İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROLÜN FARKLI NONLİNEER PROSES MODELLERİ İLE SINANMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Sinan MUTER

Anabilim Dalı : Makine Mühendisliği

Programı : Sistem Dinamiği ve Kontrol

MAYIS 2010

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROLÜN FARKLI NONLİNEER PROSES MODELLERİ İLE SINANMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Sinan MUTER
503061614

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 25 Aralık 2009
Tezin Savunulduğu Tarih : 18 Mayıs 2010

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Can ÖZSOY (İTÜ)

Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Ayhan KURAL (İTÜ)
Yrd. Doç. Cüneyt FETVACI (İÜ)

MAYIS 2010

ÖNSÖZ

Çalışmalarım süresince bana yol gösteren tez danışmanım Prof. Dr. Can Özsoy'a ve bana değerli zamanlarını ayıran jüri üyelerine teşekkürlerimi sunarım. Bana daima destek olan aileme de teşekkürü bir borç bilirim.

Aralık 2009

Sinan Muter

(Makina Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **v**
KISALTMALAR ..... **xi**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xiii**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xv**
SEMBOL LİSTESİ ..... **xvii**
ÖZET ..... **xix**
SUMMARY ..... **xxi**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Amaç ve Kapsam 2
1.2 Tezin İçeriği 2
1.3 Literatür Araştırması 3
2. KURAMSAL TEMELLER **7**
2.1 Sistem Modelleri 7
2.1.1 Doğrusal olmayan modeller 7
2.1.2 Doğrusal sapma modeli 8
2.1.3 Doğrusal model 9
2.1.4 Artımsal model 10
2.2 Olasıl Sistemler 10
2.3 Belirsizliklerin Modellenmesi 13
2.3.1 Çıkış bozucu modeli 13
2.3.2 Giriş bozucu modeli 14
2.3.3 Durum ve çıkış bozucuları 15
2.4 Durum-Uzay Modeller ile Öngörü 16
2.5 Durum Gözlemcisi 17
2.6 Sürekli Rejim Kalman Filtresi 18
2.7 Doğrusal Kuadratik Gausyen Regulator (LQGR) 20
3. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL **23**
3.1 Kayan Ufuk Prensibi 24
3.2 Öngörü ve Kontrol Ufukları 27
3.3 Öngörülü Kontrol Modelleri 28
3.3.1 Bozucu modelleri 28
3.3.2 Gürültü modeli 30
3.3.3 Öngörü modeli 31
3.3.4 Gözlemci modeli 32
3.4 Bedel Fonksiyonu ve Optimizasyon 33
3.5 MÖK Algoritması 35
3.6 İntegral Etkinin Sağlanması 36
3.7 MÖK Probleminin Çözümü 37
3.7.1 Kısıtsız MÖK probleminin çözümü 37
3.7.2 Kısıtlı MÖK probleminin çözümü 39

3.8 Kararlılık 40
3.9 Kontrol Parametrelerinin Ayarlanması 42
3.9.1 Öngörü ufkunun etkisi 42
3.9.2 Kontrol ufkunun etkisi 43
3.9.3 $\boldsymbol{\lambda}$ etkisi 43
3.9.4 En iyi ufukların seçimi 44
3.10 Nonlineer MÖK Problemi 45
3.10.1 Problemin tanımı 45
3.10.2 Önerilen çözüm yöntemleri 47
3.10.2.1 Doğrusallaştırma 48
3.10.2.2 Kazanç sıralama 49
3.10.2.3 Ardıl doğrusallaştırma 49
4. BENZETİM SONUÇLARI 51
4.1 Ters Sarkaç Sistemi 51
4.1.1 Amaç ve kapsam 52
4.1.2 Benzetim sonuçları 52
4.1.2.1 Sistemin analizi 52
4.1.2.2 MÖK benzetimi 54
4.1.2.3 Bozucu etkisi 54
4.1.3 Sonuçlar 55
4.2 Manyetik Tahrikli Kütle-Yay-Damper Sistemi 55
4.2.1 Amaç ve kapsam 57
4.2.2 Sistem modeline ikili yaklaşım 57
4.2.3 Prosesin MPC ikili kontrolü 58
4.2.4 Sonuçlar 59
4.3 Güneş Enerjisi Santrali 60
4.3.1 Amaç ve kapsam 61
4.3.2 GES benzetim modeli 62
4.3.3 Benzetim sonuçları 62
4.3.3.1 Sistem analizi 62
4.3.3.2 Modellenmeyen bozucu 63
4.3.3.3 Çıkış bozucu modeli 65
4.3.3.4 Giriş bozucu modeli 65
4.3.3.5 Bant limitli beyaz gürültü ve ölçülmeyen bozucu 67
4.3.4 Sonuçlar 67
4.4 Sürekli Karıştırılan Tank Reaktörü (CSTR) 68
4.4.1 Amaç ve kapsam 68
4.4.2 Sürekli karıştırılan tank reaktörü (CSTR) sistemi 69
4.4.3 Benzetim sonuçları 70
4.4.3.1 Sistem analizi 70
4.4.3.2 CSTR MÖK benzetim sonuçları 72
4.4.3.3 Hatalı sistem tanılama senaryosu 74
4.4.4 Sonuç 76
4.5 Van der Vusse Tepkimesi 77
4.5.1 Amaç ve kapsam 79
4.5.2 Benzetim sonuçları 79
4.5.2.1 Sistem analizi 79
4.5.2.2 MÖK benzetimi 81
4.5.3 Sonuç 81
5. SONUÇ 83

KAYNAKLAR **85**
ÖZGEÇMİŞ **89**

KISALTMALAR

CSTR : Sürekli Karıştırılan Tank Reaktör
GES : Güneş Enerjisi Santrali
LQGR : Doğrusal Kuadratik Gausyen Kontrolcü
LQR : Doğrusal Kuadratik Kontrolcü
MÖK : Model Öngörülü Kontrol
MSE : Ortalama Hataların Kareleri
NMÖK : Doğrusal Olmayan Model Öngörülü Kontrol
PDF : Olasılık Dağılımı Fonksiyonu
PSD : Güç Spektral Yoğunluk Matrisi
QP : Kuadratik Programlama
RHC : Kayan Ufuklu Kontrolcü

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : KDY sistem parametreleri 57
Çizelge 4.2 : CSTR model parametreleri 70
Çizelge 4.3 : CSTR referanslar ve başlangıç şartları 71
Çizelge 4.4 : CSTR seçilen örnek sürekli rejimler 71
Çizelge 4.5 : CSTR modeller için kutup, sıfır ve kazançlar 72
Çizelge 4.6 : Van der Vusse tepkimesi model parametreleri 79

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Durum gözlemcisi....18
Şekil 2.2 : Kalman Filtresi....20
Şekil 3.1 : RH ve klasik kontrolde kısıtlar....25
Şekil 3.2 : RH başlangıç durumu $(t = k)$....25
Şekil 3.3 : RH optimum kontrol dizisi $(t = k)$....26
Şekil 3.4 : RH kontrol hamlesi ve yeni optimum giriş dizisi $(t = k + 1)$....26
Şekil 3.5 : RH: $t = k$ ve $(t = k + 1)$'de hesaplanan optimum girişler....27
Şekil 3.6 : Bozucu modeli bloğu....29
Şekil 3.7 : Giriş ve çıkış bozucuları....30
Şekil 3.8 : Bozucu ve gürültü modelleri....31
Şekil 3.9 : Öngörü modeli....32
Şekil 3.10 : Durum gözlemi modeli....33
Şekil 3.11 : Kapalı çevrim MÖK sistemi....36
Şekil 3.12 : $nu = 1$, değişken ny için MÖK cevapları....43
Şekil 3.13 : $ny = 20$, değişen nu için MÖK cevapları....44
Şekil 3.14 : Değişen λ ile MÖK cevapları....45
Şekil 4.1 : Ters sarkaç sistemi....51
Şekil 4.2 : Doğrusal modelin geçerliliği....53
Şekil 4.3 : Ters sarkaç kutup-sıfır grafiği....53
Şekil 4.4 : Ters sarkaç benzetim sonuçları....54
Şekil 4.5 : Ters sarkaç: darbe bozucu etkisi....55
Şekil 4.6 : Mekatronik KDY sistemi....56
Şekil 4.7 : KDY sisteminin ikili modellenmesi....58
Şekil 4.8 : İkili MÖK kontrol stratejisi....58
Şekil 4.9 : KDY MÖK blok diyagramı....58
Şekil 4.10 : KDY MÖK benzetim sonuçları....59
Şekil 4.11 : Güneş enerjisi santrali....60
Şekil 4.12 : Güneş enerjisi santrali modeli....62
Şekil 4.13 : GES doğrusal modelin geçerliliği....63
Şekil 4.14 : GES kutup-sıfır grafiği....64
Şekil 4.15 : GES modellenmeyen bozucu cevabı....64
Şekil 4.16 : GES çıkış bozucu modeli....65
Şekil 4.17 : GES giriş bozucu modeli....66
Şekil 4.18 : GES beyaz gürültü ve bozucu etkisi altında kontrolü....67
Şekil 4.19 : CSTR sistemi....69
Şekil 4.20 : CSTR sürekli rejimler....70
Şekil 4.21 : CSTR kazanç sıralamalı MÖK kontrolü....73
Şekil 4.22 : CSTR sürekli rejimlerin yerleri, hatalı model....74
Şekil 4.23 : CSTR giriş bozucu modeli sistem cevapları....75
Şekil 4.24 : CSTR çıkış bozucu modeli....76

Şekil 4.25 : Van der Vusse tepkimesi 77
Şekil 4.26 : Van der Vusse kutup-sıfır grafikleri 80
Şekil 4.27 : Van der Vusse benzetim sonuçları.....82

SEMBOL LİSTESİ

d	Bozucu
d_x	Giriş bozucusu
d_y	Çıkış bozucusu
e	Çıkış hatası
u	Giriş vektörü
m	Ortalama
n_u	Kontrol ufku
n_y	Öngörü ufku
p	Olasılık yoğunluğu fonksiyonu
r	Referans
r	Kovaryans
t	Zaman
u	Giriş vektörü
u_p	Plant'e ait giriş vektörü
v_n	Beyaz gürültü
v	Ölçüm gürültüsü
w	Proses gürültüsü
x	Durum vektörü
x_d	Bozucu durum vektörü
x_m	Gürültü durum vektörü
x_p	Plant'e ait durum vektörü
x_s	Doğrusal sapma modeli durum vektörü
y	Çıkış vektörü
A, B, C, D	Sistem matrisleri
$\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}, \bar{D}$	Bozucu modeli sistem matrisleri
$\tilde{A}, \tilde{B}, \tilde{C}, \tilde{D}$	Gürültü modeli sistem matrisleri
A_p, B_p, C_p, D_p	Plant'e ait sistem matrisleri
$E\{.\}$	Beklenen değer
F	Olasılık dağılımı
$J(k)$	Adım bedel fonksiyonu
K	Kalman Filtresi kazancı
L	Gözlemci kazancı
N	Örneklem sayısı
Q	Proses gürültüsü kovaryans matrisi
R	Ölçüm gürültüsü kovaryans matrisi
R_x	Korelasyon matrisi
S_x	Güç spektrumu matrisi
λ	Kontrol değişimleri ağırlıklandırma faktörü
Ω	Olay uzayı
$\mathbb{R}$	Reel sayılar uzayı
$\mathcal{U}$	Giriş değerleri uzayı
$\aleph$	Durum değerleri uzayı

MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROLÜN FARKLI NONLİNEER PROSES MODELLERİYLE SINANMASI

ÖZET

Model Öngörülü Kontrol sistemin gelecekteki cevaplarını kuadratik bir başarı ölçütüne göre optimize etmek için sistemin bir modelini kullanan yöntemlere verilen genel isimdir. Model Öngörülü Kontrol gelişmiş kontrol (ing. advanced control) sınıfına dahil edilir ve endüstride en çok kullanılan gelişmiş kontrol yöntemidir. Sanayi tarafından benimsenmesi, kısıtların sistematik biçimde ele alınmasından ve sistem davranışının optimize edilmesinden dolayıdır. Öngörü modeli doğrusal olduğu durumda ele alınan kısıtlı optimizasyon problemi konveks kuadratik tipte olur ve çözümü için güvenilir ticari yazılımlar mevcuttur. Kısıtların olmaması durumunda ise öngörülü kontrol yaklaşımı bir durum geribeslemeli kontrolcü olarak ifade edilebilir. Endüstriyel Model Öngörülü Kontrolde, sistemin gelecekteki cevaplarını öngörmede doğrusal modeller kullanılır, oysa kontrol edilmek istenen sistemlerin çoğu doğrusal değildir.

Bu çalışmada, Model Öngörülü Kontrolün farklı dinamik özelikler gösteren kısıtlı nonlineer sistemlere modelleme belirsizliği, bozucu ve ölçüm gürültüsü gibi olasıl etkiler altında uygulanması konusu ele alınır. Optimizasyon problemini konveks kuadratik tipte çözebilmek için nonlineer sistemler doğrusal sapma modelleriyle ifade edilir. Bir tek doğrusal modelin sistemi betimlemek için yeterli olmadığı durumlar için kazanç sıralama ve ardıl doğrusallaştırma gibi çok modelli yaklaşımlar tanıtılır. Tek giriş-çıkışlı modeller çok giriş-çıkışlı modellere doğrudan genişletilebildiği için durum uzayda çalışılmıştır. Durum uzayında çalışmak ayrıca optimal bir gözlemci olan Kalman Filtresi'nin de kullanımını sağlamıştır.

Benzetimlerde Tenny'nin [1,2] geliştirdiği doğrusal olmayan Model Öngörülü Kontrol algoritmasını sınamak için öne sürdüğü test problemleri kullanılmıştır. Model belirsizliği, bozucu ve gürültü gibi olasıl etkiler altında kapalı çevrim Model Öngörülü Kontrol davranışı incelenmiş, benzetimlere gerekli modeller eklenmiştir. Doğrusallaştırılan modelin geçerliliği ile ilgili tanımlamalar yapılmış, tek bir doğrusal model kullanmaktan kaynaklanan eksiklikler, kazanç sıralama ve ardıl doğrusallaştırma yöntemleri ile giderilmiştir. Kısıtlı nonlineer sistemlerin, doğrusal öngörülü kontrol teknikleriyle, model belirsizlikleri ve bozucu etkiler altında, denetlenebileceği gösterilmiştir.

PERFORMANCE EVALUATION OF MODEL PREDICTIVE CONTROL USING VARIOUS NONLINEAR PROCESS MODELS

SUMMARY

Model Predictive Control (MPC) is defined as a class of digital control algorithms which use an internal model of the plant to optimize future behavior of the plant over a finite time horizon. MPC is considered to be an advanced control method and it is the only advanced control strategy widely embraced by industry. The main reason for this interest is its ability to take plant constraints systematically into account while optimizing plant behavior. In case of a linear prediction model, the resulting optimization task reduces to a convex quadratic programming problem, for which reliable commercial softwares exists. Industrial MPC uses linear models to predict future responses of the plant to be controlled. However, most of the industrial processes are nonlinear.

In this project, the application of MPC to nonlinear systems is considered. The MPC problem is first structured in continuous time, using a formulation that includes nonlinear system-nonconvex programming case. Afterwards, how the complexities of using a nonlinear prediction model can be relaxed by replacing the nonlinear model with a linear approximation model is shown. Using a linearized prediction model defined in state-space and a convex quadratic cost function; it is shown that MPC is capable of controlling nonlinear systems with vastly different dynamical characteristics. State-space formulation enables the use of Kalman filtering techniques and the extention from SISO to MIMO models is straightforward.

Test problems suggested by Tenny [1,2], which he uses to validate his nonlinear MPC algorithm, are used in simulations. Closed-loop behavior of the resulting nonlinear systems is considered under stochastic effects, i.e. model uncertainty, disturbances and measurement noise. The validity of the linear approximation is discussed and the negative effects of using a single linear model are relaxed by gain scheduling and successive linearization. It is shown that a broad class of nonlinear systems, also when subject to constraints and disturbances, can be controlled using linear MPC techniques.

1. GİRİŞ

Model Öngörülü Kontrol (MÖK) son yirmi yılda hem akademik hem de endüstriyel alandaki kontrol mühendislerinin ilgisini çekmektedir. MÖK kontrol edilen sistemin gelecekteki cevaplarını öngörmek için sürecin detaylı bir modelini kullanan bilgisayarlı kontrol yöntemlerinin genel adıdır [3]. IDCOM [4], DMC [5], GPC [6], QDMC [7], IMC [8], MUSMAR [9] bu algoritmalardan bazılarıdır. MÖK'de kısıt ve bozucular sistematik biçimde ele alınırken; kontrol edilmek istenen sistem mümkün olan en yüksek performansta çalışmaya zorlanır. Her kontrol adımında sistemin gelecekteki davranışını optimize edecek bir kontrol sinyali dizisi üretilir. Bu dizinin ilk elemanı kontrol sinyali olarak sisteme gönderilir; bir sonraki kontrol adımında optimizasyon işlemleri güncellenmiş veriler ile tekrar gerçekleştirilir [10].

MÖK elektrik santralleri ve petrokimya sanayi için geliştirilmiş olmasına rağmen günümüzde gıda, kimya, kağıt, metalurji, otomotiv sanayilerinde ve uzay teknolojilerinde birçok uygulamada kullanılmaktadır. 2000 yılı itibariyle 2200'den fazla endüstriyel MPC uygulaması kaydedilmiştir [11]. MÖK endüstride yaygın olarak kullanılan tek gelişmiş kontrol yöntemidir [12].

Endüstride raslanan MÖK uygulamaları sürecin doğrusal bir modeli ve durum ve girişlerde kısıtlarla tanımlanmış bir kuadratik bedel fonksiyonu kullanırlar. MÖK'ün sanayide yaygın olarak kullanılmasının en önemli nedeni kısıtları ayrıntılı biçimde ele almasıdır. Bu kısıtlar endüstriyel uygulamalarda doğal olarak görülür; örneğin bir valfin maksimum açıklığı tasarımıyla sınırlıdır veya güvenlik nedenlerinden dolayı kontol edilen sürecin sıcaklığının bir üst limiti vardır. Klasik yöntemler kısıtları ele alırken kapalı çevrim sistemin kararlılığını garanti edemezler. Doğrusal modeller kullanan MÖK'ün başka bir özelliği ise optimizasyon probleminin konveks kuadratik program haline dönüşmesidir. Konveks kuadratik programlama problemleri için birçok güvenilir ticari yazılım mevcuttur ve bu yazılımlar optimizasyon problemini gerçek zamanda çözebilecek hıza sahiptirler. Ayrıca güvenilirdirler: eğer konveks optimizasyon yazılımı bir sonuç veremiyorsa bunun nedeni problemin ele alınan kısıt veya ufuklarla bir çözümü olmamasıdır [13].

MÖK'ün bu başarılarının yanında halen açık sorular bulunmaktadır. Özellikle MÖK'ün doğrusal olmayan sistemlere uygulanması olarak tanımlanan Nonlineer MÖK (NMÖK) halen tam olarak çözülmüş bir sorun değildir. MÖK'ün matematik formulasyonu, doğrusal olmayan sistemlere doğrudan genişletilebilmektedir. Fakat, kontrol sinyalinin üretilmesi için ele alınan optimizasyon problemi, artık konveks olmadığından, kararlılığın garanti edilebilmesi için, birçok olası yerel ekstremum arasından global optimumun bulunması gerekmektedir. Konveks olmayan programlama iteratiftir ve global optimumda sonuç vereceğinin bir garantisi yoktur. Geçtiğimiz on yılda akademi NMÖK'ün kararlılığını sağlayacak çeşitli yöntemler geliştirmiş olsa da [10,13,14]; MÖK'te olduğu gibi doğrudan kullanılan genelgeçer yaklaşımlar yerine, NMÖK'teki durum çoğu zaman, soruna karşı çözüm üretme (ing. ad-hoc) şeklinde olmaktadır.

1.1 Amaç ve Kapsam

Bu tez çalışmanın amacı doğrusal model ve konveks kuadratik başarı ölçütü kullanarak, doğrusal olmayan sistemlerin denetimini MÖK çerçevesinde ele alınabileceğini göstermektir. Çözümü için güvenilir yazılımlar bulunan MÖK ile, NMÖK probleminin formulizasyonu ve çözümü üzerinde çalışılacaktır. Sistem modelleri durum uzayda tanımlanarak, Kalman filtreleme tekniklerinin olanaklarından faydalanılmıştır. Ele alınan kısıtlı konveks kuadratik optimizasyon problemi, MATLAB ortamında çözülmüştür. Benzetimlerde, [1,2]'de NMÖK için test edilen problemler, MÖK çerçevesinde incelenip, MÖK'ün doğrusal olmayan sistemlere uygulanmasında kazanç sıralama, ardıl doğrusallaştırma, hızlı örnekleme yöntemleri kullanımı ile başarılı sonuçlar alınabildiği gösterilecektir. Tasarlanan kontrolcülerin bozucu ve gürültü gibi olasıl etkilere karşı gürbüzlüğü incelenecek ve gösterilecektir.

1.2 Tezin İçeriği

Bölüm 1'in kalan kısmında literatür araştırması özetlenir. Literatür araştırması, ilk ticari MÖK algoritması olan IDCOM'dan başlayarak, günümüze kadar geliştirilen öngörülü kontrolcülerin bir derlemesi olarak görülebilir.

Bölüm 2'de MÖK bakış açısını sağlayacak temel kavramlar açıklanır; kullanılan sistem modelleri, belirsizliklerin modellenmesi, durum gözlemcisi, Kalman filtresi, doğrusal kuadratik Gausyen kontrol ve konveks kuadratik optimizasyon ile ilgili gerekli temel bilgiler özetlenir.

Bölüm 3'te, MÖK probleminin matematik formulasyonu sürekli zamanda ve en genel hal için tanımlanıp, problemin doğrusal MÖK çerçevesinde çözümü sunulur. Çözümün oluşturulmasında, parametre ayarlaması (ing. tuning), kararlılık ve gürbüzlük konuları ele alınır.

Bölüm 4, benzetimlerde kullanılacak sistemleri ve senaryoları tanıtır. Kontrol edilecek sistemlerin hepsi doğrusal olmayan tiptedir. Belirlenen senaryolar ile benzetim sonuçları, yorumlar ile birlikte sunulur.

Bölüm 5'te ise tezin sonuçları özetlenir ve çalışmanın geleceği ile ilgili yorumlar yapılır.

1.3 Literatür Araştırması

Doğrusal kuadratik Gausyen (LQG) kontrol [15,16] 1960'tan itibaren akademide yoğun ilgi gördü, fakat sanayi kısıtların ele alındığı, optimizasyon işleminin bilgisayarlarca gerçek zamanda hesaplanabildiği konrolcülere ihtiyaç duyuyordu. [17]

Model öngörülü kontrol (MÖK) ile ilgili ilk tanımlama, Richalet tarafından 1978'de Automatica dergisinde yayınlandı [4]. Geliştirdikleri programa IDCOM (Identification and Control) adını vermişlerdi. IDCOM'un temel özelikleri şöyledir;

- darbe cevabı modeli,
- sonlu öngörü ufku boyunca kuadratik başarı ölçütü,
- giriş ve çıkış kısıtları problem formulasyonunda yer alır,
- optimal kontrol girişleri, sezgisel iteratif bir algoritma kullanılarak hesaplanır.

Shell Co. mühendisleri Cutler ve Ramaker, 1980 yılında, çok değişkenli kısıtsız sistemlerin kontrolü için dinamik matris kontrol (DMC) algoritmasını yayınladılar [5]. Makale, sistem tanılamayla ilgili bilgi içermemektedir. DMC algoritmasının önemli özelikleri şöyledir;

- basamak cevabı modeli,
- sonlu öngörü ufku boyunca kuadratik başarı ölçütü,
- gelecekteki çıkış davranışı, ayar değerini mümkün olduğunca yakından izlemeye çalışır,
- optimal kontrol girişleri, en küçük kareler probleminin çözümü şeklindedir.

IDCOM ve DMC algoritmaları, MÖK teknolojisinin ilk nesli olarak kabul edilir. Endüstriyel süreç kontrol alanında hemen ilgi gördü ve sanayide MÖK paradigmasının oluşmasını sağladı [17].

İlk nesil MÖK algoritmaları kısıtsız, çok değişkenli süreçlerin kontrolünde başarı sağladı. Kısıtların ele alınması ise, soruna göre çözüm üreterek (ad-hoc) oluyordu. Shell Oil mühendisleri DMC'nin bu zayıflığını, algoritmayı giriş ve çıkış kısıtlarının ayrıntılı biçimde tanımlandığı bir kuadratik program (QP) haline getirerek ele aldılar. Cutler ve ark. [18], QDMC adını verdikleri algoritmayı 1983'te tanıttılar. QDMC'nin özelikleri aşağıdaki gibidir;

- basamak cevabı modeli,
- sonlu öngörü ufku boyunca kuadratik başarı ölçütü,
- gelecekteki çıkış davranışı, ayar değerini mümkün olduğunca yakından izlemeye çalışır,
- optimal kontrol girişleri, kuadratik programın çözümüyle bulunur.

Garcia ve Morshedi, QDMC'nin optimizasyon problemi çözümünü üç yıl sonra tekrar ele aldı [7]. QDMC gelişmiş bir kontrolcü olmasına rağmen, oluşturulan QP öne sürülebilecek en basit problemlerden biridir. Doğrusal sistemler için Hessian matrisi her zaman pozitif belirlidir, sonuç olarak problemi konveks optimizasyon halini alır. Bu problemin çözümü için birçok ticari program mevcuttur. MÖK problemini QP olarak kurarak, giriş ve çıkış kısıtlarını sistematik biçimde ele alan QDMC, öngörülü kontrol teknolojisinde ikinci nesil olarak değerlendirilebilir.

İkinci nesil MÖK, sert ve yumuşak kısıtlar tanımlayıp kesinlikle aşılmaması gereken limitler ile daha esnek olan limitler ayrımı yapsa da, uygun olmayan (ing. infeasible) bir çözümle başa çıkacak bir yapıya sahip değildi. Örneğin bir bozucu, problemi uygun olmayan bir çözüme görürebilir; kontrolcü buradan nasıl çıkacaktır?

Diğer taraftan tek amaç fonksiyonu kullanarak tüm kontrol hedeflerini ifade etmekte zorluklar yaşanıyordu. Adersa, Setpoint ve Shell Co. şirketleri bu eksiklikleri gidermek için, yeni MÖK algoritmaları geliştirdiler [17]. Çok değişkenli IDCOM-M [19] algoritması, Setpoint şirketi tarafından geliştirdi ve aşağıdaki özeliklere sahipti;

- darbe cevabı modeli,
- çok amaçlı bedel fonksiyonu: kuadratik çıkış ve giriş amaç fonksiyonları,
- çıkış bir referans yörüngesini takip eder,
- her adımda bir giriş hesaplanır,
- kısıtlar yumuşak veya sert olarak tanımlanıp, önemine göre sıralanabilir.

1990'ların başında Shell Research mühendisleri Shell Multivariable Optimizing Controller (SMOC)'u geliştirdiler [20]. Durum-uzay ve MÖK algoritmaları arasında bir köprü olan bu algoritma; öngörülü kontrolün kısıtlar altında çalışma, durum-uzay yöntemlerinin durum geribeslemesi gibi güçlü olan yanlarını birleştirici niteliğe sahiptir. SMOC algoritması 'modern' MÖK formulasyonunun temeli olarak sayılan birçok özelik içerir. Bunlardan bazıları;

- durum-uzay modeller; bu sayede tüm doğrusal dinamikler ifade edilebilir (kararsız gibi),
- ölçülmeyen bozucuları içeren ayrıntılı bir bozucu modeli: çıkışta sabit bozucu artık bir özel durum halini alır,
- çıkış vektöründen durum ve bozucu vektörlerini tahmin eden Kalman filtresi,
- giriş ve çıkış kısıtları QP formulasyonunun içinde yer alır.

SMOC algoritması, problemin sonlu ufuk boyunca ele alınması dışında LQGR problemini giriş ve çıkış kısıtları ile çözmeye neredeyse eşdeğerdir. Bu farktan ötürü, LQGR'ün güçlü kararlılaştırıcı karakteristiklerine sahip değildir. IDCOM-M ve SMOC algoritmaları, MÖK teknolojisinin üçüncü nesli olarak kabul edilir. Bu nesil öncekilerden; kısıtlar için farklı ağırlıklar verilebilmesi, uygun olmayan çözümlerden kurtulmak için rutinler içermesi, zamanla değişen sistemleri ele alacak bir yapıya sahip olması, durum geribesleme seçenekleri ve kararsız sistemlere de uygulanabilmesiyle ayrılır.

Profimatics şirketinin Honeywell, Setpoint ve DMC Co. şirketlerinin ise Aspen Tech. tarafından satın alınması ile, birikmiş bilgi ve araştırmalar birleşti. Dördüncü nesil MÖK teknolojisi, 1996 ve 1998 yıllarında bu birleşmeler ile ortaya DMC-plus ve RMPCT algoritmaları ile tanımlanabilir. Dördüncü nesil, günümüz MÖK teknolojisini ifade eder, bazı ortak özelikleri şunlardır [17];

- Windows tabanlı görsel arabirim,
- ağırlıklı kontrol amaçları ile tanımlı çoklu optimizasyon mertebeleri,
- model belirsizliklerinin doğrudan ele alınması (gürbüz kontrol sistemi tasarımı),
- tahmin hatası ve alt-uzay yöntemleri tabanlı sistem tanılama.

MÖK teknolojisi, günümüzde beşinci nesil olarak adlandırılabilecek; öngörü modeli olarak doğrusal olmayan çeşitli (Wiener-Hammerstein, yapay sinir ağı gibi) modeli kullanan, sonuçta oluşan konveks olmayan problemi gerçek zamanda global optimumu bulacak şekilde çözebilen kontrolcülere geçiş aşamasındadır. ABB'nin 3dMPC [21] ve Pavillion Tech.'in Process Perfecter [22] algoritmaları, yeni nesil doğrusal olmayan model öngörülü kontrolu temsil eder [12]. İlgili okuyucu ticari paketler hakkında ayrıntılı bilgi için, Badgwell ve Qin'in MÖK uygulamaları hakkındaki kapsamlı araştırmalarına [10,17] danışabilir.

2. KURAMSAL TEMELLER

2.1 Sistem Modelleri

Denetleyiciler model tabanlı ve modelden bağımsız kontrolcüler olarak sınıflandırılabilir. Model tabanlı denetleyiciler kontrol sinyalinin hesaplanmasında kontrol edilen sistemin ayrıntılı bir modelini kullanırlar. Model bağımsız kontrol modelleme hatalarının olmadığı, fakat parametrik perturbasyonlara karşı hassas bir sınıftır. Model tabanlı denetleyiciler ise bozucu, ölçüm gürültüsü ve parametre belirsizliği gibi etkilere karşı gürbüzdürler [24]. Model öngörülü kontrol (MÖK) model tabanlı bir yöntemdir. Bölüm boyunca MÖK'de kullanılan sistem modelleri tanıtılacaktır.

Bu çalışmada kontrol edilmek istenen sistemin matematik ifadesinin, fiziksel korunum denklemleri veya ampirik tanılama yollarıyla bilindiği varsayılacaktır. Dinamik sistem modelleme için [25,26], sistem tanılama için [27-29] kaynakları incelenebilir.

2.1.1 Doğrusal olmayan modeller

Bu tez çalışmasında, doğrusal olmayan sistemler kontrol edilecektir. Kontrol edilmek istenen doğrusal olmayan sistem sürekli zamanda, aşağıda verilen nonlineer diferansiyel denklemler takımı (2.1, 2.2) yanında giriş ve durumlar üzerinde tanımlı kısıtlar (2.3) ile betimlenir. En genel haliyle betimlenen sistemdeki kısıtların doğrusal eşitsizlikler şeklinde olduğu varsayılır.

$$\dot{x}\,(t) = f(x,u,t), \qquad x(0) = x_0 \tag{2.1}$$

$$y(t) = g(x,u,t) \tag{2.2}$$

$$u(t) \in \mathcal{U}.\forall t \geq 0 \;\; ve \;\; x(t) \in \aleph.\forall t \geq 0 \tag{2.3}$$

MÖK ile ilgili bölümde gösterileceği gibi, çözülmesi gereken optimizasyon probleminin konveks olabilmesi için, kontrolcünün öngörü modelinin doğrusal olması gerekir. Doğrusal olmayan sistemleri, bir çalışma noktası etrafında, doğrusal modellerle ifade etmek mümkündür. [12]

2.1.2 Doğrusal sapma modeli

(2.1, 2.2) sistemi $x = x_0$, $u = u_0$ rejiminde olsun. $\|x_{sapma}\|$ ve $\|u_{sapma}\|$ değerleri ufak olmak üzere, sistemin $x = x_0 + x_{sapma}$, $u = u_0 + u_{sapma}$ pertürbasyon etkileri halinde, cevabı incelenirse;

$$\frac{dx}{dt} = f\left(x_0 + x_{sapma}, u_0 + u_{sapma}, t\right)$$

$$\frac{dx}{dt} \approx f(x_0, u_0, t) + \frac{\partial f}{\partial x}|_{(x_0,u_0,t)} \cdot \mathrm{x_{sapma}} + \frac{\partial f}{\partial u}|_{(x_0,u_0,t)} \cdot \mathrm{u_{sapma}} \quad \textbf{(2.4)}$$

$$y(t) = g\left(x_0 + x_{sapma}, u_0 + u_{sapma}, t\right)$$

$$y(t) \approx g(x_0, u_0, t) + \partial g/\partial x|_{(x_0,u_0,t)} + \partial g/\partial u|_{(x_0,u_0,t)} \quad \textbf{(2.5)}$$

Yukarıdaki yaklaşım doğrusal olmayan denklem takımının nominal durum ve giriş değerleri etrafında, yüksek mertebe türevlerin ihmal edildiği Taylor serisi açılımıdır. $\partial f/\partial x|_{(x_0,u_0,t)}$ ve $\partial f/\partial u|_{(x_0,u_0,t)}$ parçalı türevleri, (x_0, u_0, t)'da hesaplanan A ve B matrislerini tanımlar. Aynı şekilde $\partial g/\partial x|_{(x_0,u_0,t)}$ ve $\partial g/\partial u|_{(x_0,u_0,t)}$ parçalı türevleri, C ve D matrislerini oluşturur. A, B, C, D matrisleri, Jakobyen matrisleri olarak adlandırılır. $x = x_0 + x_{sapma}$ ve x_0 sabit bir değer olduğundan, $dx/dt = dx_{sapma}/dt$ olur. Şu halde (2.1, 2.2) için bir doğrusal sapma modeli elde edilmiştir.

$$\frac{dx}{dt} = Ax_{sapma} + Bu_{sapma} + f(x_0, u_0, t)$$

$$y = Cx_{sapma} + Du_{sapma} + f(x_0, u_0, t) \quad \textbf{(2.6)}$$

Eğer x_0, u_0 bir denge noktası yani bir sürekli rejim ise, $f(x_0, u_0, t) = 0$ olacaktır. Gösterim kolaylığı açısından sistemlerin sürekli rejim etrafında doğrusallaştırıldığını varsayarak, durum ve giriş vektörlerini nominal rejimden sapma miktarları olarak yeniden tanımlansın. Ayrıca x, u durum ve giriş vektörleri ve A, B, C, D matrislerini, kontrol edilmek istenen sisteme (ing. plant) ait olduklarını göstermek için, sırasıyla x_p, u_p, A_p, B_p, C_p, D_p olarak isimlendirilsin. Bu halde model daha da yalınlaşarak, kontrol sistemleri analizinde yaygın şekilde kullanılan sürekli-zamanda doğrusal durum-uzay modeli halini alır. Bu ifade (2.7) ile belirtilmiştir.

