

**T.C.
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**KESİR DERECELİ ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLERDE AYRIŞTIRMA
YÖNTEMLERİ VE KONTROLÖR
TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Miray GÜNAY BULUT

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Furkan Nur DENİZ

TEMMUZ 2021

**T.C
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**KESİR DERECELİ ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLERDE AYRIŞTIRMA
YÖNTEMLERİ VE KONTROLÖR
TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Miray GÜNAY BULUT
(36183615041)**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Furkan Nur DENİZ

TEMMUZ 2021

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının her aşamasında yardım, öneri, bilgi, tecrübe ve desteklerini esirgmeden beni her konuda yönlendiren danışman hocam Sayın Dr. Öğr. Üyesi Furkan Nur DENİZ'e,

Hayatım boyunca attığım her adımda yanımda olan, sabırla beni destekleyen ve yetiştiren, beni bir nakış gibi işleyen ilk öğretmenim olan, dualarını eksik etmeyen emeğini asla ödeyemeyeceğim merhametli canım anneme,

Doğduğum andan itibaren sevgisi, anlayışı, maddi ve manevi desteğiyle her zaman yanımda olan, benim için çok kıymetli canım babama,

Tez çalışmam süresince manevi desteğini her zaman hissettiğim, her konuda bilgi ve önerileriyle yardımına koşan biricik kardeşim ve aynı zamanda meslektaşım olan Arş. Gör. Mihriban GÜNAY'a

Desteğini her şartta ve koşulda daima hissettiğim, sevgisi ve sabrıyla bana güç veren sevgili eşim Aykut BULUT'a

Yüksek lisans eğitim sürecinde bursiyer olarak maddi destek veren TÜBİTAK-Bilim İnsanı Destekleme Daire Başkanlığı'na

Sonsuz teşekkürlerimi sunarım...

ONUR SÖZÜ

Yüksek lisans tezi olarak sunduğum “Kesir Dereceli Çok Giriş Çok Çıkışlı Sistemlerde Ayrıştırma Yöntemleri ve Kontrolör Tasarımı” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığına ve yararlandığım bütün kaynakların hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Miray GÜNAY BULUT



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ	i
ONUR SÖZÜ	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ÇİZELGELER DİZİNİ	v
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
SEMBOLLER VE KISALTMALAR.....	vii
ÖZET.....	viii
ABSTRACT	ix
1. GİRİŞ	1
1.1 Kesir Dereceli Sistemler.....	4
1.2 Tez Çalışmasının Organizasyonu	7
2. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLER (MIMO)	9
2.1 TITO Sistem Yapısı.....	10
2.2 MIMO Sistemler için Kontrol Yapıları	11
2.2.1 Merkezi kontrol yapısı	11
2.2.2 Merkezi olmayan kontrol yapısı	12
2.3 Ayırıştırma Yöntemleri	13
2.3.1 Statik ayırıştırma yöntemi.....	14
2.3.2 Dinamik ayırıştırma yöntemi	15
2.3.2.1 İdeal ayırıştırma yöntemi	15
2.3.2.2 Basitleştirilmiş ayırıştırma yöntemi	17
2.3.2.3 Ters ayırıştırma yöntemi	19
2.4 Bağıl Kazanç Oranı (RGA) Analizi	20
2.4.1 Kararlı durum bağıl kazanç oranı (RGA) analizi	20
2.4.1.1 RGA analizinin cebirsel özellikleri.....	21
2.4.1.2 RGA analizinde eşleştirme önerileri.....	22
2.4.2 Frekans bağımlı bağıl kazanç oranı (RGA) analizi	22
3. AYRIŞTIRILMIŞ TITO VE FOTITO SİSTEMLER İÇİN MERKEZİ OLMAYAN PI KONTROLÖRLERİN TÜM KARARLI PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI.....	24
3.1 Tamsayı Dereceli Sistemler için Kararlılık Sınır Eğrisi ile Tüm Kararlı PI Kontrolör Parametrelerinin Tespiti	25
3.2 Kesir Dereceli Sistemler için Kararlılık Sınır Eğrisi ile Tüm Kararlı PI Kontrolör Parametrelerinin Tespiti	27
3.3 Modifiye Edilmiş Kararlılık Sınır Eğrisi (SBL) Tamsayı Dereceli Yaklaşım Yöntemi	29
3.4 Ayırıştırılmış TITO ve FOTITO Sistemler için Merkezi Olmayan PI Kontrolörün Kararlılık Bölgelerinin Hesaplanması ve Tasarımı için Uygulama Örnekleri.....	32
3.4.1 Örnek 1	32
3.4.2 Örnek 2	38
4. KATSAYI DİYAGRAM METODU KULLANILARAK FOTITO SİSTEMLER İÇİN MERKEZİ OLMAYAN KONTROLÖR TASARIMI	48
4.1 Katsayı Diyagram Metodu	48
4.2 Model İndirgeme Yöntemi	53
4.3 Simülasyon Örnekleri.....	55
4.3.1 Örnek 1	55
4.3.2 Örnek 2	62
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	68

KAYNAKLAR.....	70
ÖZGEÇMİŞ.....	76



ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 1.1 : Kesir dereceli türev tanımları.....	6
Çizelge 3.1 : Ters ayrıştırma konfigürasyonu için Şekil 3.2'den seçilen test noktaları.....	34
Çizelge 3.2 : Basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu için Şekil 3.4'ten seçilen test noktaları.....	37
Çizelge 3.3 : Ters ayrıştırma konfigürasyonu için Şekil 3.8'den seçilen test noktaları.....	42
Çizelge 3.4 : Şekil 3.11'de gösterilen kararlılık bölgelerinden seçilen test noktaları.....	46
Çizelge 4.1 : Şekil 4.6'da gösterilen zaman cevabı eğrilerinin performans değerleri.....	61
Çizelge 4.2 : Şekil 4.8'de gösterilen zaman cevabı eğrilerinin performans değerleri.....	66

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1 : TITO sistem blok diyagramı.	10
Şekil 2.2 : Merkezi kontrol yapısı [49].	12
Şekil 2.3 : Merkezi olmayan kontrol yapısı.	12
Şekil 2.4 : Statik ayrıştırma uygulanmış sistem yapısı.	14
Şekil 2.5 : İdeal ayrıştırma blok diyagramı [3].	16
Şekil 2.6 : Basitleştirilmiş ayrıştırma blok diyagramı.	18
Şekil 2.7 : Ters ayrıştırma blok diyagramı.	20
Şekil 3.1 : Kapalı çevrim kontrol sistemi.	25
Şekil 3.2 : T_1 ve T_2 alt sistemlerinin ters ayrıştırma konfigürasyonu için kararlılık bölgeleri.	33
Şekil 3.3 : Ters ayrıştırma konfigürasyonu için $y_1(t)$ (mavi çizgi) ve $y_2(t)$ (kırmızı çizgi) birim basamak cevapları.	35
Şekil 3.4 : T_1 ve T_2 alt sistemlerinin basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu için kararlılık bölgeleri.	36
Şekil 3.5 : Basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu için $y_1(t)$ (mavi çizgi) ve $y_2(t)$ (kırmızı çizgi) birim basamak cevapları.	37
Şekil 3.6 : Frekansa bağımlı RGA analizi a) $G_{11}(s)$ b) $G_{12}(s)$ c) $G_{21}(s)$ d) $G_{22}(s)$	39
Şekil 3.7 : Ters ayrıştırma konfigürasyonunda, kesir dereceli alt sistemlerin ve onların yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgelerinin karşılaştırılması.	41
Şekil 3.8 : T_{11} ve T_{12} tamsayı yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgeleri.	41
Şekil 3.9 : FOTITO sistemin ters ayrıştırma konfigürasyonu için birim basamak cevapları.	42
Şekil 3.10 : Basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonunda, kesir dereceli alt sistemlerin ve onların yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgelerinin karşılaştırılması.	45
Şekil 3.11 : T_{11} ve T_{12} tamsayı yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgeleri.	45
Şekil 3.12 : FOTITO sistemin basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu için birim basamak cevapları.	46
Şekil 4.1 : KDM kontrollü sistem blok diyagramı.	50
Şekil 4.2 : İki serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı (2DOF).	52
Şekil 4.3 : 2DOF blok diyagramı yapısı a) Basitleştirilmiş ayrıştırma b) Ters ayrıştırma.	53
Şekil 4.4 : Model indirgeme yöntemi için hata blok diyagramı [45].	54
Şekil 4.5 : Basitleştirilmiş ayrıştırma uygulanmış FOTITO sistemin birim basamak cevapları.	57
Şekil 4.6 : Basitleştirilmiş ayrıştırmalı FOTITO sistem ile onun ayrıştırılmış alt sistemlerinin birim basamak cevapları.	61
Şekil 4.7 : Ters ayrıştırma uygulanmış FOTITO sistemin birim basamak cevapları.	63
Şekil 4.8 : Ters ayrıştırma uygulanmış FOTITO sistemin ve onun alt sistemlerinin y_1 ve y_2 çıkışı birim basamak cevapları.	66

SEMBOLLER VE KISALTMALAR

MIMO	: Çok girişli çok çıkışlı sistemler (Multi Input Multi Output)
TITO	: İki girişli iki çıkışlı sistemler (Two Input Two Output)
SISO	: Tek girişli tek çıkışlı sistemler (Single Input Single Output)
FO	: Kesir dereceli (Fractional Order)
FOTITO	: Kesir dereceli iki giriş iki çıkışlı sistem (Fractional Order Two Input Two Output)
FOMIMO	: Kesir dereceli çok giriş çok çıkışlı sistem (Fractional Order Multi Input Multi Output)
PI	: Oransal integral (Proportional-Integral) kontrolör
PID	: Oransal integral türevsel (Proportional-Integral-Derivative) kontrolör
SBL	: Kararlılık sınır eğrisi (Stability Boundary Locus)
ISE	: Hatanın karesinin integrali (Integral Squared Error)
IMC	: Dahili model kontrol (Integral Model Control)
KDM	: Katsayı Diyagram Metodu
τ	: Eşdeğer zaman sabiti
γ_i	: Kararlılık indeksi
γ_i^*	: Kararlılık sınır indeksi
d	: Sisteme etkiyen bozucu
t_s	: Yerleşme süresi (Settling time)

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

KESİR DERECELİ ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLERDE AYRIŞTIRMA YÖNTEMLERİ VE KONTROLÖR TASARIMI

MİRAY GÜNAY BULUT

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

76+ix sayfa

2021

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Furkan Nur DENİZ

Kesir dereceli hesabın gelişmesiyle beraber, kesir dereceli kontrol sistemlerine olan ilgi son zamanlarda artmıştır. Gerçek sistemlerin kesir dereceli modellerinin tamsayı dereceli modellerine göre daha doğru olması kesir dereceli modelleme ile ilgili çalışmalarını artırmıştır. Birçok endüstriyel sistemin çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemlerden oluşmasından dolayı, daha doğru modelleme imkanı sağlayan kesir dereceli modellemenin MIMO sistemlere uygulanması konusu da ortaya çıkmıştır.

Bu tez çalışmasında, MIMO sistemlerin basit bir yapısı olan iki girişli iki çıkışlı (TITO) sistemlerin kesir dereceli modelleri kullanılarak merkezi olmayan kontrolör tasarımı yapılmıştır. Bir tamsayı dereceli yaklaşım yöntemi kullanılarak, kesir dereceli TITO (FOTITO) sistemlerin tamsayı dereceli yaklaşım modelleri elde edilmiştir. Elde edilen yaklaşık modeller basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleri kullanılarak birbirinden farklı iki alt sisteme ayrıştırılmıştır ve kararlılık sınır eğrisi yöntemi ile kararlılık bölgeleri hesaplanmıştır. Alt sistemlerin kararlılık bölgelerinden seçilen farklı test noktaları, merkezi olmayan PI kontrolörleri tasarlamak için kullanılmıştır. Elde edilen bulgular dikkate alındığında, bu alt sistemlerin kararlılık bölgelerinin kesişimlerinden seçilen kontrolör parametrelerinin hem TITO hem de FOTITO sistemlerinin kararlılığını sağladığı gözlemlenmiştir.

Bunların yanı sıra zaman gecikmeli ve zamana gecikmesiz FOTITO sistemler için Katsayı Diyagram Methodu (KDM) ile merkezi olmayan kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bunun için, FOTITO sistemlerin tamsayı yaklaşım modelleri elde edilmiştir. Elde edilen yaklaşık modeller yüksek dereceli modeller olduğu için KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolör tasarımına uygun olacak şekilde değildir. Bu doğrultuda, bir model düşürme yöntemi kullanılarak bu problemin üstesinden gelinmiştir. Bir sonraki aşamada indirgenmiş yaklaşık tamsayı modelleri basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleri ile ayrıştırılarak alt sistemler elde edilmiştir. Elde edilen her bir alt sistem kullanılarak FOTITO sistemler için KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kesir dereceli sistemler, MIMO, TITO, FOTITO, basitleştirilmiş ayrıştırma, ters ayrıştırma, merkezi olmayan kontrolör, kararlılık sınır eğrisi, Katsayı Diyagram Metodu

ABSTRACT

Master Thesis

DECOUPLING METHODS AND CONTROLLER DESIGN IN FRACTIONAL ORDER MULTI INPUT MULTI OUTPUT SYSTEMS

MİRAY GÜNAY BULUT

Inonu University
Graduate School of Nature and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronic Engineering

76+ix pages

2021

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Furkan Nur DENİZ

Interest in fractional order systems has recently increased with the development of fractional order calculus. The fact that fractional order models of real systems are more accurate than integer order models has increased the studies on fractional order modeling and controller design. Since many industrial systems consist of multiple-input multiple-output (MIMO) systems, the application of fractional order modeling to MIMO systems, which provides more accurate modeling, has emerged.

In this thesis, decentralized controllers are designed by using fractional order models of two-input two-output (TITO) systems, which are simple structures of MIMO systems. The integer order approximation models of fractional order TITO (FOTITO) systems are obtained by using an integer-order approximation method. Obtained approximate models are decomposed into two different subsystems using simplified and inverted decoupling methods, and stability regions are calculated with Stability Boundary Locus (SBL) method. Different test points selected from the stability regions of the subsystems are used to design decentralized PI controllers. Considering the findings, it has been observed that the controller parameters selected from the intersections of the stability regions of these subsystems ensure the stability of both TITO and FOTITO systems.

In addition, decentralized controllers are designed with the Coefficient Diagram Method (CDM) for FOTITO systems with and without time delay. For this, integer order approximate models of FOTITO systems are obtained but these models are not suitable for CDM-based decentralized controller design due to high orders. Accordingly, this problem is overcome by using a model reduction method. In the next step, reduced approximate integer order models are decoupled by using the simplified and the inverted decoupling methods to obtain subsystems. Then, CDM-based decentralized controllers are redesigned for FOTITO systems by using each subsystem.

Keywords: Fractional order systems, MIMO, TITO, FOTITO, simplified decoupling, inverted decoupling, decentralized controller, stability boundary locus, Coefficient Diagram Method

1. GİRİŞ

Endüstriyel sistemler genellikle çok giriş ve çok çıkışa (Multi Input-Multi Output-MIMO) sahip olan ve aynı zamanda çok değişkenli ve çok döngülü süreçlerdir. MIMO sistemlerin kontrolünü zorlaştıran karmaşık bağlantı özellikleri vardır. Bu bağlantılardan dolayı bir giriş değişkeni, tüm çıkış değişkenlerini olumsuz şekilde etkileyip istenmeyen etkileşim sorunu yaratabilir [1]. Sistemde ortaya çıkan etkileşim sorunu, kontrol sisteminin işleyişini ve tasarımını zorlaştırır. Bu nedenle MIMO sistemler için kontrolör tasarımı yapılırken etkileşim sorunu göz önünde bulundurulmalıdır. Etkileşim sorununu ortadan kaldırmak ve kontrolör tasarımını kolaylaştırmak için yaygın olarak tercih edilen yöntemlerden biri olan ayrıştırma yöntemi sisteme, seri bir şekilde ayrıştırıcı eklenmesiyle uygulanır [2]. Sisteme eklenen ayrıştırıcılar ele alınan MIMO sistemin tek girişli tek çıkışlı (Single Input- Single Output-SISO) alt sistemlere ayrıştırılmasına ve etkileşimi hesaba katan her döngü için ayrı bir merkezi olmayan kontrolör tasarlanmasına olanak sağlar [3].

Sistemi ayrıştırmak (decoupling) için çoğunlukla ideal, basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleri kullanılmaktadır [2]. Her ayrıştırma yöntemi için farklı ayrıştırıcı ve transfer fonksiyonu tasarımı söz konusudur. İdeal ayrıştırma, incelenen sistemi bir köşegen matris haline getirir fakat gerçekleştirilebilirlik sorunlarından dolayı uygulamada nadiren tercih edilir [4]. Basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemi, sağlam ve basit ayrıştırıcı yapısına sahiptir [5]. Ters ayrıştırma ise hem ideal hem basitleştirilmiş ayrıştırma yapısının avantajlarını bir arada bulundurmaktadır [6]. Kontrol uygulamalarında, basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleri sağladığı kolaylıklardan dolayı tercih edilmektedir [2].

Genellikle ayrıştırma yöntemlerinin ayrıştırıcı formülasyonları, iki girişli iki çıkışlı (Two Input-Two Output-TITO) sistemler üzerine odaklanmıştır. Çünkü TITO sistemler, MIMO sistemlerin en basit hali olarak düşünülebilir. Ayrıştırma yönteminin kullanıldığı TITO sistemlerin kontrolünü içeren birçok çalışma bulunmaktadır. Örneğin, Numsomran ve diğ. [7], çalışmalarında TITO sistemlerin ayrıştırılmasından ve karakteristik oran ataması (Characteristic Ratio Assignment-CRA) yöntemiyle kontrolör tasarımından bahsetmiştir. Tavakoli ve diğ. [8], ayrıştırma yöntemleriyle TITO sistemleri alt sistemlere ayrıştırıp, ayrıştırılan her bir sistem için zaman gecikmesi modelleri belirlemişlerdir ve daha sonra elde edilen modeller için boyutsuz ayarlama yöntemi (non-dimensional tuning method) kullanılarak PI/PID kontrolör tasarımı yapmışlardır. Kumar ve diğ. [9] ilk olarak basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleriyle TITO sistemleri alt sistemlere ayırtmışlardır ve daha sonra her altistem için dahili model kontrol (IMC) yöntemini

kullanarak kontrolör tasarlamışlardır. Bahsedilen çalışmalarda [7–9], kontrolör tasarımı tamsayı dereceli TITO sistemler için yapılmıştır. Klasik kontrolör tasarım yöntemleri çoğunlukla tamsayı dereceli sistemler temel alınarak oluşturulmuştur [10].

Bir fiziksel sistemi ifade eden modelin, gerçek sistemi iyi bir şekilde temsil etmesi kontrol uygulamalarında istenilen bir özelliktir. Bu yüzden araştırmacılar gerçek sistemleri tanımlamak için kesir dereceli matematiğe başvurmuşlardır ve kesir dereceli matematik kullanarak sistemleri kesir dereceli olarak modellemişlerdir. Kesir dereceli hesap (Fractional Calculus-FC), ilk olarak 1695 yılında matematikçi Leibniz ve L'Hospital arasında bir mektupta tartışılan ve üç asırdan daha eski olan matematiksel bir analiz kavramıdır [11]. Başlangıçta sadece matematikle sınırlı olan FC, son yıllarda birçok mühendislik alanına girerek daha fazla uygulamada kullanılmaya başlamıştır [12,13]. Doğada, çoğu gerçek sistem, kesirli diferansiyel denklemlerle daha iyi karakterize edilebilirler [12]. Örneğin, yarı sonsuz kayıplı (RC) iletim hattı, dielektrik polarizasyon, renkli gürültü, elektrot-elektrolit polarizasyonu, elektromanyetik dalgalar ve daha pek çok dinamik sistem kesir dereceli diferansiyel denklemlerle modellenmişlerdir [12,14]. Ayrıca FC ile ilgili literatürde, biyomühendislik, fizik, kontrol sistemi, sinyal işleme, robotik, kimya, fizyoloji ve biyoloji gibi çeşitli bilim alanlarında çalışmalar yapılmıştır [12,13,15].

Birçok sistemin, cihazın ve uygulamanın gerçek zamanlı davranışını belirlemek ve orijinal sistemleri temsil etmek için kesir dereceli modeller (FOM) kullanılmıştır. Son on yılda, FOM çeşitli bilim ve mühendislik alanlarına uygulanmıştır. Bazı kesir dereceli analiz uygulamaları [14]'te kısaca tartışılmıştır. Özellikle çalışmalarda kesir dereceli modellerin başarılı uygulamaları, osilatörler [16], süperkapasitörler [17], filtreler [18], termo-mekanik sistemler [19], termal sistemler [20], sabit mıknatıslı senkron motor [21], elektrik devreleri [22] ile dikkate değer çalışmalarla gösterilmiştir.

Sistemlerin kesir dereceli olarak modellenmesi, bu sistemler için kontrolör tasarımı problemini de beraberinde getirmiştir. Başlangıçta kesir dereceli modelleme ve onların kontrol tasarımları SISO sistemler üzerine yoğunlaşmıştır [23–26]. Fakat günümüzde endüstriyel sistemlerin MIMO sistemlerden oluşması bu sistemlerin kesir dereceli olarak modellenmesini ve onlar için kontrolör tasarımlarını bir ihtiyaç haline getirmiştir. Ayrıca literatürdeki bazı çalışmalar MIMO ve TITO sistemlerin kesir dereceli modelleri için genişletilmiştir.

Birkaç çalışmada [15,27–32], kesir dereceli TITO (Fractional Order Two Input-Two Output-FOTITO) ve kesir dereceli MIMO (Fractional Order Multi Input Multi Output-

FOMIMO) sistemlere ve onların kontrol uygulamalarına yer verilmiştir. Bahsedilen çalışmaların birinde, tamsayı dereceli sistemler için uygulanan ideal, basitleştirilmiş ve ters ayırıştırma yöntemlerinin, FOTITO sistemler için yeniden değerlendirmeleri yapılmış ve simülasyon çalışmalarıyla ayırıştırma yöntemlerinin birbiriyle kıyaslanmaları verilmiştir [15]. Aynı şekilde bir diğer çalışmada, ayırıştırma yöntemleri kullanılan FOTITO model için merkezi olmayan PI kontrolör tasarımı yapılmıştır [31]. San Millan ve diğ. çalışmalarının birinde [27], hidrolik kanalı temsil eden FOTITO modeli için kontrolör tasarımı yapmışlardır ve benzer şekilde diğer çalışmalarında [33] ise, iki havuz laboratuvarı hidrolik kanalının kesir dereceli olarak modellenmesini açıklamışlardır. Bu çalışmalardan da görüldüğü üzere kesir dereceli modeller açık bir şekilde üstün performans göstermiştir. Ayrıca literatürde, FOTITO ve FOMIMO modeller için kesir dereceli kontrolör tasarımları ile ilgili çalışmalar [28–30,32] bulunmaktadır. Dazi Li ve diğ. [30] çalışmalarında FOTITO sistemleri ters ayırıştırma yöntemiyle ayırıştırıp, elde edilen her bir alt sistem için dahili model kontrolör (IMC) tasarımı yöntemini kullanarak FO-IMC kontrolörler tasarlamışlardır. Mahdouani ve diğ. [29], karakteristik oran ataması (CRA) yöntemiyle FOTITO modeller için kesir dereceli kontrolörler tasarlamışlardır. Abdelhamid ve diğ. [32], FOMIMO modeller için parçacık sürü optimizasyonu (PSO) kullanarak FOPID kontrolör tasarımı gerçekleştirmişlerdir.

Kontrolör tasarımı ve uygulaması yönünden başarılı olan katsayı diyagram yöntemi (KDM) ve uygulamaları kesir dereceli modellerin gelişmesiyle beraber kesir dereceli sistemlerin kontrolünde uygulanmaya başlanmıştır. KDM, klasik ve modern kontrol tasarımını birleştiren cebirsel bir yaklaşımdır ve 1991 yılında Manabe [34] tarafından geliştirilmiştir. KDM kontrolör tasarım prosedüründe, karakteristik polinom tanımlanır ve bu karakteristik polinomdan yararlanılarak kontrolör polinom katsayıları hesaplanır. Ayrıca KDM ile kontrolör tasarımı kararlılık indekslerine ve eşdeğer zaman sabitine bağlı olarak gerçekleştirilmektedir. Yerleşme zamanının tasarımcı tarafından önceden belirlenmesine olanak sağlaması ve kontrol sisteminin birim basamak yanıtının genellikle aşırımsız olması KDM'nin avantajlarından sayılabilir [35]. KDM tasarım prosedüyle benzer mantıkta çalışan karakteristik oran atama (CRA) yöntemi ise yeni bir analitik kontrolör tasarım yöntemidir [36]. Bu yöntem, bir kapalı döngü birim basamak cevabının zaman ve genlik özelliklerinin ayrılmasına dayanmaktadır. KDM'ye benzer şekilde karakteristik oranlar, sistemin aşırımsız birim basamak cevabını elde edebilmek için uygun bir şekilde ayarlanır.

KDM ve CRA ile kesir dereceli sistemlerin kontrolör tasarımına yönelik literatürde yapılmış bazı çalışmalar bulunmaktadır. Maheswari ve diğ. [37] KDM ve kesirli hesap

kavramlarını birleştirerek SO_2 emisyon kontrol sistemi için yeni bir kesir dereceli CDM-PID kontrolörü tasarlamıştır. Tabatabaei ve diğ. CRA yöntemi ve uygulamalarına yönelik birkaç çalışma yapmışlardır. Bu çalışmaların birinde [36] kesir dereceli sistemler için CRA yöntemiyle kontrolör tasarımı yapmışlar, aşımı olmayan ve hızlı birim basamak cevapları elde etmişlerdir. Diğer bir çalışmalarında ise [38] CRA yöntemi istenilen bir kapalı döngünün geçici cevabını elde etmek için kullanılmıştır. Ardından, istenilen transfer fonksiyonunun, karakteristik oranına göre duyarlılığı hesaplanarak bazı özelliklerine değinilmiştir. Benzer şekilde Ben Hariz ve diğ. [39] bir çalışmalarında kesir dereceli SISO sistemler için CRA yöntemi ile kesir dereceli kontrolör tasarlamışlar, diğer çalışmalarında [29] ise kesir dereceli TITO sistemleri basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemi kullanarak alt sistemlere ayrıştırmış daha sonra elde edilen herbir alt sistem için CRA yöntemiyle kesir dereceli kontrolörler tasarlamışlardır.

Kesir dereceli sistem modellerinin avantajlarının yanında FO kontrolörlerin, türev ve integral operatörlerinin ekstra ayarlama parametreleri sağlamasından dolayı tamsayı dereceli kontrolörlere göre daha esnek ve başarılı performansa sahip olduğu gösterilmiştir [12,40]. Fakat FO operatörlerin sınırsız bellek etkilerinden dolayı gerçekleştirilmeleri zordur [41]. Bu nedenle FO dereceli operatörlerin tamsayı yaklaşım yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilmesi gerekmektedir. FO sistemlerin, tamsayı yaklaşım yöntemleri kullanılarak tamsayı dereceli yaklaşım modellerinin elde edilmesi için literatüde bir çok yöntem sunulmuştur [41]. Bunlardan bazıları Oustaloup yöntemi [42], Matsuda yöntemi [43] ve Modifiye edilmiş kararlılık sınır eğrisi eşleştirme (M-SBL Modified Stability Boundary Locus) [44] yöntemleridir. Tamsayı dereceli yaklaşık modellerin derecelerinin çok yüksek olması durumunda, kontrolör tasarımı uygulama yönünden zorlaşmaktadır. Bu nedenle model indirgeme yöntemleri [45] kullanılarak modellerin dereceleri istenilen derecelere indirgenerek, tasarım kolaylıkla yapılabilir.

