

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**

**RUNGE-KUTTA MODEL-TABANLI UYARLANABİLİR
KESTİRİM VE KONTROL**

DOKTORA TEZİ

MERİÇ ÇETİN

DENİZLİ, HAZİRAN-2015

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**



**RUNGE-KUTTA MODEL-TABANLI UYARLANABİLİR
KESTİRİM VE KONTROL**

DOKTORA TEZİ

MERİÇ ÇETİN

DENİZLİ, HAZİRAN-2015

KABUL VE ONAY SAYFASI

MERİÇ ÇETİN tarafından hazırlanan “RUNGE-KUTTA MODEL-TABANLI UYARLANABİLİR KESTİRİM ve KONTROL” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 19.06.2015 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği ile PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Danışman
Prof. Dr. Serdar İPLİKÇİ



Üye
Doç. Dr. Musa ALCI



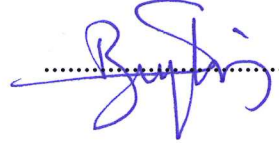
Üye
Doç. Dr. Kadir KAVAKLIOĞLU



Üye
Doç. Dr. Aydın KIZILKAYA



Üye
Yrd. Doç. Dr. Selami BEYHAN



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 08.07.2015 tarih ve ...25/17... sayılı kararıyla onaylanmıştır..



Prof. Dr. Orhan KARABULUT

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tez çalışması Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi (PAUBAP) tarafından 2012FBE011 nolu proje ile desteklenmiştir.

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.



Meriç ÇETİN

ÖZET

RUNGE-KUTTA MODEL-TABANLI UYARLANABİLİR KESTİRİM VE KONTROL

DOKTORA TEZİ

MERİÇ ÇETİN

**PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF.DR SERDAR İPLİKÇİ)**

DENİZLİ, HAZİRAN 2015

Kontrol uygulamalarındaki uyarlanabilir yapılar, değişken koşullara hızlı, güvenilir ve sorunsuz uyum sağladıkları için doğrusal-olmayan sistemlerin davranışlarının tahmini ve çevrimiçi kontrolü açısından oldukça önemlidir. Kontrol sistemlerinde meydana gelen hataların tespiti ve analizi, uyarlamalı yapılarda kullanılan kontrol tekniklerini belirler. Yapılan bu çalışmada; Runge-Kutta (RK) model-tabanlı ve model-öngörülü olarak önerilen yaklaşımlarla, doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı sistemlerin uyarlamalı kestirimi ve kontrolü, tahmin ve izleme hataları minimize edilerek gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan RK tabanlı bu tekniklerle, doğrusal-olmayan sistemlere ait ölçülemeyen durumların, bilinmeyen sabit/değişken sistem parametrelerinin kestirimi yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda, sistemlerin kontrolü model-tabanlı ya da PID tabanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Sonrasında, önerilen ve geliştirilen bu teknikler, literatürde bilinen diğer standart yöntemlerle çeşitli deneysel sistemler üzerinde karşılaştırılmıştır. Bu süreçte; tasarım kolaylığı, kestirim performansı, gürbüzlük, kontrol performansı ve hesaplama karmaşıklığı gibi değişik kriterler kullanılmıştır. Bununla birlikte, RK model-tabanlı gözetleyicinin kapsamlı bir kararlılık analizi de yapılmıştır. Sonuç olarak; önerilen RK model-tabanlı yaklaşımların kestirim ya da kontrol süreçlerinin çok küçük sürekli-hal izleme hataları ile kabul edilir kestirim, uyarlama ve kontrol performansları sergiledikleri gözlenmiştir.

ANAHTAR KELİMELELER: Model-tabanlı öngörülü kontrol, Gözetleyici, Durum kestirimi, Parametre kestirimi, Uyarlamalı kontrol, Kararlılık.

ABSTRACT

RUNGE-KUTTA MODEL-BASED ADAPTIVE ESTIMATION AND CONTROL

PH.D THESIS

MERİÇ ÇETİN

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR: PROF. DR. SERDAR İPLİKÇİ)

DENİZLİ, JUNE 2015

Adaptive techniques for control applications are very important in on-line control and estimation of nonlinear systems due to the fact that they are fast and reliable and that they work seamlessly and adapt to varying conditions. Detection and analysis of the faults occurring in the control systems determine the control techniques to be used in the adaptive structures. In this study, adaptive estimation and control of the nonlinear and continuous-time systems have been performed via the proposed Runge-Kutta (RK) model-based predictive approaches by minimizing tracking and estimation errors. By use of the RK-based techniques, the estimation of the unmeasurable states and unknown constant/variable parameters of the nonlinear systems have been performed. Using the obtained results, the control of the systems has been accomplished by model-based or PID-based structure. Afterwards, these proposed and designed techniques have been compared with other standard methods in the literature on different experimental set-up systems. During the comparisons, several criteria have been used such as design simplicity, estimation performance, control performance, robustness, and computational complexity. In addition, comprehensive stability analysis for the RK model-based observer has been performed. Consequently, the proposed RK model-based approaches exhibit acceptable estimation, tuning and control performances with very small steady-state tracking errors, and provide very short settling time for parameter convergence.

KEYWORDS: Model-based predictive control, Observer, State estimation, Parameter estimation, Adaptive kontrol, Stability

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	iv
TABLO LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	viii
KISALTMALAR LİSTESİ	ix
ÖNSÖZ	x
1. GİRİŞ	1
2. PROBLEMİN TANIMI	10
3. STANDART GELENEKSEL YÖNTEMLER	12
3.1 Durum Kestirimi için Standart Geleneksel Yöntemler	12
3.1.1 Genişletilmiş Luenberger Gözetleyici – (ELO).....	12
3.1.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi – (EKF).....	13
3.1.3 Kayan-Kip Gözetleyici – (SMO).....	15
3.2 Model-Öngörülü Kontrol için Standart Bir Yöntem	17
4. RUNGE-KUTTA MODEL-TABANLI YÖNTEMLER	21
4.1 RK Modeli	21
4.2 RK Model-Tabanlı Durum Kestirimi	23
4.2.1 RK Model-Tabanlı Gradyant Gözetleyici – (RKGO).....	23
4.2.2 RK Model-Tabanlı Genişletilmiş Kalman Filtresi – (RKEKF)...	25
4.3 RK Model-Tabanlı Model-Öngörülü Kontrol Yapısı	27
4.4 Parametre Kestirim Tabanlı Model-Öngörülü Uyarlamalı Kontrol ...	33
4.5 RK Model-Tabanlı Uyarlamalı PID Kontrolör	36
5. DENEYSEL VE BENZETİM SONUÇLARI	46
5.1 Üzerinde Çalışılan Sistemler	46
5.1.1 Üç-Tank Sıvı-Seviye Sistemi.....	46
5.1.2 Manyetik Askı Sistemi-(MagLev)	48
5.1.3 Ters Sarkaç Sistemi	49
5.1.4 Servo Sistem	51
5.1.5 Sürekli Karıştırılan Tank Reaktör Sistemi.....	52
5.1.6 Bioreaktör Sistemi	53
5.2 RK Model-Tabanlı Durum ve Parametre Kestirimi Sonuçları.....	53
5.3 RK Model-Tabanlı Kontrol Sonuçları.....	65
5.4 Parametre Kestirim Tabanlı Model-Öngörülü Uyarlamalı Kontrol Sonuçları.....	73
5.5 RK Model-Tabanlı Uyarlamalı PID Kontrolör Sonuçları	88
5.5.1 RKPID Yapısının Diğer Yöntemlerle Karşılaştırılması	93
5.5.2 RKPID için Tasarım Değişkenlerinin Duyarlılık Analizi.....	101
5.5.3 RKPID Anahtarlandığında Elde Edilen Deneysel Sonuçlar.....	103
6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA	109
7. KAYNAKLAR	113
8. EKLER	121
EK A - Runge-Kutta Model-Tabanlı Gözetleyicinin Kararlılığı.....	121
9. ÖZGEÇMİŞ	128