Bu en yaygın durumdur: nonlineer model bir denge noktasının komşuluğunda doğrusallaştırılır. Tez boyunca doğrusallaştırılma böyle sürekli rejimler etrafında gerçekleştirilecektir. Sürekli rejim olmayan (x_0, u_0) değerleri etrafında

doğrusallaştırma yapıldığında elde edilen model zamanla değişen bir doğrusal model olur. Sürekli rejim olmayan bir nokta etrafında doğrusallaştırma hakkında daha ayrıntılı bilgi için [12] 'ye bakılabilir.

$$x_{sapma} \coloneqq x_p \ , u_{sapma} \coloneqq u_p \ , \ f(x_0, u_0, t) = 0 \Rightarrow \dots$$

$$\frac{dx}{dt} = A_p x_p + B_p u_p$$

$$y = C_p x_p + D_p u_p \qquad \textbf{(2.7)}$$

2.1.3 Doğrusal model

MÖK uygulamalarında durum-uzay, giriş/çıkış, basamak veya darbe cevabı modelleri kullanılır. Bu çalışmada durum-uzay modelleri ele alınacaktır. Durum-uzay modeli kullanmanın avantajları; bu model yapısının çok değişkenli sistemlere kolayca genişletilebilmesi, kapalı-çevrim davranışının basit şekilde incelenebilmesi;ayrıca doğrusal kuadratik (LQ) kontrol ve Kalman filtreleme kuramlarının zenginliğinden faydalanabilmektir [30]. Diğer doğrusal modeller için [5,12,31] incelenebilir. Tez çalışmasında, sadece D = 0 olan sistemler ele alınacaktır. Model, doğrusal olmayan sistemden elde edildiği şekilde, aşağıdaki gibi yazılır;

$$\frac{dx_p}{dt} = A_p x_p + B_p u_p$$

$$y = C_p x_p \qquad \textbf{(2.8)}$$

MÖK, temelde bir bilgisayar algoritmasıdır ve ayrık zamanda çalışır. Doğrusal sürekli zamandaki modelin ayrık zamana taşınması, bir örnekleme frekansı ile örneklenmesi sonucunda gerçekleştirilir. A, B, C ve D gösterim kolaylığı açısından hem sürekli zaman, hem de ayrık zamandaki sistem matrisleri olarak kullanılacaktır. Sürekli ve ayrık zamanlarda bu matrislerin sayısal değerlerinin, örnekleme frekansına bağlı olarak, farklı olması beklenir. Ayrıklaştırma için Euler Metodu veya sıfırıncı mertebeden tutucu yöntemleri kullanılabilir. Model, ayrık zamanda şu şekilde ifade edilir:

$$x_p(k+1) = A_p x_p(k) + B_p u_p(k)$$

$$y(k) = C_p x_p(k) \qquad \textbf{(2.9)}$$

2.1.4 Artımsal model

MÖK'de sistem modelleri artımsal modellerdir. Bu modellerin kullanılma nedeni 3.Bölüm'de açıklanacaktır. Elde edilmek istenen model (2.10)'da tanımlandığı gibi, giriş yerine girişin değişimlerinin yer aldığı modeldir. (2.9) doğrusal modelinden (2.10) artımsal modele geçiş, (2.11)'de verilen değişken dönüşümü ile gerçekleştirilir.

$$x(k+1) = A\,x(k) + B\,\Delta u(k)$$

$$y(k) = C\,x(k) \qquad \textbf{(2.10)}$$

$$A =: \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ 0 & I \end{bmatrix},\ x =: \begin{bmatrix} x_k \\ u_{k-1} \end{bmatrix},\ B =: \begin{bmatrix} B_p \\ I \end{bmatrix},\ C =: [C_p \quad 0] \qquad \textbf{(2.11)}$$

2.2 Olasıl Sistemler

Önceki kısımlarda ele alınan sistem modelleri belirgin (ing. deterministic) modellerdi. Belirgin bir sistemin bir başlangıç durumundan serbest bırakıldığı düşünülsün. Bu sistemin gelecekteki durumları kesin olarak hesaplanabilir [42].

Bir takım belirsizliklere sahip olan sistemlere olasıl sistemler (ing. stochastic systems) adı verilir. Sistem modellenmesi, tasarım ve analizinde bu belirsizlikler matematiksel olarak kesin bir biçimde ifade edilirler. Olasıl etkileri yaratan belirsizlikler; sistem üzerinde etki eden bozucular, ölçüm hata ve gürültüleri, sistemin modellenmemiş dinamikleri veya model hatası olabilir. Bu belirsizlikler, olasılıksal (ing. probabilistic) bir biçimde, rastlantı değişkenleri (ing. random variable) ve olasıl süreçler (ing. stochastic process) kullanılarak modellenir.

Olasıl sistemlerde değişkenler kesin sayısal değerleri yerine, istatistiksel göstergelerle ifade edilirler. Beklenen değer (ing. expected value) böyle bir operatördür ve E{.} şeklinde ifade edilir. Beklenen değer operatörünün özellikleri aşağıda sıralanmıştır [42].

- E{rastlantısal sinyal} = rastlantısal sinyalin ortalaması
- E{belirgin sinyal} = belirgin sinyal
- E{x(t)+y(t)} = E{x(t)} + E{y(t)}
- E{x(t).y(t)} = x(t). E{y(t)}, x belirgin, y olasıl ise

Olasıl sistemlerin analizinde önemli olan diğer bir istatistiksel gösterge, durum vektörünün korelasyon matrisidir. $R_x(t,\tau)$ ile ifade edilen korelasyon matrisi, farklı durum değişkenlerinin veya aynı durum değişkeninin farklı zaman adımlarının birbiriyle bağlılaşımını (ing. correlation) ifade eden bir göstergedir ve (2.12)'deki gibi tanımlanır.

$$R_x(t,\tau) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_i(t)x_i^T(\tau) \qquad \textbf{(2.12)}$$

Bir α rastlantı değişkeni, bir Ω olay uzayından (ing. event space) $\mathbb{R}$'ye tanımlanmış bir fonksiyondur. Bu fonksiyonun çıkışları veya gözlenen değerleri X ile gösterilsin. Rastlantı değişkeni, bir olay uzayından değişkenin olası değerlerinden meydana gelen ölçülebilir uzaya değişimini gösterir. Ölçülebilir uzay, reel sayılardan oluşur.

Bir rastlantı değişkeni, olasılık dağılımı (ing. distribution function) ve olasılık yoğunluğu fonksiyonları (ing. probability density function, pdf) ile tanımlanır. Olasılık dağılımı F, rastlantısal olayın meydana gelmesi için değer ve olasılıkları belirler. Dağılım, mümkün olan tüm sonuçları kapsar ve olasılıkların toplamı bire eşittir. Olasılık yoğunluğu fonksiyonu p ise, ilgili rastlantı değişkeninin gözlem uzayının istenen bölümünde meydana gelmesinin göreceli olasılığını belirtir. Rastlantı değişkeninin verilen bölümde olma ihtimali, olasılık yoğunluğu fonksiyonunun istenen çalışma bölgesi boyunca integrali alınarak elde edilir. Olasılık dağılımı F ve olasılık yoğunluğu fonksiyonu p'nin matematik ifadesi (2.13)'de verilmiştir.

$$F_\alpha(x) = P(\alpha \le x)$$

$$p_\alpha(x) = \frac{dF_\alpha(x)}{dx} \qquad \textbf{(2.13)}$$

Gauss dağılımı (normal dağılım), pratik sistemlerde sıklıkla karşılaşılan bir olasılık dağılımıdır. Bu dağılıma göre değişken, ortalama değeri etrafında yoğunlaşır ve ortalamadan uzaklaşıldıkça olayın gerçekleşme olasılığı azalır. Gauss fonksiyonu veya çan eğrisi adlarıyla da bilinir. Gauss dağılımının matematik ifadesi (2.14) ile verilmiştir.

$$p_\alpha(x) = \frac{1}{\sqrt{2\Pi}\sigma} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}}, \quad \sigma > 0 \qquad \textbf{(2.14)}$$

Bir X(t) olasıl süreci, { X(t) } rastlantı değişkenlerinin bileşimidir. Bir olasıl sürecin özeliklerinin anlaşılabilmesi için, olasılık dağılımı fonksiyonunun bilinmesi gerekir. Pratikte, olasıl sürecin tüm olasılık dağılımıyla ifade edilmesi külfetli olduğundan, birinci (m) ve ikinci (r) derece moment tanımlamaları geliştirilmiştir ve süreçler bu iki özeliği ile tanımlanırlar. (2.15)'te ortalama ve kovaryans ifadeleri verilmiştir.

$$m(t) = m_x(t) = E\{x(t)\}$$

$$r(t,s) = r_x(t,s) = E\{[x(t) - m_x\,(t)\,][x(s) - m_x\,(s)]^T\} \qquad \textbf{(2.15)}$$

Birinci derece moment, sürecin beklenen değerini belirtir ve ortalama adını alır. İkinci derece moment ise sürecin değişkenliğinin bir göstergesidir ve kovaryans adı verilir [43].

Bir olasıl sürecin olasılık dağılımı zamanla değişmiyorsa, istasyonel süreç (ing. stationary stochastic process) adını alır. (discrete-time stochastic systems) Bu tez çalışmasında ele alınan olasıl süreçlerin tümü istasyoneldir.

Olasıl sistemlerin frekans domeni analizinde güç spektrumu yoğunluğu (ing. power spectral density) matrisi, $S_x(f)$ bir rastlantısal sinyalin gücünün tahrik frekansı f'e göre nasıl değiştiğini gösteren bir ölçüttür. (2.16)'da matematik ifadesi verilen güç spektrumu yoğunluğu matrisi, korelasyon matrisinin Fourier dönüşümüne eşittir. Fourier dönüşümü sinyallerin frekans bileşenlerine ayıran matematik bir araçtır [42].

$$S_x(\mathrm{f}) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-if\tau} d\tau \qquad \textbf{(2.16)}$$

Gauss dağılımı gösteren, sıfır ortalamalı, korelasyon matrisi sıfır matris olan rastlantı değişkenleri dizisine beyaz gürültü adı verilir. Sinyal işleme bakış açısından, beyaz gürültü, tüm frekans spektrumunda eşit miktarda güç taşıyan, düz spektral yoğunluğa sahip bir sinyaldir [32].

Beyaz gürültü, tüm frekans spektrumunda güç taşıdığı için, teorik olarak sonsuz güce sahip bir sinyaldir. Gerçekte sonsuz güç taşıyan bir sinyal olamayacağı için, beyaz gürültü teorik bir kavramdır. Pratikte karşılaşılan durum, rastlantısal sinyalin frekans bileşenlerinin bir merkez frekans bandı civarında yoğunlaşmasıdır. Bu şekildeki rastlantısal sinyale renkli gürültü (ing. colored noise) adı verilir. Renkli gürültü, beyaz gürültü zamanla değişmeyen bir doğrusal filtreden geçirilerek elde edilir. Bu şekilde filtrelenmiş beyaz gürültünün spektral yoğunluğu sabit değildir ve filtrenin frekans cevabına bağlıdır [42].

2.3 Belirsizliklerin Modellenmesi

Bir sistemi kontrol ederken birincil amaç; sistem çıkışının referansı sürekli rejim hatası (ofset) olmadan izlemesidir. Daha önce ele alınan sistem modelleri belirgin (ing. deterministic) sistemlerdi. Oysa kontrol uygulamalarında olasıl (ing. stochastic) etkilere ve parametre belirsizliklerine sıklıkla rastlanır. Burada, olasıl etkilerin modele dahil edilmesi konusunu ele alınacaktır.

Klasik kontrol kuramından bilindiği gibi integral etki, ofset oluşmasını engeller. Belirsizliklerin ve bozucuların yokluğunda integral etki olmadan da ofsetsiz kontrol sağlanabilir, fakat pratikte parametre belirsizlikleri ve bozucular sıklıkla karşılaşılan bir durumdur ve integral etki zorunludur. İntegral etkinin sağlanmasına 3. Bölüm'de değinilecektir. Şimdilik; bozucuları sistematik olarak reddetmenin en iyi yolunun, bozucuların bir modelinin kurulması olduğunu söylemekle yetinelim. Olasıl bozucu $d(k)$ için, beyaz gürültü integratörü olarak tanımlanan, aşağıdaki gibi bir (2.17) modeli seçilsin;

$$d(k+1) = d(k) + v_n(k) \tag{2.17}$$

Burada $v_n(k)$ sıfır ortalamalı, değeri bilinmeyen beyaz gürültüyü ifade eder. Beyaz gürültü, düz spektral yoğunluğa sahip özel bir sinyaldir [32]. $d(k)$'nın da bilinmediği, fakat bir gözlemci ile değerinin kestirilebildiğini varsayılır. Bu tipte bir olasıl bozucu sisteme, durum ve çıkışlar üzerinde olmak üzere, iki temel şekilde etki ediyor olabilir.

2.3.1 Çıkış bozucu modeli

Belirsizliklerin modellenmesine doğrudan bir yaklaşım, bir bozucunun çıkış üzerinde perturbasyonlar olarak etkidiğini varsaymaktır. Çıkış bozucu modeli d_y ile ifade edilsin. (2.11)'e eklenen (2.17) çıkış bozucusu ile, sistem modeli aşağıdaki şekli alacaktır [3];

$$\begin{aligned} d_y(k+1) &= d_y(k) + v_n(k) \\ x_p(k+1) &= A_p x_p(k) + B_p u_p(k) \\ y(k) &= C_p x_p(k) + D_p u_p(k) + d_y(k) \end{aligned} \tag{2.18}$$

Bu şekilde tanımlanan bozucu, yeni bir durum olarak durum vektörüne dahil edilir;

$$x(k) \coloneqq \begin{bmatrix} x_p(k) \\ d_y(k) \end{bmatrix}, u(k) \coloneqq u_p(k),\ A \coloneqq \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \mathrm{B} \coloneqq \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C \coloneqq \begin{bmatrix} C_p & I \end{bmatrix}, D \coloneqq D_p$$

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) + v_n(k) \qquad \textbf{(2.19)}$$

Benzetimlerde kullanılacak yazılım, bozucuların giriş olarak tanımlanmasını gerektirmektedir. İki ifadenin birbirine özdeş olduğu kolaylıkla gösterilebilir. Bozucu, sistem giriş olarak tanımlandığında (2.20) durum-uzay modeli elde edilir.

$$x(k) \coloneqq x_p(k),\ u(k) \coloneqq \begin{bmatrix} u_p(k) \\ d_y(k) \end{bmatrix}, A \coloneqq A_p,\ B \coloneqq \begin{bmatrix} B_p & 0 \end{bmatrix},\ C \coloneqq C_p, D \coloneqq \begin{bmatrix} D_p & I \end{bmatrix}$$

$$d_y(k+1) = d_y(k) + v_n(k)$$

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \qquad \textbf{(2.20)}$$

2.3.2 Giriş bozucu modeli

Dinamikleri (2.12) 'de verilen bozucunun, durumlar üzerinde etkili olduğu hal ele alınsın. Bu $d_x(k)$ bozucusuna giriş (durum) bozucusu adı verilir. Bozucu etkisi altındaki sistemin dinamikleri [3];

$$d_x(k+1) = d_x(k) + v_n(k)$$

$$x_p(k+1) = A_p x_p(k) + B_p u_p(k) + d_x(k)$$

$$y(k) = C_p x_p(k) + D_p u_p(k) \qquad \textbf{(2.21)}$$

Giriş bozucusu bir durum olarak modele eklenirse;

$$x(k) \coloneqq \begin{bmatrix} x_p(k) \\ d_x(k) \end{bmatrix}, u(k) \coloneqq u_p(k), A \coloneqq \begin{bmatrix} A_p & I \\ 0 & I \end{bmatrix}, B \coloneqq \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C \coloneqq \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix}, \qquad D \coloneqq D_p$$

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) + v_n(k) \qquad \textbf{(2.22)}$$

Bozucu bir giriş olarak modele eklenirse;

$$x(k) \coloneqq x_p(k), u(k) \coloneqq \begin{bmatrix} u_p(k) \\ d_x(k) \end{bmatrix}, A \coloneqq A_p, B \coloneqq \begin{bmatrix} B_p \; I \end{bmatrix}, C \coloneqq C_p, D \coloneqq \begin{bmatrix} D_p \; 0 \end{bmatrix}$$

$$d_x(k+1) = d_x(k) + v_n(k)$$

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \qquad \textbf{(2.23)}$$

2.3.3 Durum ve çıkış bozucuları

Belirsizliklerin modellenmesi başlığı altında, sistem modelleme ve öngörü amacıyla kullanılacak model için bir form oluşturulmuş oldu. Modeli tamamlamak için tek yapılması gereken, durum ve çıkış bozucularının birlikte etkidiği hali ele almaktır. Bozucuların durum olarak modele eklendiği halde aşağıdaki model elde edilir;

$$x(k) \coloneqq \begin{bmatrix} x_p(k) \\ d_x(k) \\ d_y(k) \end{bmatrix}, u(k) \coloneqq u_p(k), \; A \coloneqq \begin{bmatrix} A_p & I & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix}, B \coloneqq \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C \coloneqq \begin{bmatrix} C_p \; 0 \; I \end{bmatrix}, D \coloneqq D_p$$

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$$

$$y(k) \; = Cx(k) + Du(k) + v_n(k) \qquad \textbf{(2.24)}$$

Bozucular, giriş olarak modele eklendiği halde ise;

$$x(k) \coloneqq x_p(k), \; u(k) \coloneqq \begin{bmatrix} u_p(k) \\ d_x(k) \\ d_y(k) \end{bmatrix}, d(k) \coloneqq \begin{bmatrix} d_x(k) \\ d_y(k) \end{bmatrix},$$

$$A \coloneqq A_p, \qquad B \coloneqq \begin{bmatrix} B_p \; I \; 0 \end{bmatrix}, \qquad C \coloneqq C_p \, , \qquad D \coloneqq \begin{bmatrix} D_p \; 0 \; I \end{bmatrix}$$

$$d\,(k+1) = d\,(k) + v_n(k)$$

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \qquad \textbf{(2.25)}$$

Doğrusal olmayan sistemden, $(x_0, u_0) = (0, 0)$ ve $f(x_0, u_0) = 0$ vektörleri civarında Taylor serisi açılımına dayanan doğrusal sapma modeline, durum ve çıkış bozucuları eklenmiş halde tam model adını verelim. Bu bölümde iki farklı ifadede tam model geliştirildi. (2.24) ve (2.25)'in özdeş olduğu gösterilebilir.

Benzetimler için sistem modellerken (2.25), öngörü modeli ve durum gözlemcisinde ise (2.24) formları kullanılacaktır. Bu iki bozucu modelinin kapalı çevrim davranışı, integral etkiye katkıları ve modellerin kurulması konularına daha ayrıntılı olarak 3. Bölüm'de değinilecektir.

2.4 Durum-Uzay Modeller ile Öngörü

Bir sistemin gelecekteki durum ve çıkışları, başlangıç anındaki durumlar ve gelecekteki girişler bilindiği takdirde, durum-uzay modelleriyle doğrudan öngörülebilir. Sistem modeli olarak (2.24)'te belirtilen form alınır ve sebebi Bölüm 3'te açıklanmak üzere D = 0 kabul edilirse, bir sonraki adımda durum ve çıkışın alacağı değerler aşağıdaki gibi olur;

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), y(k+1) = Cx(k+1) \quad \textbf{(2.26)}$$

Bir adım daha ilerlenirse;

$$x(k+2) = Ax(k+1) + Bu(k+1), y(k+2) = Cx(k+2)$$

$$x(k+2) = A^2x(k) + ABu(k) + Bu(k+1)$$

$$y(k+2) = Cx(k+2) \quad \textbf{(2.27)}$$

(k+3). adım için, (2.27) ve (2.26)'den yararlanılarak;

$$x(k+3) = A^2x(k+1) + ABu(k+1) + Bu(k+2)$$

$$x(k+3) = A^2[Ax(k) + Bu(k)] + ABu(k+1) + Bu(k+2)$$

$$y(k+3) = Cx(k+3) \quad \textbf{(2.28)}$$

Mevcut zamandan n-adım sonraki öngörüler bir polinom olarak genelleştirilir;

$$x(k+n) = A^n x(k) + A^{n-1}Bu(k) + A^{n-2}Bu(k+1) + \cdots + Bu(k+n-1)$$

$$y(k+n) = C[A^n x(k) + A^{n-1}Bu(k) + \cdots + Bu(k+n-1)] \quad \textbf{(2.29)}$$

Böylece n-adım sonrasının gelecek öngörüleri bir vektör halinde gösterilebilir;

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x(k+1) \\ x(k+2) \\ \dots \\ x(k+n) \end{bmatrix}}_{x(\vec{k})} = \underbrace{\begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \dots \\ A^n \end{bmatrix}}_{P_{xx}} x(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} B & 0 & 0 & 0 \\ AB & B & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ A^{n-1}B & A^{n-2}B & \dots & B \end{bmatrix}}_{H_x} \underbrace{\begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ \dots \\ u(k+n-1) \end{bmatrix}}_{u(\vec{k-1})} \quad \textbf{(2.30)}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y(k+1) \\ y(k+2) \\ \dots \\ y(k+n) \end{bmatrix}}_{y(\vec{k})} = \underbrace{\begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \dots \\ CA^n \end{bmatrix}}_{P} x(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & 0 \\ CAB & CB & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ CA^{n-1}B & CA^{n-2}B & \dots & B \end{bmatrix}}_{H} u(\vec{k}-1) \qquad \textbf{(2.30)}$$

Durum ve girişlerdeki sağa ok işaretleri, vektörün sadece gelecek değerleri içerdiğini gösterir. Şimdiki ve geçmiş değerleri içeren vektör ise sola doğru ok ile betimlenebilir. Daha sade bir gösterimle, öngörüler (2.31)'deki gibi olacaktır [3];

$$x(\vec{k}) = P_{xx}x(k) + H_x u(\vec{k}-1)$$

$$y(\vec{k}) = Px(k) + Hu(\vec{k}-1) \qquad \textbf{(2.31)}$$

Bu kısımda; mevcut durum ve gelecekteki girişler bilindiği sürece, durum-uzay modelin durum ve çıkışların gelecek değerleri için öngörülerde bulunma yeteneğine sahip olduğu gösterildi. Mevcut durumun bilinmesi için iki yol vardır: i) durumların hepsinin ölçüldüğü durum geribeslemesi, ii) ölçülmeyen durumların ölçülen çıkışlardan hesaplandığı durum gözlemcisi kullanmak.

2.5 Durum Gözlemcisi

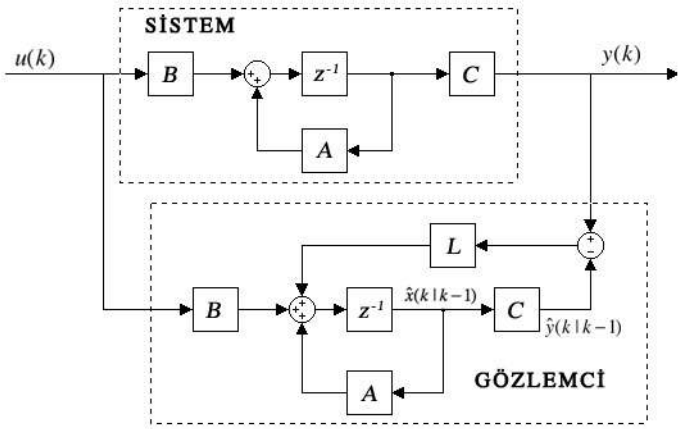
Durum vektörünün tamamı ölçülemiyorsa, gözlemlenebilirlik varsayımıyla, bir gözlemci ile kestirilebilir. Durum gözlemi problemi, ölçülen çıkış ve bilinen giriş değerlerinden, ölçülmeyen durum değerlerini hesaplamak olarak tanımlanır ve Şekil 2.1'de özetlenmiştir. (2.10) ve (2.11) denklemleri ile tanımlanmış doğrusal bir dinamik sistem için gözlemci denklemleri aşağıdaki gibidir [3];

$$\hat{x}(k+1|k) = (A - LC)\hat{x}(k|k-1) + Bu(k) + Ly(k) \qquad \textbf{(2.32)}$$

$$e(k+1) = x(k) - \hat{x}(k|k-1) = (A - LC)\, e(k) \qquad \textbf{(2.33)}$$

(2.32) ve (2.33)'de $L = AL'$ eşitliği geçerlidir. L' gözlemci kazancı olarak adlandırılır. $\hat{x}(k+1|k)$; k. adıma kadar olan bilgi ile hesaplanan (k+1). adım tahminini, e gözlemcideki kestirim hatasını ifade eder. $(A - LC)$ matrisinin özdeğerleri z-düzleminde birim çemberin içindeyse, gözlemci kararlı olacaktır. (2.33), gözlemcinin kararlı olması durumunda, durum kestirim hatasının sıfıra yakınsayacağını belirtir. Gözlemci tasarımı, [33]'te de özetlendiği gibi, kutup yerleştirme ile yapılır.

Kontrol edilmek istenen sistemin durum ve çıkış denklemlerine, bilinen kovaryans matrislerine sahip, beyaz gürültü bozucuları eklendiği takdirde, L' kazancı durum kestirim hatasının karelerinin toplamını minimize edilecek şekilde seçilebilir. Gözlemci bu durumda Kalman Filtresi adını alır.



Şekil 2.1 : Durum gözlemcisi

2.6 Sürekli Rejim Kalman Filtresi

Bu kısımda, durum kestiriminde güçlü bir araç olan sürekli rejim Kalman Filtresi (ing. steady state Kalman Filter) tanıtılacaktır. Modelleme belirsizlikleri veya ölçüm gürültüsünün varlığı nedeniyle tüm sistemler belirgin modellerle ifade edilemezler. Durum kestirimi yapılmak istenen sistemde olasıl etkiler var ise, proses (2.34)'te verilen zamanla değişmeyen, istasyonel, doğrusal, belirgin-olasıl durum uzay modeli (ing. determinist-stochastic model) ile ayrık zamanda ifade edilebilir.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Gw(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + v(k) \qquad \textbf{(2.34)}$$

Burada w(k) proses gürültüsüdür, nonlineer veya yüksek frekans etkilerin ihmalinden doğan modelleme hatalarından kaynaklanır. Diğer rastlantı değişkeni v(k) ise ölçüm gürültüsünü ifade eder. Bu iki rastlantı değişkeninin de istasyonel, sıfır ortalamalı beyaz gürültüler olduğu varsayılır. G matrisi, proses gürültüsünün durumlar üzerindeki etkisini ifade eden matristir. Proses ve ölçüm gürültülerinin kovaryansları sırasıyla Q ve R olarak, (2.35)'teki gibi tanımlansın [23].

$$E\{w(k)w^T(k)\} = Q$$

$$E\{v(k)v^T(k)\} = R \qquad \textbf{(2.35)}$$

(2.34)'teki belirgin-olasıl sisteme göre kontrol sistemi tasarlanırken, durum geri beslemesine güvenilemez; çünkü ölçülen durum vektörü $x_{ö}(k)$, proses gürültüsü w(k)'nın etkisi altındadır. Gerçek durum vektörü x(k)'nın bilinebilmesi için, bir durum gözlemcisine ihtiyaç vardır. 2.3. Kısım'da belirtilen Luenberger gözlemcisi ile istenen kutuplara sahip gözlemci tasarlanabilir. Fakat bu şekilde tasarlanan bir gözlemci, proses ve ölçüm gürültülerinin güç spektrumlarını göz önüne almaz. Luenberger gözlemcisi, sürekli rejimde kestirim hatasını sıfıra götürecek şekilde, determinist bir şekilde tasarlanır. Olasıl sistemlerde rastlantı değişkenlerinin değerleri tam olarak bilinmediğinden, hatanın sıfırlanması iyi tanımlanmış bir amaç olarak görülmez. Ölçülen çıkış y(k) ve sistemin durum vektörü x(t)'nin rastlantı vektörleri olduğunu hesaba katmak için, problemin istatistiksel bir şekilde tanımlanması gerekir [42]. Öncelikle durum değişkenlerinin kestirimlerinin ortalamasının, gerçek durum değerlerinin ortalamasına eşit olması istenir. İstatistiksel ifade edilirse, kestirimin beklenen değerinin durumun beklenen değerine eşit olması gerekmektedir. İkinci olarak durum kestiriminin gerçek durum değerine olabildiğince eşit olması istenir, yani hatanın kovaryansını en küçük yapan kestiriciye gereksinim duyulur [44].

Kalman Filtresi, kestirim hatasının kovaryansı minimize edecek şekilde tasarlanan bir gözlemcidir. Sistem ve gürültülerin durum vektörünü, kontrol girişi ve sistem çıkışı vektöründen kestirir. Tüm gürültüler beyaz ise, filtre kestirilen parametrelerin hatasını minimize eder. Gürültülerin beyaz olmaması durumunda ise en iyi doğrusal gözlemcidir [42].

İstatistiksel sürekli rejimde, hata kovaryansı P(k), bir sürekli rejim değerine yakınsar, sürekli rejimdeki hata kovaryans matrisi P ile gösterilir ve Cebrik Riccati denkleminin (2.36) çözümü ile elde edilir.

$$P = A[P - PC^T(CPC^T + R)^{-1}CP]A^T + GQG^T \qquad \textbf{(2.36)}$$

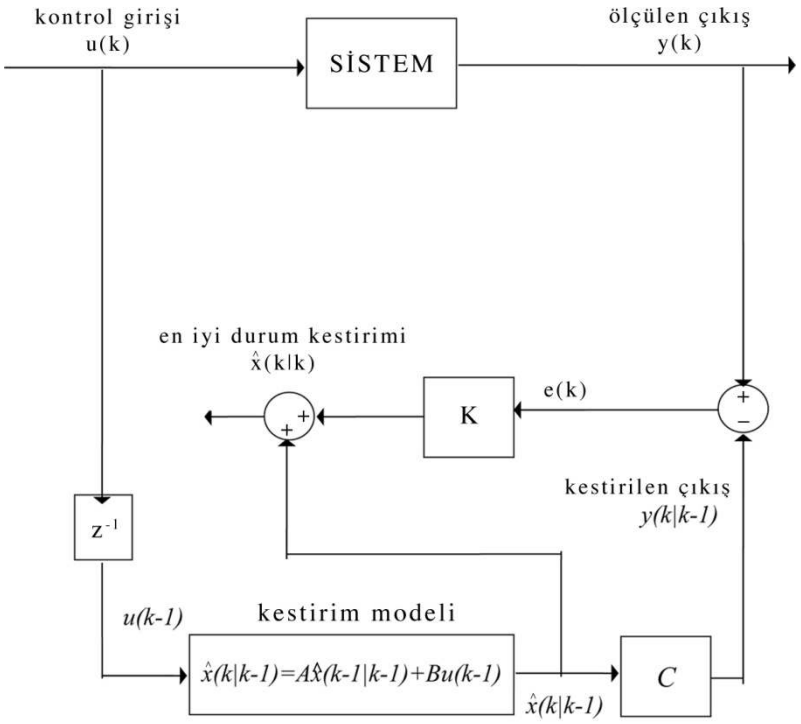
Hata kovaryansının sürekli rejim değeri, belirgin-olasıl modelin sistem matrislerine ve gürültülerin kovaryansına bağlıdır. P sabit bir matris olduğundan, gözlemci kazancı K da (2.37)'de gösterildiği gibi sabit bir matris olacaktır ve sürekli rejim Kalman kazancı adını alır.

$$K = PC^T(CPC^T + R)^{-1} \qquad \textbf{(2.37)}$$

(2.34)‘te verilen belirgin-olasıl sistem için sürekli rejim Kalman Filtresi, (2.38)‘de verilen zamanla değişmeyen sistemdir [42]. Sürekli rejim Kalman Filtresi’nin blok diyagramı Şekil 2.2’de verilmiştir.

$$\hat{x}(k|k-1) = A\hat{x}(k-1|k-1) + Bu(k)$$

$$\hat{x}(k|k) = \hat{x}(k|k-1) + K[y(k) - C\hat{x}(k|k-1)] \qquad \textbf{(2.38)}$$



Şekil 2.2 : Kalman Filtresi

2.7 Doğrusal Kuadratik Gausyen Regulator (LQGR)

Modern kontrol kavramları, Kalman’ın 1960’ların başlarında yaptığı [15,16] çalışmalara dayanır. Optimal kontrol yöntemlerine genel bir bakış sağlaması amacıyla, bu makalelerde elde edilen sonuçların basitleştirilmiş bir betimlemesi yapılacaktır. Kalman ve arkadaşlarının ele aldıkları süreç (2.34) ayrık zamanda, doğrusal bir durum-uzay modelidir:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Gw(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + v(k) \qquad \textbf{(2.34)}$$

Kullanılan model durum-uzay formunda olduğu için, en genel haliyle, çok değişkenli sistemleri de kapsamaktadır. u sistem girişlerini, y ölçülen çıkışları, x ise kontrol edilecek durumları ifade eden vektörlerdir. Durum bozucusu w ve ölçüm gürültüsü v, sıfır ortalamalı bağımsız Gauss gürültüleridir. Başlangıç durumu x_0 ise sıfır-olmayan ortalamalı Gaussian kabul edilir. Sistemin orijinde $x = 0, u = 0$ kontrol edilmek istendiği varsayalım. Bu halde değişkenler, istenen sürekli rejimden sapmalar anlamına gelirler.