1.1 Kesir Dereceli Sistemler

Genellikle bir SISO sistemin FO diferansiyel denklemi aşağıdaki gibi ifade edilir [12],

$$a_n D_t^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D_t^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D_t^{\alpha_0} y(t) = b_m D_t^{\beta_m} u(t) + b_{m-1} D_t^{\beta_{m-1}} u(t) + \dots + b_0 D_t^{\beta_0} u(t) \quad (1.1)$$

burada $(a_i, b_j) \in R$, $(\alpha_i, \beta_j) \in R_+$, $(i=0, \dots, n)$ ve $(j=0, \dots, m)$ 'dir. $u(t)$ giriş sinyali, $y(t)$ çıkış sinyalini ifade etmektedir. Denklem 1.1'de verilen kesir dereceli türev operatörü basit bir formda aşağıdaki gibi verilmiştir.

$${}_a D_t^\alpha = \left(\frac{d^\alpha}{dt^\alpha} \right), \alpha > 0 \quad (1.2)$$

Burada, a ve t operatörün limitlerini ve $\alpha \in R$ kesir derece değerini göstermektedir. ${}_a D_t^\alpha$, α 'nın pozitif değerinde kesir dereceli türev ve α 'nın negatif değerinde ise kesir dereceli integral operatörü olarak davranır. $\alpha=0$ olduğunda ise 1 sabit değerini vermektedir.

Denklem 1.1'e Laplace dönüşümü uygulanırsa, transfer fonksiyonunun genel şekli şu şekilde yazılabilir [12],

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (1.3)$$

Bu denklemde $G(s)$ transfer fonksiyonunu, $Y(s)$ ve $U(s)$ ise sırasıyla sistem çıkış ve girişlerini ifade etmektedir.

Kesir dereceli operatörü karakterize etmek için birden fazla tanım vardır. Tüm tanımların farklı formları vardır, ancak bazı özel koşullarda benzerlik göstermektedirler. Bunların arasında Riemann-Liouville, Grünwald-Letnikov ve Caputo tanımları çok popülerdir ve literatürde yaygın olarak bulunur [12,13]. Bu tanımlar Çizelge 1.1'de özetlenmiştir.

Çizelge 1.1 : Kesir dereceli türev tanımları.

Tanımlar	Kesir dereceli türev
Riemann-Liouville	${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \left(\frac{d}{dt}\right)^n \int_a^t \frac{f(\tau) d\tau}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}}$
Grünwald-Letnikov	${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\frac{t-a}{h}} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh)$
Caputo	${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha-n)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau) d\tau}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}}$

Çizelge 1.1’de verilen $n \in \mathbb{N}$ ve $n-1 < \alpha < n$ için Γ Euler Gama fonksiyonu olarak ifade edilir. Grünwald-Letnikov tanımında, $(-1)^j \binom{\alpha}{j}$ binomial açılımdaki katsayıları ve h adım aralığını göstermektedir [12,26].

$f(t)$ fonksiyonunun Riemann-Liouville kesir dereceli integrali aşağıdaki gibidir [12],

$${}_0 D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad 0 < \alpha < 1, \quad t > 0 \quad (1.4)$$

Başlangıç koşulunun sıfır olmadığı durumlarda, Riemann-Liouville ve Caputo tanımlarının Laplace dönüşümleri sırasıyla Denklem 1.5 ile ifade edilebilir [12,13,26].

$$L[{}_a D_t^\alpha f(t)] = \int_0^\infty e^{-st} {}_0 D_t^\alpha f(t) dt = s^\alpha F(s) - \sum_{m=0}^{n-1} s^m (-1)^j {}_0 D_t^{\alpha-m-1} f(t) \Big|_{t=0} \quad (1.5)$$

Başlangıç koşulunun sıfır olduğu durumda, kesir dereceli türev ve integralin Laplace dönüşümü aşağıdaki gibi hesaplanır [12,13].

$$L[{}_0 D_t^{\pm\alpha} f(t)] = s^{\pm\alpha} F(s) \quad (1.6)$$

Bu tez çalışmasında kesir dereceli TITO sistemler için kontrolör tasarımları ele alınmıştır. İncelenecek olan TITO sistem, kesir dereceli diferansiyel denklemlerle ifade edilen doğrusal zamanla değişmeyen (Linear Time Invariant-LTI) bir sistem olarak ele alınırsa durum uzay denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir [15,30].

$${}_0D_t^\alpha x(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1.7)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (1.8)$$

Burada $\alpha \in (0, 1)$ kesir derecesi, A sistem matrisi, B giriş matrisi ve C çıkış matrisini ifade etmektedir. Tamsayı dereceli diferansiyel denklemlerin Laplace dönüşüm uygulamalarına benzer şekilde, yukarıdaki FO diferansiyel denklemlerin sıfır başlangıç koşulu altında Laplace dönüşümleri alınırsa aşağıdaki durum uzayı gösterimi elde edilir [15].

$$s^\alpha X(s) = AX(s) + BU(s) \quad (1.9)$$

$$Y(s) = CX(s) \quad (1.10)$$

Bu denklemlerden faydalanarak çıkış $Y(s)$ ve giriş $U(s)$ arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılırsa,

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (1.11)$$

durum uzayı gösterimi aşağıdaki gibi bir transfer fonksiyonu matrisine dönüştürülebilir [15,30].

$$G(s) = C(s^\alpha I - A)^{-1} B = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Kesir dereceli sistemler, MIMO sistemler ve TITO sistemler ile bu sistemlerin kontrol uygulamaları ve ayrıştırma yöntemleri hakkında kısa bir literatür bilgisi ve temel bilgiler verildikten sonra kesir dereceli sistemlerle ilgili matematiksel formülasyonlar verilerek bir sonraki alt bölümde bu tez çalışmasında yapılan çalışmalar özetlenmiştir.

1.2 Tez Çalışmasının Organizasyonu

1. Bölümde MIMO sistemler ve kontrolör tasarımları, ayrıştırma yöntemleri ve kesir dereceli sistemlerden kısaca bahsedilerek bir literatür özeti verilmiştir.
2. Bölümde ayrıştırma yöntemlerinin özelliklerine ve TITO sistemler için geliştirilmiş formülasyonlarına değinilmiştir. Ayrıca TITO sistemlerde döngüler arasındaki etkileşimin türünün belirlenmesi ve giriş ve çıkışlar arasındaki uygun eşleştirmenin seçilmesi için Bağlı kazanç oranı (RGA-Relative Gain Array)'dan bahsedilmiştir.

3. Bölümde tamsayı dereceli ve kesir dereceli sistemler için tüm kararlı merkezi olmayan PI kontrolör parametrelerini tanımlayan kararlılık bölgelerinin hesaplanması anlatılmıştır. Kesir dereceli sistemlerin pratikte kontrolör tasarımını gerçekleştirmek için tamsayı dereceli modellerinin elde edilmesi gerekmektedir. Bu nedenle tamsayı modellerini elde etmek için M-SBL eşleştirme tamsayı yaklaşım yöntemi kullanılmış, yönteminin yapısı ve kullanımı hakkında bilgiler verilmiştir. Uygulama örneklerinde, tamsayı dereceli ve kesir dereceli TITO sistemler ayrıştırma yöntemleri kullanılarak alt sistemlere dönüştürülmüştür ve her bir alt sistem için elde edilen kararlılık bölgeleri kullanılarak merkezi olmayan PI kontrolör tasarımı yapılmıştır.
4. Bölümde, kontrolör tasarım metodlarından biri olan Katsayı Diyagram Metodu'nun (KDM) temel özellikleri anlatılmış ve kontrolör tasarım prosedürü verilmiştir. KDM'nin kesir dereceli iki girişli iki çıkışlı sistemler (FOTITO-Fractional Order Two Input Two Output) üzerindeki kontrolör tasarım performansı simülasyon sonuçları dikkate alınarak incelenmiştir. FOTITO sistemler için kontrolör tasarım parametrelerinin uygun bir şekilde seçilmesiyle, basit ve sistematik KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolörler elde edilmiştir.
5. Bölümde tezde yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlar verilmiştir ve sonraki yıllarda yapılacak çalışmalar için çeşitli önerilere yer verilmiştir.

2. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLER (MIMO)

Çok değişkenli sistemler, çok sayıda giriş ve çıkışı olan sistemler olarak tanımlanırlar [46]. Endüstriyel sistemlerin çoğunda, kontrol edilmesi gereken birkaç sistem değişkeni vardır ve bunlar çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemlerdir. MIMO sistem kontrolündeki en önemli sorunlardan biri, 1950 yılında Boksenbom ve Hood [47] tarafından ilk kez bahsedilmiş olan etkileşim problemidir. Genel olarak, sistemin herhangi bir çıkışı giriş değişkenlerinden herhangi birinin değişiminden etkilenir. Benzer şekilde, her girişin değişimi tüm çıkış değişkenlerini etkiler ve böylece etkileşim sorunu meydana gelir.

Etkileşim genellikle MIMO sistemlerde doğal olduğundan, sistemi kendinden daha basit alt yapılara ayırtırmak tasarım hedefinin bir parçası haline gelmiştir. MIMO sistemlerin tek girişli tek çıkışlı (SISO) bir dizi ayrı alt sisteme ayırtırılması ayırtırma yöntemleri kullanılarak yapılmaktadır. Ayırtırma sayesinde elde edilen sistemin hem etkileşim sorunu azalır hemde sistem daha basit hale gelir.

MIMO sistemler için kontrolör tasarımı, girdi-çıkış değişkenleri arasındaki etkileşimler nedeniyle, tek girişli tek çıkışlı (SISO) işlemlerden daha zordur. Kontrol döngüleri arasındaki etkileşimlerin etkisiyle, bir döngü için kontrolör tasarlanması bağımsız olarak gerçekleştirilemez. Bu nedenle MIMO sistemler, ayırtırma yöntemleriyle SISO alt sistemlere ayırtırılır ve ayırtırılan her bir alt sistem için kontrolör tasarımı gerçekleştirilir. Bu sayede MIMO sistemlerin kontrolünde meydana gelen düşük performans ve kararsızlık sorunu azaltılmış olur. SISO sistemlerle uygulama yapmanın iki avantajı vardır [48]: (1) performans gereksinimlerini belirleme sorunu basitleştirilmiştir ve (2) MIMO sistemlerin ayırtırılmasıyla elde edilen her bir alt sistem ayrı ayrı ele alınabilir. Bu avantajlarla, SISO sistemler için mevcut olan birçok tasarım yöntemi kullanılarak ihtiyaçları karşılayacak kontrolör tasarımı kolay bir şekilde yapılabilir.

MIMO sistemler, merkezi olmayan kontrolörler veya merkezi kontrolörler tarafından kontrol edilebilir [49]. Çoklu döngülerin olduğu kontrol sistemlerinde, MIMO sistemler tek tek etkileşimin hesaba katıldığı döngülerin toplamı olarak ele alınabilir. Döngü etkileşimleri dikkate alınarak her döngü için kontrolör tasarlanabilir.

Transfer fonksiyon matrisi $G(s)$ olan, n giriş n çıkışlı bir MIMO sistem aşağıdaki gibi tanımlandığında,

$$y(s) = G(s)r(s) \quad (2.1)$$

burada $y(s)$ çıkış sinyalini, $r(s)$ ise giriş sinyalini ifade etmektedir. Transfer fonksiyonu gösterimi,

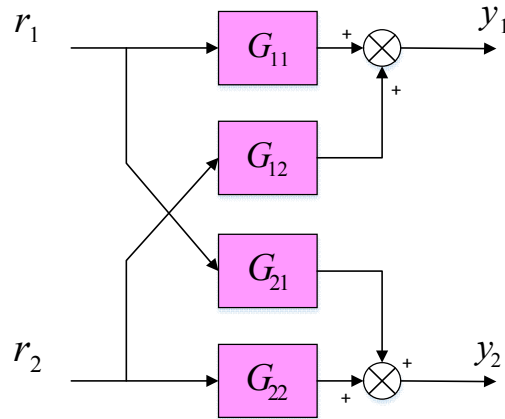
$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \\ \cdot \\ \cdot \\ y_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) & \cdot & \cdot & \cdot & g_{1n}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) & \cdot & \cdot & \cdot & g_{2n}(s) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{n1}(s) & g_{n2}(s) & \cdot & \cdot & \cdot & g_{nm}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ \cdot \\ \cdot \\ r_n(s) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

2.1 TITO Sistem Yapısı

Çok değişkenli sistemlerin çoğu, endüstriyel uygulamalarda iki girişli ve iki çıkışlı (TITO) sistemler olarak karşımıza çıkmaktadır. Çok değişkenli sistemlerin analizi, TITO sistemler için daha basit hale gelmektedir. TITO sistemler çok değişkenli sistemlerin girdi-çıkıktı modellerinin yapısal temsili olarak kullanılmaktadır [46]. Şekil 2.1'de gösterilen ve birbiri ile etkileşim içerisinde olan TITO sistemler için bir $G(s)$ matrisi aşağıdaki gibi tanımlansın,

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$



Şekil 2.1 : TITO sistem blok diyagramı.

Şekil 2.1’de gösterilen sistemin çıkışları aşağıda gösterildiği gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} y_1(s) &= G_{11}(s)r_1(s) + G_{12}(s)r_2(s) \\ y_2(s) &= G_{21}(s)r_1(s) + G_{22}(s)r_2(s) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Burada $y_1(s)$ ve $y_2(s)$ sistem çıkışlarını, $r_1(s)$ ve $r_2(s)$ sistem girişlerini ifade etmektedir.

2.2 MIMO Sistemler için Kontrol Yapıları

MIMO sistemlerdeki etkileşimlerin varlığı kontrol performansını etkileyen ana nedenlerden biridir. Döngü etkileşimlerinin yanı sıra, zaman gecikmesinin varlığı ve ters tepki davranışı da MIMO sistemlerde kontrol performansına sınırlama getiren önemli faktörlerdir [50]. Döngü etkileşimleri nedeniyle, çok döngülü sistemlerde kontrolör tasarımı ve ayarlanması, tek döngülü sistemlere kıyasla çok daha zordur.

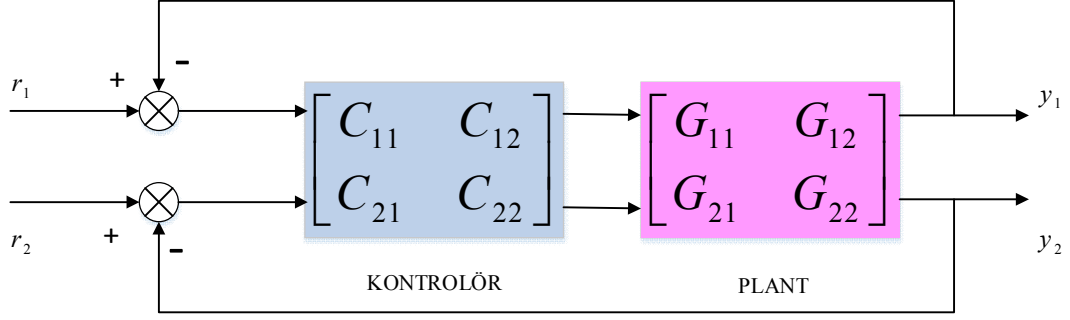
MIMO sistemler için kontrolör tasarım yöntemleri, genel olarak aşağıdaki şekilde sınıflandırılırlar [49];

1. Merkezi kontrol yapısı
2. Merkezi olmayan kontrol yapısı

2.2.1 Merkezi kontrol yapısı

Şekil 2.2’de gösterilen merkezi kontrol yapısının özellikleri aşağıdaki gibidir;

1. İki girişli iki çıkışlı bir sistem için merkezi kontrol yapısı Şekil 2.2’de gösterildiği gibi tasarlanır.
2. Bu kontrol yapısının avantajlarından biri, yalnızca kararlı durum kazanç matrisinin kullanılması ile çok değişkenli PI kontrolörün ayarlanabilmesidir [49,51].
3. Merkezi kontrolör matrisinin karmaşık hesaplamalarının olması ve kontrol döngülerinin işlevinin anlaşılmasında bazı zorlukların olması merkezi kontrol yapısının dezavantajlarından [51].

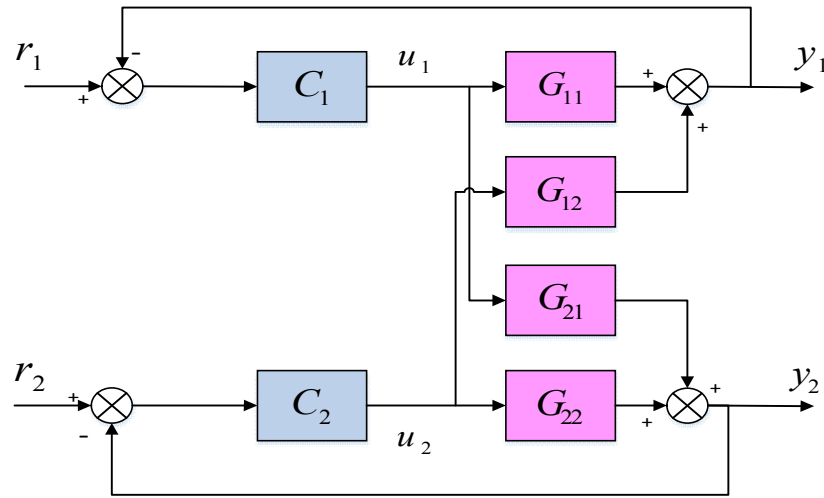


Şekil 2.2 : Merkezi kontrol yapısı [49].

2.2.2 Merkezi olmayan kontrol yapısı

Şekil 2.3'te gösterilen merkezi olmayan kontrol yapısının özellikleri aşağıdaki gibidir.

1. Bu kontrol yapısının temel amacı, bir sistemi alt sistemlere ayırmak ve her bir alt sistem için ayrı bir kontrolör tasarlamaktır.
2. Merkezi olmayan kontrolörlerin uygulanması kolaydır [51].
3. Merkezi olmayan kontrolörler, sistem koşullarında herhangi bir değişiklik olması durumunda kolaylıkla ayarlanabilirler [49,51].
4. Merkezi olmayan kontrol yapısında merkezi yapılardan farklı olarak, kontrolörlerden herhangi biri çalışmadığında sistemin kararlılığı korunmaya devam edebilmektedir. Ayrıca kontrolörlerden biri çalışmadığında daha az sayıda parametre olacağı için kontrolör ayarı daha kolay olacaktır [49].
5. Sistemi kontrol eden kontrolörlerden birinin çalışmaması durumu diğer döngüleri etkilemeyebilir ve böylece kararlılığın korunması kolaylaşabilir [49].



Şekil 2.3 : Merkezi olmayan kontrol yapısı.

2.3 Ayrıştırma Yöntemleri

MIMO sistemler, çok girişli ve çok çıkışlı yapılarından dolayı çok sayıda döngüye sahiptirler ve bu döngülerin birbirini etkilemesiyle döngüler arasında etkileşim sorunu oluşmaktadır. Sistem performansının olumsuz yönde etkilenmemesi için döngü etkileşimlerinin azaltılması gerekmektedir. Etkileşimleri azaltmak için sistemlere ayrıştırıcılar uygulanmaktadır. Ayrıştırıcılar, bir MIMO sistemi alt sistemlere indirgemek için kullanılır. Sistem ayrıştırıldığında, sistem değişkenlerinden birindeki ayar noktası değişikliği, bu sistem değişkenlerine verilen yanıtı etkiler ve başka hiçbir işlem değişkeni etkilenmez [52]. Bu tür ayrıştırıcı yapılar, çeşitli ayrıştırma yöntemleri kullanılarak elde edilir.

Ayrıştırma yöntemleri 2 temel gruba ayrılmaktadır, bunlar statik ayrıştırma ve dinamik ayrıştırma yöntemleridir. Dinamik ayrıştırma yöntemlerinden bazıları ideal, basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleri olarak sayılabilir [53]. Araştırmacılar, sisteme uygulanacak ayrıştırma yönteminin seçimine, yöntemin avantajlarını ve dezavantajlarını göz önünde bulundurarak karar verirler. İdeal ayrıştırmanın avantajı, kontrolör transfer matrisinin belirlenmesinin çok kolay olmasıdır, dezavantajı ise ayrıştırıcı elemanlarının karmaşıklığından dolayı gerçekleştirme sorunlarına sahip olmasıdır [54]. Basitleştirilmiş ayrıştırmada, ayrıştırıcı matrisin köşegen olan elemanlarının değeri 1 olacak şekilde kabul edildiği için ayrıştırıcı elemanların belirlenmesi kolaydır. McAvoy ve diğ. [5] çalışmasında, ideal ve basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemlerini karşılaştırıp, basitleştirilmiş ayrıştırmanın ideal ayrıştırmaya göre daha sağlam olduğunu söylemiştir. Ters ayrıştırma yöntemi, ideal ve basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemlerinin olumlu özelliklerinin kombinasyonuna sahiptir [6]. Ters ayrıştırma yöntemi, basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemindeki ayrıştırıcı elemanlarının kolay formülasyonunu kullanırken ideal ayrıştırma yönteminin kolay transfer matris özelliğini kullanır. Ters ayrıştırmanın dezavantajı ele alınan sistemin ayrıştırıcı elemanlarında bulunan sağ yarı düzlem (RHP) sıfırlarının, sistemi kararsız hale getirebilme ihtimalinin olmasıdır [2]. Literatürde, ters ayrıştırma yöntemi ile ayrıştırılan TITO sistemler [4], TITO sistemler için yeni bir ayrıştırıcı ve PID tasarım prosedürü [55], karmaşık endüstriyel sistemler için akıllı ayrıştırma kontrol tasarımı [56], ideal, basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemlerinin karşılaştırılması [2,15] ve diğerleri [29–31,57–59] gibi birçok çalışmada ayrıştırma yöntemleri kullanılmıştır.

2.3.1 Statik ayrıştırma yöntemi

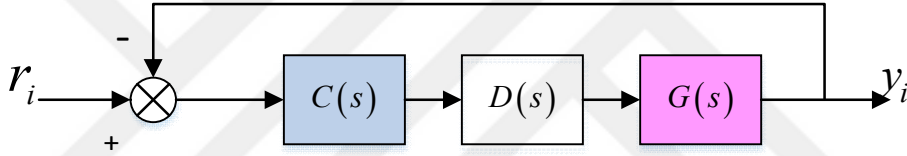
Statik ayrıştırıcı, bir sistemde hızlı kontrol gerekli olmadığında kullanılabilir [57]. Basit bir yapıya sahiptirler ve tasarımları sistemin ayrıntılı açıklamasını gerektirmez. Genel olarak, statik ayrıştırıcı, kolaylıkla elde edilebilen ve ayarlanabilen sabit durum kazançlarından tasarlanmıştır [60].

Şekil 2.4'te gösterilen ve n girişi, n çıkışı olan ayrıştırma uygulanmış kapalı döngü sisteminin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanırsa,

$$G(s) = \{g_{ij}(s), \quad i = 1 \dots n, \quad j = 1 \dots n\} \quad (2.5)$$

merkezi olmayan kontrolör ise diyagonal bir matris olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$C(s) = \text{diag} \{C_{11}(s), C_{22}(s), \dots, C_{mm}(s)\}_{n \times n} \quad (2.6)$$



Şekil 2.4 : Statik ayrıştırma uygulanmış sistem yapısı.

Sabit durum kazancı $G(0)$, kullanılarak ayrıştırılmış sistemin ayrıştırıcı transfer fonksiyonu $D(s)$ aşağıdaki şekilde elde edilmektedir.

$$D(s) = G(0)^{-1} \quad (2.7)$$

[57]'de anlatıldığı gibi, bir statik ayrıştırıcı, kapalı bir döngüde istenilen ayrıştırma performansını sağlamayabilir. Ayrıca bazı MIMO sistemlerinde, yüksek frekans tepkisinden dolayı istenmeyen etkilere neden olabilir. Statik ayrıştırıcıların, integratör içeren sistemlerde kullanılması tavsiye edilir [57]. Bunun nedeni ise, köşegen olmayan terimlerin büyüklüklerinin, frekans artışı ile birlikte köşegen terimlere göre daha hızlı düşmesidir.

Bununla birlikte, kontrol edilen sistem hakkında daha az bilgiye ihtiyaç duyulduğunda statik ayrıştırma yöntemi daha çok tercih edilir. Ayrıca, statik bir ayrıştırıcının sisteme uygulanması, dinamik ayrıştırıcıya kıyasla daha basit olabilir [60].

2.3.2 Dinamik ayrıştırma yöntemi

Etkileşimler, çok değişkenli bir sistemin performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Dinamik ayrıştırıcı, sistemin performans gösterdiği frekans aralığı boyunca, sistem değişkenleri arasındaki bağlantının güçlü olduğu yerlere uygulanmaktadır. Sabit durum kazancından elde edilen statik ayrıştırıcıların aksine, dinamik ayrıştırıcılar ters transfer matrisinin rasyonel fonksiyonları kullanılarak elde edilir.

Statik ayrıştırıcı ile karşılaştırıldığında, dinamik ayrıştırıcı her zaman daha iyi performans sağlar [46]. Genel olarak, endüstriyel proseslerde geniş çapta incelenen ve uygulanan üç tür dinamik ayrıştırma algoritması vardır. Bunlar ideal ayrıştırma, basitleştirilmiş ayrıştırma ve ters ayrıştırma yöntemleridir [2].

Bir ayrıştırma yönteminin seçiminde, tüm tekniklerin kendi avantajları ve sınırlamaları vardır bu yüzden kullanılacak yönteme karar vermek nispeten karmaşık bir iştir. Seçilecek yöntemin avantajları göz önünde bulundurularak, yönteme karar verme kolaylaştırılabilir. Ayrıştırma yöntemlerinin avantajlarından bahsedilecek olursa; basitleştirilmiş ayrıştırma, en popüler yöntemdir ve ana avantajı, elemanlarının basitliğidir. Pratikte nadiren kullanılan ideal ayrıştırma yöntemi de, transfer matrisinin kolay bir şekilde elde edilmesi avantajını taşımaktadır [46]. Ters ayrıştırma yöntemi ise hem basitleştirilmiş hem de ideal ayrıştırma yöntemlerinin temel avantajlarını sunmaktadır [2].

