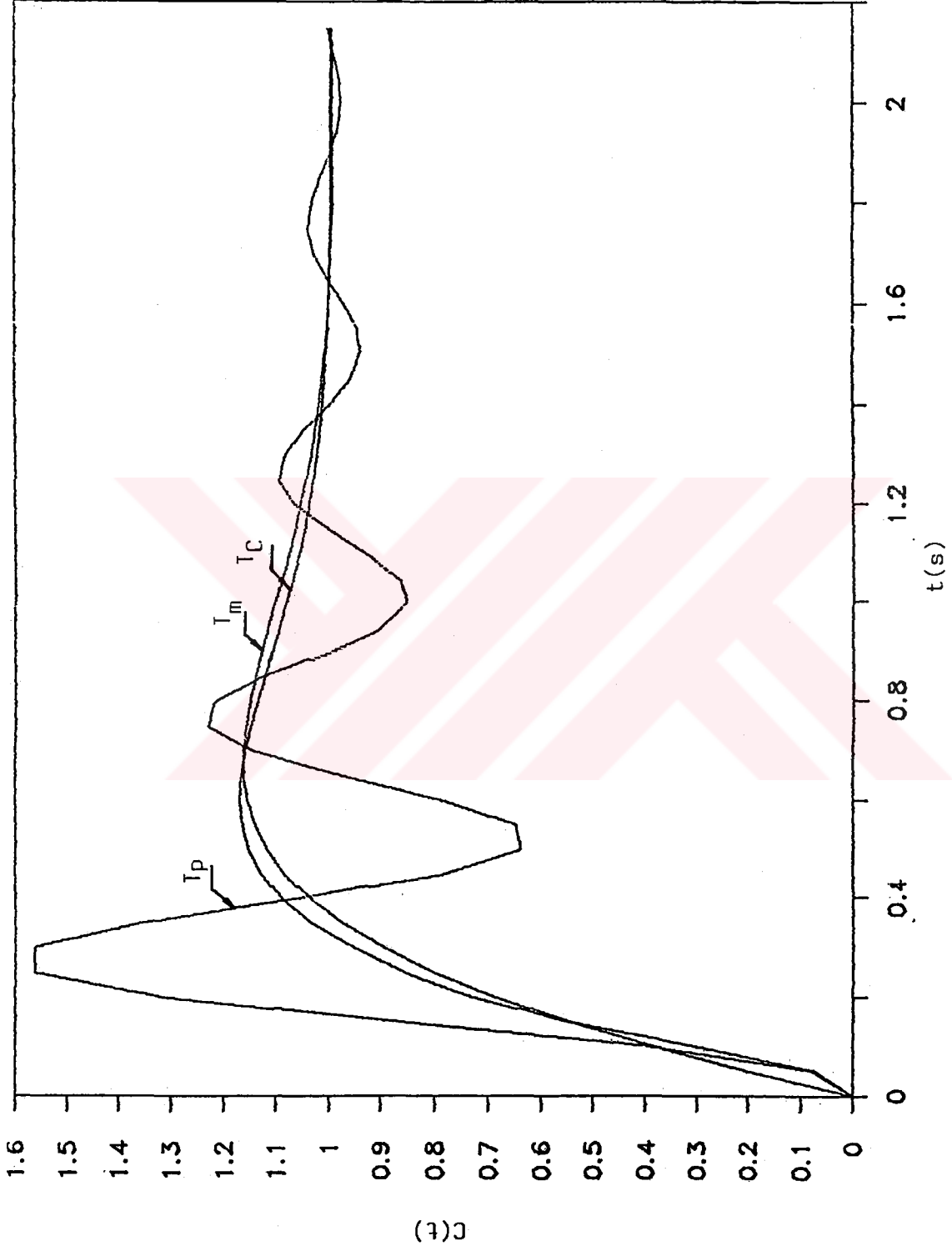
İkinci Örnek : Faz Geriletici Kompensatör Tasarımı (s.733,(2))

Davranışı tatminkar olmayan bir plant'ın T.F.:

$$G_p(s) = \frac{20}{s(1 + \frac{s}{10})(1 + \frac{s}{30})} \quad (55)$$

olarak verilmiştir. G_p nin birim geri beslemeli sistem için K.Ç.T.F.:

$$T_p(s) = \frac{6000}{s^3 + 40s^2 + 300s + 6000} \quad (56)$$

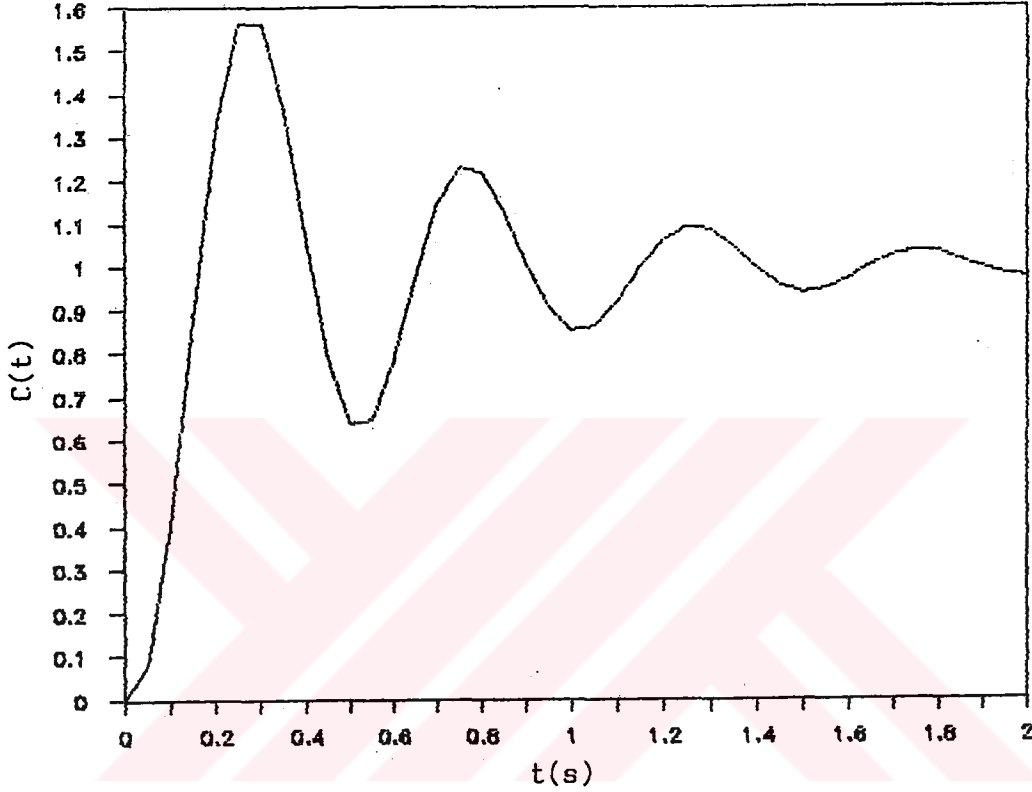


Şekil 14. Birinci örnek ile ilgili basamak-girişe cevaplar

T_p nin kutupları :

$$P_1 = -36.289 \quad , \quad P_{2,3} = -1.855 \pm 12.724j \quad \text{dir.}$$

(56)nın birim basamak - giriş cevabı Şekil 15'de gösterilmiştir.



Şekil 15. T_p 'nin basamak - giriş cevabı

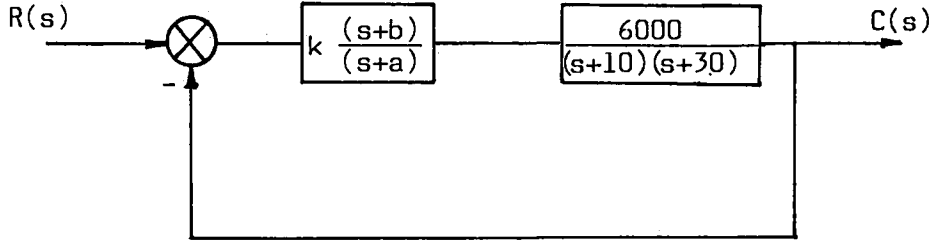
Sistemin kompanse edildikten sonra sağlaması istenilen şartlar birinci örnektekilerle aynıdır (47). Şekil 16'da gösterildiği gibi :

$$G_c(s) = k \frac{(s + b)}{(s + a)}$$

şeklinde seri tipte bir kompensatörün denenmesi istendiği kabul edilirse, birim geri beslemeli sistemin toplam K.Ç.I.F. :

$$T_C(s) = \frac{6000ks + 6000kb}{s^4 + (40 + a)s^3 + (300 + 40a)s^2 + (6000k + 300a)s + 6000kb} \quad (57)$$

olarak bulunur.



Şekil 16. Kompansatör ilaveli, birim geri beslemeli sistem

(57) deki T.F.'nin S.K.A. oldukça karmaşıktır. Bu yüzden dördüncü adımda elde edilmiş bulunan (40) daki eşitliklerin kullanılması tercih edilebilir. Tasarım şartları bu örnekte de birinci örnektekilerle aynı olduğu (47) için, h_i katsayıları da aynıdır. Bu değerlerin (40) eşitliklerine uygulanmasıyla elde edilen denklemlerin çözülmesiyle :

$$a = 0.616 \quad , \quad b = 1.914 \quad , \quad k = 0.322$$

değerleri bulunarak kompansatörün faz geciktirici tipte olduğu anlaşılır. Kompanse edilmiş plant'ın T.F.:

$$G_C(s) = \frac{1932 (s + 1.914)}{s(s + 0.616) (s + 10) (s + 30)} \quad (58)$$

olarak bulunur. Kompanse edilmiş sistemin toplam K.Ç.T.F. :

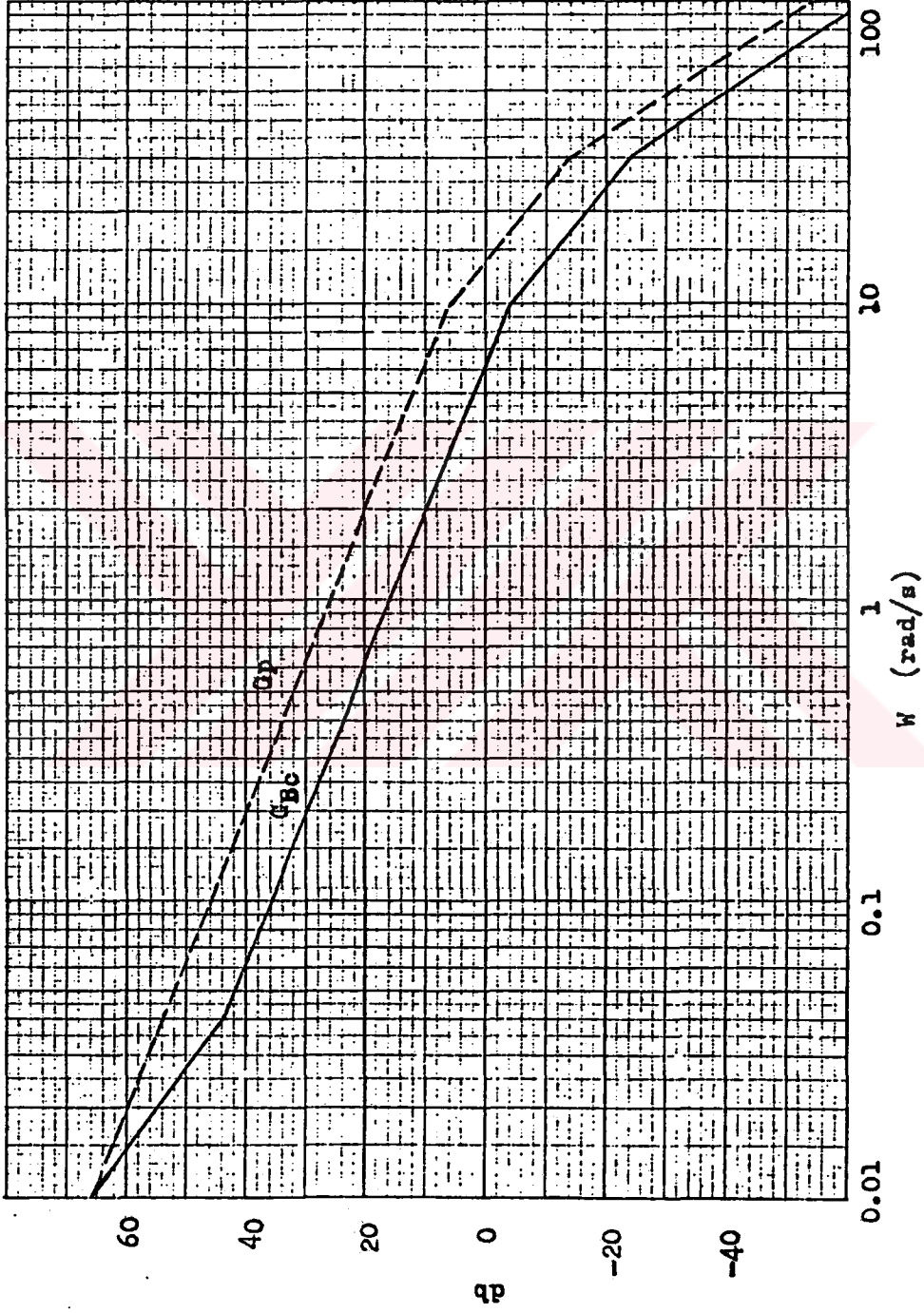
$$T_C(s) = \frac{1932s + 3697.85}{s^4 + 40.61s^3 + 324.64s^2 + 2116.80s + 3697.85} \quad (59)$$

(59)'un sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -1.914$$

$$P_1 = -2.366 \quad , \quad P_2 = -32.529 \quad , \quad P_{3,4} = -2.860 \pm 6.313j \text{ 'dir.}$$

Bu örnekte ele alınan sistem (55) için aynı tipte bir kompansatör kabul edilerek Bode yöntemine göre gerçekleştirilen tasarımdan



Şekil 17. İkinci örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım

elde edilen sistemin (Şekil 17) K.Ç.T.F. :

$$T_B(s) = \frac{1714s + 60}{s^4 + 40.01s^3 + 300.4s^2 + 1717s + 60} \quad (60)$$

dir. T_B 'nin sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -0.035$$

$$P_1 = -32.366, \quad P_2 = -0.035, \quad P_{3,4} = -3.804 \pm 6.185j$$

olarak, kompensatörün T.F. da :

$$G_{Bc}(s) = 0.1 \frac{(s + 0.035)}{(s + 0.01)}$$

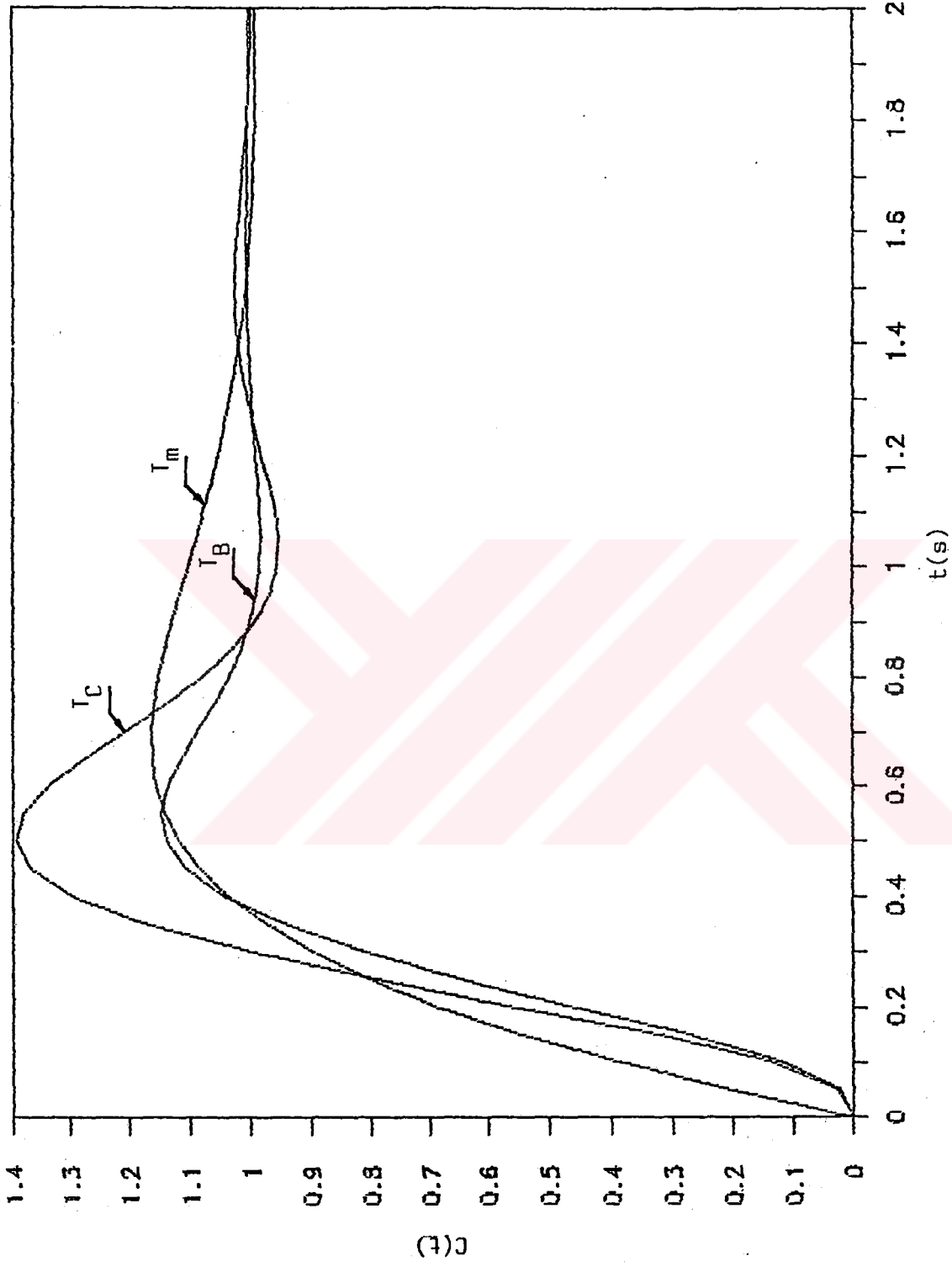
olarak bulunmuştur.

Bode yönteminin bu örnekteki uygulamasında tasarım şartlarından $\xi = 0.7$ yerine, ona eşdeğerli olarak $\phi_{pm} = 67$ alınmış, k_v ve ω_c ise tamamen aynı bırakılmıştır.

İkinci mertebeden modelin, Chen yöntemi ve Bode yöntemi ile tasarlanan sistemlerin birim basamak - girişe cevapları Şekil 18'de, ayrıca bu sistemlerin ve plant'ın k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo 2'de gösterilmiştir.