Bedel fonksiyonu J, giriş ve durumların orijinden sapmalarının karelerini cezalandıran ağırlık matrisleri Q ve R ile tanımlanır:

$$J = \sum_{j=1}^{\infty} (\|x(k+j)\|_Q^2 + \|u(k+j)\|_R^2) \quad \textbf{(2.39)}$$

Bedel fonksiyonundaki norm terimi, aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\|x\|_Q^2 = x^T Q x \quad \textbf{(2.40)}$$

Yukarıda belirtilen problemin çözümü, doğrusal kuadratik gaussyen (LQG) kontrolcü olarak adlandırılır ve iki ayrı adımda ele alınır. k. zaman adımında, ölçülen y_k çıkışı ilk olarak optimal durum tahmini $\hat{x}(k|k)$'nın hesaplanmasında kullanılır:

$$\hat{x}(k|k-1) = A\hat{x}(k-1|k-1) + Bu(k-1) \quad \textbf{(2.41)}$$

$$\hat{x}(k|k) = \hat{x}(k|k-1) + K_f(y(k) - C\hat{x}(k|k-1)) \quad \textbf{(2.42)}$$

İkinci aşamada optimal giriş u(k), optimal oransal durum kontrolcüsüyle üretilir:

$$u(k) = -K_c\hat{x}(k|k) \quad \textbf{(2.43)}$$

Burada, $\hat{x}(i|j)$ i zaman adımında, j. zaman adımına kadarki bilgi ile öngörülen durum tahmini anlamına gelir. Kalman filtre kazancı K_f , matris Riccati denkleminin çözümünden hesaplanır. Kontolcü kazancı K_c ise ikili Riccati denklemi ile hesaplanır.

LQG probleminin bedel fonksiyonunda (2.39) ilgi çekici bir nokta, sayısal integral işleminin sonsuza kadar (sonsuz ufuk ile) hesaplanmasıdır. LQGR, kararlılaştırıcı özeliklere sahiptir. Modelleme hatası yokluğunda, Q pozitif yarı-tanımlı ve R pozitif tanımlı seçilirse, doğrusal sistemleri kararlılaştırabildiği gösterilmiştir [17].

LQG teorisi kısa zaman içinde, kontrol problemlerinin çözümünde akademide tercih edilen standart yaklaşım haline geldi. Goodwin, LQG'nin binlerce uygulaması olduğunu ve yılda 400 civarında Kalman filtresi tabanlı sistem için patent başvurusu yapıldığını bildirmektedir [34].

LQG, akademide yarattığı etkiyi etkiyi sanayide yaratamamıştır. Bunun temel nedenleri, [35]'te belirtildiği şekilde; kısıtlar, doğrusal olmayan davranışlar ve model belirsizlikleri (gürbüzlük) konuları içermemesinden kaynaklanmaktadır. Bir sürecin ekonomik çalışma noktasının, çoğu zaman kısıtların kesişiminde olduğu bilinmektedir [36]. LQG paradigması sanayide, kısıtların bedel fonksiyonuna eklenmesi ve kayan ufuklu kontrolun uygulanması ile, model öngörülü kontrol yaklaşımının temellerini oluşturmuştur.

3. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL

Bu bölümde Model Öngörülü Kontrol (MÖK) temel kavramlardan başlanarak doğrusal sistemler için kısıtsız ve kısıtlı MÖK problemleri tanımlanacak, problemin analitik ve yinelemeli (ing. iterative) çözüm yöntemleri sunulacak; bozucu, belirsizlik ve gürültü durumlarında kapalı çevrim davranış incelenecek ve kontrolcünün ince ayarlanmasına (ing. fine tuning) ilişkin önerilerde bulunulacaktır. Son olarak ise en genel haldeki Nonlineer MÖK (NMÖK) problemi sunulacaktır. Bölüm, NMÖK probleminin MÖK bakış açısı ile ele alınmasında uygulanan yaklaşımların tanıtımı ile sona erer.

Model Öngörülü Kontrol, sistemin gelecekteki davranışını kuadratik bir başarı ölçütüne göre optimize etmek için sistemin ayrıntılı bir modelini kullanan yöntemlere verilen genel isimdir. [11] Petrokimya endüstrisi için geliştirilmiş olmasına rağmen, proses endüstrisi, uçak, uzay ve askeri uygulamalarda kendisine birçok uygulama alanı bulmuştur. Sanayide geniş uygulama alanı bulabilmiş tek gelişmiş kontrol yöntemidir. MÖK'un bu başarısı aşağıdaki nedenlerden kaynaklanır [12]:

1. Çok değişkenli kontrol problemleri doğrudan ele alınır.
2. Eyleyici kısıtları problem formulasyonunda yer alır.
3. Kısıtlara yakın bölgelerde çalışabilir. Optimum çalışma noktasının çoğu zaman kısıtların kesişiminde olduğu bilinmektedir.

Felsefi olarak MÖK, öngörülebilen gelecekteki en iyi sonucu verecek hareketlerin seçilmesi bakımından insan davranışını yansıtır. Bu seçimin yapılabilmesi için, problemde ele alınan prosesin iç işleyişine dair bir modeli (ing. internal model) bilinmelidir. Sistemin durum ve çıkış bilgileri güncellendikçe, yeni kontrol kararları alınır. MÖK'u tanımlayan temel bileşenler, aşağıdaki gibi sıralanabilir [3].

1. Kontrol kanunu öngörülen sistem davranışına dayanır.
2. Sistem çıkışlarının öngörüleri, bir proses modeli kullanılarak hesaplanır.

3. Kontrol girişi, öngörülen davranışın bir başarı ölçütüne göre optimizasyonu yoluyla hesaplanır.
4. Kayan ufuk prensibi: optimum sistem girişleri her kontrol adımında tekrar hesaplanır.

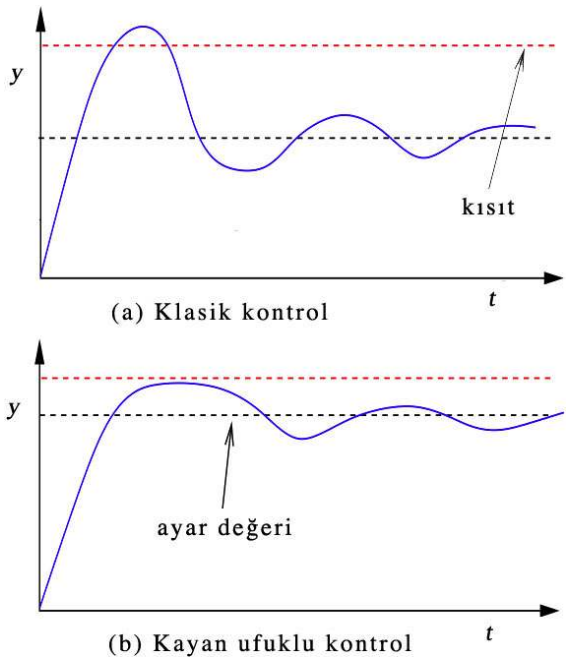
3.1 Kayan Ufuk Prensibi

Kayan ufuk (ing. receding horizon, RH) prensibi doğrusal kuadratik (LQ) kontrol kuramına dayanır. LQ kontrolcü, kuadratik olarak tanımlanmış bir bedel fonksiyonunu sonsuz zaman uzunluğu için minimize ederek optimum kontrol girişi üretir. Ele alınan problem için, başka bir optimal çözüm yoktur. Kayan ufuklu kontrolde, kontrol girişleri sonlu bir ufuk için bulunur, bu ufuktan sonraki optimal kontrol girişleri hesaplanmaz. Bu bağlamda RH kontrol alt-optimaldir denebilir, fakat bedel fonksiyonuna eklecek ek terimler ile bu aşılabilir.

Analitik ifadelere dayanan çözümler üreten LQR'nin aksine, kayan ufuklu kontrolde sayısal çözümleme gerekir. Bedel fonksiyonu kuadratik programlama ile çözülmelidir [37]. Kuadratik optimizasyon yapısı kısıtların formulasyonda yer almasına izin verdiğinden, RH kontrolcü kısıtları ihlal edilmeden önce ele alarak, klasik kontrole üstünlük sağlar. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi klasik kontrolde kısıtlar, sadece ihlal edilmeleri halinde ele alır. RH kontrolcü ise, gelecekteki çıkış değerlerini kısıtları ihlal etmeyecek şekilde hesaplandığı için, çıkış limitlerin çok yakınında, fakat sınırları geçmeden çalışabilir. Bu önemli bir niteliktir, çünkü kısıtlı problemlerde optimal çözüm çoğu zaman kısıtların kesişim noktalarında bulunur [12].

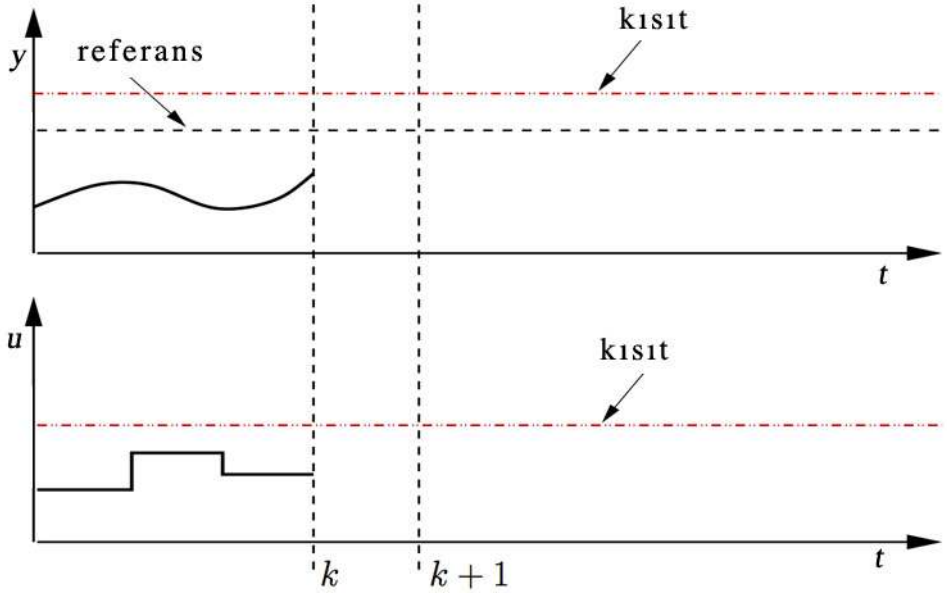
Kayan ufuklu kontrol algoritmasında bir örnekleme adımı aşağıdaki gibidir [12];

1. Sistemin durumları ölçülür. Ölçülemeyen durumlar gözlemci ile kestirilir.
2. Sistemin gelecekteki davranışını öngören bir model kullanılarak, tanımlı bir bedel fonksiyonunu kısıtlar ihlal edilmeden minimize edecek, mevcut ve gelecek zaman adımları için tanımlı bir kontrol girişi dizisi hesaplanır.
3. Optimal kontrol girişi dizisinin mevcut zaman adımı için olan ilk parçası, sisteme gönderilir.



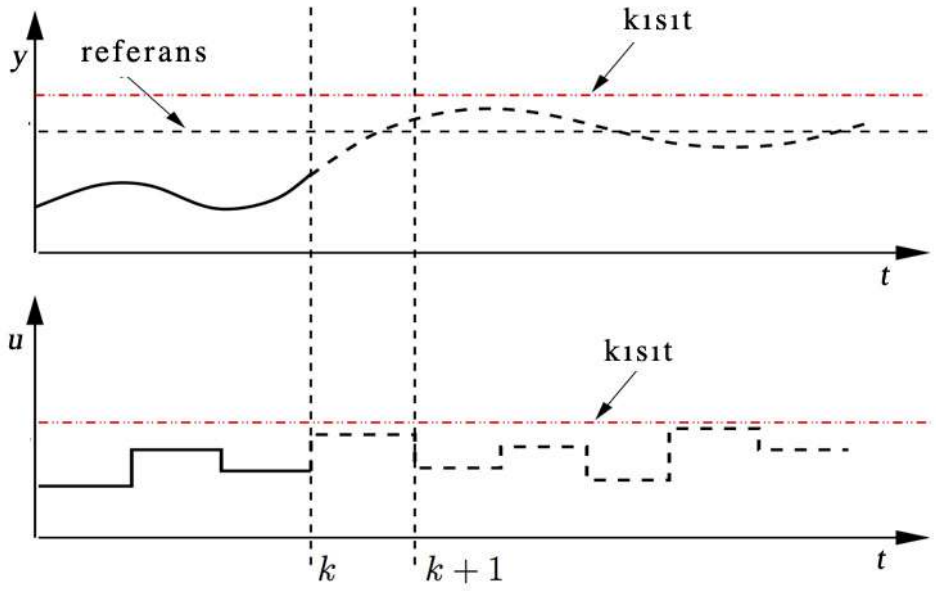
Şekil 3.1 : RH ve klasik kontrolde kısıtlar

RH kontrolün davranışını incelemek için, kontrol edilen sistemin bir k zaman adımında, sıfır olmayan giriş ve çıkış değerlerinde olduğunu varsayalım. Bu durum Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



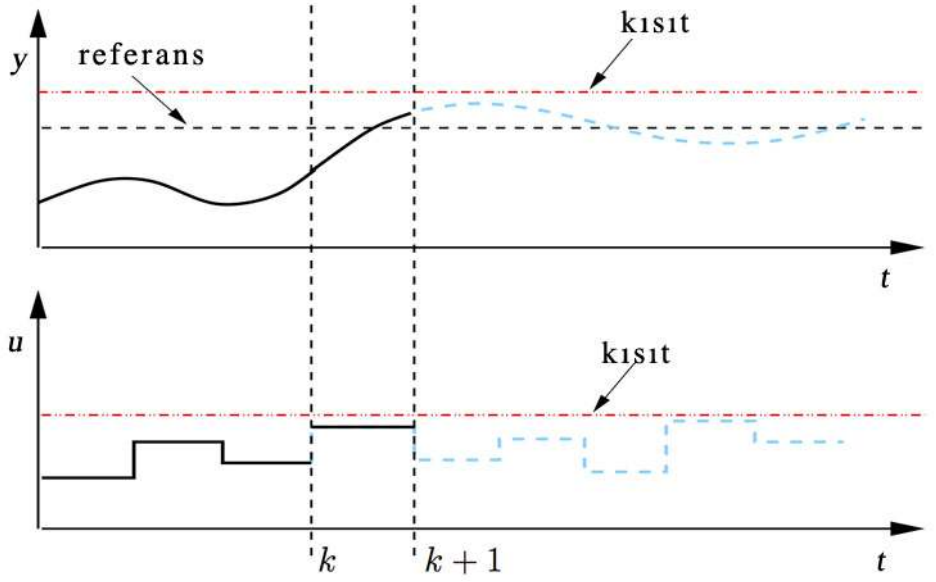
Şekil 3.2 : RH başlangıç durumu $(t = k)$

Algoritmanın ilk adımında sistemin durumlarının ölçülür ve x(k) vektörü elde edilir. İkinci adımda öngörü modeli ve amaç fonksiyonu kullanılarak, sonlu ufuk için bir giriş değişkeni dizisi elde edilir. Bu dizi, Şekil 3.3'de görüldüğü gibi, ufuk bitmeden sistemi istenen ayar değerine getirecek şekilde hesaplanır.



Şekil 3.3 : RH optimum kontrol dizisi $(t = k)$

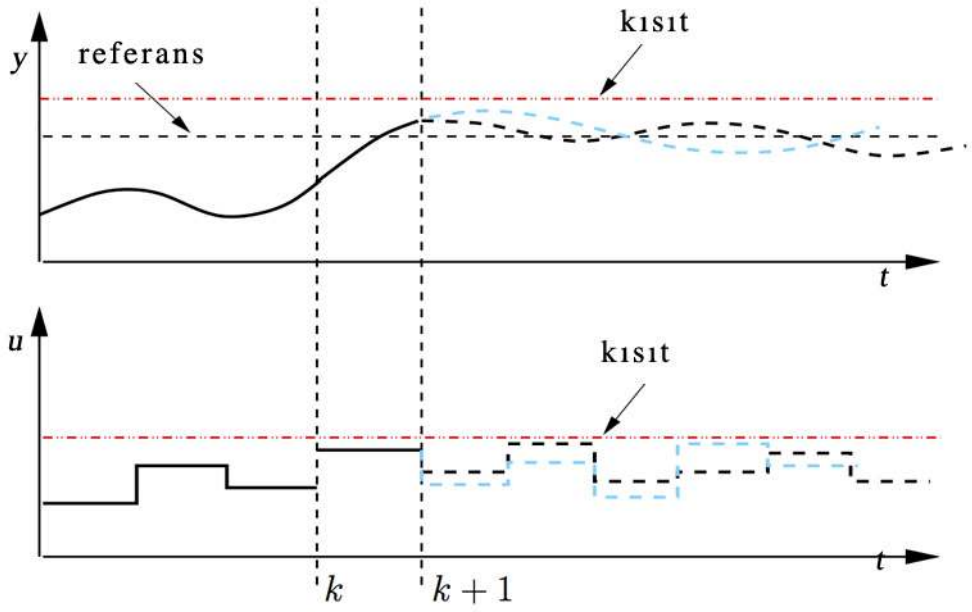
Algoritmanın son adımında ise hesaplanan optimal kontrol sinyali dizisinin ilk elemanı u(k) sisteme gönderilir. Böylece bir iterasyon sona ermiş olur, ikinci iterasyona geçilir. Bu sefer ölçülen durum vektörü x(k+1)'dir. Sonlu ufuklu optimizasyon sonucunda Şekil 3.4'te gösterilen yeni bir kontrol girişi dizisi elde edilir.



Şekil 3.4 : RH kontrol hamlesi ve yeni optimum giriş dizisi $(t = k + 1)$

(k+1) adımına gelindiğinde, k adımına göre kontolcü bir adım daha uzağı öngörebilmekedir, ufuk sağa (zamanda ileriye) doğru kaymıştır. RH prensibi ismini, ufkun her kontrol adımında bir adım ileri kaymasından alır.

Gürültü ve bozucu olmayan durumda, (k) ve (k+1) adımlarında hesaplanan kontrol girişi vektörlerinin aynı olması beklenebilir, fakat pratik uygulamada bu olasıl (ing. stochastic) etkiler hemen her zaman vardır ve Şekil 3.5'te görüldüğü gibi, iki ardıl adımda hesaplanan optimal kontrol girişi dizileri birbirlerinden farklı olur.



Şekil 3.5 : RH: $(t = k)$ ve $(t = k + 1)$'de hesaplanan optimum girişler

Sadece ilk bileşen sisteme gönderilecekse, neden bir ufuk boyunca kontrol sinyali dizisi hesaplanır, sadece bir sonraki adımın hesaplanması yeterli değil midir? Sadece bir adım sonraki optimal giriş vektörünün hesaplandığı kontrol stratejisine arsız kontrol (ing. greedy control) adı verilir [38, s.630]. Böyle bir kontrolcü, bozucu etkileri altında kolaylıkla kararsızlığa düşebilmektedir, ayrıca sönen hafıza etkisi (ing. fading memory effect) adı verilen bir özelliğe sahiptir. Bu etki adını; bir k adımında gerçekleştirilen kontrol hamlesinin etkilerinin, sonraki zaman adımlarında hızla sönmesinden alır. Böylece, bir zaman adımında ekonomik olarak iyi bir hamle yapılmışsa da, etkisinin kısa sürede yokolacağı beklenebilir. Uzun ufuklu öngörü (ing. long range prediction) ile mevcut zaman adımında yapılan bir kontrol hamlesinin gelecekteki etkileri de ele alınmış olmaktadır.

3.2 Öngörü ve Kontrol Ufukları

Kayan ufuklu kontrolde, çıkış öngörülerinin yapıldığı zaman adımı sayısı ile hesaplanan optimal kontrol girişlerinin sayısı eşittir. Daha sonra gösterileceği gibi, algoritmada işlemsel yük optimal kontrol girişlerinin hesabından kaynaklanır.

Algoritmanın daha hızlı çalışması için MÖK'de iki ayrı ufuk tanımlanmıştır. Hesaplanan optimal girişler, kontrol ufku adı verilen, görece kısa bir ufuk için hesaplanır. Bu kontrol girişleri zorlamasıyla, sistemin gelecekteki çıkışları öngörü ufku adı verilen, görece daha uzun olan ufuk boyunca hesaplanır. Kontrol ufkundan sonra girişlerin sıfır olduğu kabul edilerek, sistemi öngörü ufkunun sonunda istenen değere getirmesi istenir. Öngörü ufku n_y, kontrol ufku n_u ile ifade edilir. Ufukların kapalı çevrim davranışına etkisi bölümün ilerleyen kısımlarında ele alınacaktır.

3.3 Öngörülü Kontrol Modelleri

MÖK, model tabanlı bir kontrolcüdür ve başarısı tasarlanan modellerin geçerliliğine bağlıdır. Bu kısımda öngörülü kontrolde kullanılan modeller tanıtılacaktır. Bozucu ve gürültülerin modellenmesi, söz konusu belirsizliklerin reddini sağlarken, öngörü modeli sistemin gelecekteki durumları hakkında öngörülerde bulunmaya yarar. Eğer kontrol edilmek istenen sistemin tüm durumları ölçülemiyorsa bir gözlemci kullanılmalıdır. Gözlemci modeli, ölçülen çıkış ve bilinen giriş değerlerinden, ele alınan sistemin durum değerlerini kestirmede kullanılır. Ele alınan sistemler (2.10) ve (2.11)'de belirtilen durum uzay modeli formundadır.

$$x\,(k+1) = A\,x\,(k) + B\,u\,(k) \qquad \textbf{(2.10)}$$

$$y(k) = C\,x\,(k) \qquad \textbf{(2.11)}$$

3.3.1 Bozucu modelleri

Kontrol edilmek istenen sistemin modelinin tam olarak bilindiği ve dışarıdan ölçülmeyen başka bir etkinin bulunmadığı duruma nominal hal adı verilir. Bu durumda ele alınan problem belirgin (ing. deterministic) bir problemdir ve çözümü sayısal yollarla kesin olarak yapılabilir. Oysa MÖK uygulamasında olasıl (ing. stochastic) etkilere sıklıkla rastlanır: sistemin durumları veya çıkışı üzerinde bozucu (ing. disturbance) olabilir, ölçüm gürültüsü geribeslemede hata yaratabilir, ölçüm aletinin çözünürlüğünden kaynaklanan hatalar oluşabilir, sistemin modelinde parametre belirsizlikleri veya sistemin bir takım dinamikleri modellenmemiş dinamikleri olabilir. Bu olasıl etkilere kontrol görevinde teker teker veya bileşik olarak raslanabilir. Olasıl problemin çözümü, istatistiksel hesaplamaya dayanır. Olasıl değişkenler kesin değerler yerine, 2. Bölüm'de açıklanan ortalama ve varyans değerleri ile tanımlanırlar.

MÖK algoritmalarının kapalı çevrim performansı doğrudan model doğruluğuna bağlıdır. Belirgin olarak modellenen bir sistemin gerçek zamanlı kontrolünde, örneğin çıkış üzerinde bir bozucu varsa, model tabanlı bir kontrolcü olan MÖK'ün çıkışın gelecek değerleri için ürettiği öngörüler hatalı olacak, böylece kontrolcünün performansı azalacaktır. Bu da kontrol edilen sistemin istenen rejimde kontrolünün sağlanamamasına ve bir sürekli rejim hatasının (ing. offset) oluşmasına neden olacaktır.

Sistem modeline bir ölçülmeyen bozucu modeli eklemek bu sürekli rejim hatasını telafi etmek için en sık kullanılan yöntemdir. Uygulamada bozucunun gelecekte sabit kalacağı varsayılır, referans değeri gerektiği kadar kaydırılarak bozucunun çıkış üzerindeki etkisi kaldırılır. Bu yöntemde iki konu önemlidir: ayrı bir bozucu modeli tasarlanmalı ve bozucu durumları kestirilmelidir [45]. Öngörülü kontrol için modelleme yapılırken amaç, yeterince doğru öngörüleri verecek en basit bozucu modelinin seçilmesidir. Sanayide basit bozucu modelleri kullanan binlerce başarılı MÖK uygulaması vardır [3].

Bozucular temelde belirsizlikleri ve rastgele etkileri temsil eder. Bu rastlantısal etkilerin kaynağı beyaz gürültü kabul edilir. Beyaz gürültü bir bozucu modelinden geçirilerek bozucu elde edilir. Bozucu modeli genellikle zamanla değişmeyen, doğrusal ve görece düşük mertebeli doğrusal bir filtredir. Bozucunun durum uzay modeli ve blok diyagramı aşağıda, Şekil 3.6'da verilmiştir. Denklemlerde x_d bozucu durum vektörünü, d bozucu çıkış vektörünü; $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}, \bar{D}$ matrisleri ise bozucu modeline ait sistem matrislerini ifade eder. (3.1)'de belirtilen sistem sıfır ortalamalı ve birim kovaryans matrisli beyaz gürültü tarafından tahrik edilmektedir [5].

$$x_d(k+1) = \bar{A}x_d(k) + \bar{B}n_d(k)$$

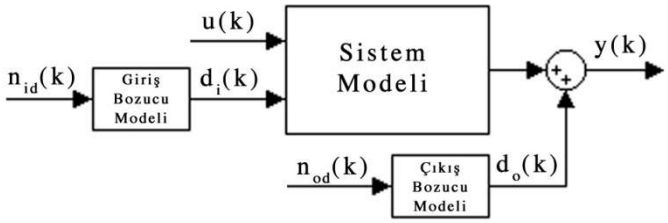
$$d(k) = \bar{C}x_d(k) + \bar{D}n_d(k) \qquad \textbf{(3.1)}$$

Şekil 3.6'da n(k) beyaz gürültüyü, d(k) ise bozucuyu göstermektedir ve ayrık zamanda tanımlanmışlardır.



Şekil 3.6 : Bozucu modeli bloğu

Bozucular, sisteme etki ettikleri değişkenin adıyla anılırlar. Temel olarak iki bozucu tipi vardır: durum bozucusu ve çıkış bozucusu. Şekil 3.7'de görüldüğü gibi durum bozucusu durumlar üzerinde, çıkış bozucusu ise çıkışlar üzerinde perturbasyonlara yol açar. Giriş ve çıkış bozucuları sırasıyla d_i ve d_o ile ifade edilir. Bozucu modellerinin kontrol edilmek istenen sistemin durum uzay modeline eklenmesiyle ilgili bilgi, 2.Bölüm'de verilmiştir [5].



Şekil 3.7 : Giriş ve çıkış bozucuları

Giriş ve çıkış bozucuları, sisteme fiziksel olarak etki eden faktörler olabileceği gibi, model belirsizliği veya eksik modellemeden kaynaklanan hataları da temsil edebilir. Bu değişkenlerin ölçülemediği varsayılır. Değerleri 2. Bölüm'de açıklanan Kalman filtresi vasıtasıyla kestirilir.

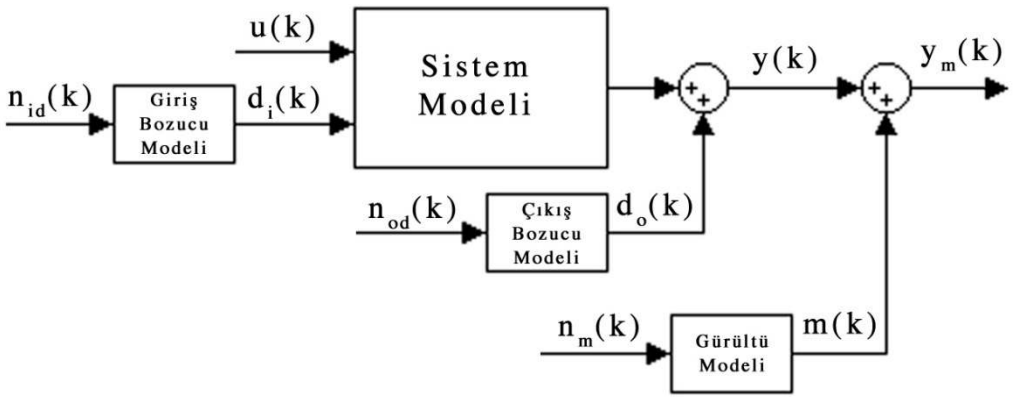
3.3.2 Gürültü modeli

Geri beslemeli kontrolcülerde çıkış değeri ölçülürken, yüksek frekanslı gürültü sinyali, çıkış sinyaline empoze olur ve ölçülmek istenen değeri bozarlar. Bu olguya ölçüm gürültüsü (ing. measurement noise) adı verilir. Ölçüm gürültüsü genellikle yüksek frekanslıdır ve alçak geçirgen filtreler ile sinyalden süzülür. Buna rağmen ölçülen büyüklükte perturbasyonlara yol açar. Bozucular için olduğu gibi, ölçüm gürültüsünden kurtulmak için de gürültünün bir modeli tasarlanıp, proses modeline 2. Bölüm'de belirtildiği şekilde eklemek gerekir.

Çıkış vektörü y(k)'nın ölçüm gürültüsü m(k) tarafından bozulduğunu varsayalım. Ölçüm gürültüsü m(k), doğrusal zamanla-değişmeyen bir sistemin çıkışıdır. (3.2) ile belirtilen gürültü modeli, sıfır ortalamalı ve birim varyanslı beyaz gürültü tarafından tahrik edilir. Denklemlerde x_m gürültüye ait durum vektörünü, m gürültü vektörünü; $\tilde{A}, \tilde{B}, \tilde{C}, \tilde{D}$ matrisleri ise gürültü modeline ait sistem matrislerini ifade eder [5].

$$x_m(k+1) = \tilde{A}x_m(k) + \tilde{B}n_m(k)$$
$$m(k) = \tilde{C}x_m(k) + \tilde{D}n_m(k) \qquad \textbf{(3.2)}$$

Kontrol edilmek istenen sistemde gürültü ve bozucunun birlikte etkisi durumu, aşağıdaki Şekil 3.8'de betimlenmiştir.



Şekil 3.8 : Bozucu ve gürültü modelleri

3.3.3 Öngörü modeli

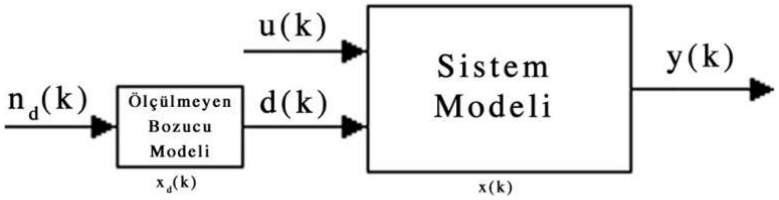
Bir sisteme ait durum-uzay modeli, başlangıç koşulları ve gelecekteki kontrol girişi değerleri biliniyorsa, gelecekteki sistem çıkışlarına dair öngörüler doğrudan hesaplanabilir. Bu hesaplamanın nasıl yapılacağı 2. Bölüm'de verilmiştir. Sistemin gelecekteki cevaplarını öngörmede kullanılan doğrusal modele öngörü modeli (ing. prediction model) adı verilir. Öngörü modelinde kontrol edilmek istenen sistemin ve bozucuların durum-uzay modelleri kullanılır. Öngörü modeli (3.3)'te verilmiştir.

$$x(k+1) = Ax(k) + B_u u(k) + B_d d(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + D_d d(k) \qquad \textbf{(3.3)}$$

Denklemde d, n_d boyutlu ölçülmeyen bozucu vektörünü gösterir. B_u , B sistem matrisinin u kontrol girişine ait alt matrisini ifade eder. Benzer şekilde B_d , d bozucusuna ilişkin alt matris ve D_d , D matrisinin d bozucusuna ait alt matrisi gösterir. MÖK bakış açısından, D matrisinin D_d alt matrisi dışındaki tüm elemanları sıfır olması gerekir. Yukarıdaki ifadede $B_d \neq 0$ ise d(k) giriş bozucularını içerir. $D_d \neq 0$ ise d(k) çıkış bozucularını içerir. En genel halde d(k) giriş ve çıkış bozucularının vektörüdür. Öngörülerde ölçüm gürültüsü hesaba katılmaz.

Öngörü model ve 2.Bölüm'de gösterilen hesaplama yöntemi kullanılarak, kontrol edilmek istenen sistemin gelecekteki durum ve çıkış vektörleri kestirilebilir. Öngörü modelinin şematik gösterimi 3.9'daki gibidir.



