

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HİDROLİK TEST SİSTEMLERİNİN KONTROLÜ

Ufuk DURSUN

DOKTORA TEZİ

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Danışman

Dr. Öğr. Üyesi İlker ÜSTOĞLU

Temmuz, 2020

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HİDROLİK TEST SİSTEMLERİNİN KONTROLÜ

Ufuk DURSUN tarafından hazırlanan tez çalışması 13.07.2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Dr. Öğr. Üyesi İlker ÜSTOĞLU
İstanbul Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üyesi İlker ÜSTOĞLU, Danışman
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Yavuz EREN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Leyla GÖREN, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Janset DAŞDEMİR, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Tankut ACARMAN, Üye
Galatasaray Üniversitesi

Danışmanım Dr. Öğr. Üyesi İlker ÜSTOĞLU sorumluluğunda tarafımda hazırlanan Hidrolik Test Sistemlerinin Kontrolü başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Ufuk DURSUN

İmza



Güzel Anneme...

TEŞEKKÜR

Öncelikle tez danışmanım Dr. Öğr. Üyesi İlker Üstoğlu'na teşekkürü bir borç bilirim. Özellikle ele alınan karmaşık problemlerin alt problemlere indirgenmesi, ilerletilmesi ve sonuca bağlanması hususlarında yaptığı yaratıcı dokunuşlarla bu tezi mümkün kılmıştır.

Tez komitesinde yer alan değerli hocalarım Prof. Dr. Leyla Gören'e ve Dr. Öğr. Üyesi Yavuz Eren'e tezin oluşmasındaki öneri ve eleştirileri için teşekkür ederim. Tez sürecinde beraber yaptığımız çalışmalar ile tezin oluşmasına olan katkıları sebebi ile Dr. Öğr. Üyesi Fatma Yıldız Taşçıkaraoğlu'na ve Prof. Dr. Galip Cansever'e ayrıca teşekkür ederim.

Doktora sürecinde kendi yoğunluklarına rağmen desteklerini esirgemeyen değerli meslektaşlarım ve arkadaşlarım Mert Sever ve Evangelos Sariyanidi'ye teşekkür ederim.

Tüm lisansüstü sürecimde her daim beni destekleyen, motivasyonumun azaldığı anlarda güler yüzü ile yanımda olan güzel insan eşim Gizem'e çok teşekkür ederim. Bu tez onun sayesinde mümkün olmuştur.

Doktora sürecinde ihmal ettiğim herkesten özür dilerim.

Ufuk DURSUN

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ	x
TABLO LİSTESİ	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT	xv
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	4
1.3 Hipotez	4
2 MATEMATİKSEL ÖNBİLGİ	6
2.1 Yineleyerek Öğrenmeli Kontrol	6
2.2 Uyarlamalı Sinirsel Bulanık Denetim Sistemi	7
2.3 Model Öngörülü Kontrol.....	8
3 SİSTEMİN MODELLENMESİ	14
3.1 Hidrolik Sistem Modeli.....	14
3.2 4-Poster Matematik Modeli.....	16
3.3 Komponent Test Sistemi Matematik Modeli	18
3.4 Komponent Test Sistemi İndirgenmiş Matematik Modeli.....	20
4 YİNELEYEREK ÖĞRENMELİ KONTROL	23
4.1 Kontrol Problemi.....	23
4.2 Ters Model Kontrolör Oluşturulması	24
4.3 Kontrol Yöntemi	26
4.4 Yöntemin Analizi	30
4.5 Sayısal Benzetim Sonuçları	31
5 MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL	38
5.1 Kontrol Yöntemi	38
5.2 Sayısal Benzetim Sonuçları	39

6 CEBİRSEL MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL	44
6.1 Problemin Revizyonu	46
6.2 Önerilen Yöntem.....	48
6.3 Yöntemin Analizi	52
6.4 Sayısal Benzetim Sonuçları	54
7 TEK ADIMLI MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL.....	59
7.1 Problemin Revizyonu	59
7.2 Önerilen Yöntem.....	60
7.3 Sayısal Benzetim Sonuçları	65
8 SONUÇ ve ÖNERİLER.....	70
KAYNAKÇA	72
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	79

SİMGE LİSTESİ

m_s	Asılı kütle
y_s	Asılı kütle konumu
m_u	Asılı olmayan kütle
y_u	Asılı olmayan kütle konumu
k	Ayrık zaman
P_S	Besleme basıncı
β	Bulk modülü
x_c	Durum kısıt vektörü
Q	Durumlar için ağırlıklandırma matrisi
A	Durum matrisi
n	Durum sayısı
N_x	Durum ufuk uzunluğu
x	Durum vektörü
u_c	Giriş kısıt vektörü
R	Girişler için ağırlıklandırma matrisi
B	Giriş matrisi
N_u	Giriş ufuk uzunluğu
m	Giriş sayısı
u	Giriş vektörü
T_c	Hesaplama zamanı
P_{ILC}	ILC kazancı
P_x	Konum ILC kazancı
J	Maliyet fonksiyonu
b_n	Numune sönüm katsayısı
k_n	Numune yay sabiti
T_s	Örnekleme zamanı
x_0	Ölçülen durum vektörü
A_p	Piston alanı
m_p	Piston kütlesi
y_d	Piston konum referansı
y_p	Piston konumu

m_T	Piston ve numune toplam kütlesi
P	Penaltı matrisi
v_t	Sıkıştırılan yağ hacmi
C_p	Silindir sızdırma katsayısı
α	Sistem tanıma kazancı
c_s	Süspansiyon sönüm katsayısı
k_s	Süspansiyon yay sabiti
\hat{y}_a	Tahmin edilen piston konumu
P_t	Tank basıncı
k_t	Teker yay sabiti
N	Ufuk uzunluğu
K_V	Valf kazancı

KISALTMA LİSTESİ

ANFIS	Uyarlamalı Sinirsel Bulanık Denetim Sistemi
HTS	Hidrolik Test Sistemi
ILC	Yineleyerek Öğrenmeli Kontrol
KTS	Komponent Test Sistemi
LQR	Doğrusal Karesel Regülatör
LZD	Lineer Zamanla Değişmeyen
MPC	Model Öngörülü Kontrol
NFIC	Sinirsel Bulanık Ters Model Kontrol
NFILC	Sinirsel Bulanık Yineleyerek Öğrenmeli Kontrol
PID	Oransal-İntegral-Türevsel
RMS	Ortalama Karekök
tanh	Tanjant Hiperbolik

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1 Örnek bir 4-Poster Test Sistemi [16]	2
Şekil 2.1 ANFIS'in temel ağ yapısı	7
Şekil 3.1 4-Poster'a ait sembolik gösterim.....	16
Şekil 3.2 Komponent test sistemine ait sembolik gösterim	18
Şekil 4.1 Sistem tanıma işlemine ait blok diyagram.....	25
Şekil 4.2 $i=0$ için kontrol yapısı (NFIC).....	27
Şekil 4.3 $i \geq 1$ için kontrol yapısı (NFILC).....	29
Şekil 4.4 Sistem tanıma işlemi için giriş sinyali	32
Şekil 4.5 İvme kontrol performansı	34
Şekil 4.6 Hata oranı değişimi.....	34
Şekil 4.7 Bozucu girişi	35
Şekil 4.8 Bozucu giriş altında ivme kontrol performansı.....	35
Şekil 4.9 Bozucu giriş altında hata oranı değişimi	36
Şekil 4.10 Değişken hız ve bozucu koşulları altında ivme kontrol performansı.....	36
Şekil 4.11 Değişken hız ve bozucu koşulları altında hata oranı değişimi	37
Şekil 5.1 Kontrol performansı- geniş kısıt.....	40
Şekil 5.2 Kontrol performansı - dar kısıt	41
Şekil 5.3 Kontrol performansı- parametre belirsizliği	42
Şekil 5.4 Kontrol performansı- ölçüm gürültüsü.....	42
Şekil 6.1 Kısıt ve φ karşılaştırması.....	46
Şekil 6.2 Revize edilmiş MPC blok diyagramı	47
Şekil 6.3 Varsayım 6.1 için bir örnek, $z \leq 10, a=1.7$	50
Şekil 6.4 Kontrol performansı - Örnek 1.....	56
Şekil 6.5 Kontrol performansı - Örnek 2	56
Şekil 6.6 Kontrol performansı - Test sistemi.....	57
Şekil 7.1 Önerilen tek adımlı MPC kontrol algoritması.....	65
Şekil 7.2 Model doğrulama sonucu	66
Şekil 7.3 Tek adımlı MPC kontrol performansı	67
Şekil 7.4 Varsayım 6.1 (sağdaki) ve Varsayım 7.2 için yaklaşıklık performansı.....	67
Şekil 7.5 Ölçüm gürültüsü altında tek adımlı MPC performansı	68

Şekil 7.6 Parametrik belirsizlik altında tek adımlı MPC performansı 68



TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1 Hidrolik sistem parametreleri	15
Tablo 3.2 Çeyrek taşıt modeline ait sayısal değerler	18
Tablo 3.3 Komponent test sistemine ait model parametreleri	20
Tablo 4.1 ANFIS konfigürasyon parametreleri	33
Tablo 6.1 Cebirsel MPC performans ölçüm sonuçları	58
Tablo 7.1 Tek adımlı MPC performans ölçüm sonuçları	69



Hidrolik Test Sistemlerinin Kontrolü

Ufuk DURSUN

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi İlker ÜSTOĞLU

Bu tez, hidrolik test sistemleri için yeni kontrol yöntemleri önermektedir. Test sistemlerinin önemli iki alt alanı olan 4-poster ve komponent test sistemleri (KTS) özelinde kontrol problemleri çözülmeye çalışılmıştır. 4-poster kontrolü için sistemin lineer olmayan dinamiklerini kontrol kuralı içerisine katmak amacıyla sistemin model tersi, Uyarlamalı Sinirsel Bulanık Denetim Sistemi (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System – ANFIS) olarak elde edilmiştir. Ayrıca silindir pozisyonu da Yineleyerek Öğrenmeli Kontrol (Iterative Learning Control – ILC) kuralı içerisine katılarak çift katmanlı Sinirsel Bulanık Yineleyerek Öğrenmeli Kontrol (Neuro-Fuzzy Iterative Learning Control – NFILC) yapısı oluşturulmuştur. Yapılan sayısal benzetimlerde ILC yakınsama hızının arttırıldığı ve hata oranının düşürüldüğü gözlenmiştir. KTS'nin kontrolü için sistem kısıtlarını kontrol kuralı içerisinde kullanmak amacı ile Model Öngörülü Kontrol (Model Predictive Control – MPC) tasarımı yapılmıştır. Sistemin modellenmesi aşamasında, testin türüne göre kontrol edilebilen bir parametre olan ivme durum olarak denklemlerde kullanılmıştır. MPC'nin hesaplama hızının, test sistemi isterlerini karşılamaması sebebi ile iki yeni yöntem önerilmiştir. İlk yöntemde, kısıtlar tanjant hiperbolik (tanh) fonksiyonu yardımı ile sürekli ve türevlenebilir hale getirilerek, optimalliğin birinci mertebeden koşulu uygulanabilir hale gelmiştir. Sonuç olarak; MPC için altoptimal çözüm tamamen cebirsel olarak oluşturulmuştur. İkinci yöntemde, MPC'nin hesaplama

hızını doğrudan etkileyen model mertebesi ve kontrol ufuk uzunluğu düşürülerek problem basitleştirilmiştir. Tek adımlı MPC kullanımı ile kontrol ufuk uzunluğu düşürülmüştür. Tanh, tekrar kısıtlar için kullanılarak optimalite koşulu sağlanan bir polinom elde edilmiş ve böylece MPC problemi polinom kökünün bulunması probleminde indirgenmiştir. Yapılan sayısal benzetimlerde, MPC kullanımının performans artımını sağladığı ve önerilen iki yeni MPC yönteminin, hesaplama hız problemini ortadan kaldırdığı gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Hidrolik test sistemi, yineleyerek öğrenmeli kontrol, model öngörülü kontrol, kısıtlı optimizasyon.



Control of Hydraulic Test Systems

Ufuk DURSUN

Department of Control and Automation Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Advisor: Assist. Prof. Dr. İlker ÜSTOĞLU

This dissertation proposes novel control methods for hydraulic test systems. Control problems of 4- poster and component test systems (KTS), which are widely used, are tried to be solved. An Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS) based model is obtained to use the nonlinearities of the 4-poster in Iterative Learning Control (ILC) rule. Additionally, position of hydraulic cylinder is added as an auxiliary parameter in ILC. As a result of these revisions, a new Neuro-Fuzzy Iterative Learning Control (NFILC) is constructed. The simulation results show that proposed NFILC increases the convergence speed and decreases error ratio of ILC. Model Predictive Control (MPC) is used to achieve handling constraints in KTS. Acceleration is defined as a state of the system in modelling section. Designed MPC has improved the performance of the system, but it cannot satisfy the necessary sampling time of the system. To handle speed problem of MPC, two new MPC methods are presented. In the first method, tangent hyperbolic is used as a constraint function, so the problem is transformed into a continuous and differentiable form. By this way, first-order necessary condition of optimality is employed, and completely algebraic suboptimal solution is obtained. In the second MPC method, model order reduction is applied for position control and MPC problem is simplified as one-step-ahead. After the simplification, tanh is employed again for constraints. By this way, a polynomial which satisfies optimality condition

is synthesized. One of the roots of the polynomial gives suboptimal solution. Simulation results show that the proposed MPC methods drastically decrease computation time.

Keywords: Hydraulic test system, iterative learning control, model predictive control, constrained optimization.



1.1 Literatür Özeti

Test sistemleri, bir ürünün performans ve dayanımını belirlemek amacı ile kullanılır. Kullanım amacına göre statik ve dinamik test sistemleri mevcuttur. Statik test sistemleri temel olarak tip onay ve dayanım testlerinde kullanılırken, dinamik test sistemleri yorulma ve ömür tespiti amacı ile kullanılır. Test yapılmadan önce uygulanacak yükler yorulma ve ömür açısından analiz edilerek [1], testte kullanılacak sınırlı zamanlı referans sinyali oluşturulur. Konum, kuvvet ve ivme için oluşturulan sinüs, yamuk, rastlantısal...vb. referans sinyalleri test sistemine uygulanır. Yorulma testinde hedeflenen referans sinyalinin minimum hata ile gerçekleşmesidir. Sıklıkla hidrolik eyleyicilerin kullanıldığı test sistemlerinin kontrolünde testin hedeflerine ve özelliklerine bağlı olarak çeşitli kontrol yöntemleri önerilmiştir. [2] ile verilen makalede test sistemlerinde kullanılan çeşitli kontrol yöntemlerine yönelik detaylar mevcuttur. PID tipi klasik kontrol yöntemleri test isterlerine bağlı olarak uygulanan yöntemlerin başında gelmektedir. Klasik geribeslemeli kontrol yapısı, özellikle statik testlerde kuvvet ve konum ofsetlerinin test numunesine uygulanmasında etkili sonuçlar vermektedir. Test numune modelinin bilinmemesi sebebi ile test öncesinde PID katsayılarının otomatik ayarlanmasını sağlamak amacı ile öz uyarlamalı PID çalışmaları mevcuttur [3], [4]. Test numunesine uygulanan yükler test süresi arttıkça model parametrelerinin değişimine yol açmaktadır. Aynı zamanda gerek sistem kaynaklı gerekse de harici olarak sisteme etki eden bozucuların test esnasında takip performansını etkileyebilmektedir. Bu problemlerin aşılması amacı ile çevrimdışı (offline) [5], [6] ve çevrimiçi (online) [7]–[9] adaptif kontrol yöntemleri mevcuttur. Periyodik referans işaretleri için aynı problemlerin çözümü ve takip performansının artırılması amacı ile tekrarlamalı (repetitive) kontrol yöntemi kullanılmaktadır [10], [11]. Diğer taraftan, [12] ve [13]'de hidroliğin lineer olmayan yapısı sebebi ile

ivme üzerinde gözlemlenen harmoniklerin silinmesi için Kalman filtresi ve parçacık sürü (particle swarm) optimizasyonu kullanılmıştır.

Test sistemleri otomotiv başta olmak üzere pek çok endüstri alanında sıklıkla kullanılmaktadır. Otomotiv sektöründe kullanılan spesifik bir test sistemi olan yol/yük simülatörleri bir aracın tümünü veya alt komponentlerini test etmek amacıyla kullanılmaktadır [14]. Tüm aracın test edildiği simülatörlere 4-poster test sistemi denilmektedir ve tezin ilerleyen bölümlerinde 4-poster olarak adlandırılacaktır. Bu test sisteminde tüm araç hidrolik eyleyiciler vasıtasıyla titreştirilerek, aracın gerçek yolda gidiyormuş gibi test edilmesi sağlanır. Şekil 1.1’de örnek bir 4-poster görseli sunulmuştur. Aracın tekerlerinden gerçek çalışma şartları altında toplanan ivme verisi, yorulma ve uygulanabilirlik açısından işlenerek, sınırlı zaman aralığında tanımlı bir sinyal haline getirilir [15].



Şekil 1.1 Örnek bir 4-Poster Test Sistemi [16]

İşlenmiş yol verisi kontrol sisteminin referans işareti olarak kullanılır. Kontrol sistemi, belirli frekans bandında tanımlı rastlantısal yol verisini test esnasında minimum hata ile gerçeklemeye çalışır. Kontrol probleminin benzerliği sebebiyle literatürde 4-poster ve diğer simülatörler için önerilen yöntemler beraber ele alınır. Bu kontrol probleminin çözümünde çoğunlukla model tabanlı ILC algoritmaları kullanılır. ILC tabanlı kontrol yöntemleri, endüstride Remote Parameter Control [17], Time Waveform Replication...vb. isimlerle anılır. Bu yöntemlerde, test sistemine ait matematik model, sistem tanıma kullanılarak zaman düzleminde [18],

[19] ve frekans düzleminde [20]–[23] oluşturularak, model tersleme yapılır. Silindirik konumu referans sinyali ile kontrol edilen parametre arasında kurulan model tersi, açık çevrim ters model kontrolör (TMK) olarak kullanılır. Model tersi ILC kuralı içerisinde kullanılmakta, modelleme ve tersleme kaynaklı oluşan hatalar ILC vasıtasıyla iterasyon tabanlı ve çevrimdışı olarak düşürülmektedir. Bu konuda yürütülen çalışmalar takip hata oranının düşürülmesi ve ILC yakınsama hızının arttırılmasına odaklanmaktadır. [24]–[26]’de ILC kapalı çevrim hale getirilerek kontrol edilen parametre, çevrimiçi olarak geribeslemeye alınmış ve H_∞ kontrolör tasarımı yapılmıştır. Bu sayede, yakınsama hızı artırılmıştır; ancak tasarlanan yüksek mertebeden kontrolör uygulama açısından sıkıntılar barındırmaktadır. [27]’de önerilen çok giriş çok çıkışlı kontrol yapısında ayrıklaştırma (decoupling) metodu kullanılarak, tekerlerin birbirlerine olan etkileri elimine edilerek kontrol performansı arttırılmıştır. ILC güncelleme katsayısının ayarlanmasına yönelik optimizasyon tabanlı yöntemler mevcuttur. Bu yöntemler, temel olarak ILC kazancını önceki iterasyon hatalarının fonksiyonu olarak ifade ederek, monoton bir yakınsama yakalamayı hedefler. ILC kazancının güncellenmesi için Newton [28], Quasi-Newton [29] ve Karmaşık Eşlenik Doğrultu (Complex Conjugate Direction) [30] gibi nümerik arama yöntemleri çevrimdışı olarak kullanılmaktadır. Bu yöntemlerin en önemli avantajı, klasik model temelli ILC yapısına monoton yakınsamayı sağlayacak şekilde rahatlıkla uygulanabilmesidir. Ayrıca [31]’de kontrolör çıkışı için tasarlanan filtre ile iraksama engellenmeye çalışılmıştır. Literatürde, ILC iyileştirilmesi için kullanılan bir diğer yöntem, bu tez içerisinde de ele alındığı gibi, TMK yapısının iyileştirilmesidir. Sistemin doğrusal olmayan dinamiklerinin ifade edilebilmesi amacı ile doğrusal olmayan ve/veya “akıllı” yöntemler kullanılmaktadır. [32]’de TMK’da tekil değer ayrışması (singular value decomposition) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. [33]’de süspansiyon yol simülatörü için lineer olmayan ters model yapısı gri kutu (gray-box) olarak oluşturularak sistem tanıma yapılmıştır. Lineer olmayan model tersleme probleminin çözülmesi amacı ile [34]’de MPC ve ILC yapıları birleştirilmiştir. Bu yöntemde, ölçülen durumlar kullanılarak tersleme problemi çevrimiçi olarak MPC yardımı ile çözülmüş, ILC içerisinde kullanılmıştır. [35]’de lineer olmayan model ILC kuralı içerisinde kullanılmış ve tersleme işlemi Gauss-Newton metodu ile gerçekleştirilmiştir. Benzer

şekilde [36]'da MPC ve kısıtlı Gauss- Newton metodu birleştirilerek ILC için model tersleme yapılmıştır. [36]'da lineer olmayan ters model Nonlinear Autoregressive Exogenous (NARX) kullanılarak oluşturulmuştur. Elde edilen lineer olmayan NARX model ILC kuralı içerisinde kullanılarak yakınsama hızı arttırılmıştır.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde, hidrolik test sistemlerinin iki önemli alt dalı olan 4-poster ve KTS'nin kontrolü amaçlanmıştır.

4-poster kontrolünde, literatürde sıklıkla kullanılan ILC'nin performansının arttırılması hedeflenmiştir. Burada performans artışı ile kastedilen, takip hata oranının düşürülmesi ve yakınsama hızının arttırılmasıdır. [33]'de süspansiyon test sistemi için önerilen lineer olmayan TMK tabanlı ILC ve [36]'da önerilen NARX tabanlı ILC'den esinlenilmiştir. 4-poster kontrolünde de lineer olmayan model tabanlı ILC yaklaşımının olumlu sonuç vereceği öngörülmüş bu bağlamda tez içerisinde NFILC kontrol yapısı önerilmiştir.

KTS için literatürde önerilen yöntemlerde sistem kısıtları kontrol kuralı içerisinde yer almamaktadır. Literatürdeki bu açığın kapatılması amacı ile MPC kullanımı önerilmiştir. MPC, model tabanlı yapısı ve sistem kısıtlarını içermesi sebebi ile uygun bir kontrol yaklaşımı sunmaktadır. Bu amaçla yapılan çalışmalarda, öngörüldüğü gibi MPC'nin yüksek hesaplama zamanı HTS'nin ihtiyaç duyduğu kontrol çevrim sürelerini karşılamamaktadır. Bu sebeple, MPC hız probleminin çözülmesi de bu tezin bir diğer hedefini oluşturmuş ve çeşitli yöntemler önerilmiştir.

1.3 Hipotez

Bu tez kapsamında yapılan önermeler aşağıda listelenmiştir.

- a. 4-poster kontrolünde takip performansı TMK performansı ile ilişkilidir. Sistemin doğrusal olmayan dinamiklerinin TMK içerisinde ifade edilmesi ILC

takip performansını arttırır. Bölüm 4’de lineer olmayan TMK ANFIS aracılığı oluşturulmuştur.

- b. 4-poster kontrolü literatüründe, ILC sadece kontrol edilmek istenen parametre için kullanılmaktadır. Sistemin ölçülen diğer dinamiklerinin yardımcı parametre olarak ILC kuralı içerisinde kullanımı, performans iyileşmesi sağlayacaktır. Bölüm 4’de, hidrolik silindir pozisyonu yardımı ile çift katmanlı ILC yapısı kurulmuştur.
- c. KTS’nin kontrolünde kısıtların kontrol kuralına eklenmesi ile performans artımı sağlanacağı öngörülmüştür. Bu bağlamda, Bölüm 5’de KTS’ye yönelik MPC uygulaması yapılmıştır. İvme kontrolünün önemli olduğu kimi testlere yönelik olarak ivme modelde durum olarak ifade edilmiştir. Tasarlanan MPC, KTS’nin ihtiyaç duyduğu kontrol çevrim süresini karşılamadığı gözlenmiş ve buna yönelik aşağıdaki önermeler yapılmıştır.
- d. MPC hesaplama hızının arttırılması amacı ile analitik yöntemlerin kullanılabilmesi öngörülmüştür. Bu kapsamda, Bölüm 6’da sistem kısıtlarının yerine, sürekli ve türevlenebilir bir fonksiyon olan tanh kullanılarak optimizasyon problemi revize edilerek, LZD (lineer zamanla değişmeyen) sistemler için tamamen cebirsel bir çözüm önerilmiştir.
- e. KTS’nin MPC ile konum kontrolünün yüksek hızla gerçekleştirilmesi adına çeşitli sadeleştirme/basitleştirme işlemleri yapılmıştır. Bu kapsamda Bölüm 7’de; model indirgeme yapılarak mertebe düşümü sağlanmış, MPC problemi tek adım için güncellenmiş ve kısıtlar yeniden tanh olarak ifade edilmiştir. Sonuç olarak; optimizasyon problemi, polinom köklerinin bulunması problemine indirgenmiştir.

Bu bölümde, tez içerisinde kullanılan yöntemler ve araçlar ile ilgili temel bilgiler sunulmuştur. ILC, bir örnek üzerinden aktarılmıştır. ANFIS için temel ağ yapısı ve bağlantılı formülasyonu sunulmuştur. MPC için problem tanımlaması ve çözümünde kullanılan araçlar aktarılmıştır.