Tablo 2. İkinci örnekle ilgili gerçek değerler

2.Örnek	T_p	T_m	T_c	T_B
$k_v(1/s)$	20	20	20	20
$\omega_c(\text{rad/s})$	11.9	5	5.7	5.8
$\phi_{pm} (^{\circ})$	18.9	67	37	53
$M_p(\%)$	60	15	39	13



Şekil 18. İkinci örnekle ilgili basamak-girişe cevaplar

Üçüncü Örnek : Faz İlerletici Kompansatör Tasarımı (s.735,(2))

Davranışının düzeltilmesi istenilen bir plant'ın T.F.:

$$G_p(s) = \frac{20(1 + \frac{s}{1.5})}{s(1 + \frac{s}{4.5})(1 + \frac{s}{10})(1 + \frac{s}{30})} \quad (62)$$

(62)'nin birim geri beslemeli sistem için, K.Ç.T.F. :

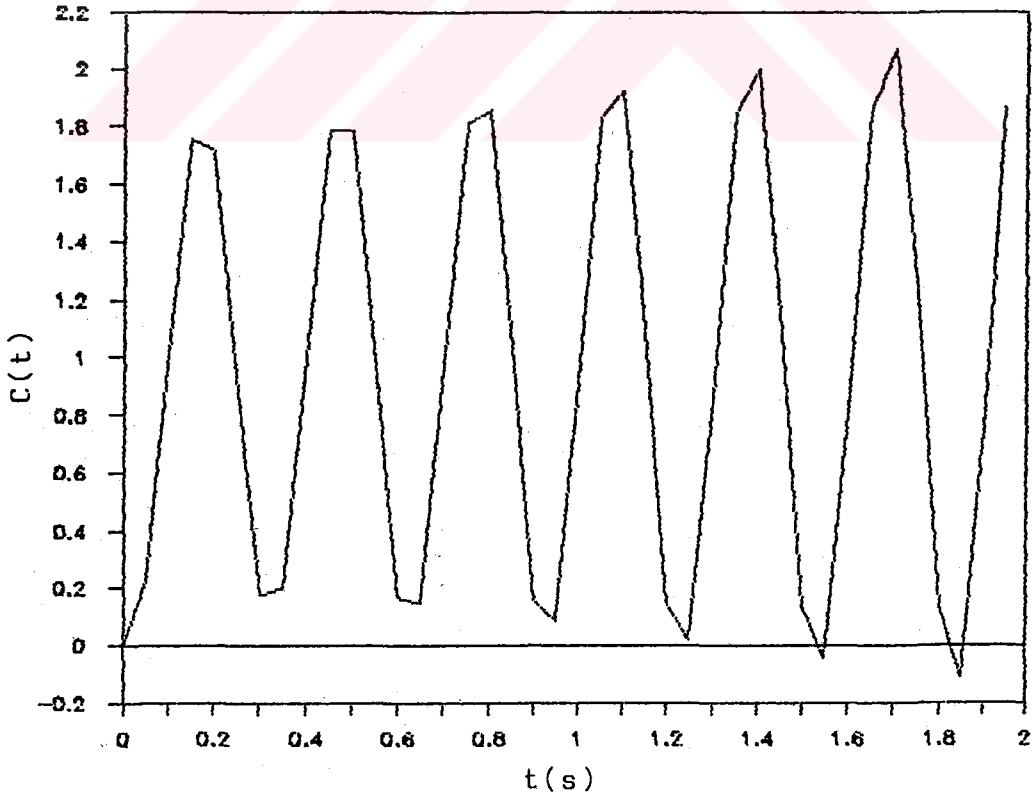
$$T_p(s) = \frac{18000s + 27000}{s^4 + 44.5s^3 + 480s^2 + 19350s + 27000} \quad (63)$$

T_p 'nin sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -1.5$$

$$P_1 = -1.44, \quad P_2 = -43.386, \quad P_{3,4} = 0.163 \pm 20.787j \text{ dir.}$$

(63)'ün birim basamak - giriş cevabı Şekil 19'da gösterilmiştir.



Şekil 19. T_p 'nin basamak-giriş cevabı

(62) nin sağlanması istenilen şartlar ise :

$$k_v = 20 \text{ l/s} , \quad \omega_c = 4.5 \text{ rad/s} , \quad \xi = 0.785 \quad (64)$$

olarak verilmiştir. Bu şartları sağlayan ikinci mertebeden modelin T.F. EK 4'de verilen MUZ 13 adlı bilgisayar programı kullanılarak:

$$T_m(s) = \frac{4.043s + 8.009}{s^2 + 4.443s + 8.009} \quad (65)$$

olarak bulunur. T_m 'in sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -198 , \quad P_{1,2} = -2.221 \pm 1.753j \text{ dir.}$$

(65) in birim geri beslemeli sistem için A.Ç.T.F. :

$$G_m(s) = \frac{4.043 (s + 1.981)}{s(s + 0.4)} \quad (66)$$

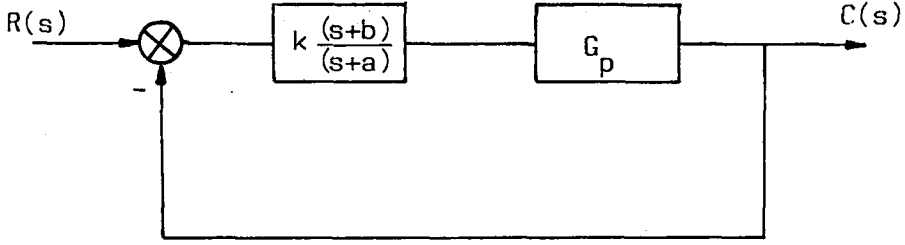
olarak bulunur. Şekil 20'de gösterildiği gibi T.F. :

$$G_c(s) = k \frac{(s + b)}{(s + a)}$$

olan seri bir kompensatör kullanılmak istendiği kabul edilirse, sistemin toplam K.Ç.T.F. :

$$T_c(s) = \frac{27000kb s^2 + (27000k + 18000kb)s + 27000kb}{s^5 + (44.5 + a)s^4 + (480 + 44.5a)s^3 + (1350 + 480a + 18000k)s^2 + (1350a + 27000k + 18000kb)s + 27000kb} \quad (67)$$

olarak elde edilir.



Şekil 20. Kompansatör ilaveli, birim geri beslemeli sistem

İkinci mertebe modelin (65), S.K.A. katsayıları :

$$h_1 = 1 \quad , \quad h_2 = 20 \quad , \quad h_3 = -0.025 \quad , \quad h_4 = -15.957$$

olarak bulunur. Bu değerlerin ve (67) deki T.F.nun pay ve payda polinomlarının katsayılarının (40) da yerine konulmasıyla elde edilen denklemlerin çözümünden :

$$a = 0.396 \quad , \quad b = 4.272 \quad , \quad k = 0.092 \quad (68)$$

olarak belirlenir ve bir faz geriletici kompansatör elde edilir.

(68) deki değerlerin (67) de yerine konulmasıyla kompanse edilmiş sistemin K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{1656s^2 + 9558.43s + 10611.65}{s^5 + 44.9s^4 + 497.5s^3 + 3194.64s^2 + 10088.98s + 10611.65} \quad (69)$$

(69)un sıfırları ve kutupları :

$$z_1 = -1.5 \quad , \quad z_2 = -4.272$$

$$P_1 = -1.958 \quad P_2 = -3.999 \quad P_3 = -32.256$$

$$P_{4,5} = -3.342 \pm 5.551j \quad \text{olarak belirlenir.}$$

Kompanse edilmiş sistemin A.Ç.T.F.:

$$G_C(s) = \frac{1656 (s + 4.272) (s + 1.5)}{s(s + 0.396) (s + 4.5) (s + 10) (s + 30)} \quad (70)$$

olarak elde edilir.

(62) deki plant, aynı tipte seri bir kompensatör kullanılarak Bode yöntemine göre tasarlandığında, gerçekleştirilen tasarımdan elde edilen sistemin (Şekil 21) K.Ç.T.F. :

$$T_B(s) = \frac{1800s^2 + 9900s + 10800}{s^5 + 44.9s^4 + 497.8s^3 + 3342s^2 + 10440s + 10800} \quad (71)$$

(71) deki sistemin sıfırları ve kutupları :

$$z_1 = -1.5, \quad z_2 = -4$$

$$P_1 = -1.995, \quad P_2 = -3.456, \quad P_3 = -32.431$$

$$P_{4,5} = -3.508 \pm 5.998j$$

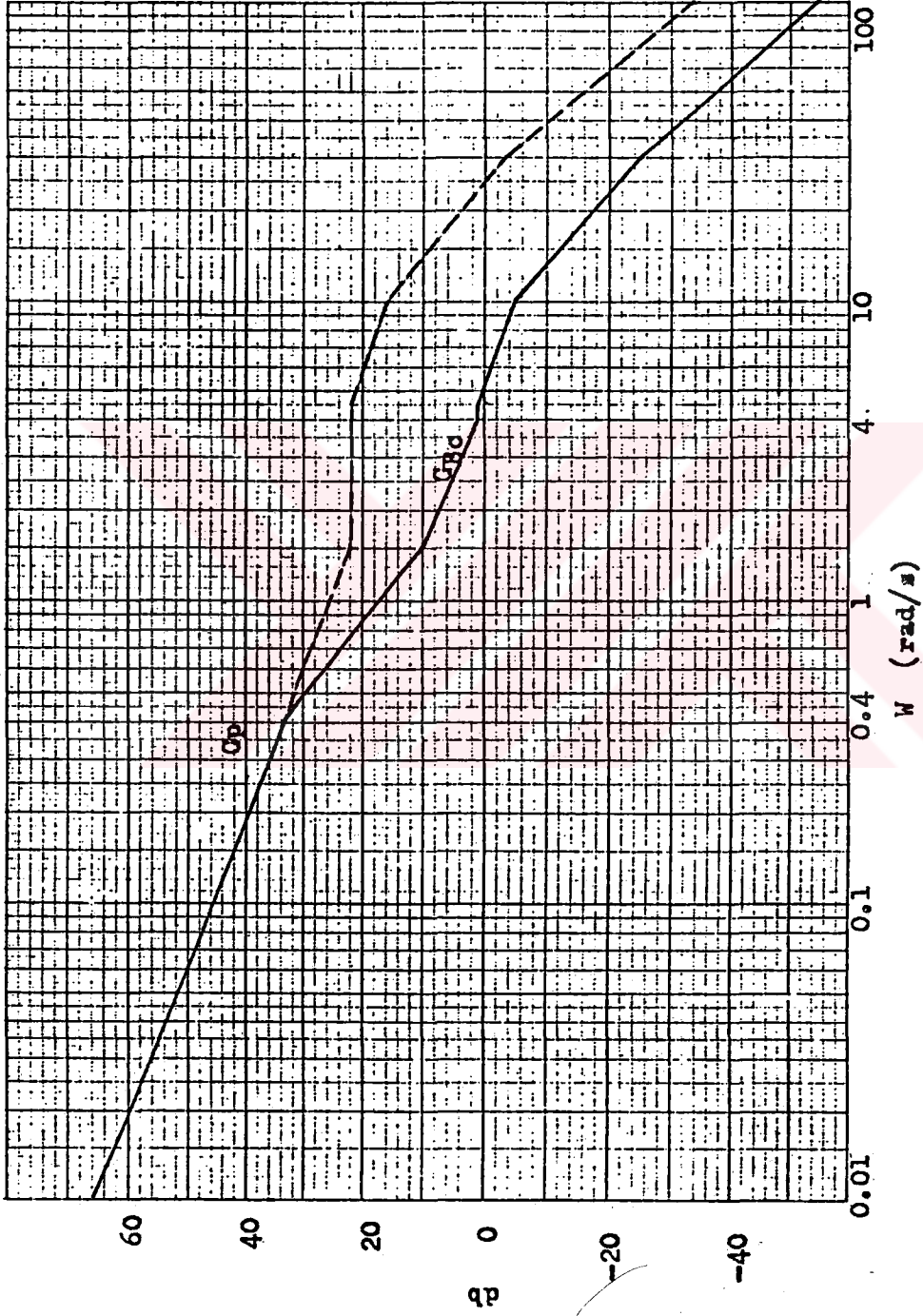
kompensatörün T.F. ise :

$$G_{Bc}(s) = 0.1 \frac{(s + 4)}{(s + 0.4)} \quad (72)$$

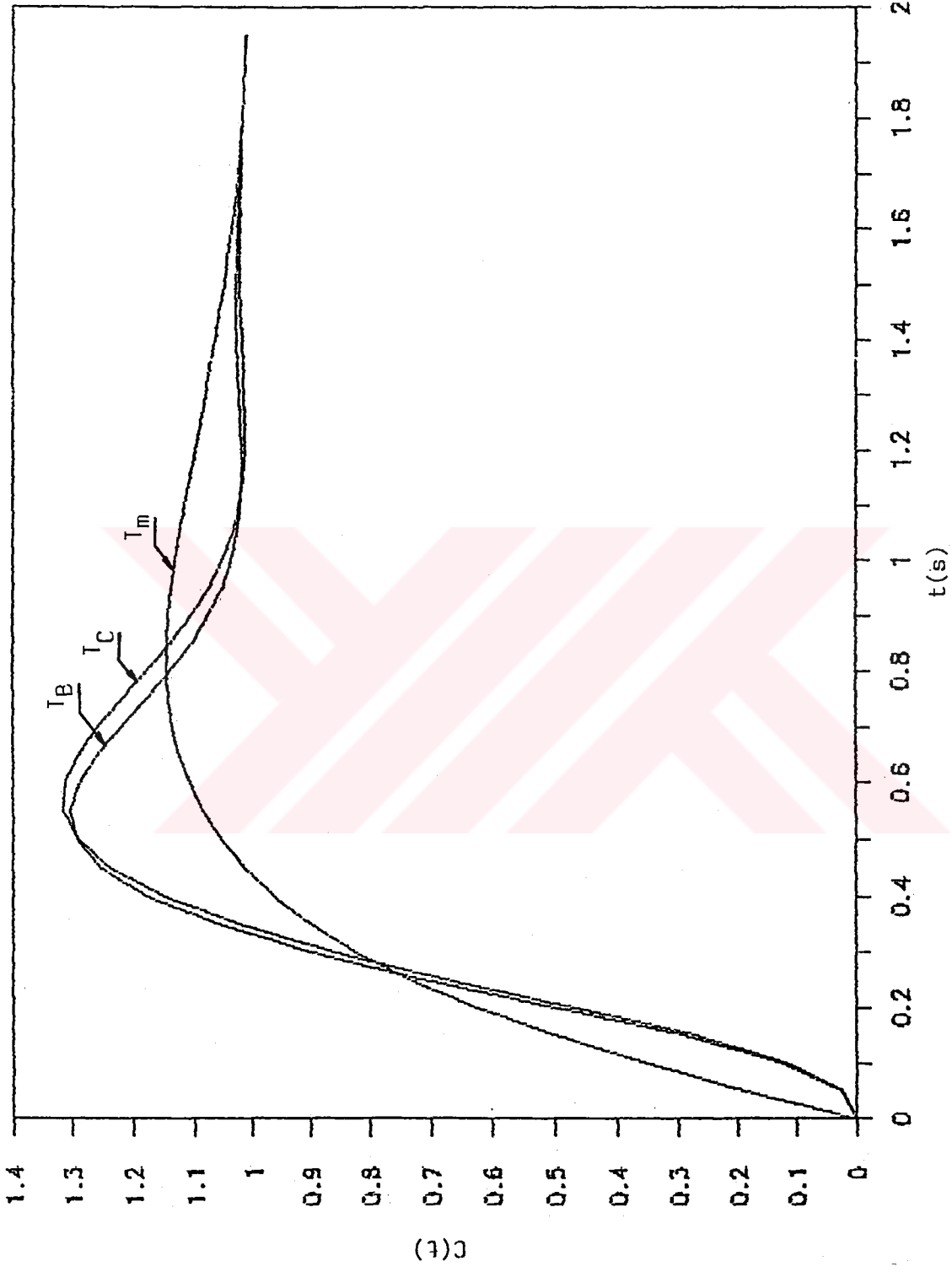
olarak bulunur.

(62) deki plant'ın Bode yöntemine göre tasarımında, Chen yönteminde uygulanan tasarım şartları k_v ve ω_c aynı bırakılıp $\xi = 0.785$ yerine ona eşdeğerli olarak $\phi_{pm} = 71.3^\circ$ alınmıştır.

T_m , T_C ve T_B 'nin birim basamak-girişe cevapları Şekil 22'de gösterilmiştir. Ayrıca bu sistemlerin ve plant'ın k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo 3'de verilmiştir.



Şekil 21. Üçüncü örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım



Şekil 22. Üçüncü örnekle ilgili basamak-girişe cevaplar

Tablo 3. Üçüncü örnekle ilgili gerçek değerler

3.Örnek	T_p	T_m	T_c	T_B
$k_v(1/s)$	20	20	20	20
$\omega_c(\text{rad/s})$	20.8	4.5	4.9	4.9
$\phi_{pm}(\circ)$	107	71.3	43.7	45.7
$M_p(\%)$	14	13	32	30

Dördüncü Örnek : Faz Geriletici - İlerletici Kompansatör Tasarımı
(s.737, (2))

Davranışının düzeltilmesi istenilen plant'ın T.F. :

$$G_p(s) = \frac{20}{s(1 + \frac{s}{10})(1 + \frac{s}{30})} \quad (73)$$

olarak verilmiştir.(73) ün birim geri beslemeli sistem için K.Ç.T.F.:

$$T_p(s) = \frac{6000}{s^3 + 40s^2 + 300s + 6000} \quad (74)$$

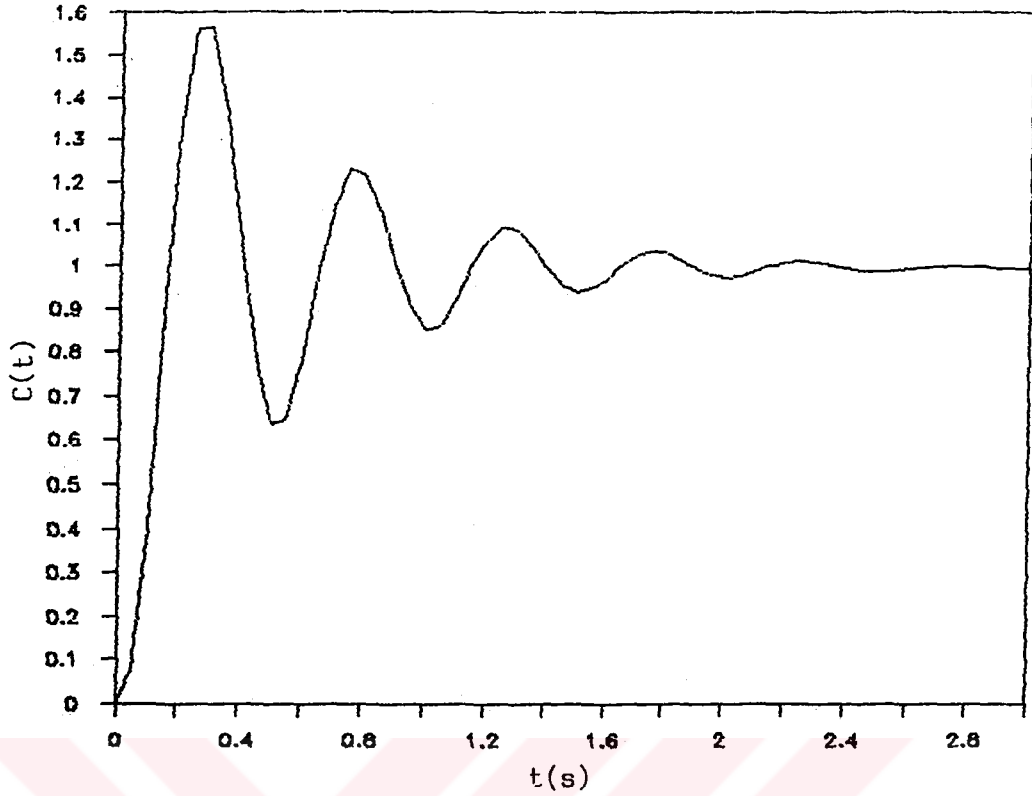
ve bunun kutupları :

$$P_1 = -36.289, \quad P_{2,3} = -1.855 \pm 12.724j \text{ dir.}$$

(74) ün birim basamak - giriş cevabı Şekil 23'de gösterilmiştir.

Tasarım şartları birinci örnektekilerle (47) aynıdır. Bu nedenle ikinci mertebeden model (48) ve ona ait S.K.A. katsayıları da (51) birinci örnektekilerle aynıdır. Denenmek istenen seri kompensatör T.F.:

$$G_c(s) = \frac{s^2 + cs + d}{s^2 + as + b} \quad (75)$$



Şekil 23. T_p 'nin basamak-girişe cevabı

şeklinde kabul edilirse, Şekil 24'deki sistemin toplam K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{6000s^2 + 6000c s + 6000d}{s^5 + (40 + a)s^4 + (300 + 40a + b)s^3 + (300a + 40b + 6000)s^2 + (300b + 6000c)s + 6000d} \quad (76)$$

olarak bulunur.