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 4 1: RKGO yapısı	23
Şekil 4 2: Parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol yapısı	34
Şekil 4 3: RKPID yapısı	37
Şekil 4 4: RKPID algoritmasının akış şeması	45
Şekil 5 1: Üç-tank sıvı-seviye sistemi	46
Şekil 5 2: Manyetik askı sistemi	48
Şekil 5 3: Ters sarkaç sistemi	50
Şekil 5 4: Doğrusal-olmayan servo sistemi	51
Şekil 5 5: CSTR’de kestirim için kullanılan giriş sinyali	54
Şekil 5 6: CSTR sistemi için hata normları	54
Şekil 5 7: CSTR sistemi için x1 durumuna ait kestirimler	55
Şekil 5 8: CSTR sistemi için x2 durumuna ait kestirimler	55
Şekil 5 9: CSTR sistemi için x3 durumuna ait kestirimler	56
Şekil 5 10: Üç-tank sisteminde kestirim için kullanılan giriş sinyalleri	57
Şekil 5 11: Üç-tank sistemi için x1 durumuna ait kestirimler	58
Şekil 5 12: Üç-tank sistemi için x2 durumuna ait kestirimler	58
Şekil 5 13: Üç-tank sistemi için x3 durumuna ait kestirimler	59
Şekil 5 14: Ters sarkaç sistemi için kullanılan giriş sinyali	60
Şekil 5 15: Ters sarkaç sistemi için x1 durumuna ait kestirimler	61
Şekil 5 16: Ters sarkaç sistemi için x2 durumuna ait kestirimler	61
Şekil 5 17: Ters sarkaç sistemi için x3 durumuna ait kestirimler	62
Şekil 5 18: Ters sarkaç sistemi için x4 durumuna ait kestirimler	62
Şekil 5 19: Servo sistem için parametre kestirimleri	64
Şekil 5 20: Üç-tank sıvı seviye sistem için parametre kestirimleri	65
Şekil 5 21: CSTR sistemi için RKMPC kontrol sonuçları	66
Şekil 5 22: CSTR sistemi için RKMPC ile elde edilen kontrol işareti	66
Şekil 5 23: CSTR sistemi için RKMPC ile elde edilen durum kestirimleri	67
Şekil 5 24: Bioreaktör sistemi için RKMPC kontrol sonuçları	68
Şekil 5 25: Bioreaktör sistemi için RKMPC ile elde edilen kontrol işareti	68
Şekil 5 26: Bioreaktör sisteminde RKMPC ile elde edilen durum kestirimleri	69
Şekil 5 27: Üç-tank sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol sonuçları	70
Şekil 5 28: Üç-tank sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol sonuçları	70
Şekil 5 29: Üç-tank sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol işareti	71
Şekil 5 30: Üç-tank sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol işareti	71
Şekil 5 31: MagLev sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol sonucu	72
Şekil 5 32: MagLev sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol işareti	73
Şekil 5 33: MagLev sisteminde parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol	74
Şekil 5 34: MagLev sistemindeki sabit mıknatıs kütesinin (mL) kestirimi	74
Şekil 5 35: Servo sistemde sabit yük için parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol	75
Şekil 5 36: Servo sistemde sabit yük için parametre kestirim tabanlı elde edilen kontrol işareti ve izleme hatası	76
Şekil 5 37: Servo sistemde sabit yük için elektriksel direncin kestirimi	76

Şekil 5 38: Servo sistemde sabit yük için disk merkezinden yüke uzaklığın kestirimi.....	77
Şekil 5 39: Servo sistemde değişken yük için parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol	78
Şekil 5 40: Servo sistemde değişken yük için parametre kestirim tabanlı elde edilen kontrol işareti.....	78
Şekil 5 41: Servo sistemi için değişken yükün kestirimi	79
Şekil 5 42: Servo sistemde değişken yük için parametre kestirim tabanlı elde edilen izleme hatası	79
Şekil 5 43: Sabit referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı kontrol sonuçları.....	80
Şekil 5 44: Sabit referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı kontrol işaretleri	81
Şekil 5 45: Sabit referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı parametre kestirim sonuçları	81
Şekil 5 46: Değişken referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı kontrol sonuçları	82
Şekil 5 47: Değişken referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı kontrol işaretleri.....	83
Şekil 5 48: Değişken referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı parametre kestirim sonuçları	83
Şekil 5 49: Üç-tank sisteminde sabit referans sinyali olduğunda anlık değişen parametreler için uyarlamalı kontrol sonuçları	84
Şekil 5 50: Üç-tank sisteminde sabit referans sinyali olduğunda anlık değişen parametreler için gereken kontrol işaretleri	85
Şekil 5 51: Üç-tank sisteminde sabit referans sinyali olduğunda anlık değişen parametrelerin kestirim sonuçları.....	85
Şekil 5 52: Üç-tank sisteminde değişken referans sinyali için anlık değişen parametrelere uyarlanan kontrol sonuçları	86
Şekil 5 53: Üç-tank sisteminde değişken referans sinyali için anlık değişen parametreler için gereken kontrol işaretleri	87
Şekil 5 54: Üç-tank sisteminde değişken referans sinyali için anlık değişen parametrelerin kestirim sonuçları.....	87
Şekil 5 55: Üç-tank sisteminde RKPID yapısı ile ilgili kontrol sonuçları	88
Şekil 5 56: Üç-tank sisteminde RKPID yapısında kullanılan kontrol işaretleri.....	89
Şekil 5 57: Üç-tank sisteminde RKPID yapısında gereken düzeltme terimleri	89
Şekil 5 58: Üç-tank sisteminde RKPID yapısının PID parametreleri	90
Şekil 5 59: MagLev sisteminde RKPID yapısı ile ilgili kontrol sonucu.....	91
Şekil 5 60: MagLev sisteminde RKPID yapısı için kullanılan kontrol işareti	92
Şekil 5 61: MagLev sisteminde RKPID yapısında gereken düzeltme terimi....	92
Şekil 5 62: MagLev sisteminde RKPID yapısının PID parametreleri	93
Şekil 5 63: Üç-tank sisteminde PID yapısı ile ilgili kontrol sonuçları.....	94
Şekil 5 64: Üç-tank sisteminde PID yapısı için kullanılan kontrol işaretleri....	94
Şekil 5 65: RKPID yapısının diğer metotlarla karşılaştırılmasına ilişkin kontrol sonuçları.....	95
Şekil 5 66: RKPID yapısının diğer metotlarla karşılaştırılmasında kullanılan kontrol işaretleri	96

Şekil 5 67: Anlık gürültü durumunda PID kontrolörler için kontrol sonuçları	97
Şekil 5 68: Anlık gürültü durumunda PID kontrolörlerin kullandığı kontrol işaretleri.....	98
Şekil 5 69: Ölçüm gürültüsü olduğunda RKPID yapısı için kontrol sonuçları	99
Şekil 5 70: Ölçüm gürültüsü olduğunda standart PID'nin kontrol sonuçları	100
Şekil 5 71: Üç-tank sisteminde anahtarlanan RKPID için kontrol sonuçları	104
Şekil 5 72: Üç-tank sisteminde anahtarlanan RKPID için düzeltme terimleri	105
Şekil 5 73: Üç-tank sisteminde anahtarlanan RKPID için PID parametreleri.....	105
Şekil 5 74: MagLev sisteminde anahtarlanan RKPID yapısı için kontrol sonucu.....	106
Şekil 5 75: MagLev sisteminde anahtarlanan RKPID için kontrol işareti	107
Şekil 5 76: MagLev sisteminde anahtarlanan RKPID için düzeltme terimi ...	107
Şekil 5 77: MagLev sisteminde anahtarlanan RKPID için PID parametreleri.....	108

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 5.1: Üç-tank sıvı-seviye kontrol sistemi parametreleri	47
Tablo 5.2: MagLev kontrol sisteminin parametreleri	49
Tablo 5.3: Ters sarkaç kontrol sisteminin parametreleri.....	50
Tablo 5.4: Servo sistemin parametreleri	52
Tablo 5.5: CSTR sisteminde durum kestirimi için SSE değerleri	56
Tablo 5.6: Üç-tank sisteminde durum kestirimi için RMSE değerleri.....	59
Tablo 5.7: Ters sarkaç sisteminde durum kestirimi için RMSE değerleri	63
Tablo 5.8: Sıvı-seviye sistemi için RKPID yapısının diğer yöntemlerle karşılaştırılması	98
Tablo 5.9: MagLev sistemi için RKPID yapısının diğer yöntemlerle karşılaştırılması	101
Tablo 5.10: Hesaplama zamanı ile ilgili karşılaştırmalar (ms)	101
Tablo 5.11: Üç-tank sisteminde tasarım değişkenlerinin etkisi (RMSE).....	103
Tablo 5.12: MagLev sisteminde tasarım değişkenlerinin etkisi (RMSE)	103