2.1 Yineleyerek Öğrenmeli Kontrol

ILC, sınırlı zaman aralığında tanımlı bir referans işaretinin takip edilmesi amacı ile kullanılan bir kontrol yöntemidir. Periyodik olarak yapılan tekrarlı hareketler ile kontrol sistemi eğitilerek, referans işaretini takip etmesi sağlanmaya çalışılır. Bu amaçla, bir önceki iterasyonda elde edilen kontrol işareti ve hata sinyali belleğe kaydedilerek bir sonraki denemede kullanılır. Bir anlamda, sonraki denemelere tecrübe aktarımı yapılmış olur. Örnek olarak, (2.1) ile verilen P tipi bir geribeslemeli kontrol kuralı ele alınsın.

$$u(t) = K_p e(t), \quad e(t) = [r(t) - y(t)], \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.1)$$

Denklemden $u(t)$ kontrol işareti, K_p kontrolör kazancı, $r(t)$ referans işareti ve $y(t)$ sistem çıkışıdır. Sistem çıkışının, sınırlı zamanda tanımlı $r(t)$ 'yi takip etmesi istenmektedir. Bu ilk denemede elde edilen hata ve kontrol işareti e^0 ve u^0 olarak kaydedilir. Sonraki denemede kontrol kuralı açık çevrim hale aşağıdaki gibi getirilir.

$$u^1 = K_{ILC} K_p e^0 + u^0, \quad e^1 = [r - y^1] \quad (2.2)$$

Denklemden verilen K_{ILC} , ILC tarafından yapılan iyileştirmeye ait ağırlıklandırma katsayısıdır. $K_{ILC} = 0$ olması durumunda görüldüğü üzere $u^1 = u^0$ olmaktadır. Kontrol kuralı tüm iterasyonlar için genişletilerek (2.3)'deki gibi oluşturulur. İterasyon sayısı tasarımcı tarafından hata değerlerine bağlı olarak belirlenir.

$$u^i = K_{ILC} K_p e^{i-1} + u^{i-1}, \quad e^i = [r - y^i] \quad (2.3)$$

ILC, zaman düzleminde açık çevrim iken iterasyon düzleminde kapalı çevrim bir

yapıya sahiptir [37]. Zaman düzleminde açık çevrim yapısı sebebi ILC yöntemleri kararlılıktan ziyade yakınsama açısından analiz edilir. İterasyonlar sonucunda hatayı minimize eden altoptimal kontrol işareti elde edilmiş olur.

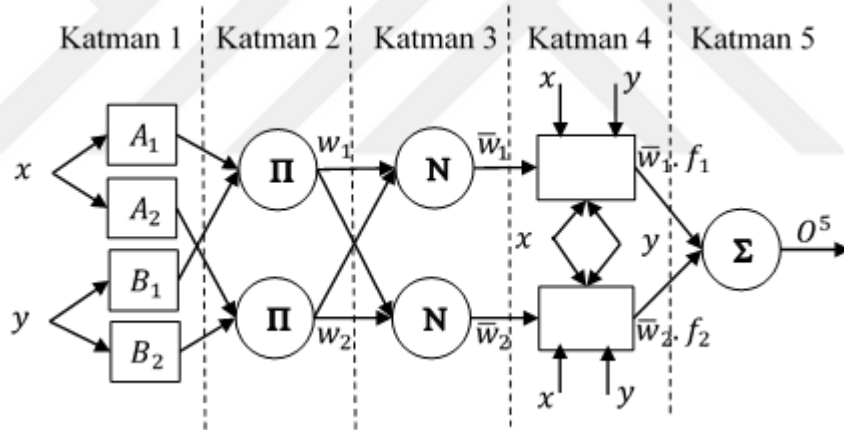
2.2 Uyarlamalı Sinirsel Bulanık Denetim Sistemi

Bu bölüm içerisinde ANFIS'in temel yapısı aktarılacaktır. Burada [37] ve [38] ile verilen kaynaklardan yararlanılmıştır, daha detaylı bilgi bu kaynaklardan alınabilir. İki giriş ve tek çıkışlı bulanık bir modelin kural yapısı aşağıda verilmiştir.

Kural 1: Eğer $x \in A_1$ ve $y \in B_1$ ise $f_1 = p_1x + q_1y + r_1$,

Kural 2: Eğer $x \in A_2$ ve $y \in B_2$ ise $f_2 = p_2x + q_2y + r_2$,

Böyle bir ANFIS modeli için ağ yapısı Şekil 2.2'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere ANFIS beş adet alt katmandan oluşmaktadır.



Şekil 2.1 ANFIS'in temel ağ yapısı

Katman 1'de giriş değerleri üyelik fonksiyonları yardımı ile bulanıklaştırılır. Katman 1'in çıkışı Gauss tipi bir üyelik fonksiyonu için (2.4)'deki gibi elde edilir. $\{a_i, c_i\}$ kümesi denklemdaki bilinmeyen parametreleri ifade etmekte ve öncül (premise) parametreler olarak adlandırılmaktadır.

$$O_i^1 = \mu_{A_i}(x) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x-c_i}{a_i} \right)^2} \quad (2.4)$$

Katman 2'de ateşleme (firing) güç değerleri, girişlerin üyelik değerlerine göre (2.5)'deki gibi elde edilir.

$$w_i = \mu_{A_i}(x) \cdot \mu_{B_i}(x) \quad (2.5)$$

Katman 3'de ateşleme güç değerleri normalize edilir.

$$\bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2} \quad (2.6)$$

Katman 4 içerisinde kural yapısında ifade edilen f_1 ve f_2 fonksiyonları normalize ateşleme değerleri ile çarpılır. $\{a_i, b_i, c_i\}$ kümesi, bu katmanda bilinmeyen parametreleri temsil eder.

$$O_i^4 = \bar{w}_i \cdot f_i = \bar{w}_i \cdot (p_i x + q_i y + r_i) \quad (2.7)$$

Katman 5'de, Katman 4'den çıkan tüm değerler toplanarak işlem tamamlanır.

$$O^5 = \sum_i \bar{w}_i \cdot f_i \quad (2.8)$$

Modelin bilinmeyen parametreleri Katman 1 ve Katman 4'de bulunmaktadır. Bu parametreler, modellenen sistemin giriş ve çıkış değerleri kullanılarak nümerik optimizasyon yöntemleri ile belirlenir [39].

$$S_i = \{a_i, c_i, p_i, q_i, r_i, \} \quad (2.9)$$

2.3 Model Öngörülü Kontrol

MPC, kısıtlı sonlu zaman optimal kontrol probleminin her kontrol çevriminde çözümüne dayanan bir kontrol yöntemidir. MPC'nin diğer kontrol yöntemlerine göre en büyük avantajı sistem kısıtlarını kontrol kuralı içerisinde ifade edebilmesidir. Belirlenmiş bir ufuk uzunluğu için sistem cevabı, sistem modeli ve kısıtlar kullanılarak tahmin edilir. Bu tahmin sayesinde, belirli bir maliyet fonksiyonunu minimize edecek şekilde bir kontrol işareti üretilerek gerçek sisteme uygulanır.

2.3.1 Problem Tanımı

Doğrusal zamanla değişmeyen (LTI) bir sistemin ayrık zamanlı durum uzayı modeli,

$$x_{k+1} = A \cdot x_k + B \cdot u_k , \quad (2.10)$$

şeklinde. Burada $x_k \in \mathbb{R}^n$ ve $u_k \in \mathbb{R}^r$ k anındaki durum ve giriş vektörlerini, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ve $B \in \mathbb{R}^{n \times r}$ durum ve giriş matrislerini ifade etmektedir. Tez içerisinde, tüm durumların ölçülebildiği ve (A, B) kontroledilebilir olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca sistem kısıtları doğrusal simetrik ve iki taraflı olarak kabul edilmiş, bunun sonucu olarak değişkenler bir kutu (box constraint) içerisinde tanımlanmıştır. Başka bir nokta ise belirtilen kısıtlar operasyonel çalışma bölgesinden ziyade sistemin limitlerini ifade etmektedir. Sonuç olarak, durum ve giriş vektörüne ait tanım kümesi (2.11)'de verilmiştir.

$$x_k \in [-x_c, x_c], u_k \in [-u_c, u_c]$$

$$x_c = \begin{bmatrix} x_{c1} \\ x_{c2} \\ \vdots \\ x_{cn} \end{bmatrix}, u_c = \begin{bmatrix} u_{c1} \\ u_{c2} \\ \vdots \\ u_{cr} \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Burada, $x_c \in \mathbb{R}^n$ ve $u_c \in \mathbb{R}^r$ tüm durum ve girişler için tanımlanmış kısıt vektörleridir. Karesel (quadratic) maliyet fonksiyonu (2.12)'de verilmiştir.

$$J_0(x_0, U) = x_N^T \cdot P \cdot x_N + \sum_{k=0}^{N-1} x_k^T \cdot Q \cdot x_k + u_k^T \cdot R \cdot u_k \quad (2.12)$$

Bu denklemde N ufuk uzunluğunu, x_0 ölçülen durum vektörünü, $U \in \mathbb{R}^{r \cdot N}$ kontrol ufku için tanımlanmış kontrol vektörünü ve x_N terminal durumunu temsil etmektedir. Ağırlıklandırma matrisleri $Q = Q' \geq 0$, $P = P' \geq 0$ ve $R = R' \geq 0$ özelliklerine sahiptir. Optimizasyon probleminin temel amacı $J_0(x_0, U)$ 'ı minimize eden U^* vektörünün hesaplanmasıdır. Optimizasyon probleminin çözümü (2.11)'de verilen doğrusal eşitsizlik kümesinin oluşturduğu çokyüzlü yarı-uzayda (polyhedral half-space) aranmaktadır [40]. Sonuç olarak, optimizasyon problemi (2.13)'deki gibi tanımlanmıştır.

$$J_0^*(x_0) = \min_U J_0(x_0, U)$$

$$s. t. \quad x_{k+1} = A \cdot x_k + B \cdot u_k , \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.13)$$

$$x_0 = x(0), |x_k| \leq x_c, |u_k| \leq u_c .$$

2.3.2 Kısıtsız Çözüm

Kontrol yönteminin ele alınmasında yığın (batch) metodu kullanılmıştır. Öncelikle sistemin belirlenen ufuk uzunluğu ve sistemin ayrık modeli gözetilerek, N adım için öngörülen durum vektörü oluşturulur.

$$X = S_X x_0 + S_U U_0 \quad (2.14)$$

Bu ifadede, X ve U_0 sistem durumları ve kontrol işareti için kontrol ufku N gözetilerek oluşturulmuş vektörler olup (2.15)'de verilmiştir. Aynı zamanda S_X ve S_U matrisleri de (2.15)'de verilmiştir.

$$X = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix}, U_0 = \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$S_X = \begin{bmatrix} I \\ A \\ \vdots \\ A^N \end{bmatrix}, S_U = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ B & 0 & \dots & \dots & 0 \\ AB & \ddots & \dots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ A^{N-1}B & \dots & \dots & \dots & B \end{bmatrix}.$$

Öngörülen değerler (2.12) ile verilen maliyet fonksiyonunda yerine yazılarak (2.16)'daki gibi revize elde edilir.

$$J_0(x_0, U) = X^T \bar{Q} X + U_0^T \bar{R} U_0 \quad (2.16)$$

İfadede verilen \bar{Q} ve \bar{R} matrisleri blok köşegen yapıda olup, aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$\bar{Q} = \begin{bmatrix} Q & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Q & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & P \end{bmatrix}_{n(N+1) \times n(N+1)}, \quad \bar{R} = \begin{bmatrix} Q & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Q & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & P \end{bmatrix}_{mN \times mN} \quad (2.17)$$

(2.14) ve (2.16) birleştirilerek maliyet fonksiyonu,

$$J_0(x_0, U) = U_0^T H U_0 + 2x_0^T F U_0 + x_0^T Y x_0 \quad (2.18)$$

halini alır. Bu ifadede,

$$H = S_U^T \bar{Q} S_U + R, F = S_X^T \bar{Q} S_U, Y = S_X^T \bar{Q} S_X. \quad (2.19)$$

Maliyet fonksiyonunun kısıtsız optimizasyonda alacağı optimum çözüm için gerek koşul kullanılarak, (2.18) ile verilen denklemin gradyenti (eğimi) alınarak sıfıra eşitlenir.

$$\nabla_u J = 2HU_0 + 2Fx_0 = 0 \quad (2.20)$$

Optimizasyon probleminin sınırsız olarak tanımlanması durumunda ufuk uzunluğu boyunca elde edilecek optimum kontrol işareti vektörü (2.21)'deki gibi oluşturulur.

$$U_0^* = -H^{-1}F^T x_0 \quad (2.21)$$

2.3.3 Kısıtlar Altında Çözüm

Sistemin durum ve kontrol işareti açısından doyuma sahip olması durumunda, kontrol ufkunun her adımda kısıtların sağlanması gerekmektedir. Bu durumda öncelikle kontrol işaretinin tanım kümesi üzerinden, kontrol vektörü U_0 için kısıtlar (2.22)'deki gibi oluşturulur.

$$\begin{bmatrix} -u_c \\ \vdots \\ -u_c \end{bmatrix} \leq U_0 \leq \begin{bmatrix} u_c \\ \vdots \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Sistem girişine uygulanan kontrol işaretinin her adımda sistem durumlarını tanım kümesi içerisinde tutması gerekmektedir. Kontrol işaretinin aynı zamanda aşağıdaki eşitsizliği sağlaması gerekmektedir.

$$\begin{bmatrix} S_U \\ -S_U \end{bmatrix} \cdot U_0 < \begin{bmatrix} S_X \\ S_X \end{bmatrix} \cdot x_0 + \begin{bmatrix} x_c \\ \vdots \\ x_c \\ -x_c \\ \vdots \\ -x_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Kısıtlamalı optimal kontrol probleminin çözümünde sıklıkla nümerik arama algoritmaları kullanılmaktadır. [41]'de optimal kontrol problemlerinin çözümü için nümerik arama yöntemleri incelenmiştir. Bu tez içerisinde, klasik MPC probleminin çözümü için Bölüm 5'de MATLAB® *quadprog* fonksiyonu, Bölüm 6 ve Bölüm 7'de YALMIP [42] ve SeDuMi [43] kullanılmıştır.

2.3.4 Normalizasyon

Optimizasyonda ağırlıklandırma amacı ile kullanılan Q , P ve R matrisleri, hangi durum değişkeninin ne kadar önem arz ettiğini belirlemektedir. Ancak ilgili durum değişkenleri arasındaki birim kaynaklı farklılıklar, uygulamada alabileceği sayısal değerler gözetilmelidir. Ağırlıklandırma matrislerinin ayarlanması aşamasından önce değişkenlere normalizasyon işlemi uygulanması ile belirtilen problemler aşılmaya çalışılır. Bu tez içerisinde, Bölüm 6'da kullanılan Bryson normalizasyonu yöntemi [44] ile değişkenler sistem kısıtları gözetilerek aynı çalışma bölgesinde kalması sağlanır. Bryson normalizasyonu ile oluşturulan ağırlıklandırma matrisleri sistem kısıtlarının bir fonksiyonu olarak (2.24)'de verilmiştir.

$$Q = P = \begin{bmatrix} \frac{\partial_1^2}{(x_{c1})^2} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial_n^2}{(x_{cn})^2} \end{bmatrix}, \sum_i \partial_i^2 = 1, \quad (2.24)$$
$$R = \rho \begin{bmatrix} \frac{\beta_1^2}{(u_{c1})^2} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\beta_r^2}{(u_{cr})^2} \end{bmatrix}, \sum_i \beta_i^2 = 1.$$

Bu denklemde, β_i , ∂_i ve ρ sırasıyla girişler arası, durumlar arası ve giriş ile durum arası ağırlıklandırma katsayılarıdır.

2.3.5 Tek Adımlı Model Öngörülü Kontrol

Tek adımlı MPC, klasik MPC formülasyonunun özelleştirilmiş bir halidir. Burada amaç, klasik MPC probleminin matematiksel kompleksitesini düşürmek amacı ile kontrol ufuk uzunluğu 1 adım olarak ele alınır. Bu sayede problem basitleştirilerek hem çözümün elde edilmesi kolaylaştırılır hem de hesaplama hızı arttırılmış olur. Hesaplama hızının arttırılması, MPC'nin görece daha hızlı dinamiklere sahip sistemlerde de kullanılmasına olanak tanır [45], [46].

Klasik MPC'ye ait (2.13) ile verilen optimizasyon probleminde ufuk uzunlukları, $N_x = N_u = N$ şeklindedir. Ufuk uzunlukları, $N_u = 1$ ve $N_x = N$ haline getirilir. Burada $N_x = N$ seçilme sebebi, ilk kontrol işaretinin ardından sistem durumlarının dinamik davranışının optimizasyon probleminin içinde ifade edilmek istenmesidir. Ek olarak, ilk adımından sonra sistem durumlarının kısıtları sağladığı varsayımı kullanılmıştır.

$$J_0^*(x_0) = \min_U J_0(x_0, U)$$

$$s. t. \quad x_1 = A x_0 + B u_0, \quad (2.25)$$

$$x_{k+1} = A x_k, k = 1, \dots, N - 1,$$

$$|x_1| \leq x_c, |u_0| \leq u_c, |x_1| \leq x_c.$$

Bu bölümde, kontrol edilmek istenen test sistemlerinin matematik modelleri oluşturulmuştur. 4-poster ve KTS için öncelikli olarak hidrolik eyleyiciye ait dinamik denklemler sunulmuştur. Daha sonra yük kısmındaki farklılıklar sebebi ile 4-poster'ın yük modeli çeyrek taşıt modeli, KTS ise kütle-yay modeli ile oluşturulmuştur. Ayrıca, sonraki bölümlerde detayları aktarılacak tek adımlı MPC'de kullanılmak üzere KTS'ye model indirgeme uygulanmıştır. Sayısal benzetimlerde ve modellerde kullanılan sayısal değerler tablolar halinde sunulmuştur.

3.1 Hidrolik Sistem Modeli

Hidrolik silindirlerin ihtiyaç duyduğu debi ve basınç hidrolik pompa aracılığı ile oluşturulur. Besleme basıncının sabit ve silindirlerin ideal olduğu varsayılmıştır. Hidrolik pompa tarafından uygulanan hidrolik güç servovalf aracılığı ile kontrol edilir. Servovalfler yüksek güç ve yüksek bant genişliği sebebi ile test sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Servovalfe uygulanan kontrol işareti aracılığı ile orifis açıklığı artırılıp azaltılarak debi ayarı yapılır. Modellemede valf eyleyici dinamiğinin, tüm sistem dinamikleri yanında daha hızlı bir dinamiğe sahip olduğu kabulü ile ihmal edilmiştir. Servovalfe ait transfer fonksiyonu [47] ile verilen çalışmada ele alınmıştır. Servovalfe ait akış denklemi (3.1)'deki gibidir.

$$Q_L(t) = K_V u_v(t) f_p(P_L), \quad f_p(P_L) = \sqrt{\frac{P_S - P_t - |P_L(t)|}{2}} \quad (3.1)$$

Servovalfe ait lineer olmayan denklem $u_e = 0$ and $P_{L_e} = 0$ denge noktası etrafında doğrusallaştırılarak (3.2) 'deki gibi yeniden yazılır.

$$Q_L(t) = K_V \sqrt{\frac{P_S - P_t}{2}} u_v(t) \quad (3.2)$$

Denklemlerde verilen $Q_L(t)$ ve $P_L(t)$ sırasıyla yük debisi ve basıncıdır. Akışkan yağ

valf orifislerinden geçerek hidrolik silindire iletilerek silindir odaları arasında basınç farkı oluşmasını sağlar. Bu basınç farkı piston üzerinde kuvvet oluşmasına ve hareket etmesine sebep olur. Test sistemi uygulamalarında, kuru sürtünme etkisinin düşürülmesi amacı ile hidrostatik yataklamalı silindirler kullanılır [2]. Bu sebeple, modellemede kuru sürtünme ihmal edilmiştir. Silindir odalarının özdeş olduğu varsayımı ile silindir tarafından tüketilen yağ debisi harekete çevrilerek (3.3)'deki gibi yazılabilir [48].

$$Q_L(t) = A_p \dot{y}_p(t) + \frac{1}{2} \left(\frac{v_t}{\beta} \right) \dot{P}_L(t) + C_p P_L(t) \quad (3.3)$$

Bu denklemden sıkıştırılan yağ hacmi v_t , gerçekte silindirin konumuna bağlı olarak değişmektedir; ancak modellemede silindirin orta pozisyonu baz alınarak sabit kabul edilmiştir [49]. Silindir odaları arasındaki fark basıncı sebebi ile oluşan kuvvet Pascal prensibi yardımı ile aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$F_L = P_L A_p \quad (3.4)$$

Yüke uygulanan kuvvet (F_L), ideal olarak kabul edilen bağlantı ekipmanları aracılığıyla test numunesine uygulanır. Tez içerisinde kullanılan hidrolik sistem parametrelerine ait sayısal değerler Tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1 Hidrolik sistem parametreleri

Parametre	Sayısal Değer	Birim
P_S	21	MPa
P_t	0.1	MPa
K_V	1069000	
A_p	3063.1	mm ²
β	1300	MPa
v_t	1083780	mm ³
C_p	10	N s/mm
m_p	15	kg

$$c_s(\dot{y}_{us}) = \begin{cases} c_{s1}, & \dot{y}_{us} \geq 0 \\ c_{s2}, & \dot{y}_{us} < 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

$$k_t(y_{pu}) = k_{t1} + k_{t2} \cdot y_{pu}^2 \quad (3.10)$$

Şekil 3.1'de de görüleceği üzere sistemde konum geribeslemeye alınarak kontrol edilmektedir. Sistemde oransal kontrolör kullanıldığı kabulü ile, geribeslemeli kontrolör tarafından sisteme eklenen dinamik denklem (3.11)'deki gibidir.

$$u_v = K_p (y_d - y_p) , \quad (3.11)$$

Burada K_p kontrolör kazancıdır. $x = [y_p \ \dot{y}_p \ P_L \ y_u \ \dot{y}_u \ y_s \ \dot{y}_s]^T$ durum vektörü ve $u = [F_D \ y_d]^T$ giriş vektörü olmak üzere sisteme ait lineer olmayan durum uzayı modeli (3.1) ve (3.3)- (3.11) birleştirilerek (3.12) gibi oluşturulur.

$$\dot{x} = A_{c1} x + B_{c1} u , \quad (3.12)$$

$$A_{c1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_t}{m_p} & -\frac{c_p}{m_p} & \frac{A_p}{m_p} & \frac{k_t}{m_p} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_p f_p 2\beta}{v_t} & -\frac{2\beta A_p}{v_t} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{k_t}{m_u} & 0 & 0 & -\frac{k_t + k_s}{m_u} & -\frac{c_s}{m_u} & \frac{k_s}{m_u} & \frac{c_s}{m_u} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{k_s}{m_s} & \frac{c_s}{m_s} & -\frac{k_s}{m_s} & -\frac{c_s}{m_s} \end{bmatrix}$$

$$B_{c1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_p f_p 2\beta}{v_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{m_s} & 0 \end{bmatrix}$$

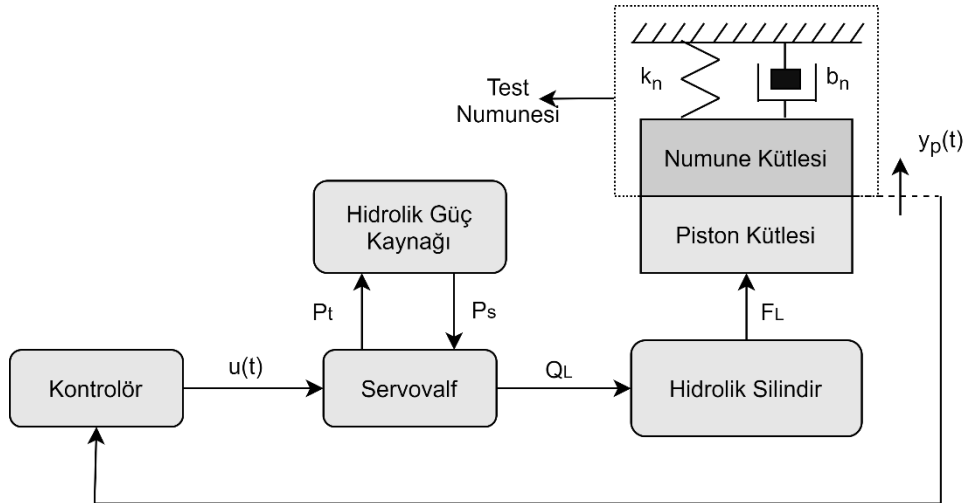
Çeyrek taşıt modeline ait tez içerisinde kullanılacak sayısal veriler Tablo 3.2’de verilmiştir. Tabloda verilen bazı parametreler için [52]’dan yararlanılmıştır.

Tablo 3.2 Çeyrek taşıt modeline ait sayısal değerler

Parametre	Sayısal Değer	Birim
m_u	60	kg
m_s	600	kg
k_{t1}	200	N/mm
k_{t2}	4	N^2/mm^2
k_{s1}	18	N/mm
k_{s2}	3	N^2/mm^2
c_{s1}	3.5	N s/mm
c_{s2}	1.5	N s/mm

3.3 Komponent Test Sistemi Matematik Modeli

Sistemin sembolik gösterimi aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.2 Komponent test sistemine ait sembolik gösterim

Kütle-yay sistemi olarak ele alınan test numunesinin, piston ile bağlantısının ideal olduğu kabul edilmiştir. Bu sebeple, hareket denklemleri oluşturulurken piston

kütlesi ve test numunesine ait kütle beraber ele alınmıştır. Hidrolik silindirin yere paralel yönde hareket ettiği kabul edilerek, yerçekimi etkisi ihmal edilmiştir. Bu haliyle hareket denklemi (3.13)'deki gibi oluşturulur.

$$F_L(t) = m_T \ddot{y}(t) + b_n \dot{y}(t) + k_n y(t) \quad (3.13)$$

Literatürde, hidrolik eyleyicilerin modellenmesinde sıklıkla P_L durum değişkeni olarak ele alınmaktadır. Diğer taraftan, test sistemlerinde ivme kontrolünün önemli olması sebebi ile ivme değişkeninin sistem durumu olarak ifade edilmesi istenmektedir. Bu amaçla (3.3), (3.4) ve (3.13) birleştirilerek

$$Q_L(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{v_t}{\beta} \right) \frac{m_T}{A_p} \ddot{y}(t) + \left(\frac{b_n}{A_p} + C_p \frac{m_T}{A_p} \right) \dot{y}(t) + \left(\frac{k_n}{A_p} + A_p + C_p \frac{b_n}{A_p} \right) y(t) + C_p \frac{k_n}{A_p} y(t) \quad (3.14)$$

elde edilir. (3.1), (3.4) ve (3.13) kullanılarak yük debisi yeniden (3.15)'deki gibi yazılır.

$$Q_L(t) = \frac{K_V}{\sqrt{2}} u_v(t) \sqrt{P_S - P_t - \left| \frac{m_T}{A_p} \ddot{y}(t) + \frac{b_n}{A_p} \dot{y}(t) + \frac{k_n}{A_p} y(t) \right|} \quad (3.15)$$

(3.14) ve (3.15) birleştirilerek ivmenin türevi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \ddot{y}(t) &= \frac{K_V}{Z\sqrt{2}} u_v(t) \sqrt{P_S - P_t - \left| \frac{m_T}{A_A} \ddot{y}(t) + \frac{b_n}{A_A} \dot{y}(t) + \frac{k_n}{A_A} y(t) \right|} \\ &\quad - \frac{2\beta(b_n + C_p m_T)}{v_t m_T} \dot{y}(t) - \frac{2\beta(k_n + C_p b_n + A_p^2)}{v_t m_T} y(t) \\ &\quad - \frac{2\beta C_p k_n}{v_t m_T} y(t) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Elde edilen dinamik denklemler kullanılarak sistemin doğrusal durum uzayı modeli oluşturulmuştur. Sistemin durum vektörü $x = [y \ \dot{y} \ \ddot{y}]^T$, $u = u_v$ olmak üzere, doğrusal olmayan dinamik denklemler $x_e = [0 \ 0 \ 0]^T$ denge noktası etrafında doğrusallaştırılmıştır. Sistemin durum uzayı modeli,

$$\dot{x} = A_{c2} \cdot x + B_{c2} \cdot u , \quad (3.17)$$

$$A_{c2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{2\beta C_p k_n}{v_t m_T} & -\frac{2\beta(2\beta C_p b_n + k_n + 2\beta A_A^2)}{v_t^2 m_T} & -\frac{2\beta(2\beta C_p m + b_n)}{v_t^2 m_T} \end{bmatrix}$$

$$B_{c2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{2\beta A_A K_V}{v_t m_T} \cdot \sqrt{\frac{P_S - P_t}{2}} \end{bmatrix}$$

MPC tasarımında kullanılacak ayrık zamanlı durum uzayı modeli, $T_s = 1$ ms için (3.18)'deki gibi oluşturulmuştur. Hidrolik sistem parametreleri için Tablo 3.1 kullanılmıştır.