İkinci mertebeden modelin S.K.A. değerlerin (36) veya (40) eşitliklerinden birisinde yerine konulmasıyla elde edilen denklemlerin çözümünden bilinmeyen kompensatör parametreleri :

$$a = 1,622 d, \quad b = d, \quad c = 0,521 d \text{ olarak bulunur.}$$

(2) de, d parametresinin uygun değerini belirlemek için, T_C 'in basamak girişe cevabı bir dizi d değeri için çizdirildikten sonra $d = 20$ en uygun değer olarak önerilmiştir. Bu değer (76) eşitliğinde yerine konulursa :

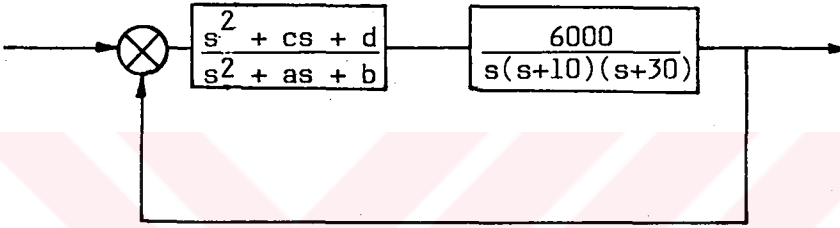
$$T_C(s) = \frac{6000s^2 + 62520s + 120000}{s^5 + 72.44s^4 + 1617.6s^3 + 16532s^2 + 68520s + 120000} \quad (77)$$

elde edilir. Sıfırları ve kutupları da :

$$z_1 = -2.54, \quad z_2 = -7.88$$

$$P_1 = -42.867, \quad P_{2,3} = -3.152 \pm 2.22j, \quad P_{4,5} = -11.635 \pm 7.279j$$

olarak belirlenir.



Şekil 24. Kompansatör ilaveli, birim geri beslemeli sistem

(73) deki plant'ın Bode yöntemi ile tasarlanmasıyla elde edilen sistemin toplam K.Ç.T.F. (Şekil 25):

$$T_B(s) = \frac{6000s^2 + 50400s + 58800}{s^5 + 68.35s^4 + 1443.8s^3 + 14897s^2 + 53340s + 58800} \quad (78)$$

kutupları :

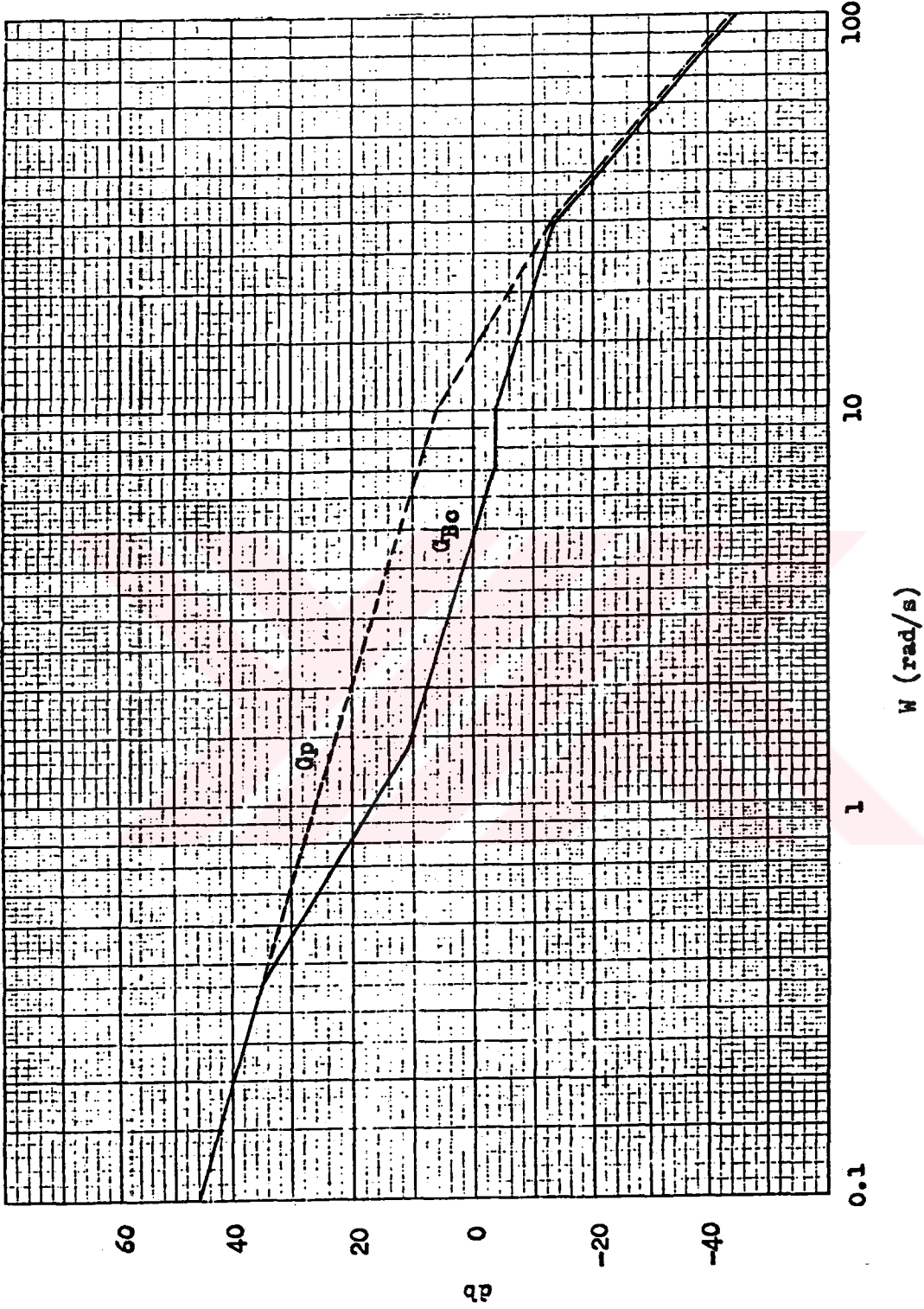
$$P_1 = -2.157, \quad P_2 = -3.17, \quad P_3 = -41.467, \quad P_{4,5} = 10.778 \pm 9.551j$$

ve

$$G_{Bc}(s) = \frac{(s + 1.4)(s + 7)}{(s + 0.35)(s + 28)} \quad (79)$$

olarak bulunur. Bode yöntemi ile tasarımda $\xi = 0,7$ yerine eşdeğerli-si olarak $\phi_{pm} = 67^\circ$ alınmış, k_v ve ω_c değerleri aynı bırakılmıştır.

T_m , T_C ve T_B 'nin birim basamak - giriş cevapları Şekil 26'da



Şekil 25. Dördüncü örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım

gösterilmiş, bu sistemlerin ve plant'ın k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo 4'de verilmiştir.

Tablo 4. Dördüncü örnekle ilgili gerçek değerler

4.Örnek	T_p	T_m	T_c	T_B
$k_v(1/s)$	20	20	20	20
$\omega_c(\text{rad/s})$	11.9	5	5.7	5
$\phi_{pm}(^{\circ})$	18.9	67	57.6	67.7
$M_p(\%)$	60	16	17	10

Beşinci Örnek : Faz İlerletici Kompansatör Tasarımı (Örnek 10-2., s.491, (4))

Davranışının düzeltilmesi istenilen plant'ın T.F. :

$$G_p(s) = \frac{20}{s(1 + \frac{s}{2})} \quad (80)$$

(80) ile oluşturulan birim geri beslemeli sistemin K.Ç.T.F. :

$$T_p(s) = \frac{40}{s^2 + 2s + 40} \quad (81)$$

kutupları da : $P_{1,2} = -1 \pm 6.24 j$ 'dir.

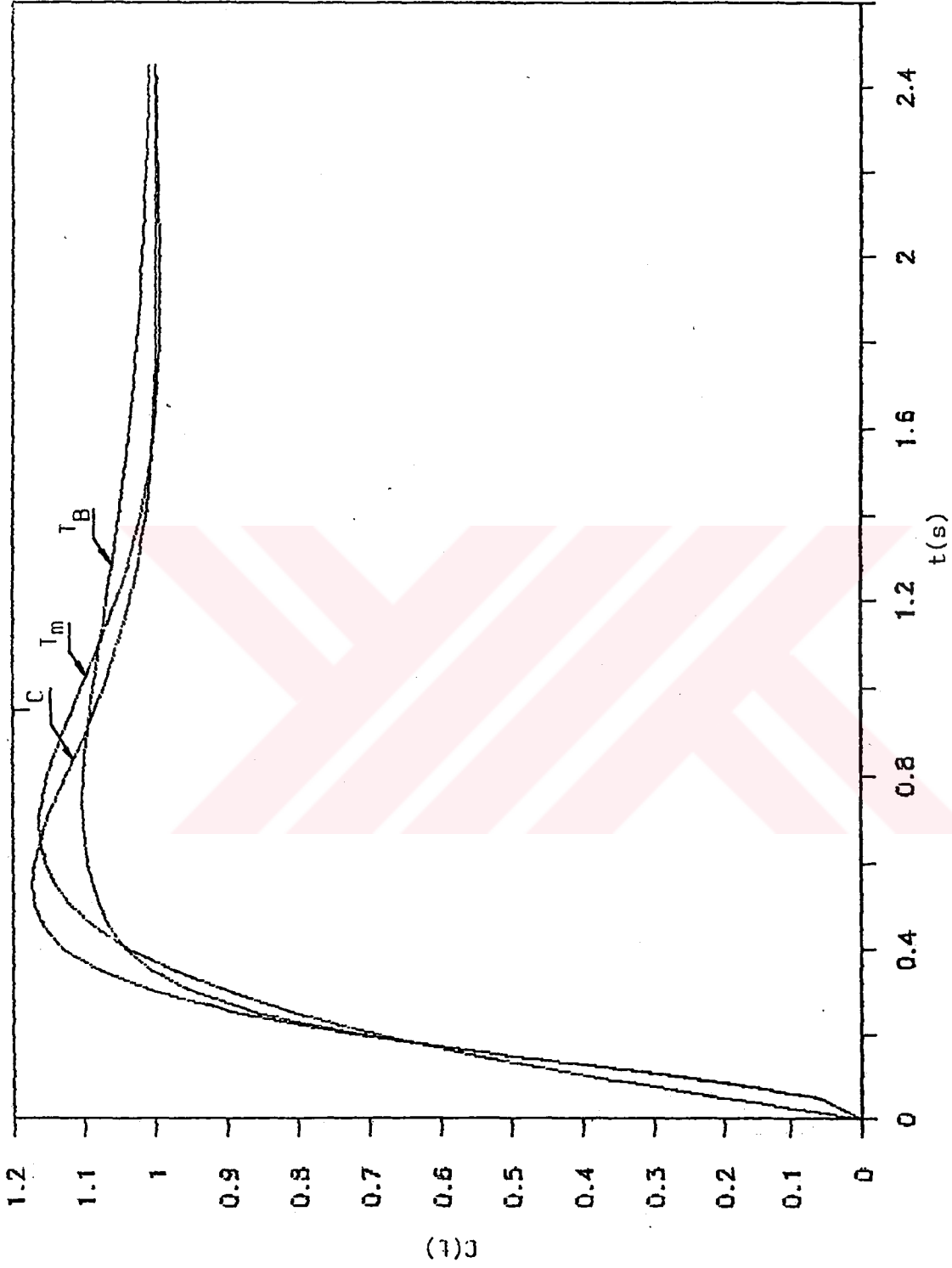
(81) deki sistemin birim basamak - giriş cevabı Şekil 27'de gösterilmiştir.

Kompanse edilmiş plant'ın gerçekleştirmesi istenen tasarım şartları :

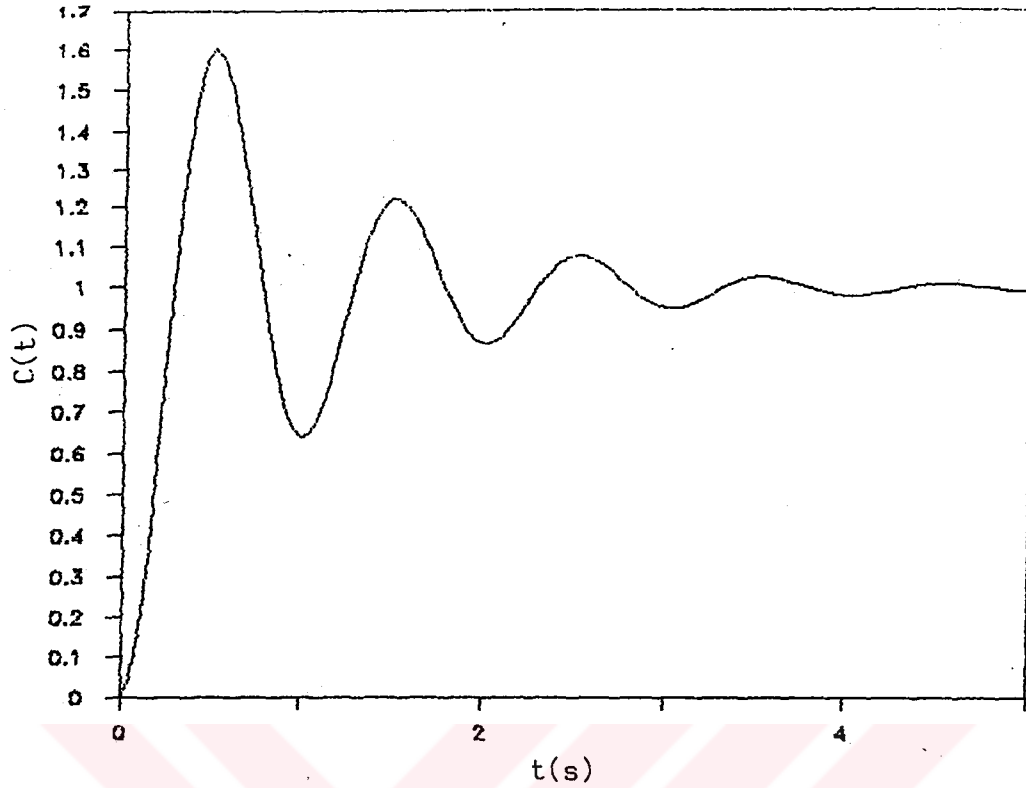
$$k_v = 20 \text{ 1/s}, \omega_c = 9 \text{ rad/s}, \phi_m = 50^{\circ} \quad (82)$$

olarak verilmiştir. Bu şartları sağlayan ikinci mertebeden modelin T.F.:

$$T_m(s) = \frac{4.336s + 79.48}{s^2 + 8.3s + 79.48} \quad (83)$$



Şekil 26. Dördüncü örnekle ilgili basamak-girişe cevaplar



Şekil 27. T_p 'nin basamak-girişe cevabı

sıfır ve kutupları da :

$$z_1 = -18.33 \quad , \quad p_{1,2} = -4.15 \pm 7.89 j \text{ 'dir.}$$

T_m 'in birim geri beslemeli sistem için A.Ç.T.F. :

$$G_m(s) = \frac{4.336 (s + 18.33)}{s(s + 3.964)} \quad (84)$$

T_m 'in S.K.A. katsayıları :

$$h_1 = 1 \quad , \quad h_2 = 20 \quad , \quad h_3 = -0.253 \quad , \quad h_4 = -15.664 \quad (85)$$

olarak elde edilir.

İkinci örnekte olduğu gibi seri tipte bir kompensatör kabul edilirse, sistemin toplam K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{40ks + 40kb}{s^3 + (2 + a)s^2 + (2a + 40k)s + 40kb} \quad (86)$$

olur.

Diğer örneklerde açıklanan çözüm yolu takip edilerek :

$$a = 6.177 \quad , \quad b = 2.154 \quad , \quad k = 2.867 \quad (87)$$

olarak bulunur. Bu değerlere göre kompanse edilmiş plant'ın A.Ç.T.F.:

$$G_C(s) = \frac{114.68 (s + 2.154)}{s (s + 6.177) (s + 2)} \quad (88)$$

ve toplam sistemin K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{114.68 s + 247.02}{s^3 + 8.177 s^2 + 127.03s + 247.02} \quad (89)$$

sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -2.154 \quad , \quad P_1 = -2.167 \quad , \quad P_{2,3} = -3.005 \pm 10.246j$$

olarak bulunur.

(80) deki Plant'ın aynı tasarım şartları için Bode yöntemi ile tasarlanması sonucu (Şekil 28) kompansatörün T.F.:

$$G_{Bc}(s) = 4.17 \frac{(s + 4.41)}{(s + 18.4)} \quad (90)$$

birim geri beslemeli sistem için A.Ç.T.F. :

$$G_B(s) = \frac{166.8 (s + 4.41)}{s (s + 18.4) (s + 2)} \quad (91)$$

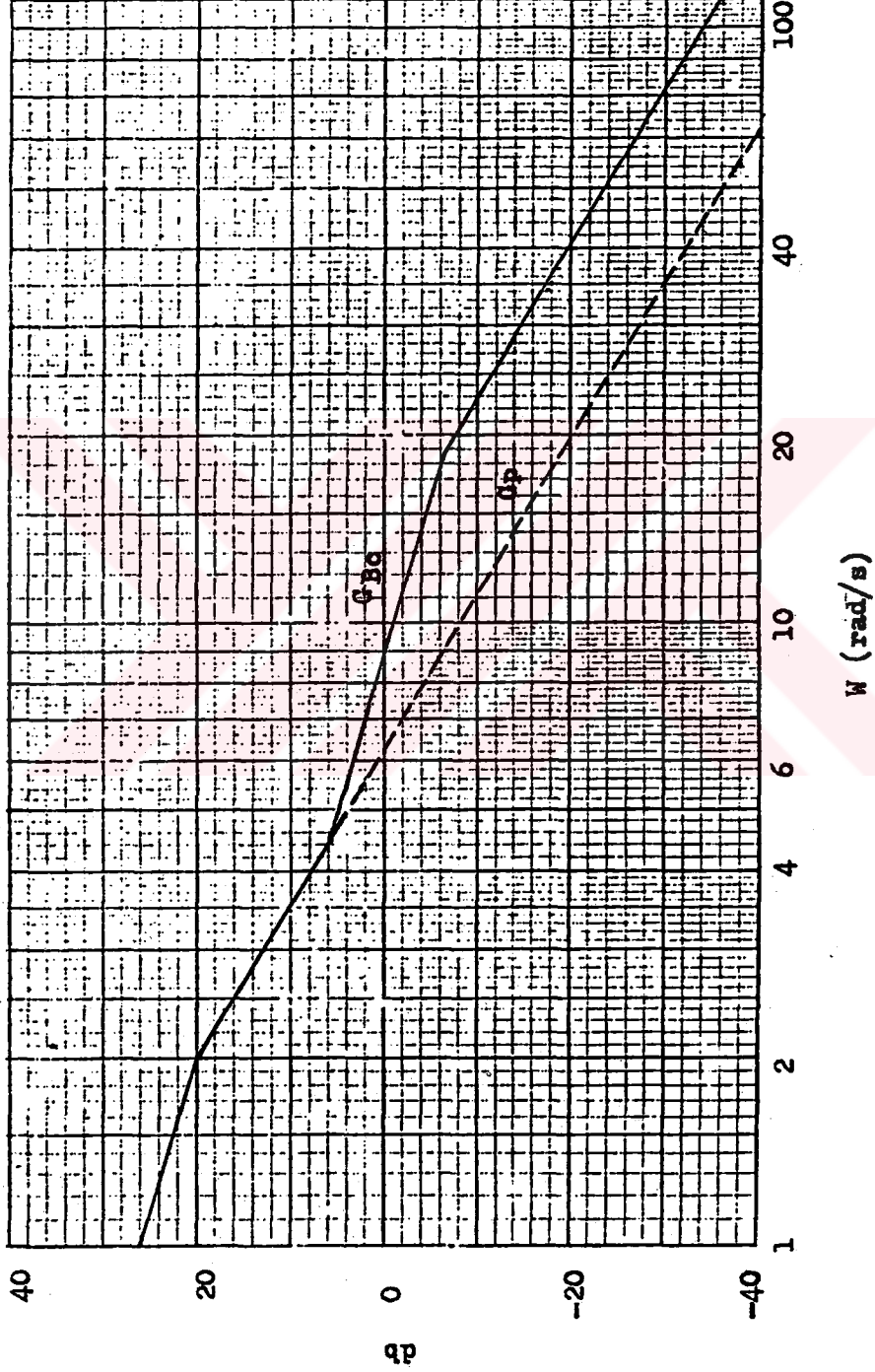
ve (91) in K.Ç.T.F.:

$$T_B(s) = \frac{166.8 s + 735.6}{s^3 + 20.4s^2 + 203.65 + 735.6} \quad (92)$$

(92) nin sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -4.41 \quad , \quad P_1 = -6.492 \quad , \quad P_{2,3} = -6.954 \pm 8.059j$$

olarak elde edilir.