SEMBOL LİSTESİ

\mathbf{u}	:	Kontrol işareti vektörü
\mathbf{x}	:	Durum vektörü
\mathbf{y}	:	Çıkış sinyali vektörü
$\boldsymbol{\theta}$:	Parametre vektörü
\mathbf{f}_i	:	Doğrusal-olmayan sistemin süreç fonksiyonu
\mathbf{g}_j	:	Doğrusal-olmayan sistemin ölçüm fonksiyonu
\mathbf{L}	:	ELO gözetleyici kazanç matrisi
$\hat{\mathbf{x}}$:	Durum kestirim vektörü
$\hat{\mathbf{f}}$:	Doğrusal-olmayan sistemin süreç modeli
\mathbf{w}	:	EKF süreç gürültü matrisi
\mathbf{v}	:	EKF ölçüm gürültü matrisi
\mathbf{Q}	:	EKF gürültü kovaryans matrisi
\mathbf{R}	:	EKF gürültü kovaryans matrisi
\mathbf{P}	:	EKF hata kovaryans matrisi
\mathbf{Y}	:	Kalman kazanç matrisi
\mathbf{A}	:	EKF jacobian matrisi
\mathbf{H}	:	EKF jacobian matrisi
\mathbf{h}_N	:	SMO tasarım parametresi
\mathbf{s}_N	:	SMO tasarım parametresi
K_u	:	Kontrol ufku
K_y	:	Kestirim ufku
$\Delta \mathbf{u}$:	Kontrol işaretinin değişimi
\mathbf{k}	:	RK bileşenleri vektörü
\mathbf{J}	:	Jacobian vektörü
$\Delta \hat{\mathbf{x}}$:	Durum kestirimlerinin değişimi
\mathbf{I}	:	Birim matris
$\hat{\mathbf{y}}$:	Referans işareti vektörü
T_s	:	Örnekleme periyodu
λ_r	:	Cezalandırma terimi
\mathbf{K}_{PID}	:	PID kontrolörü katsayı matrisi
\mathbf{K}_P	:	PID kontrolörünün oransal katsayı vektörü
\mathbf{K}_I	:	PID kontrolörünün integral katsayı vektörü
\mathbf{K}_D	:	PID kontrolörünün türevsel katsayı vektörü
F	:	Maliyet fonksiyonu
$\delta \mathbf{u}$:	Kontrol işaretine eklenen düzeltme terimi
η	:	RKPID mekanizmasındaki anahtarlama terimi

KISALTMALAR LİSTESİ

LTV	: Linear Time-Variant
ELO	: Extended Luenberger Observer
KF	: Kalman Filter
EKF	: Extended Kalman Filter
PDF	: Probability Density Function
UKF	: Unscented Kalman Filter
PF	: Particle Filter
SM	: Sliding Mode
SMO	: Sliding Mode Observer
LSE	: Least Square Estimation
MLE	: Maximum Likelihood Estimation
OEM	: Output Error Model
SVD	: State Variable Filter
MPC	: Model-Predictive Control
NMPC	: Nonlinear Model-Predictive Control
PID	: Proportional-Integral-Derivative
LTI	: Linear Time-Invariant
NN	: Neural-Network
SVM	: Support-Vector Machine
GPC	: Generalized Predictive Control
NEPSAC	: Nonlinear Extended Prediction Self-Adaptive Control
RK	: Runge-Kutta
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
SISO	: Single Input Single Output
DMC	: Dynamic Matrix Control
RKGO	: Runge-Kutta Model-Based Gradient Observer
RKEKF	: Runge-Kutta Model-Based Extended Kalman Filter
RKMPC	: Runge-Kutta Model-Based Model-Predictive Control
RKPID	: Runge-Kutta Model-Based Proportional-Integral-Derivative Controller
LM	: Levenberg-Marquardt
CFM	: Cost Function Minimization
MagLev	: Magnetic Levitation
SIMO	: Single Input Multiple Output
CSTR	: Continuous Stirred-Tank Reactor
SSE	: Sum Square Error
RMSE	: Root Mean Square Error
BBBC	: Big-Bang Big Crunch

ÖNSÖZ

Lisans, Yüksek Lisans ve Doktora öğrenimim boyunca bilimsel katkıları ile bana destek olup, eğitimim süresince yardımlarını esirgemeyen tez danışmanım, saygıdeğer büyüğüm ve değerli hocam Prof. Dr. Serdar İPLİKÇİ'ye çok teşekkür ediyorum.

Doktora çalışmalarım esnasında kendilerinden aldığım derslerle akademik hayatıma yön veren kıymetli hocalarım Doç. Dr. Sezai TOKAT, Doç. Dr. Musa ALCI, Doç. Dr. Aydın KIZILKAYA, Doç. Dr. Kadir KAVAKLIOĞLU, Yrd. Doç. Dr. Burak ORDİN ve Yrd. Doç. Dr. A. Kadir YALDIR'a, doktora tez çalışmalarında birlikte çalışma fırsatı bulduğum, bilgi ve tecrübelerini paylaşmaktan çekinmeyen sevgili ekip arkadaşım ve dostum Yrd. Doç. Dr. Selami BEYHAN'a, değerli görüşlerini esirgemeyerek bilimsel çalışmalarına katkıda bulunan ayrıca motivasyonu ile bana destek olan Öğr. Gör. Bedri BAHTİYAR'a, çok teşekkür ediyorum.

Tez çalışmalarım esnasında desteklerini hep yanımda hissettiğim Bilgisayar Mühendisliği bölüm hocalarıma, değerli mesai arkadaşlarım ve dostlarım Seçil AYDIN'a, Yrd. Doç. Dr. Hacer GÜNER GÖREN'e, Yrd. Doç. Dr. Leyla DEMİR'e, Öğr. Gör. Adile AKPUNAR'a, Arş. Gör. Lütfi ULUSOY'a, Arş. Gör. Adem ÜKTE'ye ve Arş. Gör. Alper UĞUR'a çok teşekkür ediyorum.

Çalışmalarım sırasında gösterdiği sabır, anlayış, manevi destek ve bitmez sevgisi için sevgili eşim ve meslektaşım Yrd. Doç. Dr. Engin ÇETİN'e, neşe kaynağım, hayat ışığım, prensesim, sevgili kızım DENİZ'e, sonsuz sevgi ve şefkatleri ile beni yetiştirip bugünlere getiren kıymetli aileme ve ismini burada yazamadığım herkese çok çok teşekkürlerimi sunuyorum...

1. GİRİŞ

Gelişen teknoloji uygulamaları, sistemlerin değişken endüstriyel koşullara hızlı ve güvenilir bir şekilde uyarlanabilmesi ve buradaki süreçleri sorunsuz bir şekilde yönetebilmesi beklentisini de beraberinde getirmektedir. Bu süreçlerin kontrolü esnasında yüksek performanslarla verim elde edebilmek için sistemdeki hataların doğru şekilde tespiti, analizi ve bu hataların doğru kontrol teknikleri ile eliminasyonu önem kazanmaktadır. Doğrusal-olmayan sistem davranışları, sistem dinamiklerinin zamana bağlı olarak değişimi ya da ölçülemeyen sistem bilgilerinin varlığı, uygun kestirim ve kontrol yapılarının seçimi için belirleyici etkenlerdir. Süreçler üzerinde etkili olan her türlü etken sonucu sistem çıkışları, istenilen sistem davranışları ile karşılaştırılarak kullanılan kontrol tekniğinin uygunluğu test edilir ve gerekli güncellemeler sonucu sistem istenilen noktaya uyarlamalı bir şekilde yönlendirilir. Tüm bu etkiler düşünüldüğünde uygun bir sistem tasarımı yapmanın gerekliliği ortaya çıkmıştır.

Sistem tasarımı yapılırken sistemin bulunduğu ortamdan etkilenmesi konusu üzerinde oldukça fazla düşünülür. Tasarım esnasında sistemin önceki davranışlarına ait bilgi ve sensörlerden gelen deneysel veriyi içeren ölçüm sinyallerinin birleşimi sistemin daha sonraki davranışlarını oluşturmaya yardımcı olur. Belirli davranışların öngörülebilmesi ve istenilen yönde kontrol edilip yönlendirilebilmesi için sistemin giriş/çıkış ilişkisinden elde edilen güvenilir bir matematiksel modele gereksinim vardır. Sistem modelleri, yapısal ve parametrik açıdan gerçek-zamanlı uygulamaları ile uyumsuz olabilir. Modeldeki eksiklikler, belirsiz başlangıç koşulları, ölçülemeyen süreç bozucuları ve ölçüm hataları kestirilen sistem değerlerinin kalitesini belirlemektedir. Bu eksikliklerin giderilmesi için süreç modeli ve sensörlerden anlık toplanan bilgilerle gerçek-zamanlı dinamik bir sistemin durumları gözetlenir. Sensörler, sıcaklık, hareket, seviye, basınç, akım vb sistem değişkenlerinin ölçümleri için kullanılırlar. Bu ölçümler sistemin gelecekteki davranışları hakkında bilgi vermektedir. Ancak, sensör maliyetleri, ölçüm alanlarının kullanılabilirliği, kablolu ile ilgili sorunlar ve gürültü problemleri sensör kullanımını sınırlamaktadır. Pratikte karşılaşılan bu sorunlar gözetleyici tasarımı uygulamalarını yaygınlaştırmıştır.

Literatürde doğrusal veya doğrusal-olmayan özellikte çok çeşitli durum gözetleyicileri kullanılmaktadır. Bu gözetleyicilerden kestirim doğruluğu, uygulama kolaylığı, gürbüzlük, kararlılık ve hesaplama yükü kriterleri bakımından öne çıkanlar olmuştur. Uygulama açısından bakıldığında, durum gözetleyicileri çoğunlukla gerçek-zamanlı sistemlerin izlenmesinde (Chen ve Dunnigan 2002; Mesbah ve diğ. 2011), hata saptamada (Chen ve diğ. 1996) ve gözetleyici tabanlı kontrol uygulamalarında (Chen 1995; Esfandiari ve Khalil 1992; Ghanes ve Zheng 2009) kullanılmaktadır.