2.3.2.1 İdeal ayrıştırma yöntemi

Literatürde kullanılan konfigürasyonlardan biri olan ideal ayrıştırma blok diyagramı [3] Şekil 2.5'te gösterilmektedir. Şekil 2.5'te gösterilen TITO sistemin kontrolör matrisi $C(s)$ sistem transfer fonksiyonu $G(s)$ ve ayrıştırıcı transfer fonksiyonu $D(s)$ olarak düşünülürse aşağıdaki matris ifadeleri yazılabilir [2].

$$C(s) = \begin{bmatrix} C_{11}(s) & 0 \\ 0 & C_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

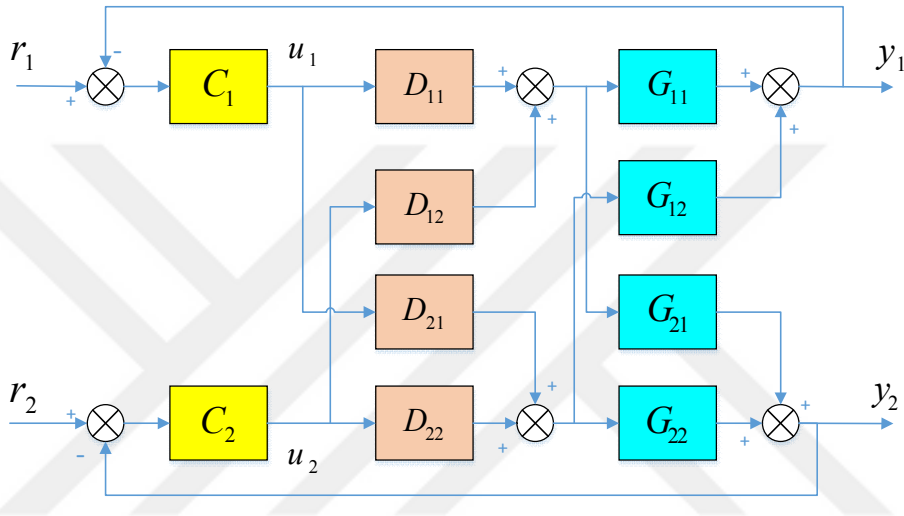
$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$D(s) = \begin{bmatrix} D_{11}(s) & D_{12}(s) \\ D_{21}(s) & D_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

İdeal ayrıştırma ile ayrıştırılmış olan bir TITO sistemin transfer fonksiyon matrisi $T(s)$, diyagonal matris şeklinde aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$T(s) = G(s)D(s) = \begin{bmatrix} T_1(s) & 0 \\ 0 & T_2(s) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

İdeal ayrıştırma için Denklem 2.11 kullanılarak $T_1(s) = G_{11}(s)$ ve $T_2(s) = G_{22}(s)$, olarak elde edilmektedir.



Şekil 2.5 : İdeal ayrıştırma blok diyagramı [3].

Denklem 2.11, Denklem 2.9 ve 2.10 kullanılarak yeniden düzenlendiğinde aşağıdaki dört denklem yazılabilir.

$$\begin{aligned} G_{11}(s)D_{11}(s) + G_{12}(s)D_{21}(s) &= G_{11}(s) \\ G_{11}(s)D_{12}(s) + G_{12}(s)D_{22}(s) &= 0 \\ G_{21}(s)D_{11}(s) + G_{22}(s)D_{21}(s) &= G_{22}(s) \\ G_{21}(s)D_{12}(s) + G_{22}(s)D_{22}(s) &= 0 \end{aligned} \quad (2.12)$$

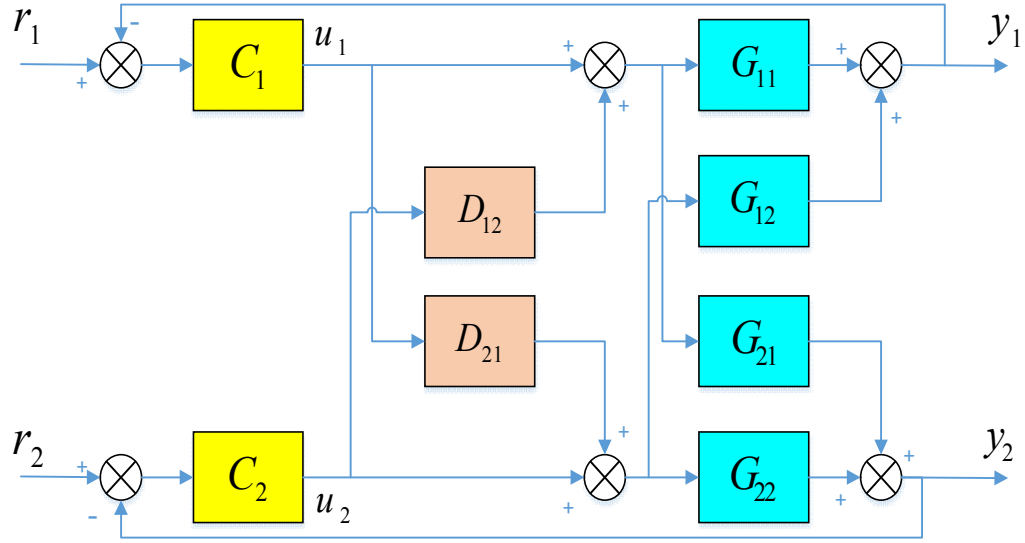
Denklem 2.12'den ayrıştırıcı matrisin elemanları aşağıdaki gibi elde edilir,

$$\begin{aligned}
D_{11}(s) &= \frac{G_{11}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)} \\
D_{12}(s) &= \frac{-G_{12}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)} \\
D_{21}(s) &= \frac{-G_{11}(s)G_{21}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)} \\
D_{22}(s) &= \frac{G_{11}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)}
\end{aligned}
\tag{2.13}$$

$C_1(s)$ ve $C_2(s)$ kontrolör transfer fonsiyonları, belirlenen bir kontrolör tasarım yöntemiyle sırasıyla $T_1(s)$ ve $T_2(s)$ sistem transfer fonsiyonları kullanılarak elde edilir. İdeal ayrıştırma yapısının işletim açısından belli avantajları olsa da [61], transfer fonsiyonlarının toplamlarını içeren ayrıştırıcıların karmaşık durumu, genellikle bir problem olarak görülür. Dahası, [3]'te tartışılan sınırlı uygulanabilirlik sorunu, ideal ayrıştırma yönteminin hataları [62] ve sistem boyutunu modelleme duyarlılığı göz ardı edilmemelidir. Bu nedenle, ideal ayrıştırma pratikte nadiren kullanılır [46].

2.3.2.2 Basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemi

Bu ayrıştırma yöntemi, Luyben [3] tarafından literatürde “basitleştirilmiş (simplified) ayrıştırma” olarak adlandırılmaktadır. Şekil 2.6’da gösterilmekte olan basitleştirilmiş ayrıştırma blok diyagramında, Şekil 2.5’te yer alan ideal ayrıştırma blok diyagramından farklı olarak 2 adet $D(s)$ bloğu kullanılmıştır.



Şekil 2.6 : Basitleştirilmiş ayrıştırma blok diyagramı.

Basitleştirilmiş ayrıştırma yönteminde, $D(s)$ matrisinin gerçekleştirilmesini kolaylaştırmak için $D(s)$ matrisinin Denklem 2.14'te belirtildiği gibi diyagonal olması amaçlanır. Bu sebepten dolayı basitleştirilmiş ayrıştırmanın blok diyagramında sadece D_{11} ve D_{22} blokları kullanılır [2].

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \\ -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemi, $D(s)$ matrisinin Denklem 2.14'te ifade edildiği gibi seçilmesiyle elde edilmektedir.

Denklem 2.9 ve 2.14, Denklem 2.11'de kullanılarak aşağıda verilen basitleştirilmiş ayrıştırma transfer fonksiyon matrisi elde edilir,

$$T(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) - \frac{G_{12}(s)G_{21}(s)}{G_{22}(s)} & 0 \\ 0 & G_{22}(s) - \frac{G_{12}(s)G_{21}(s)}{G_{11}(s)} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

buradan,

$$T_1(s) = G_{11}(s) - \frac{G_{12}(s)G_{21}(s)}{G_{22}(s)} \quad (2.16)$$

ve

$$T_2(s) = G_{22}(s) - \frac{G_{12}(s)G_{21}(s)}{G_{11}(s)} \quad (2.17)$$

olarak elde edilmektedir. Basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemi, $D(s)$ matrisinin gerçekleştirilmesini kolaylaştırır fakat $T(s)$ transfer matrisi, elemanların toplamından oluşturulduğu için karmaşık bir hale gelir. Bu nedenle kontrolör ayarı zor olabilir [2].

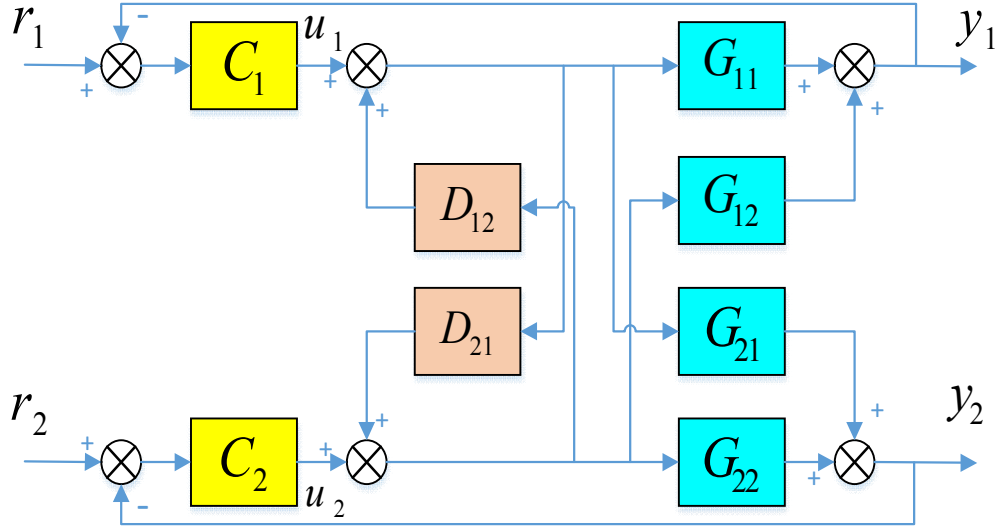
2.3.2.3 Ters ayrıştırma yöntemi

İdeal ayrıştırma yönteminde bulunan gerçekleştirme sorunlarını ortadan kaldırmak için geliştirilen bir ayrıştırma yöntemidir [2,46]. İdeal ayrıştırma yapısının değiştirilmesiyle elde edilir. Ayrıştırıcı transfer fonksiyonları basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemi ile elde edilen fonksiyonlarla aynıdır.

Ters ayrıştırma yönteminin avantajlarından biri, basitleştirilmiş ayrıştırma elemanlarının gerçekleştirilmesini kolaylaştırmasıdır. Diğer bir avantajı ise ideal ayrıştırma yönteminden daha uygun diyagonal ayrıştırıcı transfer matris oluşturulmasını sağlamasıdır [46]. Şekil 2.7'de gösterilen ters ayrıştırma blok diyagramında, basitleştirilmiş ayrıştırma yönteminden farklı olarak D_{12} ve D_{21} blokları ters bağlanmıştır [2]. Ters ayrıştırma transfer matrisi $T(s)$

$$T(s) = \begin{bmatrix} T_1(s) & 0 \\ 0 & T_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 \\ 0 & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

şeklinde ifade edilmektedir.



Şekil 2.7 : Ters ayrıştırma blok diyagramı.

Genel olarak, ters ayrıştırma, diğer ayrıştırma yöntemlerine göre daha avantajlıdır [58]. Bu tür bir ayrıştırma ile başlatma, manuel ve otomatik modlar arasında darbesiz geçişler ve işlenen değişkenlerin doygunluğu gibi bazı sorunların çözülmesi, daha kolaydır [46].

2.4 Bağlı Kazanç Oranı (RGA) Analizi

2.4.1 Kararlı durum bağlı kazanç oranı (RGA) analizi

Bağlı kazanç oranı (RGA), çok değişkenli sistemlerdeki etkileşim seviyelerini belirlemek için literatürde önerilen yaklaşımlardan biridir. İlk olarak [63]'te Bristol tarafından önerilmiştir. Etkileşim seviyelerinin belirlenmesinin yanı sıra eşleştirme problemi için de kullanılmaktadır. Sistemdeki giriş ve çıkışların sayısı arttığında, olası eşleşmelerin sayısı da önemli ölçüde artar. n tane giriş değişkenine ve n tane çıkış değişkenine sahip belirli bir çok değişkenli sistem için $n!$ tane eşleştirme kombinasyonu vardır.

Bir $n \times n$ boyutlu doğrusal çok değişkenli sistem şu şekilde tanımlanabilir [64] ,

$$y(s) = G(s)u(s) \quad (2.19)$$

Burada $u(s)$ ve $y(s)$ sırasıyla giriş ve çıkış vektörlerini ve $G(s)$ çok değişkenli sistemin transfer fonksiyonu matrisini temsil etmektedir. Sistemin kararlı durum RGA'sı $s = 0$ olması halinde şu şekilde ifade edilebilir.

$$RGA(G) = \Lambda(G) = G(0)x(G(0)^{-1})^T \quad (2.20)$$

Denklem 2.20'de bulunan x (çarpım) ifadesi eleman eleman çarpımı (Hadamard or Schur çarpım) [65] ifade etmektedir. Denklem 2.20, Matlab fonksiyonu olarak ifade edilirse aşağıdaki gibi yazılabilir [66],

$$RGA = G.*pinv(G) \quad (2.21)$$

Bir transfer matrisinin RGA'sı genellikle frekansın bir fonksiyonu olarak hesaplanır. G_{ij} elemanlı, 2×2 boyutlarında bir matris için RGA matrisi aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir,

$$\Lambda(G) = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 1 - \lambda_{11} \\ 1 - \lambda_{11} & \lambda_{11} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\lambda_{11} = \frac{1}{1 - \frac{G_{12}G_{21}}{G_{11}G_{22}}} \quad (2.23)$$

2.4.1.1 RGA analizinin cebirsel özellikleri

RGA birkaç kullanışlı cebirsel özelliğe sahiptir. Bunlardan en önemlileri aşağıda listelenmiştir [63].

Özellik 1: Sistem transfer fonksiyonu matrisi $G(s)$ 'nin satır ve sütunlarındaki herhangi bir permütasyon, RGA matrisinde aynı permütasyonlarla sonuçlanır.

Özellik 2: Giriş-çıkış ölçeklendirmesinden bağımsızdır (giriş ve çıkış birimlerinden bağımsızdır). Matematiksel olarak,

$$\lambda(G) = \lambda(D_1GD_2) \quad (2.24)$$

şeklinde ifade edilir. D_1 ve D_2 , G ile aynı boyutta olan diyagonal ölçekleme matrisleridir.

Özellik 3: $G(s)$ 'in $1/[G^{-1}(s)]$ ile bölünmesi, RGA'yı, RGA'nın her satırının ve her sütununun toplamı 1 olacak şekilde normalize eder. $n \times n$ boyutlu bir RGA için aşağıdaki eşitlik yazılabilir [67].

$$\sum_{i=1}^n \Lambda_{ij} = \sum_{j=1}^n \Lambda_{ij} = 1 \quad (2.25)$$

2.4.1.2 RGA analizinde eşleştirme önerileri

TITO sistemlerde RGA analizi yapıldığında λ değerine bağlı olarak beş farklı durum ortaya çıkar [1].

$\lambda = 1$: Bu durumda, döngüler arasında hiçbir etkileşim olmadığından ideal bir durumdur. Eşleştirme, köşegen boyunca, yani $y_1 - u_1, y_2 - u_2$ şeklinde olmalıdır.

$\lambda = 0$: Bu durumda, döngüler arasında ilk durumda olduğu gibi hiçbir etkileşim olmadığından, önerilen eşleştirme köşegen dışı, yani $y_1 - u_2, y_2 - u_1$ şeklinde olmalıdır.

$0 < \lambda < 1$: Bu durumda, döngüler kapandığında kazanç artar, dolayısıyla etkileşim vardır.

$\lambda = 0.5$: En kötü etkileşime karşılık gelmektedir.

$\lambda > 1$: Bu durumda, döngüler kapatıldığında kazanç azalır. Etkileşim, λ büyüdükçe daha da kötüleşmektedir.

$\lambda < 0$: Bu durumda, döngüler kapalıyken işaret değişir ve bu oldukça istenmeyen bir durumdur. λ ne kadar negatif olursa, etkileşim o kadar kötüdür.

Özetle, λ bire yakın bir RGA elemanına sahip olan eşleşmeleri seçmek hedef olmalıdır.

Negatif eşleşmelerden kesinlikle kaçınılmalıdır [1].

2.4.2 Frekans bağımlı bağıl kazanç oranı (RGA) analizi

Bristol [63], RGA'yı hesaplariken sadece sistemin kararlı durum kazancını $G(0)$, kullanmıştır. Bunun nedeni muhtelemelen kararlı durum hesabının dinamik olarak eşdeğeri olan $G(j\omega)$ 'den daha kolay elde edilmesidir [68]. Bristol [63]'un kararlı durum için RGA hesabından sonra RGA'nın frekansa bağımlı hali önerilmiştir [1].

$$RGA(G(j\omega)) = \Lambda(G(j\omega)) = G(j\omega)x(G(j\omega)^{-1})^T \quad (2.26)$$

Bir sistem analiz edilirken sistemin belli bir frekans aralığında RGA'sı kontrol edilmelidir. Skogestad and Postlethwaite [66] tarafından belirtildiği gibi kararsızlığı önlemek için $\Lambda(G(j\omega))$ 'nin geçiş frekansında, birim matrise yakın olması gereklidir. RGA analizi sonucunda eşleştirme elemanları negatif olursa, bu elemanlar herhangi bir frekans için göz ardı edilmemelidir [1].

RGA analizinin TITO sistem üzerinde uygulanması bir örnek ile gösterilmiştir.

Örnek 1

Aşağıda verilen diyagonal bir matris düşünülürse [66],

$$G = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

G matrisinin Denklem 2.22 ve Denklem 2.23 ile kullanılmasıyla,

$$\lambda(G) = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 1 - \lambda_{11} \\ 1 - \lambda_{11} & \lambda_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

RGA matrisi, birim matris şeklinde elde edilmektedir. $\lambda = 1$ durumda, döngüler arasında hiçbir etkileşim olmadığından ideal bir durumdur. Eşleştirme, köşegen boyunca, yani $y_1 - u_1$ ve $y_2 - u_2$ şeklinde olmalıdır.

3. AYRIŞTIRILMIŞ TITO VE FOTITO SİSTEMLER İÇİN MERKEZİ OLMAYAN PI KONTROLÖRLERİN TÜM KARARLI PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI

Kontrol uygulamalarında PI/PID kontrolörler kolay yapısı ve uygulanabilirliği nedeniyle geniş bir şekilde kullanılmaktadır. Bu nedenle endüstride yoğun bir şekilde kullanılan TITO sistemler için, belirli tasarım kriterlerini karşılayacak, sistem dayanıklılığını ve kararlılığını sağlayacak etkili PI/PID kontrolör tasarımıyla ilgili bir çok çalışma yapılmıştır. Örneğin, [8]'de TITO sistemlerde PI kontrolör parametrelerini belirlemek için boyutsuz ayarlama yöntemi (NTD) kullanılmıştır. [69]'da yeni Ziegler-Nichols kuralları kullanılarak MIMO sistemlerde PI/PID kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. [70–72]'de kararlılık bölgelerinin belirlenmesi ve bu bölgelerden kararlılığı garanti eden PI/PID kontrolör parametrelerinin elde edilmesi için kararlılık sınır eğrilerini hesaplayan bir yöntem önerilmiştir.

Kararlılık sınır eğrilerinin hesaplanması kapalı döngü bir sistemin tüm kararlı olan PI, PID kontrolörlerinin parametrelerini grafiksel olarak bir bölge içerisinde sunan oldukça kullanışlı bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Ayrıştırma yapılmış TITO sistemlerde kararlılık bölgeleri kullanılarak tüm kararlı PI kontrolörün parametreleri tespit edilebilir [71]. Bu yöntemde, (k_p, k_i) düzleminde kararlılık sınırı eğrileri hesaplanarak kontrol sisteminin kararlı ve kararlı olmayan kontrolör parametrelerinin belirlendiği bölgeler hesaplanır. Bu bölgeler kararlılık sınırları ile birbirinden ayrılmaktadır. Şekil 3.1'de gösterilen geri beslemeli kontrol sisteminin, kesir dereceli sistem transfer fonksiyonu $G(s)$ ve sistemin kontrolörü $C(s)$ PI kontrolör olarak düşünülürse kapalı çevrim kesir dereceli kontrol sisteminin genel transfer fonksiyonu $T(s) = (C(s)G(s)) / (1 + C(s)G(s))$ şeklinde ifade edilmektedir [73]. $T(s)$ transfer fonksiyonunun paydası kapalı döngü sistemin kesir dereceli karakteristik denklemdir ve aşağıda verildiği gibi olduğu düşünülürse [73],

$$P(s) = p_k s^{q_k} + \dots + p_1 s^{q_1} + p_0 \quad (3.1)$$

Burada p_i polinomunun katsayılarını, q_i , $(i = 1 \sim k)$ ise kesir derecelerini ifade etmektedir.

P parametre düzleminde, kararlılık ve kararsızlık bölgeleri arasındaki sınırlar aşağıdaki üç kısım ile tanımlanır [73–75].

1. Reel Kök Sınırı (RRB): Reel kök, $s = 0$ 'da sanal eksen üzerinden geçer. Böylece, Denklem 3.1'de $s = 0$ ifadesi kullanılarak reel kök sınırı elde edilir. Sonuç olarak, RRB $p_0 = 0$ olarak belirlenir.
2. Karmaşık Kök Sınırı (CRB): Bir çift karmaşık kök sanal eksen üzerinde $s = j\omega$ noktasında kesişir. Bu nedenle, sistem kararsız hale gelir, yani Denklem 3.1'deki $P(s)$ 'in reel ve sanal kısımları aynı anda sıfır olur. Bu sınır aynı zamanda kararlılık sınır bölgesi olarak da adlandırılır.
3. Sonsuz Kök Sınırı (IRB): Reel kök sanal eksen üzerinde $s = j\infty$ 'dan geçer. Böylece, IRB, Denklem 3.1'de $p_k = 0$ alınarak tanımlanabilir.

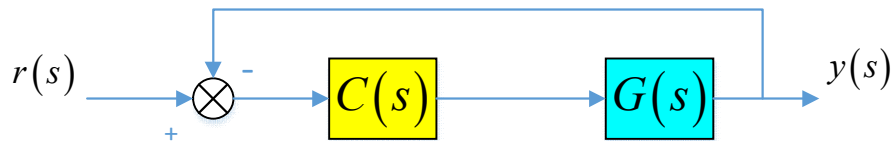
Bu tez çalışmasında kararlılık ve kararsızlık bölgeleri karmaşık kök sınırına göre belirlenmiştir.

TITO sistemlerin kararlılık analiziyle çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Ters ayrıştırma yöntemi kullanılan TITO sistem için kararlılık bölgesi analizi [70] çalışmasında yapılmıştır. Basit ve ters ayrıştırma yöntemleri kullanılan tamsayı dereceli [58] ve kesir dereceli [31] TITO sistemler için kararlılık bölgelerinin hesaplanması ile tüm kararlı kontrolör parametrelerinin elde edilmesi ve bunların analizleri ile ilgili bazı çalışmalar literatüre kazandırılmıştır.

3.1 Tamsayı Dereceli Sistemler için Kararlılık Sınır Eğrisi ile Tüm Kararlı PI Kontrolör Parametrelerinin Tespiti

Şekil 3.1'de gösterilen kapalı çevrim kontrol sisteminde kullanılan sistem transfer fonksiyonu Denklem 3.2'de verildiği gibidir.

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.2)$$



Şekil 3.1 : Kapalı çevrim kontrol sistemi.

Şekil 3.1’de gösterilen sistemin kontrolörü $C(s)$ PI kontrolör olarak ele alındığında,

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.3)$$

ve sistemin karakteristik denklemi,

$$\Delta(s) = 1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) G(s) = 0 \quad (3.4)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Denklem 3.2’de verilen sistemde $s = j\omega$ ifadesi kullanılarak reel ve sanal kısımlarına ayrıştırıldığında transfer fonksiyonu frekans alanında aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$G(j\omega) = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega D_o(-\omega^2)} \quad (3.5)$$

Burada N_e ve N_o pay polinomunun çift ve tek kısımlarını, D_e ve D_o ise payda polinomunun çift ve tek kısımlarını göstermektedir. Kapalı döngü sistemin karakteristik polinomu aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\Delta(j\omega) = \left[k_i N_e(-\omega^2) - k_p \omega^2 N_o(-\omega^2) - \omega^2 D_o(-\omega^2) \right] + j \left[k_p \omega N_e(-\omega^2) + k_i \omega N_o(-\omega^2) + \omega D_e(-\omega^2) \right] = R_\Delta + jI_\Delta = 0 \quad (3.6)$$

$\Delta(j\omega)$ ifadesi sıfıra eşitlenirse,

$$k_p(-\omega^2 N_o(-\omega^2)) + k_i(N_e(-\omega^2)) = \omega^2 D_o(-\omega^2) \quad (3.7)$$

ve

$$k_p(\omega N_e(-\omega^2)) + k_i(\omega N_o(-\omega^2)) = -\omega D_e(-\omega^2) \quad (3.8)$$

ifadeleri elde edilir. İşlem kolaylığı açısından kullanılan değişkenler aşağıdaki gibi tanımlanabilir [71],

$$\left. \begin{aligned} Q(\omega) &= -\omega^2 N_o(-\omega^2) \\ R(\omega) &= N_e(-\omega^2) \\ S(\omega) &= \omega N_e(-\omega^2) \\ U(\omega) &= \omega N_o(-\omega^2) \\ X(\omega) &= \omega^2 D_o(-\omega^2) \\ Y(\omega) &= -\omega D_e(-\omega^2) \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Denklem 3.7 ve 3.8, Denklem 3.9'daki ifadeler ile kullanılarak şu şekilde yeniden yazılabilir,

$$\left. \begin{aligned} k_p Q(\omega) + k_i R(\omega) &= X(\omega) \\ k_p S(\omega) + k_i U(\omega) &= Y(\omega) \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

Buradan, $k_p(\omega)$ ve $k_i(\omega)$ parametrelerini elde etmek için gerekli matematiksel işlemler yapıldığı takdirde aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$k_p(\omega) = \frac{X(\omega)U(\omega) - Y(\omega)R(\omega)}{Q(\omega)U(\omega) - R(\omega)S(\omega)} \quad (3.11)$$

ve

$$k_i(\omega) = \frac{Y(\omega)Q(\omega) - X(\omega)S(\omega)}{Q(\omega)U(\omega) - R(\omega)S(\omega)} \quad (3.12)$$

Denklem 3.11 ve Denklem 3.12 birlikte çözüldüğünde kararlılık sınır eğrisi (k_p, k_i) parametre düzleminde elde edilmiş olur [70,71]. Ayrıntılar için [70,71] çalışmaları incelenebilir.

3.2 Kesir Dereceli Sistemler için Kararlılık Sınır Eğrisi ile Tüm Kararlı PI Kontrolör Parametrelerinin Tespiti

Şekil 3.1'de gösterilen kapalı çevrim kontrol sisteminin kesir dereceli bir sistem olduğu düşünülürse, sistem transfer fonksiyonu $G_F(s) = N_F(s)/D_F(s)$ ve PI kontrolör ise $C(s) = k_p + k_i s^{-1}$ şeklinde ifade edilebilir. Sistemin kararlılığını garanti eden tüm k_p ve k_i kontrolör parametrelerinin bulunduğu kararlılık bölgesi ve kararlılık sınır eğrisi analizleri aşağıdaki denklemler uygulanarak elde edilmektedir.