Şekil 3.9 : Öngörü modeli

3.3.4 Gözlemci modeli

Öngörülü kontrol yöntemlerinde durum gözlemcisi, iki temel görev üstlenir. Bunlardan ilki ölçülmeyen durum vektörünün sayısal değerlerinin ölçülen çıkış vektörlerinden kestirilmesidir. Sisteme etki eden bozucu veya ölçüm gürültüsü olması durumunda ise, bozucu ve gürültünün durum vektörünün kestirilmesi ikinci görevidir. Durum gözlemcisinin genel yapısı 2. Bölüm'de verildiği gibidir. Bozucu ve gürültü de yukarıda belirtildiği gibi modellendiğinde, y(k) çıkışından durumlar (3.4)'te verilen modele göre kestirilir.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}(k|k) \\ \hat{x}_d(k|k) \\ \hat{x}_m(k|k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}(k|k-1) \\ \hat{x}_d(k|k-1) \\ \hat{x}_m(k|k-1) \end{bmatrix} + M(y(k) - \hat{y}(k))$$

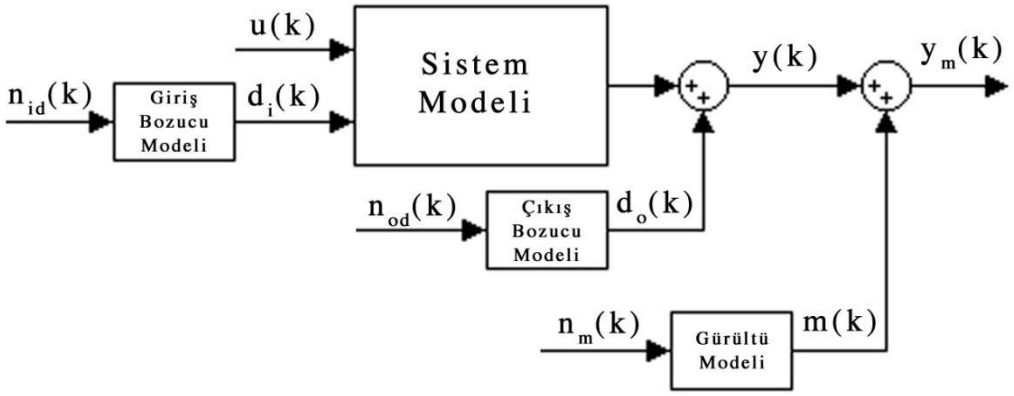
$$\begin{bmatrix} \hat{x}(k+1|k) \\ \hat{x}_d(k+1|k) \\ \hat{x}_m(k+1|k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A\hat{x}(k|k) + B_u u(k) + B_d \bar{C}\hat{x}_d(k|k) \\ \bar{A}\hat{x}_d(k|k) \\ \tilde{A}\hat{x}_m(k|k) \end{bmatrix}$$

$$\hat{y}(k) = C_m \hat{x}(k|k-1) + D_d \bar{C}\hat{x}_d(k|k-1) + \tilde{C}\hat{x}_m(k|k-1) \qquad \textbf{(3.4)}$$

(3.4)'teki $\hat{x}(k+1|k)$ ifadesi, x durum vektörünün (k+1). zaman adımındaki değerinin k. zaman adımına kadar olan bilgiyle kestirimini ifade eder. Alt indisler d ve m, ilgili değişkenlerin sırasıyla bozucu ve gürültüye ait olduğunu gösterir. Ölçülen çıkış $y(k)$ ile gösterilir. Ölçülen değerden gözlemci vasıtasıyla gürültü etkileri eksiltilince $\hat{y}(k)$ elde edilir. M gözlemci kazancıdır. Tez çalışması boyunca gözlemci kazançları, Kalman filtreleme tekniğine göre hesaplanacaktır. Kalman filtresinin tasarımında, (3.5) ile verilen genişletilmiş model kullanılır. Genişletilmiş modelde, bozucu ve gürültü durumları durum vektörüne eklenerek bu modeller proses modeline dahil edilir. Sürekli Rejim Kalman Filtresi (ing. steady state Kalman Filter) kazancının hesaplanmasında kullanılan (3.5) modeline ilişkin blok diagrami Şekil 3.10'daki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}(k) \\ \hat{x}_d(k) \\ \hat{x}_m(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_d\bar{C} & 0 \\ 0 & \bar{A} & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(k) \\ \hat{x}_d(k) \\ \hat{x}_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_u \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} B_d\bar{D} & 0 \\ \bar{B} & 0 \\ 0 & \tilde{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_d(k) \\ n_m(k) \end{bmatrix}$$

$$y(k) = [C \quad D_d\bar{C} \quad \tilde{C}] \begin{bmatrix} x(k) \\ x_d(k) \\ x_m(k) \end{bmatrix} + [\bar{D} \quad \tilde{D}] \begin{bmatrix} n_d(k) \\ n_m(k) \end{bmatrix} \qquad \textbf{(3.5)}$$



Şekil 3.10 : Durum gözlemi modeli

3.4 Bedel Fonksiyonu ve Optimizasyon

(2.9) dinamik denklemleri ile ifade edilen doğrusal ayrık zamanlı sistem için durum denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$x\,(k+1) = A\,x\,(k) + B\,u\,(k)$$

$$y(k) = C\,x\,(k) \qquad \textbf{(2.9)}$$

Kontrol kanunu, öngörülen performansın optimize edilmesi yoluyla hesaplanır. Optimizasyonda amaç, toplam çıkış hatası ve kontrol için harcanan çabayı en az yapmaktır. Çıkış hatası, sistem çıkışının sabit veya değişken bir yörüngeyi izlediği durumdaki takip hatasıdır. Kayan ufuk prensibine göre, bedel fonksiyonu her örnekleme adımında n_y öngörü ve n_u kontrol ufukları boyunca minimize edilir. Bedel fonksiyonu 2-normundadır; hesaplanırken toplam çıkış hatası ve kontrol eforu ağırlıklandırılır. Kontrol eforu, kontrol girişindeki değişim miktarı olarak tanımlanır. Kontrol değişimi, (3.6) ile tanımlanmıştır [3].

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \qquad \textbf{(3.6)}$$

J adım bedel fonksiyonunun bir örnekleme adımında minimize edilmesi, öngörü ufku boyunca optimum performansı sağlayacak kontrol değişimlerinin hesaplanmasıyla sonuçlanır. Bu kontrol değişimlerin vektörünün uzunluğu, kontrol ufkunun uzunluğuna eşit olur. Kayan ufuk prensibine göre, bu kontrol dizisinin ilk bileşeni sisteme gönderilir ve bir sonraki örnekleme adımına geçilir.

a.kısıtsız MÖK problemi

Kontrol probleminde giriş, çıkış veya durumlar üzerinde hiçbir kısıtlama yoksa kapalı çevrim öngörülü kontrol problemi, kısıtsız MÖK problemi olarak adlandırılır. Kısıtsız MÖK probleminde adım bedel fonksiyonu (3.7) ile tanımlanır.

$$J(k) = \sum_{i=n_0}^{n_y} [r(k+i) - y(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_{u-1}} [\Delta u(k+i)]^2$$

$$\Delta u(k+i \mid k) = 0\,,\ i \geq n_u \qquad \textbf{(3.7)}$$

Denklem, bedel fonksiyonunu öngörü ufku n_y boyunca öngörülen çıkış hatalarının karelerinin toplamı ve kontrol ufku n_u boyunca kontrol değişimlerinin karelerinin λ oranı ile ağırlıklandırılmış toplamı olarak tanımlar. Burada n_0 minimum öngörü ufku olarak adlandırılır. Kontrol edilmek istenen sistemde giriş ve çıkış arasında zaman gecikmesi varsa, minimum öngörü ufku bu gecikme kadar seçilmelidir. Diğer hallerde $n_0 = 0$ olacaktır. İkinci denklem kontrol ufkundan sonra kontrol değişimlerinin sıfır varsayıldığını gösterir [3].

Kısıtsız MÖK'de optimizasyon problemi (3.8)'deki gibidir.

$$min_{\Delta \vec{u}}\ J(k) = \sum_{i=n_0}^{n_y} [r(k+i) - y(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_{u-1}} [\Delta u(k+i)]^2 \qquad \textbf{(3.8)}$$

b.kısıtlı MÖK problemi

Endüstriyel süreçlerde giriş, çıkış veya durumlar belirli değerlerle kısıtlanmışlardır, örneğin bir elektrik motoruna beslenebilecek akımın ve motorun üretebileceği torkun belirli sınır değerleri vardır, pistonlar stroklarından daha fazla konum değiştiremezler, güvenlik nedeniyle fırınlar belirli bir sıcaklığın üzerine ısıtılmazlar. MÖK'ün sanayide yaygın olarak kullanılmasının temel nedeni proses kısıtlarını doğrudan hesaba katarak, optimum davranışı ve kısıtları aynı anda sağlamasındadır. MÖK'ün klasik kontrole üstünlüğü, kısıtları ihlal etmeden optimum sistem davranışı sağlayacak giriş değerlerini saptamasındadır.

Kontrol edilmek istenen sistemin giriş veya çıkış değerleri üzerinde kısıtlar olabilir. Bu kısıtlar doğrusal eşitsizlik kısıtları olmalıdır. Doğrusal eşitsizlik kısıtları, fiziksel olarak ilgili değişkenin alt ve üst limit değerlerine karşılık gelir. Giriş kısıtları (3.9), çıkış kısıtları ise (3.10) ile aşağıda verilmiştir.

$$u_{min} \leq u(k) \leq u_{maks} \quad \textbf{(3.9)}$$

$$y_{min} \leq y(k) \leq y_{maks} \quad \textbf{(3.10)}$$

MÖK'de kısıtlar, optimizasyon probleminde yer alırlar ve böylece kontrol kanununda doğrudan ele alınırlar. Kısıtlı MÖK'de optimizasyon optimizasyon problemi (3.11) ile belirtildiği gibidir [12].

$$min_{\Delta\vec{u}}\ J(k) = \sum_{i=n_0}^{n_y}[r(k+i) - y(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_{u-1}}[\Delta u(k+i)]^2,$$

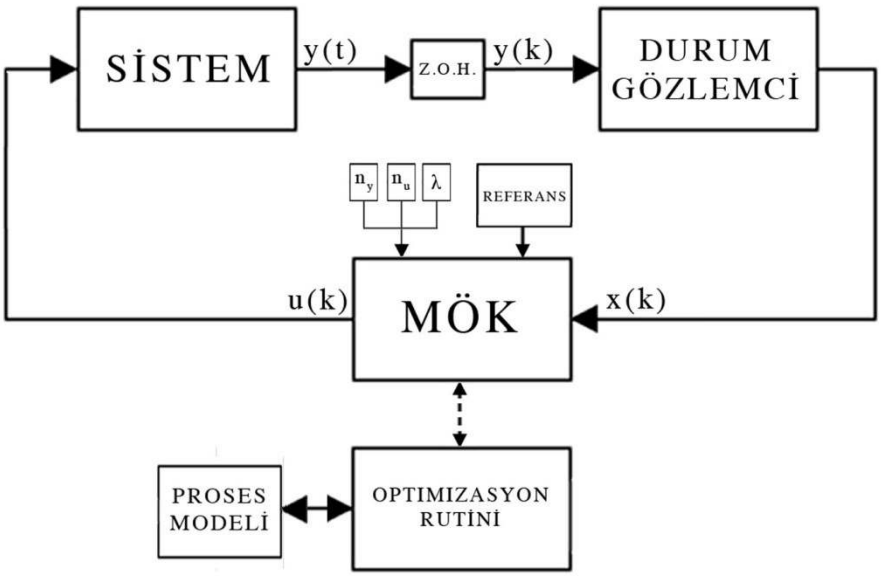
$$u_{min} \leq u(k) \leq u_{maks}, y_{min} \leq y(k) \leq y_{maks} \quad \textbf{(3.11)}$$

3.5 MÖK Algoritması

MÖK algoritması, doğrusal sistemlerin kontrolünde kullanılabilir. Eğer ele alınan sistem nonlineer ise, 2.1.2 bölümünde belirtilen Taylor serisi açılımı ile doğrusallaştırılır. (2.10) ve (2.11) dinamik denklemleri ile durum uzayında tanımlanan doğrusal sistemin kontrolünde, iteratif olarak koşturulacak öngörülü kontrol algoritması, üç ana adımdan oluşur:

1. x(k) durum değerlerinin ölçülmesi
2. optimal kontrol girişi u(k)'nın hesaplanması
3. u(k) optimal kontrol girişinin sisteme uygulanması

Algoritmada, y(k) çıkış vektörünün ölçülmesi ve u(k) kontrol girişinin uygulanması arasında bir miktar zamana gerek vardır (kontrol hesapları zamanı). Bundan ötürü u(k) girişi, doğrudan y(k) çıkışını etkilememelidir. Bu gereklilik, durum uzayında, D sistem matrisinin sıfır matris olması anlamına gelir. D sistem matrisinin sıfır olmadığı sistemlerde, değişken dönüşümü ile matrisler istenilen forma sokulabilir [12]. Kontrol edilen sistemde x(k) durum vektörünün hepsi ölçülemiyor olabilir. Endüstriyel uygulamalarda genelde sadece çıkış ölçülür. Ölçülen değişkenlerden ölçülemeyenler bir durum gözlemcisi ile hesaplanabilir. MÖK'te durum gözlemcisi olarak optimal bir gözlemci olan Kalman Filtresi'nin kullanımı yaygındır [46].



Şekil 3.11 : Kapalı çevrim MÖK sistemi

Bir sistemin MÖK ile kapalı çevrim kontrolüne ilişkin blok diyagramı Şekil 3.11'de verilmiştir. Blok diyagramına göre k. örnekleme adımı, o adıma ait y(t) çıkış değerinin ölçülmesiyle başlar. Sensörler aracılığıyla ölçülen çıkış değeri bir sıfırıncı mertebe tutucu ile ayrık zamana geçirilir, y(k) elde edilir. Çıkış değerinden durum gözlemcisi yoluyla k. adımdaki durum vektörü x(k) elde edilir. Öngörülü kontrolcünün tasarım parametreleri öngörü ve kontrol ufukları uzunlukları ile ağırlıklandırma katsayısıdır. MÖK proses modelini kullanarak, öngörü ve kontrol ufukları boyunca optimizasyon sonucunda optimal giriş vektörünü belirler. Bu vektör, k adımından $k + n_y$ adımına kadar olan zamanda bedel fonksiyonunu minimize eden ve n_u uzunluğunda bir kontrol değişimleri dizisidir. Kayan ufuk prensibine gore bu dizinin ilk elemanı u(k) sisteme giriş olarak uygulanır ve bir sonraki örnekleme adımına geçilir.

3.6 İntegral Etkinin Sağlanması

PID kontrolcülerde integral etki, sürekli rejim hatasının sıfırlanması görevini (ing. offset free) görür [33]. MÖK'te benzer şekilde sürekli rejim hatası olması istenmez. Sürekli rejim hatasının elenmesi için iki koşulun yerine gelmesi gereklidir:

1. Sürekli rejimde, J'nin minimum değeri sıfır sürekli rejim hatası yaratmalıdır.
2. Sistem sürekli rejimde ve referans değerinde ise, öngörülen kontrol değişimleri sıfır olmalıdır.

Birinci madde, bedel fonksiyonunun sürekli rejimde minimum $J = 0$ değerinde olması gerektiğini belirtir. $J(k) = 0$ olması için $r(k) = y(k)$ ve $\Delta u(k) = 0$ olması gerekmektedir. İkinci koşul için sistemin sürekli rejimde ve $r(k) = y(k)$ ve $\Delta u(k) = 0$ durumunda olduğu varsayılsın. Kontrol ufku boyunca öngörülen sistem girişleri $\Delta u(k+n) = 0$ olduğunda, öngörü modeli $r(k+n) = y(k+n)$ eşitliğini sağlamalıdır. Ancak artımsal bir model (ing. incremental model) bu iki koşulu sağlar. Bedel fonksiyonunda kontrol girişi yerine kontrol girişlerinin değişiminin yer almasının nedeni yukarıda açıklandığı gibi, integral etkinin sağlanmasıdır. Durum-uzay modelinden artımsal modele geçmek için gerekli bağıntılar, Bölüm 2'de verilmiştir.

3.7 MÖK Probleminin Çözümü

MÖK problemi, öngörülü kontrolcünün kontrol kanununun belirlenmesidir. Kontrol kanunu, optimizasyon probleminin çözümüyle elde edilir. Kontrol edilmek istenen sistemler doğrusal veya doğrusallaştırılmış olduğundan, sonuçta oluşan optimizasyon problemi konveks bir problemdir. Konveks bir problemde tek bir optimum vardır ve bu optimum genel optimuma karşılık gelir. Optimizasyon probleminin çözümü, kısıtsız ve kısıtlı problemlerde farklıdır. Bu bölümde önce daha basit olan kısıtsız problemin çözümü sunulacak, sonra da kısıtlı problemin çözümünde kullanılacak algoritma tanıtılacaktır.

3.7.1 Kısıtsız MÖK probleminin çözümü

Artımsal model (2.10) ve kısıtsız hal için adım bedel fonksiyonu (3.12)'de verilmiştir.

$$x(k+1) = A\,x(k) + B\,\Delta u(k)$$

$$y(k) = C\,x(k) \qquad \textbf{(2.10)}$$

$$J(k) = \sum_{i=n_0}^{n_y} [r(k+i) - y(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_{u-1}} [\Delta u(k+i)]^2 \qquad \textbf{(3.12)}$$

Çözümün basitliği açısından bir takım kabullerde bulunmak gerekir; bunlar modelleme hatası, bozucu ve ölçüm gürültüsünün olmadığı varsayımlarıdır. Bu belirsizliklere ilerleyen kısımlarda değinilecektir.

Kısıtların yokluğunda, konveks optimizasyon probleminin çözümü min-maks kuramına dayanır ve J'nin giriş değişkenlerine göre türevi sıfıra eşitlenerek elde edilir. Problemin çözümünde elde edilmek istenen, bedel fonksiyonunu minimum yapacak deltau değerlerinin bulunmasıdır. Bu deltau değerleri kontrol ufku boyunca hesaplanır, fakat sadece ilk bileşeni sisteme giriş olarak gönderilir. Kısıtsız problemin çözümünde izlenecek yol aşağıdaki gibidir [3].

Adım1. Kontrol edilmek istenen sistemin durum-uzay modeli elde edilir. Durum artırma (ing. state augmentation) yöntemi ile Bölüm 2'de gösterildiği gibi proses için artımsal bir model elde edilir.

Adım2. Artımsal modelin öngörü denklemleri bedel fonksiyonu içine yerleştirilir.

Adım3. J bedel fonksiyonu, deltau vektörüne göre minimize edilir. Bu optimizasyon, J'nin deltau'nun bileşenlerine göre türevlerinin sıfıra eşitlenmesi ile gerçekleştirilir.

Adım4. Deltau'nun ilk bileşeni için çözüm yapılır. Bu bileşen kontrol girişi olarak sisteme gönderilecektir.

Durumların hepsi ölçülemiyorsa, bir gözlemci vasıtasıyla kestirilmelidir. Bu durumda birinci adımda gözlemci-kontrolcü sisteminin durum-uzay artımsal modeli elde edilir. Bu dönüşümde, x(k) durum vektörü yerine x'in en iyi tahmini (ing. best estimate) olan $\hat{x}(k)$ durum kestirimi yerleştirilir ve gözlemci denklemleri de modele dahil edilir. Belirsizliklerin varolması halinde Ayırma Prensibi (ing. Seperation Principle) optimal gözlemcinin Kalman Gözlemcisi olduğunu belirtir [12].

İkinci adımda öngörü ufku boyunca çıkış öngörüleri hesaplanır. Üçüncü adımda çözülen optimizasyon probleminin boyutu, kontrol ufkunun uzunluğu kadardır. İşlemsel yük kontrol ufkunun uzamasıyla artar. Öngörü ufkunun uzaması ise hesaba sadece birkaç parametre ekler. Bundan dolayı öngörülü kontrol uygulamalarında genelde uzun öngörü ve görece kısa kontrol ufukları tercih edilir. Bu çözümleme sonucunda, kontrol kanunu için aşağıdaki formda analitik bir ifade elde edilir.

$$\Delta u(k) = K_r \vec{r} - K_x \hat{x}(k) \qquad \textbf{(3.13)}$$

(3.13)'de K_r ve K_x sırasıyla referans ve durum kazançlarını ifade eder. Bu form, kısıtsız öngörülü kontrolcünün bir durum geribeslemeli doğrusal kontrolcüye dönüştüğünü gösterir. Kapalı çevrim sistemin kararlılık ve hassaslık analizleri, durum uzayında doğrusal analiz araçları kullanılarak gerçekleştirilebilir.

3.7.2 Kısıtlı MÖK probleminin çözümü

Kısıtsız durumda optimum performans sağlayamayan kontrol kanunun, kısıtlı durumda başarılı olması beklenmez. Bu halde kısıtlı problemler incelenirken başlangıçta kısıtsız şekilde ele almak faydalıdır. Ancak kısıtsız halde optimum performans sağlayan kontrolcünün kısıtlı halde optimum kapalı çevrim davranışını sağlamak zorunda değildir. Kısıtlı hal için MÖK problemi farklı şekilde ele alınmalıdır. Daha önce elde edildiği gibi, adım bedel fonksiyonu (3.14) ile verilmiştir.

$$min_{\Delta\vec{u}}\ J(k) = \sum_{i=n_0}^{n_y}[r(k+i) - y(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_{u-1}}[\Delta u(k+i)]^2,$$

$$u_{min} \leq u(k) \leq u_{maks},\ y_{min} \leq y(k) \leq y_{maks} \qquad \textbf{(3.14)}$$

Yukarıdaki gibi çok değişkenli, kuadratik bir fonksiyonun kısıtlı optimizasyonu, Kuadratik Programlama (ing. Quadratic Programming, QP) ile gerçekleştirilir. QP problemi standart formunda (3.15) ile tanımlanmıştır.

$$min_{\theta}\ \ J = \frac{1}{2}\theta^T \phi\theta + \phi^T\theta$$

$$\Omega\theta \leq \omega \text{ kısıtı altında} \qquad \textbf{(3.15)}$$

QP, standart bir optimizasyon problemidir. Bedel fonksiyonunun ikinci türevini ifade eden Hessian matrisi ϕ'dir. Optimizasyon konusunda belirtildiği gibi, Hessian pozitif yarı-belirli bir matris ise problem konvekstir. Bu durumda QP probleminin bir global optimumu vardır. Hessian matrisi pozitif belirli ise, bu global optimum tektir [12].

QP problemi iteratif olarak çözülür. Problemin çözümü için farklı yöntemler kullanan birçok yazılım mevcuttur. Bu yazılımlar iç nokta (ing. interior point), aktif küme (ing. active set), eşlenik gradyen (ing. conjugate gradient) veya simpleks yöntemlerini kullanarak QP problemini çözer. QP probleminin çözümünde kullanılan bu sayısal yöntemler ile ilgili daha çok bilgi [12, 38]'de mevcuttur. Tez çalışmasında benzetimlerde kullanılacak MATLAB yazılımı, QP probleminin çözümünü aktif küme yöntemini kullanarak gerçekleştirir [5].

Doğrusal sistemlerin giriş ve çıkış kısıtları altında öngörülü kontrolü ele alınırken, kuadratik programlama problemi bir yazılıma çözdürülür. QP probleminin çözümü ile ilgili aşağıdaki konular önem taşırlar [3].

- Çok boyutlu bir QP probleminin gerçek zamanlı çözümü, zaman sabitlerinin hızlı olmadığı proses endüstrisinde çözümlenebilir (ing. tractable) bir problem olarak kabul edilir.
- MATLAB'in QP çözümleyici programı, on serbestlik derecelik kuadratik bir problemi bir saniyeden kısa zamanda çözer.
- QP'nin çözümüne geleneksel yaklaşım, aktif küme yöntemidir. Bu yöntem yakınsamayla ilgili garantiler sağlar ve program halinde yazılması kolaydır, fakat sonuca yakınsamak için çok sayıda iterasyon yapılır. QP'nin çözümüne daha güncel bir yaklaşım ise, iç nokta (ing. interior point) yönteminin kullanımıdır.

Ele alınan sistem doğrusal olmasına rağmen, kısıtlardan ötürü QP probleminin çözümüyle elde edilen öngörülü kontrolcü, nonlineer bir kontrocüdür. Böylece kontrollü sistemin kapalı çevrim davranışı da nonlineer olacaktır. Kısıtsız halde kullanılan doğrusal analiz yöntemleri kısıtlı halde kullanılamazlar.

3.8 Kararlılık

MÖK kararlı sistemleri kontrol edebilir ve kararsız sistemleri de kararlılaştırabilir. Kısıtsız MÖK probleminin analitik bir çözümü olduğu ve sonuçta elde edilen öngörülü kontrolcünün bir durum geribeslemeli kontrolcü olduğu ilgili bölümde gösterilmişti. Kısıtsız MÖK'de kararlılık analizi, iyi bilinen doğrusal analiz yöntemleri kullanılarak yapılabilir. Sürekli zamanda kontrollü sistemin kutuplarının imajiner eksenin sol tarafında, ayrık zamanda ise kutupların birim çember içinde yerleşmiş olması kararlılığın sağlanması için yeterli olacaktır. Kısıtlı MÖK probleminde ise kontrollü sistemin kapalı çevrim davranışı nonlineer olduğundan, bu doğrusal analiz araçları ile kararlılık incelemesi yapılamamaktadır.

Kayan ufuklu prensibini kullanan MÖK, temelde bir geribeslemeli kontrolcüdür ve bundan ötürü kapalı çevrimin kararsız olma olasılığı vardır. Sistemin performansı öngörü ufku boyunca optimize edilse ve bu optimizasyon her adımda yinelense de, her optimizasyon işlemi öngörü ufkundan sonra ne olduğuyla 'ilgilenmez' ve teorik olarak sistemi gelecekte kararlılaştırılamayacak (veya kararsızlaştıracak) bir rejime doğru götürüyor olabilir [12].

Optimizasyon probleminin sonsuz ufuklar için çözülmesi, kararlılığı garanti edecektir. Kısıtsız halde, bu sonsuz ufuklu problemin analitik çözümü Kalman tarafından gerçekleştirilmiş ve 1.Bölüm'de verilen LQ regulator elde edilmiştir. Kısıtlı halde analitik çözüm mümkün olmadığından, sonsuz öngörü ve kontrol ufukları için problemin sayısal çözümlemesi ele alınmalıdır. Problem (3.16)'daki gibidir:

$$min_{\Delta\vec{u}}\ J(k) = \sum_{i=n_0}^{n_y}[r(k+i) - y(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_{u-1}}[\Delta u(k+i)]^2,$$

$$u_{min} \leq u(k) \leq u_{maks},\ y_{min} \leq y(k) \leq y_{maks} \qquad \textbf{(3.16)}$$

Bu bir QP problemidir ve prensip olarak çözülebilir. Fakat problem incelenince bazı unsurlar göze çarpar. Deltau'nun sonsuz boyutlu olması, optimizasyon problemini sonsuz serbestlik dereceli yapar. Böylece optimizasyon problemi izlenemez (ing. intractable) olur [3]. Pratikte kısıtlı MÖK problemi, sonsuz ufuklar için çözümlenemez.

Kısıtlı sistemlerin öngörülü kontrolünde kararlılığın sağlanması, bedel fonksiyonuna yeni bir fonksiyonel eklenmesiyle gerçekleştirilebilir. Eklenen fonksiyonel, öngörü ufkunun sonunda çıkış değerinin referanstan sapmasını cezalandırır. Böylece elde edilen adım bedel fonksiyonu (3.17) gibi olur;

$$J(k) = \sum_{i=n_0}^{n_y}[r(k+i) - y(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_{u-1}}[\Delta u(k+i)]^2 + Fx(k+n_y),$$

$$u_{min} \leq u(k) \leq u_{maks},\ y_{min} \leq y(k) \leq y_{maks} \qquad \textbf{(3.17)}$$

Bedel fonksiyonuna eklenen bu ceza, öngörü ufkunun sonunda sistemin çıkış değerini referans değerine eşit olmaya zorlar. Bu cezaya terminal cezası (ing. terminal penalty) adı verilir. Öngörü ufku içinde referans değerine ulaşıldığında kontrol sonsuz ufuklu kontrole özdeş olacaktır.

Kısıtlı MÖK probleminde kararlılığın sağlanması için başka yöntemler de vardır. İkili mod kontrol (ing. dual mode control) stratejisinde kontrolcü, çıkış referans değerinden uzaktayken farklı bir modda, referans değerine yakın olan bölgelerde farklı bir modda çalışır [3]. Ayrıca literatürde [14, 39, 40] terminal eşitlik ve terminal eşitsizlik kısıtları ile kararlılığın sağlanması ile ilgili ayrıntılı çalışmalar mevcuttur. Sonuç olarak, doğrusal sistemlerin kısıtlar altında öngörülü kontrolünde kararlılık iyi çalışılmış bir konudur ve bedel fonksiyonu modifiye edilerek gerçekleştirilir.

3.9 Kontrol Parametrelerinin Ayarlanması

Bu kısımda öngörülü kontrolde ayar parametrelerinin özelik ve etkileri üzerinde durulacaktır. Tek giriş çıkışlı, kararlı ve doğrusal bir sistem olan doğru akım motor modeli üzerinden, bu parametrelerin etkisi görselleştirilecektir.

MÖK' de kapalı çevrim davranışının istenen gibi olması için, açık çevrimde minimize edilen J iyi bir kontrol yörüngesi vermelidir. Özellikle sisteme uygulanacak ilk kontrol girişinin, kapalı çevrim optimal yörünge üzerinde olması gerekir. J'yi minimize eden hesaplama istenen kapalı-çevrim davranışına yakın bir çözüm üretemiyorsa, optimizasyon için kötü-tanımlı (ing. ill-posed) denir. Kötü tanımlı bir optimizasyonu gerçekleştirmek, sistemi istenen rejime götürmez.

Optimizasyon probleminin kötü tanımlı olmaması için öngörülü kontrolde ayar parametreleri kontrol ufku (n_u), öngörü ufku (n_y), giriş değişimleri ağırlıklandırma faktörü (λ) olarak sıralanır. Çok giriş-çıkışlı sistemlerde bu değişkenlere bir de çıkış ağırlıklandırma faktörü eklenir.

Bu kısımda tartışılan konular, grafikler ile görselleştirilecektir. Grafikler (3.18)'de durum-uzayda verilen doğru akım motor modelinin [47] MÖK ile hız kontrolü ile elde edilmişlerdir. Sistem kararlı, minimum faz ve doğrusaldır. Ayar değeri her örnekte bir olarak seçilmiştir.

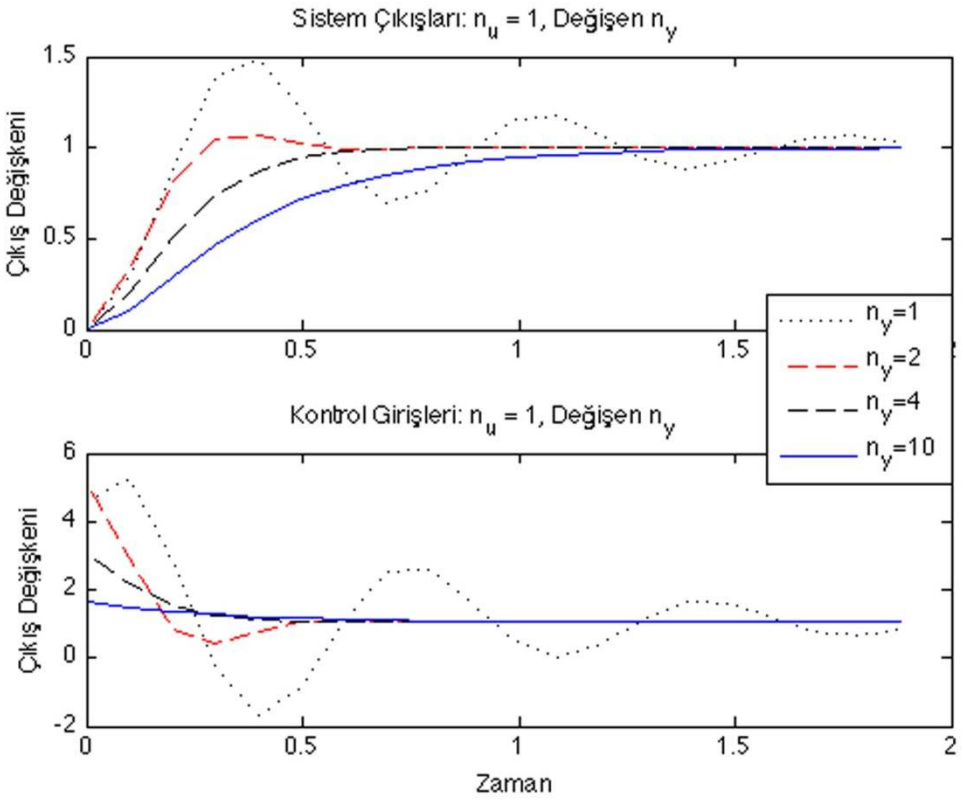
$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ i\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-b/J & K/J\\ -K/L & -R/L\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ i\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ 1/L\end{bmatrix}V$$

$$\dot{\theta}=\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ i\end{bmatrix} \qquad \textbf{(3.18)}$$

3.9.1 Öngörü ufkunun etkisi

Şekil 3.12'deki benzetimlerde kontrol ufku $n_u = 1$ olarak alınmış ve öngörü ufukları değiştirilmiştir. Ayrıca burada kötü tanımlı optimizasyon da görülmektedir. Öngörü ve kontrol ufuklarının bire eşit olduğu zamanda, kontrolcü her adımda tanımlanan amaca göre optimum kontrol girişini üretmekte, fakat istenen ayar değerine ulaşamamaktadır. Problem kötü-tanımlanmadığında ise, kısa kontrol ufku ile öngörü ufku arttıkça sistem cevabının yavaşladığı görülmektedir. Kısa kontrol ufku ile öngörü ufku arttıkça kapalı çevrim sistem cevabı daha sönümlü bir hale

gelmektedir. Hesaplanan kontrol girişlerine bakıldığı zaman, kısa kontrol ve öngörü ufukları ile daha agresif kontrol hamlelerinin hesaplandığı, öngörü ufku arttıkça kontrol hamlelerinin agresifliğinin azaldığı göze çarpar.



Şekil 3.12 : $n_u = 1$, değişken n_y için MÖK cevapları

3.9.2 Kontrol ufkunun etkisi

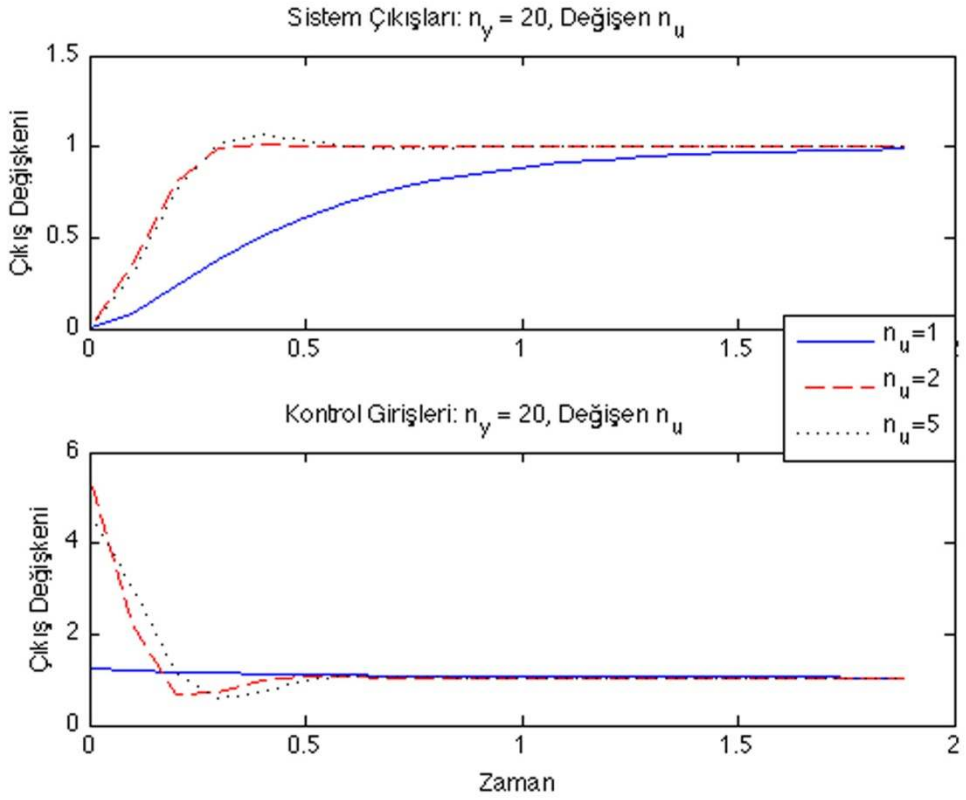
Şekil 3.13'de gösterilen benzetimlerde öngörü ufku sabit tutulmuş ($n_y = 20$), kontrol ufku $n_u = 1, 2, 5$ olacak şekilde seçilmiştir. Büyük öngörü ufuklarında, kontrol ufkunun artmasının kapalı çevrim davranışı hızlandırdığı görülmektedir.