$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 3,468 \cdot 10^{-7} \\ -0.0007825 & -0.2358 & 0.0004576 \\ -1.032 & -1630 & -0.3251 \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} 0.05346 \\ 139.2 \\ 1,836 \cdot 10^5 \end{bmatrix} u_k \quad (3.18)$$

Tablo 3.3 Komponent test sistemine ait model parametreleri

Parametre	Sayısal Değer	Birim
m_T	100	kg
k_n	5	N/mm
b_n	15	N s/mm

3.4 Komponent Test Sistemi İndirgenmiş Matematik Modeli

Bu bölümde, KTS'ye ait (3.17) ile verilen modelin indirgenmesi amaçlanmıştır. Bu amaçla, öncelikli olarak $C_p = 0$ olarak belirlenmiş ve dinamik denklemler kullanılarak ve sistemin sürekli zaman transfer fonksiyonu (3.19)'daki gibi oluşturulmuştur.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U_v(s)} = \frac{\left(K_v \frac{2A_A\beta}{v_t m_T} \sqrt{\frac{P_s - P_t}{2}} \right)}{s \left[s^2 + \left(\frac{b}{m_T} \right) s + \left(\frac{k}{m_T} + \frac{A_A^2 \beta}{v_t m_T} \right) \right]} \quad (3.19)$$

Transfer fonksiyonuna Z- Dönüşümü uygulanabilmesi amacıyla, Tablo 3.1'deki ve Tablo 3.3'deki sayısal değerler yerine yazılmıştır. Elde edilen ayrık zamanlı transfer fonksiyonu

$$G(z) = Z\{G(s)\} = \frac{0.071964(z + 2.477)(z + 0.372)}{(z - 1)(z^2 + 1.182z + 0,8607)}, \quad (3.20)$$

olarak elde edilir. Model mertebesinin MPC hesaplama zamanına etkisini azaltabilmek adına (3.20)'ye model indirgeme uygulanacaktır. Sistem dinamiklerini düzgün olarak ifade eden düşük mertebeli bir model MPC'nin uygulanabilirliğini arttıracaktır. Bu bakış açısıyla, sistemin ayrık zaman modeli analiz edilerek basitleştirilecektir. Sistemin baskın kutbu olan $z = 1$ yalnız bırakılarak takip eden denklemdaki bölüm transfer fonksiyonundan atılacaktır.

$$G_n(z) = \frac{(z + 2.477)(z + 0.372)}{z^2 + 1.182z + 0,8607}. \quad (3.21)$$

$G_n(z)$ 'nin eliminasyonu sebebi ile oluşacak kazanç etkisinin kompanze edilebilmesi amacıyla son değer teoremi uygulanmıştır.

$$e_{ss} = \lim_{z \rightarrow 1} G_n(z) = \lim_{z \rightarrow 1} \left(\frac{(z + 2.477)(z + 0.372)}{z^2 + 1.182z + 0,8607} \right) = 1.593. \quad (3.22)$$

Elde edilen kazanç değeri indirgenmiş modelin ileri yoluna eklenerek, kazanç etkisi giderilir.

$$G_d(z) = \frac{0.071964 e_{ss}}{z - 1} = \frac{0,114}{z - 1}. \quad (3.23)$$

Sonuç olarak, indirgenmiş durum uzayı (3.24) ile verilmiştir.

$$y_{k+1} = y_k + 0.114 u_k. \quad (3.24)$$

Bu model, Bölüm 7’de tek adımlı MPC tasarımında kullanılmıştır. Şekil 7.1’de doğrusallaştırılmış model (3.20), indirgenmiş model (3.24) ve sistemin lineer olmayan sayısal benzetimi kullanılarak model doğrulama yapılmıştır.



Bu bölümde, 4-poster için yeni bir model-tabanlı ILC yöntemi önerilmiştir. Literatürde önerilen yöntemlerde sistemin doğrusal ters modeli ILC içerisinde kullanılmaktadır. Sistemin ihmal edilen lineer olmayan dinamiklerinin de ILC kuralı içerisinde kullanılmasıyla takip performansının arttırılacağı öngörülmüştür. Bu amaçla sistem tersi ilk olarak ANFIS olarak elde edilerek ILC kuralına eklenmiştir. Ek olarak, silindir pozisyonu da yardımcı parametre olarak ILC kuralı içerisinde kullanılarak yeni bir çift katmanlı NFILC yapısı önerilmiştir.

4.1 Kontrol Problemi

Önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi 4-poster yoldan toplanmış ivme verilerini hidrolik silindirler vasıtası ile araç üzerinde yeniden oluşturmaktadır. Böylece, araç yolda gidiyormuş gibi test edilerek, yorulma ve ömür açısından analiz edilmektedir. Bu çalışmada, ele alınan kontrol problemi bir yörünge takip problemidir. Tekerlerde oluşan ivme sinyali, $a_a = \ddot{y}_p$, ile referans sinyal/yol verisinin, a_d , yüksek hassasiyet ile örtüşmesi istenmektedir. Kontrol problemi (4.1)'deki gibi formülize edilebilir.

$$\min_{y_d[k] \in Y} \left[e_{rms} = \sum_{k=0}^N (a_d[k] - a_a[k])^2 \right] \quad (4.1)$$

$$s. t. \quad \dot{x} = f(x, u) = A(x) x + B(x) u$$

Problem tanımından da anlaşılacağı üzere hatanın RMS'i ile ilgilenilmektedir. Başka bir anlatımla e_{rms} 'i minimize eden $y_d[k] \in Y$ belirlenmeye çalışılmaktadır.

Literatürde bu kontrol probleminin çözümü için yaygın olarak ILC kullanılmaktadır. Çevrimdışı bir kontrol yöntemi olarak ILC, test öncesinde ivme için minimum takip hatasına iterasyon/deneme yaparak ulaşmaya çalışır. Optimum kontrol işaretinin elde edilme süreci test için harcanan zamanı arttırdığı için araştırmacılar ILC yakınsama hızını arttırarak test süresini kısaltmaya çalışır. Bu sebeple, bu çalışma

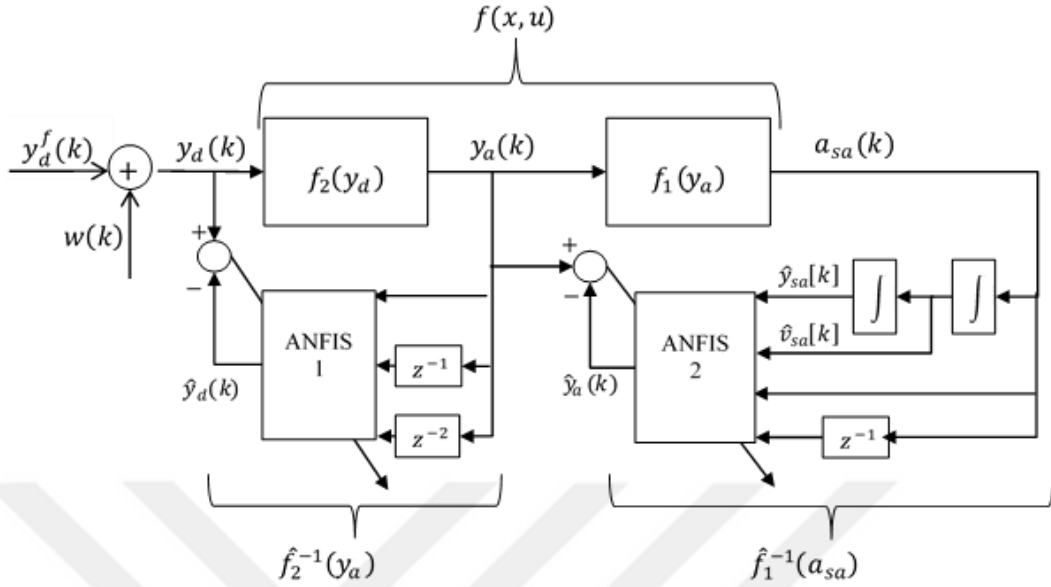
içerisinde de minimum hatayı veren kontrol sinyali yüksek yakınsama hızı ile elde edilmeye çalışılmıştır.

4.2 Ters Model Kontrolör Oluşturulması

TMK, çeşitli kontrol problemlerinin çözümünde kullanılmaktadır. Özellikle kontrolör tasarımının zor olduğu yüksek mertebeden sistemlerinin kontrolünde TMK açık ve kapalı çevrim formda kullanılmaktadır. Buna karşın, çeşitli sorunları da beraberinde getirmektedir. Modelleme hatalarının etkileri sebebi ile kapalı çevrimde kullanımı kararlılık problemlerine sebep olabilmektedir. Sağ yarı düzlemdeki sıfırlara kutup atanamaması, bir diğer önemli problemi teşkil etmektedir. Bunun için uygun bir model tersleme algoritmasına ihtiyaç vardır. [53]'de doğrusal minimum fazlı olmayan sistemler için tersleme algoritması önerilmiştir. Bir başka tersleme yöntemi ise sistem tanıma yöntemlerinin kullanımudur [54]. Bu yöntemlerde, sistem çıkışı tanıma modelinin girişi olarak ve sistem girişi tanıma modelinin çıkışı olarak tanımlanarak, model tersi doğrudan sistem tanıma ile belirlenir. Bu çalışma kapsamında ANFIS lineer olmayan ters modelin elde edilmesi amacı ile kullanılmıştır. [55]'de ANFIS model tersi şeklinde açık ve kapalı çevrim kontrol kuralı içerisinde kullanılarak örnek lineer olmayan sistemlere uygulanmıştır. Bu çalışmada, 4-poster ivme kontrolüne ait literatürdeki yöntemlerden farklı olarak lineer olmayan TMK, ANFIS yardımı ile oluşturulmuştur. Ek olarak, sistem tanıma performansı, sistem iki modelin seri birleşimi olarak ele alınarak arttırılmış ve bu sayede çok katmanlı ILC yapısı kurulmuştur. Burada ele alınan sistem pozisyon kontrolü yapılmış hidrolik silindiri ve aracı içermektedir. Bu noktada sistem modelinin zamana ve iterasyona bağlı olarak değişmediği kabul edilmiştir. Uygulamada silindir konumu ve teker ivmesi ölçülmektedir. Buna bağlı olarak, sistem tanıma işlemine ait blok diyagram Şekil 4.1'de verilmiştir. Tanıma işlemi her bir silindir için ayrı ayrı yapılmaktadır.

Şekilde gösterilen $a_{sa}[k]$ asılı kütle ivmesi, $y_a[k]$ ölçülen piston pozisyonunu ifade etmektedir. Sistem seri bağlı iki alt sistemin kombinasyonu olarak ele alınmıştır. İlk sistem $f_1(\cdot)$, girişi $y_d[k]$ çıkışı $y_a[k]$; ikinci sistem $f_2(\cdot)$ ise girişi $y_a[k]$ çıkışı $a_{sa}[k]$ olarak belirlenmiştir. Şekilde görüldüğü gibi ANFIS modellerinin giriş ve çıkışları sırasıyla $\{y_a[k], y_a[k-1], y_a[k-2], y_d[k]\}$ ve $\{a_{sa}[k], a_{sa}[k-1], \hat{v}_{sa}[k],$

$\hat{y}_{sa}[k], y_a[k]$ şeklindedir. Burada $\hat{v}_{sa}[k]$ ve $\hat{y}_{sa}[k], a_{sa}[k]$ 'nın birinci ve ikinci integralleri kullanılarak hesaplanmış asılı kütle hız ve konum değerleridir.



Şekil 4.1 Sistem tanıma işlemine ait blok diyagram

Sistem tanıma için kullanılan tahrik sinyali sisteme konum referans sinyali olarak uygulanmaktadır. Sistem tanıma işlemi her silindire teker teker uygulanır. Herhangi bir silindire tanıma işlemi yapılırken diğer silindirler sabit olarak bekletilir ve böylece diğer eksenlerden gelecek bozucu etkiler elimine edilmiş olur. Bu çalışmada, kontrol performansı çeyrek taşıt modeli üzerinde analiz edilecek ve sistem tanıma tek silindir üzerinde uygulanacaktır. $\hat{f}_1^{-1}(a_{sa}[k])$, ağırlıklı olarak araç dinamiği ile ilişkili iken $\hat{f}_2^{-1}(y_a[k])$ hidrolik dinamiği ile ilişkilidir.

ANFIS'in temel yapısı Bölüm 2.2'de aktarılmıştır. Sistem tanıma esnasında ANFIS'in üyelik fonksiyonları ile tanım kümesinin tasarımcı/kullanıcı tarafından sağlanması gerekmektedir. Üretilcek tahrik sinyalinin, çalışma esnasında karşılaşılabilecek büyüklüklere yakın olması gerekmektedir. Bu koşulun sağlanması amacı ile bu çalışma kapsamında önerilen sistem tanıma tahrik sinyali, yol verisi kullanılarak (4.2)'deki gibi oluşturulmuştur.

$$y_a[k] = y_d^0[k] + w(t), \quad y_d^0[k] = \alpha \cdot \sum \sum_{t=0}^T a_d[k] \cdot dt \quad (4.2)$$

Bu denklemden, α ağırlıklandırma katsayısını ve $w(t)$ bant sınırlamalı beyaz gürültüyü temsil etmektedir. $y_d^0[k]$, yol verisinin ağırlıklandırılmış ikinci

integralidir. α ve $w(t)$ 'nin belirlenmesi sistem üzerinde bazı testler yapılmalıdır. Bu çalışmada, sistem tanıma sinyalinin oluşturulması amacı ile aşağıdaki algoritma önerilmiştir.

- i. $\alpha = 1$ için $y_d^0[k]$ oluşturulur, burada $k \leq N$ ve $y_d^0 \in Y$.
- ii. Sistem tahrik edilir. $\|a_a[k]\|_\infty > \|a_d[k]\|_\infty$ koşulu sağlanıyor ise (iv)'e aksi halde (iii)'e geçilir.
- iii. α 'nın değeri artırılır ve $y_d^0[k]$ oluşturulur ve (ii) tekrarlanır.
- iv. Oluşturulan $w(t)$, y_d^0 ile toplanır. $\|a_a[k]\|_\infty > \|a_d[k]\|_\infty$ koşulu sağlanmalıdır.

Algoritmada verilen α , sistem cevabının $\|a_a[k]\|_\infty > \|a_d[k]\|_\infty$ koşulunu sağlaması için kullanılır. (iv) adımı sağlanırken tanıma sinyalinin $a_d[k]$ 'nin aralığına yakın olması modelleme kalitesini artırır [56]. $w(t)$, sisteme ait yüksek frekanslı dinamiklerin ve harmoniklerin gözlenebilmesi amacı ile algoritmada kullanılmıştır. TMK, tanıma sonucu oluşturulan iki modelin seri olarak birbirine bağlanmasıyla oluşturulur. İvme referans işareti $a_d[k]$, $\hat{f}_1^{-1}(\cdot)$ 'in girişine uygulanır ve çıkışında tahmin edilen piston konumu $\hat{y}_a[k]$ oluşturulur. Daha sonra $\hat{y}_a[k]$, $\hat{f}_2^{-1}(\cdot)$ 'in girişine uygulanır ve çıkışında tahmin edilen piston konum referansı $y_d[k]$ hesaplanarak sisteme uygulanır. Sonuç olarak, Sinirsel Bulanık Ters Model Kontrol (Neuro-Fuzzy Inverse Control – NFIC) için lineer olmayan kontrol kuralı kapalı formda (4.3)'de verilmiştir.

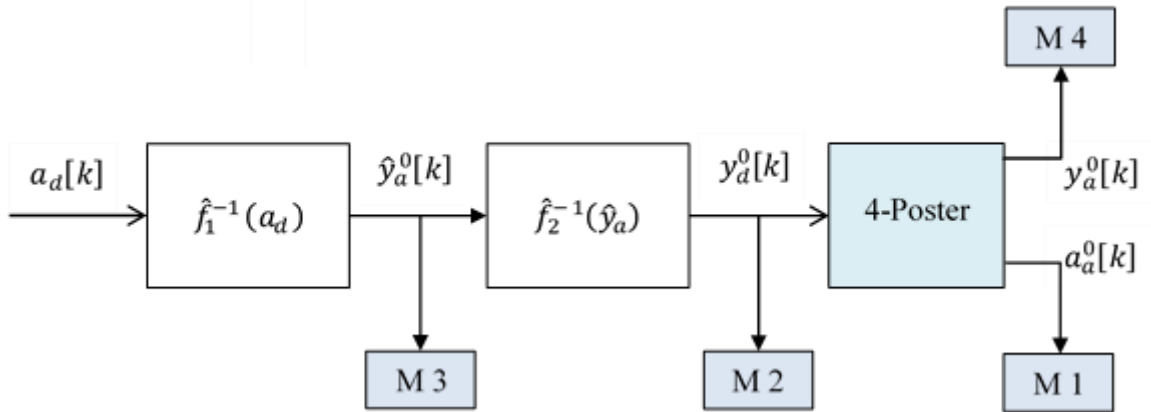
$$y_d[k] = \hat{f}_2^{-1}(\hat{f}_1^{-1}(a_d[k])) \quad (4.3)$$

4.3 Kontrol Yöntemi

Bir önceki bölümde elde edilen NFIC, model temelli ILC kuralı içerisinde kullanılacaktır. ILC, iterasyonlar yaparak referans işaretinin takibi için gerekli olan kontrol işaretini belirlemeye çalışır. Önceki iterasyonda kaydedilen hata işareti, sonraki iterasyonda kontrol işaretinin iyileştirilmesi için kullanılır; başka bir deyişle tecrübe aktarımı ile sistem davranışı iyileştirilir. Beklenen takip performansına ulaşıldığında, kaydedilen optimal kontrol sinyali gerçek uygulamada kullanılır.

Önerilen yöntemin literatüre iki önemli katkısı bulunmaktadır. İlk olarak, 4-poster kontrolü için önerilen mevcut ILC yöntemleri doğrusal sistem modeli kullanılmaktadır, bu çalışmada ise lineer olmayan sistem modeli doğrudan (yani tersleme algoritması kullanmadan) ANFIS aracılığı ile elde edilmektedir. Bir diğer önemli katkı, literatürdeki diğer yöntemlerde sadece kontrol edilen parametre üzerinden tek katmanlı ILC kullanılmaktayken bu çalışmada silindir pozisyonu da ILC kuralına dahil edilerek çok katmanlı ILC yapısı oluşturulmuştur. Bu iki katkı sayesinde ILC yakınsama hızı arttırılmıştır.

İlk iterasyonda ($i = 0$), kontrol yapısı açık çevrim TMK yapısındadır. Bu iterasyonda, yol verisi ($a_d[k] \in A$) kontrol sisteminin referans işareti olarak tanımlanarak $\hat{f}_1^{-1}(a_{sa}[k])$ 'in girişine uygulanmıştır. Sistem tanıma aşamasında giriş ve çıkış genlik değerleri dikkate alınması ile $a_d[k]$ 'nin giriş üyelik fonksiyonlarını sağlaması garanti altına alınmıştır. $\hat{f}_1^{-1}(a_{sa}[k])$ 'in çıkışında silindirin tahmini konumu olan $\hat{y}_a[k]$ elde edilir. Bu sefer $\hat{y}_a[k]$, $\hat{f}_2^{-1}(\hat{y}_a[k])$ 'in girişi olarak tanımlanarak $y_d^0[k]$ oluşturulur ve kaydedilir. $y_d^0[k]$, sisteme uygulanarak sistem çıkışında ölçülen $y_a[k]$ ve $a_{sa}[k]$ sonraki iterasyonda kullanılmak üzere kaydedilir. $i = 0$ için kontrol yöntemine ait blok diyagram Şekil 4.2'de verilmiştir. Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'de verilen M1, M2, M3, M4 ve M5 ilgili değişkenler için tanımlanmış bellek bloklarıdır.



Şekil 4.2 $i=0$ için kontrol yapısı (NFIC)

İlk iterasyondaki açık çevrim NFIC kuralı (4.4)'de verilmiştir.

$$y_d^0[k] = \hat{f}_2^{-1} \left(\hat{f}_1^{-1}(a_d[k]) \right), \quad (4.4)$$

Bölüm 3'de de aktarıldığı üzere diğer eyleyicilerin etkileri bozucu olarak değerlendirilecektir. İlk iterasyonda sentezlenen $y_a^0[k]$ 'nin ideal olmadığı aşikardır. Gerek modelleme hataları gerekse de bozucular sebebi ile oluşan takip hatalarının elimine edilmesi için iteratif bir iyileştirme işlemi uygulanır. Bu aşamada, iki katmanlı ILC için iki adet hata sinyali oluşturulur. İlk hata sinyali, yol verisi ile gerçekleşen ivme arasındaki hatadır, ki kontrol yönteminin ana amacı da bu hatayı minimize etmektir. İvme hata sinyali, $e_a^0[k]$ (4.5)'deki gibi oluşturulur.

$$e_a^0[k] = a_a[k] - a_a^0[k] \quad (4.5)$$

İkinci hata sinyali, hidrolik silindirin tahmin edilen ve gerçekleşen konum değerleri arasındaki farktır. Literatürden farklı olarak bu çalışmada silindir konumu yardımcı kontrol parametresi olarak ILC içerisinde kullanılmıştır. İlk iterasyon için konum hata sinyali $e_y^0[k]$ (4.6)'daki gibi oluşturulur.

$$e_y^0[k] = \hat{y}_a[k] - y_a[k] \quad (4.6)$$

NFIC aşamasından sonra kaydedilmiş veriler kullanılarak iterasyonlar başlatılır. İvme hata oranını minimize edecek $y_a[k]$ belirlenmeye çalışılır. Bu sebeple, her iterasyon sonunda gerekli olan sinyaller kaydedilir. İkinci iterasyonda, ilk iterasyonda kaydedilen $e_a^0[k]$, $\hat{f}_1^{-1}(\cdot)$ 'in girişine uygulanarak elde edilen çıkış, P_x ile ağırlıklandırılmış $e_y^0[k]$ ile toplanarak $\hat{y}_a^1[k]$ (4.7)'deki gibi oluşturulur.

$$\hat{y}_a^1[k] = \hat{f}_1^{-1}(e_a^0[k]) + e_y^0[k] \cdot P_x, \quad 0 < P_x < 1 \quad (4.7)$$

İfadede verilen P_x , konum tahmin hatası için ILC içerisinde kullanılan ağırlıklandırma katsayısıdır. $\hat{y}_a^1[k]$, ivme hatasının düşürülmesi için gerekli olan konum tahmin iyileşmesini ifade etmektedir. $\hat{y}_a^1[k]$, $\hat{f}_2^{-1}(\cdot)$ 'in girişine uygulanarak konum referansında gerekli olan değişim hesaplanmış olur.

$$\varphi_y^1[k] = \hat{f}_2^{-1}(\hat{y}_a^1[k]) \quad (4.8)$$

İlk iterasyonda kaydedilmiş olan $y_a^0[k]$, iyileştirme amacıyla $\varphi_y^1[k]$ ile toplanarak sisteme uygulanır.

$$y_a^1[k] = y_a^0[k] + P_{ILC} \cdot \varphi_y^1[k], \quad 0 < P_{ILC} < 1 \quad (4.9)$$

İfadede verilen P_{ILC} , ILC'nin ana ağırlıklandırma katsayısı olup iki katman üzerinde

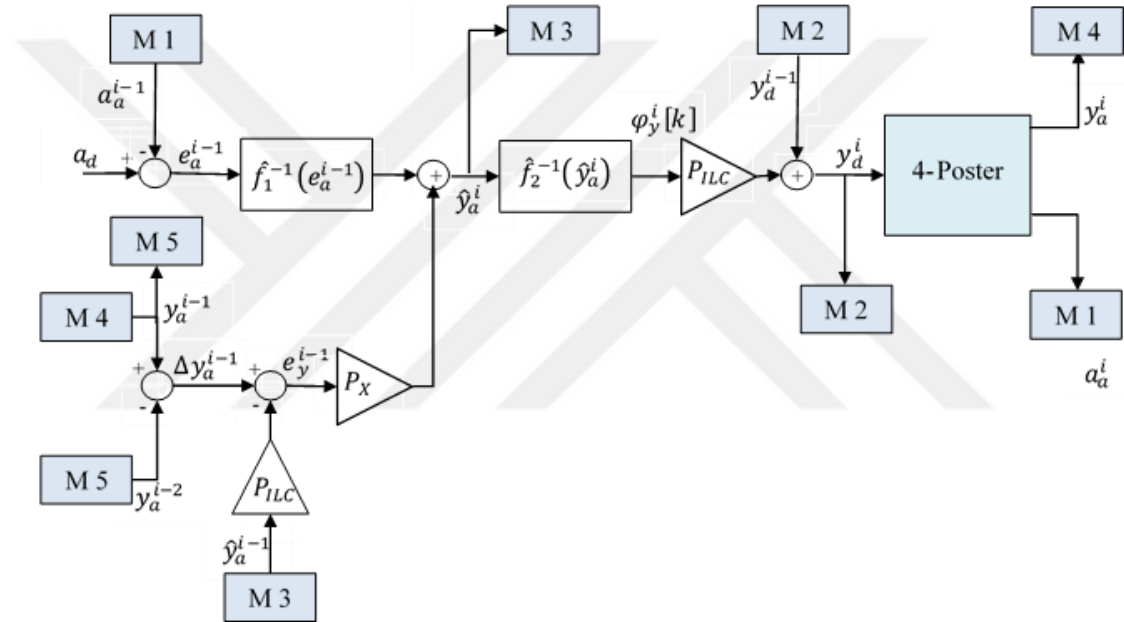
de etkilidir. Kontrol işaretinin iyileştirilme büyüklüğü bu katsayı aracılığıyla belirlenir. Konum tahmin hatası hesaplanarak kaydedilirken, bu ve bundan sonraki iterasyonlarda konumda elde edilen değişim de ayrıca kaydedilir. İlgili değişim değeri (4.10)'da verilmiştir.

$$\Delta y_a^1 = y_a^0[k] - y_a^1[k] . \quad (4.10)$$

Tahmin hata sinyali de buna bağlı olarak

$$e_y^1[k] = P_{ILC} \cdot \hat{y}_a^1[k] - \Delta y_a^1 , \quad (4.11)$$

şeklinde revize edilir. Nihai çift katmanlı NFILC yapısı, takip eden iterasyonlar için ($i \geq 1$) Şekil 4.3'de verilmiştir.