Denklem 3.4'te tamsayı dereceli sistemler için ifade edilen sistemin karakteristik denklemi kesir dereceli sistem formunda düzenlenerek aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta_F(s) = 1 + (k_p + k_i s^{-1})G_F(s) = 0 \quad (3.13)$$

Kesir dereceli sistemlerin pay ve payda polinomları şu şekilde ifade edilebilir.

$$N_F(s) = \sum_{i=0}^m b_i s^{\alpha_i}, \quad D_F(s) = \sum_{i=0}^n h_i s^{\beta_i} \quad (3.14)$$

Burada $b_i \in R$ ve $h_i \in R$ sırasıyla pay ve payda polinomlarının katsayılarını, $\alpha_i \in R$ ve $\beta_i \in R$ ise kesir dereceli üsleri temsil etmektedir. $(j\omega)^\alpha = \omega^\alpha (\cos(\frac{\pi}{2}\alpha) + j \sin(\frac{\pi}{2}\alpha))$ ifadesinin Denklem 3.14'te kullanılması ile pay ve payda polinomları,

$$N_F(j\omega) = \sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \cos(\frac{\pi}{2}\alpha_i) + j \sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \sin(\frac{\pi}{2}\alpha_i) \quad (3.15)$$

$$D_F(j\omega) = \sum_{i=0}^n h_i \omega^{\beta_i} \cos(\frac{\pi}{2}\beta_i) + j \sum_{i=0}^n h_i \omega^{\beta_i} \sin(\frac{\pi}{2}\beta_i) \quad (3.16)$$

şeklinde olmaktadır. Bu denklemler reel ve sanal kısımlarının toplamı şeklinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$N_F(j\omega) = N_{FR}(j\omega) + jN_{FI}(j\omega) \quad (3.17)$$

$$D_F(j\omega) = D_{FR}(j\omega) + jD_{FI}(j\omega) \quad (3.18)$$

Denklem 3.17 ile Denklem 3.18'in karakteristik denklemde kullanılmasıyla,

$$k_i N_{FR}(\omega) - k_p \omega N_{FI}(\omega) - \omega D_{FI}(\omega) = 0 \quad (3.19)$$

$$k_i N_{FI}(\omega) + k_p \omega N_{FR}(\omega) + \omega D_{FR}(\omega) = 0 \quad (3.20)$$

denklemleri yazılır. Bu denklemlerden yola çıkarak $k_p(\omega)$ ve $k_i(\omega)$ kontrolör parametreleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$k_p(\omega) = - \frac{\left(\sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \alpha_i\right) \right) \left(\sum_{i=0}^n h_i \omega^{\beta_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \beta_i\right) \right) + \left(\sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \cos\left(\frac{\pi}{2} \alpha_i\right) \right) \left(\sum_{i=0}^n h_i \omega^{\beta_i} \cos\left(\frac{\pi}{2} \beta_i\right) \right)}{\left(\sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \alpha_i\right) \right)^2 + \left(\sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \cos\left(\frac{\pi}{2} \alpha_i\right) \right)^2} \quad (3.21)$$

$$k_i(\omega) = \frac{\omega \left(\sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \cos\left(\frac{\pi}{2} \alpha_i\right) \right) \left(\sum_{i=0}^n h_i \omega^{\beta_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \beta_i\right) \right) - \omega \left(\sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \alpha_i\right) \right) \left(\sum_{i=0}^n h_i \omega^{\beta_i} \cos\left(\frac{\pi}{2} \beta_i\right) \right)}{\left(\sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \alpha_i\right) \right)^2 + \left(\sum_{i=0}^m b_i \omega^{\alpha_i} \cos\left(\frac{\pi}{2} \alpha_i\right) \right)^2} \quad (3.22)$$

Belli bir frekans aralığında Denklem 3.21 ve 3.22 kullanılarak kararlılık sınır eğrileri çizdirilebilir. Kararlılık sınır eğrileri yardımı ile tüm kararlı ve kararsız k_p ve k_i parametrelerini gösteren kararlılık bölgeleri elde edilebilir. Bu konu ile ilgili ayrıntılar [25,44,76] çalışmalarından bakılabilir.

3.3 Modifiye Edilmiş Kararlılık Sınır Eğrisi (SBL) Tamsayı Dereceli Yaklaşım Yöntemi

Endüstriyel sistemlerde dahil olmak üzere birçok gerçek sistem, kesir dereceli dinamik sistemlerle daha iyi karakterize edilebilir [77]. Kesir dereceli matematik kullanılarak, sistemler kesir dereceli olarak daha özgün bir şekilde modellenebilir. Fakat kesir dereceli sistemler yapılarında bulunan türev ve integral operatörlerinin kesir dereceli olmasından dolayı sonsuz boyutta bir hafızaya sahiptir. Pratikte sonsuz boyutlu sistemlerin sınırlı boyutlu modellerle ifade edilmesi önemlidir. Bu nedenle araştırmacılar, sonsuz boyutlu olan kesir dereceli sistemlerin gerçek dünyada uygulanabilir olan tamsayı dereceli modellerini elde etmek için çeşitli yöntemler geliştirmişlerdir. Bunlardan Matsuda [43], Oustaloup [42], Carlson [78], Charef [79] ve CFE (sürekli kesir açılımı) [80] en yaygın kullanılan yöntemlerden sayılabilir.

Bu tezde, Deniz ve diğ. [25] tarafından önerilen kararlılık sınır eğrisi (SBL) tamsayı dereceli yaklaşım yönteminin modifiye hali olan M-SBL eşleştirme metodu [44] kullanılmıştır. M-SBL yaklaşım yöntemi, kesir dereceli bir sistemin transfer fonksiyonunun kararlılık sınır eğrisinden (SBL) seçilen PI kontrolör parametrelerinin örnekleme noktaları

şeklinde ele alınıp, tamsayı modelin bilinmeyen katsayılarını hesaplamak için bu örnekleme noktalarının kullanılması ile kararlılık eğrilerinin eşleştirilmesi prensibine dayanmaktadır [25,26,44]. Yani kesir dereceli ve tamsayı dereceli iki modelinde kararlılık sınır eğrileri eşleştirilmiş olur. Eşleştirilmenin yapılabilmesi için öncelikle kesir dereceli sistemin kararlılık bölgesinin frekans sınırları belirlenmelidir. M-SBL yaklaşım yöntemi kullanılarak istenen frekans aralığında $\omega \in [\omega_l, \omega_h]$, kesir dereceli türev operatörü s^α için tamsayı dereceli yaklaşım modeli aşağıdaki gibi ifade edilebilir [44],

$$G_F(s) = s^\alpha = \frac{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n s^0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 s^0} \quad 0 < \alpha < 1 \quad (3.23)$$

Denklem 3.23'te aynı pay ve payda polinom katsayılarının ters sırada kullanılması, s^α 'nın SBL eğrisinden seçilen n örnekleme noktası için gerçek ve sanal denklemlerin birlikte çözülmesini sağlar [44].

Denklem 3.23'teki model ve PI kontrolör $C(s)$ için karakteristik denklem şu şekilde yazılabilir,

$$\Delta_n(s) = 1 + C(s)G_n(s) \quad (3.24)$$

burada n tamsayı dereceli yaklaşım modelinin derecesidir. Karakteristik polinom yeniden düzenlendiğinde aşağıdaki gibi ifade edilebilir,

$$\Delta_n(s) = \sum_{r=0}^n [s^{r+1} + s^{n-r} (k_p s + k_i)] a_r = 0 \quad (3.25)$$

Karakteristik denklemin frekans bölgesindeki ifadesi,

$$\Delta_n(j\omega) = \sum_{r=0}^n [(j\omega)^{r+1} + (j\omega)^{n-r+1} k_p + (j\omega)^{n-r} k_i] a_r = 0 \quad (3.26)$$

olarak yazılabilir. Yukarıda verilen karakteristik denklemin, s^α 'nın SBL eğrisine göre ayarlanması için Denklem 3.21 ile Denklem 3.22'nin Denklem 3.26'da yerine konulmasıyla Denklem 3.27 elde edilir.

$$\Delta_n(j\omega) = \sum_{r=0}^n \left[(j\omega)^{r+1} - (j\omega)^{n-r+1} \frac{\cos(\pi\alpha/2)}{\omega^\alpha} - (j\omega)^{n-r} \frac{\sin(\pi\alpha/2)}{\omega^{\alpha-1}} \right] a_r = 0 \quad (3.27)$$

$\chi_r = (j\omega)^{r+1} - (j\omega)^{n-r+1} (\cos(\pi\alpha/2)/\omega^\alpha) - (j\omega)^{n-r} (\sin(\pi\alpha/2)/\omega^{\alpha-1})$ ifadesinin Denklem 3.27'de kullanılmasıyla aşağıdaki kısaltılmış eşitlik yazılabilir,

$$\Delta_n(j\omega) = \sum_{r=0}^n \chi_r a_r = 0 \quad (3.28)$$

Bu denklem, n tane örnekleme noktası için homojen bir denklem sistemi verir. Hesaplamalarda sıfıra bölünmeyi önlemek için örneklenen frekans noktalarının $\omega \neq 0$ olması gerekmektedir. Homojen sistemin belirli çözümü, seçilen örnekleme frekansları ile belirlenir ve denklemler türetilir.

$$\sum_{k=1}^n \sum_{r=0}^{n-1} \chi_r a_r = - \sum_{k=1}^n \chi_{nk} a_n \quad (3.29)$$

k , s^α 'nın SBL'si için örneklenmiş frekansları belirtir. Tamsayı yaklaşım modelinin bilinmeyen katsayıları, örneklenen frekanslar için aşağıdaki matris denklemini çözülerek hesaplanabilir [44].

$$[\chi_{rk}] [a_0 a_1 \dots a_{n-1}]^T = [-\chi_{n1} - \chi_{n2} \dots - \chi_{nn}]^T \quad (3.30)$$

Buradaki χ_{rk} ve χ_{nk} aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$\chi_{rk} = (j\omega_k)^{r+1} - (j\omega_k)^{n-r+1} \frac{\cos(\frac{\pi}{2}\alpha)}{\omega_k^\alpha} - (j\omega_k)^{n-r} \frac{\sin(\frac{\pi}{2}\alpha)}{\omega_k^{\alpha-1}} \quad (3.31)$$

$$\chi_{nk} = (j\omega_k)^{n+1} - j\omega_k \frac{\cos(\frac{\pi}{2}\alpha)}{\omega_k^\alpha} - \frac{\sin(\frac{\pi}{2}\alpha)}{\omega_k^{\alpha-1}} \quad (3.32)$$

Logaritmik olarak eşit bir şekilde dağıtılmış frekanslar, istenen frekans aralığında $\omega \in [\omega_l, \omega_h]$, aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\omega_k = \begin{cases} \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{k-1}{n-1}}, & n > 1 \\ \omega_h, & n = 1 \end{cases} \quad (3.33)$$

Denklem 3.33'e göre örnekleme noktası seçimi, logaritmik ölçeklerde açısal frekansın eşit bir aralığını sağlar ve böylece frekans domeninde tamsayı dereceli yaklaşım yönteminin performansını geliştirir [44].

3.4 Ayırıştırılmış TITO ve FOTITO Sistemler için Merkezi Olmayan PI Kontrolörün Kararlılık Bölgelerinin Hesaplanması ve Tasarımı için Uygulama Örnekleri

Bu bölümde [59] kaynağında verilen tamsayı dereceli bir TITO sistem ve [15] kaynağında verilen FOTITO sistem, basitleştirilmiş ve ters ayırıştırma yöntemleri kullanılarak iki alt sisteme ayırıştırılmış ve daha sonra SBL yöntemiyle kararlılık analizleri yapılarak sistemin kararlılığını garanti eden bütün merkezi olmayan PI kontrolör parametreleri elde edilmiştir.

3.4.1 Örnek 1

Aşağıda gösterildiği gibi tamsayı dereceli bir TITO sistem [59] verilmektedir. PI kontrolör yapısı kullanıldığı düşünülerek, basitleştirilmiş ve ters ayırıştırma yöntemleriyle ayırıştırılan TITO sistem için SBL yöntemiyle kararlılık analizi gerçekleştirilmiş ve sistemi kararlı yapan tüm PI kontrolör parametreleri elde edilmiştir.

$$G(s) = \begin{pmatrix} \frac{s^2 + 2s + 2}{s^4 + 3s^3 + 7.5s^2 + 5s + 1} & \frac{1}{s^2 + 8s + 3} \\ \frac{1}{s^2 + 6s + 2} & \frac{s^2 + 2s + 1}{s^4 + 3s^3 + 6s^2 + 4s + 1} \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

Şekil 2.7'de verilen ters ayırıştırma konfigürasyonu için sistem transfer fonksiyon matrisi elemanları diyagonaldır ve şu şekilde elde edilir.

$$T_1(s) = \frac{s^2 + 2s + 2}{s^4 + 3s^3 + 7.5s^2 + 5s + 1} \quad T_2(s) = \frac{s^2 + 2s + 1}{s^4 + 3s^3 + 6s^2 + 4s + 1} \quad (3.35)$$

Ayırıştırıcı transfer fonksiyon matrisi elemanları, Denklem 2.14'te verildiği gibi basitleştirilmiş ve ters ayırıştırma yöntemleri için aynı olup aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$D_{12}(s) = \frac{-s^4 - 3s^3 - 7.5s^2 - 5s - 1}{s^4 + 10s^3 + 21s^2 + 22s^2 + 6} \quad D_{21}(s) = \frac{-s^4 - 3s^3 - 6s^2 - 4s - 1}{s^4 + 8s^3 + 15s^2 + 10s^2 + 2} \quad (3.36)$$

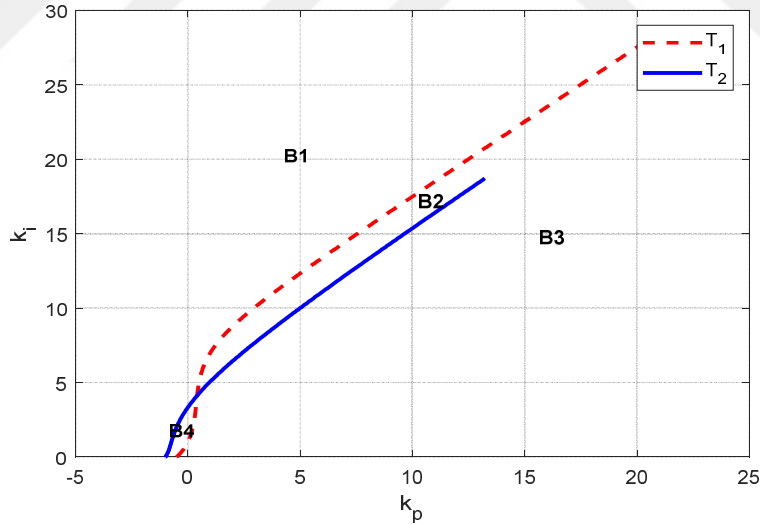
$T_1(s)$ transfer fonksiyonu Denklem 3.6 kullanılarak reel ve sanal kısımlarına ayrıldığında, fonsiyonun tek ve çift kısımları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
N_e(-\omega^2) &= -\omega^2 + 2, \\
N_o(-\omega^2) &= 2, \\
D_e(-\omega^2) &= \omega^4 - 7.5\omega^2 + 1, \\
D_o(-\omega^2) &= -3\omega^2 + 5.
\end{aligned} \tag{3.37}$$

Benzer şekilde, $T_2(s)$ transfer fonksiyonunun tek ve çift kısımları,

$$\begin{aligned}
N_e(-\omega^2) &= -\omega^2 + 1, \\
N_o(-\omega^2) &= 2, \\
D_e(-\omega^2) &= \omega^4 - 6\omega^2 + 1, \\
D_o(-\omega^2) &= -3\omega^2 + 4.
\end{aligned} \tag{3.38}$$

olarak hesaplanır. $T_1(s)$ ve $T_2(s)$ transfer fonksiyonlarının tek ve çift kısımları Denklem 3.9'da verilen değişkenler cinsinden tanımlanır ve elde edilen değişkenler, Denklem 3.11 ve Denklem 3.12'de yerine konularak $k_p(\omega)$ ve $k_i(\omega)$ Şekil 3.2'de gösterildiği gibi parametreler düzleminde elde edilir.



Şekil 3.2 : T_1 ve T_2 alt sistemlerinin ters ayrıştırma konfigürasyonu için kararlılık bölgeleri.

Şekil 3.2'de gösterildiği gibi, B_3 bölgesi her iki alt sistem için, B_2 ve B_3 bölgeleri sadece T_1 alt sistemi için kararlı bölgelerdir. B_4 bölgesi T_1 için kararlı, T_2 için kararlı bölgelerdir. B_1 bölgesi ise her iki alt sistem için kararlı bölgelerdir. Çizelge 3.1'de verilen bu bölgelerden seçilen test noktaları, ters ayrıştırma konfigürasyonunda kullanılarak merkezi olmayan PI kontrolörler tasarlanabilir. Şekil 2.7'de verilen ters ayrıştırma konfigürasyonunda, her iki

merkezi olmayan PI kontrolörün ayarlanması için, B_2 , B_3 ve B_4 'ten seçilen aynı değerlere sahip bir çift kontrolör parametresi kullanılmıştır. Ayrıca, her iki merkezi olmayan PI kontrolörün ayarlanması için B_2 ve B_4 bölgelerinden seçilen farklı değerlere sahip kontrolör parametreleri kullanılmıştır.

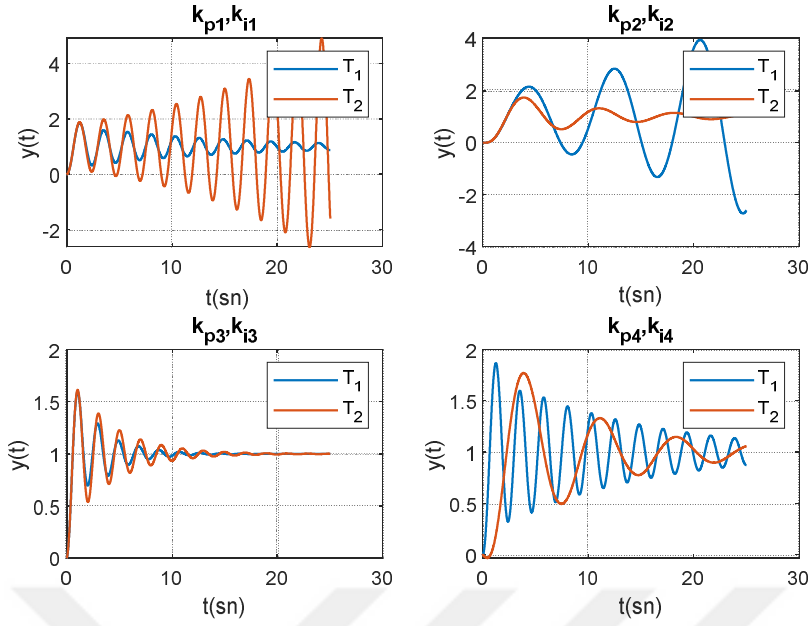
Çizelge 3.1 : Ters ayrıştırma konfigürasyonu için Şekil 3.2'den seçilen test noktaları.

Bölge	k_p ve k_i	T_1	T_2
B_2	$k_{p1} = 4.7811$ $k_{i1} = 10.8892$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARSIZ</i>
B_4	$k_{p2} = -0.1959$ $k_{i2} = 1.5306$	<i>KARARSIZ</i>	<i>KARARLI</i>
B_3	$k_{p3} = 7.6843$ $k_{i3} = 7.8280$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARLI</i>
B_2 ve B_4	$k_{p4} : k_{i1} = 10.8892$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARSIZ</i>
	$k_{i4} : k_{p2} = -0.1959$ $k_{i2} = 1.5306$	<i>KARARSIZ</i>	<i>KARARLI</i>

Ters ayrıştırma blok diyagramındaki ileri beslemeden dolayı Matlab'da simülasyon için bir cebirsel döngü problemi vardır. Bunu çözmek için, göreceli tolerans $1e-9$ seçilmiştir ve D_{21} bloğunun ileri beslemesine bir bellek (Memory) bloğu eklenmiştir.

Çizelge 3.1'de verilen belirli bölgelerden seçilen test noktalarının ters ayrıştırma konfigürasyonunda kullanılmasıyla birim basamak cevapları Şekil 3.3'deki gibi elde edilir. B_2 bölgesinden seçilen k_{p1} ve k_{i1} test noktaları PI kontrolörlerde kullanılarak T_1 için kararlı, T_2 için ise kararsız, daha sonra B_4 bölgesinden seçilen k_{p2} ve k_{i2} test noktaları kullanılarak T_1 için kararsız, T_2 için ise kararlı, her iki alt sistem için kararlı olan ortak kararlılık bölgesi B_3 'ten seçilen k_{p3} ve k_{i3} parametreleri kullanılarak her iki alt sistem içinde kararlı birim basamak cevapları Şekil 3.3'de gösterildiği gibi elde edilmiştir.

B_2 bölgesinden seçilen test noktalarının, ters ayrıştırma uygulanan TITO sistemin birinci döngüsünün PI kontrolörüne uygulanmasıyla ve B_4 bölgesinden seçilen test noktalarının, TITO sistemin ikinci döngüsünün merkezi olmayan PI kontrolörüne uygulanmasıyla Şekil 3.3'te k_{p4} ve k_{i4} ortak test noktalarıyla ifade edilen birim basamak cevabı elde edilmiştir.



Şekil 3.3 : Ters ayrıştırma konfigürasyonu için $y_1(t)$ (mavi çizgi) ve $y_2(t)$ (kırmızı çizgi) birim basamak cevapları.

Basitleştirilmiş ayrıştırma uygulanan TITO sistemin transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$T_1(s) = \frac{12s^7 + 93.5s^6 + 300.5s^5 + 525s^4 + 542s^3 + 318.5s^2 + 95s + 11}{s^{10} + 19s^9 + 137.5s^8 + 525s^7 + 1285s^6 + 2008s^5 + 1948.5s^4 + 1152s^3 + 402s^2 + 76s + 6} \quad (3.39)$$

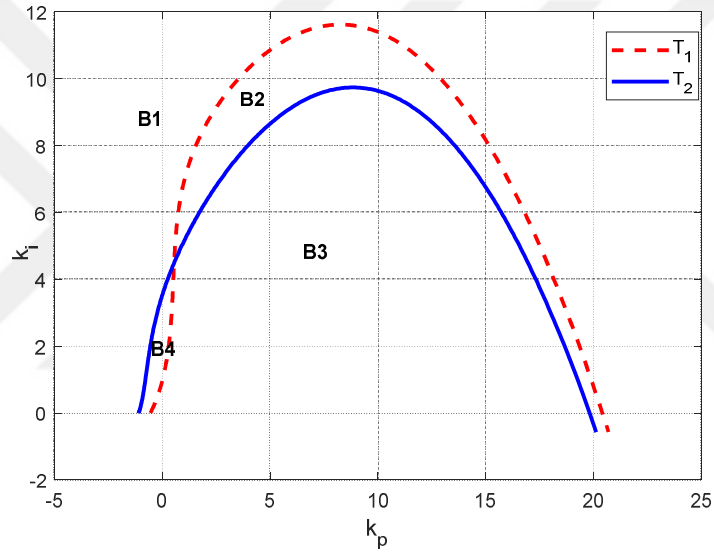
$$T_2(s) = \frac{12s^7 + 93.5s^6 + 300.5s^5 + 525s^4 + 542s^3 + 318.5s^2 + 95s + 11}{s^{10} + 19s^9 + 137s^8 + 517s^7 + 1247s^6 + 1976s^5 + 2087s^4 + 1404s^3 + 572s^2 + 128s + 12} \quad (3.40)$$

$T_1(s)$ ve $T_2(s)$ transfer fonksiyonları reel ve sanal kısımlarına ayrılırsa, fonksiyonların tek ve çift kısımları sırasıyla Denklem 3.41 ve Denklem 3.42'deki gibi bulunur.

$$\begin{aligned} N_e(-\omega^2) &= -93.5\omega^6 + 525\omega^4 - 318.5\omega^2 + 11 \\ N_o(-\omega^2) &= -12\omega^6 + 300.5\omega^4 - 542\omega^2 + 95 \\ D_e(-\omega^2) &= -\omega^{10} + 137.5\omega^8 - 1285\omega^6 + 1948.5\omega^4 - 402\omega^2 + 6 \\ D_o(-\omega^2) &= 19\omega^8 - 525\omega^6 + 2008\omega^4 - 1152\omega^2 + 76 \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned}
N_e(-\omega^2) &= -93.5\omega^6 + 525\omega^4 - 318.5\omega^2 + 11 \\
N_o(-\omega^2) &= -12\omega^6 + 300.5\omega^4 - 542\omega^2 + 95 \\
D_e(-\omega^2) &= -\omega^{10} + 137\omega^8 - 1247\omega^6 + 2087\omega^4 - 572\omega^2 + 12 \\
D_o(-\omega^2) &= 19\omega^8 - 517\omega^6 + 1976\omega^4 - 1404\omega^2 + 128
\end{aligned} \tag{3.42}$$

Basitleştirilmiş ayrıştırma ile elde edilen alt sistemlerin kararlılık bölgeleri Şekil 3.4'te gösterildiği gibidir. B_1 , B_2 , B_3 ve B_4 bölgelerinin kararlılık durumları ters ayrıştırma uygulanan sistemin kararlılık durumlarıyla aynıdır. Merkezi olmayan PI kontrolörler, Çizelge 3.2'de verilen bölgelerden seçilen test noktalarının gerçekleştirilmesiyle tasarlanabilir.

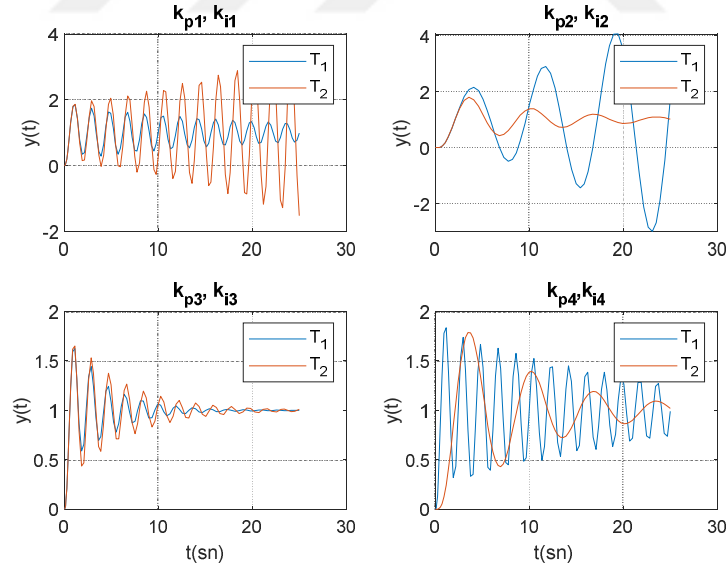


Şekil 3.4 : T_1 ve T_2 alt sistemlerinin basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu için kararlılık bölgeleri.

Çizelge 3.2 : Basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu için Şekil 3.4'ten seçilen test noktaları.