Şekil 28. Beşinci örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım

T_m , T_C ve T_B 'nin birim basamak - girişe cevapları Şekil 29'da gösterilmiş, bu sistemlerin ve plant'ın k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo 5'te verilmiştir.

Tablo 5. Beşinci örnekle ilgili gerçek değerler

5.Örnek	T_p	T_m	T_C	T_B
k_v (1/s)	20	20	20	20
ω_c (rad/s)	6.2	9	10.8	9
ϕ_{pm} ($^\circ$)	17.9	50	29	50
M_p (%)	60	22	40	22

Altıncı Örnek : Faz Geriletici Kompansatör Tasarımı

(Örnek 10-4., s.502, (4))

Tatminkar olmayan bir plant'ın T.F. :

$$G_p(s) = \frac{5}{s(1+s)(1+\frac{s}{2})} \quad (93)$$

(93) ün birim geri beslemeli sistem için K.Ç.T.F. :

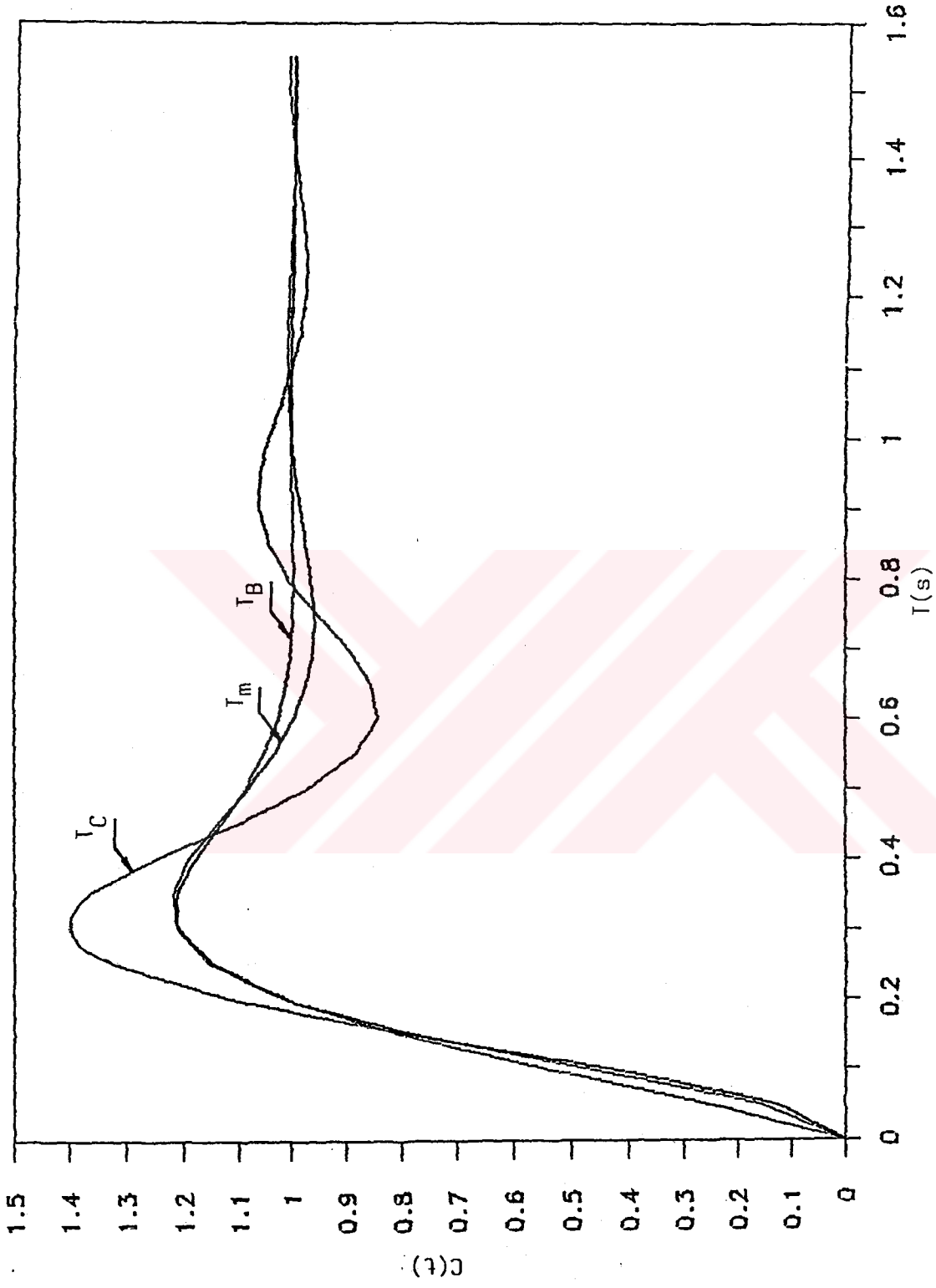
$$T_p(s) = \frac{10}{s^3 + 3s^2 + 2s + 10} \quad (94)$$

(94) ün birim basamak - girişe cevabı Şekil 30'da gösterilmiştir.

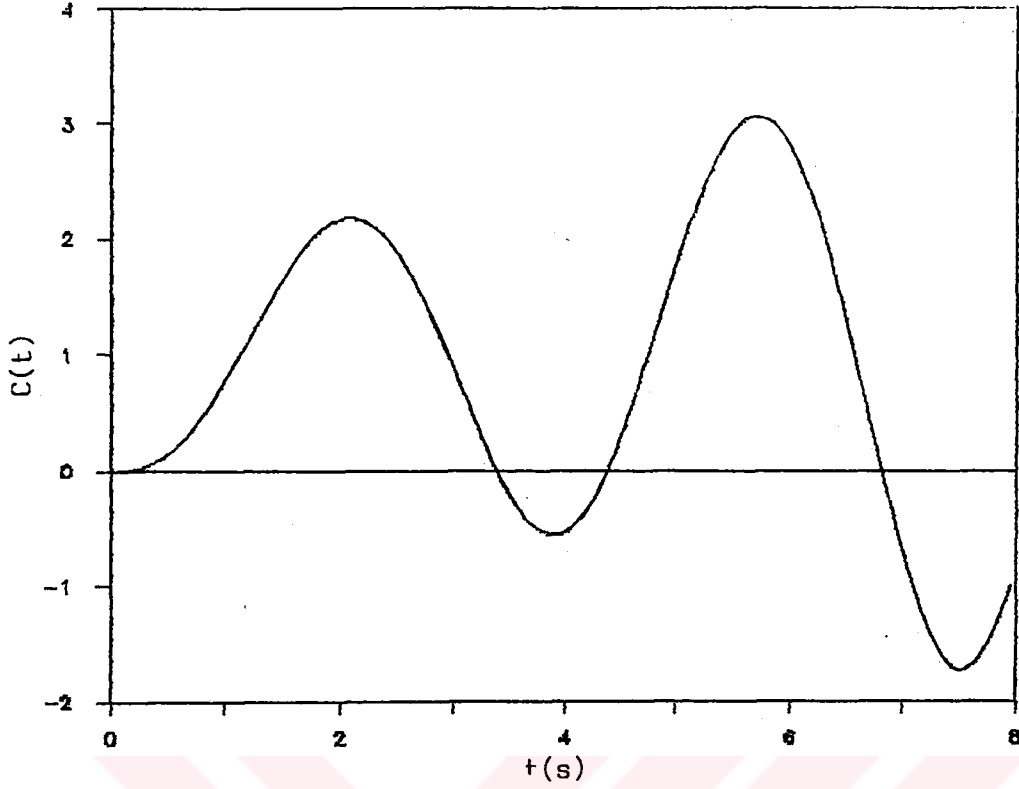
(93) deki plant'ın kompanse edildikten sonra gerçekleştirmesi istenen tasarım şartları :

$$k_v = 5 \text{ l/s} , \quad \omega_c = 0.5 \text{ rad/s} , \quad \phi_m = 40^\circ \quad (95)$$

olarak verilmiştir.



Şekil 29. Beşinci örnekle ilgili basamak giriş cevaplar.



Şekil 30. T_p 'nin basamak-girişe cevabı

Bu şartların (24), (25) ve (44) deki eşitliklerde yerlerine konulmasıyla elde edilen denklemlerin bilgisayar yardımıyla çözülmesi sonucu ikinci mertebe model :

$$T_m(s) = \frac{0.29 s + 0.204}{s^2 + 0.331s + 0.204} \quad (96)$$

sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -0.703, \quad P_{1,2} = -0.165 \pm 0.420j$$

ve (96) eşitliğinden T_m 'in A.Ç.T.F. :

$$G_m(s) = \frac{0.29 (s + 0.703)}{s (s + 0.041)} \quad (97)$$

olarak bulunur. T_m 'in S.K.A. katsayıları

$$h_1 = 1, \quad h_2 = 4.951, \quad h_3 = -0.009, \quad h_4 = -4.661 \quad (98)$$

olarak belirlenir.

$$G_c = k \frac{(s + b)}{(s + a)} \quad \text{şeklinde seri tip bir kompensatör kabul edi-}$$

lirse, kompensatör ilaveli birim geri beslemeli sistemin toplam K.

Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{10ks + 10kb}{s^4 + (3 + a)s^3 + (3a + 2)s^2 + (2a + 10k)s + 10kb} \quad (99)$$

olarak bulunur. (99) un S.K.A. nın ilk dört katsayısı :

$$h'_1 = 1$$

$$h'_2 = \frac{5kb}{a}$$

$$h'_3 = \frac{2a^2}{10ka - 5kb(3a + 2)} \quad (100)$$

$$h'_4 = \frac{[10ka - 5kb(3a + 2)]^2}{a(3a + 2)[10ka - 5kb(3a + 2)] + 10a^2kb(3 + a)}$$

olarak belirlenir.

h'_1 ve h_1 katsayıları karşılıklı olarak birbirine eşitlendiğinde elde edilen denklemlerin bilgisayarda çözülmesiyle :

$$a = 0.042 \quad , \quad b = 0.331 \quad , \quad k = 0.125$$

bulunur. (40) daki eşitliklerin kullanılması da aynı sonucu vermektedir. Bu değerlerle kompensatörün transfer fonksiyonu :

$$G_{Cc}(s) = 0.125 \frac{(s + 0.331)}{(s + 0.042)} \quad (101)$$

kompensatör ilaveli sistemin A.Ç.T.F. :

$$G_C(s) = \frac{1.25(s + 0.331)}{s(s + 0.042)(s + 1)(s + 2)} \quad (102)$$

ve birim geri beslemeli sistem için toplam K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{1.25s + 0.414}{s^4 + 3.042s^3 + 2.125s^2 + 1.331s + 0.414} \quad (103)$$

T_C 'nin sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -0.331 \quad , \quad P_1 = -0.426 \quad , \quad P_2 = -2.173$$

$$P_{3,4} = -0.307 \pm 1.58j \text{ 'dir.}$$

Aynı plant'ın, aynı tasarım şartları için Bode yöntemi ile tasarlanması sonucu Şekil 31 kompensatörün T.F. :

$$G_{Bc}(s) = 0.1 \frac{(s + 0.1)}{(s + 0.01)} \quad (104)$$

kompensatör ilaveli sistemin A.Ç.T.F. :

$$G_B(s) = \frac{s + 0.1}{s(s + 0.01)(s + 1)(s + 2)} \quad (105)$$

(105)'in birim geri beslemeli sistem için toplam K.Ç.T.F. :

$$T_B(s) = \frac{s + 0.1}{s^4 + 3.01s^3 + 2.03s^2 + 1.02s + 0.1} \quad (106)$$

sıfır ve kutupları :

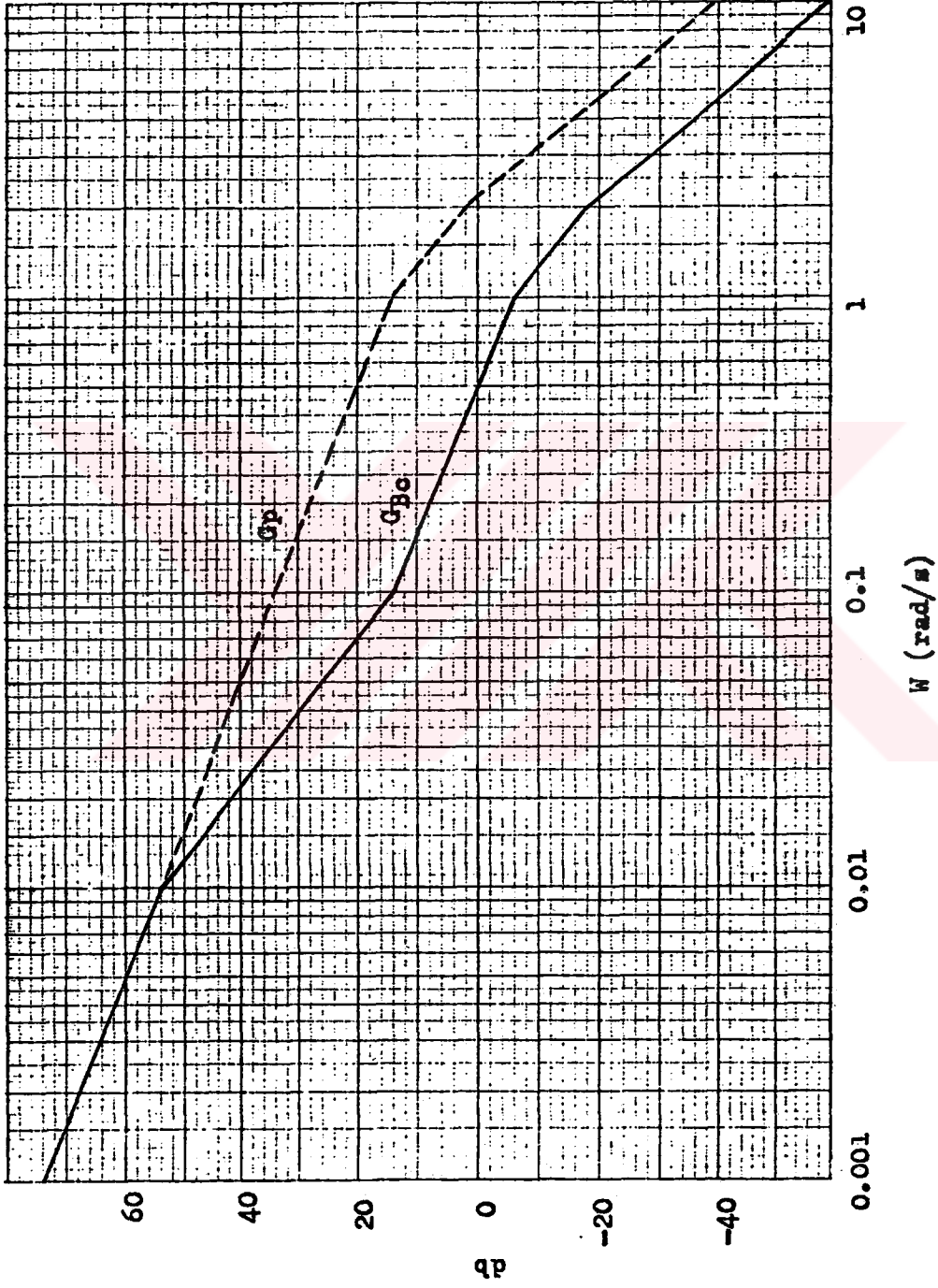
$$z_1 = -0.1 \quad , \quad P_1 = -0.123 \quad , \quad P_2 = -2.315 \quad , \quad P_{4,5} = -0.286 \pm 0.519j$$

olarak bulunur.

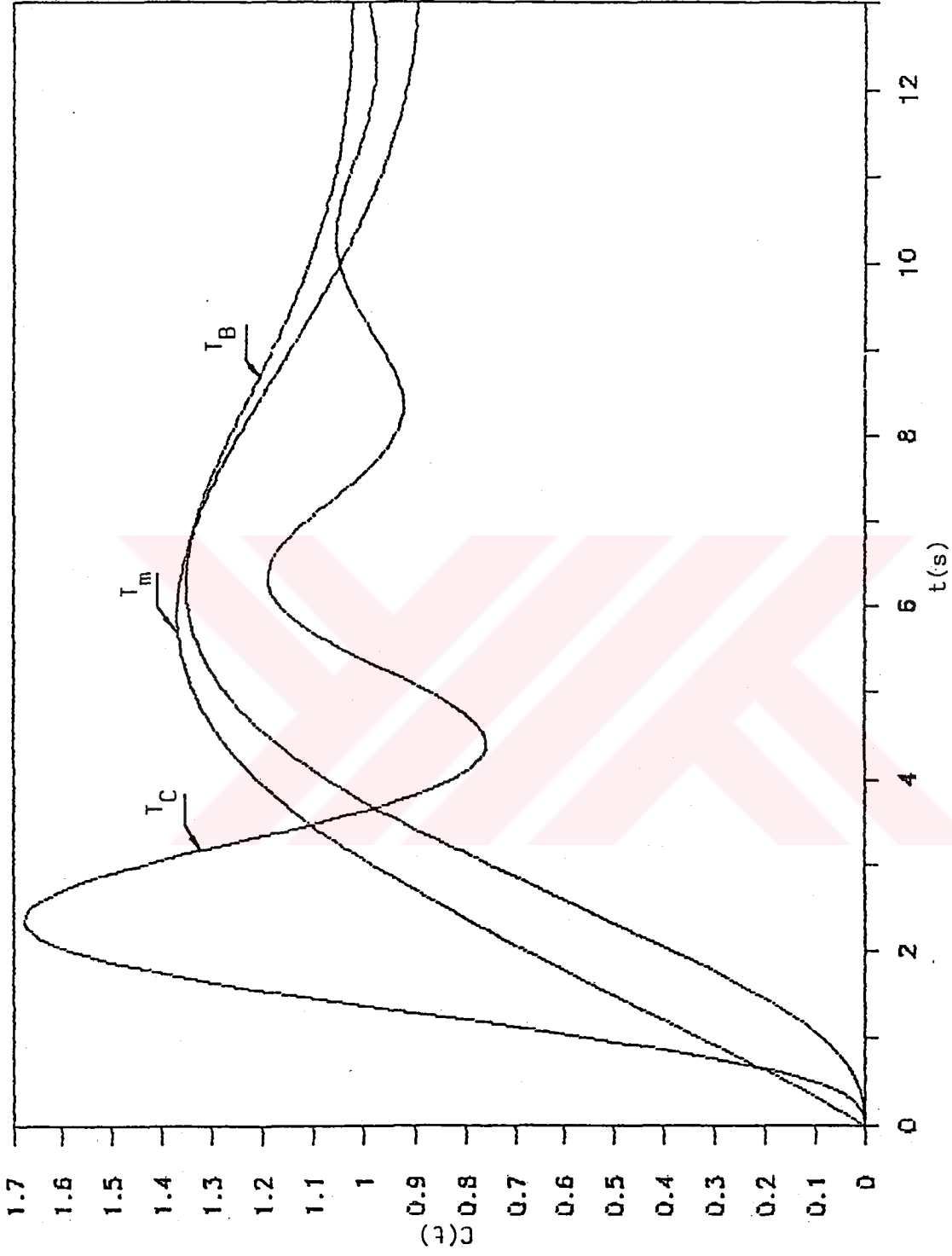
T_m , T_C , T_B 'in birim basamak-giriş cevapları Şekil 32'de gösterilmiş, bu sistemlerin ve plant'ın k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo 6'da verilmiştir.