Girişlere bakınca, kontrol ufkunun artması daha agresif kontrol hamlelerine, aksi olarak da kontrol ufkunun azalmasının daha sönümlü kontrol değişimlerine neden olduğu gözlenir.

3.9.3 λ etkisi

Şekil 3.14'teki benzetimlerde $n_u = 5$ ve $n_y = 20$ için değişken kontrol değişimleri ağırlıklandırma faktörleriyle sistem çıkışlarının grafiği görülmektedir. λ'nın optimizasyon probleminde yer almasının temel nedeni bir sönüm etkisi yaratmaktır.

Netice olarak λ büyüdükçe sistem cevabı yavaşlar ve kontrol hamleleri daha sönümlü bir hal alır. MÖK uygulamasında λ değeri, kapalı çevrim sistem cevabından istenen sönüme göre ayarlanır.



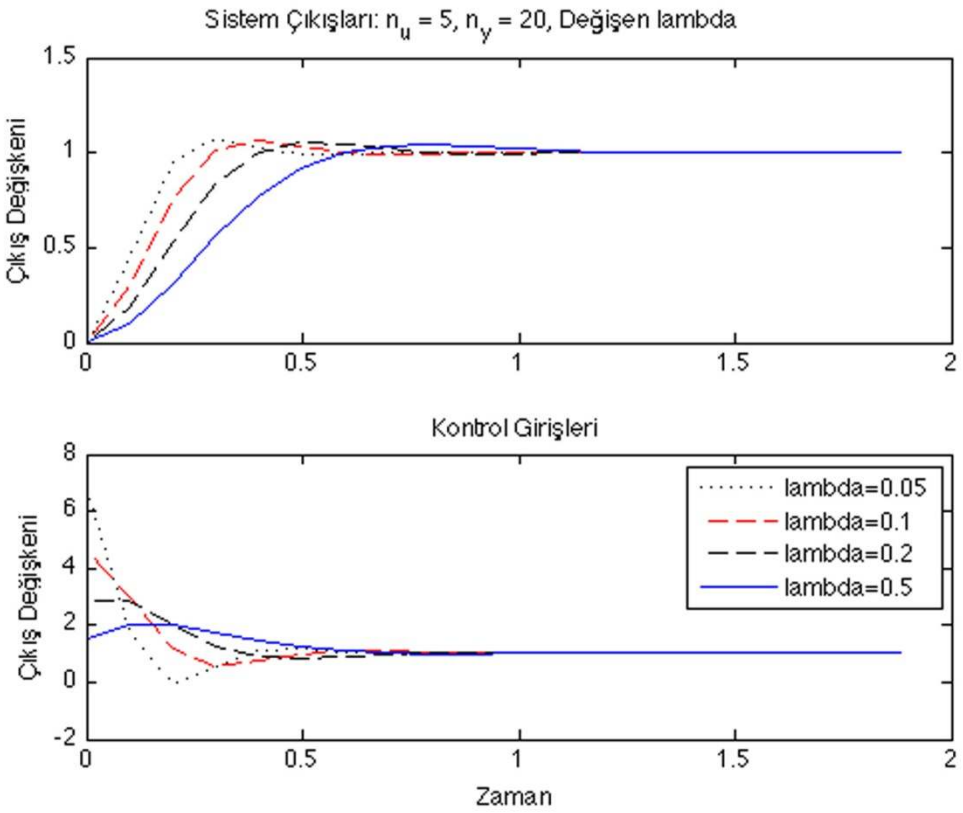
Şekil 3.13 : $n_y = 20$, değişen n_u için MÖK cevapları

3.9.4 En iyi ufukların seçimi

Yukarıdaki incelemeler sonucunda, en iyi ufukların seçimi ile ilgili aşağıdaki iki fikir edinilir [3].

- n_u arttıkça, n_y yeterince büyükse kapalı çevrim davranışı iyileşir. Fakat birçok modelde $n_u = 3$ 'ten sonra fazla fark olmaz.
- n_y arttıkça, n_u yeterince büyükse nominal kapalı çevrim davranış iyileşir.

Buradan gözüken, istenen kapalı çevrim davranışının n_u ve n_y 'yi mümkün olduğu kadar büyük seçerek sağlanabildiğidir. Ufukların seçimi ile ilgili önerilen, büyük bir n_u seçilmesi ve $n_y - n_u$ açık çevrim sistemin oturma zamanından (ing. settling time) büyük olacak şekilde öngörü ufkunun belirlenmesidir. Cevabın sönümü veya kontrol hamlelerinin yumuşaklığı λ parametresi ile denetlenebilir.



Şekil 3.14 : Değişen λ ile MÖK cevapları

3.10 Nonlineer MÖK Problemi

3.10.1 Problemin tanımı

Bu başlıkta, doğrusal olmayan diferansiyel denklemler ile tanımlanmış sistemlerin, kısıtlar altında öngörülü kontrolü problemini ele alarak, doğrusal olmayan ve çok değişkenli durumları da kapsayan genel bir problem yapısı oluşturmak amaçlanmaktadır. Problem [14, 40, 41]'de olduğu gibi sürekli zamanda formulize edilecektir. Ölçülmeyen bozucuların giriş veya durum olarak ele alındığı halde kontrol edilecek sistem için, (3.19) ve (3.20)'de belirtilen tipte doğrusal olmayan bir denklem takımı elde edilir;

$$x(t) = f(x,u,t), \quad x(0) = x_0 \tag{3.19}$$

$$u(t) \in \mathcal{U} \subseteq \mathbb{R}^m\,,\ \forall t \geq 0\ \ ve\ \ x(t) \in \aleph \subseteq \mathbb{R}^n . \forall t \geq 0 \tag{3.20}$$

Yukarıdaki ifadelerde $x(t)$ ve $u(t)$ durum ve giriş vektörlerini belirtir. Uygun (ing. feasible) giriş değerleri kümesi $\mathcal{U}$ ile, uygun durumlar kümesi $\aleph$ ile belirlenir. Problemi kurmadan önce kümelerle ilgili bazı tanımlamalar yapmak gerekir.

Tanım 1: Gerçek sayılardan oluşan bir S kümesi, kapalı ve sınırlı ise kompakt bir kümedir.

Tanım 2: Gerçek sayılardan oluşan bir S kümesi, iki ayrık boş olmayan altkümenin bileşimi olarak ifade edilemiyorsa bağlı bir kümedir.

Tanım 3: Bir aralıkta tanımlı *g(x)* fonksiyonu için, (3.21) eşitsizliğini sağlayacak şekilde pozitif M ve α değerleri bulunabiliyorsa, Lipschitz koşulunu sağlar ve Lipschitz (sürekli) fonksiyonu adını alır. Lipschitz fonksiyonlarının değişim hızı limitlidir; fonksiyonun grafiğinde iki noktayı birleştiren doğrunun eğimi hiçbir zaman Lipschitz sabiti adı verilen değerden (M) büyük olamaz.

$$|g(x_1 - x_2)| \leq M|x_1 - x_2|^{\alpha} \quad \textbf{(3.21)}$$

$\mathcal{U}$ ve $\aleph$ kümelerinin aşağıdaki şartları sağladığı varsayılır;

Kabul 1**:** $\mathcal{U}$ kompakt, $\aleph$ bağlı bir kümedir ve $(0,0) \in \aleph \times \mathcal{U}$.

En basit formda, bilinen $u_{min}, u_{maks}, x_{min}, x_{maks}$ değerleri ile, $\mathcal{U}$ ve $\aleph$ aşağıdaki kutu kısıtlarıyla tanımlanır:

$$\mathcal{U} \coloneqq \{u \subseteq \mathbb{R}^m \mid u_{min} \leq u \leq u_{maks}\} \quad \textbf{(3.22)}$$

$$\aleph \coloneqq \{x \subseteq \mathbb{R}^n \mid x_{min} \leq \mathrm{x} \leq x_{maks}\} \quad \textbf{(3.23)}$$

Kabul 2: $f: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \to \mathbb{R}^n$ vektör alanı süreklidir ve $f(0,0) = 0$ koşulunu sağlar. Bununla birlikte Lipschitz süreklilik koşulunu da sağlar.

Kabul 3: (3.19) sisteminin, incelenen bölgede her başlangıç şartı için sürekli ve tek bir cevabı vardır.

Kontrol edilmek istenen gerçek sistem ile kontrolcü 'içindeki' öngörü modelini ayırmak için, kontrolcüdeki iç değişkenleri bar ile tanımlayalım ($\overline{\boldsymbol{x}}, \overline{\boldsymbol{u}}$ gibi). Genel formunda, sonlu ufuklu açık-çevrim optimal kontrol problemi, (3.24)'teki gibi ifade edilir;

Problem 1:

$$\min_{\overline{u}(.)} J(x(t), \bar{u}(t); T_c, T_p)$$

$$J\big(x(t), \bar{u}(t); T_c, T_p\big) \coloneqq \int_t^{t+T_p} F(\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau))d\tau \quad \textbf{(3.24)}$$

T_p öngörü, T_c kontrol ufuklarıdır. $T_c \leq T_p$ olmak üzere (3.24) aşağıdaki koşulları sağlamalıdır;

$$\bar{x}(\tau) = \mathrm{f}\big(\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)\big),\ \bar{x}(t) = x(t) \quad \textbf{(3.25a)}$$

$$\bar{u}(\tau) \in \mathcal{U}, \quad \forall \tau \in [t, t + T_c\,] \quad \textbf{(3.25b)}$$

$$\bar{u}(\tau) = \bar{u}(\tau + T_c),\ \forall \tau \in \big[t + T_c, t + T_p\,\big] \quad \textbf{(3.25c)}$$

$$\bar{x} \in \aleph,\ \forall \tau \in [t, t + T_p\,] \quad \textbf{(3.25d)}$$

F fonksiyonu, adım bedeli olarak adlandırılır ve istenen kontrol performansını belirler. x_s ve u_s bilinen ayar değerleri olmak üzere, en yaygın kullanılan adım bedeli standart kuadratik formdadır;

$$F(x,u) = (x - x_s)^T Q (x - x_s) + (u - u_s)^T R (u - u_s) \quad \textbf{(3.26)}$$

Q ve R pozitif belirli, simetrik ağırlık matrisleridir. İstenen referans (x_s, u_s)'in Problem 1'in uygun bir çözümü olabilmesi için u_s, $\mathcal{U}$ içinde tutulmalıdır. Kontrol edilmek istenen sürekli rejim genelliği kaybetmeden, Kabul 2'de de belirttiğimiz gibi $(x_s, u_s) = (0,0)$ olarak seçilsin. (3.25a) 'daki başlangıç şartına dikkat edelim: sistemin gelecekteki cevaplarının hesaplanabilmesini sağlayan öngörü modelinin başlangıç şartı, sistemin başlangıçtaki durumudur; şu halde durumların ölçüldüğü veya gözlemlendiği varsayılır. (3.25c) bir kısıt değildir; kontrol sinyalinin, kontrol ufkundan öngörü ufkuna kadar son kontrol girişi değerini alacağını belirtir.

(3.26) probleminin optimal bir çözümü olduğu varsayılsın. Her yeni ölçümde bir adım ilerleyerek, açık çevrim optimal kontrol problemi her adımda çözülür. *t* başlangıç anı, δ örnekleme süresi, $\bar{u}^*$ hesaplanan açık çevrim optimal çözüm olsun. Daha önce de belirtildiği gibi, açık çevrim optimal çözümün mevcut zaman adımına karşılık gelen ilk bileşeni sisteme gönderilir. Bu halde kapalı çevrim kontrol, Problem 1'in mevcut örnekleme anı için optimal çözümü olarak tanımlanır:

$$u^*(\tau) \coloneqq \bar{u}^*\big(\tau; x(t), T_c, T_p\big),\ \ \tau \in [t, t + \delta\,] \quad \textbf{(3.27)}$$

3.10.2 Önerilen çözüm yöntemleri

Bu kısmın amacı, NMÖK problemini MÖK çerçevesinde ele alınabileceğini göstermektir. İki yaklaşımın arasındaki temel fark, öngörü ve optimizasyonda kullanılan sistem modelinin doğrusal veya nonlineer olmasındadır. NMÖK

probleminde öngörü modeli nonlineerdir, dolayısıyla ortaya çıkan optimizasyon problemi konveks olmayan bir problemdir. Konveks olmayan optimizasyon problemlerinin bir tek optimum noktası yoktur, bir çok alt optimal çözümler mümkündür ve nonlineer programlama teknikleri hesaplanan ekstremum noktasının genel optimum olmasını garanti edemez. Ayrıca nonlineer sistemler için optimal bir durum kestiricisi yoktur. Genişletilmiş Kalman Filtresi (ing. Extented Kalman Filter) ve kayan ufuklu kestirim (ing. moving horizon estimation) gibi nonlineer kestirim yöntemleri alt-optimaldir. MÖK'te ise öngörü modeli doğrusal olduğundan ötürü, ortaya çıkan optimizasyon problemi konvekstir; tek bir optimumu vardır ve QP algoritması bu optimumun varlığı halinde, bu optimuma yakınsamayı garantiler. Doğrusal sistemler için Kalman Filtresi optimal bir gözlemcidir. Doğrusal model kullanımı durumda hem optimizasyon işlemi, hem de durum kestirimi optimal olarak gerçekleştirilebilmektedir.

Doğrusal modeller kullanan MÖK'ün yukarıda sıralanmış avantajlarından faydalanabilmek için, nonlineer sistemin doğrusal modellerle yeterli bir şekilde ifade edilebilmesi gerekmektedir. Bu kısımda bu modelleri üretmek için üç ayrı yol gösterilmektedir. Bu yöntemlerin hepsi Bölüm 2'de verilen Taylor serisi açılımını kullanırlar.

3.10.2.1 Doğrusallaştırma

Bu yöntemde nonlineer sistem modeli, istenen ayar değerleri etrafında Taylor serisi açılımı ile doğrusallaştırılır. İstenen ayar değeri bir sürekli rejime denk geliyorsa sonuçta zamanla değişmeyen, doğrusal bir durum-uzay modeli elde edilir. Endüstride en yaygın olarak kullanılan yöntem, bir sürekli rejim etrafında doğrusallaştırmadır. Eğer istenen ayar değerleri bir sürekli rejime karşılık gelmiyorsa, Taylor serisi açılımıyla elde edilen model zamanla değişen bir model olur. MÖK zamanla değişen modelleri kontrol edebilecek yetenektedir.

Doğrusallaştırma yoluyla elde edilen model, aslında sadece istenen sürekli rejim etrafında geçerli bir sapma modelidir. Geçerliliği, ayar değerindeki sistem davranışıyla sağlama yapılarak hesaplanmıştır. Bu durumda başlangıç koşullarında geçerliliğini yitirir denebilir. Yine de endüstride bu şekilde tasarlanmış binlerce kontrolcü bulunur. Modeli daha geniş bir aralıkta geçerli kılmak için, Bölüm 2 'de belirtilen bozucu ve gürültü modelleri kullanılır. Bu durumda bozucu, fiziksel bir

bozucuya değil, modelleme hatalarına karşılık gelir. Bu şekilde tasarlanan öngörülü kontrolcüler, nonlineer sistemlerin kontrolünde oldukça iyi sonuçlar verebilmektedir. Endüstride görülen başka bir uygulama ise, sistemin başlangıç koşullarından bir rejime kadar manuel kumanda ile getirildikten sonra, MÖK'ün devreye sokulmasıdır.

3.10.2.2 Kazanç sıralama

Ayar değerinde doğrusallaştırma yoluyla elde edilen model çalışma bölgesinin tümünde geçerli değildir. Ayrıca ele alınan sistem, çalışma bölgesi içinde farklı rejimlerde farklı dinamik özelikler gösteriyor olabilir. Bu özelikler kazanç katsayısının –veya işaretinin- değişimi, sistem davranışın karalı-kararsız değişimi vb. olabilir. Kazanç sıralama yönteminde, biri başlangıç koşulları, biri de istenen ayar değeri olmak üzere, sistemin tüm çalışma bölgesindeki davranışını ifade edebilecek en az sayıda doğrusal model kullanılır. Birçok nonlineer sistemin çalışma bölgesi içindeki açık çevrim davranışı örneğin dört doğrusal model ile ifade edilebilir. Kazanç sıralama yönteminde çalışma bölgesi alt bölgelere ayrılır, bu alt bölgelerin her biri için ayrı öngörü modelleri hesaplanır, bu öngörü modeline göre de ayrı kontrolcü ve durum gözlemcisi kazançları belirlenir. Kapalı çevrimde kontrolcü, sistemin bulunduğu rejimi kapsayan modele göre kontrol girişini hesaplar.

3.10.2.3 Ardıl doğrusallaştırma

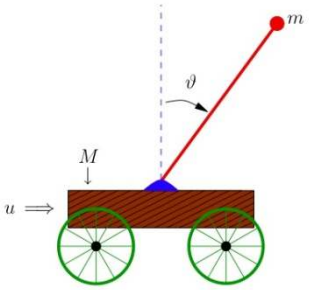
Bazı nonlineer sistemler çok değişkendir: sistemin zamana göre parametreleri veya çalışma bölgesi içinde birçok defa dinamik davranış karakteristikleri değişiyor olabilir. Bu durumda kazanç sıralama yöntemi ile tasarım yaparken birçok model belirlemek ve modeller arasındaki geçişleri de performans düşüşü sağlamadan tasarlamak gerekir. Başka bir alternatif ise ardıl doğrusallaştırmadır. Ardıl doğrusallaştırmada nonlineer sistemden her örnekleme adımında bir doğrusal sapma modeli çıkartılır. Bu doğrusal model en güncel durum ve giriş bilgileriyle hesaplandığından, her örnekleme adımında geçerli bir doğrusal model kullanılması garantilenir. Bir örnekleme adımı şöyledir: sistemin çıkış değerleri ölçülür, sistem durumları ölçülen çıkışlardan kestirilir. Mevcut durum ve giriş vektörleri etrafında Taylor serisi açılımıyla bir doğrusal model elde edilir. Bu doğrusal modele göre durum gözlemcisi ve öngörülü kontrolcü tasarımı yapılır. Bu kontrolcü ile mevcut adıma ait kontrol girişi hesaplanır, sisteme uygulanır ve bir sonraki örnekleme adımına geçilir.

Ardıl doğrusallaştırma işlemsel olarak maliyetli bir yöntemdir. Her örnekleme adımında Taylor serisi açılımı, MÖK kontrolcü tasarımı ve gözlemci kazancı hesaplanmasını gerektirir. Bu gereksinimden ötürü gerçek zamanlı uygulama alanları görece yavaş sistemler ile sınırlıdır.

4. BENZETİM SONUÇLARI

4.1 Ters Sarkaç Sistemi

Ters sarkaç sistemi kontrol mühendisliğinde nonlineer kontrolcüler için bir test problemi teşkil eder. Nonlineer kontrolcülerin performansları bu problemi çözme yetenekleriyle karşılaştırılır. Mekanik bir sistem olan ters sarkacın grafik gösterimi Şekil 4.1'deki gibidir. Segway aracı ters sarkaç sistemine örnek olarak verilebilir.



Şekil 4.1 : Ters sarkaç sistemi

Ters sarkaç, bir arabanın üstünde, salınım yapacak kütle pivot noktasından yukarıdayken bu kütleyi orijinde sabit tutma problemidir. Tek hareket serbestliğine sabit arabaya kuvvet uygulanarak, bir eksende hareketi sağlanır. Bu hareket sırasında oluşan eylemsizlik kuvvetleri ile m kütlesi orijinde tutulmaya çalışılır. Sistem araba ve salınan kütle için Newton'un korunum denklemleri ile modellenir. Benzetim çalışması için [1, 48] 'de verilen model ve parametreler kullanılmıştır. Verilen modelde arabaya ait dinamikler ihmal edilmiş, uygulanan kuvvet ile sarkacın dönel hareketi arasındaki dinamikler ele alınmıştır. Aracın sınırsız bir eksen üzerinde hareket ettiği varsayılmıştır ve uygulanan kuvvet üzerinde bir kısıtlama yoktur. Ters sarkaç sisteminin matematik modeli (4.1)'deki gibidir.

$$\dot{x}_1 = x_2, \qquad m_r = \frac{m}{m+M}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{\frac{g}{l}\sin(x_1) - \frac{1}{2}m_r x_2^2 \sin(2x_1) - \frac{m_r}{ml}u\cos(x_1)}{\frac{4}{3} - m_r \cos^2(x_1)} \qquad \textbf{(4.1)}$$

Sistemin x_1 ve x_2 durumları sırayla sarkaç açısı ve açısal hızı ifade ederler. Giriş, araba üzerinden uygulanan kuvvettir ve birimi Newton'dur. Model parametresi g yerçekimi ivmesini, m salınım yapan kütleyi, M araba kütlesini, m_r salınım yapan cismin bağıl kütlesini ve l iki kütle arasındaki moment kolunu ifade eder. $g = 9.8\, m/s^2$, $m = 2\, kg$, $M = 8\, kg$, $l = 0.5\, m$ model parametrelerinin sayısal değerleridir. Sistem orijinde kontrol edilmek istenmektedir.

4.1.1 Amaç ve kapsam

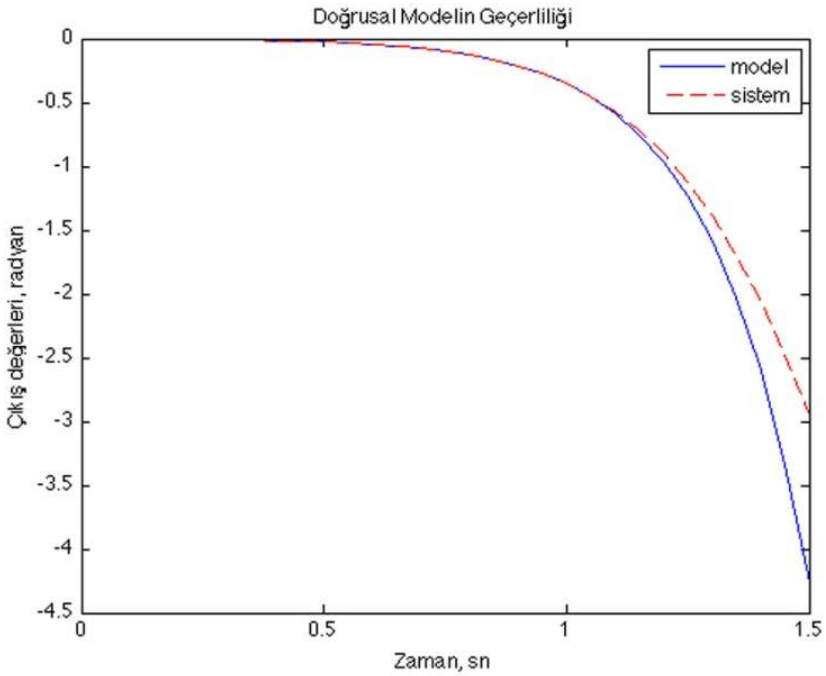
Bu çalışmanın amacı kısıtsız MÖK'ün nonlineer sistemleri kontrolündeki performansını bir test problemi ile sınamaktır. Benzetim çalışması iki kısımdan oluşur. İlk kısımda kütle $\theta_0 = 90°$ yatay konumundan başlanarak, uygulanan kuvvet ile ayar değeri olan $\theta_{ref} = 0$ dikey konumuna getirilmeye çalışılır. Bu ayar değeri kararsız bir noktaya karşılık gelir. Böylece açık çevrim kararsız nonlineer sistemlerin MÖK ile kontrolünün mümkün olduğu gösterilmek istenmektedir. İkinci kısımda ise bozucu etkisi ele alınır. Sistem denge konumundan başlar ve çıkış olan θ açısı üzerine darbe biçiminde bozucular etki eder. Kontrolcüden bu bozucuları reddetmesi beklenir. Kararsız nonlineer sistemlerin bozucu etkiler altında kontrolünde MÖK'ün başarısının sınanması amaçlanmaktadır.

Bu benzetim çalışmasında izlenen yöntem şöyledir: sistem Taylor serisi açılımı yoluyla, referans noktası etrafında, durum uzayda doğrusallaştılır. Elde edilen doğrusal sapma modelinin bant genişliğine göre uygun bir örnekleme zamanı seçilir. Sürekli zamandaki doğrusal model bu frekansta örneklenerek ayrık zamanlı doğrusal sistem modeli elde edilir. Bozucu etkisi varsa, bozucu modeli sistem modeline eklenir. Bu modele göre öngörülü kontrolcü tasarımı yapılır.

4.1.2 Benzetim sonuçları

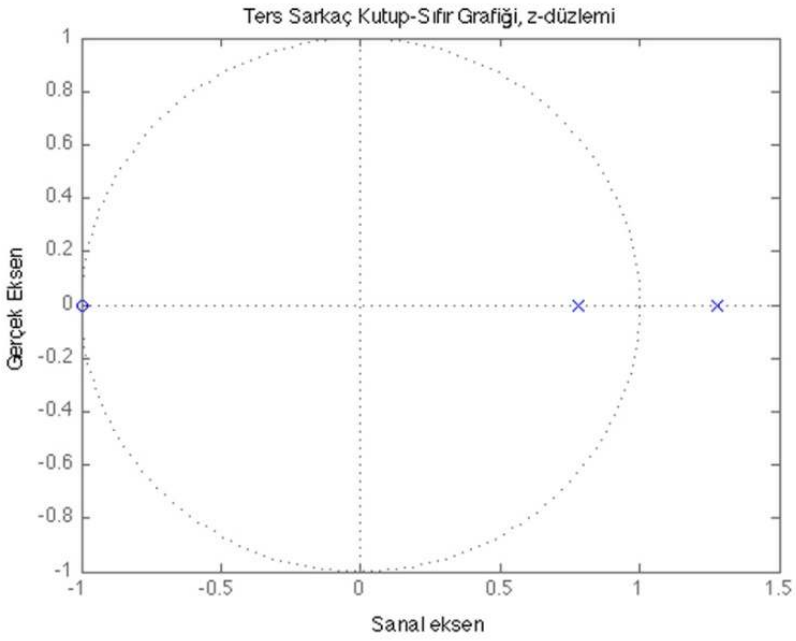
4.1.2.1 Sistemin analizi

Nonlineer ters sarkaç sisteminin referans noktası etrafında doğrusallaştırılmasıyla doğrusal sapma modeli elde edilmiştir. Doğrusal sapma modelinin geçerliliği, Şekil 4.2'de verilen basamak cevaplarıyla sınanmıştır. Model kabul edilebilir bulunmuştur. Sistem kararsız olduğundan, kısa süre içinde çıkış değerleri sonsuza gitmektedir.



Şekil 4.2 : Doğrusal modelin geçerliliği

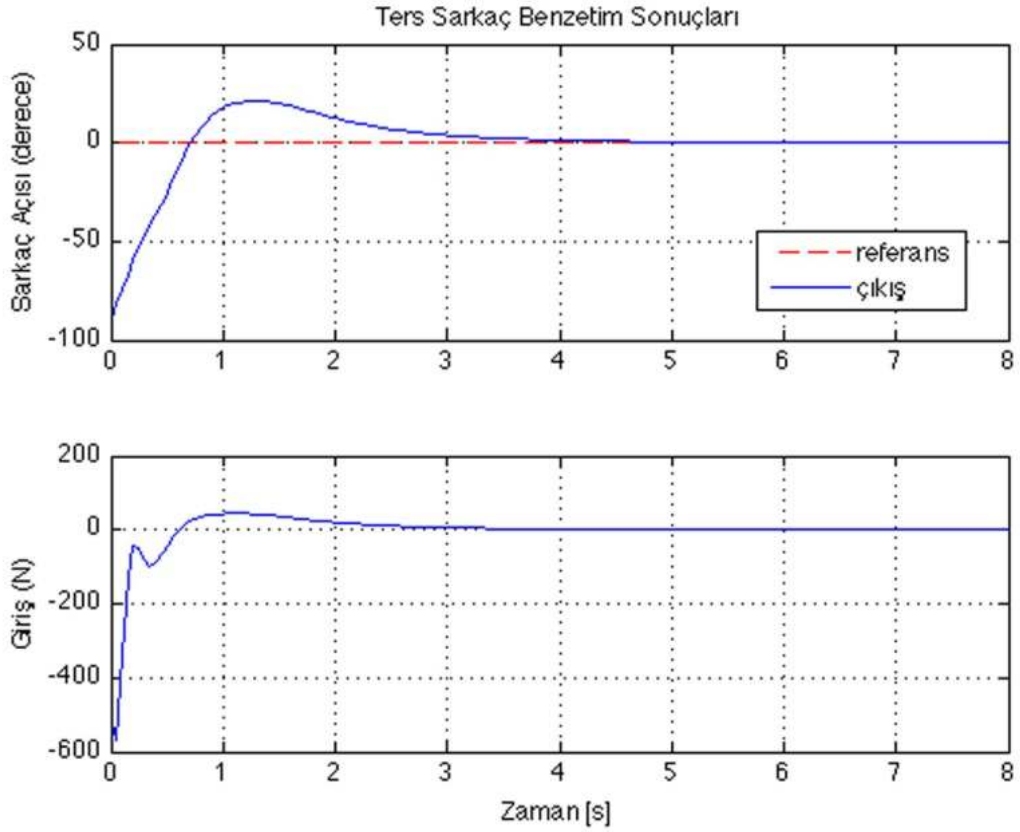
Bu doğrusal modele göre yapılan frekans analizleri, sistemin bant genişliğinin 0.5 Hz olduğunu göstermiştir. Ayrık zamanlı modele ilişkin kutup-sıfır grafikleri Şekil 4.3'te verilmiştir. Sistemin kararsızlığa neden olan birim çember dışında ($z = 1.181$) bir kutbu ve birim çember üzerinde ($z = 1$) bir sıfırı olduğu grafikten görülmektedir.



Şekil 4.3 : Ters sarkaç kutup-sıfır grafiği

4.1.2.2 MÖK benzetimi

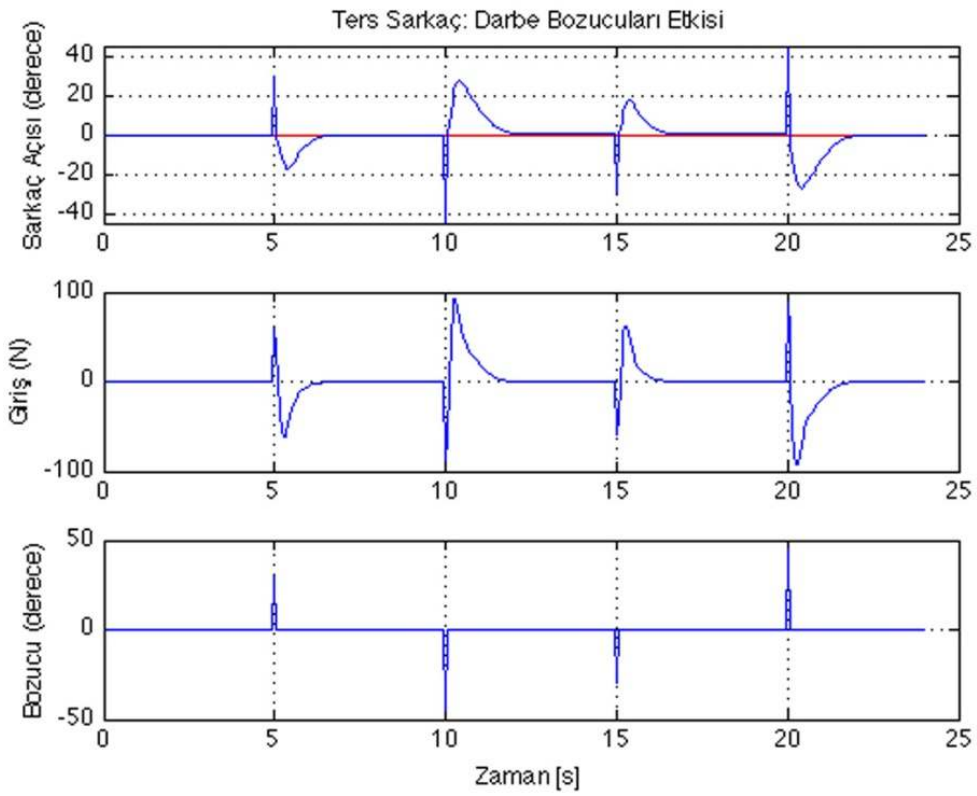
Sarkaç yatay konumdan ($\theta_0 = 90°$) başlayarak, arabaya uygulanan kuvvet sayesinde dikey konumdaki ayar değerine ($\theta_{ref} = 0$) regule etme görevi MÖK tarafından başarıyla yerine getirilmiştir. Öngörü ve kontrol ufukları sırayla 50 ve 5 olarak seçilmiş, sistem 0.05 saniyelik zaman aralıklarında örneklenmiştir. Sadece çıkış ölçülmüş, diğer durumlar Kalman Filtresi yardımıyla kestirilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 4.4'te verildiği gibidir.



Şekil 4.4 : Ters sarkaç benzetim sonuçları

4.1.2.3 Bozucu etkisi

Bu benzetimde sistemin dikey konumda ($\theta_{ref} = 0$) dururken değişken darbe bozucuları ile perturbe edilmesi ele alınmıştır. Bozucu beyaz gürültü olarak modellenmiştir. Kalman filtresi, bozucunun durum vektörünü de kestirmek üzere genişletilmiştir. MÖK'den bu bozuculara karşı ters sarkaç sistemini referans noktasında kararlılaştırabilmesi beklenmiştir. Şekil 4.5'te verilen benzetim sonuçlarına göre MÖK, başarılı bulunmuştur.