Bölge	k_p ve k_i	T_1	T_2
B_2	$k_{p1} = 8.5829$ $k_{i1} = 10.6735$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARSIZ</i>
B_4	$k_{p2} = -0.1267$ $k_{i2} = 1.9796$	<i>KARARSIZ</i>	<i>KARARLI</i>
B_3	$k_{p3} = 9.2051$ $k_{i3} = 5.9388$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARLI</i>
B_2 ve B_4	$k_{p4} : k_{i1} = 10.6735$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARSIZ</i>
	$k_{i4} : k_{p2} = -0.1267$ $k_{i2} = 1.9796$	<i>KARARSIZ</i>	<i>KARARLI</i>

Çizelge 3.2'de verilen test noktaları basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonunda kullanılarak, Şekil 3.5'te gösterilen birim basamak cevapları elde edilmiştir. Ters ayrıştırmaya benzer şekilde ortak kararlılık bölgesi B_3 'ten seçilen k_{p3} ve k_{i3} parametrelerinin, TITO sistemin her iki PI kontrolöründe kullanılmasıyla kararlı birim basamak cevapları elde edilmiştir.



Şekil 3.5 : Basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu için $y_1(t)$ (mavi çizgi) ve $y_2(t)$ (kırmızı çizgi) birim basamak cevapları.

Bu örnekte, basitleştirilmiş ve ters ayrıştırmalı TITO sistemler için merkezi olmayan PI kontrolör tasarımı, alt sistemlerin kararlılık bölgelerinden seçilen test noktaları ile yapılmıştır. Alt sistemlerin kararlılık bölgeleri, merkezi olmayan PI kontrolör

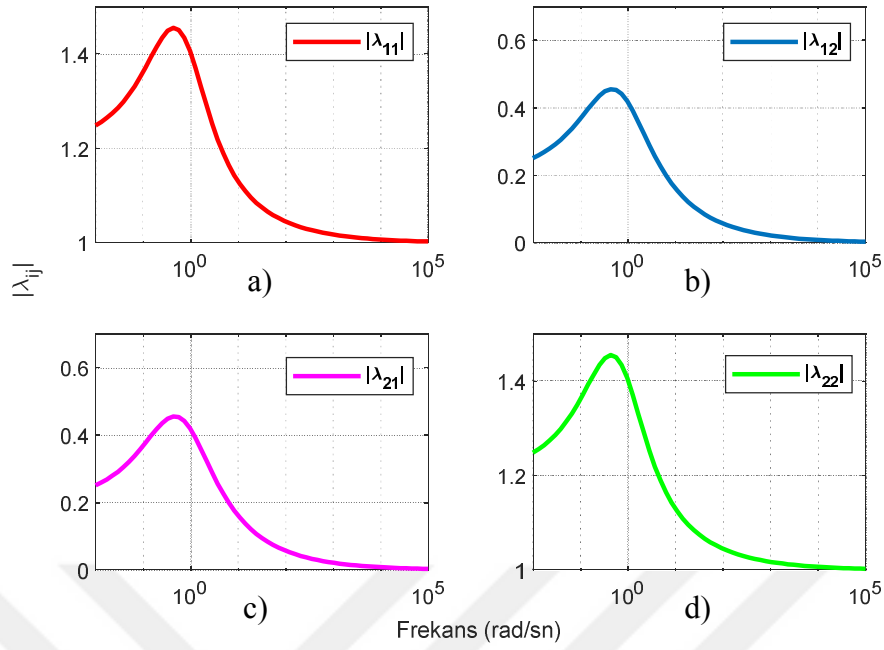
parametrelerinin araştırılması ve kesişme bölgesini kullanan TITO sistemlerin her iki çıkışında kararlı olması için sınırlı bir bölge sağlayabilir. Diğer bir avantaj, aynı değerlere sahip bir çift kontrolör parametresinin, merkezi olmayan PI kontrolörler için yeterli olmasıdır.

3.4.2 Örnek 2

Bu örnekte, FOTITO sistemlerin kararlılık bölgelerinden seçilen merkezi olmayan PI kontrolör parametrelerinin, kararlılığı garanti eden değerleri hesaplanmıştır. Bir FOTITO termo-elektrik sıcaklık modeli [15] aşağıda verdiği gibi ele alınmıştır.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1.2}{2s^{0.5} + 1} & \frac{0.6}{3s^{0.7} + 1} \\ \frac{0.5}{s^{0.8} + 1} & \frac{1.5}{3s^{0.6} + 1} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Giriş ve çıkış değişkenleri arasındaki etkileşimlerin belirlenerek en uygun giriş çıkış eşleşmesine karar vermek için FOTITO sistemin frekansa bağlı RGA analizi sistem matrisinin her bir transfer fonksiyonu için yapılmıştır ve Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Eşleştirme kurallarına göre, λ_{11} ve λ_{22} Şekil 3.6a ve Şekil 3.6d'de gösterildiği gibi 1 değerine yakın olduğunda, λ_{12} ve λ_{21} Şekil 3.6b ve Şekil 3.6c'de gösterildiği gibi 0 değerine yakındır. Bu nedenle, çapraz elemanların eşleştirilmesi, TITO sistem konfigürasyonu için en iyi eşleştirme kabul edilmiştir.



Şekil 3.6 : Frekansa bağımlı RGA analizi a) $G_{11}(s)$ b) $G_{12}(s)$ c) $G_{21}(s)$ d) $G_{22}(s)$.

Her iki ayrıştırma konfigürasyonu için ayırıcı transfer matrisi elemanları aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$D_{F12}(s) = -\frac{2s^{0.5} + 1}{2(3s^{0.7} + 1)}, \quad D_{F21}(s) = -\frac{3s^{0.6} + 1}{3(s^{0.8} + 1)} \quad (3.44)$$

Ters ayrıştırma konfigürasyonu, FOTITO sistem için uygulandığında, $T_F(s)$ transfer fonksiyonu matrisi aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$T_F(s) = \begin{bmatrix} T_{F1} & 0 \\ 0 & T_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1.2}{2s^{0.5} + 1} & 0 \\ 0 & \frac{1.5}{3s^{0.6} + 1} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Bir sonraki adım, sistemin kararlılık analizidir. Bölüm 3.2’de sunulan kesir dereceli SISO sistemler için kararlılık analizi yapılmıştır ve sistemin pay ve paydası, reel ve sanal kısımlara ayrıştırılmıştır. T_{F1} ’in Denklem 3.46 ve T_{F2} ’nin ise Denklem 3.47’de gösterildiği gibi reel ve sanal kısımları hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned} N_{FR}(\omega) &= 1.2, & D_{FR}(\omega) &= 2\omega^{0.5} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.5\right) + 1, \\ N_{FI}(\omega) &= 0, & D_{FI}(\omega) &= 2\omega^{0.5} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.5\right). \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} N_{FR}(\omega) &= 1.5, & D_{FR}(\omega) &= 3\omega^{0.6} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.6\right) + 1, \\ N_{FI}(\omega) &= 0, & D_{FI}(\omega) &= 3\omega^{0.6} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.6\right). \end{aligned} \quad (3.47)$$

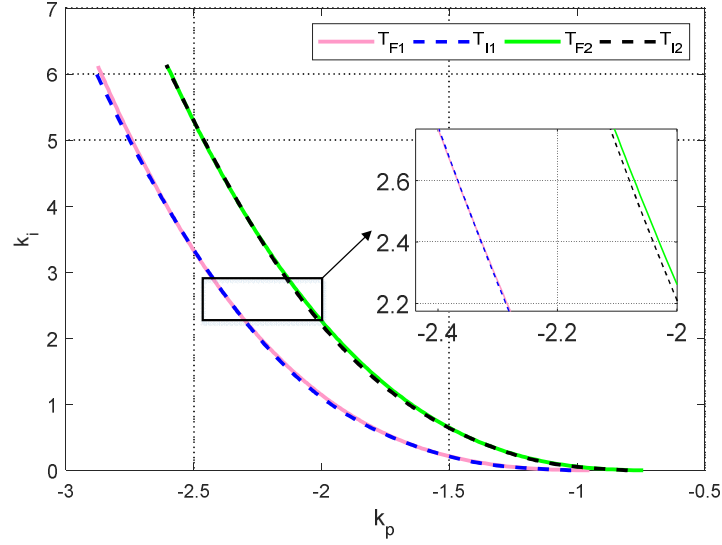
Denklem 3.46 ve 3.47'nin, Denklem 3.21 ve 3.22'de yerine konulmasıyla elde edilen denklem sisteminin çözülmesiyle, $k_p(\omega)$ ve $k_i(\omega)$ parametreler düzleminde bulunmuş olur [25]. Kontrolör tasarımlarının genellikle tamsayı dereceli sistemler için uygulanmasından dolayı kesir dereceli sistemlerin tamsayı dereceli modelleri M-SBL tamsayı yaklaşım yöntemi [44] kullanılarak elde edilmiştir.

Alt sistemlerin 4. dereceden tamsayı yaklaşım modelleri $[10^{-1}, 10]$ frekans aralığında, kaynak [44]'de bulunan M-SBL yaklaşımının Matlab fonksiyonu kullanılarak elde edilmiştir. Ters ayrıştırma konfigürasyonu için tamsayı yaklaşım modelinin transfer fonksiyonu matrisi, T_i olarak ifade edilirse, matrisin diyagonal elemanları aşağıdaki gibi elde edilmiş olur.

$$T_{i1}(s) = \frac{1.2s^4 + 47.55s^3 + 186.3s^2 + 118.9s + 10.75}{18.92s^4 + 237.9s^3 + 465.7s^2 + 178.4s + 10.96} \quad (3.48)$$

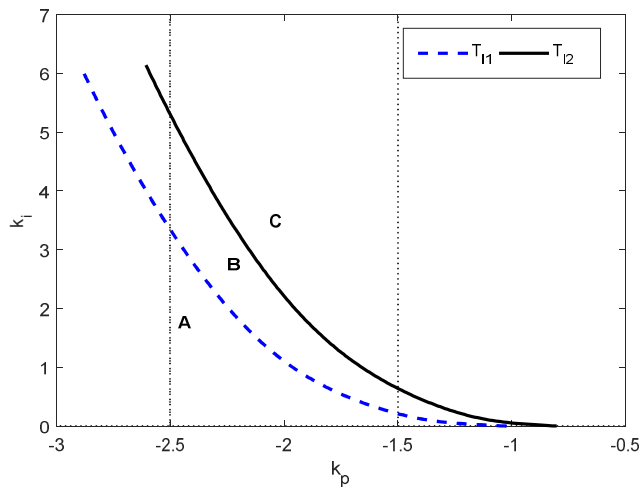
$$T_{i2}(s) = \frac{1.5s^4 + 74.89s^3 + 326.1s^2 + 227.3s + 22.53}{46.07s^4 + 504.5s^3 + 869.5s^2 + 301.3s + 18.02} \quad (3.49)$$

Kesir dereceli alt sistemlerin ve onların tamsayı yaklaşım modellerinin sırasıyla Bölüm 3.2'de ve Bölüm 3.1'de anlatıldığı şekilde kararlılık analizleri yapılarak kararlılık eğrileri elde edilmiştir ve karşılaştırmalı olarak Şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7 : Ters ayrıştırma konfigürasyonunda, kesir dereceli alt sistemlerin ve onların yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgelerinin karşılaştırılması.

Şekil 3.7’de gösterildiği gibi T_{F1} ile T_{I1} ’in kararlılık sınır bölgeleri ve T_{F2} ile T_{I2} ’nin kararlılık sınır bölgeleri birbirine çok iyi uyum göstermektedir. Bu, M-SBL yaklaşım yönteminin başarısını göstermektedir ve kesirli dereceli sistemler yerine onların tamsayı dereceli yaklaşım modellerinin kontrolör tasarımında kullanılmasına izin vermektedir. T_{I1} ile T_{I2} tamsayı yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgeleri Şekil 3.8’de gösterilmiştir. Kararlılık sınır bölgeleri A , B ve C bölgeleriyle ifade edilmiştir. A bölgesi her iki model içinde kararsızdır, B bölgesi T_{I1} için kararlı T_{I2} için ise kararsızdır, C bölgesi ise her iki model içinde kararlı bölgedir.



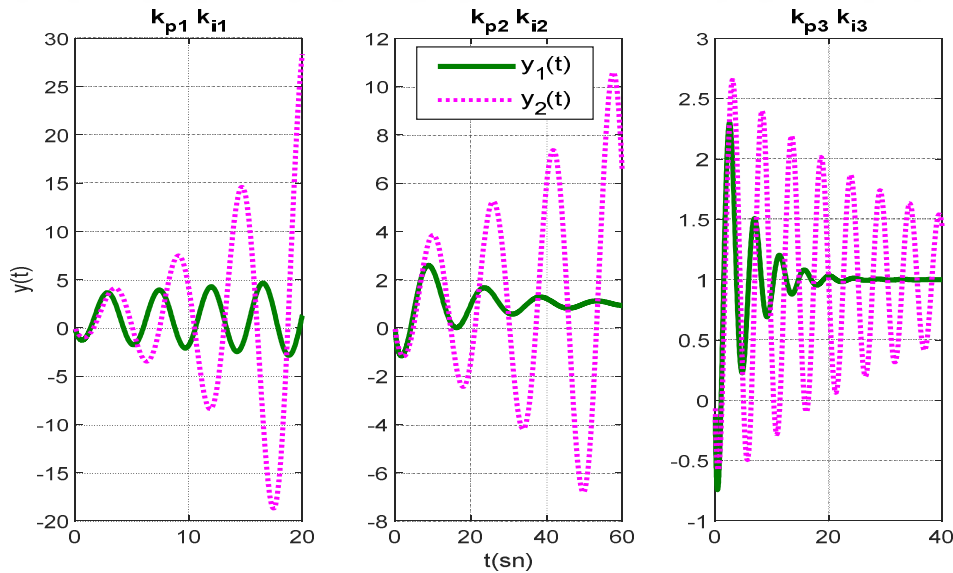
Şekil 3.8 : T_{I1} ve T_{I2} tamsayı yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgeleri.

A , B ve C bölgelerinden test noktaları seçilmiştir ve seçilen test noktaları FOTITO sistemin ters ayrıştırma konfigürasyonunda merkezi olmayan PI kontrolörlerin ayarlanmasında kullanılmıştır. Seçilen test noktalarının listesi Çizelge 3.3'te gösterilmiştir. A , B ve C bölgelerinden seçilen ve değerleri aynı olan test noktası FOTITO sistemin iki merkezi olmayan PI kontrolörünün tasarımında kullanılabilir.

Çizelge 3.3 : Ters ayrıştırma konfigürasyonu için Şekil 3.8'den seçilen test noktaları.

Bölge	k_p ve k_i	T_{I1}	T_{I2}
A	$k_{p1} = -2.2540$ $k_{i1} = 1.8673$	<i>KARARSIZ</i>	<i>KARARSIZ</i>
B	$k_{p2} = -1.4361$ $k_{i2} = 0.3571$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARSIZ</i>
C	$k_{p3} = -1.9199$ $k_{i3} = 2.1939$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARLI</i>

FOTITO sistemin ters ayrıştırmalı konfigürasyonunda, sistemin PI kontrolörlerinin tasarlanması için Çizelge 3.3'te belirtilen PI kontrolör parametreleri kullanılmıştır ve hesaplanan birim basamak cevapları Şekil 3.9'daki gibi elde edilmiştir.



Şekil 3.9 : FOTITO sistemin ters ayrıştırma konfigürasyonu için birim basamak cevapları.

Şekil 3.9'dan görüldüğü üzere C bölgesinden seçilen ve kararlı birim basamak cevaplarını mümkün kılan k_{p3} ve k_{i3} parametreleri, FOTITO ters ayrıştırma konfigürasyonunda sistemin her iki merkezi olmayan PI kontrolöründe ayarlanması için kullanılabilir.

Ters ayrıştırma konfigürasyonu için uygulanan kararlılık analizi prosedürünün aynısı, basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu FOTITO sistem içinde yapılmıştır. Ters ayrıştırmada yapılan işlemler sırasıyla basitleştirilmiş ayrıştırma için izlenirse basitleştirilmiş ayrıştırma $T_F(s)$ transfer fonksiyon matrisi Denklem 2.15 kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T_{F1}(s) = \frac{18s^{1.5} - 6s^{1.1} + 6s^{0.8} + 18s^{0.7} - 3s^{0.6} - 2s^{0.5} + 5}{30s^2 + 15s^{1.5} + 10s^{1.3} + 30s^{1.2} + 5s^{0.8} + 15s^{0.7} + 10s^{0.5} + 5} \quad (3.50)$$

$$T_{F2}(s) = \frac{18s^{1.5} - 6s^{1.1} + 6s^{0.8} + 18s^{0.7} - 3s^{0.6} - 2s^{0.5} + 5}{36s^{2.1} + 12s^{1.5} + 12s^{1.4} + 36s^{1.3} + 4s^{0.8} + 12s^{0.7} + 12s^{0.6} + 4} \quad (3.51)$$

T_{F1} ve T_{F2} transfer fonksiyonlarının pay ve paydası, kesir dereceli sistemlerin kararlılık analizi prosedürü kullanılarak reel ve sanal kısımlarına ayrıştırılmıştır. T_{F1} 'in reel ve sanal kısımları,

$$N_{FR}(\omega) = 18\omega^{1.5} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.5\right) - 6\omega^{1.1} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.1\right) + 6\omega^{0.8} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.8\right) + 18\omega^{0.7} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.7\right) - 3\omega^{0.6} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.6\right) - 2\omega^{0.5} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.5\right) + 5$$

$$N_{FI}(\omega) = 18\omega^{1.5} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.5\right) - 6\omega^{1.1} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.1\right) + 6\omega^{0.8} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.8\right) + 18\omega^{0.7} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.7\right) - 3\omega^{0.6} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.6\right) - 2\omega^{0.5} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.5\right)$$

$$D_{FR}(\omega) = 30\omega^2 \cos\left(\frac{\pi}{2}2\right) + 15\omega^{1.5} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.5\right) + 10\omega^{1.3} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.3\right) + 30\omega^{1.2} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.2\right) + 5\omega^{0.8} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.8\right) + 15\omega^{0.7} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.7\right) + 10\omega^{0.5} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.5\right) + 5$$

$$D_{FI}(\omega) = 30\omega^2 \sin\left(\frac{\pi}{2}2\right) + 15\omega^{1.5} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.5\right) + 10\omega^{1.3} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.3\right) + 30\omega^{1.2} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.2\right) + 5\omega^{0.8} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.8\right) + 15\omega^{0.7} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.7\right) + 10\omega^{0.5} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.5\right)$$

(3.52)

ve T_{F2} transfer fonksiyonunun reel ve sanal kısımları,

$$N_{FR}(\omega) = 18\omega^{1.5} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.5\right) - 6\omega^{1.1} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.1\right) + 6\omega^{0.8} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.8\right) + 18\omega^{0.7} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.7\right) - 3\omega^{0.6} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.6\right) - 2\omega^{0.5} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.5\right) + 5$$

$$\begin{aligned}
N_{FI}(\omega) &= 18\omega^{1.5} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.5\right) - 6\omega^{1.1} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.1\right) + 6\omega^{0.8} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.8\right) + 18\omega^{0.7} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.7\right) \\
&\quad - 3\omega^{0.6} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.6\right) - 2\omega^{0.5} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.5\right) \\
D_{FR}(\omega) &= 36\omega^{2.1} \cos\left(\frac{\pi}{2}2.1\right) + 12\omega^{1.5} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.5\right) + 12\omega^{1.4} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.4\right) + 36\omega^{1.3} \cos\left(\frac{\pi}{2}1.3\right) \\
&\quad + 4\omega^{0.8} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.8\right) + 12\omega^{0.7} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.7\right) + 12\omega^{0.6} \cos\left(\frac{\pi}{2}0.6\right) + 4 \\
D_{FI}(\omega) &= 36\omega^{2.1} \sin\left(\frac{\pi}{2}2.1\right) + 12\omega^{1.5} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.5\right) + 12\omega^{1.4} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.4\right) + 36\omega^{1.3} \sin\left(\frac{\pi}{2}1.3\right) \\
&\quad + 4\omega^{0.8} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.8\right) + 12\omega^{0.7} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.7\right) + 12\omega^{0.6} \sin\left(\frac{\pi}{2}0.6\right)
\end{aligned} \tag{3.53}$$

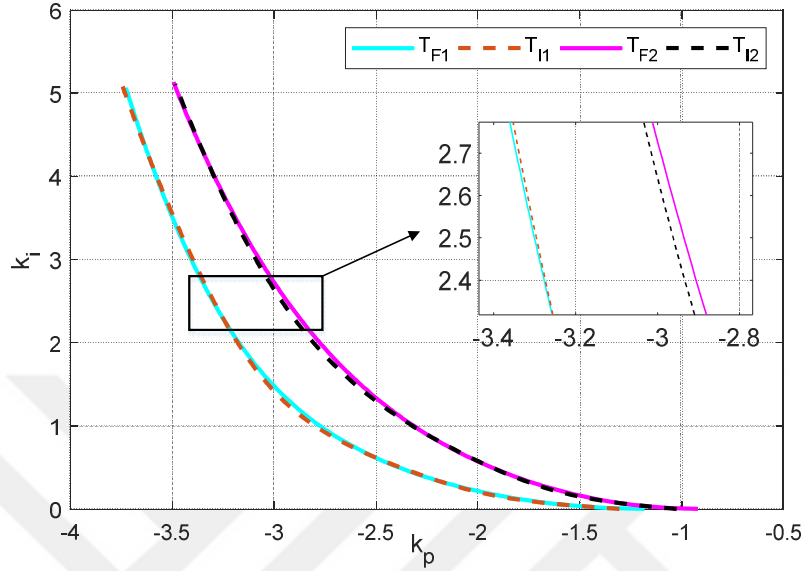
şeklinde elde edilmiştir. Denklem 3.52 ve 3.53'ün, Denklem 3.21 ve 3.22'de yerine konulmasıyla elde edilen denklem sisteminin çözülmesiyle, $k_p(\omega)$ ve $k_i(\omega)$ parametreler düzleminde bulunmuş olur [25].

Alt sistemlerin 16. dereceden tamsayı yaklaşım modelleri $[10^{-1}, 10]$ frekans aralığında, kaynak [44]'te bulunan M-SBL yaklaşımının Matlab fonksiyonu kullanılarak elde edilmiştir. Ters ayrıştırma konfigürasyonu için tamsayı yaklaşım modelinin transfer fonksiyonu matrisi T_i olarak ifade edilirse, matrisin diyagonal elemanları aşağıdaki gibi elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned}
&7909s^{16} + 8.452e05s^{15} + 3.189e07s^{14} + 5.493e08s^{13} + 5.092e09s^{12} + 2.774e10s^{11} + \\
&9.346e10s^{10} + 2.011e11s^9 + 2.819e11s^8 + 2.608e11s^7 + 1.598e11s^6 + 6.44e10s^5 + \\
T_{i1}(s) &= \frac{1.675e10s^4 + 2.732e09s^3 + 2.669e08s^2 + 1.421e07s + 3.154e05}{1.288e05s^{16} + 1.063e07s^{15} + 2.907e08s^{14} + 3.916e09s^{13} + 2.993e10s^{12} + 1.387e11s^{11} \\
&+ 4.052e11s^{10} + 7.668e11s^9 + 9.55e11s^8 + 7.884e11s^7 + 4.311e11s^6 + 1.548e11s^5 \\
&+ 3.587e10s^4 + 4.503e08s^2 + 2.111e07s + 4.101e05}
\end{aligned} \tag{3.54}$$

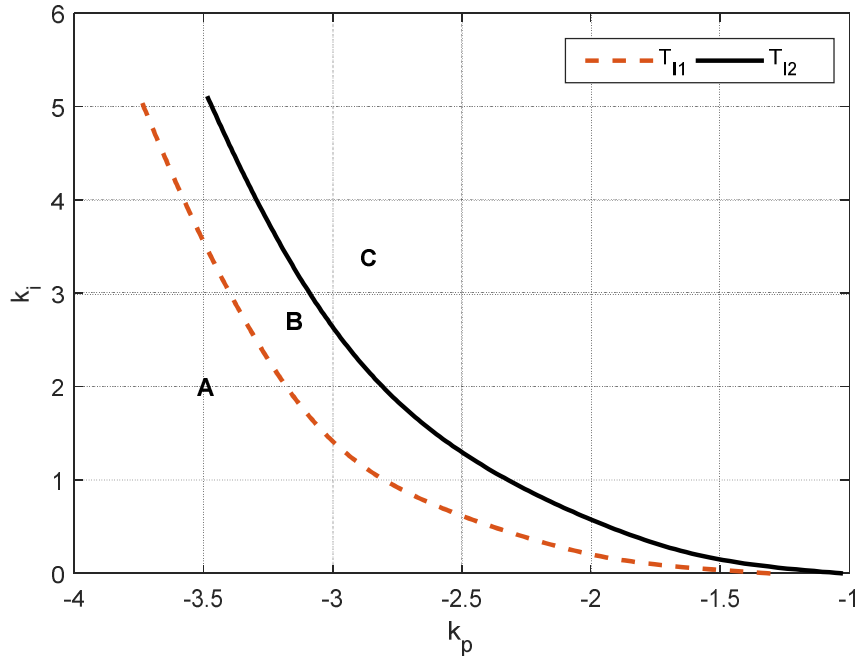
$$\begin{aligned}
&7909s^{16} + 8.452e05s^{15} + 3.189e07s^{14} + 5.493e08s^{13} + 5.092e09s^{12} + 2.774e10s^{11} \\
&+ 9.346e10s^{10} + 2.011e11s^9 + 2.819e11s^8 + 2.608e11s^7 + 1.598e11s^6 + 6.44e10s^5 \\
T_{i2} &= \frac{+ 1.675e10s^4 + 2.732e09s^3 + 2.669e08s^2 + 1.421e07s + 3.154e05}{2.509e05s^{16} + 1.771e07s^{15} + 4.407e08s^{14} + 5.515e09s^{13} + 3.951e10s^{12} + 1.725e11s^{11} \\
&+ 4.768e11s^{10} + 8.564e11s^9 + 1.015e12s^8 + 7.99e11s^7 + 4.176e11s^6 + 1.437e11s^5 \\
&+ 3.198e10s^4 + 4.47e09s^3 + 3.742e08s^2 + 1.702e07s + 3.218e05}
\end{aligned} \tag{3.55}$$

Kesir dereceli alt sistemlerin ve bunların yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgeleri Şekil 3.10'da gösterildiği gibi, ters ayırıştırma konfigürasyonunda belirlenen kararlılık bölgelerine benzer şekilde iyi bir uyuma sahiptirler.



Şekil 3.10 : Basitleştirilmiş ayırıştırma konfigürasyonunda, kesir dereceli alt sistemlerin ve onların yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgelerinin karşılaştırılması.

Şekil 3.11'de, tamsayı yaklaşım modellerinin kararlılık bölgeleri gösterilmiştir.