Tablo 6. Altıncı örnek'le ilgili gerçek değerler

6.Örnek	T_p	T_m	T_C	T_B
$k_v(1/s)$	5	5	5	5
$\omega_c(\text{rad/s})$	1.8	0.5	0.6	0.46
$\phi_{pm}(^{\circ})$	167	40.1	17.4	41.3
$M_p(\%)$	-	35	68	37



Şekil 31. Altıncı örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım



Şekil 32. Altıncı örnekle ilgili basamak-girişe cevaplar

Yedinci Örnek : Faz Geriletici Kompansatör Tasarımı

(Örnek 16.3, s.300, (5))

Davranışının düzeltilmesi istenen plant'ın A.Ç.T.F. :

$$G_p(s) = \frac{2}{s \left(1 + \frac{s}{2}\right) \left(1 + \frac{s}{6}\right)} \quad (107)$$

(107)'nin birim geri beslemeli sistem için toplam K.Ç.T.F. :

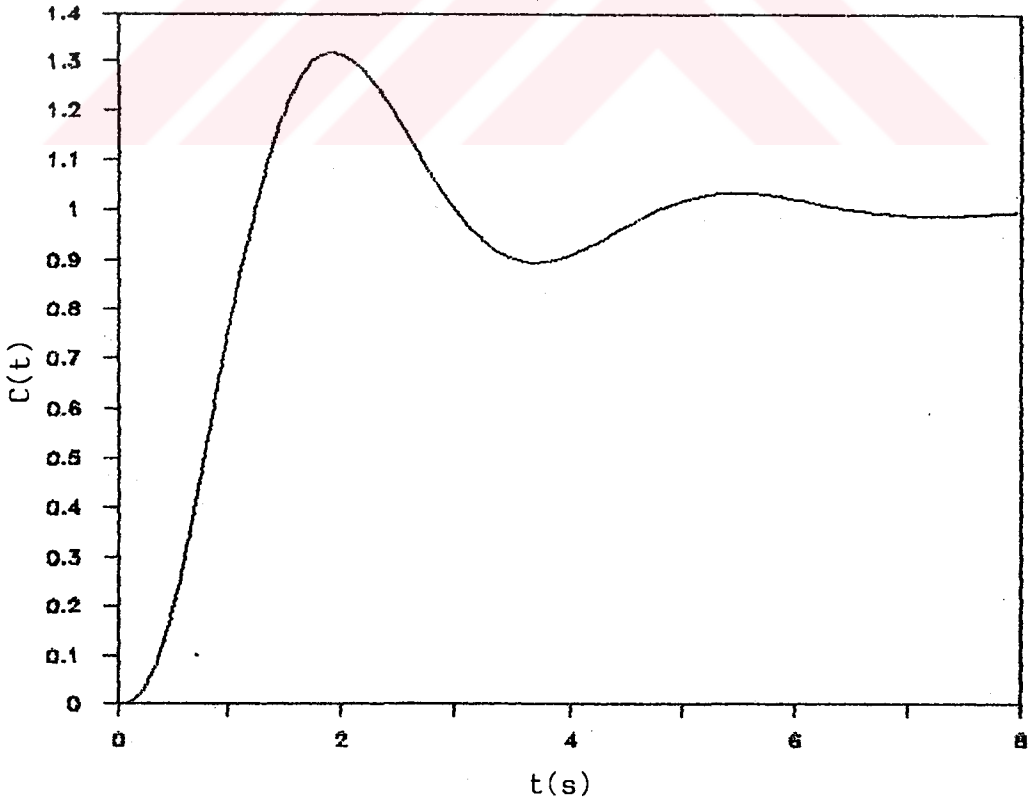
$$T_p(s) = \frac{24}{s^3 + 8s^2 + 12s + 24} \quad (108)$$

kutupları :

$$P_1 = -6.749, \quad P_{2,3} = -0.626 \pm 1.779j$$

olarak verilmiştir.

(108) in birim basamak - giriş cevabı Şekil 33'de gösterilmiştir.



Şekil 33. T_p 'nin basamak - giriş cevabı

Kompanse edilmiş sistemin gerçekleştirmesi istenen tasarım şartları :

$$k_v = 20 \text{ l/s} , \omega_c = 1.5 \text{ rad/s} , \phi_{pm} = 45^\circ \quad (109)$$

seçilirse bu şartları sağlayan ikinci mertebeden modelin K.Ç.T.F. :

$$T_m(s) = \frac{s + 1.68}{s^2 + 1.083s + 1.68} \quad (110)$$

sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -1.68 , p_{1,2} = -0.541 \pm 1.177 j$$

olarak belirlenir.

T_m 'in birim geri beslemeli sistem için A.Ç.T.F.:

$$G_m(s) = \frac{0.29 (s + 0.703)}{s (s + 0.041)} \quad (111)$$

şeklindedir.

T_m 'in S.K.A. katsayıları :

$$h_1 = 1 , h_2 = 20.24 , h_3 = -0.0043 , h_4 = -19.24 \quad (112)$$

olarak bulunur.

Diğer örneklerde olduğu gibi seri tipte bir kompensatör kabul edilirse, kompensatör ilaveli birim geri beslemeli sistemin toplam K.Ç.T.F.:

$$T_C(s) = \frac{24ks + 24kb}{s^4 + (8+a)s^3 + (12+8a)s^2 + (12a+24k)s + 24kb} \quad (113)$$

olarak elde edilir. Dördüncü işlemde açıklanan çözüm yolu ile kompensatör parametreleri :

$$a = 0.083 , b = 0.768 , k = 1.093$$

olarak belirlenir. Bu değerlerle kompensatörün T.F.:

$$G_C(s) = 1.093 \frac{(s+0.768)}{(s+0.083)} \quad (114)$$

kompensatör ilaveli sistemin A.Ç.T.F. :

$$G_C(s) = \frac{26.232 (s+0.768)}{s(s+0.083) (s+2) (s+6)} \quad (115)$$

(115) in K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{26.232s + 20.146}{s^4 + 8.083s^3 + 12.664s^2 + 27.228s + 20146} \quad (116)$$

sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -0.768,$$

$$P_1 = -6.737, \quad P_2 = -0.931, \quad P_{3,4} = -0.207 \pm 1.78j$$

olarak bulunur.

(107) deki plant'ın, (109) daki tasarım şartlarına göre, Bode yöntemi ile tasarlanması sonucu (Şekil 34) elde edilen kompensatörün T.F. :

$$G_{Bc}(s) = 0.857 \frac{(s + 0.14)}{(s + 0.01)} \quad (117)$$

kompensatör ilaveli sistemin A.Ç.T.F. :

$$G_B(s) = \frac{17.15 (s + 0.14)}{s (s + 0.01) (s + 2) (s + 6)} \quad (118)$$

(118) in birim geri beslemeli sistemi için toplam K.T.Ç.F. :

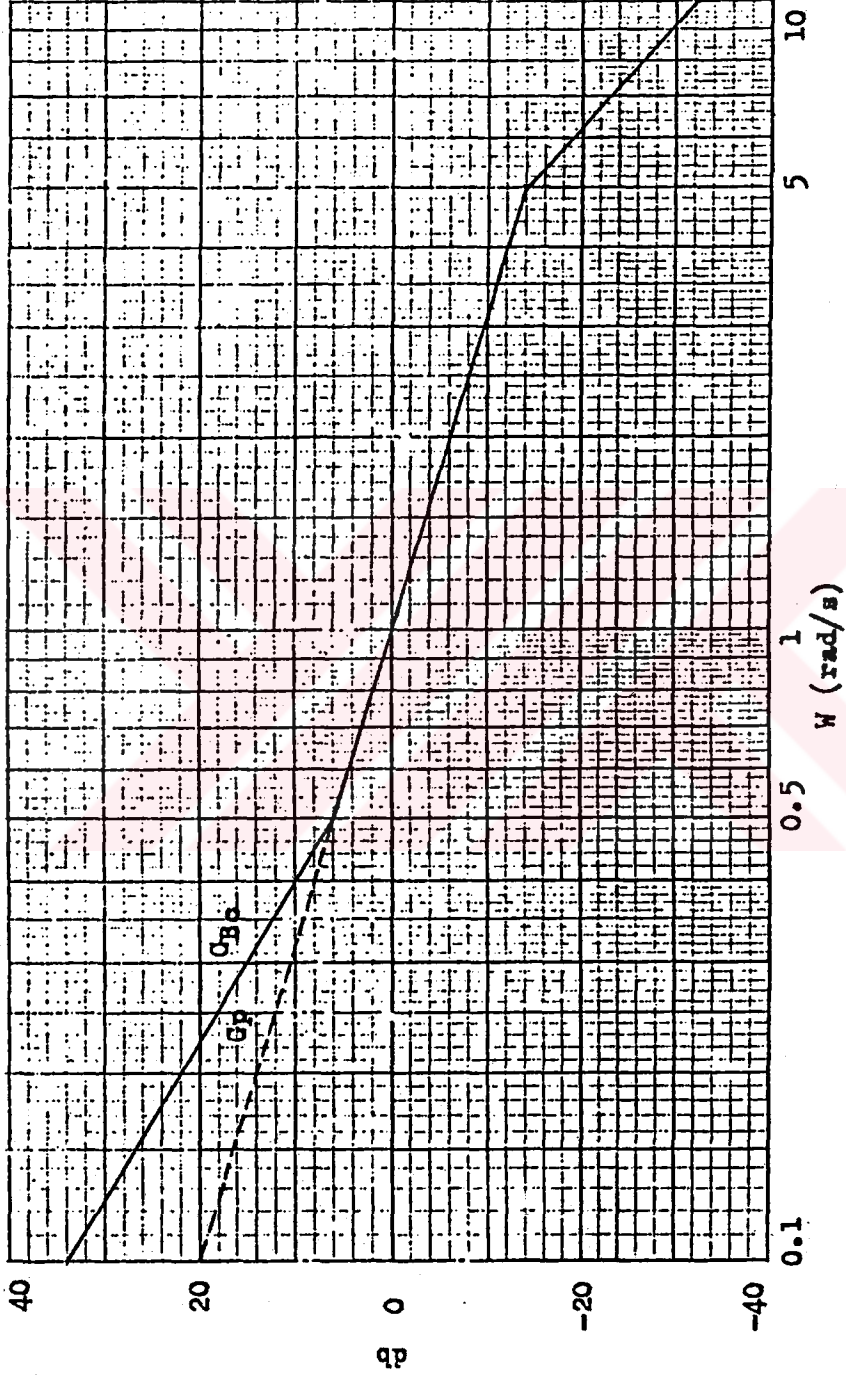
$$T_B(s) = \frac{17.15s + 2.401}{s^4 + 8.01s^3 + 12.08s^2 + 17.27s + 2.401} \quad (119)$$

ile sıfır ve kutupları :

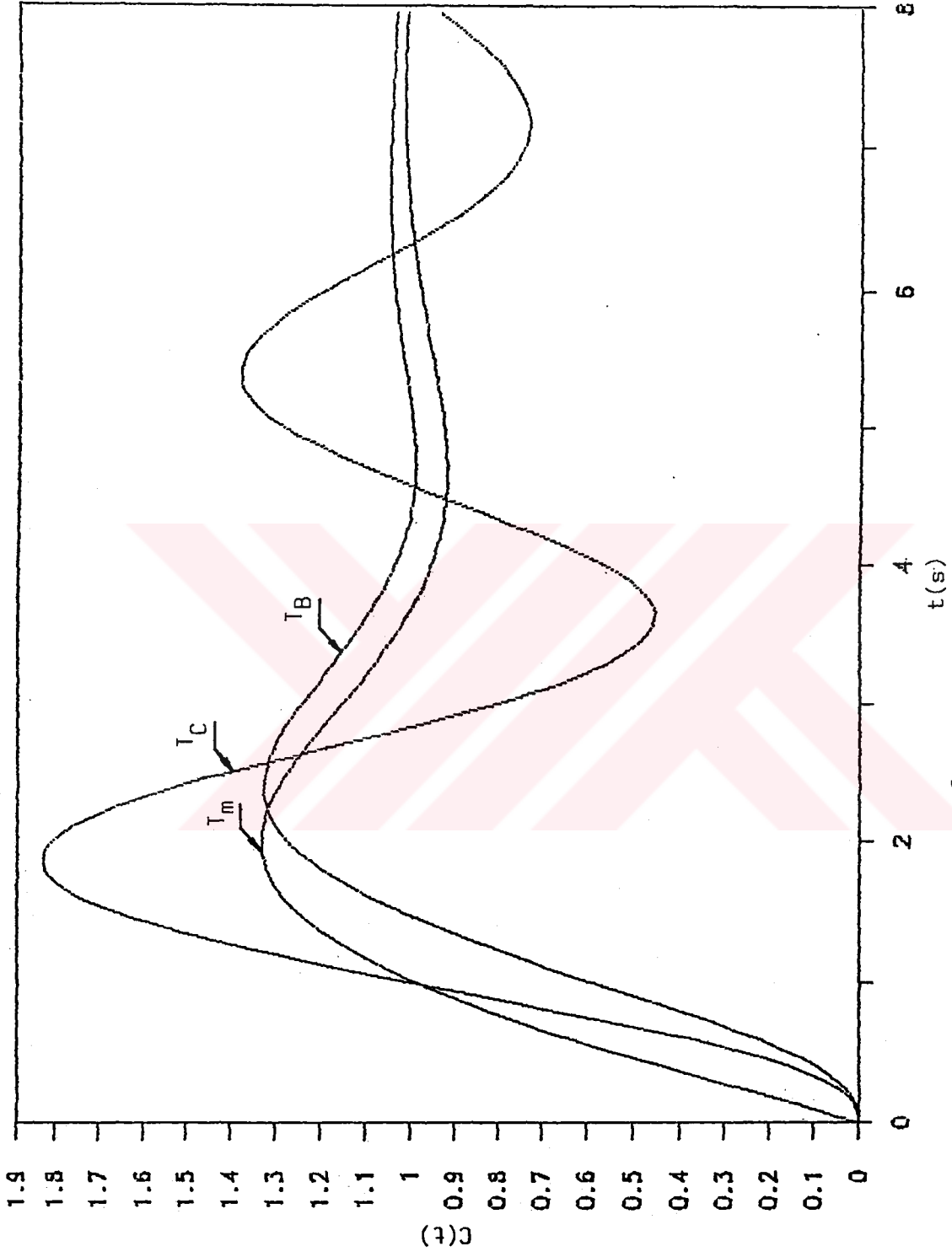
$$z_1 = -0.14, \quad P_1 = -6.562, \quad P_2 = -0.154, \quad P_{3,4} = -0.647 \pm 1.399j$$

olarak bulunur.

T_m , T_C , T_B 'nin birim basamak giriş cevabı Şekil 35'de gösterilmiş, bu sistemlerin ve plant'ın k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo 7'de verilmiştir.



Şekil 38. Sekizinci örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım



Şekil 35. Yedinci örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar

Tablo 7. Yedinci örnekle ilgili gerçek değerler

7.Örnek	T_p	T_m	T_c	T_B
$k_v(1/s)$	2	20	20	20
$\omega_c(\text{rad/s})$	1.3	1.5	1.7	1.7
$\phi_{pm}(^{\circ})$	39	45	11,8	45
$M_p(\%)$	32	33	83	31

Sekizinci Örnek : Faz Geriletici Kompansatör Tasarımı

(Örnek 16.7, s.306, (5))

Tatminkar olmayan bir plant'ın T.F. :

$$G_p(s) = \frac{1}{s \left(1 + \frac{s}{5}\right)^2} \quad (120)$$

(120) nin birim geri beslemeli sistem için toplam K.Ç.T.F. :

$$T_p(s) = \frac{25}{s^3 + 10s^2 + 25s + 25} \quad (121)$$

(121) in kutupları :

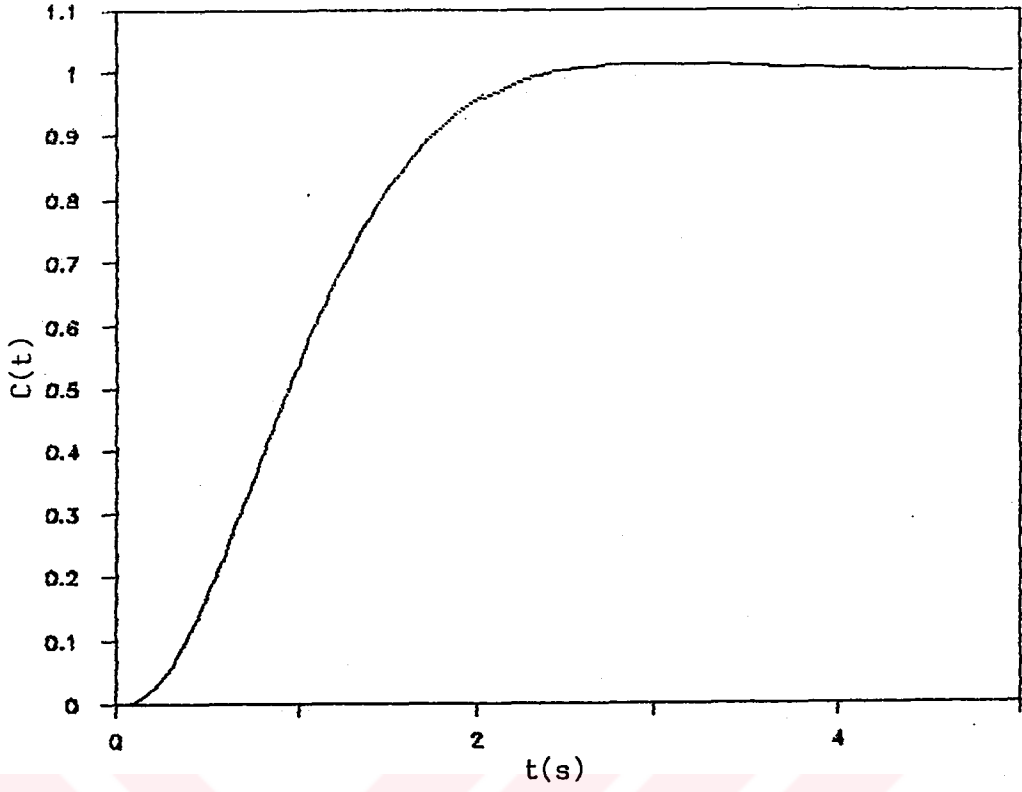
$$P_1 = -6.903, \quad P_{2,3} = -1.548 \pm 1.106j$$

(121) in birim basamak-girişe cevabı Şekil 36'da gösterilmiştir.

(120) deki plant'ın kompanse edildikten sonra gerçekleştirmesi istenen tasarım şartları :

$$k_v = 5 \text{ l/s}, \quad \omega_c = 1 \text{ rad/s}, \quad \phi_{pm} = 45^{\circ} \quad (122)$$

Bu şartları sağlayan ikinci mertebe modelin T.F.:



Şekil 36. T_p 'nin basamak-girişe cevabı

$$T_m(s) = \frac{0.59s + 0.824}{s^2 + 0.755s + 0.824} \quad (123)$$

sıfır ve kutupları :

$$Z_1 = -1.397, \quad P_{1,2} = -0.377 \pm 0.825j$$

(123) ün birim geri beslemeli sistem için A.Ç.T.F. :

$$G_m(s) = \frac{0.59(s + 1.397)}{s(s + 0.165)} \quad (124)$$

olarak bulunur.

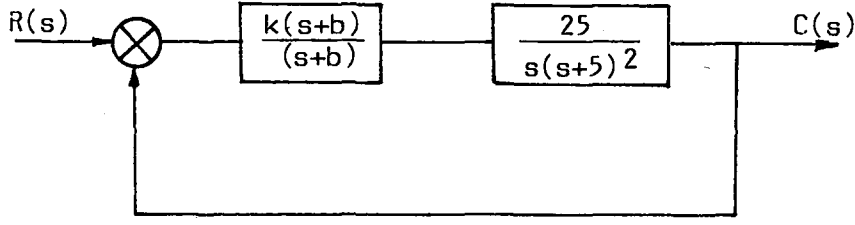
(124) ün S.K.A. katsayıları :

$$h_1 = 1, \quad h_2 = 4.994, \quad h_3 = -0.0374, \quad h_4 = -4.404 \quad (125)$$

olarak elde edilir.