Doğrusal sistemler için gözetleyici-temelli kontrol tasarımı uygulamalarında yapılan çalışmalar çoğunlukla doğrusal zamanla değişen (Linear Time Variant-LTV) düşük ve yüksek dereceli sistemlerin durum gözetlemelerini kapsar. Bu tür gözetleyicilerin temelinde var olan deterministik gözetleyiciler (Luenberger 1964), diğer gözetleyicilerin gelişimine de katkı sağlamıştır. Sistem durumlarının kestirim kalitesini iyileştiren model-tabanlı, kapalı-çevrim kontrol yapıları için çoğunlukla doğrusal-olmayan gözetleyiciler kullanılır. Bunlar pratik uygulamalarda bozucu etkiler, dinamik belirsizlikler ve sistemin doğrusal-olmama koşullarına göre büyük değişiklikler gösterirler. Bunun sonucu olarak yüksek performanslı gürbüz gözetleyici tasarımlarıyla ilgilenilmeye başlanmıştır (Cox 1964; Drakunov 1983; Esfandiari ve Khalil 1992; Tanaka ve Wang 1997; Zeitz 1987).

Literatürde doğrusal-olmayan gözetleyiciler ile ölçülemeyen sistem durumlarının kestirimi sorunu üzerine çalışılmış pek çok yöntem mevcuttur. Bunlardan genişletilmiş Luenberger gözetleyicinin (Extended Luenberger Observer-ELO) (Zeitz 1987) doğruluğu, doğrusal-olmayan dinamiklerin ne kadar iyi doğrusallaştırıldığı ile alakalıdır. Bunun yanında ELO, doğrusal-olmama derecesi daha basit olan sistemlerde daha etkin bir şekilde çalışmaktadır.

Kalman filtrenin (Kalman Filter-KF) (Kalman 1960) kapsamlı bir şekli olan genişletilmiş Kalman filtre (Extended Kalman Filter-EKF) (Cox 1964) ise gürültülü ortamlarda parametre/durum kestirimi için doğrusal-olmayan gözetleyici olarak yaygın biçimde kullanılan bir diğer gözetleyici türüdür. EKF tasarımında sistemin türevlenebilen süreç dinamikleri bilinmelidir. Bu dinamiklere göre süreç ve ölçüm fonksiyonlarının kısmi türevleri doğru kestirimler civarında doğrusallaştırılabilir (Chen ve Dunnigan 2002; Cox 1964). Bunlarla birlikte EKF'nin performansı, gürültü kovaryans matrislerine ve istatistiksel özelliklere göre değişen parametrelerin başlangıç değerlerine de oldukça duyarlıdır (Chen ve Dunnigan 2002; Grewal ve Andrews 2011; Mesbah ve diğ. 2011; Wilson ve diğ. 1998). Sistemin doğrusal olmama özelliği yüksek ise ve durum olasılık yoğunluk fonksiyonları (Probability Density Function-PDF) Gauss tabanlı değilse, EKF büyük kestirim hatalarına neden olabilir. EKF'deki bu eksiklikleri gidermek için literatürde kokusuz Kalman filtre (Unscented Kalman Filter-UKF) ve parçacık filtre (Particle Filter-PF) gibi stokastik gözetleyiciler önerilmiştir (Julier ve Uhlmann 1997; Pitt ve Shephard 1999). İstatistiksel işaret işleme temelli bu gözetleyiciler Monte Carlo yaklaşımının yinelemeli bir uygulamasıdır. Burada yaklaşık bir modele optimal bir filtre uygulamaktansa fiziksel bir modelde nümerik olarak çözüme yaklaşılmaktadır (Afonso 2008). Doğrusal-olmayan sistemler için durum kestirimi söz konusu olduğunda kullanılan tek bir çözüm yoktur. Konu ile ilgili zaman içerisinde çoğu Kalman filtrenin doğrusal-olmayan uzantısı olan pek çok kestirimci önerilmiştir. Yineleme, yüksek dereceli filtreler ve istatistiksel doğrusallaştırma gibi özellikleriyle EKF'den daha gelişmiş kestirim teknikleri kullanılabilir. Gelişmiş teknikler genellikle kestirim doğruluğunu düzeltir ancak bu durumda uygulamadaki zorluk ve hesaplama yükündeki artışlar dezavantaj olabilir (NøRgaard ve diğ. 2000). Literatürde sistemin belirsizlik ve bozucu etkileri ile ilgili sınırları üzerine geliştirilen (Drakunov 1983) ve kayan-kip (Sliding-Mode-SM) teorisine dayanan gürbüz gözetleyiciler (Sliding-Mode Observer-SMO) mevcuttur (Vadim 1977). Bu alanda yapılan ilk çalışmalardan sonra (Drakunov ve Utkin 1995; Slotine ve diğ. 1987), SMO'ların gürbüzlük, bozucu etkileri önleme, sistem derecesini düşürme ve kolay uygulanabilirlik gibi üstün özellikleri öne çıkarılarak açık çevrim performansları ile kapalı çevrim geribesleme ayarları geliştirilmiştir (Ghanes ve Zheng 2009; Xu ve Rahman 2012). SMO'da kestirilen durumlar, ilgili sistem durumlarına asimptotik olarak yakınsarken SMO'nun sonlu-zamanlı bilinen çıkış hatası üzerinde bir etkisi vardır. Kayan-kip yaklaşımındaki amaç, hatayı anahtarlama yüzeyi veya

kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bu durumda gerçek ve kestirilen durum vektörleri arasındaki fark vektörünün normu, yüksek frekanslı doğrusal-olmayan anahtarlama fonksiyonunun başlangıç değeri nedeniyle sifıra gitmeye zorlanır. Güçlü özelliklerinin yanısıra, SMO-tabanlı pratik kontrol uygulamalarında çatırtı (kontrol sinyalindeki şiddetli bozulma) meydana gelebilmektedir. Bu da istenmeyen bir durumdur. Kayan-kip metodundaki bu problem, gürbüzlük ve hassaslıktan feragat etmeden gözetleyici kazancının düzenlenmesiyle giderilebilir.

Sistem tanılama gerekliliği ile ortaya çıkan bir diğer konu olan parametre kestirimi, bir nesnenin parametrik olarak tanımlanmasına dayanan bir süreçtir. Gerçek-zamanlı dinamik bir sistemde parametre kestirim işlemi sistemin giriş/çıkış sinyallerinin ölçümünden bulunur. Tekrarlamalı parametre kestirimine dayanan kontrolörlerde, dinamik sistem modeli için bir gözetleyici tasarlanır ve daha sonra tahmin hatasını en küçük yapan maliyet fonksiyonu ayarlanır (Ljung ve Söderström 1983). Doğrusal-olmayan, sürekli veya ayrık-zamanlı ölçüm değerlerine sahip sistemler için tekrarlamalı parametre kestirim işlemi önemli bir problemdir. Burada bilinmeyen sistem parametrelerini belirlemek için iki yaklaşım söz konusudur (Bohn 2000): İlk yaklaşımda bilinmeyen parametreler durum vektörüne eklenir. Zamanla değişim gösteren parametreler kullanılırsa genişletilmiş dinamik model, durum vektörü olarak atanabilir. Bu durumda parametre kestirim modeli, filtreleme problemine indirgenmiş olur. İkinci yaklaşımda ise tekrarlamalı kestirim hatası bir durum uzayı modeline uygulanır. İstatistiksel durum uzayı modeli için gözetleyici bir filtredir. Bu yüzden bir durum uzayı modeli için tekrarlamalı tahmin hatası uygulaması, uyarlamalı filtrelemeye dönüşmüş olur. Literatürde yaygın biçimde kullanılan pek çok parametre kestirim yöntemi mevcuttur. Bir regresyon yöntemi olan en küçük kareler (Least Squares Estimation-LSE) yönteminde, değişkenler arasındaki ilişkiyi tanımlamak için matematiksel bir model kurulur ve modelin geçerliliği araştırılır. Böylece kestirilen modelin gerçek modele ne kadar yaklaştığı test edilir. İstatistiksel çözümlerde LSE, matematiksel bakımdan en uygun kestirim yöntemi olarak kullanılmasına rağmen, varsayımların doğru yapılmaması durumunda doğru tahminler üretememekte ve alternatif yöntemler kullanmaya zorlanmaktadır. (Björck 1996; Neter ve diğ. 1996). Doğrusal LSE yöntemi, zamanla değişmeyen yapılar için daha uygun olsa da, anlık değişen yapılar için bu yöntem yetersiz kalabilmektedir. Bu durumda sistemin o anki gözetlenen durum ya da parametrelerine göre anlık değişen