Şekil 4.3 $i \geq 1$ için kontrol yapısı (NFILC)

Her iterasyonda hata sinyalleri ILC içerisinde kullanılır ve güncellenerek aşağıdaki gibi formülize edilir.

$$e_a^i[k] = a_d[k] - a_a^i[k] \quad (4.12)$$

$$e_y^i[k] = P_{ILC} \cdot \hat{y}_a^i[k] - \Delta y_a^i \quad (4.13)$$

Konum tahmin değeri ve konumdaki değişim aynı şekilde güncellenerek

$$\hat{y}_a^i[k] = \hat{f}_1^{-1}(e_a^{i-1}[k]) + e_y^{i-1}[k] \cdot P_x , \quad (4.14)$$

$$\Delta y_a^i = y_a^i[k] - y_a^{i-1}[k], \quad (4.15)$$

$$\varphi_y^i[k] = \hat{f}_2^{-1}(\hat{y}_a^i[k]), \quad (4.16)$$

haline getirilir. İterasyon düzleminde genelleştirilmiş kapalı çevrim kontrol kuralı

$$y_a^i[k] = y_a^{i-1}[k] + P_{ILC} \cdot \varphi_y^i[k], \quad (4.17)$$

şeklindedir, daha açık formda (4.18)'deki gibi yazılabilir.

$$y_a^i[k] = y_a^{i-1}[k] + P_{ILC} \cdot \hat{f}_2^{-1}(\hat{f}_1^{-1}(e_a^{i-1}[k]) + P_x \cdot e_y^{i-1}[k]). \quad (4.18)$$

Her iterasyon sonunda ivme hata oranı ($e_{RMS} \in R$) yüzdelik formda hesaplanır.

$$e_{rms}^i = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^N (a_d[k] - a_a^i[k])^2}{\sum_{k=0}^N (a_d[k])^2}} = 100 \cdot \frac{\|a_d - a_a^i\|_2}{\|a_d\|_2} \quad (4.19)$$

İterasyon işlemi, maksimum iterasyon sayısı olan i_m 'nin aşılması ve/veya belirli bir hata oranının yakalanması durumunda bitirilebilir. (4.14)- (4.18) denklemleri bir araya getirilerek NFILC için oluşturulan kontrol kuralı (4.20)'deki gibi matris formunda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} y_d^0 \\ y_d^1 \\ \vdots \\ y_d^{i_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{f}_2^{-1}(\hat{f}_1^{-1}(a_d)) \\ y_d^0 \\ \vdots \\ y_d^{i_m-1} \end{bmatrix} + P_{ILC} \cdot \hat{f}_2^{-1} \left(\hat{f}_1^{-1} \left(\begin{bmatrix} 0 \\ e_a^0 \\ \vdots \\ e_a^{i_m-1} \end{bmatrix} \right) + P_x \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ e_y^0 \\ \vdots \\ e_y^{i_m-1} \end{bmatrix} \right) \quad (4.20)$$

Her iterasyon için hesaplanan hata oranı vektörü aşağıda verilmiştir.

$$E_{rms} = \begin{bmatrix} e_{rms}^0 \\ e_{rms}^1 \\ \vdots \\ e_{rms}^{i_m} \end{bmatrix} = \frac{100}{\|a_d\|_2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|a_d - a_a^0\|_2 \\ \|a_d - a_a^1\|_2 \\ \vdots \\ \|a_d - a_a^{i_m}\|_2 \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

4.4 Yöntemin Analizi

Kararlılık açısından, sistemi tek etkileyen kontrol parametresi geribeslemeli konum kontrolünde kullanılan K_p değeridir. Lyapunov anlamında kararlılığı sağlayacak bir geribeslemeli kontrolör yeterlidir. Literatürde olduğu gibi bu çalışmada da konum kontrol kararlılığı ve performansı üzerinde durulmamıştır. Bu problem, altoptimal

problem olarak değerlendirilebilir [26]. Kontrol yönteminde en önemli husus, ILC ile gerçekleştirilen ivme kontrolüdür. Literatürde, çevrimdışı yapısı sebebi ile ILC'nin analizi kararlılık değil yakınsama üzerinden yapılır.

ILC bir optimizasyon yöntemi gibi düşünülerek analizi sıklıkla yakınsama hızı üzerinden yapılır [57]. Kararlı bir TMK kullanımı ve $P_{ILC} > 0$ koşulunu sağlayan küçük bir P_{ILC} seçimi ile yakınsama sağlanır [58]. (0,1) aralığında yüksek bir ağırlıklandırma katsayısı ile ILC yakınsama hızı arttırılabilir, ancak sisteme etki edecek olan bozucuların etkisini de arttıracığı için ıraksamaya da sebebiyet vermektedir. Bu sebeple, tasarımcı uygulamaya bağlı olarak uygun ağırlıklandırma katsayısını belirlemelidir. [26]'de ILC yakınsama hızının sistemin doğrusallığına, modelleme hatalarına ve bozucu etkilerine bağlı olduğu belirtilmiştir. Aynı çalışmada yüksek kazanç kullanımının, modelleme hatasına bağlı olarak bazı frekans ve zaman bölgelerinde ıraksamaya neden olduğu belirtilmiştir.

Hata oranını minimize eden konum referans sinyali, aracın testinde kullanılmaktadır. Kontrol sistemi monoton bir yakınsama sağlayabilir ise optimal kontrol sinyalinin $y_d^{i_m}$ olduğu söylenebilir. Ancak, uygulamada karşılaşılan periyodik olmayan bozucular ve model değişimleri sebebi ile optimal kontrol sinyalini (4.22)'deki gibi ifade etmek daha sağlıklı olacaktır.

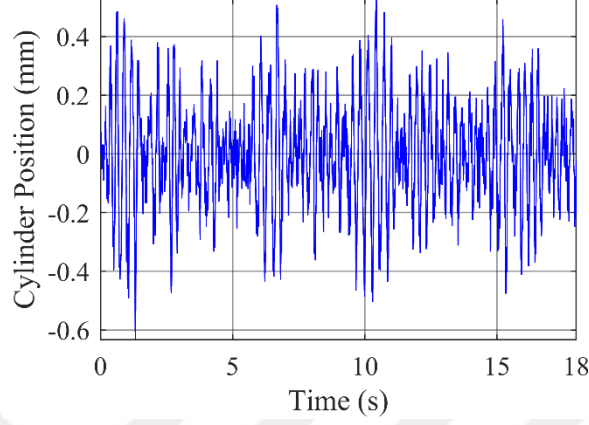
$$\{y_d^* = y_d^i \mid \min_i |e_{rms}^i|, \quad 0 \leq i \leq i_m\} \quad (4.22)$$

4.5 Sayısal Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, önerilen kontrol yöntemi Simulink® ortamında hazırlanan lineer olmayan sayısal benzetim üzerinde test edilmiş ve sonuçlar paylaşılmıştır. Literatürde önerilen doğrusal ILC, bu çalışmada ele alınan NFILC ($P_x = 0$) ve çift katmanlı NFILC ile karşılaştırılmıştır.

Sayısal benzetim, Bölüm 3'de verilen lineer olmayan model kullanılarak oluşturulmuştur. Sisteme ait sayısal veriler Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'de verilmiştir. Yol verisi, [52]'deki verilen yöntem kullanılarak oluşturulmuştur. Birinci ve ikinci testte araç hızı sabit ve 100 km/h olarak seçilmiştir. Üçüncü testte, araç 0 to 100 km/h arasında hızlandırılmış olduğu kabulü ile yol verileri hazırlanmıştır. Oluşturulan

sinyal 3 Hz kesme frekanslı yüksek geçiren filtreden geçirilmiştir. Şekil 4, Şekil 5 ve Şekil 8’de yol verisi verilmiştir. Bölüm 4.2’de detayları verilmiş olan sistem tanıma giriş sinyali Şekil 4.4’te gösterilmiştir. Sayısal benzetim testlerinde $\alpha = 1$, $K_p = 1$, $T_s = 1$ ms olarak seçilmiştir.



Şekil 4.4 Sistem tanıma işlemi için giriş sinyali

Tahrik sinyalinin uygulanması sonucu oluşan sistem çıkışları kullanılarak sistem tanıma işlemi MATLAB® *anfis* fonksiyonu kullanılmıştır. Sistem tanıma aşamasında sistem girişi ve çıkışı, fonksiyonun çıkışı ve girişi ile ilişkilendirilmiştir, bu sayede doğrudan model tersi elde edilmiştir. ANFIS için kullanılan konfigürasyon parametreleri Tablo 4.1’de verilmiştir. Literatürde, önerilen yeni yöntemler, klasik doğrusal ILC ile karşılaştırılmaktadır. Örneğin, [26]’de önerilen yöntem frekans düzleminde oluşturulmuş ve lineer model tabanlı ILC ile kıyaslanmıştır. Bir diğer örnekte [30]; sistemin ters modeli ayrık zamanlı transfer fonksiyonu olarak oluşturularak, klasik doğrusal ILC ile kıyaslanmıştır. İkinci örneğe benzer olarak bu çalışmada da transfer fonksiyonu kullanılarak hazırlanmış doğrusal ILC karşılaştırma amacı ile kullanılmıştır. Doğrusal TMK, $G(z) = G_1^{-1}(z) \cdot G_2^{-1}(z)$ olarak belirlenmiştir.

$$G_1^{-1}(z^{-1}) = \frac{-30.56z^{-1} + 109.3z^{-2} - 125.6z^{-3} + 47.29z^{-4}}{1 - 0.5434z^{-1} + 0.1231z^{-2} - 0.8046z^{-3} + 0.6679z^{-4}} \quad (4.23)$$

$$G_2^{-1}(z^{-1}) = \frac{0.000618z^{-1} - 0.001212z^{-2} + 0.0005964z^{-3}}{1 - 0.9983z^{-1} - 0.9993z^{-2} + 0.9976z^{-3}} \quad (4.24)$$

İlk testte, sayısal benzetim bozucu giriş olmadan yapılmıştır. İlk sayısal benzetimde pozisyon kullanılarak oluşturulan çift katmanlı yapının elimine edilmesi amacı ile

$P_x = 0$ olarak ayarlanmıştır. İkinci sayısal benzetimde P_x 'e değer ataması yapılarak çift katmanlı yapı oluşturulmuştur. Üçüncü sayısal benzetimde doğrusal ILC uygulanmıştır. P_{ILC} ve P_x değerleri monoton yakınsamayı sağlamak amacı ile (4.25)'deki gibi seçilmiştir.

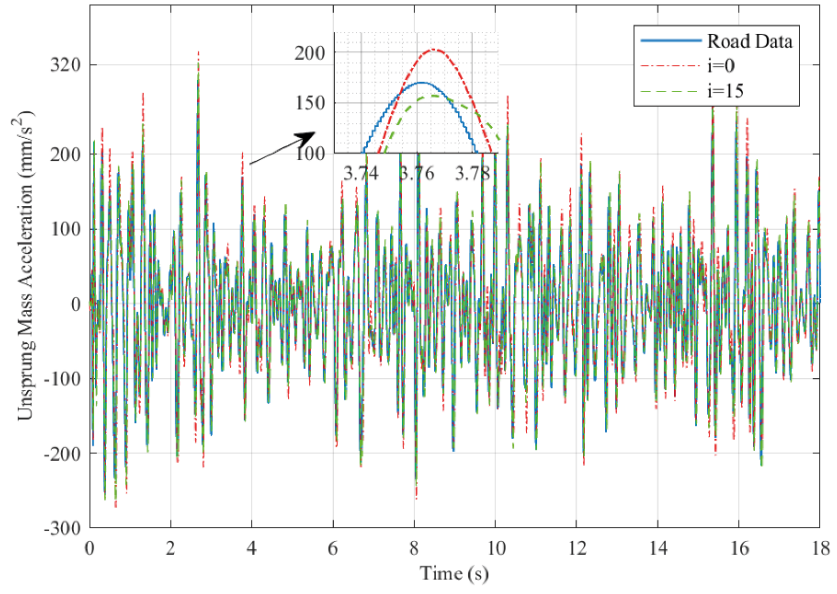
$$P_{ILC} = P_x = \begin{cases} 0.5 & , \quad i \leq 2 \\ 0.1 & , \quad 3 \leq i \leq 6 \\ 0.05 & , \quad 7 \leq i \leq 15 \end{cases} \quad (4.25)$$

Tablo 4.1 ANFIS konfigürasyon parametreleri

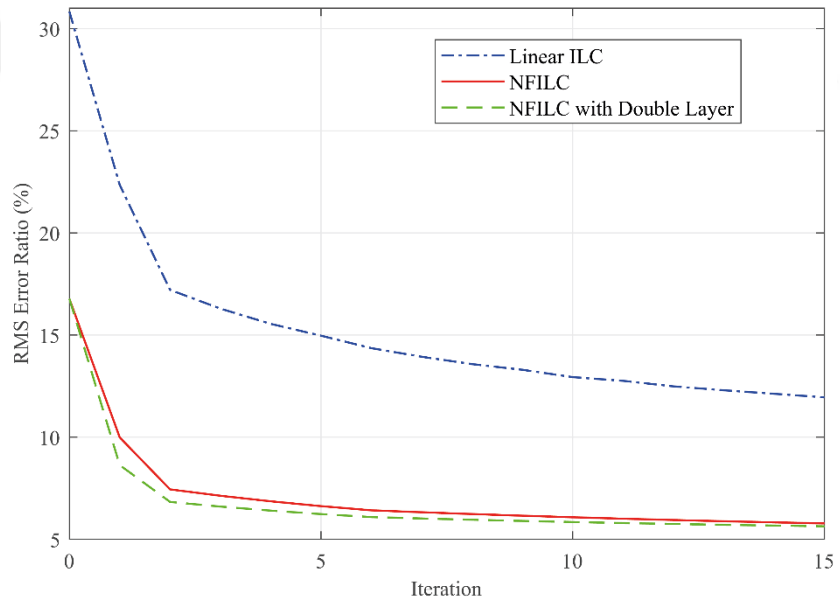
Parametre	\hat{f}_1^{-1}	\hat{f}_2^{-1}
Giriş Sayısı	3	4
Kural Sayısı	27	81
Üyelik Fonksiyonu	Gauss	Gauss
Ve Yöntemi	Çarpım	Çarpım
Veya Yöntemi	Maximum	Maximum
Çıkarım Yöntemi	Çarpım	Çarpım
Birleştirme Yöntemi	Toplam	Toplam
Durulaştırma Yöntemi	Ağırlıklandırılmış Ortalama	Ağırlıklandırılmış Ortalama

Birinci test sonucunda elde edilen, ivme kontrol performansını ve iterasyona bağlı hata oranını gösteren grafikler Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da verilmiştir.

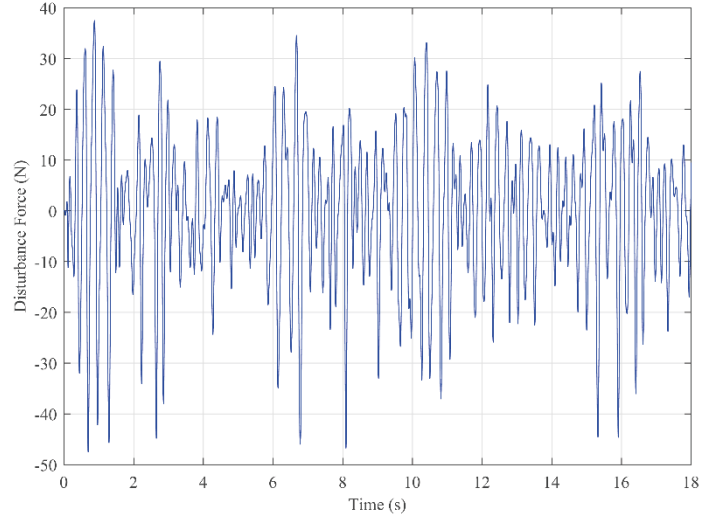
İkinci testte, 4-poster'da diğer eyleyicilerin sisteme olan etkisi bozucu olarak ele alınarak sayısal benzetimler tekrarlanmıştır. $F_D(t)$, oluşturulurken yol verisi ile benzer frekans spektrumunda ve daha düşük güçte olmasına dikkat edilmiştir. Oluşturulan bozucu girişi Şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.5 İvme kontrol performansı

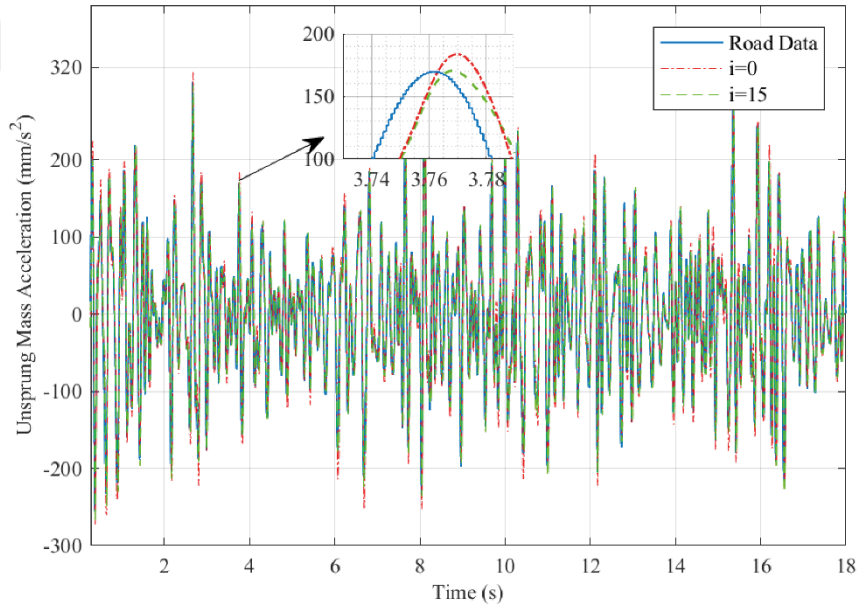


Şekil 4.6 Hata oranı değişimi

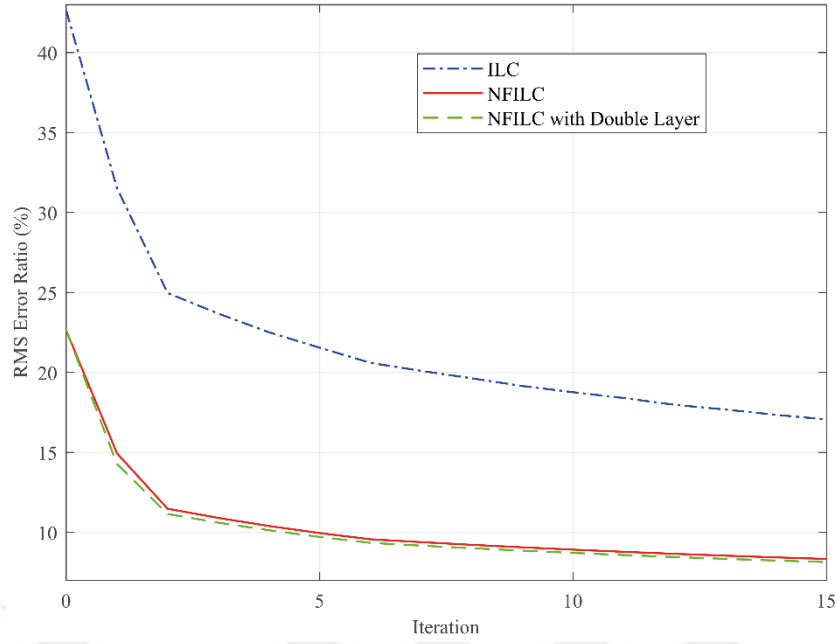


Şekil 4.7 Bozucu girişi

Bozucu giriş altında, tüm sayısal benzetimler birinci teste olduğu şekliyle tekrarlanmıştır. İvme kontrol performansını ve iterasyona bağlı hata oranını gösteren grafikler Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da verilmiştir.

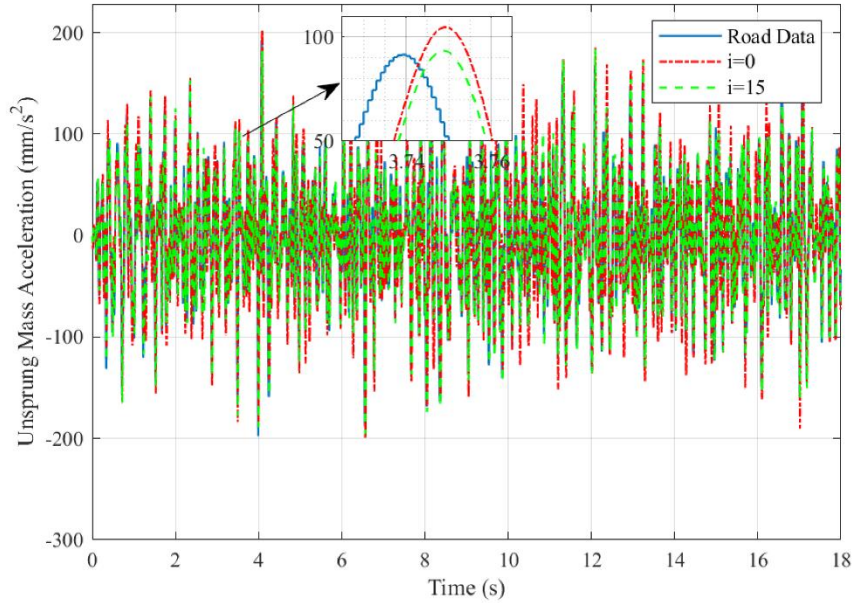


Şekil 4.8 Bozucu giriş altında ivme kontrol performansı

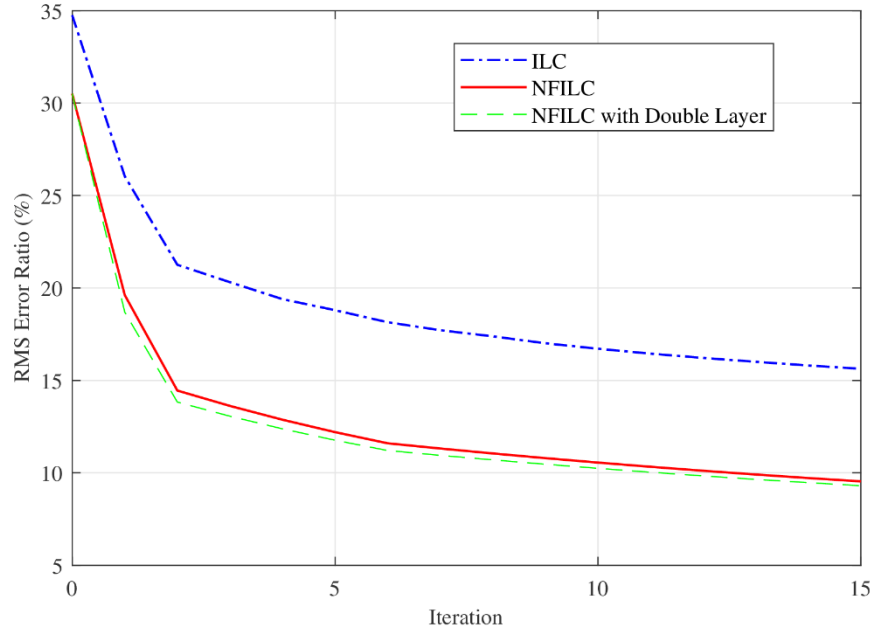


Şekil 4.9 Bozucu giriş altında hata oranı değişimi

Üçüncü ve son testte, araç hızının 0- 100 km/h arasında doğrusal olarak hızlandırıldığı düşünülerek yol verisi revize edilmiştir. Burada gözlemlenmek istenen değişken araç hızları için kontrol performansının gözlemlenmesidir. Bu koşullar altında sayısal benzetimler tekrarlanmış ve sonuçlar Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de verilmiştir.



Şekil 4.10 Değişken hız ve bozucu koşulları altında ivme kontrol performansı



Şekil 4.11 Değişken hız ve bozucu koşulları altında hata oranı değişimi

Şekillerden de görüleceği üzere takip performansı iterasyon artımı ile arttırılmıştır. İkinci testte, bozucu giriş sebebi ile hata oranlarında artış beklenildiği gibi gerçekleşmektedir. Üçüncü testte, yine, önerilen yöntemin klasik ILC'ye kıyasla daha etkili sonuç verdiği gözlenmektedir. İlk hata oranlarında gözlemlenen farklılık TMK performansından kaynaklanmaktadır. Bu açıdan, NFIC ve doğrusal TMK arasında göze çarpan bir farklılık bulunmaktadır. İlk testte, $i = 0$ için hata oranları NFIC için 23% iken doğrusal TMK için 42%'dir. İterasyon aşamasında NFILC'nin üstünlüğü öne çıkmaktadır. Tek ve çift katmanlı NFILC performanslarına dikkat edilecek olunursa, çift katman kullanımının yakınsama hızını arttırdığı gözlemlenmektedir. Son hata oranları karşılaştırıldığında aynı durum geçerliliğini korumaktadır.

Testler sonucunda belirlenen bir başka kritik nokta ANFIS'in işaret işleme için daha yüksek hesaplama zamanına ihtiyaç duymasıdır. Bu dezavantajın kontrol yapısından dolayı sistemin çevrim süresi üzerinde bir etkisi olmamaktadır. ANFIS, önerilen yöntemin çevrimdışı kısmında kullanıldığı için çevrimiçi örnekleme zamanını etkilememektedir.