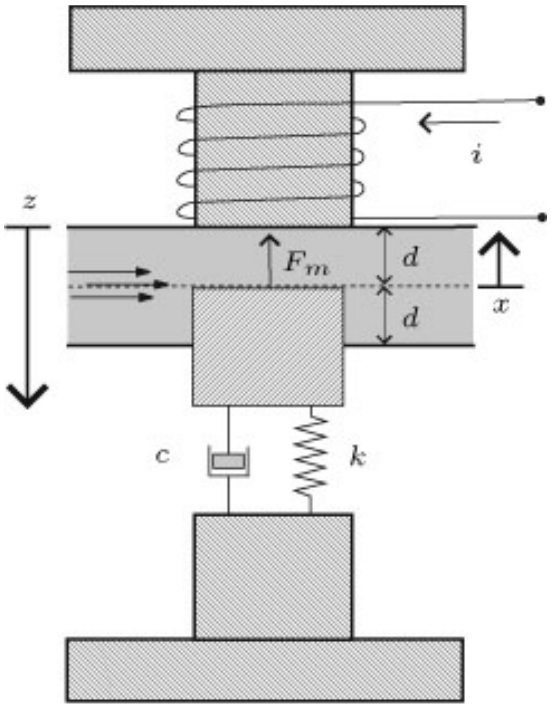
Şekil 4.5 : Ters sarkaç: darbe bozucu etkisi

4.1.3 Sonuçlar

MÖK'ün performansı, açık çevrim kararsız nonlineer bir test problemi ile sınanmıştır. Kontrolcü nominal durumda ve bozucu etkiler altında sistemi kararsız denge noktasında ve kısıtlar altında regule etmeyi başarmıştır. Bozucuların darbe biçiminde olduğu varsayılmış ve öngörü modelinde beyaz gürültü olarak modellenmiştir. Çalışma, kapalı çevrim sistemin cevap hızı artırılarak geliştirilebilir.

4.2 Manyetik Tahrikli Kütle-Yay-Damper Sistemi

Bu kısımda elektromanyetik tahrikli kütle yay damper sistemi ele alınacaktır. Bu tip sistemlere otomotiv uygulamalarında sıklıkla karşılaşılır, örneğin yakıt enjektörleri ve oransal selonoid valfler bu şekilde modellenebilirler. Otomotiv uygulamalarında iyi operasyon özellikleri gerekmektedir. Yüksek hassasiyet, düşük güç tüketimi, hızlı sistem cevabı bu gereksinimlerden bazılarıdır. Bu tip sistemlerde her zaman nonlineerlikler ve sistem kısıtları mevcuttur. Sistem Şekil 4.6, diferansiyel denklemler (4.2) ve kısıtlar (4.3) ile verilmiştir. Kısıtları sistematik biçimde ele aldığı için, MÖK'ün bu tip sistemler için uygun bir kontrolcü olduğu söylenebilir.



Şekil 4.6 : Mekatronik KDY sistemi

$$\dot{x} = v$$
$$\dot{v} = -\frac{k}{m}x - \frac{c}{m}p + \frac{\alpha}{m}\frac{C}{(d-x)^2} \qquad \textbf{(4.2)}$$

$-d < x < d$ ve

$$C > 0 \qquad \textbf{(4.3)}$$

Bu denklemlerde x, hareketli kütlenin bobine göre olan konumunu, v hızını belirtir. Sistem parametreleri m, c, k ve α bilinmektedir. Yayın gerilmediği durumda, hareketli kütle ile bobin arasındaki uzaklık d kadardır. Bu değer, aynı zamanda konum için kısıtları belirler: hareketli kütle ile bobin çarpışmamalıdır. Bobinden geçen akım i ile gösterilir, ayrıca bobin hareketli kütleyi sadece çekmekte, itememektedir. Bu da ikinci kısıtı belirler: akım negatif değerler alamamaktadır. C değeri akımın bir fonksiyonudur ve sistemin girişidir. Bobinin yarattığı çekme kuvveti, kütle damper yay sistemini tahrik edecek ve çıkış değeri olan valf pozisyonunu istenen değere getirecek kuvveti sağlayacaktır. Kontrol amacı, hareketli kütlenin konum kontrolü olarak tanımlanır. Parametrelerin sayısal değerleri Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : KDY sistem parametreleri

Parametreler		
$\alpha = \ 4.5e-5$	$k = \ 38.94\, N/m$	$p_r = 0.0074m$
$\gamma = \ 1.99$	$d_0 = \ 0.0102\, m$	$v_f = 0 \ m/ms$
$c = \ 0.659 \ N/m.ms$	$m = \ 1.54\, kg$	$p_0 = 0\, m$
$v_0 = 0.012 \ m/ms$	$C_f = \ 0.0532$	

4.2.1 Amaç ve kapsam

Bu çalışmanın amacı, bir bobin tarafından oluşturulan kuvvet ile manipule edilen mekatronik ve nonlineer kütle damper yay mekanizmasının sistem kısıtları altında MÖK kontrolünü gerçekleştirmektir. Öncelikle sistem modeli tanıtılacak, bu özel sistem için ikili kontrol adı verilebilecek bir kontrol stratejisi geliştirilecek, geliştirilen iç ve dış çevrimden oluşan yaklaşım açıklanacak ve sistemin MÖK servo kontrolü gerçekleştirilecektir.

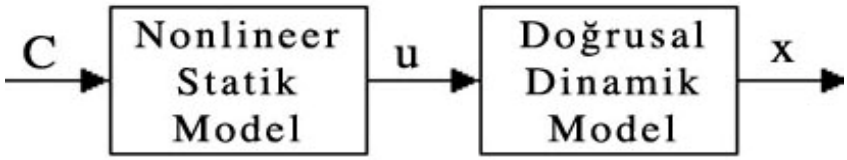
4.2.2 Sistem modeline ikili yaklaşım

Kütle damper yay sistem modeli, bir durum değişimiyle girişi yeni bir değişkenin içine katarak doğrusal model haline sokulabilir. Bu halde durum-uzay formunda (4.4)'teki gibi olacaktır:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k}{m} & -\frac{c}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix} u(t)$$

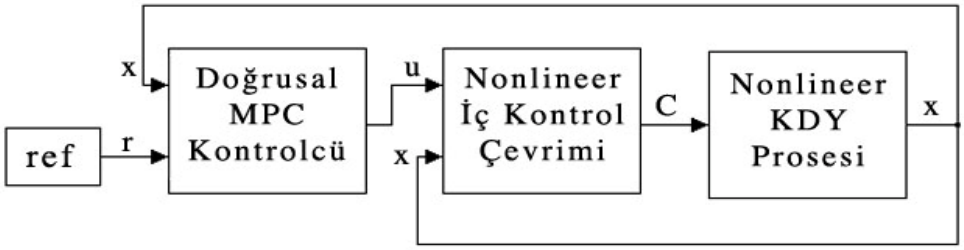
$$u(t) = \frac{\alpha C}{(d - x(t))^2} \qquad \textbf{(4.4)}$$

Sistem bu şekilde modellendiğinde, doğrusal sistem modeli ve nonlineer giriş modeli olarak iki parçada ele alınabilir. Doğrusal model dinamik bir sisteme, nonlineer model ise statik bir sisteme karşılık gelmektedir. [49] makalesinde de bu şekilde ele alınan sisteme, hibrit bir kontrolcü geliştirilmiştir. Bu çalışmada da benzer bir yöntem geliştirilecektir. Sistemin ikili modellenmesine ilişkin şematik gösterim, Şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.7 : KDY sisteminin ikili modellenmesi

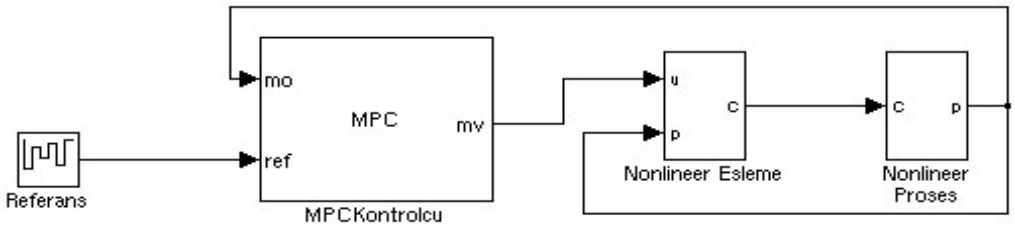
Bu halde sistem, iki kontrol çevrimi ile kontrol edilebilir. Bu durumda MÖK (4.4) ile verilen doğrusal sisteme göre tasarlanmalıdır. İlk olarak, doğrusal MÖK ile doğrusal sistemin girişi olan u için optimal hedefler belirlenir, ikinci çevrimde ise bu u değerini sağlayacak C proses giriş değerleri hesaplanır. Bu kontrol stratejisi, aşağıdaki Şekil 4.8'de özetlenmiştir.



Şekil 4.8 : İkili MÖK kontrol stratejisi

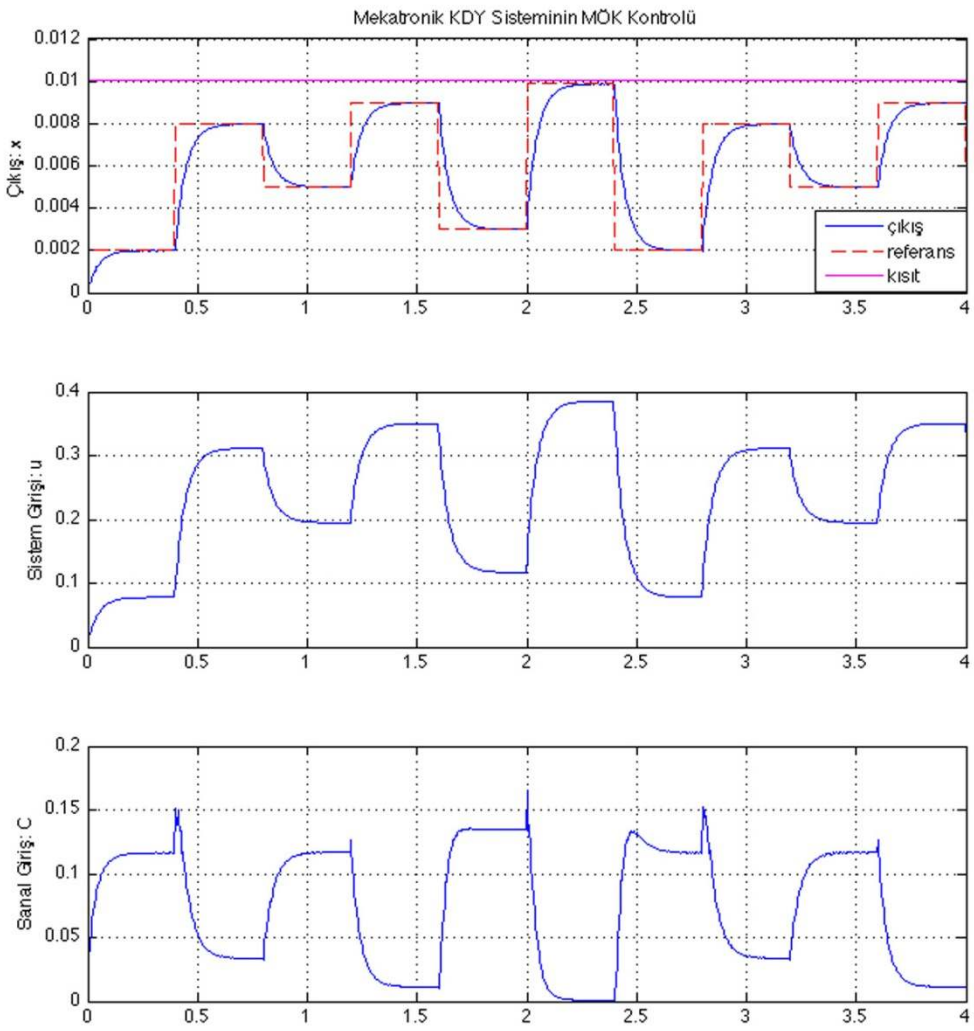
4.2.3 Prosesin MPC ikili kontrolü

Sistem modeli [1], kontrol yaklaşımı ise [49] makalesindeki gibidir. Geliştirilen kontrol yaklaşımında, doğrusal sistem ve nonlineer statik giriş modeli ayrı modellendiği için, doğrusallaştırmaya gerek olmamaktadır. Prosesin oldukça hızlı kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu davranışı sağlamak için örnekleme zamanı 2 ms, referansın değişme periyodu ise 0.4 saniye olarak seçilmiştir. Kapalı çevrimin blok diagramı Şekil 4.9 ile verilmiştir.



Şekil 4.9 : KDY MÖK blok diyagramı

Prosesin servo modunda kontrolü gerçekleştirilmiştir. Burada u MPC'nin ürettiği optimal kuvvet değerini, C ise bu kuvveti sağlamak için gereken giriş miktarını belirtir. Sonuçlar Şekil 4.10'da verildiği gibidir.



Şekil 4.10 : KDY MÖK benzetim sonuçları

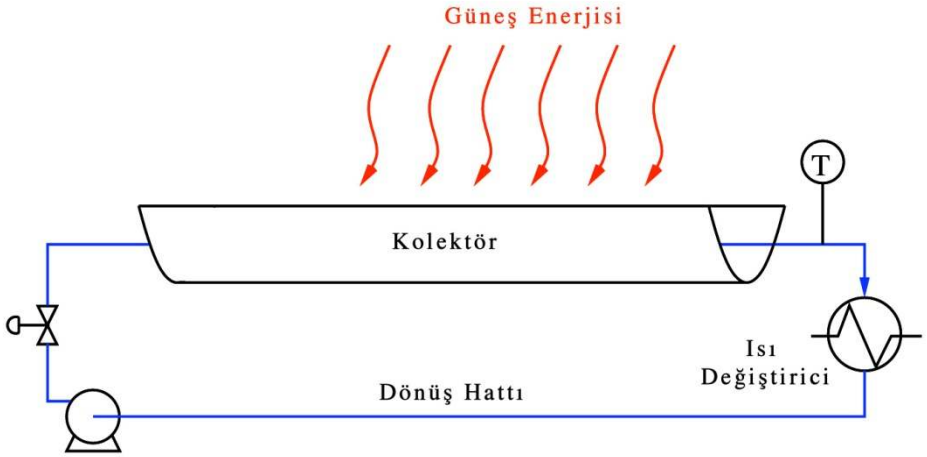
4.2.4 Sonuçlar

MÖK'ün sanayide sık karşılaşılan bir problem olan nonlineer kütle damper yay sistemi karşısında performansı sınanmıştır. Ele alınan sistem özel olarak doğrusal dinamik ve nonlineer giriş alt sistemlerine ayrılabildiğinden, buna uygun bir yaklaşım geliştirilmiş ve doğrusallaştırmaya gerek olmadan sistem hızlı biçimde kontrol edilebilmiştir.

4.3 Güneş Enerjisi Santrali

Güneş enerjisi santrali (GES) tek giriş-çıkışlı, 41 durum değişkeninden oluşan bir sistemdir. Güneş enerjisini elektrik enerjisine dönüştüren düzeneğin bir kısmını oluşturur.

Güneş enerjisi santrali kolektör, ısı değiştirici ve dönüş hattından oluşur. Parabolik aynalar yardımıyla bir çizgi üzerine odaklanan güneş ışınımı, özel olarak tasarlanmış bir borudaki akışkanı 790 metre boyunca ısıtır. Sıcak akışkan ısı değiştiricisinden geçer. Akışkanın ısı değiştiricisinde kaybettiği ısı, bu çalışmada yer almayan bir buhar makinesi ile elektrik enerjisine dönüştürülecektir. Isı değiştiricisinden çıkan akışkan 790 metre boyunca izole borulardan geçerek, bir pompa yardımıyla tekrar kolektöre beslenir. Sistemin genel gösterimi Şekil 4.11'deki gibidir.



Şekil 4.11 : Güneş enerjisi santrali

Süreç, akışkanın debisini ayarlayan bir pompa ile kontrol edilir. Sistem güneşin enerjisini toplamak için tasarlanmış olduğundan, tasarlanan çalışma koşullarında, kolektör çıkışındaki akışkan sıcaklığının görece yüksek değerlerde olması gerekir. Ele alınan sistemde istenen çıkış sıcaklığı 543 K olarak bilinmektedir. Bulutların durumu, ortam sıcaklıklarındaki değişmeler ve diğer iklimsel etkiler ölçülmeyen bozucular olarak ele alınıp, telafi edilmelidir.

Sistem, kolektör ve dönüş çevrimlerinin tek eksenli bir uzay boyunca ayrıklaştırılması ile modellenir. Modelleme kolaylığı açısından, bu uzaysal ayrıklaştırma noktalarındaki sıcaklıklar sistemin durumları olarak seçilir. Ayrıklaştırma noktaları arasındaki uzaklık, (4.5)'i sağlayacak şekilde seçilmiştir.

$$\frac{\partial T}{\partial z} \approx \frac{T_i - T_{i-1}}{\Delta z} \tag{4.5}$$

Bu ifadede T, i. durumun ölçüldüğü, konumu z olan sıcaklık değeridir. Güneş enerjisi santralinde, kolektör boyunca ilk yirmi, ısı değiştiricisinde bir ve dönüş hattı boyunca yirmi olmak üzere kırk bir durum seçilmiştir. Sisteme hükmeden fonksiyon (4.6)'daki gibidir.

$$\dot{T}_i = \alpha_i(F)(T_{i-1} - T_i) + \beta_i(T_{ortam,i} - T_i) + \gamma_i$$

$$i = 1,2,...,41 \qquad i = 1 \Rightarrow T_{i-1} = T_{41} \tag{4.6}$$

Denklemde $\alpha_i(F)$, mevcut durumundan kütle geçişi ile ayrılan ve i. elemana giren enerjiyi belirtir. Çoğu durumda bu değer kütlesel debi F'e bağlıdır, fakat ısı değiştiricisinde etkileşimin hızlı olduğu ve dolayısıyla kütlesel akış hızına bağlı olmadığı kabul edilmiştir. β_i terimi taşınım ile ilgilidir ve sistem ve ortam arasındaki etkileşimi göstermektedir; örneğin kolektör ile çevre havası veya ısı değiştiricisindeki su ile. γ_i terimi güneşin ışınımını göstermektedir.

Isı değiştiricisi dışındaki tüm durumlarda F, $\alpha_i(F)$ ifadesi içinde belirtilmiştir. $\alpha_i(F)$, girişleri durumlarla çarptığı için, sistemdeki doğrusal olmayan davranışın kaynağıdır. Bozucu etkiler olmadan sistemin sürekli rejim girişi 5.7 kg/s 'dir. Ayrıca F, 0.8 kg/s ile 8 kg/s aralığına kısıtlanmıştır.

4.3.1 Amaç ve kapsam

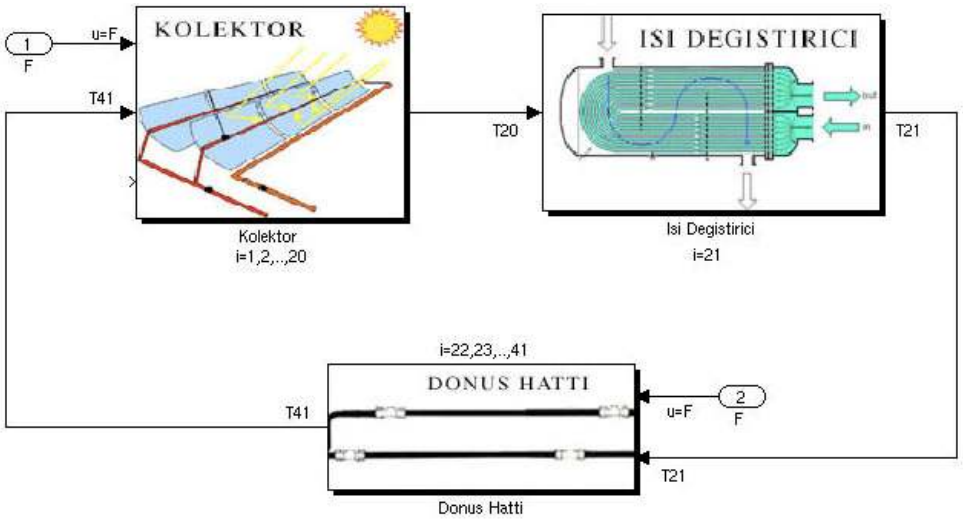
Bu çalışmanın amacı çok durum değişkenine sahip nonlineer bir sistemin çeşitli bozucu etkiler ve ölçüm gürültüsü altında kontrolünü MÖK ile gerçekleştirmektir. Giriş değişkeni üzerinde kısıt olduğu için problem kısıtlı bir MÖK problemidir. Benzetimde giriş ve çıkış bozucu modelleri kullanılacak ve model belirsizliği de ele alınacaktır. Sistem denge konumundan başlanıp çeşitli bozucularla perturbe edilecek ve MÖK'ün bozucu reddi yeteneği sınanacaktır.

Bu çalışmada izlenen yöntem şöyledir: 41 adet nonlineer diferansiyel denklem ile ifade edilen sistem ilk olarak modellenir ve istenen sürekli rejim etrafında doğrusallaştırılır. Çalışma noktası ($T_{20} = 543\ K$) etrafında model öngörülü kontrol ile kontrol edilir. Güneş ışınımında %40 azalma olarak tanımlanan bozucu, modellenmeden sisteme eklenir, kontrol sisteminin modellenmemiş ve ölçülmeyen

bozuculara karşı duyarlılığı incelenecektir. Çalışmanın asıl amacı olan bozucu modellemesi yapılacak ve tasarlanan kontrolörün bozucuyu reddetme yeteneği incelenir. Giriş ve çıkış bozucu modellerinin, durumlara etki eden bozucular karşısında davranışı karşılaştırılır. Sistem-model uyuşmazlığı ve gürültü senaryoları işlenir, çalışma bir tartışma ile sona erer.

4.3.2 GES benzetim modeli

Santral modeli, üç alt sistemin birbiriyle etkileşimi şeklinde modellenmiştir. Her alt sistem, hüküm fonksiyonunu ifade eden modüllerden oluşmuştur. Her modül bir durumu göstermektedir. Güneş ışınımını akışkan sıcaklığına çeviren kolektör alt sistemi yirmi modül, akışkandan suya ısı geçişi (ısınan su elektrik enerjisi üretiminde kullanılır) sağlayan ısı değiştiricisi bir modül ve dönüş hattı boyunca olan ısıl etkileşimler yirmi modül ile belirtilmiştir. Kurulan model Şekil 4.12 'de belirtilmiştir.



Şekil 4.12 : Güneş enerjisi santrali modeli

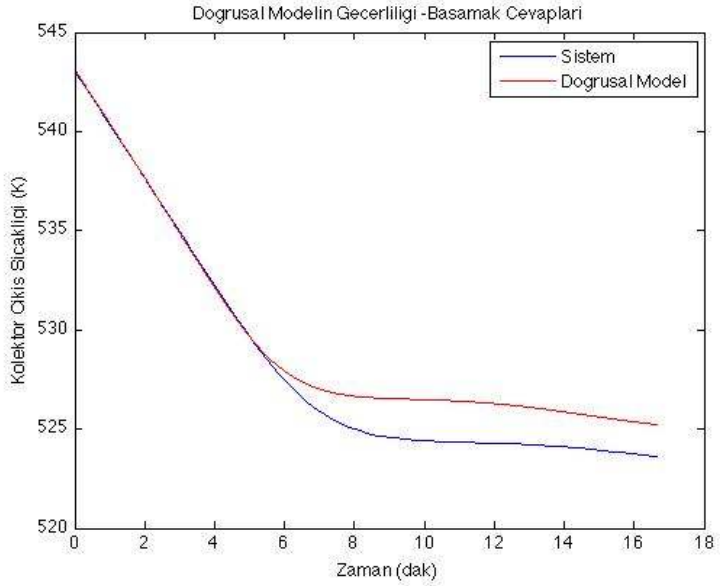
4.3.3 Benzetim sonuçları

4.3.3.1 Sistem analizi

Modelde başlangıç koşulları, istenen sürekli rejim değerleridir. Model bu noktada doğrusallaştırılmıştır. Bunun nedeni sürecin bu noktada kararlı olması ve bozucu ölçülmediğinden ötürü, bozucu etkisi altındaki sistemin son rejiminin baştan bilinememesidir. Doğrusal modelin bant genişliği 0.0041 rad/s olarak hesaplanmıştır. Sistem yavaş bir sistemdir, Nyquist kesme frekansı 0.013 Hz olarak hesaplanmıştır.

Modelin kırk bir durumundan kırk tanesi kontrol edilememekte, otuz tanesi ise gözlenememektedir. Kontrol edilen durum olarak çıkış, gözlemlenebilir durumlar olarak da kolektör boyunca olan yirmi durum alınacaktır.

Öngörü ve optimizasyonda kullanılacak doğrusal modelin geçerliliğini araştırmak ve olası durumları tartışmak gerekir. Basamak cevapları sistem ve doğrusal model için Şekil 4.13'teki gibi elde edilmiştir. Doğrusal modelin nominal nokta (T=543 K) civarında sistemle örtüştüğü, buradan uzaklaştıkça geçerliliğini yitirdiği görülmektedir. Sistemi bu nominal noktada civarında tutmak ilk hedef olmalıdır. Bu hedef, sistemi hızlı bir şekilde kontrol ederek gerçekleştirilebilir.

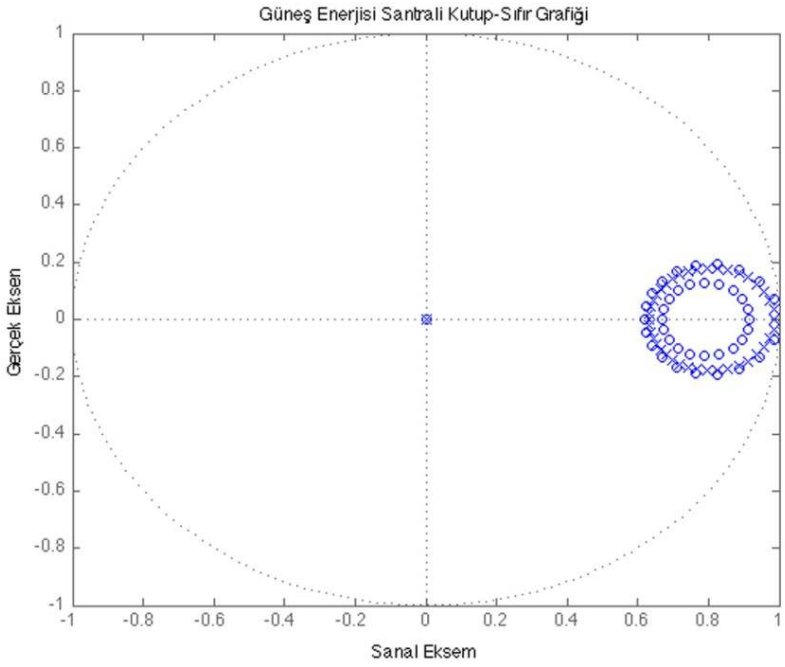


Şekil 4.13 : GES doğrusal modelin geçerliliği

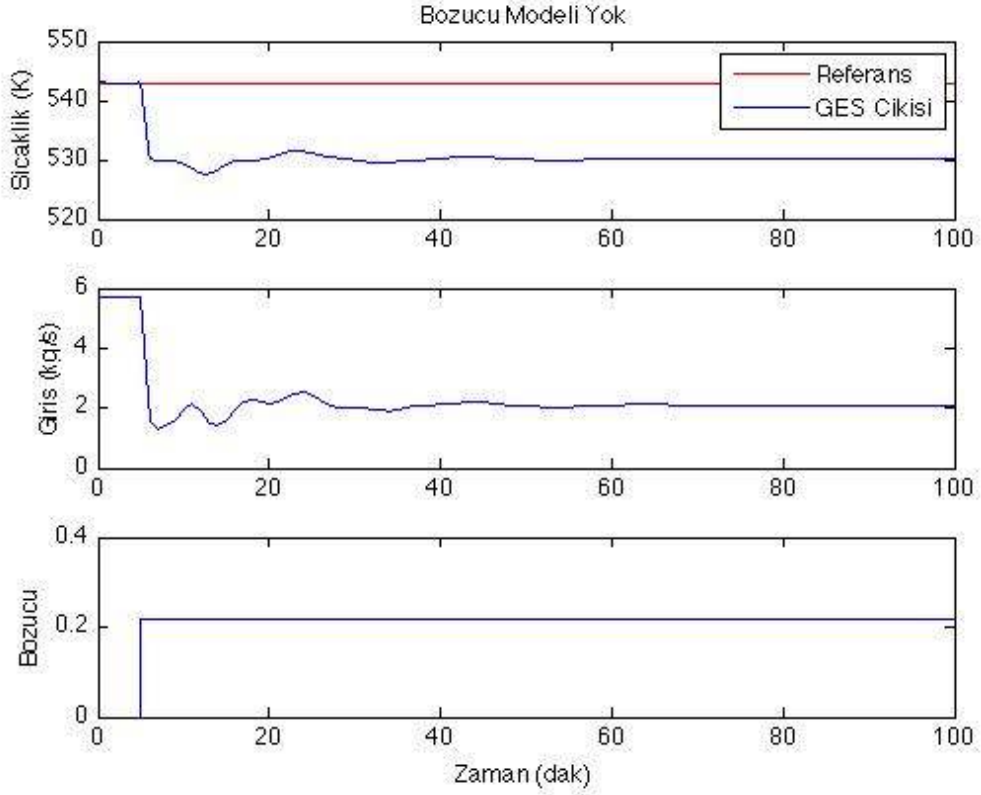
Bu doğrusal sapma modelini kutup-sıfır grafiği Şekil 4.14'te verilmiştir. Bu grafiğe göre sistem minimum faz davranışı gösterir ve kararlıdır.

4.3.3.2 Modellenmeyen bozucu

MÖK'te bozucu modeli bulunmadığı durumda, bir bozucu etkisi altında sistemin cevabı ne olur? Bozucu modellenmediği için, sistemin bozucuyu hızlı bir şekilde reddetmesi olası gözükmemektedir. Şekil 4.15 ile verilen benzetim sonuçları bunu doğrulamaktadır. Öngörü ve optimizasyonda kullanılan sistem modelleri, bozucunun reddi için yeterli bilgiyi sağlamamaktadır. Kontrol sistemi tasarımı nominal sisteme göre yapıldığından bozucunun telafisi gerçekleştirilememştir. Bozucunun reddedilmesinin sağlanması için, bozucu modellerinden faydalanılmalıdır.



Şekil 4.14 : GES kutup-sıfır grafiği

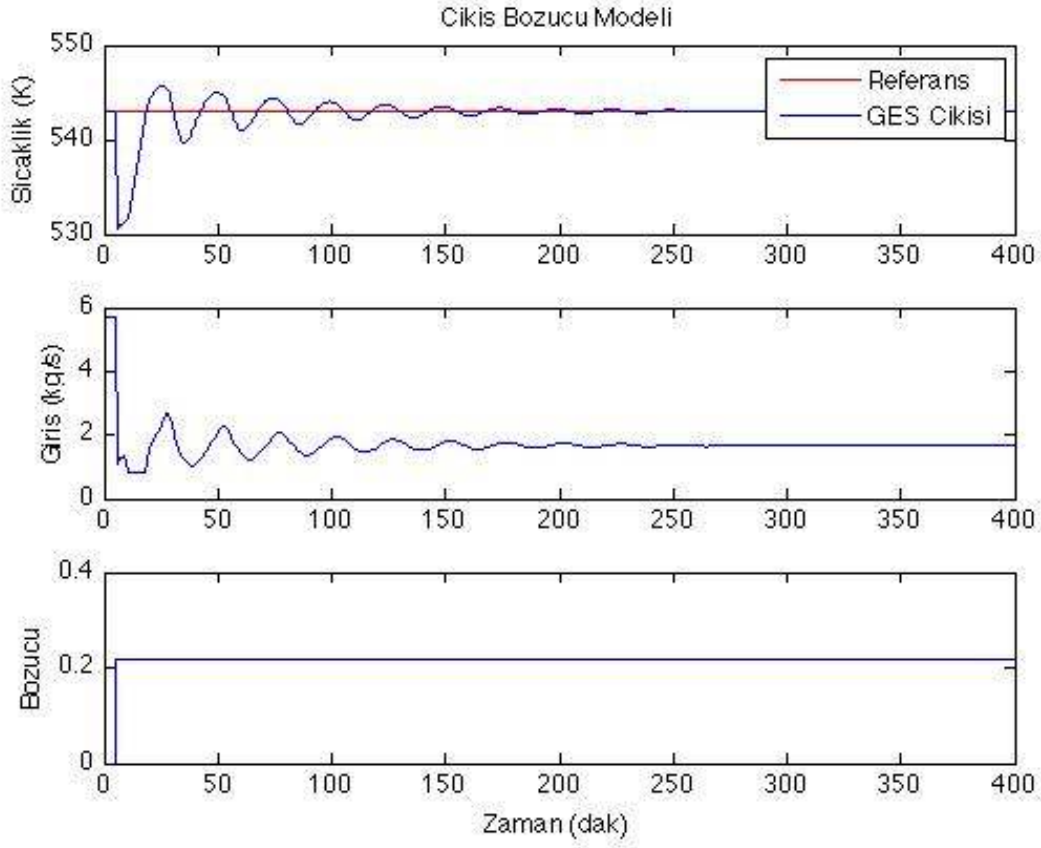


Şekil 4.15 : GES modellenmeyen bozucu cevabı

4.3.3.3 Çıkış bozucu modeli

MÖK'e eklenecek bir çıkış bozucu modeli, sistemi yine istenen ayar değerine getirebilecek temeli sağlamaktadır. Bir dakikalık örnekleme zamanı ile MÖK'ün modellenmemiş bozucuya cevabı, Şekil 4.16'da verilmiştir.