Seri tipte bir kompensatör kabul edilirse Şekil 37'nin K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{25ks + 25kb}{s^4 + (10 + a)s^3 + (25 + 10a)s^2 + 25(a + k)s + 25kb} \quad (126)$$



Şekil 37. Kompansatör ilaveli, birim geri beslemeli sistem

(126) eşitliğindeki pay ve payda polinomlarının değerleri ile (125) deki katsayıların (40) eşitliklerinde yerine konulmasıyla elde edilen denklemlerin çözümünden :

$$a = 0.163 \quad , \quad b = 0.84 \quad , \quad k = 0.963$$

olarak bulunan bu değerlerden kompansatörün T.F. :

$$G_{Cc}(s) = 0.963 \frac{(s + 0.84)}{(s + 0.163)} \quad (127)$$

G_p 'ye, G_{Cc} ilaveli sistemin A.Ç.T.F. :

$$G_C(s) = \frac{24 (s + 0.84)}{s (s + 0.16) (s + 5)^2} \quad (128)$$

(128) in K.Ç.T.F. :

$$T_C(s) = \frac{24 s + 20.16}{s^4 + 10.163s^3 + 25.163s^2 + 28.075s + 20.16} \quad (129)$$

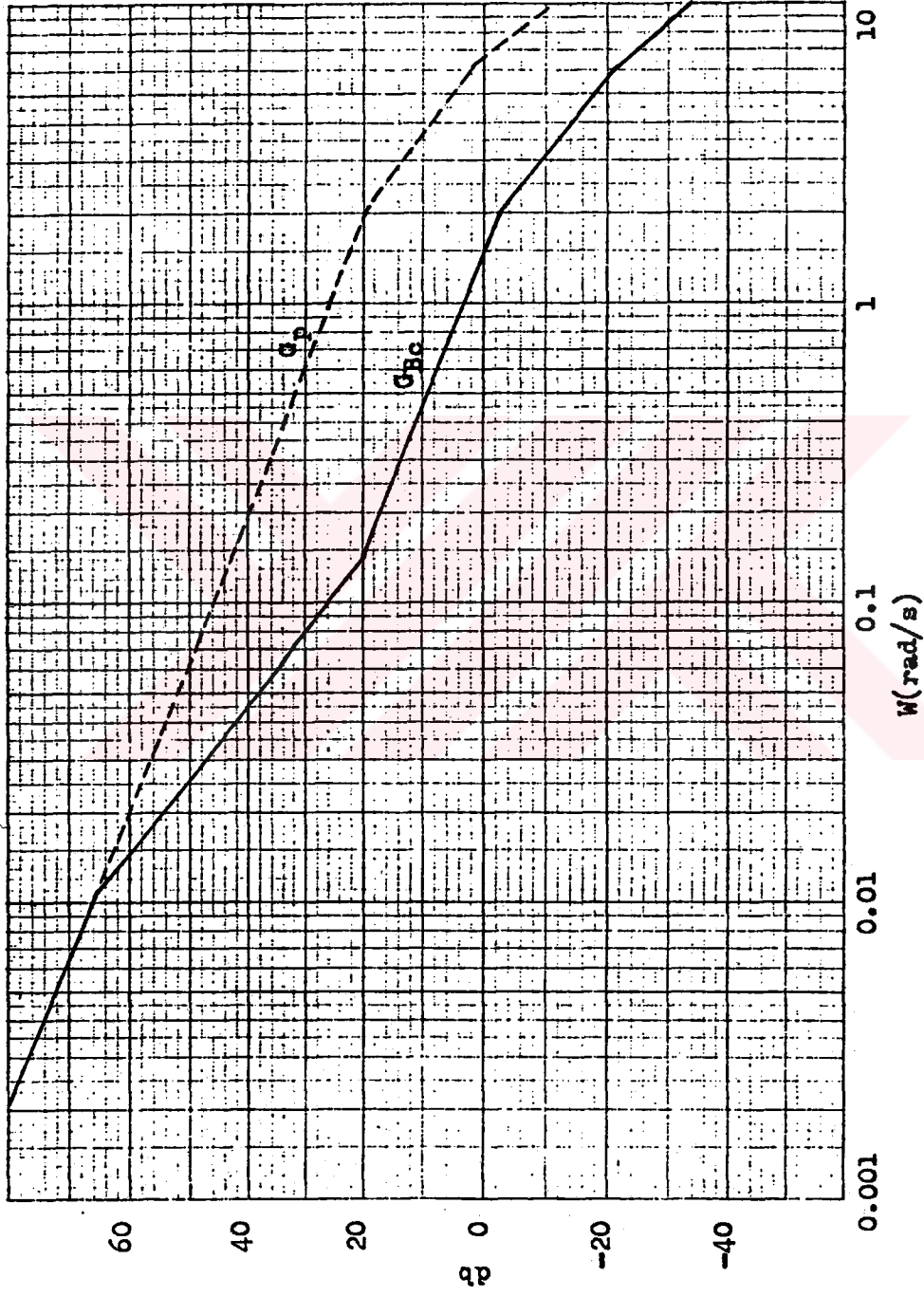
(129) un sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -0.84$$

$$P_1 = -1.962 \quad , \quad P_2 = -7.131 \quad , \quad P_{3,4} = 0.535 \pm 1.074j$$

olarak elde edilir.

(120) deki plant'ın, (122) deki tasarım şartlarına göre Bode yöntemi ile tasarlanması sonucu (Şekil 38), elde edilen kompansatörün T.F. :



Şekil 34. Yedinci örnekle ilgili Bode yöntemiyle tasarım

$$G_{Bc}(s) = \frac{(s + 0.5)}{(s + 0.1)} \quad (130)$$

G_p 'ye, G_{Bc} 'nin ilavesiyle elde edilen sistemin A.Ç.T.F.:

$$G_B(s) = \frac{25(s + 0.5)}{s(s + 0.1)(s + 5)^2} \quad (131)$$

(131) in birim geri beslemeli sistem için K.Ç.T.F. :

$$T_B(s) = \frac{25s + 12.5}{s^4 + 10.1s^3 + 26s^2 + 27.5s + 12.5} \quad (132)$$

sıfır ve kutupları :

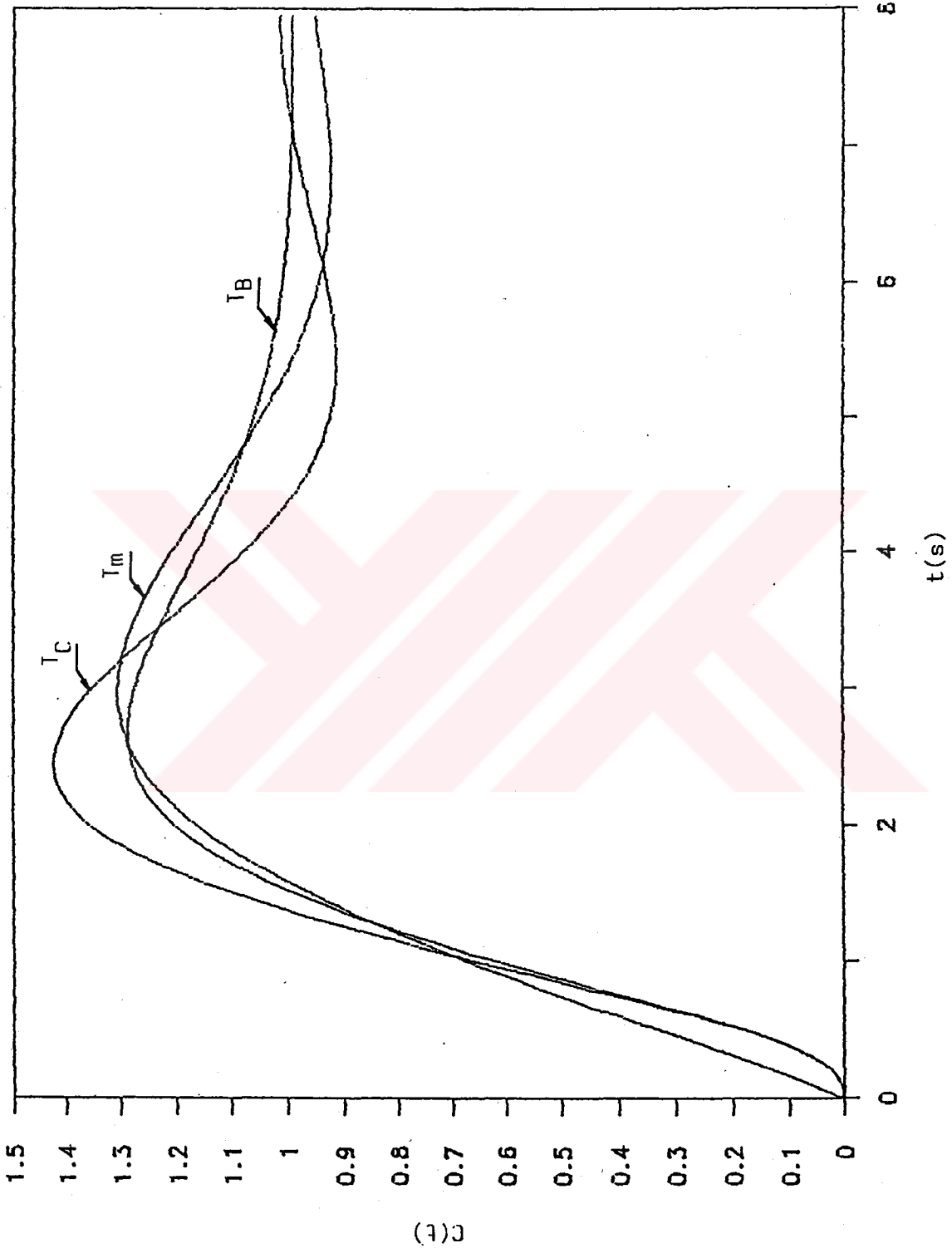
$$z_1 = -0.5$$

$$P_1 = -1.709, P_2 = 6.700, P_{3,4} = -0.799 \pm 0.672j \text{ 'dir.}$$

T_m , T_c ve T_B 'nin birim basamak-giriş cevapları Şekil 39'da gösterilmiş, bu sistemlerin ve plant'ın k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo 8'de verilmiştir.

Tablo 8. Sekizinci örnekle ilgili gerçek değerler

8.Örnek	T_p	T_m	T_c	T_B
$k_v(1/s)$	1	5	5	5
$\omega_c(\text{rad/s})$	0.96	1	1.1	1.1
$\phi_{pm}(^{\circ})$	68.3	45	36	46,5
$M_p(\%)$	0	29	38	27



Şekil 39. Sekizinci örnekle ilgili basamak-giriş cevaplar

Dokuzuncu Örnek :

İkinci örnekteki plant'ın (55) ξ 'nin değişik değerleri için Chen yöntemi ile tasarlanması.

İkinci örnekte kompanse edilmesi istenilen plant'ın T.F.:

$$G_p(s) = \frac{6000}{s(s+10)(s+30)}$$

ve gerçekleştirmesi istenilen tasarım şartları $k_v = 20$ l/s, $\omega_c = 5$ rad/s, $\xi = 0.7$ olarak alınmıştır. k_v ve ω_c değerleri aynı alınarak çeşitli ξ değeri için tasarım gerçekleştirilecektir.

$\xi = 0.5$ değeri için tasarım :

İkinci mertebe model :

$$T_m(s) = \frac{3.403s + 18.915}{s^2 + 4.34s + 18.915} \quad (133)$$

T_m 'in sıfır ve kutupları :

$$z_1 = 5.558, \quad p_{1,2} = -2.17 \pm 3.777j$$

olarak bulunur. İkinci örnekte belirtilen kompensatör tipi ve parametreleri için kompensatörün T.F.:

$$G_c(s) = 0.33 \frac{(s + 2.73)}{(s + 0.9)} \quad (134)$$

ve kompanse edilmiş sistemin toplam K.Ç.T.F.:

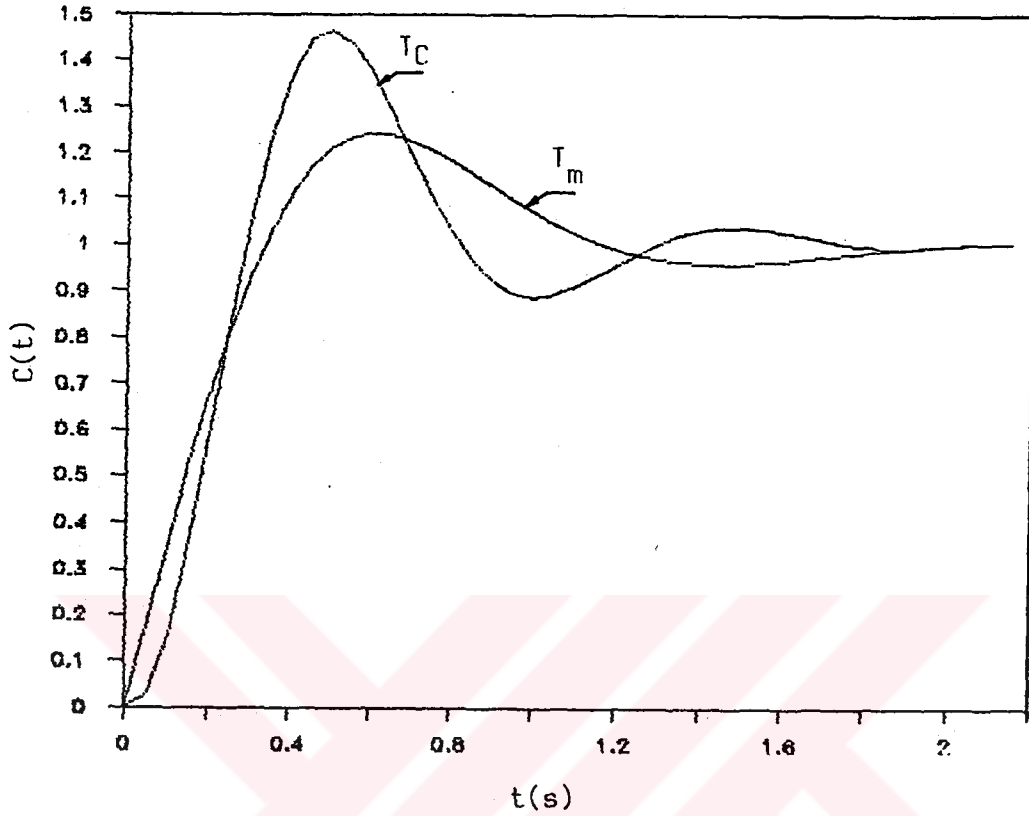
$$T_C(s) = \frac{1980s + 5405.4}{s^4 + 40.9s^3 + 336s^2 + 2250s + 5405.4} \quad (135)$$

ve (135) in sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -2.73, \quad p_1 = -3.535, \quad p_2 = -32.54$$

$$p_{3,4} = -2.411 \pm 6.417j \text{ olarak bulunur.}$$

T_m 'in ve T_C 'nin birim basamak-giriş cevabı Şekil 40'da gösterilmiştir.



Şekil 40. $\xi = 0.5$ değeri için basamak-giriş cevaplar

$\xi = 0.9$ değeri için tasarım :

İkinci mertebe model :

$$T_m(s) = \frac{4.272s + 8.19}{s^2 + 5.15s + 8.19} \quad (136)$$

T_m 'in sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -1.917, \quad p_{1,2} = -2.575 \pm 1.248j$$

olarak bulunur. Kompansatör tipi ikinci örnekteki ile aynı alınarak, gerekli hesaplamalar sonucu kompansatörün T.F.:

$$G_C(s) = 0.3 \frac{(s + 1.333)}{(s + 0.4)} \quad (137)$$

ve kompanse edilmiş sistemin toplam K.Ç.T.F. :

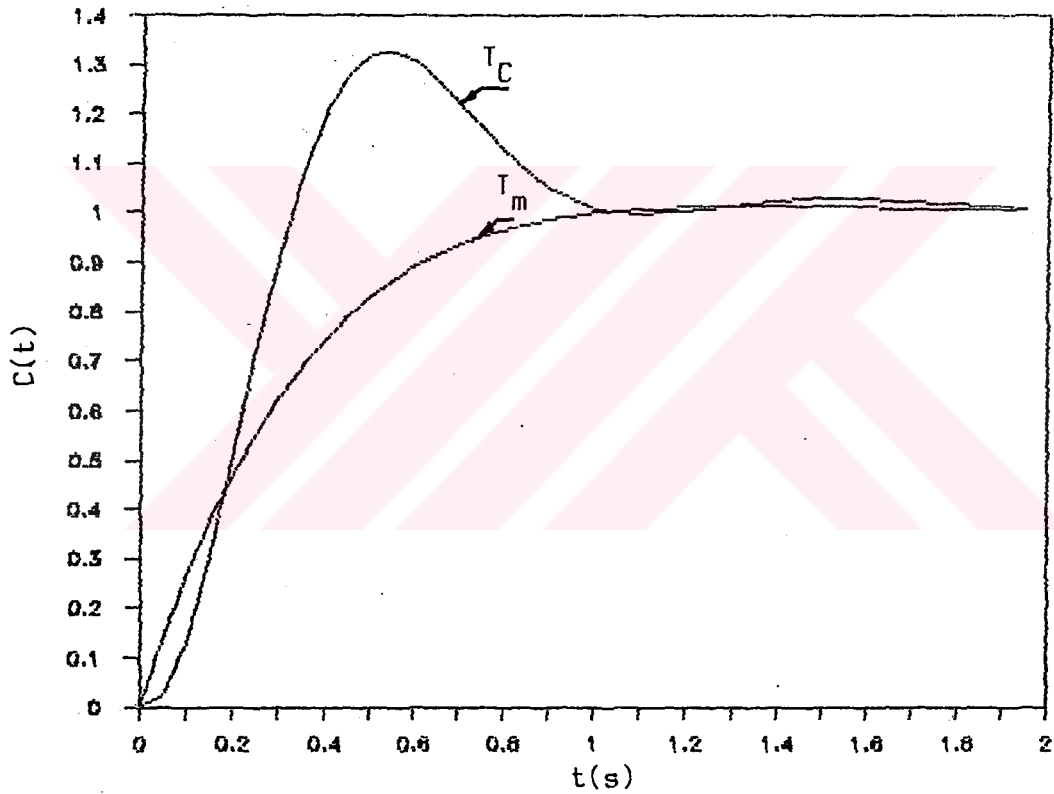
$$T_C(s) = \frac{1800s + 2399}{s^4 + 40.4s^3 + 316s^2 + 1920s + 2395} \quad (138)$$

ve T_C 'nin sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -1.333, \quad p_1 = -1.581, \quad p_2 = -32.407$$

$$p_{3,4} = -3.206 \pm 6.045j \text{ olarak bulunur.}$$

T_m ve T_C 'nin birim basamak-giriş cevapları Şekil 41'de gösterilmiştir.



Şekil 41. $\xi = 0.9$ değeri için basamak-giriş cevapları.