Bu bölümde, KTS için klasik MPC uygulaması yapılmıştır. Literatürde mevcut olan kontrol yöntemleri sistem kısıtlarını içerisinde barındıran bir kontrol kuralı sunmamaktadır. Uygulamada, kontrol işaretinin ve sistem durumlarının kısıtları sağlayıp sağlamadığı, kullanıcı/tasarımcı tarafından belirlenmektedir. MPC'nin kontrol kuralında sistem kısıtlarını barındıracak şekilde optimal kontrol işareti üretmesinin sağladığı avantaj test sistemi üzerinde kullanılmıştır. Literatürde test sistemleri özelinde olmasa da hidrolik kontrol konusunda MPC çalışmaları mevcuttur [59], [60]. Test sistemlerinde, yapılacak teste bağlı olarak, ivme kontrol edilen bir parametre olarak ele alınabilmektedir. Bu bölümde sunulan çalışmanın bir diğer önemli noktası, ivmenin durum olarak ele alınarak (3.17)'deki durum uzayı modelinin elde edilmesi ve bu modelin MPC tasarımında kullanılmasıdır.

5.1 Kontrol Yöntemi

Kontrol problemi, Bölüm 2.2'de verilen klasik MPC problemidir. Ayrıca sistemin doğrusal olmayan modeli Bölüm 3.3'de doğrusallaştırılmış ve ayrıklaştırılmıştır. (3.18)'de verilen doğrusal ayırık zamanlı durum uzayı modeli MPC kuralının oluşturulmasında kullanılmıştır. MPC her kontrol çevriminde ölçülen durumlara göre belirlenen ufuk uzunluğunca durumları ve kontrol işaretini gözeterek (2.13) ile verilen kısıtlamalı optimizasyon problemini çözmektedir. (2.11)'deki eşitsizliklerde görüldüğü gibi sistemin doyum karakteristiği simetrik yapıdadır.

Servovalfin giriş gerilimi valf sürgüsünün pozisyonu ile orantılıdır. Valf sürgüsünün, valf orifislerini tam olarak açtığı konum kontrol işareti açısından doyum değerine tekabül etmektedir. Konuma ait doyum değeri hidrolik silindirin teknik dokümanlarından belirlenebilir. Pistonun toplam uzunluğunun tam orta noktası sıfır kabul edilerek pozitif ve negatif yönde eşit bir doyum değeri elde edilmiş olur. Valf sürgüsünün tam açık olduğu durumda, valf tüm debiyi ve basıncı piston tarafına iletir, hız ve ivme açısından doyum değerleri hidrolik güç kaynağının sağladığı maksimum debi ve basınca bağlı hale gelir. İvme ve hıza bağlı doyum değerleri

sıklıkla deneysel olarak belirlenir. Konum değişkeni doyuma gitmediği ölçüde sistem, ivme ve hızda doyuma gidebilir. Sistem özellikleri gözetilerek konum değişkeninin doyuma gitmeden daha hızlı bir şekilde referans değerine oturması öncelikli hale getirilebilir. Diğer taraftan birimlere bağlı nümerik farklılıkların kontrol performansını etkilememesi amacı ile P , Q ve R matrisleri normalize edilerek (4.1)'deki hale getirilmiştir.

$$Q = P = \begin{bmatrix} 10/x_{c_1} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-7}/x_{c_2} & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-7}/x_{c_3} \end{bmatrix}, \quad R = \frac{1}{u_c}. \quad (4.1)$$

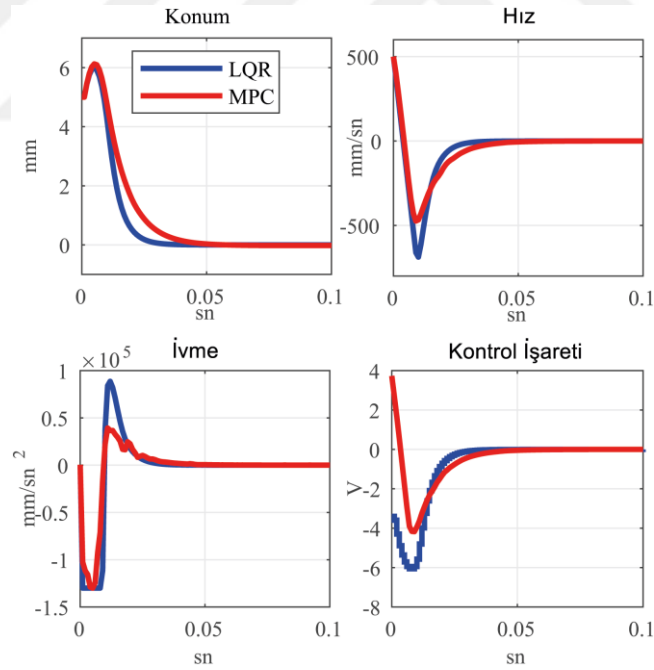
Kontrol ufuk uzunluğu olan N 'nin seçiminde performans ve işlem hızı gözetilerek tercihte bulunulması gereklidir. N 'nin yüksek değerleri, kontrolörün sistemin olası çıkışlarını daha rahat gözlemesini ve buna uygun kontrol işaretini sentezlemesini sağlarken, aynı zamanda optimal kontrol işaretinin hesaplanması için gerekli hesap süresini artırmaktadır. Bunun için sisteme uygun kontrol ufku belirlenirken kapalı çevrim sistemi kararlı kılacak görece küçük bir N değerinin belirlenmesi gereklidir. Sınırlı zamanlı kısıtlı optimizasyon probleminin çözümü için gerekli optimum N değerinin belirlenmesi literatürde açık olan bir alandır. [61] ile verilen örnek çalışmada sistemi kararlı kılacak N değer aralığının belirlenmesi üzerinde durulmuştur. Bu çalışmada kontrol ufuk uzunluğu $N=5$ olarak seçilmiştir. Özetle, önerilen kontrol yöntemi her kontrol çevriminde ölçülen durum vektörü ve sistem modelini baz alarak, N adım içerisinde elde edilecek durum ve kontrol işareti kümesini, (2.13)'te verilen optimizasyon problemini sistemi tanım kümesinde tutacak şekilde çözecektir.

5.2 Sayısal Benzetim Sonuçları

Elde edilen ayrık model, MPC içerisinde kullanılarak sistemin kontrolü sağlanmıştır. Kısıtlamalı optimal kontrol probleminin çözümü için MATLAB® *quadprog* fonksiyonu kullanılmıştır. Sistem modeli ve kontrol ufuk uzunluğu kullanılarak revize edilen maliyet fonksiyonu (2.18)'de verilmiştir. Maliyet fonksiyonunun (2.11) ile verilen kısıtları sağlaması için *quadprog* kullanılmıştır. Burada denklemler ilgili programa uygun hale getirilerek işleme alınır.

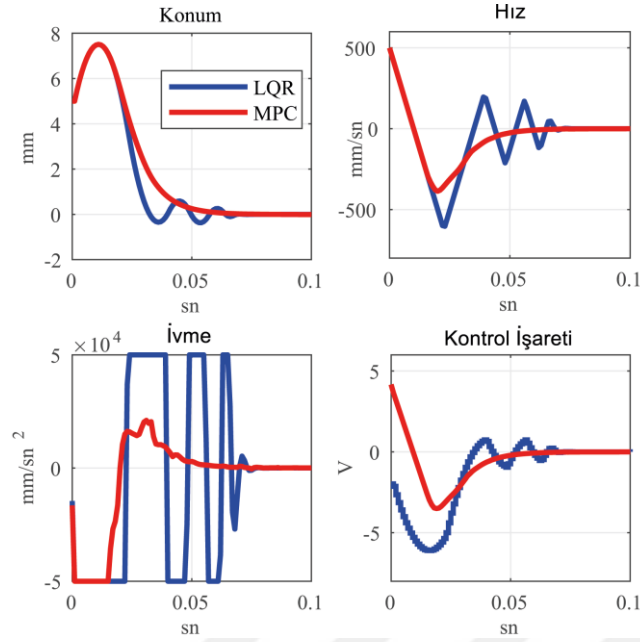
Bu bölüm içerisinde test sisteminin MPC ile kontrolünün özellikle kısıtlama açısından sağladığı avantajların sunulabilmesi amacı ile LQR uygulaması da yapılmıştır. Burada optimizasyon probleminin doğru bir şekilde ele alınabilmesi adına Q ve R matrisleri her iki kontrol yönteminde de aynı şekilde kullanılmıştır. Sistem kısıtları değiştirilerek her iki yöntem açısından sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bu amaçla yapılacak iki denemede de başlangıç durum vektörü $x_0 = [5 \ 500 \ 500]^T$ ve kontrol işaretine ait doyum değeri $u_c = 10$ olarak belirlenmiştir. Ayrıca sistem kısıtlarının yanında model belirsizliği ve ölçüm gürültüsü durumları için denemeler yapılmış ve sonuçlar sunulmuştur.

İlk denemede, sisteme ait kısıtlar görece yüksek tutularak, kontrolörlerin sistemi tanımlı bölgede tutacak kontrol işaretini üretmeleri sağlanacaktır. Bu amaçla sistem durumlarına ait kısıt vektörü $x_c = [50 \ 1000 \ 130000]^T$ olarak belirlenmiştir. (4.1) ile verilen Q ve R ye ait eşitlikler her iki kontrol yöntemi için de kullanılmıştır. Simülasyon sonucunda elde edilen kontrol performansı sonuçları Şekil 5.1 'de verilmiştir.



Şekil 5.1 Kontrol performansı- geniş kısıt

İkinci denemede, bu sefer sistem durumlarına ait tanım kümesi daraltılmıştır. Sistem durumlarına ait kısıt vektörü revize edilerek, $x_c = [50 \ 700 \ 50000]^T$ haline getirilir. Kontrol işlemi sonucunda elde edilen sonuçlar Şekil 5.2'de verilmiştir.



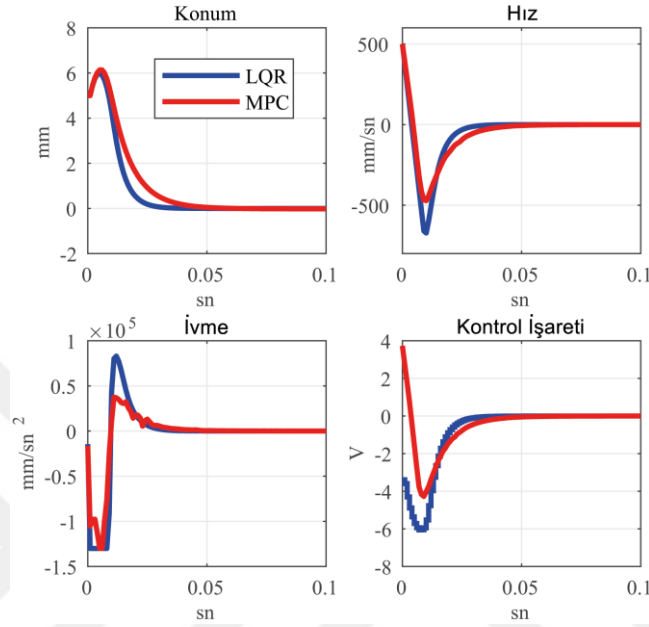
Şekil 5.2 Kontrol performansı - dar kısıt

Sonuçlardan görüldüğü üzere MPC sunmuş olduğu performans iyileştirmesi sistem kısıtları arttıkça etkisini daha fazla göstermektedir. LQR kullanımında kontrol sistemi tüm kontrol profili için optimal çözüm bulmaya çalışırken, MPC her örnekleme zamanı içerisinde mevcut durumları gözleterek optimizasyon denklemlerini revize etmektedir. Haliyle sistem durumlarını doyuma götürecektir kontrol işaretinin optimizasyon işlemi içerisinde alınmadan cezalandırılması mümkün kılınmaktadır.

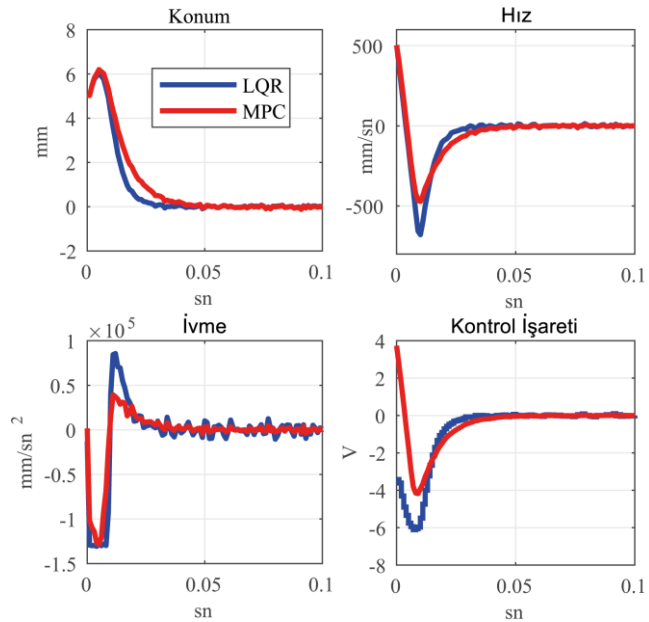
Üçüncü denemede parametrik belirsizlik durumunda kontrol performansı analizi yapılacaktır. Test sistemlerinde özellikle test edilen numunenin model parametrelerinin tam olarak bilinmemesi ve test esnasında numunenin yorulması sebebi ile model parametrelerinin değişmesi parametrik belirsizlik problemi ortaya çıkarmaktadır. MPC performansının, parametrik model belirsizliği altında gözlemlenebilmesi için ele alınan sistemdeki numuneye ait yay sabiti ve viskoz sürtünme katsayısı için $\pm 20\%$ belirsizlik bandı tanımlanmıştır. $x_c = [50 \ 1000 \ 130000]^T$ için LQR ve MPC sonuçları Şekil 5.3'te verilmiştir.

MPC'nin parametrik belirsizlik altında LQR'a kıyasla daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Bu durum, test sistemlerinde yaşanan modelleme hataları, parametre değişimleri gibi problemlerin aşılmasında önem arz etmektedir.

Dördüncü ve son denemede ölçüm gürültüsü durumunda kontrol performansı gözlemlenecektir. Bu amaçla tüm durumlara sayısal benzetimde 30 dB ölçüm gürültüsü eklenmiştir. Ölçüm gürültüsü durumunda MPC ve LQR performansları karşılaştırılmalı olarak Şekil 5.4'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere MPC'nin gürültü bastırmada daha başarılı olduğu görülmektedir.



Şekil 5.3 Kontrol performansı- parametre belirsizliği



Şekil 5.4 Kontrol performansı- ölçüm gürültüsü

Yapılan sayısal benzetim çalışmaları sonucunda, belirlenen kısıt değerleri ve başlangıç değerleri için MPC'nin LQR'a kıyasla daha iyi sonuçlar verdiği gözlenmiştir. Ancak yapılan ölçümlerde klasik MPC'nin hesaplama zamanının yaklaşık 300 ms olarak ölçülmüştür. Bu hali ile belirlenen örnekleme zamanını sağlayamamaktadır. Sonraki bölümlerde MPC'nin hız probleminin aşılmasına yönelik çalışmalar yapılmıştır.



Bu bölümde, MPC'nin hesaplama hızının artırılması amacıyla cebirsel çözüm hedeflenmiştir. Bir önceki bölümde, KTS'ye yönelik klasik MPC tasarımı yapılmıştır. Kısıtların kontrol kuralına eklenmesi kontrol performansını iyileştirse de hesaplama zamanının yüksekliği gerçek uygulamada kullanılmasını zorlaştırmaktadır. Bu temel motivasyondan hareketle MPC probleminin cebirsel çözümü üzerinde durulmuştur. Sayısal optimizasyon yöntemleri [62], MPC probleminin çözümü için kullanılmakla birlikte, bu yöntemlerin sadece kısıtları sağlaması için değil aynı zamanda kararlılık [63], [64] ve uygunluk (feasibility) [65] koşullarını sağlaması da beklenmektedir. Bu yöntemlerde, arama algoritmaları deneme yanılma yaparak uygun bölgede tanımlı optimal kontrole ulaşmaya çalışmaktadır. Kısıtlı sınırlı zaman optimizasyon probleminin çözümü için gerekli zaman kontrol çevrim süresinden kısa olmak zorundadır. Bu durum MPC'nin en önemli dezavantajıdır. MPC'nin hızlı dinamiklere sahip sistemlere uygulanabilmesi için yüksek hızlı işlemciler kullanılmakta ve sistem kurulum maliyetleri artmaktadır. Bu yüzden, endüstriyel uygulamalarda MPC çoğunlukla görece yavaş sistemlerin kontrolünde kullanılmaktadır [66], [67]. Dolayısıyla araştırmacılar MPC çözüm hızının arttırılarak, uygulanabilirliğinin arttırılmasına odaklanmıştır [68], [69]. [70]'de MPC hızının arttırılması amacı ile iteratif bir çözüm yöntemi önerilmiştir.

Literatürde, nümerik arama yöntemlerinin yakınsama hızlarının arttırılmasının yanında, altoptimal [71], [72] ve açık (explicit) çözüm yöntemleri [73]–[75] üzerine çalışılmaktadır. MPC için altoptimal çözüm geliştirilen yöntemlerde, tam optimal çözüm yerine performansta yapılan bir miktar fedakarlıkla çözüm hızları arttırılmaya çalışılmıştır. [76]'da altoptimallik koşulları belirlenmiştir, ayrıca kararlılık ve altoptimallik arasındaki ilişki terminal kısıtı olması ve olmaması koşullarında irdelenmiştir. Açık çözüm yöntemlerinde optimal kontrol problemi durum ve girişlerin tanımlı olduğu aralıklar için çevrimdışı çözümlere, uygulama

esnasında kullanılacak bir kontrol tablosu, tüm senaryolar için oluşturulur. Çevrimiçi aşamada, oluşturulan tablodan kontrolör kazanç değerleri çekilerek MPC içerisinde kullanılarak, hesaplama hızı ciddi oranda düşürülür. Çevrimdışı açık çözümün altoptimalliğini garanti altına almak adına çeşitli yöntemler önerilmiştir. [77]'de tablodan alınan açık çözüm başlangıç noktası olarak kabul edilerek, altoptimal çözüm çevrimiçi optimizasyon ile bulunur. Altoptimal ve açık çözümlerin çeşitli dezavantajları da bulunmaktadır. Altoptimal MPC çözüm hızını arttırmalarının yanında performans açısından iyileştirme ihtiyacı mevcuttur ve bu konu yakın gelecekte de araştırma konusu olarak devam edecektir. Açık MPC'de ise çevrimdışı oluşturulan kontrol tablosunun boyutu durum, giriş ve ufuk uzunluğuna bağlı olarak üssel bir şekilde artmaktadır [78].

Bu çalışmanın öncelikli motivasyonu, kısıtlı LZD sistemler için MPC probleminin cebirsel çözümünün elde edilerek hesaplama hızının düşürülmesidir. Sistem kısıtlarının parçalı sürekli yapısı, matematiksel hesaplamayı zorlaştırmaktadır. Kısıtların eşitsizlik olarak ifade edilmesi yerine sürekli ve türevlenebilir fonksiyonlar şeklinde ifade edilmesi mümkündür [79]. Saturasyon benzeri (saturation-like) olarak adlandırılan bu fonksiyonlar kullanılarak sistemin dinamik denklemleri revize edilebilir ve MPC problemi eşitlik kısıtlı optimizasyon problemine indirgenebilir. Literatürde bu yaklaşım ile ilişkili çeşitli çalışmalar mevcuttur. [80], [81]'de lineer olmayan sistemler için kısıtlar eşitlik formunda iç penaltı (interior penalty) [82] kullanılarak ifade edilir. Bu yöntem sayesinde, tüm iterasyon adımları açısından durum ve girişler için çözüm uygun (feasible) olacağı için nümerik arama yöntemlerinin çözümü bulması kolaylaşmaktadır. [83], [84]'de, bu bölümde aktarılan çalışmaya benzer şekilde, lineer olmayan sistem dinamikleri saturasyon benzeri fonksiyonlar yardımı ile yeniden oluşturulmuştur. Revize edilmiş sistem dinamikleri kullanılarak optimizasyon için gerek ve yeter koşullar yeniden formülize edilmiştir. Bu koşullar kullanılarak, optimal kontrol işareti arama yöntemleri kullanılarak belirlenir. Diğer yöntemlerden farklı olarak [85]'de problem MPC özelinde ele alınarak ısı eşitliğine uygulanmıştır. Literatürde önerilen saturasyon benzeri fonksiyonların kullanıldığı yöntemler yenilikçi bakış açısına rağmen çeşitli zorluklara sahiptir. Mevcut yöntemler genelleştirilmiş açık çözüm sunmak yerine lineer olmayan sistemlerde MPC çözümüne bir bakış açısı

vermektedir. Her lineer olmayan sistem için transformasyonlar ve eşitlik kısıtlarının yeniden oluşturulması gereklidir. Diğer taraftan, nihai olarak problem çözümü için nümerik optimizasyon kullanılmaktadır.

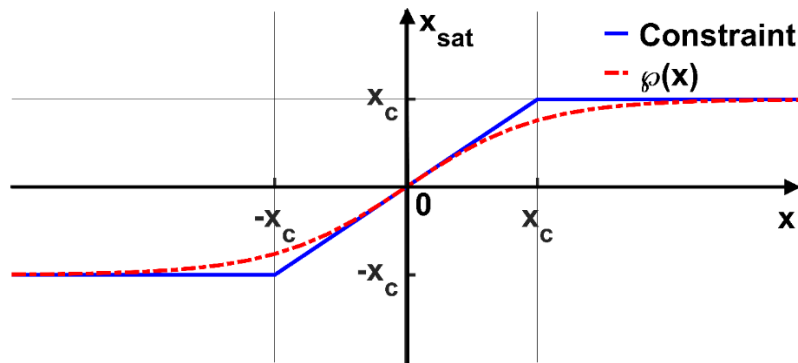
Bu çalışmada, saturasyon benzeri bir fonksiyon olan tanh kullanılarak MPC problemi revize edilmiştir. Literatürdeki yöntemlerden farklı olarak, bu yöntem sadece MPC problemi LZD sistemler özelinde ele alınarak, genelleştirilmiş cebirsel bir yöntem sunulmuştur.

6.1 Problemin Revizyonu

Bu bölümde, kısıtlı optimizasyon problemi tanh yardımı ile kısıtsız optimizasyon problemine indirgenmiştir. Tanh, sürekli ve türevlenebilir bir saturasyon benzeri fonksiyon olarak sistem kısıtlarının dinamik denklemlerde ifade edilmesine olanak tanımaktadır. Bu yolla, optimizasyon problemi daha kompakt bir formda ifade edilebilmektedir. İlk olarak, tanh kullanılarak kısıt fonksiyonu, $\varphi(\cdot)$, tanımlaması yapılır.

$$\varphi(x) = \tilde{x}_c \cdot \tanh(\tilde{x}_c^{-1} \cdot x), \varphi(u) = \tilde{u}_c \cdot \tanh(\tilde{u}_c^{-1} \cdot u), \quad (6.1)$$

burada $\tilde{x}_c \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ve $\tilde{u}_c \in \mathbb{R}^{r \times r}$ köşegen matrisler olup $\tilde{x}_c = \text{diag}\{x_{c_1}, \dots, x_{c_n}\}$, $\tilde{u}_c = \text{diag}\{u_{c_1}, \dots, u_{c_r}\}$ şeklindedir. $\varphi(\cdot)$ için grafiksel gösterim Şekil 6.1'de sunulmuştur. Şekilde görüldüğü üzere $\varphi(\cdot)$, simetrik ve iki taraflı (two-sided) kısıtları yaklaşık olarak ifade edebilmektedir. Bu sayede, parçalı sürekli kısıt fonksiyonunun sürekli bir formda ifade edilmesine olanak tanır.



Şekil 6.1 Kısıt ve φ karşılaştırması

şekilde revize edilmiş optimizasyon problemi (6.4) de konvektir [40]. Revize edilmiş optimizasyon yöntemi beraberinde kapalı formda lineer olmayan matematiksel bir yapıyı beraberinde getirmiştir, bu sebeple standart yöntemler ile çözümü mümkün değildir. Diğer taraftan, bu revizyonun en önemli avantajı $x_k \in \mathbb{R}^{n.N}$ ve $u_k \in \mathbb{R}^{r.N}$ değişkenleri, $\varphi(x): \mathbb{R}^{n.N} \rightarrow [-x_c, x_c]$ ve $\varphi(u): \mathbb{R}^{r.N} \rightarrow [-u_c, u_c]$ yardımı ile kısıtsız formda ifade edilmiştir. Yeni optimizasyon problemi nümerik arama yöntemleri için de daha çözülebilir formdadır [84]. Ancak bu çalışmada, nümerik yöntemler yerine tamamen cebirsel çözüm bulunarak hesaplama hızının daha da artırılması hedeflenmektedir. Bu amaçla, sonraki bölümde problemin (alt)optimal çözümü için yöntem önerisi yapılmıştır.

6.2 Önerilen Yöntem

Önerilen çözüm yöntemi iki adımdan oluşmaktadır. İlk adımda, sadece giriş kısıtı olduğu kabulü ile optimal kontrol sinyali, optimalliğin birinci mertebeden gerek koşulu yardımı ile hesaplanır. İkinci adımda ise, bulunan kontrol işareti durum kısıtlarını içerecek şekilde optimizasyon probleminde yerine yazılarak uygunluk açısından iyileştirilir.