uyarlamalı modeller kullanılabilir (Haykin ve diğ. 1997; Ruppert ve Wand 1994). Parametre ölçümlerinde olasılık/koşullu olasılık dağılımlarının kullanıldığı karmaşık kestirim yöntemleri vardır. Bunların temelini oluşturan Bayes kestirim yönteminde (Berger 1985), kestirimler gerçek parametrelerden farklı olduğunda ortaya çıkan maliyet ölçülebildiğinde ve beklenen maliyet bir optimizasyon kriteri gibi kabul edilebildiğinde istatistiksel parametre kestirimi gerçekleştirilir. Sürekli-zaman modellerini ayırık-zaman örnekleri gibi düzenleyebilme kolaylığından dolayı frekans ortamında işlem yapmak bazen avantajlı olabilmektedir. Frekans ortamında çalışırken en iyi kestirimciyi bulmak için en büyük olabilirlik kestirim (Maximum Likelihood Estimation-MLE) yönteminden yararlanılır (Andersen 1970). Bunun yanında süreç bozukluk yoğunluğunun önceki değerinin bilinmediği ama ölçülebilir gürültü varyansının kullanılır olduğu durumlar için yaklaşık MLE yöntemi önerilebilir. Durum kestirimindeki üstün performansının yanı sıra parametre kestirimi için de en çok tercih edilen yöntemlerden biri olan KF'de (Kalman 1960), bilinmeyen sistem parametreleri sistemin bir durumu gibi düşünülür ve bu parametreler gözetlenen durum vektörüne eklenir. Daha sonra KF ile durum kestirimi için izlenen adımlar parametre kestirim süreci için devam ettirilir. Ancak bu metotta süreç ve ölçüm gürültü kovaryans matrisleri bilinmiyorsa ya da yeterli oranlarda değilse parametre kestirimleri de hatalı olabilmektedir. Doğrusal olmayan sistemler için KF formu yanında bir de parçacık filtre modeli vardır (Djuric ve diğ. 2003; Pitt ve Shephard 1999). PF modeli istatistiksel ve tutarlı bir metottur. Gauss belirsizlikleri olmayan yüksek dereceli sistemlere uygun olması, KF ve EKF gibi durumun ilk iki anının kestirimini sınırlamaması gibi avantajlara sahiptir. Bu kestirimci ile benzetim genellikle maliyetli olması ve yeterli örnek alınmadığında durum kestirimlerinin doğru olmama ihtimali PF'nin dezavantajları arasındadır. Bu yöntemler dışında çeşitli optimizasyon teknikleri kullanılarak tekrarlamalı şekilde parametre kestirimi yapan çıkış hatası modeline (Output Error Model-OEM) dayanan çalışmalar da mevcuttur (Ding ve diğ. 2007). Tekrarlamalı OE metodu, ayarlanan filtre parametrelerine karşı tahmin edilen Gradyant'a dayanır. Gradyant sonlu fark değerlerine yakınsamadıkça gözetleyici model duyarlılığına bağlı kalır. Bu durumda da gereken türevlerin hesabı oldukça karmaşık bir hal alır. Durum değişkenli filtreler (State Variable Filter-SVD) ise yüksek dereceli, doğrusal orantılı transfer fonksiyonu modellerine uygulanabilmesi, yüksek gürültülü ortamdaki performansı ve modeli bilinen kontrol problemlerine uygulanabilir olması gibi avantajlarından dolayı tercih edilen bir diğer parametre

kestirim yöntemidir (Ellis ve diğ. 1989; Salsbury 2007). Literatürde, sistemlerdeki bilinmeyen parametre ve/veya yük kestirimlerinin model-tabanlı olarak hesaplandığı, tahmin edilen yük ile kontrol performansının iyileştirildiği, çevrim-dışı olarak eğitilen bulanık sistemlerin (Nho ve Meckl 2003) ya da yapay sinir ağlarının (Leahy ve diğ. 1991) kullanıldığı pek çok uygulama mevcuttur. Ayrıca kestirim hatasının en küçük yapılmasına dayanan ya da değişken yük/parametrelili mekanik sistemlerin kontrolü için önerilen uyarlamalı kontrolörler de bu kapsamda düşünülmektedir (Abiko ve Yoshida 2004; Pagilla ve diğ. 2000).

Sürekli-zamanlı, doğrusal-olmayan sistemlerdeki bilinmeyen ya da değişken sistem parametrelerini ve ölçülemeyen sistem durumlarını belirlemek için genel olarak yukarıda bahsedilen yöntemler kullanılmaktadır. Bundan sonraki aşamada sisteme ait dinamikler ve parametrelerle ilgili bilgiler eksiksiz ise bu sistemin kontrolü problemiyle ilgilenilebilir. Bu durumda tercih edilen yöntemlerden birisi de model-öngörülü denetleyicilerdir (Model-Predictive Controller-MPC). Doğrusal ve doğrusal-olmayan sistemlerin kontrolü için MPC yönteminin önerilmesinden sonra (J. Richalet ve diğ. 1978), minimum-fazlı olmayan sistemler, açık-çevrimi kararsız sistemler ve değişken ölü-zamanlı ve/veya parametrik sistemler gibi pek çok endüstriyel sistemin kontrolünde bu ve benzeri yöntemler tercih edilmeye başlanmıştır (Clarke ve Mohtadi 1989; Qin ve Badgwell 2003; Richalet 1993). MPC yöntemi, kontrol ve kestirim ufukları sayesinde ileriye yönelik kestirim hatalarını en küçük yaparak sistem performansını artırır. Bununla birlikte MPC yöntemlerinin hızlılık, doğruluk, zaman ortamında formüle edilebiliyor olması, ilerleyen-ufuk özelliği ve durum ve kontrol kısıtlarını kolayca dikkate alabilme gibi üstün özellikleri mevcuttur. MPC teknikleri öncelikle analitik olarak çözülebilen optimizasyon problemi olarak tanımlanan doğrusal sistemlerin kontrolü için önerilmiştir (Rawlings 2000). Doğrusal-olmayan sistem dinamiklerinin çalışma bölgelerinde doğrusallaştırıldığı uygulamalarda ise fazla etkin olamamıştır. Bu yüzden, dinamikleri doğrusala yakın ancak tüm çalışma bölgesinde çalışan sistemler, doğrusal olmama derecesi yüksek sistemler, harici bozucuların ve dış etkenlerin olduğu sistemler, sistem yükünün değişken olduğu ve bilinmediği sistemler ya da referans sinyalinin tüm çalışma bölgesinde sürekli değiştiği ayırık-zamanlı sistemler için doğrusal-olmayan model-öngörülü kontrol (Nonlinear Model-Predictive Control-NMPC) yaklaşımları geliştirilmiştir (Camacho ve Bordons 2007; Henson 1998; Maciejowski 2002).

MPC yaklaşımları ile birlikte kullanılarak sistem kontrolünün yapıldığı bir diğer yöntem ise oransal-integral-türevsel denetleyicilerdir (Proportional-Integral-Derivative-PID). PID'ler, kontrol mühendisliği alanındaki diğer kontrolörler ile karşılaştırıldığında kolay tasarımı ve gürbüz performansları nedeniyle endüstriyel uygulamalarda ve mekanik sistemlerde çokça tercih edilir. Bu kontrolörlerle ilgili en önemli problem, istenen kontrol performansının elde edilebilmesi için PID parametrelerinin her zaman en uygun değerlerine ayarlanamaması gerçeğidir. Bu amaçla, doğrusal zamanla değişmeyen (Linear Time-Invariant-LTI) sistemlerde PID parametrelerini ayarlayan literatürde önerilmiş pek çok yöntem mevcuttur (Åström ve Hägglund 2006; Åström ve Hägglund 1995; Åström ve diğ. 1993; Ziegler ve Nichols 1942). LTI sistemlerde ise, PID parametrelerinin iyi bir referans takibi yapabilmesi için mutlaka uyarlanması gerekmektedir. Doğrusal-olmayan sistemler için PID tasarımında doğrusallaştırma yaparak denge noktalarında klasik ayarlama yöntemleri ile parametreler ayarlanmalıdır. Fakat yüksek derecede doğrusal-olmama özelliklerinden ya da farklı denge noktalarına sahip olmalarından dolayı tüm doğrusal-olmayan sistemlerde doğrusallaştırma işlemi kullanışlı değildir. Bunun yanında, doğrusal-olmayan sistemin yapısı, referans sinyalinin sürekli değiştiği durumlar, çevresel koşulların etkisi ya da bazı iç/dış bozucuların kontrol çevrimine eklenmesi gibi durumlar da doğrusallaştırma noktalarının farklılaşmasına neden olabilir. Tüm bu koşullar bir PID kontrolörü için uyarlama sürecini zorunlu hale getirmektedir. Literatürde belirsiz sistemler için kayan-kip uyarlamalı PID (Chang ve Yan 2005), dinamikleri bilinmeyen sistemler için yapay-sinir ağı (Neural-Network-NN) ile uyarlamalı PID (Beyhan ve Alcı 2010; Cao ve diğ. 2007; Hong ve diğ. 2012; Parlos ve diğ. 2001) ve destek-vektör mekanizmalı (Support-Vector Machine-SVM) uyarlamalı PID (İplikci 2010) kontrolörleri önerilmiştir. Bununla birlikte uyarlamalı kontrol sürecinde PID denetleyicinin bulanık kestirimci ile kas-kat şekilde kullanıldığı uygulamalar da mevcuttur (Savran ve Kahraman 2014). İleri kontrol teknikleri arasında gösterilen MPC yaklaşımları ise, giriş/çıkış kısıtlarını dikkate almaları ve doğruluk gibi özellikleri açısından doğrusal-olmayan sistemlerin kontrolünde çokça tercih edilmektedir (Camacho ve Alba 2013; Clarke ve diğ. 1987; Maciejowski 2002; Rawlings 2000). Model-öngörülü yapılarda kısıtlar dikkate alınarak ayarlanan kontrol ve kestirim ufukları (K_u, K_y), maliyet fonksiyonunun en küçük yapılmasında kullanılan cezalandırma terimi λ_r gibi tasarım parametreleri sistem kararlılığını garanti edecek en uygun değerinde olmalıdır (Maciejowski 2002). Kısıtlı MPC yapısı,