$\xi = 1.1$ değeri için tasarım :

İkinci mertebe model :

$$T_m(s) = \frac{4.8885s + 5.502}{s^2 + 5.160s + 5.502} \quad (139)$$

T_m 'in sıfır ve kutupları :

$$z_1 = 1.126 \quad , \quad p_1 = -1.506 \quad , \quad p_2 = -3.654$$

olarak bulunur. İkinci örnekte belirtilen kompensatör tipi ve parametreleri için kompensatörün T.F. :

$$G_C(s) = 0.29 \frac{(s + 1.05)}{(s + 0.3)} \quad (140)$$

ve kompanse edilmiş sistemin toplam K.Ç.T.F. :

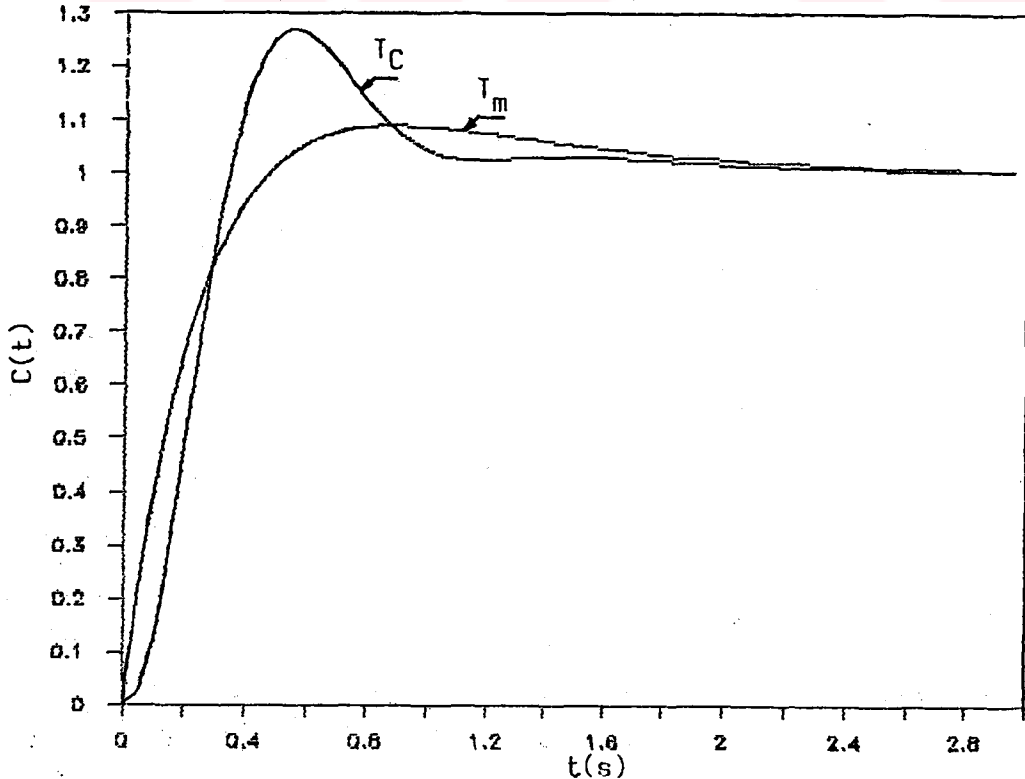
$$T_C(s) = \frac{1740s + 1827}{s^4 + 40.03s^3 + 312s^2 + 1830s + 1827} \quad (141)$$

(141) in sıfır ve kutupları :

$$z_1 = -1.05 \quad , \quad p_1 = -1.221 \quad , \quad p_2 = -31.658$$

$$p_{3,4} = -3.575 \pm 5.871j \quad \text{olarak bulunur.}$$

T_m ve T_C 'nin birim-basamak-girişe cevapları Şekil 42'de gösterilmiştir. T_p 'nin, $\xi = 0.5$, $\xi = 0.9$ ve $\xi = 1.1$ değerleri için T_m ve T_C 'nin k_v , ω_c , ϕ_{pm} ve M_p değerleri Tablo verilmiştir.



Şekil 42. $\xi = 1.1$ değeri için basamak-girişe cevapları.

Tablo 9. Dokuzuncu örneğe ait T_p 'nin ve çeşitli ξ değerleri için T_m ve T_c ile ilgili gerçek değerler.

9.Örnek	T_p	$\xi = 0.5$		$\xi = 0.9$		$\xi = 1.1$	
		T_m	T_c	T_m	T_c	T_m	T_c
$k_v(1/s)$	20	20	20	20	20	20	20
$\omega_c(\text{rad/s})$	11.9	5	6	4.9	5.5	5	5.4
$\phi_{pm}(^\circ)$	18.9	52.6	105.1	78.8	41.3	80.5	43.6
$M_p(\%)$	60	24	46	1	32	9	27.5

BÖLÜM 5

SONUÇLAR

İncelenen tasarım yönteminin, S.K.A.na dayanan bir sadeleştirme yöntemini, bilgisayar destekli cebirsel bir yaklaşımla, tek giriş tek çıkışlı sistemlerin tasarımına orijinal bir şekilde başarıyla uyguladığı belirlenmiştir. Ancak yöntemin incelenmesi sonucu elde edilen sonuçların başlıcaları şunlardır:

i. (2) deki yöntem, başlangıç tasarım şartlarını k_v , ω_c ve ξ olarak almaktadır. Yöntem, sadece k_v şartını tamamen, ω_c şartını ise yaklaşık olarak gerçekleştirmektedir. ξ üzerindeki şartı ise, sadece yöntemin birinci işleminde hesaplanan ikinci mertebeden model T_m 'in paydası sağlamaktadır.

ii. (2) deki tasarım örneklerinde yöntemin uygulanmasıyla hesaplanan sistemlerden hiç birisinin ξ şartını sağlayıp sağlamadığı veya bunun ne şekilde kontrol edileceği incelenmemiştir. ξ tasarım şartı Bölüm 3.2.1. de ele alınmıştır. Bölüm 4'deki dokuzuncu örnekte, değişik ξ değerleri için T_m ve T_c bulunarak, bunlara ait k_v , ω_c , ϕ_{pm} 'nin gerçek değerleri Tablo 9'da verilmiştir. ξ tasarım şartının incelenmesi sonucu, ξ 'nin gerçek bir tasarım şartı olarak alınamayacağı görülmüştür.

iii. Bu çalışmanın 5-8'inci örnekleri, ξ tasarım şartı yerine ϕ_{pm} tasarım şartı kabul edilerek Chen ve Bode yöntemine göre tasarlanmıştır. ϕ_{pm} tasarım şartını, Chen yöntemi ile tasarımda 5-7'inci örnekler kısmen 8'inci örnek ise yaklaşık olarak gerçekleştirmiştir.

Bode yöntemi ile tasarımda ϕ_{pm} tasarım şartını 5-8'inci örnekler tamamen gerçekleştirmektedir.

iv. Chen yönteminde T_m 'in elde edilmesi için lineer olmayan üç bilinmeyenli üç denklemin çözümü ve T_m 'in S.K.A. katsayılarının bilgisayar yardımıyla elde edilişi kolay olduğu gibi zaman alıcı da değildir. Ancak T_m ve T_c 'nin S.K.A.'nın karşılıklı olarak eşitlenmesinden elde edilen lineer olmayan denklemlerin bilgisayarda çözümü uğraştırıcı ve zaman alıcı olabilmektedir. Bu nedenle bilinmeyen kompensatör parametrelerinin bulunması için Bölüm 3.1.4. de belirtilen denklemlerin kullanılması tercih edilmelidir. Her iki yolda aynı sonucu vermektedir.

Chen ve Bode yöntemi ile elde edilen sonuçların karşılaştırılmasıyla varılan sonuçlar şunlardır:

i. Bode yönteminin iç-çevrim içeren tasarımlarda uğraştırıcı olabilmesine karşılık, (2) deki yöntem böyle durumlarda herhangi uygulama farklılığı göstermemektedir.

ii. Chen yönteminin uygulanmasında kompensatör tipinin, başlangıçta kesin olarak belirlenmesi zorunlu değildir. Tasarım süreci bitiminde kompensatör tipi kendiliğinden ortaya çıkmaktadır.

iii. Bode yöntemi grafik metoda dayalı olduğu için tasarımın gerçekleştirilmesi bir miktar deneme-yanılma içermektedir. Bu nedenle yeterli olmayan tasarım sonuçları elde edildiğinde tasarıma yeni baştan başlamak gerekmektedir. (2) deki yöntem ise bir kez uygulanarak tasarım sonucu elde edilebilmektedir.

iv. Bode yöntemi ile tasarımda, tasarımın her aşamasında sistem açısından fiziki bir anlam çıkarmak mümkün olabilmektedir. Fakat (2) deki yöntem cebirsel bir yöntem olduğu için sadece sonuç bu imkanı sağlamaktadır.

v. Tasarlanan örneklerin (1-8) birim basamak-giriş cevaplarından ve tablolarındaki gerçek değerlerden görüldüğü gibi T_m ile T_B birbirine çok yakın sonuçlar vermektedir. T_C 'nin ise T_m ve T_B 'den daha farklı sonuçlar verdiği görülmüştür. Bunun nedeni Chen yönteminde T_C 'nin ilk dört S.K.A. katsayısının alınmasıyla, T_C 'nin T_m 'e sadeleştirilmiş olmasıdır. T_m 'nin T_C 'yi yeterli yakınlıkla tarif etmemesi yaklaşık modelin yetersiz kalmasından kaynaklanmaktadır. İkinci mertebeden modellerin asıl sistem modelini yeterli yakınlıkla temsil etmekte, pek çok durumda yetersiz kalabildiği ise bilinmektedir (3.10).

KAYNAKLAR

1. Chen, C.F., Shieh, L.S., "A Novel Approach to Linear Model Simplification", Int. J. Cont. Vol.8, No.6, 561-570, 1968.
2. Chen, C.F., Shieh, L.S., "An Algebraic Method for Control Systems Design", Int. J. Cont., Vol.11, No.5, 717-739, 1970.
3. HONDUR, Y.T., "Doğrusal Sistem Modellerini Sadeleştirme Yöntemlerinin Karşılaştırılması", Doç.Tezi, Müh.Fak., O.D.T.Ü., 1977.
4. Ogata, K., Modern Control Engineering , Prentice Hall, N.J., 1970.
5. Distefano III, Stubberud, Williams, Feedback and Control Systems, Mc Graw Hill, Newyork, 1967.
6. Kuo, B.C., Automatic Control Systems , Prentice - Hall, London, 1967.
7. Elgerd, O.I., Control Systems Theory , Mc Graw Hill, Tokyo, 1967.
8. Dorf, R.C., Modern Control Systems , Addison Wesley, Massachusetts, 1967.
9. Çalışkan, M., Hondur Y.T., "Lineer Modellerin Sadeleştirilmesi Üzerine", V.Bilim Kongresi, İstanbul, 1975.
10. Hondur, Y.T., "Low Order Modelling, a Comparison of Some Methods", Ist. Int. Ain Shams Univ. Conf. on Prod. Eng. and Design for Development, Dec. 27-29, 1984.
11. Özgören, K., System Simplification via Curve-Fitting , Y.Lis. Tezi, O.D.T.Ü., 1972.
12. Çalışkan, M., Linear Model Simplification via Curve Fitting and Comparative Evaluation of Approximate Models of Third Order, Y. Lis. Tezi, O.D.T.Ü., 1975.
13. Evans, W.R., "Control System Dynamics", Mc Graw - Hill, New York, 1966.
14. Gustafson, R.D., "A Paper and Pencil Control System Design", ASME Transactions, J. of Basic Eng., Series D., pp.329-336, 1966.

15. Hutton, M.F., Friedland, B., "Routh Approximations for Reducing Order of Linear, Time-Invariant Systems", IEEE Trans. on Automatic Controls, Vol. AC-20, No.3, June 1975.
16. Genesio, R., Milanese, H., "A Note on the Derivation and Use of Reduced-Order Models", IEEE Trans. on Automat. Contr., February 1976.
17. Özsoy, I.C., "A Reduced - Order Model For Long Freight Trains", Transportation Development Centre, Transport Canada, No. TP-5114 E, December 1983.



EK 1

SU.KE.AÇ. PROGRAMI

SU.KE.AÇ., sürekli kesir açılımı programı, n'inci mertebeden bir transfer fonksiyonunun pay ve payda polinomu katsayılarından 2n sayıdaki sürekli kesir açılımı katsayıları artan üsler sırasına göre okutulur.

```
C  'SU.KE.AC.:SUREKLI KESIR ACILIMI'NIN KATSAYILARINI BULAN PROGRAM
C  'SU.KE.AC.:SUREKLI KESIR ACILIMI (CHEN YONTEMI ICIN)
C  N = PAYDA POLINOMUNUN MERTEBESI
```

```
      IMPLICIT REAL*4(A-H,O-Z)
      DIMENSION A(40,20),H(40)
      OPEN(1,FILE='CHEN.DAT',STATUS='OLD')
      OPEN(2,FILE='CHEN.OUT',STATUS='NEW')
22  READ(1,20,END=21) N
20  FORMAT (I5)
      NJ=2*N+1
      NK=N+1
      CALL COFREX(A,H,NJ,NK)
      GO TO 22
21  STOP
      END
```

```
      SUBROUTINE COFREX(A,H,NJ,NK)
      IMPLICIT REAL*4(A-H,O-Z)
      DIMENSION A(NJ,NK),H(NJ)
```

```
C  A(1,K) = PAYDA POLINOMUNUN KATSAYILARI
C  A(2,K) = PAY POLINOMUNUN KATSAYILARI
C  NJ = SIRA ADEDI
C  NK = SUTUN ADEDI
C  H = SUREKLI KESIR ACILIMI KATSAYILARI
C  NH = SUREKLI KESIR ACILIMI KATSAYILARI ADEDI
      READ(1,25)(A(1,K),K=1,NK)
25  FORMAT(E15.9)
      READ(1,30)(A(2,K),K=1,NK)
30  FORMAT(E15.9)
      WRITE(2,51)((A(J,K),K=1,NK),J=1,2)
51  FORMAT(1H1,/,8(2X,E15.7))
C  ILETIM FONKSIYONU SUREKLI HAL DEGERI '1' OLMASI ICIN :
      SPOSZ=A(1,1)/A(2,1)
      DO 11 I=1,NK
11  A(2,I)=A(2,I)*SPOSZ
      WRITE(2,41)(A(2,I),I=1,NK)
41  FORMAT(/,8(2X,E15.7))
      DO 31 J=3,NJ
      DO 31 K=1,NK
      A(J,K)=0.0
31  CONTINUE
      DO 32 J=3,NJ
      NN=NK-1
      DO 32 K=1,NN
      A(J,K)=A(J-2,K+1)-A(J-2,1)*A(J-1,K+1)/A(J-1,1)
32
```

```
NH=NJ-1
DO 33 I=1,NH
H(I)=A(I,1)/A(I+1,1)
33 CONTINUE
WRITE(2,35) (I,H(I),I=1,NH)
35 FORMAT(/,10X,'H(',I2,')= ',E15.8)
WRITE(2,101)(H(I),I=1,6)
101 FORMAT(6E15.8)
RETURN
END
```

EK 2

MUZ 11 PROGRAMI

MUZ 11 programı, otuzaltıncı mertebeye kadar gerçel katsayılı polinomların gerçel ve karmaşık köklerini çift doğrulukla hesaplar. Polinom katsayıları artan üsler sırasına göre okutulur.

C POLINOMLARIN KOKLERINI BULAN PROGRAM

```

C MUZAFFER AKPIL 06/01/1988
C N =POLINOMUN MERTEBESI (N 19'DAN KUCUK VEYA ESIT)
C A=POLINOMUN KATSAYILARI
C U=GERCEL KOK SAYISI
C V=SANAL KOK SAYISI
C IR=EGER A(1)+A(2)S+...+A(N+1)S**N ISE IR=+1'DIR
C EGER A(1)S**N+A(2)S**(N-1)+...+A(N+1) ISE IR=-1'DIR.
C DIMENSION A(20),U(20),V(20),H(21),B(21),C(21)
C OPEN(3,FILE='MUZ11.DAT',STATUS='OLD')
C OPEN(4,FILE='MUZ11.OUT',STATUS='NEW')
120 READ(3,101,END=110) N
101 FORMAT(I5)
M=N+1
CALL CS(A,N,M,U,V)
GO TO 120
110 STOP
END

SUBROUTINE CS(A,N,M,U,V)
DIMENSION A(M),U(N),V(N),H(9),B(9),C(9)
READ(3,101) (A(I),I=1,M)
READ(3,102) IR
101 FORMAT(F20.9)
102 FORMAT(I2)
WRITE(4,111)
111 FORMAT(10X,'KATSAYI VEKTORU GIRDISI:')
WRITE(4,120) (A(I),I=1,M)
120 FORMAT(E15.9)
CALL PROOT(N,A,U,V,IR)
WRITE(4,130)
130 FORMAT(16X,'GERCEL KISMI',10X,'SANAL KISMI')
WRITE(4,140) (I,U(I),V(I),I=1,N)
140 FORMAT(5X,'ROOT',I2,3X,F15.7,12X,F15.7)
WRITE(4,210) (U(I),V(I),I=1,N)
210 FORMAT(2(E15.8,5X))
RETURN
END

```

```

C      SUBROUTINE PROOT(N,A,U,V,IR)
      BU PROGRAM BARSTOW METODUNA GORE POL. KOK. BULUR.
      DIMENSION A(10),U(10),V(10),H(11),B(11),C(11)
      IREV=IR
      NC=N+1
      DO 1 I=1,NC
1      H(I)=A(I)
      P=0.
      Q=0.
      R=0.
3      IF(H(1)) 4,2,4
2      NC=NC-1
      V(NC)=0.
      U(NC)=0.
      DO 1002 I=1,NC
1002   H(I)=H(I+1)
      GO TO 3
4      IF(NC-1) 5,100,5
5      IF(NC-2) 7,6,7
6      R=-H(1)/H(2)
      GO TO 50
7      IF(NC-3) 9,8,9
8      P=H(2)/H(3)
      Q=H(1)/H(3)
      GO TO 70
9      IF(ABS (H(NC-1)/H(NC))-ABS(H(2)/H(1))) 10,19,19
10     IREV=-IREV
      M=NC/2
      DO 11 I=1,M
      NL=NC+1-I
      F=H(NL)
      H(NL)=H(I)
11     H(I)=F
      IF(Q) 13,12,13
12     P=0.
      GO TO 15
13     P=P/Q
      Q=1./Q
15     IF(R) 16,19,16
16     R=1./R
19     E=5.E-10
      B(NC)=H(NC)
      C(NC)=H(NC)
      B(NC+1)=0.
      C(NC+1)=0.
      NP=NC-1
20     DO 49 J=1,100
      DO 21 I1=1,NP
      I=NC-I1
      B(I)=H(I)+R*B(I+1)
21     C(I)=B(I)+R*C(I+1)
      IF(ABS(B(1)/H(1))-E) 50,50,24
24     IF(C(2)) 23,22,23
22     R=R+1.
      GO TO 30
23     R=R-B(1)/C(2)
30     DO 37 I1=1,NP

```

```

      I=NC-I1
      B(I)=H(I)-P*B(I+1)-Q*B(I+2)
37  C(I)=B(I)-P*C(I+1)-Q*C(I+2)
      IF(H(2)) 32,31,32
31  IF(ABS(B(2)/H(1))-E) 33,33,34
32  IF(ABS(B(2)/H(2))-E) 33,33,34
33  IF(ABS(B(1)/H(1))-E) 70,70,34
34  CBAR=C(2)-B(2)
      D=C(3)**2-CBAR*C(4)
      IF(D) 36,35,36
35  P=P-2.
      Q=Q*(Q+1.)
      GO TO 49
36  P=P+(B(2)*C(3)-B(1)*C(4))/D
49  CONTINUE
      Q=Q+(-B(2)*CBAR+B(1)*C(3))/D
      E=E*10.
      GO TO 20
50  NC=NC-1
      V(NC)=0.
      IF(IREV) 51,52,52
51  U(NC)=1./R
      GO TO 53
52  U(NC)=R
53  DO 54 I=1,NC
54  H(I)=B(I+1)
      GO TO 4
70  NC=NC-2
      IF(IREV) 71,72,72
71  QP=1./Q
      PP=P/(Q*2.0)
      GO TO 73
72  QP=Q
      PP=P/2.0
73  F=(PP)**2-QP
      IF(F) 74,75,75
74  U(NC+1)=-PP
      U(NC)=-PP
      V(NC+1)=SQRT(-F)
      V(NC)=-V(NC+1)
      GO TO 76
75  U(NC+1)=- (PP/ABS(PP))*(ABS(PP)+SQRT(F))
      V(NC+1)=0.
      U(NC)=QP/U(NC+1)
      V(NC)=0.
76  DO 77 I=1,NC
77  H(I)=B(I+2)
      GO TO 4
100 RETURN
      END

```

EK 3

POL.KAT. PROGRAMI

POL.KAT. programı kökleri verilen polinomun katsayılarını hesaplar. Kökler önce gerçel sonra karmaşık çiftler sırasına göre okutulur.

```

C   'POL.KAT.':KOKLERI VERILEN POLINOMUN KATSAYILARINI BULUR.
C   MUZAFFER AKPIL/YASAR HONDUR 05/01/1988
      COMPLEX P
      DIMENSION P(10),CF(11),RR(10),RI(10)
      OPEN(1,FILE='MUZ10.DAT',STATUS='OLD')
      OPEN(2,FILE='MUZ10.OUT',STATUS='NEW')
1    READ(1,11,END=2) NP,NRP,NIP
11   FORMAT(3I5)
      WRITE(2,12) NP,NRP,NIP
12   FORMAT(1H1,/,5X,'NP=',I5,5X,'NRP=',I5,5X,'NIP=',I5)
      READ(1,21) (P(I),I=1,NP)
21   FORMAT(2F15.7)
      WRITE(2,61)
61   FORMAT(/9X,'KUTUPLAR SUNLARDIR:')
      WRITE(2,66) (I,P(I),I=1,NP)
66   FORMAT(/5X,'P(',I1,')=',E15.7,5X,'J=',E15.7)
      DO 31 I=1,NP
        RR(I)=REAL(P(I))
31   RI(I)=AIMAG(P(I))
      CALL SEMBL(NP,RR,RI,CF)
      NP1=NP+1
      CSO=CF(1)
      DO 51 I=1,NP1
51   CF(I)=CF(I)/CSO
      WRITE(2,41) (I,CF(I),I=1,NP1)
      WRITE(2,42)(CF(I),I=1,NP1)
41   FORMAT(/10X,'CF(',I1,')=',E15.7)
42   FORMAT(8F10.6)
      GO TO 1
2    STOP
      END

      SUBROUTINE SEMBL(N,RR,RI,CF)
C   'SEMBL':POLINOMUN KOKLERINI KULLANARAK KATSAYILARINI BULUR.
C   N=POLINOMUN MERTEBESI, N.LE.10
C   RR=GERCEL KOKLER DIZISI
C   RI=SANAL KOKLER DIZISI
C   CF=POLINOMUN KATSAYILARI DIZISI,USLERIN ARTMASI SIRASINA GORE
C   S**O'IN KATSAYISI 1'DIR
      COMPLEX R(10),C(11),PR,SUM
      DIMENSION RR(10),RI(10),J(11),CF(11)
      NN=N+1
      DO 10 I=1,N
10   R(I)=CMPLX(RR(I),RI(I))

      CF(NN)=1.0
      DO 14 M=1,N
      SUM=CMPLX(0.,0.)