6.2.1 Adım 1: Giriş Kısıtları

MPC'de yapılan bir diğer revizyonda, kontrolör çıkışında tanh eklenmişti. Bu sayede, kontrolör giriş kısıtları açısından uygunluğu garanti altına almıştı. Bu adımda, öncelikle durum kısıtları gözardı edilerek sistemin sadece giriş kısıtına sahip olduğu kabul edilmiştir. Bu şartlar altında, (2.12) $\varphi(u)$ yardımı ile revize edilerek

$$J_0(x_0, U) = x_N^T \cdot P \cdot x_N + \sum_{k=0}^{N-1} x_k^T \cdot Q \cdot x_k + \varphi(u_k)^T \cdot R \cdot \varphi(u_k) \quad (6.5)$$

haline getirilir. Daha sonra durum denklemleri (2.14) aracılığıyla yeniden yazılır.

$$X = S_X \cdot x_0 + S_U \cdot \varphi(U) \quad , \quad (6.6)$$

(2.12) ile verilen maliyet fonksiyonu da giriş kısıtları için (6.7)'deki gibi yeniden yazılır.

$$J_0(x_0, U) = X^T \cdot \bar{Q} \cdot X + \varphi(U)^T \cdot \bar{R} \cdot \varphi(U) , \quad (6.7)$$

(6.6) ve (6.7) birleştirilerek maliyet fonksiyonu (6.8) haline getirilir.

$$J_0(x_0, U) = \varphi(U)^T H \varphi(U) + 2x_0^T F \varphi(U) + x_0^T Y x_0 \quad (6.8)$$

Bu aşamada, optimallik koşulu uygulanabilir hale gelmiştir. Maliyet fonksiyonun gradyenti (eğimi) alınarak (6.9) denklemi elde edilir.

$$\begin{aligned} \nabla_u J(x_0) &= 2H \cdot [\tilde{U}_c \tilde{U}_c^{-1} \operatorname{sech}^2(\tilde{U}_c^{-1} U)] \cdot [\tilde{U}_c \tanh(\tilde{U}_c^{-1} U)] \\ &+ 2x_0^T F \cdot [\tilde{U}_c \tilde{U}_c^{-1} \operatorname{sech}^2(\tilde{U}_c^{-1} U)] = 0 . \end{aligned} \quad (6.9)$$

Denklem çarpanlarına ayrılarak

$$\nabla_u J(x_0) = \operatorname{sech}^2(\tilde{U}_c^{-1} U) \cdot (2H[\tilde{U}_c \tanh(\tilde{U}_c^{-1} U)] + 2x_0^T F) = 0 \quad (6.10)$$

haline getirilir. Sekant hiperbolik, $\operatorname{sech}: \mathbb{R} \rightarrow (0, n)$ olarak tanımlıdır ve $\operatorname{sech}^2(\tilde{U}_c^{-1} U) \neq 0$ olduğu bilinmektedir. Bunun sonucunda (6.10), (6.11)'i sağlamak durumundadır.

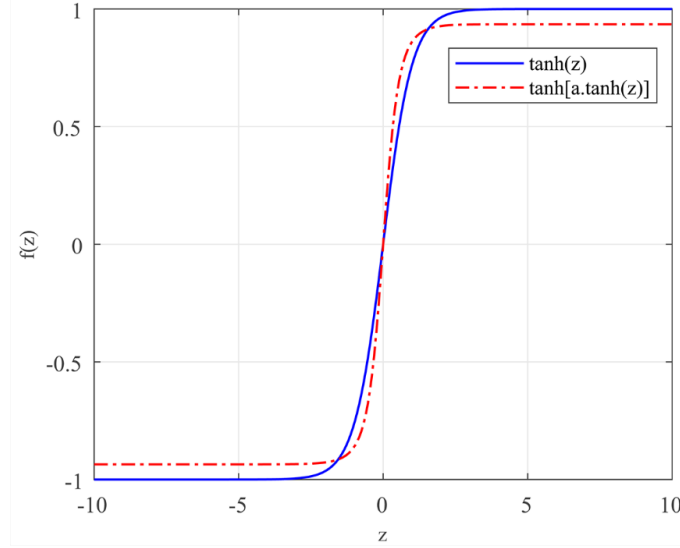
$$\tanh(\tilde{U}_c^{-1} U) = -\tilde{U}_c^{-1} H^{-1} F^T x_0 \quad (6.11)$$

Bu noktada, denklemin çözümünde tersleme problemi ile karşılaşmaktadır. $\tanh: \mathbb{R} \rightarrow (-1, 1)$ ve $\tanh^{-1}: (-1, 1) \rightarrow \mathbb{R}$ olması sebebi ile denklemin sağ ve sol tarafları $(-1, 1)$ içerisinde olması gerekmektedir. Bu koşulun sağlanması amacıyla denklemin iki tarafına da \tanh uygulanır.

$$\tanh[\alpha_1 \cdot \tanh(\tilde{U}_c^{-1} U)] = \tanh[-\alpha_1 \cdot \tilde{U}_c^{-1} H^{-1} F^T x_0] , \quad (6.12)$$

Bu denklemde, α_1 ayarlanabilir bir katsayı matrisidir. Bu yolla, denklemin iki tarafının da $(-1, 1)$ aralığında olması garanti altına alınmış olur, ancak tersleme problemi devam etmektedir. Bu problemin üstesinden gelmek amacıyla Varsayım 6.1'den yararlanılmıştır. Varsayım 6.1'e ait örnek bir grafik Şekil 6.3'de verilmiştir.

Varsayım 6.1. Uygun bir $a \in \mathbb{R}$ ile $\tanh(a \cdot \tanh(z)) \approx \tanh(z)$, $z \in Z \subseteq \mathbb{R}$ yaklaşıklığı sağlanır.



Şekil 6.3 Varsayım 6.1 için bir örnek, $|z| \leq 10$, $a=1.7$.

(6.12), Varsayım 6.1 yardımı ile revize edilerek

$$\tilde{U}_c^{-1} U = \tanh^{-1}(\tanh[-\alpha_1 \cdot \tilde{U}_c^{-1} H^{-1} F^T x_0]), \quad (6.13)$$

haline getirilir. Daha sonra U yalnız bırakılarak, giriş kısıtı altında MPC için altoptimal çözüm, U_u^* elde edilir.

$$U_u^* = K_U \cdot x_0, \quad K_U = -\alpha_1 H^{-1} F^T \quad (6.14)$$

burada K_U çevrimdışı hesaplanan bir parametredir.

6.2.2 Adım 2: Durum Kısıtları

Bu bölümde durum kısıtları altında U_u^* işleme katılarak altoptimal çözüm oluşturulmuştur. U_u^* , (6.4) ile verilen yeni durum denklemlerinde yerine yazılarak (6.15) oluşturulur.

$$X = \tilde{X}_c \cdot \tanh(\tilde{X}_c^{-1} \cdot [S_X \cdot x_0 + S_U \cdot \varphi(U_u^*)]). \quad (6.15)$$

Bu denklemin çözümü, tanh kullanımı sebebi ile sürekli uygun olacaktır. Ayrıca bu uygun çözüm sistemin doğrusal ve doğrusal olmayan denklemlerini kontroledilebilirlik sebebi ile sağlamaktadır. Böylece, durum denklemi

$$X = S_X \cdot x_0 + S_U \cdot \varphi(U^*), \quad (6.16)$$

şeklinde de yazılabilir. Burada U^* is (sub)optimal solution of MPC. (6.15) ve (6.16) birleştirilerek

$$S_X \cdot x_0 + S_U \cdot \varphi(U^*) = \tilde{X}_c \cdot \tanh(\tilde{X}_c^{-1} \cdot [S_X \cdot x_0 + S_U \cdot \varphi(U_u^*)]), \quad (6.17)$$

haline getirilir. Bu yaklaşım, U^* 'nin kontroledilebilirlik sebebi ile (6.15)'i sağladığı anlamına gelmektedir. Bu noktada U^* , U_u^* 'nin bir fonksiyonu olarak ifade edilebilir.

$$\tanh(\tilde{U}_c^{-1} \cdot U^*) = \tilde{U}_c^{-1} \cdot S_U^\dagger \cdot [X_c^T \cdot \tanh(\tilde{X}_c^T \cdot [S_X \cdot x_0 + S_U \cdot \varphi(U_u^*)]) - S_X \cdot x_0], \quad (6.18)$$

Burada $S_U^\dagger = V_1 S_1^{-1} U_1^*$, S_U 'nun Moore-Penrose pseudoinverse'i [86] olup (6.19)'da tanımlanmıştır.

$$S_U = U \cdot S \cdot V^* = [U_1 \quad U_2] \begin{bmatrix} S_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [V_1 \quad V_2]^*. \quad (6.19)$$

V_1 , S_1 ve U_1 tekil değer ayrıştırması ile hesaplanmaktadır. Varsayım 6.1 tekrar kullanılarak

$$U^* = \tilde{U}_c \cdot \tanh^{-1}(\tanh(\alpha_2 \cdot \tilde{U}_c^{-1} \cdot S_U^\dagger \cdot [\tilde{X}_c \cdot \tanh(\tilde{X}_c^{-1} \cdot [S_X \cdot x_0 + S_U \cdot \varphi(U_u^*)]) - S_X \cdot x_0])), \quad (6.20)$$

oluşturulur. Altoptimal çözüm, uygulamaya uygun olarak (6.21)'deki gibi tanımlanmıştır.

$$U^* = K_1 \cdot \tanh[K_2 \cdot x_0 + K_3 \cdot \tanh[K_4 \cdot x_0]] - K_5 \cdot x_0. \quad (6.21)$$

Bu ifadede K_1 , K_2 , K_3 , K_4 ve K_5 çevrimdışı parametreler olup, hesaplama zamanında etkisi bulunmamaktadır.

$$\begin{aligned} K_1 &= \alpha_2 \cdot S_U^\dagger \cdot \tilde{X}_c, & K_2 &= \tilde{X}_c^{-1} S_X, & K_3 &= \tilde{X}_c^{-1} S_U \cdot \tilde{U}_c, \\ K_4 &= -\tilde{U}_c^{-1} \alpha_1 H^{-1} F^T, & K_5 &= \alpha_2 \cdot S_U^\dagger \cdot S_X. \end{aligned} \quad (6.22)$$

6.2.3 Kontrolörün Ayarlanması

Önerilen yöntem, tasarımcı için ayarlanabilir parametreler sunmaktadır. Tasarımcı, Varsayım 6.1 sebebi ile kontrol kuralına eklenen α_1 ve α_2 kullanarak, farklı uygulamalarda performans ayarlaması için kullanabilmektedir. Bu çalışmada ayrıca parametrelerin ayarlanması için yöntem önerisi yapılmıştır. İlk olarak, Varsayım 6.1 sadeleştirilerek

$$z \approx a \cdot \tanh(z), \quad (6.23)$$

haline getirilir. Daha sonra yaklaşıklık için hata tanımlaması yapılır.

$$e = [z - a \cdot \tanh(z)]^2 \quad (6.24)$$

Hatayı minimize eden optimal a parametresinin belirlenmesi amacı ile e 'nin türevi alınır.

$$\frac{de}{da} = -2 \tanh(z) [z - a \cdot \tanh(z)] = 0 . \quad (6.25)$$

Böylece optimal a

$$a^* = \frac{z}{\tanh(z)} , \quad z \neq 0 , \quad (6.26)$$

olarak elde edilir. Bu aşamadan sonra optimum çözüm vektörel forma genişletilmek istenmektedir. (6.26), (6.27) haline $z = [z_0 \ z_1 \ \dots \ z_N]$ ve $H(z) = \text{diag}\{\tanh(z_0), \tanh(z_1), \dots, \tanh(z_N)\}$ yardımı ile getirilir.

$$a(z) = \begin{cases} H(z)^{-1} \cdot z , & x_0 \neq 0 \\ I , & x_0 = 0 \end{cases} \quad (6.27)$$

Bu çalışmada, MPC probleminin kısıtsız çözümü olan (2.21)'da verilen $z = -H^{-1}F^T x_0$ kullanılarak, $\alpha_1(x_0) = \alpha_2(x_0)$ oluşturulur.

6.2.4 Özet

Kontrol edilmek istenen LZD sistem sadece giriş kısıtına sahip ise (6.14) altoptimal çözümü vermektedir. Sistem hem giriş hem de durum kısıtına sahip ise (6.21) ve (6.22) altoptimal çözümü vermektedir. α_1 ve α_2 parametreleri uygulamaya bağlı olarak performans ayarlaması için kullanılabilir. Bu çalışmada, α_1 ve α_2 x_0 'ın fonksiyonu olarak (6.27)'deki gibi seçilmiştir.

6.3 Yöntemin Analizi

Bu bölümde, önerilen yöntem optimallik, uygunluk ve kararlılık açısından analiz edilmiştir. Sadece giriş kısıtı olması durumunda (6.14) ile verilen çözüm revize edilmiş optimizasyon problemi açısından optimaldir, çünkü optimallik koşulu

kullanılarak oluşturulmuştur. Optimal kontrol sinyali, U_u^* , Şekil 6.2'de de görüleceği üzere kısıtı sağlamak zorundadır.

İkinci adımda, U_u^* , sistem durumlarını uygun olduğu bölgede tutacak şekilde iyileştirilmiştir. (6.21)'deki kontrol kuralında verilen çözüm, her öngörü adımında işletilmektedir. Altoptimallik analizi, önerilen yöntem bir arama yöntemiymiş gibi ele alınarak yapılacaktır. Maliyet fonksiyonu için aşağıdaki eşitsizlik kurulabilir:

$$J_0^* \leq J_0(x_0, U^*) \leq J_0(x_0, U_u^*). \quad (6.28)$$

Bu denklemde J_0^* , (6.4)'e ait bilinmeyen optimal değerdir. Monoton bir fonksiyon olarak tanh, (6.4)'ün de monoton olmasına neden olmaktadır. Bu sebeple, kontrol sinyalinin değerinin düşmesi demek benzer şekilde maliyet fonksiyonunun değerinin düşmesi anlamına gelir.

$$U^* \leq U_u^* \Rightarrow J_0(x_0, U^*) \leq J_0(x_0, U_u^*) \quad (6.29)$$

Altoptimallik analizinin devamı için Tanım 1 verilmiştir.

Tanım 6.1. \hat{J} 'nin bir optimizasyon probleminin σ -altoptimal çözümü olabilmesi için $\hat{J} - J^* \leq \sigma$, if $J^* < \infty$ koşulunu sağlaması gereklidir. [87]

İlk olarak, $\varepsilon \geq \gamma \geq 0$ parametreleri Tanım 1'in kendi problemimize uyarlanabilmesi için kullanılmıştır. U_u^* ve U^* için (6.30)'daki eşitsizlik kurulmuştur.

$$J_0(x_0, U_u^*) - J_0^* \leq \varepsilon, \quad J_0(x_0, U^*) - J_0^* \leq \gamma \quad (6.30)$$

Eşitsizlik bilinmeyen parametre olan J_0^* 'in eliminasyonu için yeniden organize edilir.

$$0 \leq J_0(x_0, U_u^*) - J_0(x_0, U^*) \leq \varepsilon - \gamma. \quad (6.31)$$

Bu eşitsizlik (6.29)'u sağlamaktadır. Böylece çözümün Tanım 1'e göre σ -altoptimal olduğu söylenebilir. Yöntemden beklenen ana husus optimal çözüme olabildiğince yakın hızlı bir çözüm vermesidir. MPC için performans artımı hedeflenmemiştir. Optimallikten yapılan bir miktar fedakârlık ile matematiksel kompleksite düşürülmüştür. Bu sebeple, optimallik yerine altoptimallik irdelenmiştir. Kapalı çevrim kontrol kuralı, uygunluk ve kararlılık analizi için $U(t) = f(x_0(t)) = U^*(x_0(t))$, $x_N \in X_f$, şeklinde oluşturulur. Tanh kullanımı, daha tutucu

(conservative) bir MPC yapısı sunsa da çözüm analitik yöntemler ile bulunduğu için bu durum sorun teşkil etmemiştir. Böylece tutuculuk sonucunda oluşan hesaplama kompleksitesinden, çevrimiçi optimizasyon elimine edilerek kurtulunmuştur. Önerilen yöntem için uygunluk özelliği takip eden teorem yardımı ile analiz edilmiştir [40].

Teorem 6.1. X_f , (2.10) sistemi için kontrol değişmez bir küme ise kontrol kuralı $f(x_0(t))$ ve $N \geq 1$, (2.13) için kesinlikle uygun bir çözümdür.

İspat. Tanh, x ve u 'yu uygun bölgede tutmak için uygulanmaktadır. Her öngörü adımı için $x_i = A \cdot x_{i-1} + B u_{i-1}$, $1 \leq i \leq N$ ve $x_i \in X_f$ sağlanmaktadır. Bunun sonucu olarak, X_f kontrol değişmez ve kontrol kuralı uygundur.

Ek olarak, [88]'de (A,B) kararlı kılınabilir, A kararlı ve N yeterli uzunlukta ise çözümün uygun olduğu gösterilmiştir. Literatürde, kararlılık özelliği penaltı terimi P ve ufuk uzunluğu N kullanılarak analiz edilmektedir. [89]'da kontrol edilmek istenen sistemin geçici hal cevabını kapsayabilecek yeterli uzunlukta bir N seçimi ile uygunluğun garanti altına alınabilir olduğu belirtilmiştir. Ve böylece kararlılığı garanti altına alan bir Lyapunov fonksiyonu bulunabilir [90]. Özet olarak, artan ufuk uzunluğu ile kararlılık garanti altına alınabilmektedir. Diğer taraftan, ufuk uzunluğu artışı ile bağlantılı olarak MPC hesaplama süresini arttırmaktadır. Ayrıca belirtmek gerekir ki; bu çalışmanın bir diğer avantajı, çevrimiçi arama yöntemlerinin elimine edilmesi ile, artan ufuk uzunluğu, önerilen yöntemin hesaplama zamanında çok büyük değişimlere yol açmayacaktır. Ek olarak, tanh sayesinde her öngörü adımında uygunluk garanti altına alınmıştır. Dolayısıyla, bu yöntemde yeterli büyüklükte bir N ile kararlılık sağlanabilir.

6.4 Sayısal Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, önerilen yöntem sayısal benzetimler üzerinde test edilerek sonuçları paylaşılacaktır. Çeşitli zorluk mertebesinde örnek sistemler üzerinde testler yapıldıktan sonra son olarak test sistemi üzerinde denenecektir. İlk örnekte, yöntem çift katlı integral sistemi [91] üzerinde test edilecektir. Bu örnek görece basit olarak değerlendirilmiştir, çünkü sistem tek giriş ve iki duruma sahiptir, bunun sonucu

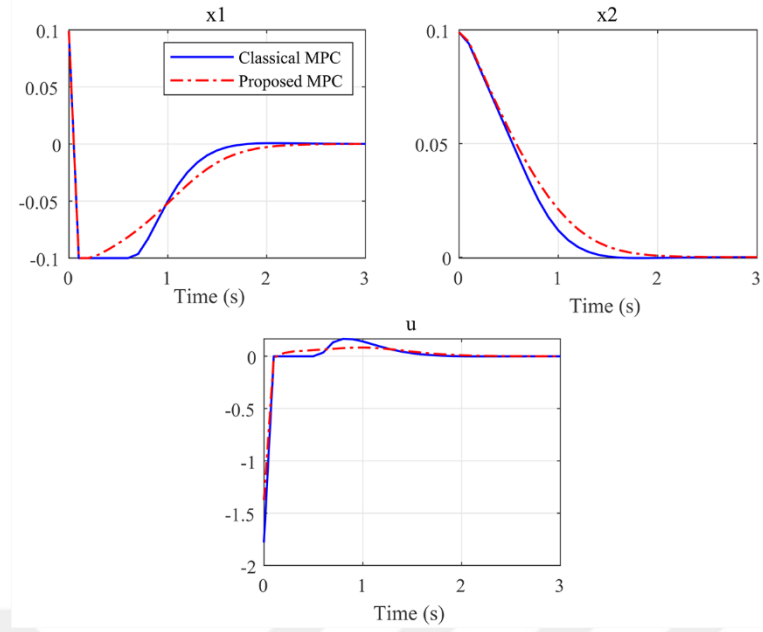
olarak da MPC daha az zamana ihtiyaç duyacaktır. İkinci örnekte, yöntem [77]'de verilmiş olan rastgele üretilmiş sistem üzerinde denenecektir. Bu örneğin çözümü bir önceki örneğe göre daha zordur, çünkü 2 giriş ve 4 duruma sahiptir. Üçüncü ve son örnekte ise yöntem bu tez kapsamında irdelenen KTS modeli üzerinde denenecektir. Tüm örneklerde, ağırlıklandırma matrisleri detayları Bölüm 2.3.4'de aktarılmış olan Bryson normalizasyonu ile belirlenmiştir. Ve yine tüm örneklerde ufuk uzunluğu $N = 10$ olarak belirlenmiştir. Sistem dinamiklerini ve kısıtlarını içeren sayısal benzetimler Simulink® ortamında hazırlanmıştır. S_U^+ , MATLAB® *pinv* fonksiyonu yardımı ile hesaplanmıştır. Aynı zamanda, karşılaştırma amacı ile klasik MPC yapısı kurularak çözümü YALMIP ve SeDuMi yardımı ile hesaplanmıştır. Hesaplama zamanları MATLAB® *tic* ve *toc* fonksiyonları ile ölçülmüştür. Her örnekte, sistemler kısıt bölgelerine doğru zorlanmaya çalışılmıştır. Tüm örnekler için performans ve hesaplama zamanı ölçümleri Tablo 6.1'de verilmiştir. Örneklere ait diğer spesifik özellikler takip eden bölümlerde aktarılmıştır.

Örnek 6.1. Örnekleme zamanı $T_s = 100$ ms için durum uzayı modeli (6.32)'de verilen çift integral sistemi kontrol edilmek istenmektedir. Bu örnekte; sistem kısıtları $x_c = [1 \ 1]^T$ ve $u_c = [2]$; başlangıç değerleri $x_{in} = 0.99 x_c$ ve ağırlıklandırma katsayıları $\partial_1^2 = 0.05$, $\partial_2^2 = 0.95$, $\beta_1^2 = 1$, $\rho = 1$ olarak belirlenmiştir. Sayısal benzetim sonuçları Şekil 6.4'de verilmiştir.

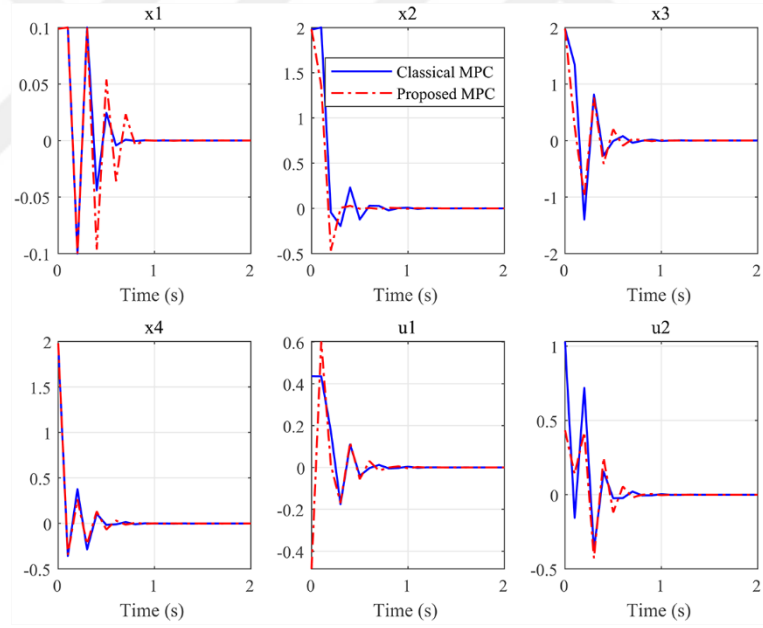
$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.1 & 1 \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.005 \end{bmatrix} u_k, \quad (6.32)$$

Örnek 6.2. Bu örnekte, örnekleme zamanı $T_s = 100$ ms olmak üzere modeli (6.33) ile verilen daha yüksek mertebeli bir sistem test edilmiştir. 4 durum ve 2 girişe sahip bu sistemin hesaplama zamanı açısından problem yaratacağı düşünülmektedir. Bu örnekte; sistem kısıtları $x_c = [0.1 \ 2 \ 2 \ 2]^T$ ve $u_c = [1 \ 2]^T$; başlangıç değerleri $x_{in} = 0.99 x_c$ ve ağırlıklandırma katsayıları $\beta_1^2 = \beta_2^2 = 0.5$, $\rho = 1$, $\partial_1^2 = \partial_2^2 = \partial_3^2 = \partial_4^2 = 0.25$ olarak belirlenmiştir. Sayısal benzetim sonuçları Şekil 6.5'de verilmiştir.

$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} -0.251 & 0.114 & 0.123 & -0.433 \\ 0.319 & -0.658 & 0.905 & 0.118 \\ 0.459 & -0.484 & -0.175 & -0.709 \\ 0.016 & 0.116 & -0.002 & -0.505 \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} -0.873 & 0.879 \\ 0.669 & 0.936 \\ -0.353 & 0.777 \\ 0.268 & -0.336 \end{bmatrix} u_k \quad (6.33)$$



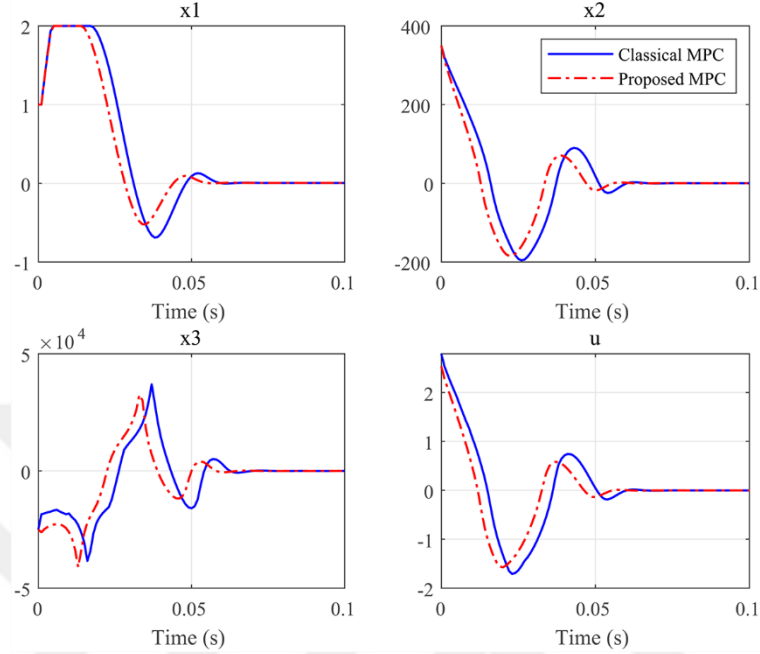
Şekil 6.4 Kontrol performansı - Örnek 1



Şekil 6.5 Kontrol performansı - Örnek 2

Örnek 6.3. Bu örnekte tez içerisinde ele alınan hidrolik test sistemi kontrolü denenmiştir. Sistemin doğrusallaştırılmış durum uzayı modeli $T_s = 1$ ms için (3.18)'de verilmiştir. Sistem kısıtları $x_c = [2 \ 700 \ 50000]^T$ ve $u_c = [5]$; başlangıç değerleri $x_{in} = 0.5 x_c$ ve ağırlıklandırma katsayıları $\beta_1^2 = 1$, $\rho = 1$ $\partial_1^2 = 0.9$, $\partial_2^2 =$

$0.09, \partial_3^2 = 0.01$ olarak belirlenmiştir. Sayısal benzetim sonuçları Şekil 6.6'da verilmiştir.