sistemi bir kısıttan diğere götürebilirken klasik kompensatörler (lead-lag) ya da standart PID mekanizmaları için bu durum çok daha zordur. Hibrid model-öngörülü kontrolörler ise bu tür kontrol problemlerini çözme konusunda son derece başarılıdır. Literatürde hibrid model-öngörülü kontrolörlerle ilgili yapılmış bazı çalışmalar mevcuttur. Örneğin; (Miller ve diğ. 1999)'in çalışmasında olasılıksal bozucuların ve zaman gecikmelerinin üstesinden gelmek için geliştirilmiş öngörülü denetleyici (Generalized Predictive Control-GPC) tabanlı bir PID geliştirilmiştir. GPC-tabanlı tasarlanan bir diğere yeni PID ise (Moradi ve diğ. 2001)'nin çalışmasında anlatılmıştır. MPC'nin PID yapısı içinde kullanıldığı (Na 2001; Xu ve diğ. 2005) çalışmalarında ise PID parametreleri, sistemlerin CARIMA modeline dayanan maliyet fonksiyonunun en küçük yapılmasıyla ayarlanır. Bunun dışında Zhang ve arkadaşları (Zhang ve diğ. 2014) sıcaklık düzenlemesi için model-öngörülü denetleyici yapısını genişleten yeni bir PID kontrolör de önermiştir. Bu çalışmada PID'nin basit yapısı ile MPC'nin kontrol performansı birleştirilmiştir. (De Keyser ve Donald III 2007)'in yaptıkları çalışmada ise kestirim süreci için doğrusal-olmayan, genişletilmiş, kendinden uyarlamalı bir kestirimci (Nonlinear Extended Prediction Self-Adaptive Control-NEPSAC) mekanizması önerilmiştir. Ayrıca Lu ve arkadaşları, MPC kullanan bulanık gözetleyici gibi bir öngörülü kontrol metodu da geliştirmişlerdir (Lu ve diğ. 2001). Bu bulanık öngörülü modeldeki kontrolör, dinamikleri bilinmeyen doğrusal/doğrusal-olmayan sistemlerin belirsizliklerini kontrol etmektedir.

Bu tez çalışmasında; sürekli-zamanlı, doğrusal-olmayan sistemler için bilinen sistem dinamiklerine ait bilinmeyen/değişken parametrelerin ve ölçülemeyen durumların kestirilmesi ve akabinde sistemin kontrolünün yapılması amaçlanmıştır. NMPC yöntemleri çoğunlukla ayrık-zamanlı sistemlere uygun olarak geliştirilmiştir. Bu tekniklerin sürekli-zamanlı sistemlerde kullanılabilmesi için doğrusal-olmayan optimal kontrol problemlerinin ayrıklaştırılması veya yaklaşık yöntemlerle doğrusal-olmayan programlama problemine dönüştürülmesi ve daha sonra çözülmesi gerekir. Bu amaçla, literatürde sonlu elemanlar kollokasyonu (Kawathekar ve Riggs 2007), çoklu çekim (Schäfer ve diğ. 2007) ve bunların kombinasyonlarından (Tamimi ve Li 2010) oluşan pek çok yöntem önerilmiştir. Alternatif bir yaklaşım olarak, sürekli-zamanlı sistemlerin dinamiklerini oluşturan diferansiyel denklemlerin ayrıklaştırılması ile elde edilen ayrık modeller kullanılabilir. (Sistu ve Bequette 1996)'in çalışmalarında bu süreç için dolaylı Euler yöntemleri kullanılmıştır. Bu tez

çalışmasında ise, (Iplikci 2012) makalesinde önerilen Runge-Kutta (RK) sayısal integrasyon yönteminin kullanıldığı yaklaşım ile model-öngörülü uyarlamalı kestirim ve kontrol işlemleri gerçekleştirilmiştir.

Bu tezde yapılan çalışmalar şu şekilde özetlenebilir:

İkinci bölümde; sürekli zamanlı, doğrusal-olmayan ve dinamikleri bilinen sistemlerdeki durum/parametre kestirimi ve kontrol problemi tanıtılmıştır.

Üçüncü bölümde; tezde ele alınan problemin bir çözümü olarak önerilen RK model-tabanlı gözetleyici ve kontrolörlerle karşılaştırılan ve literatürde yaygın olarak kullanılan standart kestirim ve model-öngörülü kontrol yöntemleri anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde; öncelikle sürekli-zamanlı, doğrusal-olmayan ve dinamikleri bilinen sistemlerin durum kestirimi için tasarlanan RK model-tabanlı gözetleyicilere yer verilmiştir. Ardından bu tez kapsamında incelenen sistemlerin kontrolü için önerilen RK model-tabanlı kontrolör anlatılmıştır. Ayrıca bilinmeyen ve/veya değişken parametrelili durumlarda ele alınan sistemlerin kontrolü için tasarlanan parametre kestirim tabanlı RK model-tabanlı, model-öngörülü uyarlamalı kontrolör yapısı tanıtılmıştır. Son olarak, doğrusal/doğrusal-olmayan sistemlerin kontrolünde çokça kullanılan tekniklerden olan PID kontrolörler kullanılarak geliştirilen model-öngörülü kontrol yaklaşımına dayanan yeni bir uyarlamalı kontrolör yapısı üzerinde durulmuştur.

Beşinci bölümde; önerilen ve tasarlanan tüm RK model-tabanlı yaklaşımlar çeşitli deneysel sistemlere benzetim ve gerçek-zamanlı testlerle uygulanmış ve sonuçlar literatürdeki standart yöntemlerle karşılaştırmalı bir şekilde değerlendirilmiştir.

Altıncı bölümde ise; tez kapsamında önerilen ve karşılaştırılan tüm yapılar çeşitli yönlerden genel olarak değerlendirilmiştir.

2. PROBLEMİN TANIMI

Bu tez çalışmasında, kontrol mühendisliği, haberleşme, mekanik, ekonometri, biyoloji, kimya gibi çeşitli disiplinler için önemli bir sorun teşkil eden sürekli-zamanlı, doğrusal-olmayan bir sisteme ait ölçülemeyen durumların ve bilinmeyen/değişken parametrelerin kestirimi ve sistemin kontrolü gibi zor bir problem üzerinde durulmuştur. Bu kapsamda, dinamikleri diferansiyel denklemlerle ifade edilen ve doğrusal-olmayan, çok girişli-çok çıkışlı (MIMO) ve/veya tek girişli-tek çıkışlı (SISO) sistemlerle çalışılmıştır. Genel olarak doğrusal-olmayan, sürekli zamanlı dinamik bir sistem durum ve çıkış denklemleri ile ifade edilir. Bu tür sistem yapılarındaki giriş/çıkış ifadesi;

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), \boldsymbol{\Theta}) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{g}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), \boldsymbol{\Theta})\end{aligned}\quad (2.1)$$

şeklinde kapalı formda verilebilir. Buradaki durum ve çıkış denklemleri,

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_i &= \{x_i \in \mathfrak{R}, \quad x_{i_{min}} \leq x_i \leq x_{i_{max}}, \quad i = 1, \dots, N\} \\ \mathbf{U}_r &= \{u_r \in \mathfrak{R}, \quad u_{r_{min}} \leq u_r \leq u_{r_{max}}, \quad r = 1, \dots, R\} \\ \Delta \mathbf{U}_r &= \{\Delta u_r \in \mathfrak{R}, \quad |\Delta u_r| \leq \Delta u_{r_{max}}, \quad r = 1, \dots, R\} \\ \mathbf{Y}_q &= \{y_q \in \mathfrak{R}, \quad y_{q_{min}} \leq y_q \leq y_{q_{max}}, \quad q = 1, \dots, Q\}\end{aligned}\quad (2.2)$$