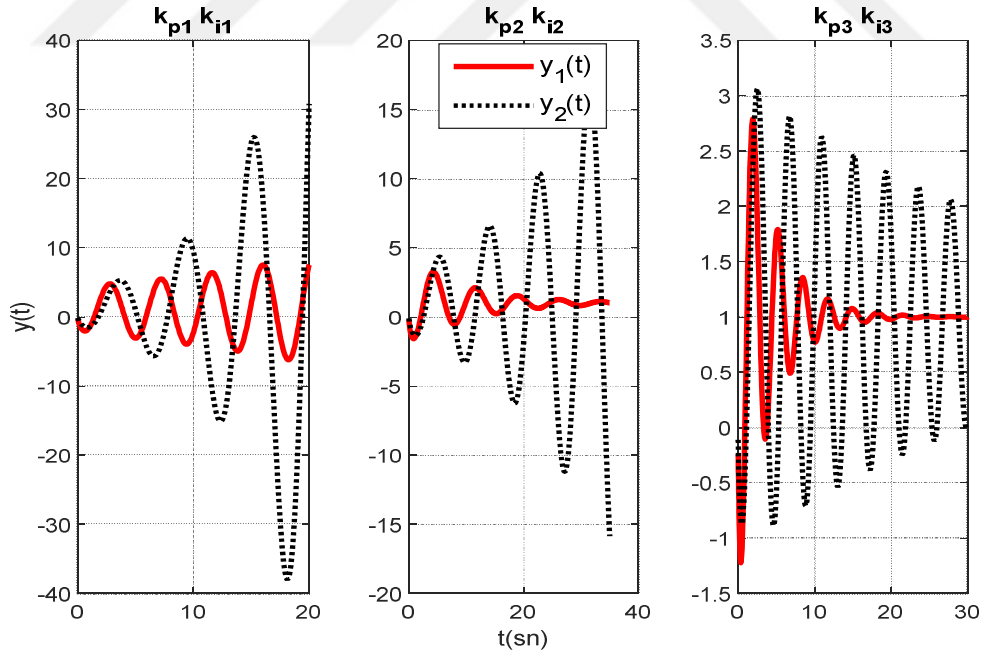
Şekil 3.11 : T_{I1} ve T_{I2} tamsayı yaklaşım modellerinin kararlılık sınır bölgeleri.

A , B ve C bölgelerinin kararlılık durumları, ters ayrıştırma konfigürasyonu için incelenen kararlılık bölümlerinin durumları ile aynıdır. Merkezi olmayan PI kontrolörler, Çizelge 3.4’de verilen A , B ve C bölgelerinden seçilen test noktaları kullanılarak FOTITO sistem için tasarlanabilir.

Çizelge 3.4 : Şekil 3.11’de gösterilen kararlılık bölgelerinden seçilen test noktaları.

Bölge	k_p ve k_i	T_{I1}	T_{I2}
A	$k_{p1} = -3.2846$ $k_{i1} = 2.1429$	<i>KARARSIZ</i>	<i>KARARSIZ</i>
B	$k_{p2} = -2.6832$ $k_{i2} = 1.2157$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARSIZ</i>
C	$k_{p3} = -3.1463$ $k_{i3} = 3.5948$	<i>KARARLI</i>	<i>KARARLI</i>

Çizelge 3.4’te verilen test noktaları FOTITO sistemin basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonunda, PI kontrolörlerin yapısında kullanılmıştır ve Şekil 3.12’de gösterilen birim basamak cevapları elde edilmiştir.



Şekil 3.12 : FOTITO sistemin basitleştirilmiş ayrıştırma konfigürasyonu için birim basamak cevapları.

FOTITO sistemin ters ayrıştırma konfigürasyonuna benzer şekilde C bölgesinden seçilen k_{p3} ve k_{i3} parametreleri Şekil 3.12’den de görüldüğü üzere sistemin kararlılığını

sağlamıştır. Ayrıca bu parametreler FOTITO sistemin her iki merkezi olmayan PI kontrolöründe de kullanılarak kararlılığı sağladığı için, aslında tek bir kontrolör tasarımıyla iki kontrolörlü bir sistem kolaylıkla kontrol edilebilmiştir.

Özetle bu örnekte, bir FOTITO sistem için kararlılık bölgeleri kullanılarak tüm kararlı kontrolör parametrelerinin hesaplanmasına dayanan, merkezi olmayan PI kontrolör tasarımı önerilmiştir. İlk olarak, FOTITO sistemler ters ve basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemleri kullanılarak iki SISO sisteme ayrıştırılır. Bu alt sistemlerin tamsayı yaklaşım modelleri, simülasyon yapmak ve kontrolör tasarımını gerçekleştirmek için M-SBL eşleştirme yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Daha sonra, alt sistem modellerinin ortak kararlılık bölgelerinden seçilen kontrolör parametrelerinin, FOTITO sisteminin her iki çıktısının da kararlılığını sağlayan merkezi olmayan PI kontrolörlerinin tasarımını mümkün kıldığı gösterilmiştir.

Simülasyon sonuçları, tamsayı dereceli alt sistem modellerinin ortak kararlılık bölgelerinin FOTITO sistemlerinin kararlılığı için kullanılabileceğini ve sistemlerdeki her iki merkezi olmayan PI kontrolörlerin, ortak kararlı bölgelerden seçilen aynı değere sahip kararlılığı sağlayan kontrolör parametreleri kullanılarak benzer şekilde tasarlanabileceğini ortaya koymaktadır. Testler artırılarak veya bir arama algoritması geliştirilerek, daha iyi merkezi olmayan PI kontrolör parametreleri bulunabilir. Bu şekilde, sistemin kararlılığını garanti eden merkezi olmayan PI kontrolörler tasarlanabilir.

4. KATSAYI DİYAGRAM METODU KULLANILARAK FOTITO SİSTEMLER İÇİN MERKEZİ OLMAYAN KONTROLÖR TASARIMI

Tezin bu bölümünde, FOTITO sistemler için Katsayı Diyagram Yöntemi (KDM) ile merkezi olmayan kontrolör tasarlanmıştır. FOTITO sistemlerin tamsayı dereceli yaklaşım modelleri, M-SBL tamsayı yaklaşım yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Daha sonra tamsayı dereceli yaklaşım modelleri, basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma konfigürasyonları kullanılarak iki alt sisteme ayrıştırılmıştır ve alt sistemlerin transfer fonksiyonları yüksek dereceli olarak elde edilmiştir. KDM ile yüksek dereceli transfer fonksiyonlarından kontrolör tasarlanması zordur. Çünkü yüksek dereceli transfer fonksiyonları, KDM tasarım prosedüründe yer alan karakteristik polinomun bilinmeyen katsayılarının fazla olmasına sebep olur. Bu nedenle de kontrolör parametrelerinin hesabı zorlaşmaktadır. KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolör tasarımını kolaylaştırmak için yüksek dereceli alt sistem transfer fonksiyonları optimizasyona dayalı ve algoritmaları basit olan sub-optimal indirgeme metodu kullanılarak indirgenmiştir. İndirgenen her alt sistem için KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolörler tasarlanmıştır. Biri zaman gecikmeli olan iki farklı FOTITO sistemi için simülasyon sonuçları, önerilen yaklaşımın başarılı performans gösterdiğini ortaya koymuştur.

4.1 Katsayı Diyagram Metodu

Katsayı diyagram metodu (KDM), 1991 yılında Manabe [34] tarafından literatüre kazandırılan etkili bir kontrolör tasarımı yöntemidir. Kontrolör tasarımı için polinomsal ifadelerle dayanan cebirsel bir yöntemdir. Sistemin transfer fonksiyonunun pay ve payda polinomları birbirinden bağımsız olarak düşünüldüğü için kutup-sıfır silinmelerinden doğacak belirsizlik ortadan kalkmaktadır [81]. KDM'de karakteristik polinomu, eşdeğer zaman sabiti τ , kararlılık indeksi γ_i , kararlılık sınır indeksi γ_i^* tasarım parametreleri gibi ana faktörler ile ifade edilmektedir [34]. Bu faktörler kullanılarak kontrolörün katsayıları bulunur. Ana faktörlerde yapabileceğimiz değişiklikler sayesinde istenilen yerleşme süresi seçilerek kapalı çevrim sisteminin birim basamak yanıtı genellikle aşırımsız olarak elde edilebilir [35]. KDM tasarım prosedürü kolaylıkla yapılabildiği için endüstriyel sistemlerde basit ve sağlam kontrolörler elde edilerek uygulanabilmektedir.

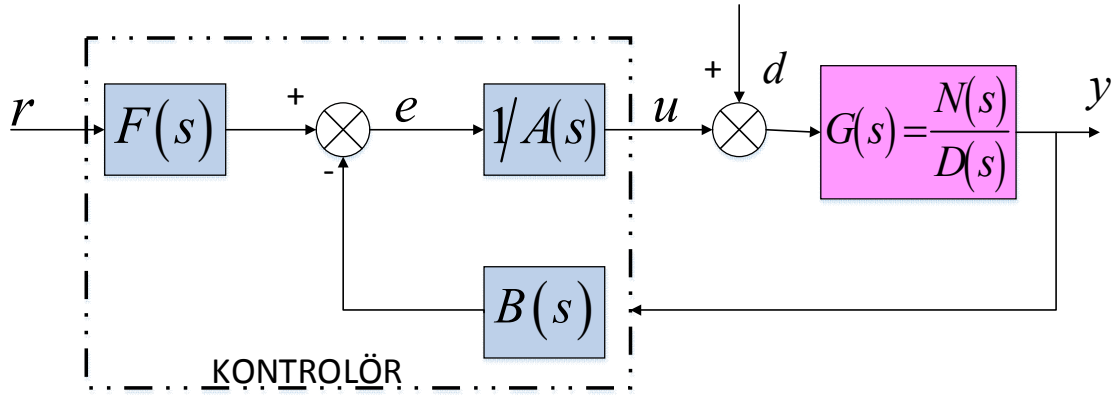
KDM genellikle SISO sistemler için geliştirilmiştir [34]. Fakat endüstriyel sistemlerin MIMO sistemlerden oluşmasından dolayı, KDM ile kontrolör tasarımı MIMO

sistemlere genişletilmiştir [82]. KDM'nin temel avantajı, bazı sınırlamalar altında basit ve dayanıklı kontrolör tasarımına olanak tanınması ayrıca uygulamalı olarak, kararlılık ve zaman yanıtı yönünden başarılı olmasıdır. Bu sayede birçok sistem KDM kullanılarak başarıyla kontrol edilebilmektedir [35]. KDM'nin özellikleri kısaca şu şekildedir; i) Aşım az miktarda ya da hiç bulunmamaktadır. ii) İki serbestlik dereceli (2DOF) kontrol sistemi yapısı kullanılmaktadır. iii) Parametrelerdeki değişimlere ve sistemin kendi içindeki sınırlı belirsizliklere karşı iyi dayanıklılık göstermektedir. iv) Yerleşme süresinin önceden belirlenmesi sayesinde tasarımcıya kolaylık sağlamaktadır [35,83–85]. Literatürde KDM ile kontrolör tasarımına yönelik birçok çalışma yapılmıştır. Manabe [34] çalışmasıyla KDM yöntemini literatüre kazandırdıktan sonra KDM ile ilgili birçok çalışma yapmıştır. Bu çalışmalardan birinde Manabe ve diğ. [86] KDM'nin özelliklerinden bahsederek, KDM'nin tasarım parametrelerinden olan, kararlılık indeksi γ_i ve eşdeğer zaman sabitinin τ , sistem üzerindeki ana rolü üzerinde durarak bu parametreler ile sistem cevabı ve kararlılığı arasındaki ilişkiyi incelemişlerdir. Manabe, KDM ile ilgili yaptığı çalışmalarını ilk önce SISO sistemler üzerine yapmış daha sonra MIMO sistemlere genişletmiştir. Manabe MIMO ile ilgili çalışmalarından birinde [82], MIMO sistemli olan çift kontrollü yüzey füzusunin kontrolünde KDM kullanmış ve MIMO sistemleri tek girişli çok çıkışlı (SIMO) sistemlere ayırıştırarak herbir SIMO sisteme KDM tasarım prosedürünü uygulayarak kontrolör tasarımı yapmış, diğer bir çalışmasında [87] ise yine MIMO bir sistemden oluşan çift kontrol yüzeyli avcı uçağı kontrolünün KDM ile yapılması üzerine çalışmıştır.

Hamamcı ve diğ. [88] yaptıkları çalışmada TITO sistemler için KDM ile merkezi olmayan kontrolör tasarımı yapmışlardır ayrıca döngüler arası etkileşim basitleştirilmiş ayırıştırma yöntemi kullanılarak ortadan kaldırılmıştır. Hamamcı [35] bir diğer çalışmasında ise yapısında integratör ve zaman gecikmesi bulunduran sistemler için KDM ile kontrolör tasarımı yapmıştır. Wutthithanyawat ve diğ. [89] TITO sistemleri ters ayırıştırma yöntemiyle alt sistemlere ayırştırmışlardır ve her bir alt sistem için KDM yöntemi kullanılarak merkezi olmayan PID kontrolör tasarımı yapmışlardır. Chol Kim ve diğ. [90] TITO çelik şekillendirme sistemi (hot rolling mill) üzerinde yapılan çalışmalarında, TITO sistemi bireysel kanal tasarımı (ICD) ile iki alt sisteme ayırştırmışlardır ve alt sistemler için KDM ile kontrolör tasarımı yapmışlardır.

SISO sistemler için KDM standart blok diyagramı Şekil 4.1'de verilmiştir. Şekilde kontrol edilecek sistemin payı $N(s)$, paydası ise $D(s)$ polinomları ile ifade edilmiştir.

$A(s)$ ileri payda polinomu, $F(s)$ ve $B(s)$ ise sırasıyla referans pay ve geri besleme pay polinomları olarak kabul edilir [85].



Şekil 4.1 : KDM kontrollü sistem blok diyagramı.

Şekil 4.1’de gösterilen KDM kontrol sisteminin çıkış ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir [35].

$$y = \frac{N(s)F(s)}{P(s)}r + \frac{A(s)N(s)}{P(s)}d \quad (4.1)$$

Kapalı çevrim sistemin karakteristik polinomu $P(s)$,

$$P(s) = D(s)A(s) + N(s)B(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i \quad (4.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir. KDM kontrol yapısında $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları,

$$A(s) = \sum_{i=0}^p l_i s^i \quad \text{ve} \quad B(s) = \sum_{i=0}^q k_i s^i \quad p \geq q \quad (4.3)$$

ve $F(s)$ polinomu,

$$F(s) = (P(s)/N(s))\Big|_{s=0} \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilmektedir. $A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının seçiminde dikkat edilmesi gereken önemli bir durum vardır. Arzu edilen zaman cevabı performansını elde edebilmek için, sistem transfer fonksiyonu integratör içermiyorsa, bozucunun etkilerini tamamen bastırmak için $l_0 = 0$ seçilmesi gerekmektedir [88].

KDM tasarım parametreleri eşdeğer zaman sabiti τ , kararlılık indeksi γ_i , kararlılık sınır indeksi γ_i^* karakteristik polinomun katsayıları cinsinden aşağıdaki gibi hesaplanır [34].

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (4.5)$$

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{(a_{i-1}a_{i+1})}; i = 1, \dots, n-1 \quad (4.6)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}}; \gamma_0 = \gamma_n = \infty \quad (4.7)$$

Manabe [34] formuna göre kararlılık indeksi aşağıdaki gibi seçilir.

$$\gamma_1 = 2.5, \quad i = 2 \sim (n-1), \quad \gamma_i = 2 \quad \gamma_0 = \gamma_n = \infty \quad (4.8)$$

KDM, tasarımcıya kontrol tasarımında bir serbestlik sunmaktadır. Kontrol tasarımında istenilen sistem özelliklerini elde edebilmek için kararlılık indeksi $\gamma_i > 1.5\gamma_i^*$ şartı için değiştirilebilir [35]. Tasarıma başlamadan önce sistemin istenilen zaman cevabı için yerleşme süresi t_s belirlenmelidir. Yerleşme süresi ile eşdeğer zaman sabiti arasındaki ilişki standart Manabe formuna [34] göre belirlenir. Bu bilgilere göre eşdeğer zaman sabiti aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\tau = \frac{t_s}{(2.5 \sim 3)} \quad (4.9)$$

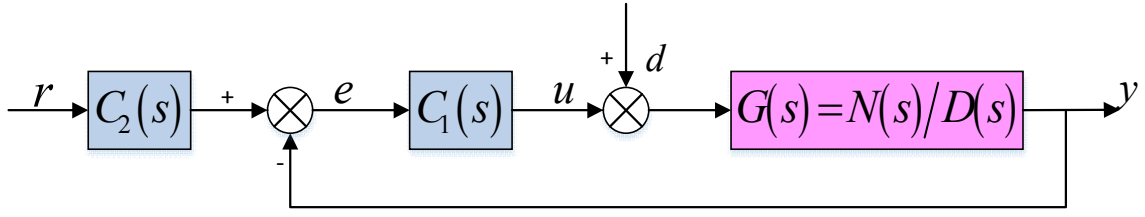
Sistemin arzu edilen eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksi belirlenmiş ise, hedef karakteristik polinomu $P_{hedef}(s)$ aşağıdaki gibi yazılır [35].

$$P_{hedef}(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1 \quad (4.10)$$

Hedef karakteristik polinomu ile sistemin karakteristik polinomu birbirine eşitlenerek, Denklem 4.11 elde edilir ve böylece kontrolör parametreleri k_i ve l_i kolayca hesaplanabilir.

$$A(s)D(s) + B(s)N(s) = P_{hedef}(s) \quad (4.11)$$

KDM, Şekil 4.2’de gösterilen 2DOF kontrol sistem yapısını kullanmaktadır.



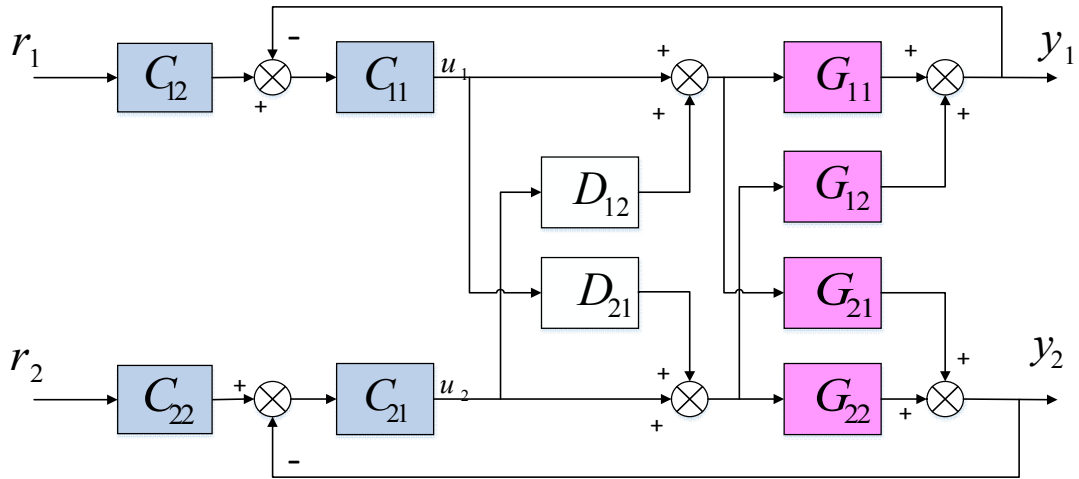
Şekil 4.2 : İki serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı (2DOF).

Katsayı diyagram metodunun 2DOF yapısını kullanmasının en önemli sebebi yapısında iki kontrolör bulundurmasıdır [85]. Şekil 4.2’de gösterilen $C_1(s)$ ana kontrolör, $C_2(s)$ ise ön kontrolör olarak kullanılmaktadır. Bu sayede giriş işareti başarılı ve doğru bir şekilde takip edilebilir ve bozucu işaretin tam olarak sönümlenmesi sağlanabilmektedir [85].

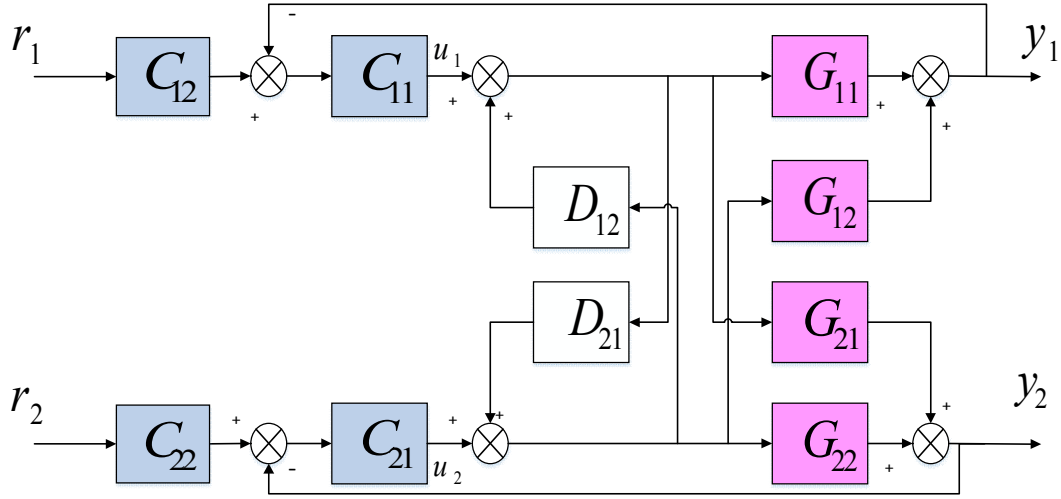
$C_1(s)$ ve $C_2(s)$ kontrolör transfer fonksiyonları aşağıdaki ifadeler kullanılarak hesaplanmaktadır [85].

$$C_1(s) = \frac{B(s)}{A(s)}, \quad C_2(s) = \frac{F(s)}{B(s)} \quad (4.12)$$

Basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma blok diyagramları 2DOF yapısı kullanılarak sırasıyla Şekil 4.3’te gösterildiği gibi yeniden tasarlanabilir.



(a)



(b)

Şekil 4.3 : 2DOF blok diyagramı yapısı a) Basitleştirilmiş ayrıştırma b) Ters ayrıştırma.

4.2 Model İndirgeme Yöntemi

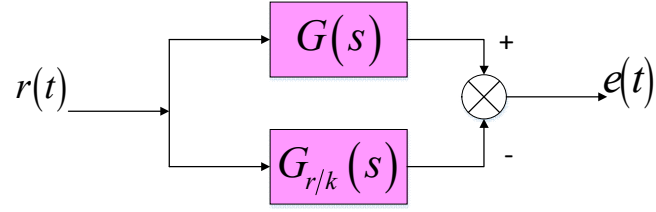
Model indirgeme yöntemi, 1966'da Davison [91] tarafından önerilmiştir. Bu yöntem, orijinal sistemin baskın özdeğerlerini ya da en önemli durumlarını korurken, sistemin katsayı matrisinin boyutunu azaltmaktadır. Model indirgeme yöntemleri ikiye ayrılmaktadır. Bunlar transfer fonksiyon model indirgeme ve sabit-durum model indirgeme yöntemleridir [45]. Model indirgeme yönteminde önemli olan, modeli gerçeğe en yakın biçimde ve arzu edilen dereceye kolayca indirgeyebilmesidir. Orijinal model transfer fonksiyonunun aşağıdaki gibi verildiği düşünülürse,

$$G(s) = \frac{b_1 s^n + b_2 s^{n-1} + \dots + b_n s + b_{n+1}}{a_1 s^n + a_2 s^{n-1} + \dots + a_n s + a_{n+1}} \quad (4.13)$$

indirgenmiş model,

$$G_{r/k}(s) = \frac{\beta_1 s^r + \beta_2 s^{r-1} + \dots + \beta_r s + \beta_{r+1}}{\alpha_1 s^k + \alpha_2 s^{k-1} + \dots + \alpha_k s + \alpha_{k+1}} \quad (4.14)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada n orijinal modelin derecesi ise $k < n$ şeklinde olmalıdır [45]. Şekil 4.4'te original model ile indirgenmiş modelin aynı $r(t)$ giriş sinyaline ve original modelin çıkışı ile indirgenmiş modelin çıkışı arasında $e(t)$ hata oranına tabi olduğu gösterilmiştir.



Şekil 4.4 : Model indirgeme yöntemi için hata blok diyagramı [45].

İndirgenen modelin kalitesinin, hata sinyaline bağlı olarak belirlenmesinde yaygın bir şekilde kullanılan *ISE* kriteri aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$I_{ISE} = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (4.15)$$

Model indirgeme yöntemleri çeşitli alt dallara ayrılmıştır. Transfer fonksiyonlu model indirgeme yönteminin bir alt dalı, sub-optimal model indirgeme yöntemidir. Bu yöntem, optimizasyona dayalı ve algoritmaları basit olan bir indirgeme yöntemidir. [45]'te bulunan sub-optimal Matlab fonksiyon algoritması kullanılarak bu çalışmada yüksek dereceli transfer fonksiyonları arzu edilen dereceli modellere indirgenmektedir. *ISE* kriteri kullanılarak $e(t)$ hata oranı en aza indirilerek, model indirgeme problemi optimizasyon problemine dönüştürülür. $H(s)$ 'in negatif olmayan gerçekte kısmı olan kutupsuz rasyonel bir fonksiyon olduğu varsayılırsa, σ_h^2 $norm(H)$ 'den elde edilebilir.

$$\sigma_h^2 = \int_0^{\infty} h^2(t) dt = \int_0^{\infty} \omega^2(t) e^2(t) dt = \|H(s)\|_2^2 \quad (4.16)$$

Burada $h(t) = \omega(t)e(t)$ şeklinde ifade edilmektedir. $\omega(t)$ ise ağırlıklandırma fonksiyonudur.

θ 'nin bir parametre vektörü olarak aşağıdaki gibi tanımlandığı varsayılırsa,

$$\theta = [\alpha_1, \dots, \alpha_k, \beta_1, \dots, \beta_{r+1}, \tau]^T \quad (4.17)$$

Modelin yaklaşık hatası, belirli bir orijinal model ve giriş sinyali için $\hat{e}(t, \theta)$ olarak yazılabilir. Alt optimal model indirgeme fonksiyonu aşağıda verildiği gibi tanımlanabilir.

$$J = \min_{\theta} \left[\int_0^{\infty} \omega^2(t) \hat{e}^2(t, \theta) dt \right] \quad (4.18)$$

4.3 Simülasyon Örnekleri

Bu bölümde, FOTITO sistemler için KDM yöntemiyle kontrol tasarımı göstermek için iki örnek verilmiştir. FOTITO sistemlerin tamsayı dereceli yaklaşım modelleri, M-SBL tamsayı eşleştirme yaklaşımı kullanılarak elde edilir. Elde edilen modeller basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleri kullanılarak iki alt sisteme ayrıştırılır. Alt sistemlerin transfer fonksiyonları çok yüksek dereceli modellerdir ve KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolör tasarımı için uygun değildir. Bu nedenle, model indirgeme yöntemi kullanılarak tamsayı dereceli yaklaşım modelleri tasarıma uygun formlara getirilir. Bu aşamadan sonra KDM kontrolör tasarım prosedürü uygulanır.