Şekil 6.6 Kontrol performansı - Test sistemi

Sayısal benzetim sonuçları, MPC çözüm hızının ciddi ölçüde düşürüldüğünü göstermektedir. Optimizasyon probleminin çözümünün analitik olarak elde edilmesi sebebi ile hesaplama sadece fonksiyon değerinin hesaplanmasına indirgenmiştir. (6.22)'deki çevrimdışı parametreler ve ölçülen durum vektörü kullanılarak fonksiyon hesaplaması yapılmıştır. Yöntemin başarısı özellikle Örnek 3'de alınan test sistemi kontrolünde görülmektedir. Önerilen yöntem, ciddi bir örnekleme zamanına sahip test sisteminin kontrolünde gerekli çevrim süresini sağlamıştır. Kontrol performansı bu çalışmanın ana gündemi olmamasının yanında belirtilen durumlar altında iyi sonuçlar elde edilmiştir. Performans artımı ayarlanabilen parametreler olan α_1 ve α_2 ile sağlanabilmektedir.

Tablo 6.1 Cebirsel MPC performans ölçüm sonuçları

Örnek	Yöntem	J	T _c [ms]
1	Klasik	0.6489	216
	Önerilen	0.6429	0.007
2	Klasik	0.2851	227
	Önerilen	0.2118	0.003
3	Klasik	0.034	220
	Önerilen	0.024	0.012

Tek Adımlı Model Öngörülü Kontrol

Bu bölümde, MPC hız probleminin test sistemleri uygulamalarında aşılabilmesi amaçlanmıştır. 6. Bölümde ele alınan çözüm yöntemi problemin cebirsel çözümünü verse de verili optimizasyon problemi için optimalliği etkileyebilecek iki adımlı bir yapıya sahiptir. Bu bölümde ise, farklı olarak, optimizasyon probleminin revize edilmesine dayalı bir yöntem önerilmiştir. Öncelikli olarak, MPC hesaplama maliyetini etkileyen faktörlerden birisi olan sistem boyutu düşürülmüştür. (3.18) ile verilen birinci mertebeden sistem modeli kullanılmıştır. İndirgenmiş modelden de görüleceği üzere sistem durumu silindir konumudur. İkinci olarak optimizasyon problemi basitleştirilmiştir. Kontrol ufuk uzunluğu 1'e düşürülmüş ve sistem durumlarının ilk adımdan sonra kısıtları sağladığı varsayılmıştır.

7.1 Problemin Revizyonu

(6.1) ile tanımlanan kısıt fonksiyonu, (3.24) ile verilen birinci mertebeden sistem için yerine yazılarak, tek adımlı MPC için tanımlanmış eşitsizlik kısıtlamalı optimizasyon problemi (2.25) revize edilmiş ve

$$J = r \varphi(u_0)^2 + q \varphi(x_1)^2 + p x_N^2 + \sum_{k=2}^{N-1} q x_k^2 . \quad (7.1)$$

haline getirilmiştir. tek adımlı MPC için durum öngörülere (7.2)'deki gibidir.

$$\begin{aligned} \varphi(x_1) &= x_c \tanh\left(\frac{x_1}{x_c}\right) = x_c \tanh\left(\frac{A x_0 + B \varphi(u_0)}{x_c}\right) \\ &= x_c \tanh\left(\frac{A x_0 + B u_c \tanh\left(\frac{u_0}{u_c}\right)}{x_c}\right), \\ x_2 &= A \varphi(x_1), \\ &\vdots \\ x_N &= A^{N-1} \varphi(x_1) . \end{aligned} \quad (7.2)$$

Maliyet fonksiyonu (7.2) ve (7.1) birleştirilerek $p = q$ için yeniden yazılır.

$$J = r \cdot u_c^2 \cdot g(u_0)^2 + q \cdot x_c^2 \cdot f(x_0, u_0)^2 \cdot \sum_{k=1}^{N-1} A^{2k}, \quad (7.3)$$

burada

$$g(u_0) = \tanh\left(\frac{u_0}{u_c}\right), \quad f(x_0, u_0) = \tanh\left(\frac{A x_0 + B u_c g(u_0)}{x_c}\right). \quad (7.4)$$

Bu revizyonun en büyük avantajı optimizasyon probleminin basitleştirilmesi ve Bölüm 6'daki gibi sürekli ve türevlenebilir bir yapının elde edilmesidir. Yeni optimizasyon problemi çözülmeye önce aşağıdaki varsayım yapılmıştır.

Varsayım 7.1: (7.3) konveks bir fonksiyondur ve optimum çözümü vardır, öyle ki bulunan çözüm (2.25) ile verilen orijinal optimizasyon probleminin bir altoptimal çözümüdür.

7.2 Önerilen Yöntem

Bu bölümde, revize edilmiş kontrol problemi çözülerek, önerilen MPC kuralı aktarılmıştır. İlk olarak, (7.3) ile verilen optimizasyon problemi için optimalliğin gerek koşulu aranmış ve basitleştirilmiş bir polinom elde edilmiştir. İkinci olarak bu polinom çözülerek optimal kontrol elde edilmiştir.

7.2.1 Optimalliğin Birinci Mertebeden Koşulu

Yapılan revizyonun sonucu olarak, maliyet fonksiyonu türevlenebilir bir yapı haline gelmiştir. Optimalliğin birinci mertebeden gerek koşulunun sorgulanması amacı ile (7.3)'ün u 'ya göre türevi alınarak sıfıra eşitlenir.

$$\frac{\partial J}{\partial u} = 2 [1 - g(u_0)^2] \left[r u_c g(u_0)^2 + B q x_c [1 - f(x_0, u_0)^2] f(x_0, u_0) \sum_{k=0}^{N-1} A^{2k} \right] = 0 \quad (7.5)$$

Burada $\tanh(\cdot) \neq 1$ olduğu için $[1 - g(u_0)^2] \neq 0$. Böylece koşul sadeleştirilerek (7.6)'daki hale gelir.

$$Q f(x_0, u_0)^3 - Q f(x_0, u_0) - R g(u_0)^2 = 0 , \quad (7.6)$$

burada

$$Q = \left(Bq x_c \sum_{k=0}^{N-1} A^{2k} \right), \quad R = r u_c . \quad (7.7)$$

Burada (7.6) çözümlere optimal kontrol işareti elde edilmek istenmektedir. Bu amaç doğrultusunda, x_0 ve u_0 'ı birbirinden ayırmak için \tanh 'in toplam formülünden yararlanılır.

$$f(x_0, u_0) = \frac{f_1(x) + f_2(u)}{1 + f_1(x) \cdot f_2(u)} \quad (7.8)$$

burada,

$$f_1(x_0) = \tanh\left(\frac{A x_0}{x_c}\right), f_2(u_0) = \tanh\left(\frac{u_c B g(u_0)}{x_c}\right) \quad (7.9)$$

Daha fazla sadeleştirmek için $f_2(u_0)$, $g(u_0)$ cinsinden ifade edilmek istenmektedir. Bu sebeple aşağıdaki varsayımdan yararlanılmıştır.

Varsayım 7.2. $f_2(u_0)$, uygun bir $\alpha_1 \in \mathbb{R}$ yardımı ile $f_2(u_0) \approx \alpha_1 \cdot g(u_0)$ haline getirilebilir.

(7.6), (7.8) ve Varsayım 7.2 kullanılarak koşul (7.10)'daki hale gelir.

$$Q \cdot \left(\frac{f_1(x_0) + \alpha_1 \cdot g(u_0)}{1 + f_1(x_0) \cdot \alpha_1 \cdot g(u_0)} \right)^3 - Q \left(\frac{f_1(x_0) + \alpha_1 \cdot g(u_0)}{1 + f_1(x_0) \cdot \alpha_1 \cdot g(u_0)} \right) - R g(u_0)^2 = 0 \quad (7.10)$$

Burada α_1 , yaklaşıklığın sağlanması amacıyla kullanılan çevrimiçi/çevrimdışı ayarlanabilir bir parametredir. (7.10), monik bir polinom olarak aşağıdaki gibi yeniden yazılmıştır.

$$g(u_0)^4 + c_3 \cdot g(u_0)^3 + c_2 \cdot g(u_0)^2 + c_1 \cdot g(u_0) + c_0 = 0 \quad (7.11)$$

burada

$$\begin{aligned}
c_0(x_0) &= [Q(1 - f_1^2(x_0))]/\alpha_1^3 f_1^2(x_0)R, \\
c_1(x_0) &= [\alpha_1 Q(1 - f_1^2(x_0)) + R]/\alpha_1^3 f_1^3(x_0)R, \\
c_2(x_0) &= [\alpha_1 Q(f_1^2(x_0) - 1) + 3R]/\alpha_1^2 f_1^2(x_0)R, \\
c_3(x_0) &= [\alpha_1 Q(f_1^2(x_0) - 1) + 3f_1^2(x_0)R]/\alpha_1 f_1^3(x_0)R.
\end{aligned} \tag{7.12}$$

Polinomun katsayıları, ölçülen durum vektörü olan x_0 'ın birer fonksiyonudur. Bu parametreler her örnekleme zamanında hesaplanarak polinom yeniden oluşturulur. Bu 4. dereceden polinomun köklerinden birisi tek adımlı MPC probleminin altoptimal çözümünü vermektedir.

7.2.2 Optimal Kontrolün Oluşturulması

Bu bölümde, polinomun kökleri bulunarak, optimal kontrol elde edilecektir. 4.dereceye kadar olan polinomların kökleri analitik yollarla ve genelleştirilmiş yöntemlerle bulunabilmektedir. 4. Dereceden bir polinomun çözümü için kullanılan en yaygın analitik yöntem *Ferrari* yöntemidir [92]. Ayrıca Mathematica® bu yöntemleri kullanarak cebirsel çözüm verebilmektedir. Ancak oluşturulan genelleştirilmiş analitik çözüm oldukça uzun ve karmaşık bir formülasyona sahiptir. Eğer polinomun köklerinin davranışı hakkında daha detaylı bir özellik yakalanabilirse nispeten daha sade bir formülasyon elde etmek mümkün olacaktır [93].

Analitik çözümün sahip olduğu karmaşıklık sebebi ile bu çalışmada polinomun çözümü için MATLAB® *root* fonksiyonu kullanılmıştır. Fonksiyon ilk olarak, (7.12) ile verilen polinom katsayılarını kullanarak (7.13)'deki gibi eşlik (companion) matrisini oluşturmakta ve daha sonra bu matrisin özdeğerlerini QZ faktörizasyonu ile bulmaktadır.

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -c_0 \\ 1 & 0 & 0 & -c_1 \\ 0 & 1 & 0 & -c_2 \\ 0 & 0 & 1 & -c_3 \end{bmatrix} \tag{7.13}$$

Matrisin hesaplanan özedeğerleri polinomun kökleridir. Fonksiyon dört adet kök vermektedir, $G = [g_1, g_2, g_3, g_4]$. Bu köklerden bir tanesi maliyet fonksiyonunu minimize etmektedir.

$$g^* = \underset{g_i}{\operatorname{argmin}} J \Rightarrow g^* = \tanh\left(\frac{u_0^*}{u_c}\right). \quad (7.14)$$

Bölüm 6'da belirtilen tanh'in tersleme problemi sebebi ile denklemin her iki tarafına tanh uygulanır.

$$\tanh(\alpha_2 \cdot g^*) = \tanh\left(\alpha_2 \cdot \tanh\left(\frac{u_0^*}{u_c}\right)\right) \quad (7.15)$$

Burada α_2 ayarlanabilir bir parametredir. Bu noktada Varsayım 6.1 yeniden kullanılarak (7.15) aşağıdaki hale getirilir.

$$\tanh(\alpha_2 \cdot g^*) = \tanh\left(\frac{u_0^*}{u_c}\right), \quad (7.16)$$

ve

$$u_0^* = \alpha_2 u_c g^*. \quad (7.17)$$

Kontrolör çıkışında $\varphi(u)$ kullanılarak, kısıtlar garanti altına alınmış ve sisteme uygulanacak olan altoptimal kontrol kuralı (7.18)'deki gibi oluşturulmuştur.

$$u^* = \varphi(u_0^*) = u_c \tanh(\alpha_2 g^*) . \quad (7.18)$$

Kullanılan varsayımlar sebebi ile kontrol kuralına eklenen α_1 ve α_2 parametreleri problemin sadeleştirilmesini sağlamaktadır. Parametrelerin belirlenmesi amacı ile ilk olarak hata tanımlaması yapılmıştır.

$$e_2 = [f_2(u_0) - \alpha_1 g(u_0)]^2, \quad e_3 = \left[\frac{u_0}{u_c} - \alpha_2 \tanh\left(\frac{u_0}{u_c}\right)\right]^2 \quad (7.19)$$

Hatayı minimize eden parametreleri elde etmek için türev alınır

$$\begin{aligned} \frac{\partial e_2}{\partial \alpha_1} &= -2g(u_0)[f_2(u_0) - \alpha_1 \cdot g(u_0)] = 0 , \\ \frac{\partial e_3}{\partial \alpha_2} &= -2 \tanh\left(\frac{u_0}{u_m}\right) \left[\frac{u_0}{u_c} - \alpha_2 \tanh\left(\frac{u_0}{u_c}\right)\right] = 0 . \end{aligned} \quad (7.20)$$

Böylece,

$$\alpha_1 = \frac{f_2(u_0)}{g(u_0)}, \quad \alpha_2 = \frac{u_0}{u_c} / \tanh\left(\frac{u_0}{u_c}\right). \quad (7.21)$$

Bu denklemde, u_0 bilinmeyen parametre olup, yaklaşık bir tahmine ihtiyaç vardır. Bölüm 6'da, bu problemin çözümü için MPC'nin kısıtsız çözümü kullanılmıştır. Bu bölümde ise u_0 'a yakın bir değer alacağı kabulü ile bir önceki kontrol işareti, u_{-1} , fonksiyonlar içerisinde kullanılarak tekrarlanan (recursive) bir yapı kurulmuştur.

$$\alpha_1 = \frac{f_2(u_{-1})}{g(u_{-1})}, \quad \alpha_2 = \frac{u_{-1}}{u_c} / \tanh\left(\frac{u_{-1}}{u_c}\right). \quad (7.22)$$

Bu yaklaşıklık beraberinde başlangıç değer problemi getirmektedir. Kontrol işaretinin alacağı ilk değer olan u_{in} için kısıtsız çözüm tekrar kullanılarak aşağıdaki gibi oluşturulmuştur.

$$u_{in} = u_c \tanh\left(\frac{H^{-1}F^T x_{in}}{u_c}\right). \quad (7.23)$$

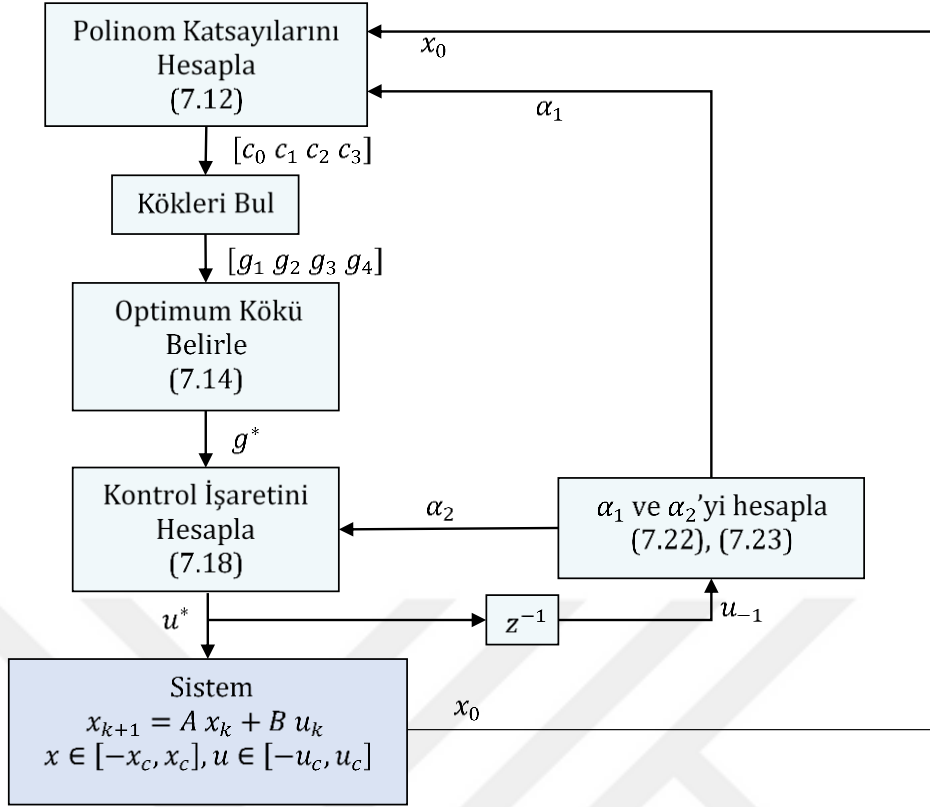
7.2.3 Özet

Öncelikle ölçüm yapılarak x_0 elde edilir. x_0 yardımı ile (7.12)'de verilen polinom katsayıları hesaplanır. α_1 ve α_2 parametreleri (7.22) ve (7.23) yardımı ile hesaplanır. Polinomun kökleri MATLAB® *root* fonksiyonu yardımı ile bulunur. Maliyet fonksiyonunu minimize eden kök belirlenir. Bu değer, $u^* = \varphi(u_0^*)$ kullanılarak sisteme uygulanır. Önerilen kontrol algoritmasına ait blok diyagram Şekil 7.1'de verilmiştir. Ayrıca uygulamada nümerik hatalardan kaçınmak amacı ile aşağıdaki revizyonlar yapılmıştır.

R1. Sıfıra bölümden kaçınmak için küçük bir aralık belirlenir.

$$x \leq |\rho_x| \Rightarrow x = \pm \rho_x, \quad u \leq |\rho_u| \Rightarrow u = \pm \rho_u \quad (7.24)$$

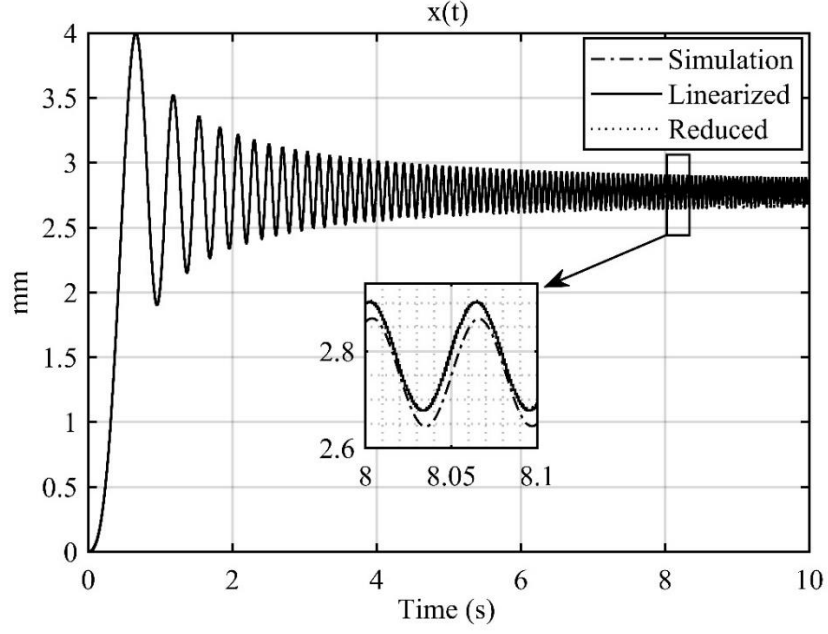
R2. Polinom köklerinin sadece reel kısmı kullanılır.



Şekil 7.1 Önerilen tek adımlı MPC kontrol algoritması

7.3 Sayısal Benzetim Sonuçları

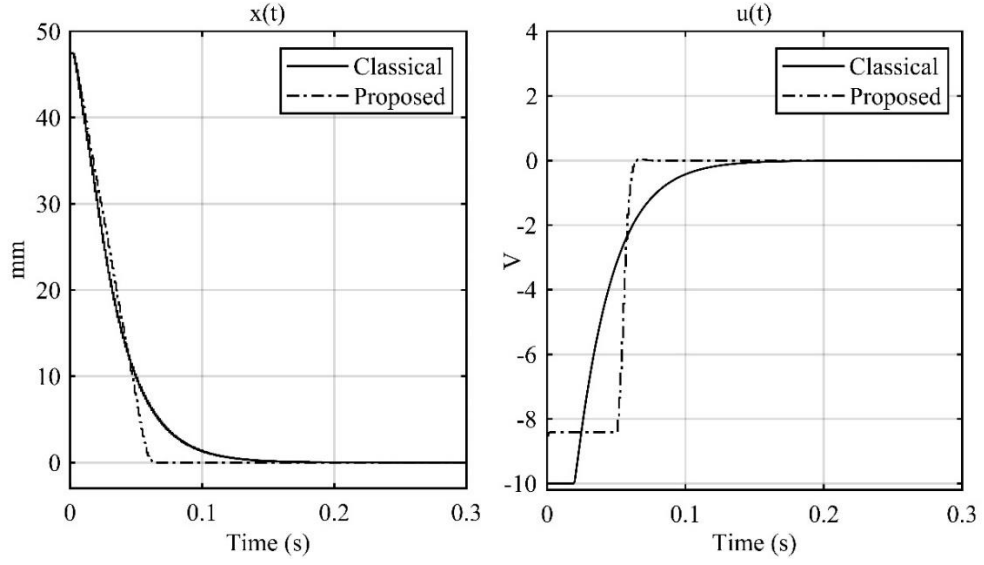
Bu bölümde önerilen yöntem Simulink® ortamında test edilmiştir. Sistemin lineer olmayan modeli ve kimi ihmal edilen dinamikler sayısal benzetimde kullanılarak gerçekçi bir ortamı oluşturulmaya çalışılmıştır. Modellemede ihmal edilen servovalf dinamiği birinci mertebeden bir sistem olarak sayısal benzetimde kullanılmış ve zaman sabiti 0.001, kazancı 1 olarak seçilmiştir. Sıkıştırılan yağ hacmi modellemede sabit, sayısal benzetimde piston konumuna göre değişken olarak ayarlanmıştır. Şekil 7.2, sayısal benzetim modeli, doğrusallaştırılmış model (3.18) ve indirgenmiş model (3.24) için model doğrulama sonuçlarını vermektedir. Şekilde görüldüğü üzere (3.18) ve (3.24) sistem dinamik davranışını ifade etmede oldukça başarılıdır. Bu çalışmada kontrolör tasarımında indirgenmiş model olan (3.24) kullanılmıştır.



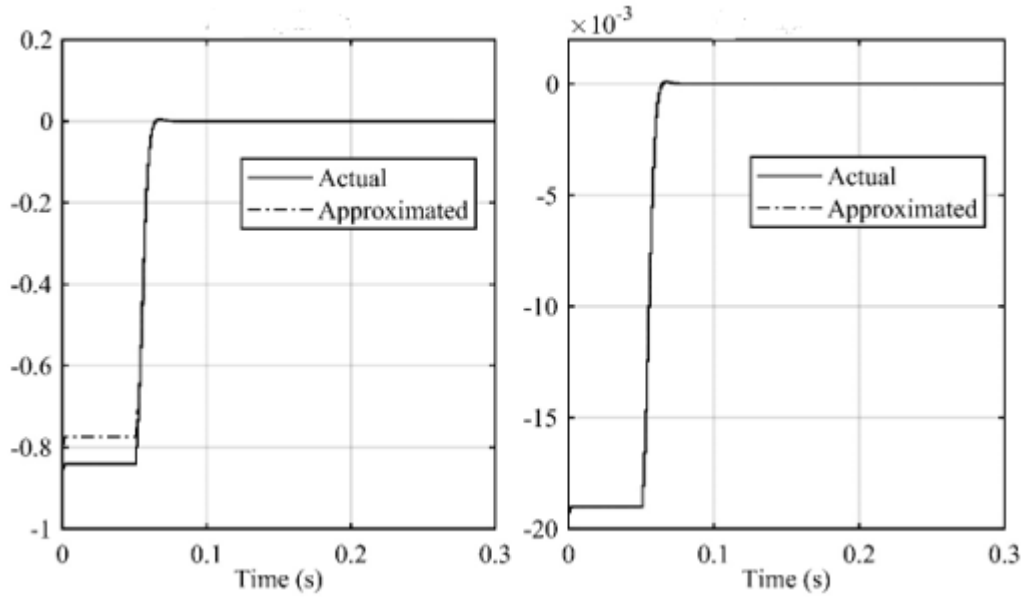
Şekil 7.2 Model doğrulama sonucu

Karşılaştırma amacı ile klasik MPC kullanılmıştır. Klasik MPC çözümü için YALMIP ve SeDuMi kullanılmıştır. Öte yandan, bu çalışmada önerilen yöntemde polinom kökleri MATLAB® *root* fonksiyonu yardımı ile bulunmuştur. Her iki yöntemin hesaplama süreleri MATLAB® *tic* ve *toc* fonksiyonları ile ölçülmüştür. Bütün testlerde başlangıç değeri $x_{in} = 0.95 x_c$, $N_x = 5$, $N_u = 1$ olarak belirlenmiştir. Kısıtlar $x_c = 50$, $u_c = 10$; ağırlıklandırma katsayıları $q = 0.3$ ve $r = 0.1$ olarak seçilmiştir. İlk kontrol sinyali (7.23) yardımı ile $u_{in} = -9.13$ olarak hesaplanmıştır. (7.24)'de verilen nümerik rahatlatma değerleri $\rho_x = \rho_u = 0.0001$ şeklindedir. Test sonucunda ölçülen performans J ve hesaplama zamanı T_c değerleri Tablo 7.1'de verilmiştir. Detayları aşağıda verilen üç farklı sayısal benzetim ile önerilen yöntem performansı test edilmiştir.

İlk testte, sistem ideal çalışma koşullarında test edilir. Şekil 7.2'de klasik ve önerilen MPC kontrol performansları verilmiştir. Ek olarak Şekil 7.3'de Varsayım 6.1 ve Varsayım 7.2 için yaklaşıklık performansı sunulmuştur.