şeklinde giriş, giriş hızı, durum ve çıkış kısıtlarına bağlıdır. Çoğunlukla, giriş ve giriş hızı kısıtlarının sağlanmasıyla durum ve çıkış kısıtlarının da sağlandığı varsayılabilir. Sürekli-zamanlı, doğrusal-olmayan N -boyutlu MIMO bir sistemin durum denklemleri vektörel formda eşitlik (2.1)'de verildiği gibidir. Kapalı formdaki bu sistemin kontrol edilebilir ve gözlenebilir olduğu varsayılmaktadır. $\mathbf{x}(t) \in \mathfrak{R}^N$, $\mathbf{u}(t) \in \mathfrak{R}^R$ ve $\mathbf{y}(t) \in \mathfrak{R}^Q$ olmak üzere; \mathbf{u} kontrol işareti vektörünü, \mathbf{x} durum vektörünü, \mathbf{y} çıkış sinyali vektörünü ve $\boldsymbol{\Theta}$ parametre vektörünü göstermektedir. Burada t sürekli zaman değişkeni olup denklemleri basitleştirmek için ifadelere eklenmemesi tercih edilmiştir. R giriş sayısını, N durum sayısını ve Q ise çıkış sayısını göstermektedir. $\{\mathbf{f}_i | i = 1, \dots, N\}$ ve $\{\mathbf{g}_j | j = 1, \dots, Q\}$ bilinen fonksiyonlar olup bu fonksiyonların, kontrol girişleri ve durum değişkenlerine göre türevlerinin mevcut ve sürekli olduğu varsayılmıştır.

Burada problem Şu Şekilde tanımlanabilir: EŞitlik (2.1)'de verilen doğrusal-olmayan sistemin parametrelerinin değişken olması ve/veya durumlarının ölçülediği koŐullarda bile sistemin çıkışlarının basamak veya sinüs gibi farklı Őekillerdeki referans işaretlerini eşitlik (2.2)'de verilen kısıtlar altında en az hata ile takip etmesini sağlamaktır.

3. STANDART GELENEKSELYÖNTEMLER

Bu bölümde, tezde geliştirilen RK model-tabanlı teknikler ile karşılaştırılan literatürdeki yaygın kestirim yöntemleri ve doğrusal-olmayan standart bir model-öngörülü kontrolör yapısı hakkında özet bilgi verilmiştir.

3.1 Durum Kestirimi için Standart Geleneksel Yöntemler

3.1.1 Genişletilmiş Luenberger Gözetleyici – (ELO)

Problem tanımı kısmında bahsedilen doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı bir sistemin durum kestirimi için kullanılan ELO'nun genel formu (Zeitz 1987):

$$\hat{\mathbf{x}}[n + 1] = \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n]) + \mathbf{L}[n](\mathbf{y}[n] - \mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n])), \quad (3.1)$$

şeklindedir. Burada $\hat{\mathbf{x}}[n]$ durum kestirim vektörü, $\hat{\mathbf{f}}(\cdot)$ doğrusal-olmayan sistemin süreç modeli, $\mathbf{g}(\cdot)$ ise sistemin ölçüm modelidir. $\mathbf{L}[n]$, gözetleyicinin yakınsama karakteristiğini belirleyen gözetleyici kazancıdır. ELO her örnekleme periyodunda $\mathbf{L}[n]$ kazanç matrisini hesaplayarak sistem dinamiklerini doğrusallaştırır. $\mathbf{L}[n](\mathbf{y}[n] - \mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n]))$ ise ölçüm ve kestirim değerleri arasındaki farkı gösteren bir düzeltme terimidir.

ELO'da $\mathbf{x}[n]$ vektörüne üstel bir yakınsama sağlamak için kutup yerleştirme metodu kullanılabilir. Bu durumda her örnekleme anında, doğrusallaştırılan sistemin gözetlenebilir olduğundan emin olunmalıdır (G. Ellis 2002). Diğer taraftan ELO kestiriminin kesinliği, doğrusal-olmayan sistem dinamiklerinin ne kadar iyi doğrusallaştırıldığına bağlıdır. Ayrıca gözetleyici başlangıçta gerçek durum değerlerine ne kadar yakın değerlerde başlatılırsa süreç ve ölçüm fonksiyonlarının doğrusallaştırılması da o derece iyi olur. ELO durum kestirimi, aşağıdaki eşitlikte verilen gözetleyici hatasına bağlıdır.

$$\mathbf{e}[n + 1] = \mathbf{x}[n + 1] - \hat{\mathbf{x}}[n + 1] \quad (3.2)$$

$$\mathbf{e}[n + 1] = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}[n] + \mathbf{e}[n], \mathbf{u}[n]) - \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n]) \\ - \mathbf{L}[n](\mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}[n] + \mathbf{e}[n], \mathbf{u}[n]) - \mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n])).$$

Doğrusal-olmayan sistemler için (3.2) ifadesinin sifıra gitmesi durumu hata dinamiklerinden kolayca anlaşılabilir. Bu durumda gözetleyici kazancı orijinal sistem dinamiklerinin doğrusallaştırılmasıyla hesaplanır. Zamanla değişen $\mathbf{L}[n]$ kazanç matrisinin seçimi durum gözetleyicisinin yerel kararlılık özelliklerine bağlıdır yani $\mathbf{L}[n]$, asimptotik kararlı olan doğrusallaştırılmış hata dinamikleri gibi seçilmelidir.

3.1.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi – (EKF)

EKF yöntemi, gürültülü/gürültüsüz ortamlarda durum ve parametre kestirimi için en çok kullanılan yöntemlerden biridir (Chen ve Dunnigan 2002; Grewal ve Andrews 2001; Parlos ve diğ. 2002). EKF tasarımında, sistemin matematiksel modeli bilinmelidir. Ayrıca doğrusal-olmayan süreç dinamiklerinin kontrol işareti ve durumlara göre türetilbilir olması gerekir. Bu gözetleyicide süreç ve ölçüm fonksiyonlarının kısmi türevleri anlık kestirim civarındaki değerlerle doğrusallaştırılarak kestirim işlemi yapılır (Chen ve Dunnigan 2002; Kalman 1960). Bilinen olumlu özelliklerin yanısıra, EKF'deki gözetleyici başarımı sezgisel olarak ayarlanan başlangıç değerlerine ve istatistiksel formdaki süreç ve ölçüm gürültü kovaryanslarının seçimine bağlıdır. Bu karakteristiklerdeki yanlış varsayımlar gözetleyici performansını kötüleştirir. Simülasyon bazında EKF ile yapılmış pek çok uygulama olsa da pratik uygulamalarda rapor edilmiş az çalışma vardır. Bununla birlikte (Wilson ve diğ. 1998) çalışmasında endüstriyel uygulamalarda EKF kullanımının faydasına ait şüphelerden bahsedilmiştir.

EKF kestirim için tahmin ve ölçüm düzeltme aşamalarından oluşan yinelemeli bir algoritma içerir. Tahmin adımında, önceki sistem durumu kestirilerek o durum ile ilgili hata kovaryans matrisi hesaplanır. Düzeltme adımında ise sonraki adıma ait durum kestirimleri ve sonraki adıma ait hata kovaryansları güncel ölçüm bilgisini kullanarak hesaplanır. Böylece kestirimcinin hata kovaryansı en küçük yapılır. Bölüm 2'de (2.1) eşitliği ile verilen formdaki doğrusal-olmayan sistemlerin ayrık zamanlı durum uzayı modeli EKF için;

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}[n+1] &= \hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}[n], \mathbf{u}[n]) + \mathbf{w}[n] \\
\mathbf{y}[n+1] &= \mathbf{g}(\mathbf{x}[n], \mathbf{u}[n]) + \mathbf{v} \\
\mathbf{w} &\sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}), \\
\mathbf{v} &\sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{R}),
\end{aligned} \tag{3.3}$$

şeklindedir (Welch ve Bishop 1995). Burada $\mathbf{x}[n] \in \mathfrak{R}^N$, N -boyutlu durum vektörü, $\mathbf{u}[n] \in \mathfrak{R}^R$ giriş sinyal vektörü ve $\mathbf{y}[n] \in \mathfrak{R}^Q$ çıkış sinyal vektörüdür. $\hat{\mathbf{f}}(\cdot)$ doğrusal olmayan sistemin ayrık modelidir. Ayrıca \mathbf{w} , sistemin süreç gürültüsü, \mathbf{v} ise ölçüm gürültüsüdür. Süreç ve ölçüm gürültüleri birbiri ile ilişkisiz \mathbf{Q} ve \mathbf{R} gürültü kovaryans matrislerine sahip sıfır ortalamalı ve normal dağılımlı beyaz gürültülerdir. Pratikte \mathbf{Q} ve \mathbf{R} kovaryans matrisleri her örnekleme adımında değişebilir ama bu tez çalışmasındaki uygulamalarda bu matrisler sabit tutulmuştur. EKF yapısının tahmin adımında, önceki durum kestirimleri $\hat{\mathbf{x}}^-[n-1]$ ve onun hata kovaryans matrisleri $\mathbf{P}[n-1]$ kullanılarak daha sonraki sistem durumları $\hat{\mathbf{x}}^-[n]$ ve hata kovaryans matrisleri $\mathbf{P}^-[n]$ dinamik modelle kestirilir. Böylece kestirimcinin hata kovaryansı en küçük yapılmış olur. EKF'de tahmin kısmına ait zaman güncelleme eşitlikleri;

$$\hat{\mathbf{x}}^-[n] = \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}^-[n-1], \mathbf{u}[n-1]) \tag{3.4a}$$

$$\mathbf{P}^-[n] = \mathbf{A}[n]\mathbf{P}[n-1]\mathbf{A}^T[n] + \mathbf{Q} \tag{3.4b}$$