4.3.1 Örnek 1

Bu örnekte, [29]'da verilen bir FOTITO sistem ele alınmıştır. FOTITO sistem transfer fonksiyon matrisi aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır,

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2s^{1.4} + s^{0.7} + 1} & \frac{1}{s^{1.4} + 0.5s^{0.7} + 0.5} \\ \frac{0.5}{0.5s^{1.4} + 0.5s^{0.7} + 0.4} & \frac{1}{0.5s^{1.4} + s^{0.7} + 1.2} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

M-SBL eşleştirme yöntemi [44], $[10^{-1}, 10^1]$ frekans aralığında kesirli dereceli operatör s^α 'nın 4. dereceden tamsayı yaklaşım modellerini elde etmek için uygulanmış ve bu yaklaşım modelleri kullanılarak FOTITO sistemlerinin tamsayı dereceli yaklaşım transfer fonksiyonları yüksek dereceli olarak aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$G_{11}(s) = \frac{s^8 + 99.68s^7 + 2632s^6 + 1.873e04s^5 + 5.04e04s^4 + 5.205e04s^3 + 2.174e04s^2 + 3205 + 149.9}{11.13s^9 + 909.1s^8 + 1.416e04s^7 + 7.667e04s^6 + 1.737e05s^5 + 1.898e05s^4 + 1.064e05s^3 + 3.046e04s^2 + 3700s + 155.5} \quad (4.20)$$

$$G_{12}(s) = \frac{s^8 + 99.68s^7 + 2632s^6 + 1.873e04s^5 + 5.04e04s^4 + 5.205e04s^3 + 2.174e04s^2 + 3205s + 149.9}{5.567s^9 + 454.6s^8 + 7081s^7 + 3.833e04s^6 + 8.687e04s^5 + 9.491e04s^4 + 5.32e04s^3 + 1.523e04s^2 + 1850s + 77.74} \quad (4.21)$$

$$G_{21}(s) = \frac{0.5s^8 + 49.84s^7 + 1316s^6 + 9363s^5 + 2.52e04s^4 + 2.602e04s^3 + 1.087e04s^2 + 1603s + 74.95}{2.784s^9 + 234.2s^8 + 3837s^7 + 2.245e04s^6 + 5.656e04s^5 + 6.923e04s^4 + 4.222e04s^3 + 1.249e04s^2 + 1516s + 62.74} \quad (4.22)$$

$$G_{22}(s) = \frac{s^8 + 99.68s^7 + 2632s^6 + 1.873e04s^5 + 5.04e04s^4 + 5.205e04s^3 + 2.174e04s^2 + 3205 + 149.9}{2.784s^9 + 248.4s^8 + 4482s^7 + 3.034e04s^6 + 9.218e04s^5 + 1.38e05s^4 + 9.948e04s^3 + 3.312e04s^2 + 4300s + 185.5} \quad (4.23)$$

Yüksek dereceli transfer fonksiyonları, KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolör tasarımı karmaşıktırır. Bu nedenle, sub-optimal model indirgeme yöntemi [45] kullanılarak sistemin payının derecesi 2, paydasının derecesi 3 olacak şekilde indirgenmiştir. Sistemin payının derecesinin 2, paydasının derecesinin ise 3 olacak şekilde seçilmesinin nedeni, indirgenmiş modelin, gerçek sistemi Şekil 4.5'te gösterilen zaman cevaplarından da anlaşılacağı üzere en iyi ve en yakın şekilde bu derecelerle temsil etmesidir. Elde edilen yeni indirgenmiş $G_{rij}(s)$ transfer fonksiyon matrisi elemanları aşağıdaki gibi ifade edilir.

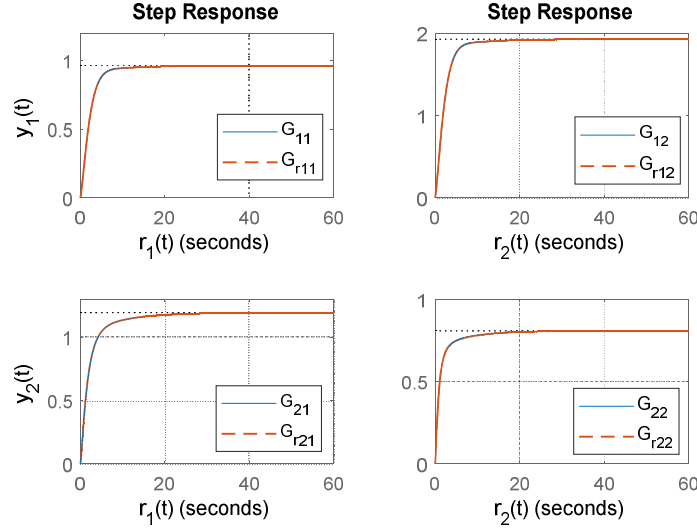
$$G_{r11}(s) = \frac{0.2136s^2 + 0.5841s + 0.06934}{s^3 + 1.584s^2 + 0.7807s + 0.07191} \quad (4.24)$$

$$G_{r12}(s) = \frac{0.4273s^2 + 1.168s + 0.1387}{s^3 + 1.584s^2 + 0.7806s + 0.07191} \quad (4.25)$$

$$G_{r21}(s) = \frac{0.2059s^2 + 2.764s + 0.3635}{s^3 + 4.879s^2 + 3.162s + 0.3043} \quad (4.26)$$

$$G_{r22}(s) = \frac{0.1995s^2 + 15.54s + 2.569}{s^3 + 20.35s^2 + 24.9s + 3.178} \quad (4.27)$$

Şekil 4.5'te, gerçek sistem transfer fonksiyonları $G_y(s)$ ile indirgenen sistemin transfer fonksiyonlarının $G_{rij}(s)$ birim basamak cevapları karşılaştırılmalı olarak gösterilmiştir. Bu şekil, yaklaşık transfer fonksiyonlarının ve bunların indirgenmiş transfer fonksiyonlarının birim basamak yanıtlarının başarılı bir şekilde eşleştiğini göstermektedir.



Şekil 4.5 : Basitleştirilmiş ayrıştırma uygulanmış FOTITO sistemin birim basamak cevapları.

Bu örnekte sistem, etkileşimi ortadan kaldırmak için basitleştirilmiş ayrıştırma ile ayrıştırılmıştır. Böylelikle indirgenmiş transfer fonksiyonları $G_{rij}(s)$ Denklem 2.14 ile kullanılarak, basitleştirilmiş ayrıştırmanın ayrıştırıcı matris elemanları aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$D_{r12}(s) = \frac{-G_{r12}(s)}{G_{r11}(s)} = \frac{-0.4273s^5 - 1.845s^4 - 2.323s^3 - 1.162s^2 - 0.1923s - 0.009972}{0.2136s^5 + 0.9225s^4 + 1.161s^3 + 0.5811s^2 + 0.09613s + 0.004986} \quad (4.28)$$

$$D_{r21}(s) = \frac{-G_{r21}(s)}{G_{r22}(s)} = \frac{-0.2059s^5 - 6.955s^4 - 61.74s^3 - 76.87s^2 - 17.83s - 1.155}{0.1995s^5 + 16.51s^4 + 79.01s^3 + 61.72s^2 + 12.85s + 0.7818} \quad (4.29)$$

Tamsayı yaklaşım modelleri, Denklem 2.15 kullanılarak alt sistem transfer fonksiyonları elde edilir. Alt sistem transfer fonksiyonlarının yüksek dereceli olmasından dolayı transfer fonksiyonları indirgenerek aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_{r1}(s) = \frac{N_{r1}(s)}{D_{r1}(s)} = \frac{0.03348s^2 - 0.557s - 0.09187}{s^3 + 1.126s^2 + 0.4854s + 0.04872} \quad (4.30)$$

$$T_{r2}(s) = \frac{N_{r2}(s)}{D_{r2}(s)} = \frac{0.01349s^2 - 1.522s - 0.2131}{s^3 + 2.466s^2 + 1.405s + 0.1348} \quad (4.31)$$

Uygun transfer fonksiyonları tanımlandıktan sonra, KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolör tasarlama prosedürü gerçekleştirilebilir.

Birinci alt sistem transfer fonksiyonu $T_{r1}(s)$ için KDM kontrolör tasarımı aşağıdaki gibi uygulanmıştır. Transfer fonksiyonu $T_{r1}(s)$ olan sistemin pay ve payda polinomları sırasıyla $N_{r1}(s)$ ve $D_{r1}(s)$ aşağıdaki gibi ifade edilirse,

$$\left. \begin{aligned} N_{r1}(s) &= 0.03348s^2 - 0.557s - 0.09187 \\ D_{r1}(s) &= s^3 + 1.126s^2 + 0.4854s + 0.04872 \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

Sistemin derecesi 3. dereceden olduğu için Denklem 4.3'e göre $A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının derecesi 3 olarak seçilmelidir. $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$A(s) = l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s^1 + l_0 \quad (4.33)$$

$$B(s) = k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s^1 + k_0 \quad (4.34)$$

burada sisteme etkiyen bozucu etkilerini tamamen söndürmek için $l_0 = 0$ seçilmelidir [88]. Denklem 4.32, 4.33 ve 4.34 ile belirlenen ifadeler, Denklem 4.2'de yerine konularak karakteristik polinom,

$$\begin{aligned} P(s) &= (l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s^1)(s^3 + 1.126s^2 + 0.4854s + 0.04872) \\ &+ (k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s^1 + k_0)(0.03348s^2 - 0.557s - 0.09187) \end{aligned} \quad (4.35)$$

şeklinde elde edilir. $T_{r1}(s)$ transfer fonksiyonu için parametreler $\tau=10$, $\gamma_1=3.4$, $\gamma_2=2$, $\gamma_3=2$, $\gamma_4=2$, $\gamma_5=2$ seçilerek, Denklem 4.10'a göre hedef karakteristik polinom aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{hedef}(s) = 2.149s^6 + 11.69s^5 + 31.8s^4 + 43.25s^3 + 29.41s^2 + 10s + 1 \quad (4.36)$$

Denklem 4.35 ve Denklem 4.36 birbirine eşitlenerek Sylvester matris formuna dönüştürülür. Bilinmeyen katsayılar hesaplanarak

$$A(s) = 2.1490s^3 + 11.6124s^2 - 18.0864s \quad (4.37)$$

$$B(s) = -69.9564s^3 - 95.5171s^2 - 52.4465s - 10.8849 \quad (4.38)$$

ve Denklem 4.4'den

$$F(s) = -10.8849 \quad (4.39)$$

olarak elde edilir. Şekil 4.3a'da gösterilen sistemin $C_{11}(s)$ ve $C_{12}(s)$ kontrolör transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$C_{11}(s) = \frac{-69.9564s^3 - 95.5171s^2 - 52.4465s - 10.8849}{2.1490s^3 + 11.6124s^2 - 18.0864s} \quad (4.40)$$

$$C_{12}(s) = \frac{-10.8849}{-69.9564s^3 - 95.5171s^2 - 52.4465s - 10.8849} \quad (4.41)$$

$T_{r2}(s)$ alt sistem transfer fonksiyonu için karakteristik polinom aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P(s) = (l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s)(s^3 + 2.466s^2 + 1.405s + 0.1348) + (k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0)(0.01349s^2 - 1.522s - 0.2131) \quad (4.42)$$

İkinci alt sistem transfer fonksiyonu $T_{r2}(s)$ için parametreler $\tau = 10$, $\gamma_1 = 4.5$, $\gamma_2 = 2$, $\gamma_3 = 2$, $\gamma_4 = 2$, $\gamma_5 = 2$ seçilerek, hedef karakteristik polinom aşağıdaki gibi elde edilir.

$$P_{hedef}(s) = 0.3615s^6 + 2.863s^5 + 11.34s^4 + 22.45s^3 + 22.22s^2 + 10s + 1 \quad (4.43)$$

Merkezi olmayan KDM kontrolör polinomları, hedef karakteristik polinom ile karakteristik polinomun birbirine eşitlenmesiyle aşağıdaki gibi bulunur.

$$A(s) = 0.3615s^3 + 2.1047s^2 - 9.0291s \quad (4.44)$$

$$B(s) = -9.8714s^3 - 26.1920s^2 - 19.1222s - 4.6926 \quad (4.45)$$

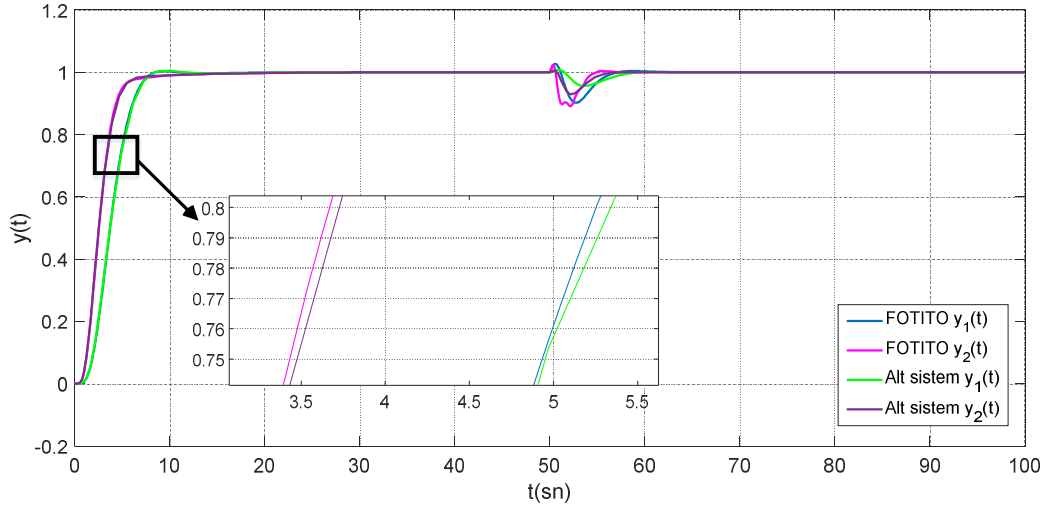
$$F(s) = -4.6926 \quad (4.46)$$

Şekil 4.3a'da gösterilen sistemin $C_{21}(s)$ ve $C_{22}(s)$ kontrolör transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$C_{21}(s) = \frac{-9.8714s^3 - 26.1920s^2 - 19.1222s - 4.6926}{0.3615s^3 + 2.1047s^2 - 9.0291s} \quad (4.47)$$

$$C_{22}(s) = \frac{-4.6926}{-9.8714s^3 - 26.1920s^2 - 19.1222s - 4.6926} \quad (4.48)$$

FOTITO sisteme ve onun basitleştirilmiş ayrıştırma yöntemi kullanılarak ayrıştırılması ile elde edilen alt sistemlere $t = 50s$ 'de genliği 0.1 olan bozucu sinyali olarak birim basamak fonksiyonu uygulanmaktadır. Alt sistem transfer fonksiyonları için KDM ile merkezi olmayan kontrolör tasarımı yapılmıştır ve yukarıda verilen KDM kontrolörler elde edilmiştir. Bu kontrolörler SISO alt sistem konfigürasyonunda ve Şekil 4.3a'da verilen TITO sistem konfigürasyonunda kullanılarak sistemin kontrolünü sağlamışlardır. Şekil 4.6'da her iki konfigürasyon için elde edilen $y_1(t)$ ve $y_2(t)$ çıkışlarına ait birim basamak cevapları gösterilmiştir. Şekil 4.6'da verilen birim basamak cevapları, KDM kontrol sisteminin performansının oldukça iyi olduğunu, ayrıca hem alt sistem hemde TITO sistem konfigürasyonuna yönelik KDM kontrolörlerin bozucu etkisini kolaylıkla ortadan kaldırdığını göstermektedir. Dahası Şekil 4.6, ayrıştırma yöntemleriyle ayrıştırılmış FOTITO sistem ile bunların alt sistemlerinin, KDM ile kontrolünün birbirine çok yakın ve başarılı sonuçlar çıkardığını göstermektedir. Ayrıca alt sistem transfer fonksiyonları için KDM ile tasarlanan merkezi olmayan kontrolörlerin FOTITO sistem yapısında da çok iyi ve başarılı bir şekilde çalışabildiği anlaşılmaktadır.



Şekil 4.6 : Basitleştirilmiş ayrıştırılmalı FOTITO sistem ile onun ayrıştırılmış alt sistemlerinin birim basamak cevapları.

Çizelge 4.1’de, Şekil 4.6’da gösterilen basitleştirilmiş ayrıştırılmalı FOTITO sistem ile onun ayrıştırılmış alt sistemlerinin, birim basamak cevaplarının performans değerleri verilmektedir. Çizelge 4.1 ile Şekil 4.6’dan görüldüğü gibi KDM tabanlı merkezi olmayan kontrolörler tarafından kontrol edilen sistem, yerleşme süresi ve maksimum aşım açısından başarılı bir kontrol performansı sergilemektedir.

Çizelge 4.1 : Şekil 4.6’da gösterilen zaman cevabı eğrilerinin performans değerleri.

PERFORMANS DEĞERLERİ	FOTITO y_1	FOTITO y_2	Alt sistem y_1	Alt sistem y_2
Yerleşme Zamanı	7.4843	7.0743	7.6272	6.3575
Maksimum Aşım (%)	0.3338	0	0.5021	0.0180

Bu örnekte, daha iyi zaman cevabı performansı elde etmek için Manabe [34] tarafından önerilen kararlılık indeksinden farklı değerler ve eşdeğer zaman sabiti değerleri kullanılmıştır. KDM kontrolünde Manabe [34]’ye göre yerleşme zamanı, bu örnekte seçilen parametreler için 25~30 arasında çıkması gerekmektedir fakat Çizelge 4.1’de görüldüğü gibi daha düşük değerlerde elde edilmektedir. Ayrıca seçilen değerlere bağlı olarak Manabe [34] tarafından önerilen τ ve t_s arasındaki oranın daha küçük olduğu görülmektedir. Seçilen kararlılık indeksi değerlerine ve eşdeğer zaman sabitine bağlı olarak daha iyi sonuçların elde edilebileceği söylenebilir.

4.3.2 Örnek 2

Bu örnekte, [30]'da verilen zaman gecikmeli FOTITO sistemin aşağıdaki gibi olduğu düşünülürse,

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1.2e^{-0.2s}}{2s^{0.5} + 1} & \frac{0.6e^{-0.3s}}{3s^{0.7} + 1} \\ \frac{0.5e^{-0.4s}}{s^{0.8} + 1} & \frac{1.5e^{-0.3s}}{3s^{0.6} + 1} \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

ilk olarak, zaman gecikmeli operatörlerin, 1. dereceden Pade yaklaşımı [85] uygulanarak doğrusal zamanla değişmeyen bir yaklaşım modeli elde edilmiştir. Daha sonra M-SBL eşleştirme tamsayı yaklaşım yöntemi [44], $[10^{-1}, 10^1]$ frekans aralığında kesir dereceli operatör s^α 'nın 4. dereceden tamsayı yaklaşım modellerini elde etmek için uygulanmış ve bu yaklaşım modelleri kullanılarak FOTITO sistemlerinin tamsayı dereceli yaklaşım transfer fonksiyonu modelleri yüksek dereceli olarak aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$G_{11}(s) = \frac{-1.2s^5 - 35.55s^4 + 289.3s^3 + 1744s^2 + 1179s + 107.5}{18.92s^5 + 427s^4 + 2844s^3 + 4836s^2 + 1795s + 109.6} \quad (4.50)$$

$$G_{12}(s) = \frac{-0.6s^5 - 36.18s^4 + 72.42s^3 + 1154s^2 + 976.3s + 107.7}{81.78s^5 + 1356s^4 + 6712s^3 + 9136s^2 + 3023s + 199.5} \quad (4.51)$$

$$G_{21}(s) = \frac{-0.5s^5 - 47.95s^4 - 23.64s^3 + 1150s^2 + 1122s + 136.3}{55.5s^5 + 837.9s^4 + 3905s^3 + 6078s^2 + 2858s + 277.5} \quad (4.52)$$

$$G_{22}(s) = \frac{-1.5s^5 - 64.89s^4 + 173.2s^3 + 1946s^2 + 1493s + 150.2}{46.07s^5 + 811.6s^4 + 4233s^3 + 6098s^2 + 2027s + 120.1} \quad (4.53)$$

Elde edilen transfer fonksiyonlarının yüksek dereceli olmasından dolayı sub-optimal Matlab fonksiyonu [45] kullanılarak sistem pay derecesi 1, payda derecesi 4 olacak şekilde indirgenmiştir. Elde edilen yeni $G_{rij}(t)$ transfer fonksiyon matrisi elemanları aşağıdaki gibi ifade edilir.

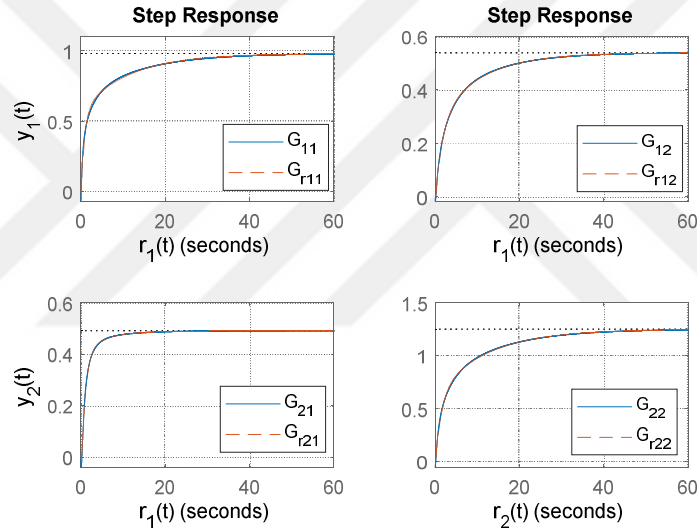
$$G_{r11}(s) = \frac{117.2s + 16.57}{s^4 + 4.879s^3 + 180.9s^2 + 209.1s + 16.89} \quad (4.54)$$

$$G_{r12}(s) = \frac{8.648s + 1.36}{s^4 + 4.155s^3 + 50.41s^2 + 31.25s + 2.519} \quad (4.55)$$

$$G_{r21}(s) = \frac{10.61s + 2.009}{s^4 + 5.885s^3 + 31.61s^2 + 29.91s + 4.092} \quad (4.56)$$

$$G_{r22}(s) = \frac{28.6s + 4.112}{s^4 + 3.859s^3 + 63.93s^2 + 45.47s + 3.289} \quad (4.57)$$

Şekil 4.7’de, gerçek sistem transfer fonksiyonları $G_{ij}(s)$ ile indirgenen sistemin transfer fonksiyonlarının $G_{rij}(s)$ birim basamak cevapları karşılaştırılmalı olarak gösterilmiştir. İndirgenen sistem fonksiyonları gerçek sisteme en yakın şekilde elde edilmiştir.



Şekil 4.7 : Ters ayrıştırma uygulanmış FOTITO sistemin birim basamak cevapları.

Bu örnekte sistem, etkileşimi ortadan kaldırmak için ters ayrıştırma ile ayrıştırılmıştır. Ayrıştırıcı transfer fonksiyonları, indirgenmiş $G_r(s)$ elemanları Denklem 2.14’te kullanılarak sırasıyla,

$$D_{r12}(s) = \frac{-8.648s^5 - 43.56s^4 - 1571s^3 - 2055s^2 - 430.4s - 22.97}{117.2s^5 + 503.6s^4 + 5977s^3 + 4497s^2 + 813s + 41.74} \quad (4.58)$$

$$D_{r21}(s) = \frac{-10.61s^5 - 42.96s^4 - 686.2s^3 - 611s^2 - 126.3s - 6.608}{28.6s^5 + 172.5s^4 + 928.3s^3 + 985.4s^2 + 240s + 16.83} \quad (4.59)$$

şeklinde elde edilmiştir. Ters ayrıştırma transfer fonksiyonu, Denklem 2.18 kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$T_{r1}(s) = \frac{N_{r1}(s)}{D_{r1}(s)} = \frac{117.2s + 16.57}{s^4 + 4.879s^3 + 180.9s^2 + 209.1s + 16.89} \quad (4.60)$$

$$T_{r2}(s) = \frac{N_{r2}(s)}{D_{r2}(s)} = \frac{28.6s + 4.112}{s^4 + 3.859s^3 + 63.93s^2 + 45.47s + 3.289} \quad (4.61)$$

$T_{r1}(s)$ ve $T_{r2}(s)$ alt sistemleri için 4. dereceden $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$A(s) = l_4s^4 + l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s \quad (4.62)$$

$$B(s) = k_4s^4 + k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0 \quad (4.63)$$

Birinci ve ikinci alt sistem transfer fonksiyonu $T_{r1}(s)$ ve $T_{r2}(s)$ için parametreler fonksiyonu $\tau=10$, $\gamma_1=6$, $\gamma_2=5$, $\gamma_3=2$, $\gamma_4=2$, $\gamma_5=2$, $\gamma_6=2$, $\gamma_7=2$ olacak şekilde aynı seçilerek, KDM kontrolör tasarımı uygulanmıştır. Böylece her iki sistem içinde hedef karakteristik polinom aynı olur ve aşağıdaki gibi elde edilir.

$$P_{hedef}(s) = 6.977e-07s^8 + 6.698e-05s^7 + 0.003215s^6 + 0.07716s^5 + 0.9259s^4 + 5.556s^3 + 16.67s^2 + 10s + 1 \quad (4.64)$$

$T_{r1}(s)$ için karakteristik polinom aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_1(s) = (l_4^4 + l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s^1)(s^4 + 4.879s^3 + 180.9s^2 + 209.1s + 16.89) + (k_4^4 + k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s^1 + k_0)(117.2s + 16.57) \quad (4.65)$$

Denklem 4.64 ve Denklem 4.65 birbirine eşitlenerek $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$,

$$A(s) = 0.00001s^4 + 0.0001s^3 + 0.0028s^2 - 0.0744s \quad (4.66)$$

$$B(s) = 0.0011s^4 + 0.0064s^3 + 0.1564s^2 + 0.2525s + 0.0604 \quad (4.67)$$

$$F(s) = 0.0604 \quad (4.68)$$

şeklinde elde edilir. $T_{r2}(s)$ için karakteristik polinom,

$$P_2(s) = (l_4^4 + l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s^1)(s^4 + 3.859s^3 + 63.93s^2 + 45.47s + 3.289) \\ + (k_4^4 + k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s^1 + k_0)(28.6s + 4.112) \quad (4.69)$$

olarak hesaplanır. Denklem 4.11'in Denklem 4.64 ve Denklem 4.69 ile kullanılmasıyla kontrolör polinomları şu şekilde bulunur.

$$A(s) = 0.00001s^4 + 0.0001s^3 + 0.0029s^2 - 0.3918s \quad (4.70)$$

$$B(s) = 0.0159s^4 + 0.0763s^3 + 1.0544s^2 + 1.0538s + 0.2432 \quad (4.71)$$

$$F(s) = 0.2432 \quad (4.72)$$

Şekil 4.3b'de verilen KDM kontrolör transfer fonsiyonları, verilen parametrelere göre aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$C_{11}(s) = \frac{0.0011s^4 + 0.0064s^3 + 0.1564s^2 + 0.2525s + 0.0604}{0.000001s^4 + 0.0001s^3 + 0.0028s^2 - 0.0744s} \quad (4.73)$$

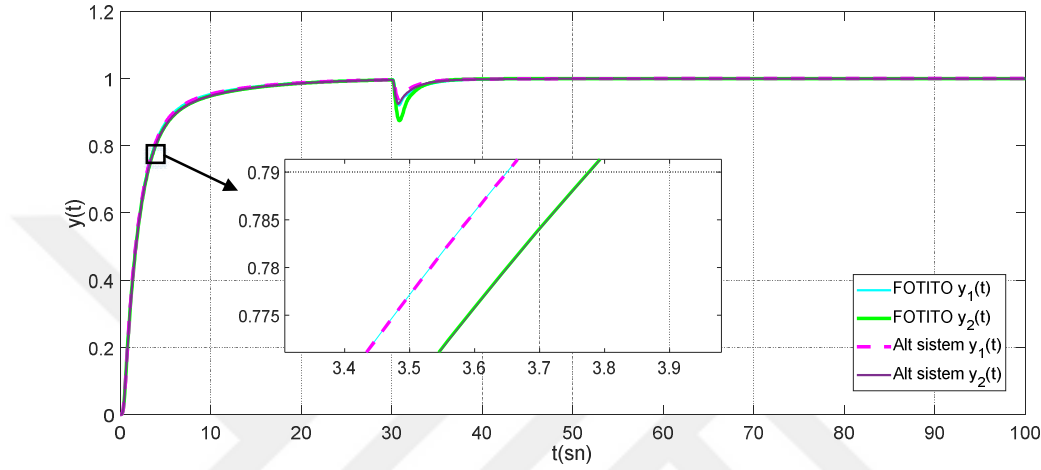
$$C_{12}(s) = \frac{0.0604}{0.0011s^4 + 0.0064s^3 + 0.1564s^2 + 0.2525s + 0.0604} \quad (4.74)$$

$$C_{21}(s) = \frac{0.0159s^4 + 0.0763s^3 + 1.0544s^2 + 1.0538s + 0.2432}{0.000001s^4 + 0.0001s^3 + 0.0029s^2 - 0.3918s} \quad (4.75)$$

$$C_{22}(s) = \frac{0.2432}{0.0159s^4 + 0.0763s^3 + 1.0544s^2 + 1.0538s + 0.2432} \quad (4.76)$$

FOTITO sisteme ve onun ters ayrıştırma yöntemiyle ayrıştırılmasıyla elde edilen alt sistemlere $t = 30s$ 'de genliği 0.1 olan bozucu sinyali olarak birim basamak fonksiyonu uygulanmaktadır. FOTITO yaklaşık modeli ters ayrıştırma yöntemi ile ayrıştırılmış ve elde edilen alt sistemler için KDM ile tasarlanan merkezi olmayan kontrolörler Şekil 4.2'de verilen konfigürasyonda simüle edilmiştir. Aynı kontrolörler FOTITO yaklaşık modeli için Şekil 4.3b'de verilen TITO sistem konfigürasyonunda da simüle edilmiştir ve her iki

konfigürasyon için elde edilen $y_1(t)$ ve $y_2(t)$ çıkışlarına ait birim basamak cevapları Şekil 4.8’de gösterildiği gibi elde edilmiştir. Buradan alt sistemler için KDM ile tasarlanan merkezi olmayan kontrolörlerin FOTITO sistem konfigürasyonunda da iyi bir şekilde çalışabildiği ve başarılı sonuçlar elde edilebileceği anlaşılmaktadır. Şekil 4.8’de gösterilen birim basamak cevaplarından, KDM kontrol sisteminin zaman gecikmeli sistemler içinde kolay bir şekilde uygulanabildiği ve oldukça iyi performans gösterdiği görülmektedir.