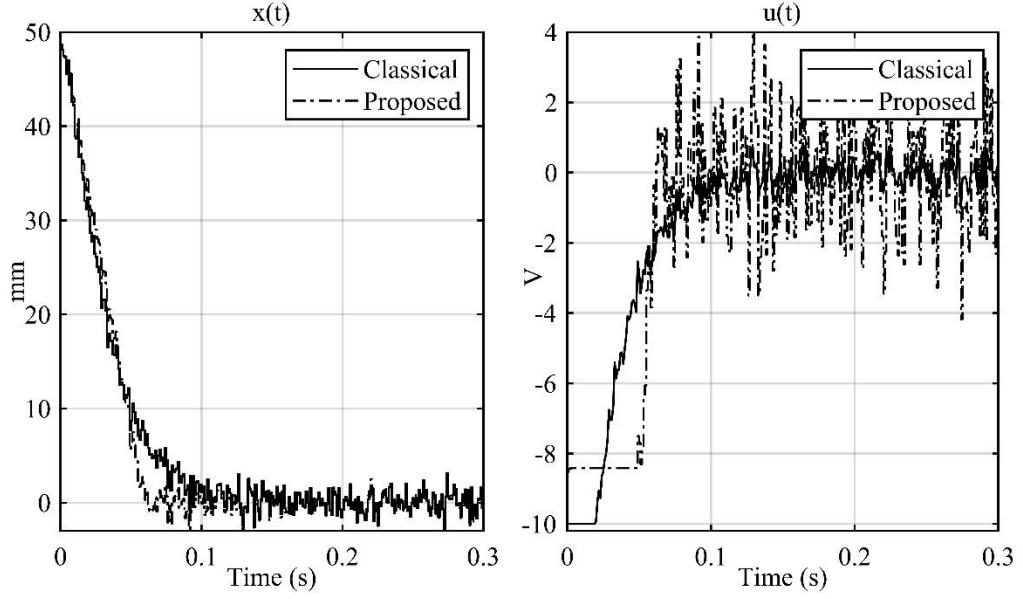


Şekil 7.3 Tek adımlı MPC kontrol performansı



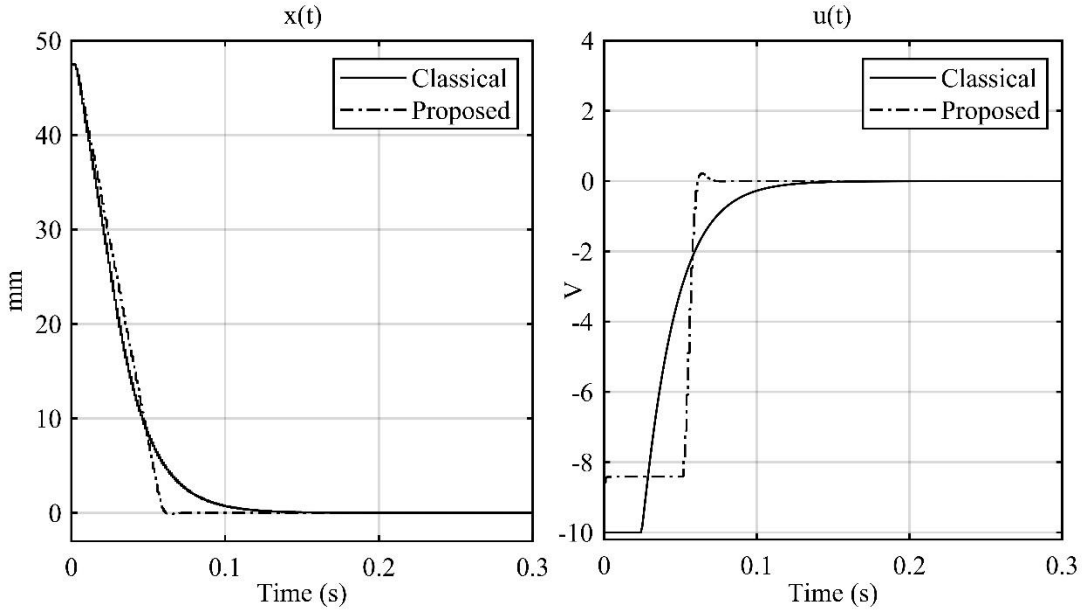
Şekil 7.4 Varsayım 6.1 (sağdaki) ve Varsayım 7.2 için yaklaşıklık performansı

İkinci testte, kontrol yöntemi ölçüm gürültüsü koşulunda test edilmiştir. Bu amaçla, sistemin çıkışına gücü 0.001 olan beyaz gürültü eklenmiştir. Kontrol performans sonuçları Şekil 7.5’de sunulmuştur.



Şekil 7.5 Ölçüm gürültüsü altında tek adımlı MPC performansı

Üçüncü ve son testte, önerilen yöntem parametre belirsizliği altında test edilmiştir. Yaklaşık 20%'lik bir belirsizlik bandı için (3.24) ile verilen tasarım modeli $x_{k+1} = x_k + 0.1356 u$ olarak revize edilmiştir. Şekil 7.5'de kontrol performans grafikleri verilmiştir.



Şekil 7.6 Parametrik belirsizlik altında tek adımlı MPC performansı

Testlerin sonucunda yapılan ölçümlerde önerilen yöntem ve klasik MPC'nin kontrol performanslarının yakın sonuçlar verdiği gözlenmiştir. Diğer taraftan, önerilen

yöntem hesaplama zamanı bakımından oldukça üstün sonuç vermiştir. Sayısal benzetim sonuçları, önerilen yöntemin, klasik MPC'ye yakın ama hesaplama hızı çok yüksek bir çözüm sunduğunu göstermektedir. Bu başarının ana sebebi, tanh yardımı ile problemin polinom kökü bulma problemine indirgenmesidir ve önerilen yöntemde tek nümerik arama yöntemi bu aşamada kullanılmıştır. Bir diğer önemli nokta, kontrol performansı ile alakalıdır. Yapılan yaklaşıklıklar ve varsayımlara rağmen önerilen yöntem tatmin edici sonuçlar vermiştir. Varsayımlarda kullanılan tekrarlı yapının yaklaşıklık hatasını oldukça düşürdüğü Şekil 7.3'de görülmektedir.

Tablo 7.1 Tek adımlı MPC performans ölçüm sonuçları

Test	Yöntem	J	T_c [ms]
1	Klasik	14.27	30.1
	Önerilen	15.11	0.042
2	Klasik	14.47	30.1
	Önerilen	15.38	0.042
3	Klasik	13.91	30.1
	Önerilen	15.11	0.042

Bu tez içerisinde, test sistemlerinin iki önemli alt dalı olan 4- poster test sistemlerine yönelik kontrol yöntemleri önerilmiştir. Tezin alt bölümlerinde yapılan çalışmalar ile literatüre yapılan katkılar aşağıda sıralanmıştır.

- 4-poster kontrolünde literatürden farklı olarak, lineer olmayan model tersi ILC içerisinde kullanılmıştır.
- 4-poster kontrolünde literatürden farklı olarak, kontrol edilmek istenen parametre olan ivmeye ek olarak piston konumu da ILC içerisinde kullanılmıştır. Bu madde ve bir önceki maddenin birleşimi ile çok katmanlı bir NFILC yapısı oluşturulmuştur.
- KTS'nin kontrolünde literatürden farklı olarak, MPC tasarımı yapılmıştır. Ayrıca yapılan tasarımda ivme de bir durum değişkeni olarak ifade edilmiştir.
- MPC hız probleminin aşılması için tanh yardımı ile sürekli ve türevlenebilir bir optimizasyon problemi oluşturulmuştur. Optimallik koşulları yardımı ile LZD sistemler için genelleştirilmiş, tamamen cebirsel bir altoptimal çözüm elde edilmiştir. MPC'nin ihtiyaç duyduğu hesaplama süresi ciddi oranda düşürülmüştür.
- MPC hız probleminin aşılması amacı ile, birinci mertebeden sistemler için yeni bir tek adımlı MPC yapısı önerilmiştir. Bu sayede problem basitleştirilmiştir. Tanh ve optimallik koşulları, bu yeni optimizasyon problemi üzerine uygulanılarak, optimallik koşullarını sağlayan bir polinom elde edilmiştir. Bu polinomun bir kökü altoptimal çözümü vermektedir. MPC'nin hesaplama süresi ciddi oranda düşürülmüştür.

Literatüre yapılan katkılara ek olarak aşağıda ilerleyen dönemlerde yapılacak çalışmalara yönelik öneriler sıralanmıştır.

- Bölüm 7’de önerilen tek adımlı MPC yapısı ve çözüm yöntemi, KTS özelinde birinci mertebeden bir dinamik denklem üzerine kurulmuştur. Kontrol yapısı yüksek mertebeden sistemlere genişletilme potansiyeline sahiptir.
- Bölüm 7’de önerilen çözüm yöntemi, sadece tek adımlı olarak değil daha uzun kontrol ufkuna sahip MPC problemine uyarlanabilme potansiyeline sahiptir. Sayısal benzetim sonuçlarında gözlemlenen hız değerlerine bakıldığında kontrol ufkunun artışının çözüm hızını çok etkilemeyeceği öngörülebilir.



- [1] V. Grubisic, "Determination of load spectra for design and testing," *International Journal of Vehicle Design*, vol. 15, no. 1–2, pp. 8–26, 1994.
- [2] A. R. Plummer, "Control techniques for structural testing: a review," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 221, no. 2, pp. 139–169, 2007.
- [3] C. E. Hinton, "Control of servo-hydraulic materials-testing machines.," PhD Thesis, University of Oxford, 1992.
- [4] C. E. Hinton, "The maximum-gain, minimum-integral principle applied to materials testing," in *IEE Colloquium on Getting the Best Out of PID in Machine Control*, 1996, pp. 3–1.
- [5] D. W. Clarke, "Adaptive control of a materials-testing machine," 1996.
- [6] A. R. Plummer and N. D. Vaughan, "Robust adaptive control for hydraulic servosystems," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 118, no. 2, pp. 237–244, 1996.
- [7] D. W. Clarke, "Adaptive Control of Servohydraulic Materials-Testing Machines: A Comparison Between Black-and Grey-Box Models," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 31, no. 22, pp. 297–308, 1998.
- [8] G. Jacazio and G. Balossini, "Real-time loading actuator control for an advanced aerospace test rig," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 221, no. 2, pp. 199–210, 2007.
- [9] J. D. Langdon, "Design and adaptive control of a lab-based, tire-coupled, quarter-car suspension test rig for the accurate re-creation of vehicle response," PhD Thesis, Virginia Tech, 2007.
- [10] A. Plummer, J. Hätönen, and D. H. Owens, "Using repetitive control to eliminate periodic disturbances in damper test rigs," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 38, no. 1, pp. 151–156, 2005.
- [11] B. K. Thoen, "Sinusoidal signal amplitude and phase control for an adaptive feedback control system," Jun. 1992.
- [12] J. Yao, D. Di, G. Jiang, S. Gao, and H. Yan, "Identification of acceleration harmonic for an electro-hydraulic servo shaking table based on Kalman filter," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 35, no. 8, pp. 986–996, 2013.
- [13] J. Yao *et al.*, "Acceleration harmonic estimation for a hydraulic shaking table by using particle swarm optimization," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 39, no. 5, pp. 738–747, 2017.
- [14] D. Chindamo, M. Gadola, and F. P. Marchesin, "Reproduction of real-world road profiles on a four-poster rig for indoor vehicle chassis and suspension

- durability testing," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 9, no. 8, p. 1687814017726004, 2017.
- [15] J. G. Cherng, A. L. I. Goktan, M. French, Y. Gu, and A. Jacob, "Improving drive files for vehicle road simulations," *Mechanical systems and signal processing*, vol. 15, no. 5, pp. 1007–1022, 2001.
- [16] Team Corporation, Brochure of 4-Poster Test System, 2014.
- [17] C. J. Dodds, "A computer system for multi-channel remote parameter control of a test specimen," *MTS publication*, 1977.
- [18] U. Dursun and T. Bayram, "Tracking control solution for road simulators: model-based iterative learning control approach improved by time-domain modelling," *Gazi University Journal of Science*, vol. 25, no. 2, pp. 435–446, 2012.
- [19] A. D. Raath, "Service load simulation testing in the time domain," *Environmental Engineering*, vol. 6, no. 3, pp. 8–16, 1993.
- [20] J. D. Cuyper and D. Coppens, "Servis Load Simulation on Multi-Axis Test Rigs," *Sound and Vibration, Dynamic Testing Reference Issue*, 1999.
- [21] J. De Cuyper, D. Coppens, C. Liefvooghe, J. Swevers, and M. Verhaegen, "Advanced drive file development methods for improved service load simulation on multi axial durability test rigs," *Proceedings of the Acoustics and Vibration Asia*, pp. 339–354, 1998.
- [22] G. Guan, H. Wang, and W. Xiong, "Multi-input multi-output random vibration control of a multi-axis electro-hydraulic shaking table," *Journal of Vibration and Control*, vol. 21, no. 16, pp. 3292–3304, 2015.
- [23] Z. Yanyan and Y. Zhidong, "Adaptive Iterative Control for Road Simulation Using the Frequency Domain Filtered-X LMS Algorithm," in *2016 International Conference on Multimedia Systems and Signal Processing (ICMSSP)*, 2016, pp. 64–68.
- [24] J. De Cuyper, J. Swevers, M. Verhaegen, and P. Sas, "H infinity feedback control for signal tracking on a 4 poster test rig in the automotive industry," in *Proceedings of the International Conference on Noise and Vibration Engineering*, 2000, pp. 61–68.
- [25] J. De Cuyper, M. Verhaegen, and J. Swevers, "Off-line feed-forward and H_{∞} feedback control on a vibration rig," *Control Engineering Practice*, vol. 11, no. 2, pp. 129–140, 2003.
- [26] J. De Cuyper, "Linear Feedback Control for Durability Test Rigs in the Automotive Industry (Lineaire controle op basis van terugkoppeling voor industriële vermoeiingsproefstanden voor de automobielnijverheid)," 2006.
- [27] D. Vaes, W. Souverijns, J. De Cuyper, J. Swevers, and P. Sas, "Decoupling feedback control for improved multivariable vibration test rig tracking," in *Proceedings of the International Seminar on Modal Analysis, Leuven (Belgium)*, 2002, pp. 525–534.

- [28] T. Lin and D. H. Owens, "Monotonic Newton method based ILC with parameter optimization for non-linear systems," *International Journal of Control*, vol. 80, no. 8, pp. 1291–1298, 2007.
- [29] X. Wang, D. Cong, Z. Yang, S. Xu, and J. Han, "Modified Quasi-Newton Optimization Algorithm Based Iterative Learning Control for Multi-axial Road Durability Test Rig," *IEEE Access*, 2019.
- [30] X. Wang, D. Cong, Z. Yang, S. Xu, and J. Han, "Iterative learning control with complex conjugate gradient optimization algorithm for multi-axial road durability test rig," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, vol. 233, no. 7, pp. 2349–2360, 2019.
- [31] B. Wang, X. Guo, B. Yang, G. Tan, and Z. Xu, "Iterative algorithm for road simulator using smooth filter," in *2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, 2009, vol. 3, pp. 238–241.
- [32] Y. Zhidong, Z. Yanyan, C. Dacheng, and Y. Yunjia, "Iterative approach of tire-coupled road simulator based on singularity threshold criterion," in *2015 International Conference on Fluid Power and Mechatronics (FPM)*, 2015, pp. 444–447.
- [33] K. Smolders, M. Volckaert, and J. Swevers, "Tracking control of nonlinear lumped mechanical continuous-time systems: A model-based iterative learning approach," *Mechanical systems and signal processing*, vol. 22, no. 8, pp. 1896–1916, 2008.
- [34] G. Xu, M. Volckaert, J. Swevers, and H. Zhou, "Moving horizon model inversion for nonlinear ILC," in *Key Engineering Materials*, 2011, vol. 460, pp. 184–189.
- [35] M. Volckaert, A. Van Mulders, J. Schoukens, M. Diehl, and J. Swevers, "Model based nonlinear iterative learning control: A constrained Gauss-Newton approach," in *2009 17th Mediterranean Conference on Control and Automation*, 2009, pp. 718–723.
- [36] G. Xu, J. Y. Zhou, and H. Zhou, "A new Nonlinear Iterative learning controller for road simulator," in *Applied Mechanics and Materials*, 2013, vol. 373, pp. 1546–1550.
- [37] J.-X. Xu and Y. Tan, *Linear and nonlinear iterative learning control*, vol. 291. Springer, 2003.
- [38] R. Babuška, "Neuro-fuzzy methods for modeling and identification," in *Recent advances in intelligent paradigms and applications*, Springer, 2003, pp. 161–186.
- [39] J.-S. Jang, "ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system," *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, vol. 23, no. 3, pp. 665–685, 1993.
- [40] F. Borrelli, A. Bemporad, and M. Morari, *Predictive control for linear and hybrid systems*. Cambridge University Press, 2017.
- [41] R. Pytlak, *Numerical methods for optimal control problems with state constraints*. Springer, 2006.

- [42] J. Löfberg, "YALMIP: A toolbox for modeling and optimization in MATLAB," in *Proceedings of the CACSD Conference*, 2004, vol. 3.
- [43] J. F. Sturm, "Using SeDuMi 1.02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones," *Optimization methods and software*, vol. 11, no. 1–4, pp. 625–653, 1999.
- [44] A. E. Bryson, "Applied optimal control: Optimization," *Estimization and Control*, vol. 2, 1975.
- [45] A. Balau and C. Lazar, "One step ahead MPC for an automotive control application," in *2011 Second Eastern European Regional Conference on the Engineering of Computer Based Systems*, 2011, pp. 61–70.
- [46] J. Benzaquen, F. Fateh, M. B. Shadmand, and B. Mirafzal, "One-Step-Ahead Adaptive Control Scheme for Active Rectifiers in Wild Frequency Applications," in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019, pp. 588–593.
- [47] W. J. Thayer, "Transfer functions for Moog servovalves," *Moog Technical Bulletin*, vol. 103, pp. 1–11, 1965.
- [48] H. Merritt, H. E. Merritt, and H. E. Merritt, *Hydraulic control systems*. John Wiley & Sons, 1967.
- [49] Y. Ercan, *Akışkan Gücü Kontrolü Teorisi*. TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, 1995.
- [50] W. Sun, H. Pan, Y. Zhang, and H. Gao, "Multi-objective control for uncertain nonlinear active suspension systems," *Mechatronics*, vol. 24, no. 4, pp. 318–327, 2014.
- [51] J. Lixia and L. Wanxiang, "Chaotic vibration of a nonlinear quarter-vehicle model," in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp. 1–4.
- [52] H. Du, W. Li, and N. Zhang, "Integrated seat and suspension control for a quarter car with driver model," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 61, no. 9, pp. 3893–3908, 2012.
- [53] M. Tomizuka, "Zero phase error tracking algorithm for digital control," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 109, no. 1, pp. 65–68, 1987.
- [54] B. Widrow and G. L. Plett, "Nonlinear adaptive inverse control," in *Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control*, 1997, vol. 2, pp. 1032–1037.
- [55] T. G. Ling, M. F. Rahmat, and A. R. Husain, "ANFIS modeling and Direct ANFIS Inverse control of an Electro-Hydraulic Actuator system," in *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2013, pp. 370–375.
- [56] J.-S. Jang, "Input selection for ANFIS learning," in *Proceedings of IEEE 5th International Fuzzy Systems*, 1996, vol. 2, pp. 1493–1499.
- [57] Y. Chen and C. Wen, *Iterative learning control: convergence, robustness and applications*. Springer, 1999.

- [58] T. J. Harte, J. Hätönen, and D. H. Owens*, “Discrete-time inverse model-based iterative learning control: stability, monotonicity and robustness,” *International Journal of Control*, vol. 78, no. 8, pp. 577–586, 2005.
- [59] H.-B. Yuan, H.-C. Na, and Y.-B. Kim, “System identification and robust position control for electro-hydraulic servo system using hybrid model predictive control,” *Journal of Vibration and Control*, vol. 24, no. 18, pp. 4145–4159, 2018.
- [60] D. Wang, D. Zhao, M. Gong, and B. Yang, “Research on robust model predictive control for electro-hydraulic servo active suspension systems,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 3231–3240, 2017.
- [61] K. Worthmann, “Estimates of the prediction horizon length in MPC: A numerical case study,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 45, no. 17, pp. 232–237, 2012.
- [62] J. Nocedal and S. Wright, *Numerical optimization*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [63] S. Shamaghdari and M. Haeri, “Model predictive control of nonlinear discrete time systems with guaranteed stability,” *Asian Journal of Control*, 2018.
- [64] Y. Yang and B. Ding, “Model predictive control for LPV models with maximal stabilizable model range,” *Asian Journal of Control*, 2019.
- [65] X. Qi, S. Li, and Y. Zheng, “Enhancing dynamic operation optimization feasibility for constrained model predictive control systems,” *Asian Journal of Control*, 2019.
- [66] M. Hadian, M. Mehrshadian, M. Karami, and A. Biglary Makvand, “Event-based neural network predictive controller application for a distillation column,” *Asian Journal of Control*, 2019.
- [67] D. Liu, Y. Zheng, J. Wu, and S. Li, “Zone model predictive control for pressure management of water distribution network,” *Asian Journal of Control*, 2019.
- [68] S. Richter, C. N. Jones, and M. Morari, “Real-time input-constrained MPC using fast gradient methods,” in *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference*, 2009, pp. 7387–7393.
- [69] T. Schwickart, H. Voos, J.-R. Hadji-Minaglou, and M. Darouach, “A Fast Model-Predictive Speed Controller for Minimised Charge Consumption of Electric Vehicles,” *Asian Journal of Control*, vol. 18, no. 1, pp. 133–149, 2016.
- [70] N. F. Silva Jr, C. E. T. Dórea, and A. L. Maitelli, “An iterative model predictive control algorithm for constrained nonlinear systems,” *Asian Journal of Control*, 2019.
- [71] V. Nevistic and L. Del Re, “Feasible suboptimal model predictive control for linear plants with state dependent constraints,” in *Proceedings of 1994 American Control Conference-ACC’94*, 1994, vol. 3, pp. 2862–2866.
- [72] L. Grüne and J. Pannek, “Practical NMPC suboptimality estimates along trajectories,” *Systems & Control Letters*, vol. 58, no. 3, pp. 161–168, 2009.

- [73] A. Bemporad, F. Borrelli, and M. Morari, "Model predictive control based on linear programming~ the explicit solution," *IEEE transactions on automatic control*, vol. 47, no. 12, pp. 1974–1985, 2002.
- [74] J. Zhang, X. Xiu, Z. Xie, and B. Hu, "Using a Two-Level Structure to Manage the Point Location Problem in Explicit Model Predictive Control," *Asian Journal of Control*, vol. 18, no. 3, pp. 1075–1086, 2016.
- [75] A. Shokrollahi and S. Shamaghdari, "Offline Robust Model Predictive Control for Lipschitz Non-Linear Systems Using Polyhedral Invariant Sets," *Asian Journal of Control*, 2019.
- [76] P. O. Scokaert, D. Q. Mayne, and J. B. Rawlings, "Suboptimal model predictive control (feasibility implies stability)," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 3, pp. 648–654, 1999.
- [77] M. N. Zeilinger, C. N. Jones, and M. Morari, "Real-time suboptimal model predictive control using a combination of explicit MPC and online optimization," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 56, no. 7, pp. 1524–1534, 2011.
- [78] Y. Wang and S. Boyd, "Fast model predictive control using online optimization," *IEEE Transactions on control systems technology*, vol. 18, no. 2, pp. 267–278, 2009.
- [79] L. Wang, Q. Shi, J. Liu, and D. Zhang, "Backstepping control of flexible joint manipulator based on hyperbolic tangent function with control input and rate constraints," *Asian Journal of Control*, 2018.
- [80] P. Malisani, F. Chaplais, and N. Petit, "An interior penalty method for optimal control problems with state and input constraints of nonlinear systems," *Optimal Control Applications and Methods*, vol. 37, no. 1, pp. 3–33, 2016.
- [81] P. Malisani, F. Chaplais, and N. Petit, "A constructive interior penalty method for optimal control problems with state and input constraints," in *2012 American Control Conference (ACC)*, 2012, pp. 2669–2676.
- [82] A. Forsgren, P. E. Gill, and M. H. Wright, "Interior methods for nonlinear optimization," *SIAM review*, vol. 44, no. 4, pp. 525–597, 2002.
- [83] K. Graichen, A. Kugi, N. Petit, and F. Chaplais, "Handling constraints in optimal control with saturation functions and system extension," *Systems & Control Letters*, vol. 59, no. 11, pp. 671–679, 2010.
- [84] K. Graichen and N. Petit, "Incorporating a class of constraints into the dynamics of optimal control problems," *Optimal Control Applications and Methods*, vol. 30, no. 6, pp. 537–561, 2009.
- [85] T. Utz, S. Rhein, and K. Graichen, "Transformation approach to constraint handling in optimal control of the heat equation," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 47, no. 3, pp. 9135–9140, 2014.
- [86] J. C. A. Barata and M. S. Hussein, "The Moore–Penrose pseudoinverse: A tutorial review of the theory," *Brazilian Journal of Physics*, vol. 42, no. 1–2, pp. 146–165, 2012.

- [87] D. Axehill, T. Besselmann, D. M. Raimondo, and M. Morari, "A parametric branch and bound approach to suboptimal explicit hybrid MPC," *Automatica*, vol. 50, no. 1, pp. 240–246, 2014.
- [88] A. Zheng and M. Morari, "Stability of model predictive control with mixed constraints," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 40, no. 10, pp. 1818–1823, 1995.
- [89] D. Clarke, *Advances in model-based predictive control*, vol. 4. Oxford university press Oxford, 1994.
- [90] E. F. Camacho and C. B. Alba, *Model predictive control*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [91] P. O. Scokaert and J. B. Rawlings, "Constrained linear quadratic regulation," 1998.
- [92] R. B. King, *Beyond the quartic equation*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [93] R. Viher, "On the Multiple Roots of the 4th Degree Polynomial," *KoG*, vol. 11, no. 11., pp. 25–31, 2007.

Tezden Üretilmiş Yayınlar

İletişim Bilgisi: ufuk.dursun@std.yildiz.edu.tr

Makaleler

1. U. Dursun, İ. Üstoğlu and FY. Taşçıkaraoğlu, “Hidrolik test sisteminin model öngörülü kontrolü”, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, vol. 24, no. 8, pp. 1443-1449, 2018. DOI: 10.5505/pajes.2018.81236
2. U. Dursun, G. Cansever and İ. Üstoğlu, “Neuro-fuzzy iterative learning control for 4-poster test rig”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, pp. 1-14, 2020. DOI: 10.1177/0142331220909597
3. U. Dursun, FY. Taşçıkaraoğlu and İ. Üstoğlu, “An algebraic and suboptimal solution of model predictive control via tangent hyperbolic function”, *Asian Journal of Control*, pp. 1-9, 2020. DOI: 10.1002/asjc.2357

Konferans Bildirileri

1. U. Dursun, FY. Taşçıkaraoğlu and İ. Üstoğlu, “Hidrolik test sistemi için model öngörülü kontrolör tasarımı”, *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Konferansı, (TOK'17)*, Istanbul, 21-23 Sept. 2017, pp. 109-113.