```

```
L=1
J(1)=1
GO TO 2
1 J(L)=J(L)+1
2 IF(L-M) 3,5,50
3 MM=M-1
DO 4 I=L,MM

  II=I+1
4 J(II)=J(I)+1
5 PR=CMPLX(1.,0.)
DO 7 I=1,M
  ICK=J(I)
7 PR=-PR*R(ICK)
  SUM=SUM+PR
DO 6 I=1,M
  L=M-I+1
  IF(J(L)-N+M-L) 1,6,50
6 CONTINUE
  MP=N-M+1
14 CF(MP)=REAL(SUM)
  RETURN
50 WRITE(2,2000)
2000 FORMAT(1H1,5X,16H,'SEMBL.DE HATA')
  RETURN
END
```

EK 4

MUZ 13 PROGRAMI

MUZ 13 programı, hız hata sabiti, geçiş frekansı ve sönümlleme sabiti değerleriyle elde edilen lineer olmayan denklemleri çok boyutlu Newton-Raphson Iterasyon metodu ile çözerek, bilinmeyen a_1 , a_2 ve b_1 değerlerini bulur.

```

C MUZ13: LINEER OLMAYAN DENKLEM SİSTEMLERİNİN NEWTON METODU YARDIMI
C İLE COZUMU
C HIZ HATA SABITI, GECIS FREKANSI VE SONUMLEME SABITI VERILEREK
C IKINCI DERECEDEN MODELİN BILINMEYEN KATSAYILARI BULUNUR.
C a1=X(1), a2=X(2), b1=X(3)
C N=MATRISIN BOYUTU, MAKSIT=MAKSIMUM ITERASYON SAYISI
DIMENSION DELTA(20), F(20), X0(20), X1(20), A(20,20), L(20), M(20)
OPEN(1, FILE='MUZ13.DAT', STATUS='OLD')
OPEN(2, FILE='MUZ13.OUT', STATUS='NEW')
READ(1,3) N,MAKSIT
3 FORMAT(I3)
WRITE(2,4) MAKSIT
4 FORMAT(10X, 'MAXIMUM NUMBER OF ITERATIONS=', I3//)
CALL NEWTON(A, DELTA, F, L, M, MAKSIT, N, X0, X1)
STOP
END

SUBROUTINE NEWTON(A, DELTA, F, L, M, MAKSIT, N, X0, X1)
DIMENSION A(N,N), DELTA(N), F(N), L(N), M(N), X0(N), X1(N)
WRITE(2,6)
6 FORMAT('X(1)', 2X, 'X(2)', 2X, 'X(3)', 2X, 'F(1)', 2X, 'F(2)', 2X, 'F(3)', /)
READ(1,10) (X0(I), I=1, N)
10 FORMAT(F10.3)
EPS=1.E-5
ITER=1
1 CALL FONK(X0, N, F)
WRITE(2,15) (X0(I), I=1, N), (F(I), I=1, N)
15 FORMAT(10X, 3F10.3, 2X, 3F10.3)
CALL JACOB (X0, N, A)
CALL GAUJOR(A, N, D, L, M)
DO 25 I=1, N
T=0.
DO 20 J=1, N
20 T=T+A(I, J)*(-F(J))
25 DELTA(I)=T
DO 30 I=1, N
IF (ABS(DELTA(I)).LE.EPS) GO TO 30
GO TO 40
30 CONTINUE
WRITE (2,8) ITER
8 FORMAT (/10X, 'NUMBER OF ITERATION=', I3)
RETURN
40 CONTINUE
IF (ITER.GT.MAKSIT) STOP
ITER=ITER+1
DO 50 I=1, N
X1(I)=X0(I)+DELTA(I)
X0(I)=X1(I)
50 CONTINUE
GO TO 1

```

```

SUBROUTINE JACOB(X,N,A)
DIMENSION X(N),A(N,N)
A(1,1)=5**2*X(1)*2-2*5**2*X(3)
A(1,2)=-2*X(2)
A(1,3)=-2*5**2*X(1)
A(2,1)=2Ø
A(2,2)=-1.
A(2,3)=-2Ø
A(3,1)=2*X(1)
A(3,2)=-4*Ø.7**2
A(3,3)=Ø.Ø
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE GAUJOR(A,N,D,L,M)
DIMENSION A(1),L(1),M(1)
D=1.Ø
NK=-N
DO 8Ø K=1,N
NK=NK+N
L(K)=K
M(K)=K
KK=NK+K
BIGA=A(KK)
DO 2Ø J=K,N
IZ=N*(J-1)
DO 2Ø I=K,N
IJ=IZ+I
1Ø IF(ABS(BIGA)-ABS(A(IJ))) 15,2Ø,2Ø
15 BIGA=A(IJ)
L(K)=I
M(K)=J
2Ø CONTINUE
C SATIRLARI DEGISTIR
J=L(K)
IF(J-K) 35,35,25
25 KI=K-N
DO 3Ø I=1,N
KI=KI+N
HOLD=-A(KI)
JI=KI-K+J
A(KI)=A(JI)
3Ø A(JI)=HOLD
C KOLONLARI DEGISTIR
35 I=M(K)
IF(I-K) 45,45,38
38 JP=N*(I-1)
DO 4Ø J=1,N
JK=NK+J
JI=JP+J
HOLD=-A(JK)
A(JK)=A(JI)
4Ø A(JI)=HOLD
C KOLONU PIVOT ELEMENIN TERS ISARETLISI ILE BOL
45 IF(BIGA) 48,46,48
46 D=Ø.Ø
RETURN
48 DO 55 I=1,N
IF(I-K) 5Ø,55,5Ø

```

```

50 IK=NK+I
   A(IK)=A(IK)/(-BIGA)
55 CONTINUE
C   MATRISI INDIRGE
   DO 65 I=1,N
   IK=NK+I
   HOLD=A(IK)
   IJ=I-N
   DO 65 J=1,N
   IJ=IJ+N
   IF(I-K) 60,65,60
60 IF(J-K) 62,65,62
62 KJ=IJ-I+K
   A(IJ)=HOLD*A(KJ)+A(IJ)
65 CONTINUE
C   SATIRI PIVOTLA BOL
   KJ=K-N
   DO 75 J=1,N
   KJ=KJ+N
   IF(J-K) 70,75,70
70 A(KJ)=A(KJ)/BIGA
75 CONTINUE
C   PIVOTLARIN CARPIMI
   D=D*BIGA
C   PIVOTU BIR BOLU PIVOTLA DEGISTIR
   A(KK)=1.0/BIGA
80 CONTINUE
C   EN SON SATIR VE KOLON YER DEGISTIRMESI
   K=N
100 K=(K-1)
   IF(K) 150,150,105
105 I=L(K)
   IF(I-K) 120,120,108
108 JQ=N*(K-1)
   JR=N*(I-1)
   DO 110 J=1,N
   JK=JQ+J
   HOLD=A(JK)
   JI=JR+J
   A(JK)=-A(JI)
110 A(JI)=HOLD
120 J=M(K)
   IF(J-K) 100,100,125
125 KI=K-N
   DO 130 I=1,N
   KI=KI+N
   HOLD=A(KI)
   JI=KI-K+J
   A(KI)=-A(JI)
130 A(JI)=HOLD
   GO TO 100
150 RETURN
   END

SUBROUTINE FONK(X,N,F)
DIMENSION X(N),F(N)
F(1)=5**2*X(1)**2-2*5**2*X(1)*X(3)-X(2)**2+5**4
F(2)=20*X(1)-X(2)-20*X(3)
F(3)=X(1)**2-4*X(2)*0.7**2
RETURN
END

```

EK 5

MUZ 14 PROGRAMI

MUZ 14 programı, ikinci mertebe modelin ve kompanse edilmiş sistemin sürekli kesir açılımı katsayıları h'ların birbirine eşitlenmesiyle elde edilen lineer olmayan denklemleri, çok boyutlu Newton-Raphson Iterasyon metodu ile çözerek bilinmeyen kompensatör parametrelerinin değerlerini hesaplar.

```

C MUZ14:LINEER OLMAYAN DENKLEM SİSTEMLERİNİN NEWTON METODUNU
C KULLANARAK COZUMU
C MODEL'DEN VE ASIL DIZAYNDAN ELDE EDILMIS SUREKLI KESIR ACILIMI
C KATSAYILARI H'LARIN BIRBIRINE ESITLENMESI YOLU ILE ELDE EDILEN
C DENKLEMLERIN COZULMESI VE BILINMEYENLERIN BULUNMASI ICIN
C KULLANILIR.
C BY NEWTON'S METHOD
C N=MATRISIN BOYUTU, MAKSIT=MAKSIMUM ITERASYON SAYISI
C X(1):A,X(2):K,X(3):B
C X0(1)=X(1),X(2),X(3) UN ILK TAHMIN DEGERLERI
C DIMENSION DELTA(20),F(20),X0(20),X1(20),A(20,20),L(20),M(20)
C OPEN(1,FILE='MUZ14.DAT',STATUS='OLD')
C OPEN(2,FILE='MUZ14.OUT',STATUS='NEW')
C READ(1,3) N,MAKSIT
3 FORMAT(I3)
WRITE(2,4) MAKSIT
4 FORMAT(10X,'MAXIMUM NUMBER OF ITERATIONS=',I3//)
CALL NEWTON(A,DELTA,F,L,M,MAKSIT,N,X0,X1)
STOP
END

SUBROUTINE FONK(X,N,F)
DIMENSION X(N),F(N)
F(1)= X(3)*X(2)-X(1)
F(2)=2*X(1)**2+10.12*X(3)*X(1)-5.06*X(3)*X(2)*(X(1)+2)

F(3)=15.664*X(1)*(X(1)+2)*(40*X(1)*X(3)-20*X(3)*X(2)*(X(1)+2))+
! 626.56*X(1)**2*X(3)*X(2)-(40*X(1)*X(3)-20*X(3)*X(2)*(X(1)+2))**2
RETURN
END

SUBROUTINE JACOB(X,N,A)
DIMENSION X(N),A(N,N)
A(1,1)=-1
A(1,2)=X(3)
A(1,3)=X(2)
A(2,1)=4*X(1)+10.12*X(3)-5.06*X(3)*X(2)
A(2,2)=-5.06*X(3)*(X(1)+2)
A(2,3)=10.12*X(1)-5.06*X(2)*(X(1)+2)
A(3,1)=15.664*(2*X(1)+2)*(40*X(1)*X(3)-20*X(3)*X(2)*(X(1)+2))+
! 15.664*(X(1)**2+2*X(1))*(40*X(3)-20*X(3)*X(2))+1253.12*X(1)*X(2)*
! X(3)-(40*X(3)-20*X(3)*X(2))*2*(40*X(1)*X(3)-20*X(3)*X(2)*(X(1)+2))
A(3,2)=-15.664*(X(1)**2+2*X(1))*20*X(3)*(X(1)+2)+626.56*X(1)**2
! *X(3)+20*X(3)*(X(1)+2)*2*(40*X(3)*X(1)-20*X(3)*X(2)*(X(1)+2))
A(3,3)=15.664*(X(1)**2+2*X(1))*(40*X(1)-20*X(2)*(X(1)+2))+626.56*
! X(1)**2*X(2)-(40*X(1)-20*X(2)*(X(1)+2))*2*(40*X(1)*X(3)-20*X(3)*
! X(2)*(X(1)+2))
RETURN
END

```

EK 6

RE PROGRAMI

RE zaman cevabı programı, kutupları ve sıfırları ile girdileri verilen sistemlerin kısmi kesir açılımı katsayılarını bulmak yoluyla, zaman aralığını sabit alarak, çift doğrulukla hesaplar.

```

C RE:KUTUP VE SIFIRLARI ILE GIRDILERI VERILEN SISTEMLERIN ZAMAN
C CEVABINI ZAMAN ARALIGINI SABIT ALARAK, KISMI KESIR ACILIMINI
C BULARAK HESAPLAR.
C MUZAFFER AKPIL 22/03/1988
C KUTUPLARIN OKUTULMA SIRASI:GERCEL KUTUPLAR, KARMASIK KUTUP
C CIFTLERI KUTUPLARIN SANAL EKSENE YAKINLIK SIRASINA GORE
C OKUTULMASI TERCIH EDILIR
C KARMASIK KUTUP CIFTLERI ARDARDA OKUTULMALI
C BASAMAK GIRIS ICIN BIRINCI KOK SIFIR ALINIR
C NP=KUTUP ADEDI
C NZ=SIFIR ADEDI
C AK=ILETİM FONKSIYONU'NUN KAZANCI (PAYDAKI SABIT KATSAYI)
C IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
C COMPLEX*16 P,Z,C,TERM,PP,ZP
C DIMENSION P(30),Z(30),C(30),BE(30),EXPO(30),FREQ(30),BC(30),BS(30)
C DIMENSION EXPR(10),DTA(200)
C DIMENSION TRA(200),TA(200)
C OPEN(1,FILE='CE.DAT',STATUS='OLD')
C OPEN(2,FILE='RE.OUT',STATUS='NEW')
C OPEN(3,FILE='SE.OUT',STATUS='NEW')
50 READ(1,51,END=52) NP,NZ,AK,NPROB,TMAX
51 FORMAT(2I5,F20.5,11X,A4,5X,F10.2)
WRITE(3,53) NP,NZ,AK,TAUDOR,NPROB
53 FORMAT(1H1//5X,'NP=',I2,5X,'NZ=',I2,5X,'AK=',F14.5,9X,'TAUDOR=',
*F10.2,5X,'NPROB=',A4)
READ(1,54,END=52) (P(I),I=1,NP)
54 FORMAT(2F10.5)
WRITE(3,55)
55 FORMAT(///5X,'KUTUPLAR SUNLARDIR:')
WRITE(3,56) (I,P(I),I=1,NP)
56 FORMAT(/2X,'P(',I1,')=',F10.5,5X,F10.5,'*J')
PP=CMPLX(1.00,0.00)
ZP=CMPLX(1.00,0.00)
DO 11 I=1,NP
IF (REAL(P(I)).EQ.(0.0).AND.AIMAG(P(I)).EQ.(0.0)) GO TO 11
PP=PP*(-P(I))
11 CONTINUE
IF(NZ.NE.0) GO TO 57
WRITE(3,58)
58 FORMAT(///5X,'SIFIR ADEDI:0')
GO TO 59
57 READ(1,54,END=52) (Z(I),I=1,NZ)
WRITE(3,60)
60 FORMAT(///5X,'SIFIRLAR SUNLARDIR:')
WRITE(3,61) (I,Z(I),I=1,NZ)
61 FORMAT(/2X,'Z(',I1,')=',F15.7,5X,F15.7,'*J')
DO 21 I=1,NZ
21 ZP=ZP*(-Z(I))
59 CONTINUE
C KISMI KESIR KATSAYILARININ BULUNMASI
A=REAL(PP/ZP)
WRITE(3,12) A
12 FORMAT(/10X,'A=',F15.7)

```

```
DO 62 I=1,NP
C(I)=CMPLX(A,0.0)
```

```
DO 62 K=1,NP
IF(I.EQ.K) GO TO 63
TERM=P(I)-P(K)
GO TO 64
```

```
63 TERM=(1.0,0.0)
```

```
64 IF(REAL(TERM).NE.(0.0).OR.AIMAG(TERM).NE.(0.0)) GO TO 264
WRITE(3,91)
```

```
91 FORMAT(5X,'TERM DEGERI=(0.0,0.0)')
GO TO 50
```

```
264 C(I)=C(I)/TERM
```

```
62 CONTINUE
IF(NZ.EQ.0) GO TO 65
DO 66 I=1,NP
DO 66 K=1,NZ
```

```
66 C(I)=C(I)*(P(I)-Z(K))
```

```
65 WRITE(3,67)
```

```
67 FORMAT(///5X,'KISMI KESIR KATSAYILARI SUNLARDIR,C(I):')
WRITE(3,68) (I,C(I),I=1,NP)
```

```
68 FORMAT(/2X,'C(',I1,')=',F20.14,5X,F20.14,'*J')
NRP=0
NOP=0
```

```
C NRP:SIRF SONUMLU TERIM ADEDI
```

```
C BE(I):SIRF SONUMLU TERIMLERIN KATSAYILARI
```

```
DO 69 I=1,NP
IF(AIMAG(P(I)).NE.0.0) GO TO 69
NRP=NRP+1
BE(NRP)=REAL(C(I))
EXPR(NRP)=REAL(P(I))
```

```
69 CONTINUE
IF(NRP.EQ.0) GO TO 96
WRITE(3,71)
```

```
71 FORMAT(///5X,'SIRF SONUMLU TERIMLER SUNLARDIR:')
WRITE(3,72) (I,BE(I),I,EXPR(I),I=1,NRP)
```

```
72 FORMAT(/2X,'BE(',I1,')=',F20.14,5X,'EXPR(',I1,')=',F15.3)
WRITE(3,172) (BE(I),EXPR(I),I=1,NRP)
```

```
172 FORMAT(2(1X,E14.7))
```

```
C BC,BS:SINUS'LU,COSINUS'LU TERIMLERIN KATSAYILARI
```

```
IF(NRP.EQ.NP) GO TO 75
```

```
96 CONTINUE
IOSC=0
I=1
```

```
196 IF(I.GT.NP) GO TO 170
IF(AIMAG(P(I)).EQ.(0.0)) GO TO 16
IOSC=IOSC+1
BC(IOSC)=REAL(C(I)+C(I+1))
BS(IOSC)=REAL((0.0,1.0)*(C(I+1)-C(I)))
EXPO(IOSC)=REAL(P(I))
FREQ(IOSC)=ABS(AIMAG(P(I)))
INCR=2
GO TO 70
```

```
16 INCR=1
```

```
70 I=I+INCR
GO TO 196
```

```
170 CONTINUE
WRITE(3,82)
```

```
GO TO 100
```

```
150 RETURN
```

```
END
```

ÖZGEÇMİŞ

Muzaffer AKPİL 1964 yılında Polatlı'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini aynı yerde bitirdi. Polatlı Lisesi Matematik Bölümü'nde lise öğrenimini tamamladı. 1981 yılında Gazi Üniversitesi Mühendislik - Mimarlık Fakültesi, Makina Mühendisliği Bölümü'nde öğrenime başlayarak Haziran-1985 döneminde mezun oldu. Yedi ay bir mühendislik kuruluşunda ve sekiz ay Gazi Üniversitesi Mühendislik - Mimarlık Fakültesi Döner Sermayesi adına Proje Mühendisi olarak çalıştı. Ocak 1987'den bu yana Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Makina Mühendisliği Bölümü, İmalat ve Konstrüksiyon Anabilim Dalı'nda Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır. 1986-1987 yılı I.döneminde Yüksek Lisans programına başlamıştır.