MÖK, bozucu etkisi altındaki GES'i istenen ayar değerine geri getirmeyi başarmıştır; fakat bunu üç saat gibi bir sürede gerçekleştirmiştir. Cevabın yavaş olmasının temel nedeni, bozucunun modellendiği gibi çıkışa doğrudan etki etmek yerine, durumlar üzerinde perturbasyona yol açıyor olmasıdır. Bozucun etkisiyle, ısı değiştiricisi sıcaklığında 15 K civarında bir düşüş olmuştur ve sistem üç saat boyunca optimum ısı transferi koşullarında çalışamamıştır. Bu durum kabul edilebilir değildir, bozucuların hızlı olarak telafi edilmesi gerekmektedir.



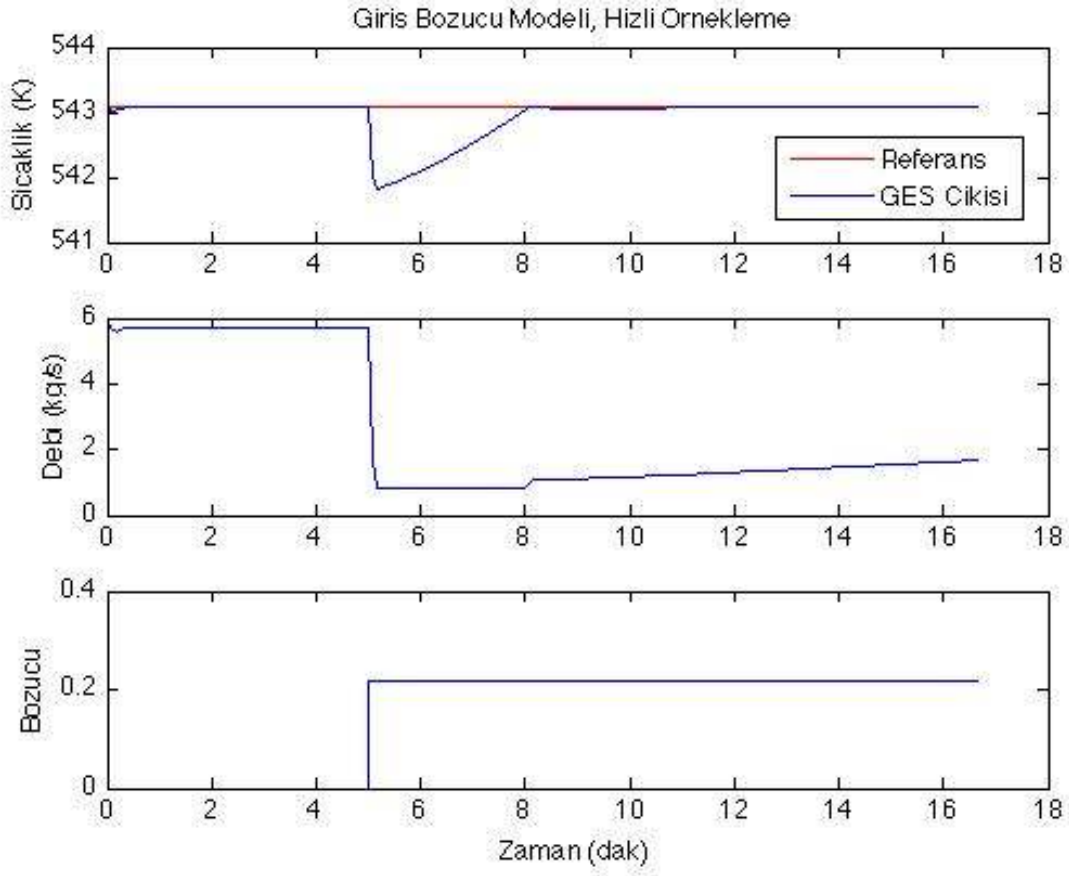
Şekil 4.16 : GES çıkış bozucu modeli

4.3.3.4 Giriş bozucu modeli

Önceki modelde bir parametre olarak alınan güneşin ışınım miktarı, sisteme ikinci bir giriş olarak tanımlanıp, ölçülmeyen bozucu olarak ilgili modüllere eklenirse, giriş bozucu modeli elde edilmiş olur. Giriş bozucu modeli, bozucunun sisteme girip tüm

durumlar üzerinde etkidiğini varsayar. Söz konusu bozucunun etkisinin doğrudan çıkış üzerinde değil de durumlar üzerinde olduğu da göz önüne alınırsa, giriş bozucu modeli doğru bir seçim olarak görülmektedir.

Beşinci dakikada güneşten gelen ışınımın herhangi bir nedenle %40 düşmesi senaryosu ele alınmıştır. GES'in doğrusallaştırılması aşamasında, nominal nokta civarında kalma zorunluluğu ve bunun hızlı örnekleme ile gerçekleştirilebileceği hakkındaki tartışmayı hatırlayarak, sistem görece hızlı örneklenmiştir. Örnekleme zamanı beş saniyeye çekilirse, Şekil 4.17'deki sistem cevabı elde edilir.



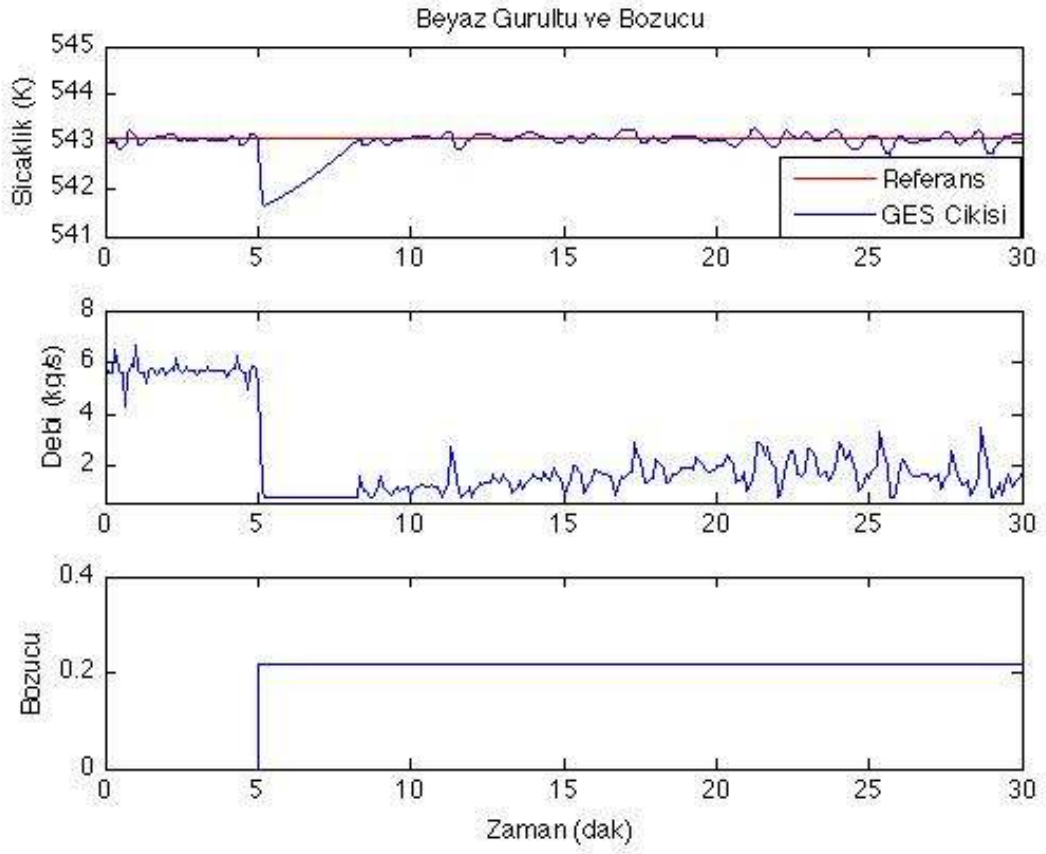
Şekil 4.17 : GES giriş bozucu modeli

Hızlı örnekleme sistem cevabının oturma zamanını 6 dakikaya kadar indirmiştir. Bozucunun etkisiyle çıkış sıcaklığındaki düşüşün 1 K 'de tutulabilmesi dikkat çekicidir. Sistem hızlı örneklendiğinden, bozucu etkidiğinde daha hızlı biçimde cevap vermekte, bu da çıkış sıcaklığının nominal değerinden düşmesini azaltıcı yönde çalışmaktadır. Nominal değerden uzaklaşılmadığı sürece, doğrusal modelin hataları küçüktür ve model geçerlidir.

Örnekleme hızını daha da artırarak, daha hızlı sonuçlar almak mümkündür. Fakat bunu yapmak ne kadar gerçekçi olacaktır? GES'in eyleyicisi bir pompadır ve pompaların zaman sabitleri görece yüksektir. Bunlar göz önüne alınarak, örnekleme süresi için seçilen 5 saniyelik değerde kalınmalıdır.

4.3.3.5 Bant limitli beyaz gürültü ve ölçülmeyen bozucu

GES'e bant limitli, sıfır ortalamalı beyaz ölçüm gürültüsü eklenecektir. Gürültünün bant limitli olması, bir merkez frekans etrafında eşit spektral yoğunluğa ve sınırlı enerjiye sahip bir sinyal olması anlamına gelmektedir. Eklenen gürültünün kovariansı 0.5 olarak seçilmiştir. MÖK'de gürültü modeli, varsayılan beyaz gürültü şeklinde eklenmiştir. Gürültü etkisini gösteren benzetim sonuçları aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.18 : GES beyaz gürültü ve bozucu etkisi altında kontrolü

4.3.4 Sonuçlar

Bu çalışmada nonlineer sistemlerin öngörülü kontrolünde olasıl etkiler ve gürbüz MÖK ele alınmıştır. Güneş enerjisi santralı sistemi, 41 durum ile modellenmiş ve doğrusallaştırılmıştır. Doğrusal sapma modelinde, nominal değerlerden uzaklaştıkça

hataların arttığı gözlemlenmiştir. Nominal değerlerden uzaklaşmamak için, kapalı çevrim sisteminde görece hızlı örnekleme önerilmiş ve başarısı gösterilmiştir. Güneş ışınımındaki %40'lık bir azalma ölçülmeyen bozucu olarak tanımlanmış, çıkış bozucu modeli ve giriş bozucu modeli ile telafisi gerçekleştirilmiştir. Durumlar üzerinde etkili olan bu bozucunun reddi için, giriş bozucu modelinin uygun olduğu gösterilmiştir. Çıkış bozucu modeli, aynı bozucu karşısında çok daha yavaş cevap vermiştir. Sistem-model uyuşmazlığı ve bant limitli beyaz gürültü karşısında MÖK'ün başarısı sınanmıştır. Nonlineer sistemlerin öngörülü kontrolünde ölçülmeyen bozucu, modelleme hatası ve gürültü karşısında MÖK'ün gürbüz bir yöntem olduğu gösterilmiştir.

4.4 Sürekli Karıştırılan Tank Reaktörü (CSTR)

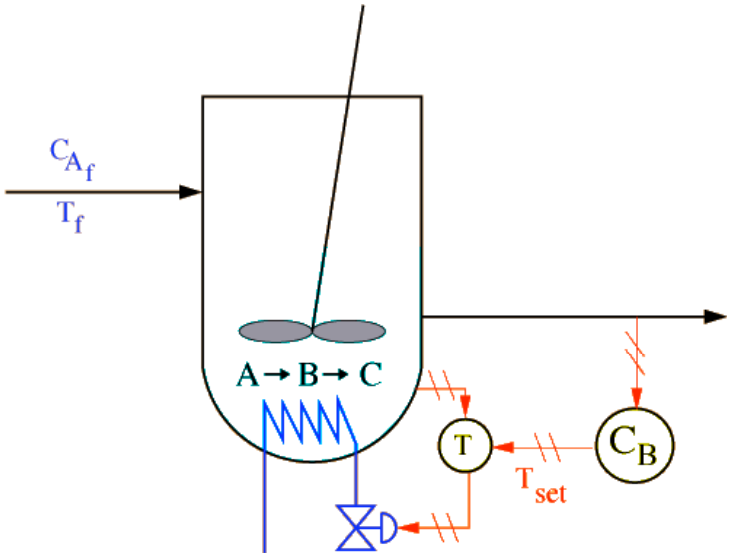
4.4.1 Amaç ve kapsam

Bu benzetim çalışmasının amacı, dinamik özelikleri çalışma bölgesi içinde değişen bir nonlineer test problemi olan sürekli karıştırılan tank reaktörünün (ing. continously stirred tank reactor, CSTR), çıkış kısıtları altında, öngörülü kontrolünü gerçekleştirmektir. Hatalı sistem tanılama senaryosu da ele alınacaktır. Bu senaryoya göre tepkimenin aktivasyon enerjisi sistem tanılama aşamasında yanlış elde edilmiştir. Bu senaryo ile MÖK'ün nonlineer sistemlerde modelleme hatalarına karşı gürbüz bir kontrolcü olduğu gösterilmek istenmektedir. Sistemin dinamik özelikleri değiştiği için kontrolcü olarak 3. Bölüm'de anlatılan kazanç sıralamalı MÖK kullanılacaktır.

Bu çalışmada izlenen yol şöyledir: CSTR prosesi için öncelikle ürünü maksimize edecek sürekli rejimler araştırılır. Sistemi başlangıç durumundan bu optimum hedefe götürecek bir yörünge seçilir. Referans yörünge kapalı çevrim sistemin oturma zamanı esas alınarak tasarlanır. Bu yörünge üzerinde sistemin dinamik davranışı incelenir. Bu çalışma bölgesinden, gerekli görülen kadar alt çalışma bölgesi çıkarılır. Her alt bölgeye göre MÖK ve Kalman Filtresi tasarımı yapılır. Bu bölgeler arasında geçişe hükmedecek bir anahtarlama mekanizması (ing. switching mechanism) tasarlanır. Bozucu olmayan durumda sistemin kazanç sıralamalı MÖK ile regulasyonu gerçekleştirilir. Benzetimin ikinci aşamasında sistem modelinin yanlış bilindiği varsayımıyla, model belirsizliği konusu ele alınır. Gerekli bozucu modeli kurulup, olasıl etkiler altında MÖK'ün davranışı CSTR prosesi üzerinden incelenir.

4.4.2 Sürekli karıştırılan tank reaktörü (CSTR) sistemi

Bu çalışmada sürekli karıştırılan tank reaktörü (CSTR) ele alınacaktır. CSTR'de tersinmez $A \longrightarrow B \longrightarrow C$ kimyasal reaksiyonu gerçekleşmektedir. Reaktöre saf A maddesi beslenmekte ve B ürününe maksimum dönüşüm istenmektedir. B ürününün yoğunluğu ölçülmekte ve proses reaktörün sıcaklığı ile kontrol edilmektedir. Prosese ait şema Şekil 4.19'da ve CSTR sistemine hükmeden diferansiyel denklemler (4.7)'de verilmiştir.



Şekil 4.19 : CSTR sistemi

$$\dot{C}_A = \frac{F}{V}\left(C_{Af} - C_A\right) - k_1 C_A e^{-\frac{E_1}{RT}}$$

$$\dot{C}_B = k_1 C_A e^{-\frac{E_1}{RT}} - k_2 C_B e^{-\frac{E_2}{RT}} - \frac{F}{V} C_B \qquad \textbf{(4.7)}$$

A ve B ürünlerinin yoğunlukları olan C_A ve C_B durum değişkenleri olarak seçilir.Bu değişkenler boyutsuzdurlar. C_A ve C_B durumları derişimi ifade ettikleri için sıfır ile bir aralığında olmalıdırlar. Proses sıcaklığı T ise giriş değişkenidir. Sıcaklığın alt kontrol döngüleriyle kontrol edildiği varsayılır ve problem kapsamında yer almaz. E_1 ve E_2 tepkimelerin aktivasyon enerjilerini belirtir. Aktivasyon enerjileri, üstel ifadede giriş değerine bölündüğünden ve bu üstel ifade durum değeriyle çarpıldığından kaplin adı verilen nonlineer ilişkiyi gösterirler. Bu değerlerdeki görece küçük değişimler, sisem davranışında büyük değişimlere neden olurlar. R, F ve V sabitlerinin değerleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.

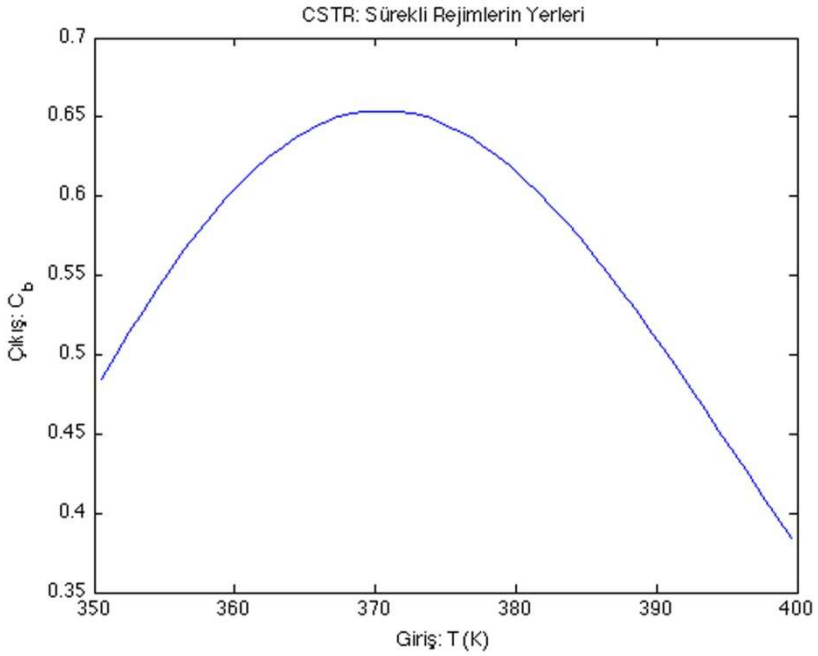
Çizelge 4.2 : CSTR model parametreleri

Parametreler		
$F = 100$ lt/dak	$k_1 = 7.2e10\ 1/dk$	E_2/R (sistem) = 9700 K
$V = 100$ lt	$k_2 = 5.3e10\ 1/dk$	E_2/R (model) = 9750 K
C_{Af} = 1 mol/lt	E_1/R = 8750 K	

4.4.3 Benzetim sonuçları

4.4.3.1 Sistem analizi

Optimum Hedefin Saptanması : Nonlineer CSTR prosesinin ardarda sürekli rejimleri vardır (ing. a continuum of steady states). Bu sürekli rejimler Şekil 4.20'de belirtilmiştir. Proseste maksimum B ürünü yoğunluğuna karşılık gelen sürekli rejim sıcaklığı, bu grafikten elde edilebilir.



Şekil 4.20 : CSTR sürekli rejimler

İstenen ayar değeri sürekli rejimlere ait grafikte B ürününün maksimum derişimine karşılık gelen sıcaklık değerindeki sistem durumları olarak seçilir. Başlanıçta reaktörde sadece A bileşeni vardır, B ürünü süreç sonrasında oluşacaktır. Başlangıç şartları ve istenen ayar değerleri Çizelge 4.3'te belirtilmiştir.

Çizelge 4.3 : CSTR referanslar ve başlangıç şartları

Referanslar	Başlangıç Şartları
$C_b = 0.6538$	$C_b = 0$
$C_a = 0.2126$	$C_a = 0$
$T = 369.3462$ K	$T = 350$ K

Çalışma Bölgeleri ve Anahtarlama Mekanizması Seçimi: Çalışma bölgelerinin seçimi, kazanç sıralamalı MÖK tasarımında kritik bir rol alır. Proses bazı bölgelerde kararsız, bazılarında minimum faz olmayan (nonminimum phase) davranış gösterebilir. Bu bölgelerin ayrı modeller ile ifade edilmesi gerektiği açıktır.

Çalışma bölgeleri, çıkış değeri olan C_B'ye göre tanımlanırlar. CSTR prosesi, yukarıda gösterilen sürekli rejimleri boyunca hep kararlı ve minimum faz kalmaktadır. Fakat prosesin 0.4 ve 0.65 çıkış değerleri aralığındaki sürekli rejimlerinden elde edilen doğrusal modellerin öz değerleri çok hızlı değişmektedir. 0 ile 0.4'e karşılık gelen sürekli rejimlerden elde edilen doğrusal modeller birbirine benzer. Bu durumda öz değerlerin hızlı değiştiği aralıkta daha fazla doğrusal model kullanmak gerekir.

CSTR prosesinin sürekli rejimlerinden, yukarıda bahsedilen şekilde dört tanesi seçilmiştir. Doğrusal model elde edilecek bu dört sürekli rejim, proses dinamiklerinin hızlı değiştiği referans bölgesinde yoğunlaşır. Bu sürekli rejim değerleri, Çizelge 4.4'te verilmiştir.

Çizelge 4.4 : CSTR seçilen örnek sürekli rejimler

	Rejim 1	Rejim 2	Rejim 3	Rejim 4
C_b	0.1496	0.4073	0.5541	0.6499
C_a	0.8494	0.5791	0.4054	0.2349
T	327.3504	345.5927	355.4459	367.3501

Bu sürekli rejimlere göre doğrusallaştırılan modellerin kutup, sıfır ve kazançları Çizelge 4.5'te verilmiştir. Model 3-4 birbirlerine yakın olsalar da, sürekli zamanda sıfır ve kutupları arasındaki fark dikkat çekmektedir.

Çizelge 4.5 : CSTR modeller için kutup, sıfır ve kazançlar

	Model 1	Model 2	Model 3	Model 4
Kutup 1	-1.007	-1.034	-1.073	-1.177
Kutup 2	-1.177	-1.727	-2.467	-4.257
Sıfır	-0.9986	-0.9728	-0.8801	-0.3479
Kazanç	0.0122	0.0297	0.0380	0.0413

Bu dört model için MPC tasarımı yapılır. Bir örnekleme adımında, kontrol kanununun hangi MPC kontrolcü tarafından üretileceğine anahtarlama ile karar verilir. Anahtarlama mekanizması, çıkış olan C_B'nin değerleri ile doğrudan geliştirilir. Ele alınan problemde anahtarlama kanunu aşağıda verilmiştir.

$0 \le C_b < 0.3 \rightarrow MÖK1$
$0.3 \le C_b < 0.5 \rightarrow MÖK2$
$0.5 \le C_b < 0.6 \rightarrow MÖK3$
$0.6 \le C_b \le 0.66 \rightarrow MÖK4$

4.4.3.2 CSTR MÖK benzetim sonuçları

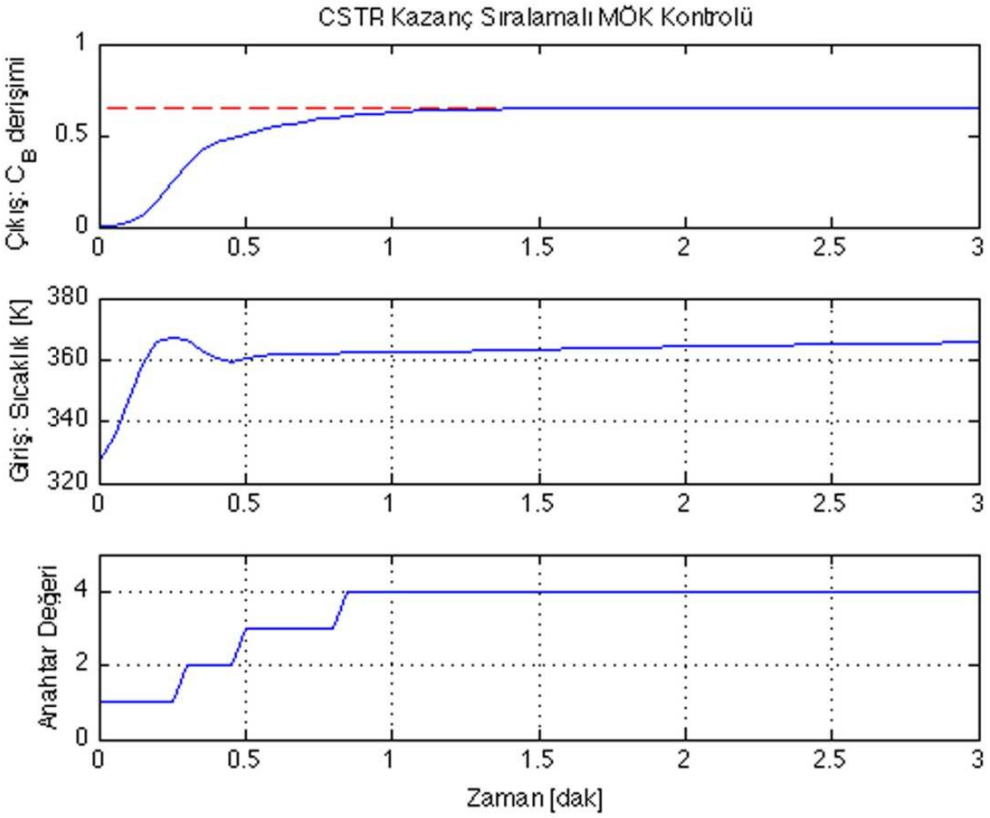
Kontrol amacı, çıkış değişkeni olan C_B yoğunluğunun önceden tanımlanmış bir referans yörüngeyi izleyerek, Bölüm 3'te seçilen maksimum verimli ayar değerine yakınsamasını sağlamaktır. Referans yörünge, oturma zamanı (ing. settling time) esas alınarak tasarlanabilir. Birinci mertebe bir referans modeli seçilsin. Bu modelin transfer fonksiyonu sürekli zamanda (4.8)'deki gibidir;

$$G_{rt}(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \qquad \textbf{(4.8)}$$

Bir referans modelinden bahsedildiğine göre, K kazancı bir olmalıdır. Zaman sabiti değeri ise, istenen oturma zamanından hesaplanabilir. Doğrusal birinci derece sistemler için, oturma zamanı (t_o) ile zaman sabiti arasında $t_o = 4\tau$ bağıntısı geçerlidir. Benzetimde sistem çıkışının bir buçuk dakika içinde istenen ayar değerine ulaşması amaçlanmaktadır ve referans modeli (4.9)'da verildiği gibi seçilmiştir.

$$G_{rt}(s) = \frac{1}{0.3s + 1} \qquad \textbf{(4.9)}$$

Başlangıçta tankta hiç B ürünü bulunmamakta, tüm karışım A bileşeninden oluşmaktadır. Sistem için örnekleme periyodu, doğrusal modellerin bant genişliğinden faydalanılarak, 3 saniye seçilmiştir. Yukarıda belirtilen referans yörüngesi ile B ürününün yoğunluğu, prosesin maksimum B ürünü oluşumuna karşılık gelen sürekli rejimine taşınacaktır. Benzetim sonuçları Şekil 4.21'deki gibidir.

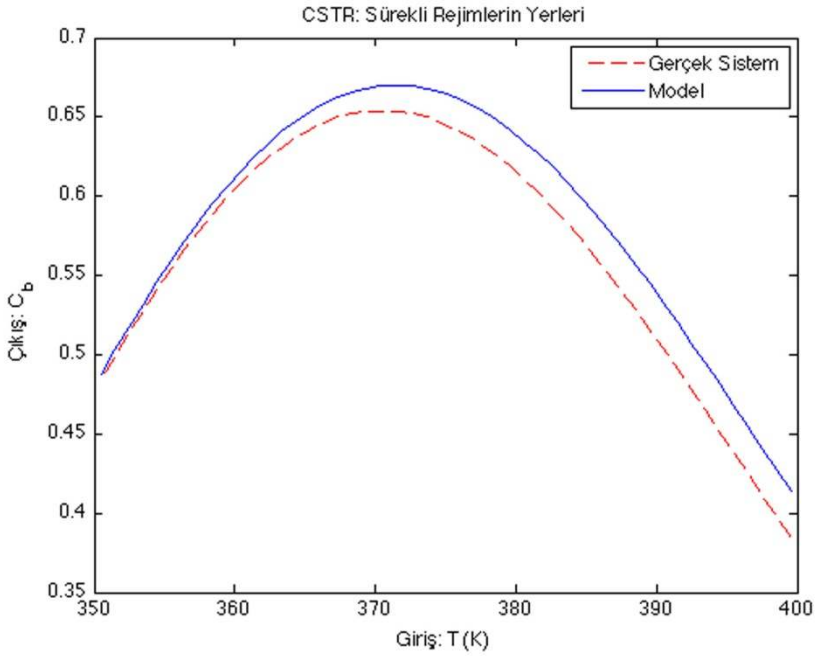


Şekil 4.21 : CSTR kazanç sıralamalı MÖK kontrolü

Benzetim sonuçlarından görüldüğü gibi, yörünge takibi ve regulasyon amaçları gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.21 çıkış, giriş ve anahtarlama değerlerini gösterir. Çalışma bölgeleri arasındaki geçişlerde çıkış değerinde hafif bir dalgalanma görülmektedir. Bu doğaldır, çünkü çalışma bölgesi ve kontrolcü kazancı bu anahtarlama noktalarında değişmektedir. Başlangıç durumunda MÖK1 aktiftir. C_B derişimi 0.3 değerine ulaştığında MÖK2 devreye girmiştir. MÖK2 C_B derişimini 0.5'e taşıdıktan sonra MÖK3 devreye girmiş ve $C_B = 0.6$ 'ya kadar sistemi kontrol etmiştir. Ayar değeri civarında MÖK4 devreye girmiş ve sistemi istenen optimum sürekli rejimine götürmeyi başarmıştır.

4.4.3.3 Hatalı sistem tanılama senaryosu

Sistem tanılama aşamasında, E_2 aktivasyon enerjisi değerinin yanlış hesaplandığı varsayılsın. Deney yoluyla aktivasyon enerjilerinin elde edilmesi güç bir süreç olduğundan, pratikte bu tip hatalarla karşılaşılabilir. Proses modelinde E_2, üstel ifadede yer almakta, girişle ve durumla çarpılmakta ve dolayısıyla nonlineer davranışın temelini oluşturmaktadır. Bu durumda sistem ve model için ayrı sürekli rejim eğrileri olacaktır. Bu durum Şekil 4.22'de belirtilmiştir. Sistem tanılamayla elde edilen modele göre C_B 'nin maksimum değeri Plant'e ait maksimum C_B'nin üzerindedir. Şu durumda CSTR, maksimumunun üstünde bir verimde kontrol edilmeye çalışılacaktır.

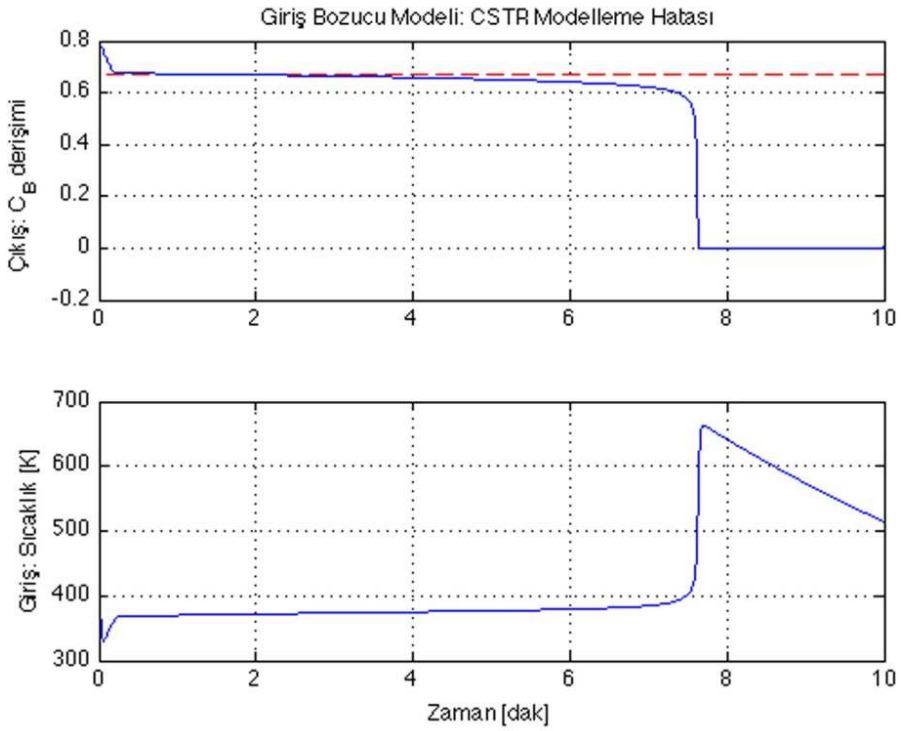


Şekil 4.22 : CSTR sürekli rejimlerin yerleri, hatalı model

Doğrusallaştırma sistem tanılamadan elde edilen modele göre yapılacağı için, sapma modelinin gerçek sistemden farklı davranması beklenir. Bu durum model belirsizliğine iyi bir örnek teşkil eder. Burada parametrik bir perturbasyon, üstel ifadede yer aldığı ve giriş ve durumlardan biriyle çarpıldığı için büyük önem kazanmakta ve proses cevaplarını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu benzetim ile, böyle bir modelleme hatası karşısında MÖK'ün gürbüzlüğü incelenecektir.

Giriş bozucu modeli

Modelleme hatasının telafisi için giriş bozucu modelinin performansı ele alınsın. Bu durumda kontrolcü, çıkıştaki hatanın durumları etkileyen ve ölçülemeyen bozuculardan kaynaklandığını varsaymaktadır. Giriş bozucu modeli, CSTR'yi istenen (fakat aslında varolmayan) sürekli rejimde tutabilmek için sıcaklığı yükseltmiş, sonuç olarak tüm reaktant istenmeyen C ürününe dönüştürülmüştür. Bu tip bir modelleme hatası için, giriş bozucu modelinin uygun olmadığı görülmüştür. Benzetim sonuçları Şekil 4.23'te verilmiştir.