Şekil 4.8 : Ters ayrıştırma uygulanmış FOTITO sistemin ve onun alt sistemlerinin y_1 ve y_2 çıkışı birim basamak cevapları.

Çizelge 4.2’de, Şekil 4.8’de gösterilen zaman gecikmeli FOTITO sistemin ve onun alt sistemlerinin birim basamak fonksiyonu yanıtlarının performans değerleri verilmektedir. Çizelge 4.2 ve Şekil 4.8’den görüldüğü gibi maksimum aşım oluşmamıştır. KDM ile kontrol edilen zaman gecikmeli sistemin iyi performans gösterdiği görülmektedir.

Çizelge 4.2 : Şekil 4.8’de gösterilen zaman cevabı eğrilerinin performans değerleri.

PERFORMANS DEĞERLERİ	FOTITO y_1	FOTITO y_2	Alt sistem y_1	Alt sistem y_2
Yerleşme Zamanı	16.2669	17.2318	16.1515	17.0949
Maksimum Aşım (%)	0	0	0	0

Bu bölümde verilmiş olan ilk örneğe benzer şekilde, KDM kontrolünde Manabe [34]’ye göre yerleşme zamanı, bu örnekte seçilen parametreler için 25~30 arasında çıkması gerekmektedir fakat Çizelge 4.2’den görüldüğü gibi daha düşük değerlerde elde

edilmektedir. Bu sonuçlar, KDM kontrolör parametrelerinde yapılan değişiklikler ile beklenen yerleşme zamanından daha iyi sonuçlar alınabileceğini göstermektedir.



5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Son yıllarda yapılan çalışmalar kesir dereceli modellemenin avantajlarını göstermiştir. Bu çalışmaların çoğu SISO sistemlere odaklanmaktadır. Günümüzde endüstriyel sistemlerin MIMO sistemlerden oluşması durumu göz önüne alınmış ve kesir dereceli modeller zamanla MIMO sistemlere genişletilmiştir. Bu tez çalışmasında MIMO sistemlerin bir alt kategorisi olan TITO sistemlerin kesir dereceli modelleri kullanılarak bazı kontrol tasarım teknikleri ile kontrolörler tasarlanmıştır. TITO sistemlerin yapısında bulunan güçlü çapraz bağlantıların birbirini etkilemesiyle oluşan etkileşim sorunu, basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleri kullanılarak sistemin kendinden basit SISO alt sistemlere ayrıştırılmasıyla ortadan kaldırılmıştır. Bu sayede kontrolör tasarımı da kolaylaştırılmıştır.

Bu tez çalışmasında, Matlab programı kullanılarak 4 farklı çalışma yapılmıştır. Bu çalışmaların birincisinde, tamsayı dereceli TITO sistemler basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleriyle SISO alt sistemlere ayrıştırılıp, elde edilen alt sistemlerin kararlılık sınır eğrileri ve kararlılık bölgeleri kullanılarak her bir alt sistem için kontrolör tasarlanmıştır. İkincisinde, basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleriyle ayrıştırılan FOTITO sistemlerde kararlılık sınır eğrileri ve kararlılık bölgeleri kullanılarak kontrolör tasarlanmıştır. Üçüncüsünde, ayrıştırma yöntemleri kullanılan zaman gecikmesiz FOTITO sistemler için KDM kontrolör tasarım metodu ile kontrolör tasarımı yapılmıştır. Son olarak yapılan dördüncü çalışmada ise KDM kontrolör tasarım yöntemi ile zaman gecikmeli FOTITO sistemler için kontrolör tasarımı yapılmıştır.

Bölüm 3'te tamsayı dereceli ve kesir dereceli iki TITO sistem örneği incelenerek bu iki sistem için SBL yöntemiyle sistemi kararlı yapan PI kontrolör parametreleri belirlenmiştir. Kesir dereceli TITO sistemlerin, tamsayı derecelilerden farklı olarak M-SBL yaklaşım yöntemiyle tamsayı dereceli modelleri elde edilmiştir. Basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleriyle TITO sistemler iki alt sisteme ayrıştırılmış ve bu iki alt sistemin SBL yöntemiyle ortak kararlılık bölgesi hesaplanmıştır. Kararlılık bölgesinden seçilen PI kontrolör parametreleri TITO sistemlerin kontrolöründe kullanılmıştır. Aynı değerli bir çift kontrolör parametresinin, TITO sistemin her iki merkezi olmayan PI kontrolörünün ayarlanmasında yeterli olduğu, aynı zamanda sistemin kararlılığını garanti ettiği yapılan simülasyonlarla gösterilmiştir. İlerleyen çalışmalarda, kararlılık bölgelerinden daha iyi PI kontrolör parametrelerinin seçilmesi için testler artırılabilir veya çeşitli arama algoritmaları geliştirilebilir. Bu sayede sistemin kararlılığı kolay bir şekilde sağlanabilir.

Bölüm 4'te klasik ve modern kontrol yöntemlerinin üstünlüklerini yapısında bulunduran, sistematik ve basit kontrolör tasarlanmasını sağlayan KDM kontrolör tasarım metodu ile zaman gecikmeli ve zaman gecikmesiz iki örnek FOTITO sistem için kontrolör tasarımı ele alınmıştır. İlk olarak FOTITO sistemlerin 4. dereceden M-SBL tamsayı yaklaşım yöntemi kullanılarak tamsayı modelleri elde edilmiştir. Elde edilen modellerin yüksek dereceli olmaları kontrolör tasarımını zorlaştıracığından model indirgeme Matlab fonksiyonuyla sistemlerin dereceleri istenen derecelere indirgenmiştir. Tamsayı dereceli model basitleştirilmiş ve ters ayrıştırma yöntemleriyle alt sistemlere ayrıştırılıp her bir alt sistem için KDM kontrolör tasarım tekniğiyle kontrolörler tasarlanmıştır. Yapılan tasarım sonuçlarına göre sistemin zaman cevapları oldukça başarılı bir şekilde elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar sayesinde daha karmaşık FOTITO sistemler için kontrolör tasarımında KDM'nin yüksek performans göstereceği anlaşılmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] **Halvarsson, B.** (2010) Interaction Analysis in Multivariable Control Systems, Uppsala University Library, 2010.
- [2] **Gagnon, E., Pomerleau, A., and Desbiens, A.** (1998) Simplified, ideal or inverted decoupling? *ISA Transactions*. 37 (4), 265–276.
- [3] **Luyben, W.L.** (1970) Distillation Decoupling. *AIChE Journal*. 16 198–203.
- [4] **Vu, T.N.L. and Lee, M.** (2011) Design of Extended Simplified Decoupling for Multivariable Processes with Multiple Time Delays. *11th International Conference on Control, Automation and Systems*. 1822–1827.
- [5] **Weisedel, K. and McAvoy, T.J.** (1980) Feasibility of Decoupling in Conventionally Controlled Distillation Columns. *Industrial and Engineering Chemistry Fundamentals*. 19 (4), 379–384.
- [6] **Rajapandiyam, C. and Chidambaram, M.** (2012) Controller design for MIMO processes based on simple decoupled equivalent transfer functions and simplified decoupler. *Industrial and Engineering Chemistry Research*. 51 (38), 12398–12410.
- [7] **Numsomran, A., Wongkhum, T., Suksri, T., Nilas, P., and Chaoraingern, J.** (2007) Design of Decoupled Controller for TITO System using Characteristic Ratio Assignment. *International Conference on Control, Automation and Systems*. 12 (3), 957–962.
- [8] **Tavakoli, S., Griffin, I., and Fleming, P.J.** (2006) Tuning of decentralised PI (PID) controllers for TITO processes. *Control Engineering Practice*. 1069–1080.
- [9] **Kumar, G. and Sindri, B.** (2020) Control of TITO Process using Internal Model Control Technique. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*. 8 (16), 87–92.
- [10] **Yeroglu, C. and Tan, N.** (2011) Classical Controller Design Techniques for Fractional Order Case. *ISA Transactions*. 50 461–472.
- [11] **Katugampola, U.N.** (2014) A New Approach to Generalized Fractional Derivative. *Bulletin of Mathematical Analysis and Applications*. 6 (4), 1–15.
- [12] **Monje, A.C., Chen, Y.Q., Vinagre, B.M., Feliu, V., and Xue, D.** (2010) Fractional-order Systems and Controls Fundamentals and Applications. Springer Science & Business Media, .
- [13] **Petras, I.** (2011) Fractional-Order Nonlinear Systems: Modeling, Analysis and Simulation. Springer Science & Business Media, .
- [14] **Dalir, M. and Bashour, M.** (2010) Applications of fractional calculus. *Applied Mathematical Sciences*. 4 (21), 1021–1032.
- [15] **Li, Z. and Chen, Y.Q.** (2014) Ideal, simplified and inverted decoupling of fractional order TITO processes. *IFAC Proceedings Volumes*. 19 (3), 2897–2902.
- [16] **Radwan, A.G., Elwakil, A.S., and Soliman, A.M.** (2008) Fractional-order sinusoidal oscillators: Design procedure and practical examples. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 55 (7), 2051–2063.

- [17] **Freeborn, T.J., Maundy, B., and Elwakil, A.S.** (2013) Measurement of supercapacitor fractional-order model parameters from voltage-excited step response. *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*. 3 (3), 367–376.
- [18] **Mahata, S., Saha, S.K., Kar, R., and Mandal, D.** (2018) Optimal design of fractional order low pass Butterworth filter with accurate magnitude response. *Digital Signal Processing: A Review Journal*. 72 96–114.
- [19] **Lei, D., Liang, Y., and Xiao, R.** (2018) A fractional model with parallel fractional Maxwell elements for amorphous thermoplastics. *Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications*. 490 465–475.
- [20] **Gabano, J.D. and Poinot, T.** (2011) Fractional modelling and identification of thermal systems. *Signal Processing*. 91 (3), 531–541.
- [21] **Yousri, D., Allam, D., and Eteiba, M.** (2018) Parameters identification of fractional order permanent magnet synchronous motor models using chaotic meta-heuristic algorithms. in: *Math. Tech. Fract. Order Syst.*, Elsevier Inc., pp. 529–558.
- [22] **Gómez-Aguilar, J.F., Yépez-Martínez, H., Escobar-Jiménez, R.F., Astorga-Zaragoza, C.M., and Reyes-Reyes, J.** (2016) Analytical and numerical solutions of electrical circuits described by fractional derivatives. *Applied Mathematical Modelling*. 40 (21–22), 9079–9094.
- [23] **Zhao, C., Xue, D., and Chen, Y.Q.** (2005) A fractional order PID tuning algorithm for a class of fractional order plants. *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, ICMA 2005*. (July), 216–221.
- [24] **Özyetkin, M.M., Yeroğlu, C., Tan, N., and Tağluk, M.E.** (2010) Design of PI and PID controllers for fractional order time delay systems. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*. 43 (2 PART 1), 355–360.
- [25] **Deniz, F.N., Alagoz, B.B., Tan, N., and Atherton, D.P.** (2016) An integer order approximation method based on stability boundary locus for fractional order derivative/integrator operators. *ISA Transactions*. 62 154–163.
- [26] **Deniz, F.N.** (2017) Kesir Dereceli Sistemlerde Modelleme ve Kontrol Uygulamaları, PhD Thesis, Inonu University, 2017.
- [27] **San-Millan, A., Feliu-Talegón, D., Feliu-Batlle, V., and Rivas-Perez, R.** (2017) On the modelling and control of a laboratory prototype of a hydraulic canal based on a TITO fractional-order model. *Entropy*. 19 (8),.
- [28] **Liu, K. and Chen, J.** (2020) Internal Model Control Design Based on Equal Order Fractional Butterworth Filter for Multivariable Systems. *IEEE Access*. 8 84667–84679.
- [29] **Mahdouani, E.O., Hariz, M. Ben, and Bouani, F.** (2019) Design of fractional order controllers for TITO systems. *2019 International Conference on Signal, Control and Communication, SCC 2019*. 179–184.
- [30] **Li, D., He, X., Song, T., and Jin, Q.** (2019) Fractional Order IMC Controller Design for Two-input-two-output Fractional Order System. *International Journal of Control, Automation and Systems*. 17 (4), 936–947.

- [31] **Bulut, M.G. and Deniz, F.N.** (2021) Computation of Stabilizing Decentralized PI Controllers for Fractional Order TITO (FOTITO) Systems. *IEEE 11th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*. 1274–1280.
- [32] **Abdelhamid, D., Bouden, T., and Boulkroune, A.** (2013) Design of fractional-order PID controller (FOPID) for a class of fractional-order MIMO systems using a particle swarm optimization (PSO) approach. *2013 3rd International Conference on Systems and Control, ICSC 2013*. 1055–1060.
- [33] **Feliu-Batlle, V., San-Millán, A., Feliu-Talegón, D., and Rivas-Pérez, R.** (2017) Multivariable fractional-order model of a laboratory hydraulic canal with two pools. *2017 4th International Conference on Control, Decision and Information Technologies, CoDIT 2017*. 2017-Janua 450–455.
- [34] **Manabe, S.** (1998) Coefficient Diagram Method. *IFAC Proceedings Volumes*. 31 (21), 211–222.
- [35] **Hamamci, S.E.** (n.d.) İntegratörlü sistemler için Katsayı Diyagram Metodu ile kontrolör tasarımı. *İTÜ Dergisi*. 6 (3), 3–12.
- [36] **Tabatabaei, M. and Haeri, M.** (2010) Characteristic ratio assignment in fractional order systems. *ISA Transactions*. 49 (4), 470–478.
- [37] **Maheswari, C., Priyanka, E.B., and Meenakshipriya, B.** (2017) Fractional-order PID_μ controller tuned by coefficient diagram method and particle swarm optimization algorithms for SO₂ emission control process. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: Journal of Systems and Control Engineering*. 231 (8), 587–599.
- [38] **Tabatabaei, M. and Haeri, M.** (2012) Sensitivity analysis of CRA based controllers in fractional order systems. *Signal Processing*. 92 (9), 2040–2055.
- [39] **Ouhibi, E., Ben Hariz, M., and Bouani, F.** (2016) Design of fractional order PI controller using the CRA method. *4th International Conference on Control Engineering and Information Technology, CEIT 2016*. 16–18.
- [40] **Luo, Y. and Chen, Y.Q.** (2009) Fractional order [proportional derivative] controller for a class of fractional order systems. *Automatica*. 45 (10), 2446–2450.
- [41] **Vinagre, B., Podlubny, I., Hernandez, A., and Feliu, V.** (2000) Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications. *Fractional Calculus and Applied Analysis*. 3 (3), 231–248.
- [42] **Oustaloup, A., Levron, F., Mathieu, B., and Nanot, F.M.** (2000) Frequency-band complex noninteger differentiator: Characterization and synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. 47 (1), 25–39.
- [43] **Matsuda, K. and Fujii, H.** (1993) H_∞ optimized wave-absorbing control: Analytical and experimental results. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*. 16 (6), 1146–1153.
- [44] **Deniz, F.N., Alagoz, B.B., Tan, N., and Koseoglu, M.** (2020) Revisiting four approximation methods for fractional order transfer function implementations: Stability preservation, time and frequency response matching analyses. *Annual Reviews in Control*. 49 239–257.

- [45] **Xue, D., Chen, Y., Atherton, D.P., and Gu, G.** (2007) Linear Feedback Control—Analysis and Design with Matlab. Society for Industrial and Applied Mathematics, .
- [46] **Liu, L., Tian, S., Xue, D., Zhang, T., Chen, Y.Q., and Zhang, S.** (2019) A Review of Industrial MIMO Decoupling Control. *International Journal of Control, Automation and Systems*. 17 (5), 1246–1254.
- [47] **Boksenbom, A.S. and Hood, R.** (1949) General algebraic method applied to control analysis of complex engine types. National Advisory Committee for Aeronautics.
- [48] **Sankaran, V.** (1973) Decoupling in Linear Time-Varying Multivariable Systems. *National Aeronautics and Space Administration*.
- [49] **Chakraborty, O.** (2016) Decoupling Controller Design Based on Gain and Phase Margin Specifications for a Coupled Tank System Model, Master Thesis, National Institute of Technology Rourkela, 2016.
- [50] **Chen, P. and Zhang, W.** (2007) Improvement on an inverted decoupling technique for a class of stable linear multivariable processes. *ISA Transactions*. 46 (2), 199–210.
- [51] **Panda, R.C. and Sujatha, V.** (2012) Identification and Control of Multivariable Systems – Role of Relay Feedback. *Introduction to PID Controllers - Theory, Tuning and Application to Frontier Areas*.
- [52] **Wang, Q.-G., Lee, T.H., and Lin, C.** (2003) Relay Feedback Analysis, Identification and Control. Springer-Verlag London, .
- [53] **Waller, K.V.T.** (1974) Decoupling in distillation. *AIChE Journal*. 20 (3), 592–594.
- [54] **Fragoso, S., Garrido, J., Vázquez, F., and Morilla, F.** (2017) Comparative analysis of decoupling control methodologies and H_∞ multivariable robust control for variable-speed, variable-pitch wind turbines: Application to a lab-scale wind turbine. *Sustainability (Switzerland)*. 9 (5),.
- [55] **Nordfeldt, P. and Hägglund, T.** (2006) Decoupler and PID controller design of TITO systems. *Journal of Process Control*. 16 (9), 923–936.
- [56] **Chai, T., Yue, H., and Zhai, L.** (2005) Intelligent Decoupling Control System of Complex Industrial Process and Application. *IFAC Proceedings Volumes*. 70–75.
- [57] **Lee, J., Kim, D.H., and Edgar, T.F.** (2005) Static decouplers for control of multivariable processes. *AIChE Journal*. 51 (10), 2712–2720.
- [58] **Bulut, M.G. and Deniz, F.N.** (2020) Computation of Stabilizing Decentralized PI Controllers for TITO Systems with Simplified and Inverted Decoupling. *2020 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ICEEE*. 7 294–298.
- [59] **Ben Hariz, M. and Bouani, F.** (2015) Design of controllers for decoupled TITO systems using different decoupling techniques. in: 2015 20th Int. Conf. Methods Model. Autom. Robot., IEEE, pp. 1116–1121.
- [60] **Kumar, P. V.** (2015) A Comparative Study On Decoupling Methods For Time-Delay Systems, Master Thesis, National Institute of Technology Rourkela, 2015.

- [61] **Jevtović, B.T. and Matausek, M.R.** (2010) PID controller design of TITO system based on ideal decoupler. *Journal of Process Control*. 20 (7), 869–876.
- [62] **Luo, Y., Liu, H., and Jia, L.** (2010) Improved inverted decoupling control using dead-time compensator for MIMO processes. *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference, CCC'10*. 3548–3553.
- [63] **Bristol, E.H.** (1966) On a new measure of interaction for multivariable process control. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 11 (1), 133–134.
- [64] **Mutlu, I.** (2017) Determination of Parameter Regions for Diagonal Dominance and Stability of MIMO Systems, PhD Thesis, Istanbul Technical University, 2017.
- [65] **Million, E.** (n.d.) The Hadamard Product. *Course Notes 3.6*. 1–7.
- [66] **Skogestad, S. and Postlethwaite, I.** (2007) Multivariable Feedback Control - Analysis and Design. 2nd ed. New York: Wiley, 2007., New York: Wiley, 2007.
- [67] **Jain, A.** (2015) Studies on RGA Analysis for Control Configuration Selection of Decentralized Multivariable Nonlinear Chemical Processes, 2015.
- [68] **Maciejowski, J.M.** (1989) Multivariable feedback design. Addison-Wesley.
- [69] **Chen, D. and Seborg, D.E.** (2002) Multiloop PI/PID controller design based on Gershgorin bands. *IEE Proceedings: Control Theory and Applications*. 149 (1), 68–73.
- [70] **Tan, N. and Atherton, D.P.** (2006) Design of stabilizing PI and PID controllers. *International Journal of Systems Science*. 37 (8), 543–554.
- [71] **Tan, N., Kaya, I., Yeroglu, C., and Atherton, D.P.** (2006) Computation of stabilizing PI and PID controllers using the stability boundary locus. *Energy Conversion and Management*. 47 (18–19), 3045–3058.
- [72] **Tan, N., Kaya, I., and Atherton, D.P.** (2003) Computation of stabilizing PI and PID controllers. *IEEE Conference on Control Applications - Proceedings*. 2 (2), 876–881.
- [73] **Hamamci, S.E. and Koksal, M.** (2010) Calculation of all stabilizing fractional-order PD controllers for integrating time delay systems. *Computers and Mathematics with Applications*. 59 (5), 1621–1629.
- [74] **Hohenbichler, N. and Ackermann, J.** (2003) Synthesis of robust PID controllers for time delay systems. *European Control Conference, ECC 2003*. 1169–1174.
- [75] **Hamamci, S.E., Kanthabhabha, P., and Vaithyanathan, K.** (2008) Computation of all stabilizing first order controllers for fractional-order systems. *Proceedings of the 27th Chinese Control Conference, CCC*. 123–128. [76]
Hamamci, S.E. (2007) An algorithm for stabilization of fractional-order time delay systems using fractional-order PID controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 52 (10), 1964–1969.
- [77] **Xue, D., Zhao, C., and Chen, Y.Q.** (2006) A modified approximation method of fractional order system. *2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, ICMA 2006*. 2006 1043–1048.

- [78] **Carlson, G.E. and Halijak, C.A.** (1964) Approximation of Fractional Capacitors $(1/s)^{1/n}$ by a Regular Newton Process. *IEEE Transactions on Circuit Theory*. 11 (2), 210–213.
- [79] **Charef, A., Sun, H.H., Tsao, Y.Y., and Onaral, B.** (1992) Fractal Systems as Represented by Singularity Function. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 37 (9), 1465–1470.
- [80] **Podlubny, I., Petras, I., Vinagre, M.B., O’leary, P., and Dorcak, L.** (2002) Analogue Realizations of Fractional-Order Controllers. *Nonlinear Dynamics*. 29 281–296.
- [81] **Senthilkumar, K. and Vijula, A.D.** (2015) Implementation of two-degree-of-freedom (2DOF) controller using coefficient diagram method (CDM) techniques for three tank interacting system. *International Research Journal of Engineering and Technology*. 90–96.
- [82] **Manabe, S.** (2001) Application of Coefficient Diagram Method to Dual-Control-Surface Missile. *IFAC Proceedings Volumes*. 34 (15), 499–504.
- [83] **Hamamcı, S.E.** (2002) Zaman Gecikmeli Kararsız Sistemler için Katsayı Diyagram Metodu ile Kontrolör Tasarımı. *SAU Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*. 6 (3), 135–142.
- [84] **Yardımcı, M.** (2005) Katsayı Diyagram Yönteminin (KDY) Ölü Zamanlı Sistemlere Uygulanması, Master Thesis, Istanbul Technical University, 2005.
- [85] **Kayan, H.** (2014) Durum Zaman Gecikmeli Sistemler için Kontrol Sistem Tasarımı, Master Thesis, Inonu University, 2014.
- [86] **Kim, Y.C. and Manabe, S.** (2001) Introduction to Coefficient Diagram Method. *IFAC Proceedings Volumes*. 34 (13), 147–152.
- [87] **Manabe, S.** (2002) Application of coefficient diagram method to MIMO design in aerospace. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*. 15 (1), 43–48.
- [88] **Hamamcı, S.E. and Koksal, M.** (2003) Robust controller design for TITO processes with coefficient diagram method. *IEEE Conference on Control Applications - Proceedings*. 2 (November), 1431–1436.
- [89] **Wutthithanyawat, C. and Wangnippamto, S.** (2018) Design of Decentralized PID Controller with Coefficient Diagram Method Based on Inverted Decoupling for TITO System. *IEECON 2018 - 6th International Electrical Engineering Congress*.
- [90] **Kim, Y. and Hur, M.** (2001) Application of CDM to MIMO Systems : Control of Hot Rolling Mill. *Transactions on Control, Automation and Systems Engineering*. 3 (4), 250–256.
- [91] **Davison, E.J.** (1966) A method for simplifying linear dynamic systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 11 (1), 93–101.

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Miray GÜNAY BULUT

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2016, Melikşah Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2021, İnönü Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

MESLEKİ DENEYİM:

- 2019- Adıyaman Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN ÇALIŞMALAR

- **Bulut, M. G. & Deniz, F. N. (2020)**. Computation of Stabilizing Decentralized PI Controllers for TITO Systems with Simplified and Inverted Decoupling. *2020 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE)* (pp. 294–298). ANTALYA: IEEE.
- **Bulut, M. G. & Deniz, F. N. (2021)**. Computation of Stabilizing Decentralized PI Controllers for Fractional Order TITO (FOTITO) Systems. *2021 IEEE 11th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)* (pp. 1274–1280). USA: IEEE.
- **Bulut, M. G. & Deniz, F. N.** Coefficient Diagram Method Based Decentralized Controller for Fractional Order TITO Systems. (Dergiye gönderildi)