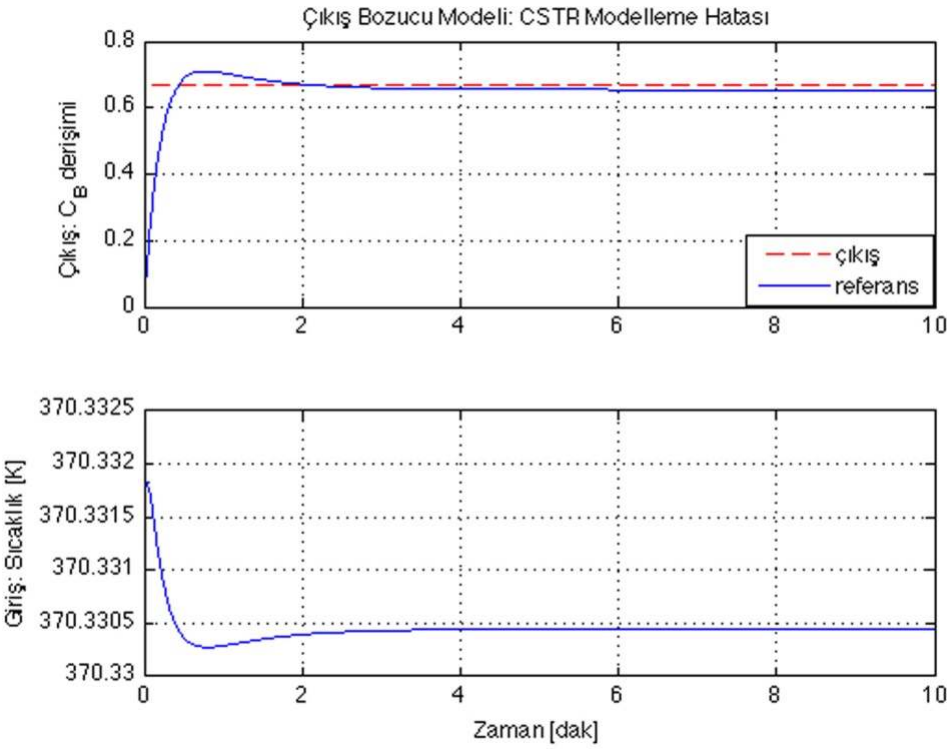
Şekil 4.23 : CSTR giriş bozucu modeli sistem cevapları

Çıkış bozucu modeli

Modelleme hatası, çıkış üzerinde perturbasyonlara yol açan bir etki olarak ele alınırsa, çıkış bozucu modeli kurulmuş olur. Benzetimde bozucu modeli, birim kovaryansa sahip beyaz gürültü olarak tanımlanmıştır. Bunun için çıkış bozucu modeli olarak birim transfer fonksiyonu kullanılabilir. Çıkış bozucu modelinin kontrolcüye eklenmesiyle benzetim sonuçları Şekil 4.24'te verilmiştir.

Kontrolcünün sistemi tasarım aşamasında hesaplanan ayar değerine tam olarak götüremediği görülmektedir. Fakat bu ayar değerinin hesaplandığı modelin hatalı olduğu unutulmamalıdır. Gerçek sistemin istenen ayar değerinde bir sürekli rejimi

yoktur. MÖK sistemi hatalı modelden hesaplanan hatalı hedef yerine, sistemin B ürününü maksimum yapan gerçek sürekli rejimine oturtmayı başarmıştır. Hatalı modellenen CSTR sistemi için MÖK, çıkış bozucu modelinin de katkısıyla kontrol görevinde başarılı bulunmuştur.



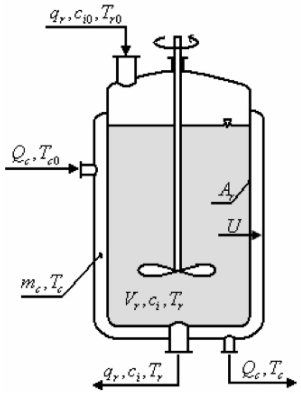
Şekil 4.24 : CSTR çıkış bozucu modeli

4.4.4 Sonuç

Benzetim çalışmasında proses kontrol mühendisliği için önemli bir problem olan CSTR ele alınmıştır. Dinamik özelikleri değişen bu sistem için kazanç sıralamalı MÖK kontrolcü tasarlanmış ve performansı sınanmıştır. Çok modelli bir yaklaşım olan kazanç sıralama ile öngörülü kontrolcü sistemi istenen sürekli rejime götürmeyi başarmıştır. Ardından sistem modelinin yanlış bilindiği senaryo ile MÖK'ün modelleme hatalarına karşı gürbüzlüğü sınanmştır. Sistem modelinde yanlış bilinen parametre olan aktivasyon enerjisi, giriş ve durum değerleriyle üstel ifadede çarpıldığından, bu değerlerdeki ufak değişimler sistem davranışını büyük ölçüde etkilemektedir. MÖK'ün nonlineer sistemleri parametre belirsizliği gibi stokastik etkiler altında gürbüz bir biçimde kontrol edebildiği gösterilmiştir.

4.5 Van der Vusse Tepkimesi

Bu kısımda nonlineer test problemlerinden sayılan, minimum faz olmayan, çok giriş-çıkışlı, eşısıl olmayan (ing. non isothermal) Van der Vusse tepkimesinin [1, 50] (ing. reaction) öngörülü kontrolü ele alınacaktır. Sistemin genel bir gösterimi Şekil 4.25'te verilmiştir.



Şekil 4.25 : Van der Vusse tepkimesi

Van der Vusse, süreç kontrol mühendisliği (ing. process control engineering) açısından özel bir tepkimedir ve karmaşık kimyasal tepkimeler sınıfına girerler. Karmaşık reaksiyonların bazı özelikleri aşağıdaki gibi sıralanır [51]:

- termodinamik olarak açık sistemlerdir, reaksiyonlar ekzotermiktir ve denge durumunda değillerdir,
- histerez davranışı gösterirler,
- geri ve ileri besleme iç döngülerine sahiptirler, ileri besleme döngüleri kararsızlığa neden olabilir,
- matematik ilişkiler nonlineer ve çoğu zaman kaotiktir (başlangıç durumunda ufak bir değişiklik gelecekteki durum değerlerini büyük ölçüde etkiler),
- kaotik yapıdan kaynaklanan zincirleme tepkimeler gösterirler, tepkime sıcaklığı iyi kontrol edilmezse patlamalar gerçekleşebilir.

Kontrol mühendisliği açısından çok değişkenli Van der Vusse tepkimesi, zamanla değişen bir nonlineer sistem olması, girişlerin durumlarla çarpılması (ing. input multiplicity), simetrik giriş değişimlerine karşı simetrik olmayan sistem cevabı ve sistem davranışının çalışma bölgesi içinde minimum fazdan minimum olmayan faz tipine değişimi bakımından önem taşır [52].

Tepkime zinciri (4.10)'da verildiği gibidir. Benzetimde kullanılan örnek için A bileşeni cyclopentadiene, B ürünü cyclopentenol, C istenmeyen yan ürün cyclopentanediol, D istenmeyen bir paralel tepkime sonucunda oluşan istenmeyen ürün dicyclopentadiene maddelerini temsil eder.

$$A \xrightarrow{k_1} B \xrightarrow{k_2} C$$

$$2A \xrightarrow{k_3} D \qquad \textbf{(4.10)}$$

Tepkimenin B ürününün optimal oluşumunda kontrol edilmesi istenmektedir. Sisteme beslenen A ürününün debisi $\frac{\dot{V}}{V_R}$ ve ısı alışverişi hızı $\dot{Q}_k$ sistem girişleridir. A ürününün derişimi c_A ve B ürünün derişimi c_B ölçülen ve kontrol edilen sistem çıkışlarıdır. Sistemin modeli (4.11)'de verilmiştir.

$$\dot{c}_A = \frac{\dot{V}}{V_R}\left(c_{A_0} - c_A\right) - k_1(T)c_A - k_3(T)c_A^2$$

$$\dot{c}_B = -\frac{\dot{V}}{V_R}c_B - k_1(T)c_A - k_2(T)c_B$$

$$\dot{T} = \frac{\dot{V}}{V_R}(T_0 - T) - \frac{1}{\rho C_p}\left(k_1(T)c_A\Delta H_{R_{AB}} + k_2(T)c_B\Delta H_{R_{BC}} + k_3(T)c_A^2\Delta H_{R_{AD}}\right) + \frac{UA_R}{\rho C_p V_R}(T_K - T)$$

$$\dot{T}_K = \frac{1}{m_K C_{PK}}(\dot{Q}_K + UA_R(T - T_K)) \qquad \textbf{(4.11)}$$

Parametrelerin değerleri Çizelge 4.6'da verilmiştir. (4.11) denklemlerinde zamanla değişken etkiyi oluşturan $k_i(T)$ tepkime hızı katsayıları aşağıda verilen (4.12) ile tanımlanır.

$$k_i(T) = k_{0,i}e^{-\frac{E_i/R}{T+273.15}} \qquad \textbf{(4.12)}$$

Sistemin istenen ayar değerleri $c_{A_{set}} = 2.15\, mol/lt$ ve $c_{B_{set}} = 1.09\, mol/lt$ olarak verilmiştir. Model parametreleri ise [50]'de verildiği gibi Çizelge 4.6'da belirtilmiştir. Sistem B ürününü maksimize edilecek şekilde kontrol edilmek istenmektedir. Başlangıçta reaktörde A ve B maddeleri yoktur.

4.5.1 Amaç ve kapsam

Benzetim çalışmasının amacı çok giriş çıkışlı, zamanla değişen ve minimum faz olmayan davranış gösteren nonlineer bir test problemi ile MÖK'ü sınamaktır. Ele alınan Van der Vusse problemi hem kimya, hem de kontrol mühendisliği açısından önem taşıyan bir sistemdir.

Bu çalışmada izlenen yöntem şöyledir: Zamanla değişen nonlineer bir sistemi, tek bir doğrusal model ile temsil etmek olanaksız olduğundan, 3. Bölüm'de bahsedilen ardıl doğrusallaştırma yöntemi kullanılacaktır. Her örnekleme adımında, nonlineer sistemin o anki durum ve giriş değerlerine göre davranışını en iyi şekilde ifade edebilecek bir doğrusal sapma modeli, Taylor serisi açılımıyla elde edilecek, optimal girişlerin hesaplanmasında bu en güncel model kullanılacaktır. Benzetim çalışmasında sadece çıkışlar ölçülecek, diğer durumlar her örnekleme adımında en güncel modele göre tasarlanan Kalman Filtresi yardımıyla kestirilecektir. Sistem üzerinde kısıt yoktur. Stokastik etkilerin olmadığı varsayılacaktır.

Çizelge 4.6 : Van der Vusse tepkimesi model parametreleri

Parametreler		
$E_1/\mathrm{R} = 9758.3\ \mathrm{K}$	$E_2/\mathrm{R} = 9758.3\ \mathrm{K}$	$E_3/\mathrm{R} = 8560\ \mathrm{K}$
$k_{01} = 2.145\mathrm{e}10\ 1/\mathrm{min}$	$k_{02} = 2.145\mathrm{e}10\ 1/\mathrm{min}$	$k_{02} = 1.5072\mathrm{e}8\ 1/\mathrm{min.mol}$
$h_1 = -4.2\mathrm{e}3\ \mathrm{kJ/kmol}$	$h_2 = 1.1\mathrm{e}4\ \mathrm{kJ/kmol}$	$h_3 = 41850\ \mathrm{kJ/kmol}$
$V_r = 0.01\ m^3$	$\rho_r = 934.2\ \mathrm{kg/m^3}$	$c_{pr} = 3.01\ \mathrm{kJ/kg.K}$
$U = 67.2\ \mathrm{kJ/min.m^2.K}$	$c_{pc} = -2.0\ \mathrm{kJ/kg.K}$	$A_r = 0.215\ m^2$
$c_{A0} = 5.1\ \mathrm{kmol/m^3}$	$T_{r0} = 387.05\ \mathrm{K}$	$U = 67.2\ \mathrm{kJ/min.m^2.K}$
$m_c = 5\ \mathrm{kg}$	$c_{B0} = 0\ \mathrm{kmol/m^3}$	

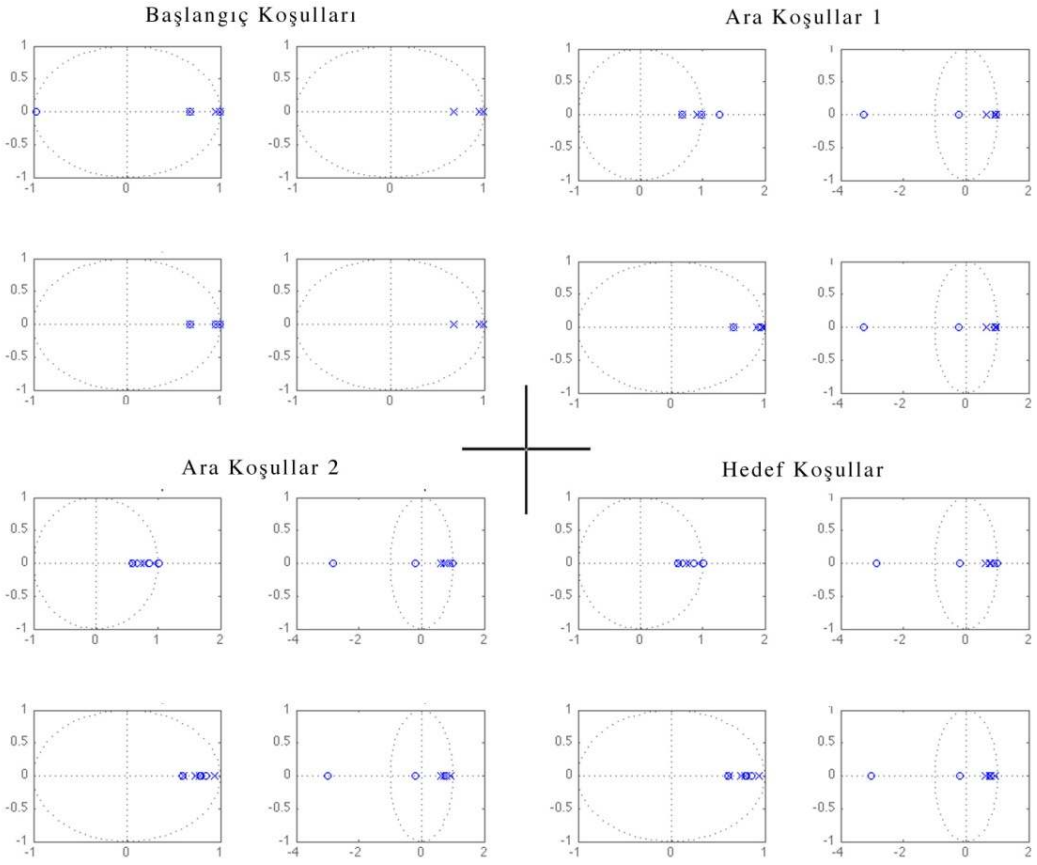
4.5.2 Benzetim sonuçları

4.5.2.1 Sistem analizi

Van der Vusse tepkimesi, görece yavaş dinamikleri olan bir tepkimedir. Örnekleme zamanı olarak 12 saniye seçilmiştir. Sistemin çalışma bölgesi içindeki bazı noktalardaki kutup-sıfır grafikleri (ing. pole-zero plots) Şekil 4.26'da verilmiştir. Bu analize göre sistem çalışma bölgesinin bazı kısımlarında minimum faz davranış

gösterirken, diğerlerinde minimum faz olmayan şekilde davranmaktadır. Sistemin dinamik davranışları çalışma bölgesinde sürekli olarak değişmektedir. Bir tek doğrusal model bu sistemin çalışma bölgesi içindeki davranışını ifade etmek için yeterli değildir. Bu durumda ardıl yineleme yöntemi kullanılmalıdır.

Grafiklerde çarpı işaretleri kutupları, daireler ise sıfırları ifade eder. Sistemde iki giriş iki çıkış olduğundan, kutup-sıfır grafikleri her koşul için dörder tanedir. Grafiklerde satırlar girişleri, sütunlar çıkışları belirtir. Grafiklerden görüldüğü gibi sistemin kutup ve sıfırlarının z-düzlemindeki geometrik yerleri çalışma koşullarına bağlı olarak değişmektedir. Sıfırların birim çemberin dışına çıkması, minimum faz olmayan davranış anlamına gelmektedir. Minimum faz olmayan sistemler, ters cevap karakteristikleriyle tanınırlar (ing. inverse response characteristics). Minimum faz sistemlerde giriş çıkış arasındaki faz farkı minimumdur, minimum faz olmayan sistemlerde ise minimumdan fazladır.



Şekil 4.26 : Van der Vusse kutup-sıfır grafikleri

Dinamik özelikleri bu şekilde değişen bir sistem için bir rejime göre doğrusallaştırılan model geçerli olmayacaktır. Ardıl yineleme yönteminde, her örnekleme adımında yeni bir doğrusal model elde edilir ve kontrol girişleri bu modele göre hesaplanır.

4.5.2.2 MÖK benzetimi

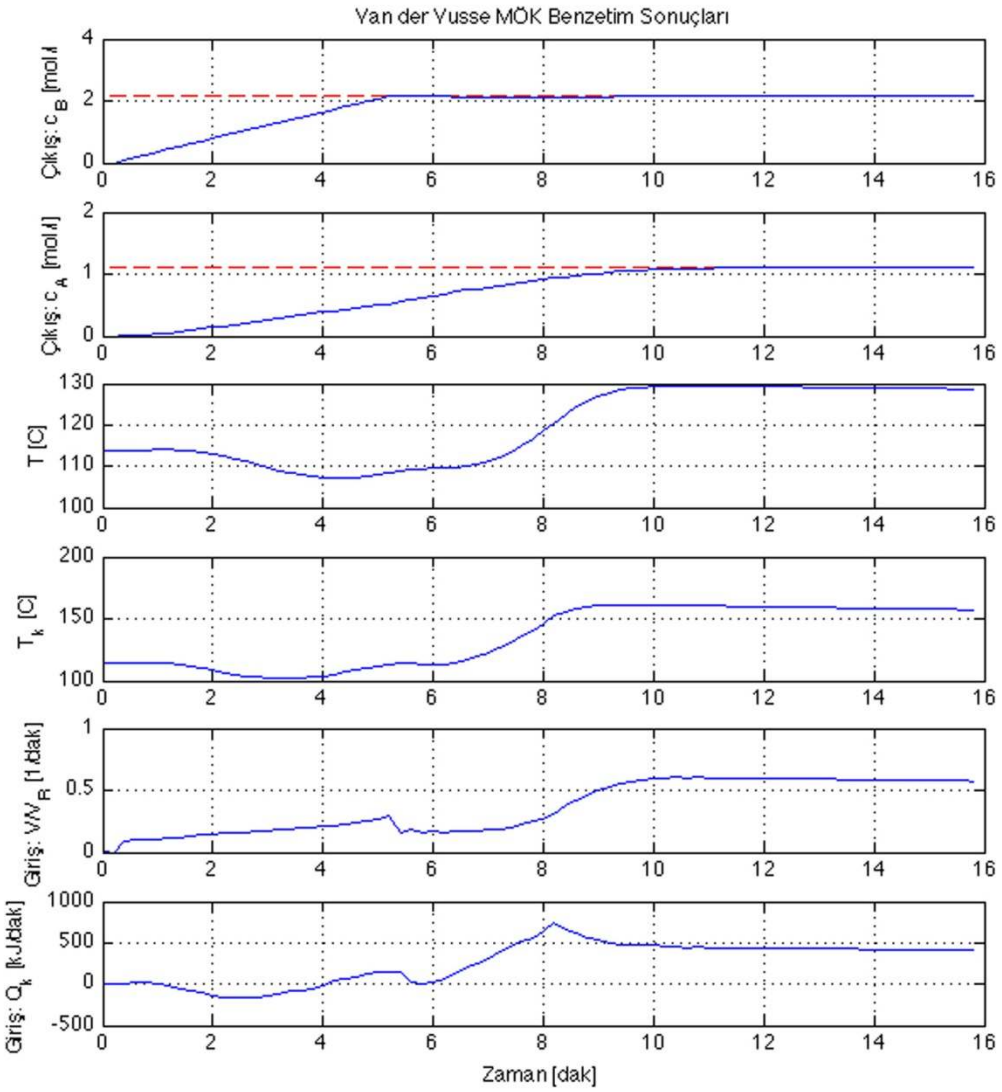
Başlangıçta reaktör içinde hiç A ve B ürünü bulunmamaktadır. Ardıl yinelemeli MÖK, Şekil 4.27'de gösterildiği gibi bu başlangıç koşullarından sistemi istenen rejime götürmeyi başarmıştır. Üretilmek istenen B ürünü altı dakika içinde maksimum derişim miktarına çıkmış, kontrol edilen bileşen A ise on birinci dakikada istenen değerine gelmiştir. Giriş değerlerinde ani değişiklikler gözlenmemektedir. Sıcaklıkla ilgili durumlar, kabul edilir aralıklarda kalmışlardır. Ardıl yinelemeli MÖK ile Van der Vusse tepkimesi başarıyla kontrol edilmiştir.

4.5.3 Sonuç

Benzetimde elde edilen sonuçlar istenen gibidir. Ardıl yineleme yöntemi kullanılarak MÖK'ün çok giriş çıkışlı, zamanla değişen, minimum faz olmayan nonlineer bir test probleminin çözülebildiği gösterilmiştir.

Ardıl yineleme yöntemi her adımda yeni doğrusal model oluşturup, bu modele göre Kalman Filtresi ve kontrolcü katsayılarını baştan hesapladığı için yavaş bir yöntem olarak kabul edilebilir. Fakat ele alınan tepkime, 12 saniye gibi yüksek bir örnekleme periyoduyla örneklenmiştir. 16 dakika için yapılan benzetimin koşturulması bir dakika civarında sürmüştür. Böylece örnekleme zamanı görece yüksek olan nonlineer sistemlerin gerçek zamanlı kontrolünde ardıl yinelemenin uygulanabilir bir yöntem olduğu gösterilmiştir.

Benzetime bozucu ve gürültü gibi olasıl etkiler dahil edilmemiştir. Ayrıca sistem üzerinde kısıtlar yoktur. Çalışma, olasıl etkiler ve kısıtların da eklenmesiyle genişletilebilir.



Şekil 4.27 : Van der Vusse benzetim sonuçları

5. SONUÇ

Model öngörülü kontrol sanayide en yaygın olarak kullanılan gelişmiş kontrol yöntemi olmanın yanında, kuramsal temellerinin sağlamlığı nedeniyle akademide de üzerine çalışmalar yürütülen bir kontrol yaklaşımıdır. Popülerliğini kısıtları sistematik olarak ve aşma yapmadan ele alarak sistem davranışını önceden tanımlanan kriterlere göre optimize etmesidir. Sanayide nonlineer sistemlerin kontrolünde ve durum kestiriminde ad-hoc çözümler uygulanmakta, fakat bu yöntemler genel bir proses modeline uygulanamamakta ve çoğu zaman da nominal durum için bile kararlılık garantisi sağlamamaktadır.

Tez çalışmasında kısıtlı nonlineer sistemlerin kontrolü ele alınmış, bu sistemlerin doğrusal sapma modelleriyle ifadesi yoluyla öngörülü kontrol çerçevesinde nasıl ele alınabileceği gösterilmiştir. Öngörülü kontrolcü durum-uzayda tanımlanmıştır. Durum-uzayda çalışmanın iki temel getirisi vardır: tek giriş-çıkışlı sistemlerden çok giriş-çıkışlı sistemlere geçiş doğrudandır ve durum kestirimi için optimal bir gözlemci olan Kalman Filtresi'nden faydalanma olanağı sağlar. Kalman Filtresi modelleme hataları, bozucu ve gürültü gibi olasıl etkileri bertaraf edebilen, optimal bir gözlemcidir.

Bu çalışma farklı dinamik özeliklere sahip, kısıtlı nonlineer sistemlerin kontrolünde model öngörülü kontrolcünün performans testini gerçekleştirmiştir. Açık çevrim kararsız, zamanla değişen, minimum faz olmayan davranış gösteren tek ve çok giriş-çıkışlı nonlineer sistemler ele alınmış, bu sistemleri kontrol probleminin konveks kuadratik bir başarı ölçütü kullanılarak doğrusal MÖK çerçevesinde çözülebileceği gösterilmiştir. Nonlineer sistemlerin kontrolü problemi MÖK ile ele alınırken model geçerliliğini artırmak ve dolayısıyla kontrolcü performansını iyileştirmek için izlenebilecek yöntemler olan doğrusallaştırma, kazanç sıralama ve ardıl doğrusallaştırma yöntemleri tanıtılmış ve benzetimlerde kullanılmıştır.

Benzetimlerde [1, 2]'de, nonlineer öngörülü kontrolcünün sınanması için verilen modeller kullanılmıştır. Ölçülmeyen bozucu, model belirsizliği ve ölçüm gürültüsü senaryoları ele alınmıştır. Geçerli bir bozucu modeli ve bu bozucunun durumunu

kestiren Kalman Filtresi yardımıyla MÖK'ün olasıl etkilere karşı gürbüz bir yöntem olduğu gösterilmiştir. Nonlineer proses modellerinin olasıl etkiler altında kontrolünde MÖK'ün geçerli ve başarılı bir kontrolcü olduğu sonucuna varılmıştır.

Çalışmada doğrusal öngörü ve durum kestirimi modellerinin kullanılmasının nedeni, optimizasyon problemini konveks halde ele alabilmektir. Nonlineer bir sistem için öngörü ve durum kestirimi modellerinin nonlineer olması, MÖK'de kullanılan modellerin geçerliliğini artıracaktır.

Bu çalışma, öngörü ve durum kestirimi modellerinin nonlineer modellerle değiştirilmesi yoluyla geliştirilebilir. Bu durumda bedel fonksiyonunun optimizasyonu için nonlineer programlamadan faydalanılabilir. Nonlineer programlama probleminin çözümü global optimumu garanti edemeyeceği için, MÖK formulasyonu yeniden elden geçirilmeli, kararlılığın sağlanabilmesi için hesaplanan sistem girişlerinin global minimum olma zorunluluğunu ortadan kaldırıcı yeni bir problem formulasyonu ortaya konulmalıdır. Nonlineer sistemler için optimal bir durum kestiricisi olmasa da, Genişletilmiş Kalman Filtresi ve kayan ufuklu kestirici gibi alt-optimal durum kestiricileri kullanılabilir.

KAYNAKLAR

[1] Tenny, M. 2002: Computational Strategies for Nonlinear Model Predictive Control, Doktora Tezi, Wisconsin-Madison Üniversitesi, 233s. (yayınlanmamış)

[2] Tenny, M., Rawlings, J.B., ve Wright S.J., 2002: Closed-Loop Behavior of Nonlinear Model Predictive Control, *Texas-Wisconsin Modeling and Control Consortium* Technical Report 2002-04, Wisconsin-Madison Üniversitesi.

[3] Rossiter J.A., 2005: Model Based Predictive Control, CRC Press, Londra.

[4] Richalet J., Rault A., Testud J.L. ve Papon J., 1978: Model predictive heuristic control: applications to industrial processes, *Automatica* 14(5), s413-428.

[5] Matlab Model Predictive Toolbox User's Guide, http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/mpc/, Erisilen Tarih: 23.06.2009.

[6] Cutler C.R. ve Ramaker B.L., 1980: Dynamic matrix control - a computer control algorithm, *Proceedings American Control Conference*.

[7] Garcia, C.E. ve Morshedi A.M., 1986: Quadratic programming solution of dynamic matrix control (QDMC), *Chem. Eng. Commun*, 46, 73-87.

[8] Garcia, C.E. ve Morari M., 1982: Internal Model control 1. A unifying review and some new results, *I&EC Process Design and Development*, 21, 308-323.

[9] Greco C., Menga G., Mosca E. ve Zappa G., 1984: Performance improvements of self-tuning controllers by multistep horizons: the MUSMAR approach, *Automatica*, 20, 681-699.

[10] Badgwell, A.B., Qin, S.J., 2001: Review of nonlinear model predictive control applications, *Nonlinear predictive control theory and practice*, Kouvaritakis B., 2001.

[11] Badgwell, A.B., Qin, S.J., 1997: An Overview of Industrial Model Predictive Control Technology, *Chemical process control—V, Fifth international conference on chemical process control CACHE and AICHE*, s.232–256.

[12] Maciejowski, J. M., 2002: Predictive control with constraints, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.

[13] Findeisen, R.H., 1997: Suboptimal Nonlinear Model Predictive Control, Yüksek Lisans Tezi, Wisconsin-Madison Üniversitesi, 74s (yayınlanmamış)

[14] Allgower, F., Badgwell, T. A., Qin, S. J., Rawlings, J. B. ve Wright S. J., 1999: Nonlinear predictive control and moving horizon estimation—an introductory overview. P. M. Frank (Ed.), *Advances in control: highlights of ECC '99.* Springer Verlag, Berlin

[15] Kalman, R. E., 1960: Contributions to the theory of optimal control, *Bulletin de la Societe Mathematique de Mexicana*, 5, s102–119.

[16] Kalman, R. E., 1960: A new approach to linear filtering and prediction problems, *Transactions of ASME, Journal of Basic Engineering*, 87, s35–45.

[17] Qin, S. J., Badgwell, T. A., 2002: A survey of industrial model predictive control technology, *Control engineering practice V11 I7*, July 2003, s733-764.

[18] Cutler, C., Morshedi, A., ve Haydel, J., 1983: An industrial perspective on advanced control. *AICHE annual meeting*, Washington, DC, Ekim 1983.

[19] Grosdidier, P., Froisy, B., ve Hammann, M., 1988: The IDCOM-M controller, *Proceedings of the 1988 IFAC workshop on model based process control,* s.31–36, Pergamon Press, Oxford.

[20] Marquis, P., ve Broustail, J. P., 1998: SMOC, a bridge between state space and model predictive controllers: Application to the automation of a hydrotreating unit, In T. J. McAvoy, Y. Arkun, & E. Zariou, *Proceedings of the 1988 IFAC workshop on model based process control,* s.37–43, Pergamon Press, Oxford.

[21] 3dMPC Model Predictive Controller Version 1.1**,** Product Guide

[22] Liptak, B.G., 1995: Instrument Engineers' Handbook: Process control and optimization, s242-252.

[23] Matlab Control Systems Toolbox User's Guide, http://www.mathworks.com/products/control/, Erisilen Tarih: 04.08.2009.

[24] Kelkar, A.G., Haley, P., 2000: Predictive and Neural Predictive Control of Uncertain Systems, *NASA Langley Research Center* Technical Report, NCC-1-400.

[25] Woods, R.L., Lawrence, K.L., 1997: Modeling and simulation of dynamic systems, Prentice Hall, New Jersey.

[26] Kulakowski, B.T., 1997: Dynamic modeling and control of engineering systems, Prentice Hall, New Jersey.

[27] Ljung, L., 1999: System identification : theory for the user, Prentice Hall, NJ.

[28] Pearson R.K., Ogunnaike B.A., 1997: Nonlinear Process Identification, Prentice Hall, NJ.

[29] Lee J.H., 2000, Modeling and Identification for Nonlinear Model Predictive Control- Requirements, Current Status and Future Research Needs, *Progress in Systems and Control V.26*, Birkhauser Verlag, Basel.

[30] Rawlings, J.B., Tutorial Overview of Model Predictive Control, *IEEE Control Systems Magazine*, 20(3), 38-52, NJ.

[31] Ansari, R.M., Tadé, M.O., 2000, Constrained nonlinear multivariable control of a fluid catalytic cracking process, *Journal of Process Control V.10/6*, 2000, P.539-555, Elsevier

[32] Dittmar, R., Pfeiffer, B.M., 2004, Modellbasierte prädiktive Regelung: Eine Einführung für Ingenieure, Oldenburg Verlag, Oldenburg.

[33] Dorf, R.C., Bishop, R.H., 2004, Modern Control Systems, Prentice Hall, NJ.

[34] Goodwin, G.C., Graebe, S.F., Salgado, M.E., 2001, Control System Design, Englewood Cliffs, Prentice Hall, NJ.

[35] Garcia, C.E., Prett, D.M., Morari, M., 1989, Model Predictive Control: Theory and practice: a survey. *Automatica, 25(3)*, 335-348.

[36] Prett, D.M., Gillette, R.D., 1980, Optimization and Constrained Multivariable Control of a Catalytic cracking unit, *In Proceedings of the Joint Automatic Control Conference.*

[37] Estill, S.M., 2003, Real-time Receding Horizon Control: Application Programmer Interface Employing LSSOL, Y.L. Tezi, University of California, 212 s.

[38] Boyd, S.P., Vandenberghe, L., 2004, Convex Optimization, Cambridge University Press, Londra.

[39] Mayne, D.Q., Rawlings, J.B., Rao C.V., Scokaert, P.O.M., 1999, Constrained model predictive control: Stability and optimality, *Automatica* 36, 2000, p.789-814, Pergamon Press.

[40] Findeisen, R., Imsland, R., Allgower, F., Foss, B., 2003, State and output feedback nonlinear model predictive control: An overview, *European Journal of Control* 179/195.

[41] Magni, L., 2000, Some practical issues and possible solutions for nonlinear model predictive control, In: Nonlinear Model Predictive Control, Allgöwer, F. and Zheng, A., , 2000.

[42] Tewari, A., 2002, Modern Control Design with MATLAB and SIMULINK, Wiley, NJ.

[43] Soderstrom, T., 2002, Discrete-time stochastic systems: estimation and control, Springer Verlag, NY.

[44] Simon, D., 2001, Kalman Filtering*, Embedded Systems Programming*, June 2001, p.72-79.

[45] Badgwell, T.A. Muske, K.R., 2002, Disturbance model design for linear model predictive control, *Proceedings of the American Control Conference*, 2002/2 p.1621-1626.

[46] Chui, C.K., Chen, G., 2009, Kalman filtering : with real-time applications, Springer Verlag, Berlin.

[47] Control Tutorials for MATLAB, http://www.engin.emuch.edu/group/ctm/examples/motor/motor.html , Erişilen Tarih: 01.04.2009.

[48] Hauser, J., OSinga, H., 2001, On the geometry of optimal control: the inverted pendulum example, In *Proceedings of the American Control Conference*, p.1721-1726, Washington

[49] Cairano, S. Di, Bemporad, A., Kolmanovsky, I. V., Hrovat, D., 2007, Model predictive control of magnetically actuated mass spring dampers for automotive applications', *International Journal of Control*, 80: 11, 1701 — 1716

[50] Vojtesek, J., Dostal, P., 2008, Program for simulation of a CSTR in Matlab GUI, (yayınlanmamış)

[51] Antonelli, R., Astolfi, A., 2003**,** Continuous stirred tank reactors: easy to stabilize?, *Automatica* 39/10/2003, p.1817-1827.

[52] Oliviera, S.L., 1996, Model Predictive Control for Constrained Nonlinear Systems, vdf Hochschulverlag AG, Berlin.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Sinan Muter

Doğum Yeri ve Tarihi: İzmir, 1982

Adres: sinanmuter{at}gmail.com

Lisans Üniversite: İstanbul Teknik Üniversitesi Makina Mühendisliği Bölümü

Lise: İzmir Bornova Anadolu Lisesi