şeklindedir. Benzer şekilde, düzeltme kısmına ait ölçüm güncelleme eşitlikleri ise,

$$\mathbf{Y}[n] = \mathbf{P}^-[n]\mathbf{H}^T[n](\mathbf{H}[n]\mathbf{P}^-[n]\mathbf{H}^T[n] + \mathbf{R})^{-1} \tag{3.5a}$$

$$\hat{\mathbf{x}}[n] = \hat{\mathbf{x}}^-[n] + \mathbf{Y}[n](\mathbf{y}[n] - \mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}^-[n], \mathbf{u}[n-1])), \tag{3.5b}$$

$$\mathbf{P}[n] = (\mathbf{I} - \mathbf{Y}[n]\mathbf{H}[n])\mathbf{P}^-[n] \tag{3.5c}$$

olarak verilmektedir. Burada $\mathbf{Y}[n]$, Kalman kazancını göstermektedir. EKF gözetleyici modelinde $\hat{\mathbf{f}}(\cdot)$ ve $\mathbf{g}(\cdot)$ fonksiyonlarının \mathbf{x} ve \mathbf{u} değişkenlerine göre türetilebilir olduğu varsayıldığında yukarıdaki (3.4) ve (3.5) eşitliklerinde geçen $\mathbf{A}[n]$ ve $\mathbf{H}[n]$ Jacobian matrisleri şu şekilde hesaplanır:

$$\mathbf{A}[n] = \left. \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n-1] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n-1]}} \quad \text{ve} \quad \mathbf{H}[n] = \left. \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n-1] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n-1]}} \tag{3.6}$$

Bu matrisler, yinelemeli olarak EKF'nin zaman ve ölçüm güncelleme denklemlerinde kullanılarak sistemlere ait durum kestirimleri gerçek durum değerlerine eşitlenmeye çalışılır.

3.1.3 Kayan-Kip Gözetleyici – (SMO)

Kayan-kip gözetleyiciler, ölçülen sistem çıkışı ve gözetleyici çıkışı arasındaki hata üzerinde kayan bir hareket yaratma yeteneğine sahip doğrusal-olmayan gözetleyicilerdir. SMO'lar, sonlu zamanlı ve hızlı yakınsama, belirsizliklerle ilgili gürbüzlük, kararlılık ve kesin olmayan kestirimlerin olabirlikleri gibi özellikleri nedeniyle hem teorik hem de pratik pek çok uygulamada (Chen ve Dunnigan 2002; Davila ve diğ. 2005; Spurgeon 2008; Veluvolu ve diğ. 2007) kontrol, durum ve parametre kestirimi için tercih edilir. Ölçülen sistem çıkışı ve gözetleyici çıkışı arasındaki hata üzerinde kayma hareketi üretme yeteneğine sahip SMO'lar, özellikle doğrusal-olmayan etkilere karşı üstün performans gösterebilirler (S. Chen ve Moskwa 1997; Walcott ve diğ. 1987). Sistemin kapalı çevrim cevabı model belirsizliklerine duyarsız olduğu için anahtarlama fonksiyonunun seçimi önem kazanır. Bu durumda sistem durumları, anahtarlama fonksiyonu komşuluğunda olmaya zorlanır (Ghanes ve Zheng 2009; Spurgeon 2008; Xu ve Rahman 2012).

SMO için, daha önce (2.1) eşitliği ile verilen formdaki doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı bir sistemde $\{\mathbf{x}_m[n] | m = 1, \dots, N\}$ şeklindeki durumlardan sadece bir tanesinin kullanılabilir olduğu varsayılır. Bu durumda ayırık kayan-kip gözetleyici aşağıdaki şekilde tasarlanır (Veluvolu ve diğ. 2007):

$$\hat{\mathbf{x}}[n+1] = \hat{\mathbf{x}}[n](\mathbf{I} + \boldsymbol{\Psi}T_s) - \mathbf{h}_N \mathbf{e}_m[n] + T_s \hat{\mathbf{f}} - \mathbf{s}_N \text{sgn}(\mathbf{e}_m[n]), \quad (3.7)$$

burada

$$\boldsymbol{\Psi} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \\ \mathbf{0}_{1 \times n} \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

şeklindedir. $\hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n])$ modeli, $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ fonksiyonunun yaklaşığıdır. \mathbf{h}_N sabitleri, kestirim hatasının asimptotik olarak azalmasını garantileyen klasik Luenberger gözetleyici katsayıları gibidir. \mathbf{s}_N sabitleri ise kayma yüzeyinin anahtarlama için gereken tasarım parametreleridir. $\mathbf{e}_m[n] = \hat{\mathbf{x}}_m[n] - \mathbf{x}_m[n]$, ölçüm hatasıdır ve bu hatalara ait dinamikler aşağıdaki gibi verilir:

$$\mathbf{e}[n+1] = \mathbf{e}[n]\boldsymbol{\xi} - \mathbf{h}_N \mathbf{e}_m[n] - \varphi T_s \hat{\mathbf{f}} - \mathbf{s}_N \text{sgn}(\mathbf{e}_m[n]). \quad (3.9)$$

Burada $\mathbf{C} \triangleq [1 \ 0 \dots 0]$ olarak tanımlandığında, $\boldsymbol{\xi} = [\mathbf{I} + \boldsymbol{\Psi}T_s - \mathbf{h}_N(\mathbf{C} + \mathbf{C}\boldsymbol{\Psi}T_s)]$ ve $\boldsymbol{\varphi} = [\mathbf{I} - \mathbf{h}_N\mathbf{C}]$ olur. Eşitlik (3.9)'da verilen kestirim hatası dinamiğinin sınırı Lyapunov fonksiyonu analizi ile ifade edilir. \mathbf{h}_N parametrelerinin tasarımında $\boldsymbol{\xi}$ gibi özdeğerlerin birim çember içerisinde kalması gerekmektedir. Daha sonra $\mathbf{V}[\mathbf{n}] \triangleq \mathbf{e}^T[\mathbf{n}]\boldsymbol{\Theta}\mathbf{e}[\mathbf{n}]$ şeklindeki bir ayrık zamanlı Lyapunov fonksiyonu ile çözüme ulaşılır. Burada $\boldsymbol{\Theta} = \boldsymbol{\Theta}^T > \mathbf{0}$ bir sabit matristir ve $\boldsymbol{\xi}^T\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{\xi} - \boldsymbol{\Theta} = -\mathbf{I}$ olacak şekildedir. Kayan-kip gözetleyicilerin asimptotik yakınsama ve kararlılık koşulları (Veluvolu ve diğ. 2007) çalışmasında gösterilmiştir.

Kayan-kip teorisine dayalı yapılan çalışmalar SMO tasarımı için gerekli teorik altyapıyı araştırmanın yanısıra, birinci dereceden SMO yapısını genişletme konusu ile de ilgilenmektedirler. Klasik kayan-kip analizi yüksek dereceli kayan-kipleri içerse de literatürde artık ikinci dereceden kayan-kip algoritmaları da yaygın biçimde kullanılmaktadır (Bartolini ve diğ. 1999; Davila ve diğ. 2005). Son zamanlarda, geleneksel SMO'nun dışında sonlu-zamanlı yakınsamayı garantileyen ikinci dereceden ayrık SMO yapısı tasarlanmış ve bu gözetleyici pek çok mekanik sisteme uygulanmıştır. İkinci-dereceden SMO gözetleyicisinin dinamikleri, bilinen SMO'dan kısmen farklı olup aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}\hat{x}_1[n+1] &= \hat{x}_2[n] + \lambda|x_1[n] - \hat{x}_1[n]|^{1/2}sgn(x_1[n] - \hat{x}_1[n]) \\ \hat{x}_2[n+1] &= f(x_1[n], \hat{x}_2[n], u[n]) + \alpha sgn(x_1[n] - \hat{x}_1[n]).\end{aligned}\quad (3.10)$$

Buradaki parametreler şu şekilde ayarlanır:

$$\begin{aligned}\alpha &> f^+, \\ \lambda &> \sqrt{\frac{2}{\alpha - f^+} \frac{(\alpha + f^+)(1 + p)}{(1 - p)}}\end{aligned}\quad (3.11)$$

f^+ parametresi, sistemin en fazla olabilecek hızıdır ve $f^+ > |f(x_1[n], x_2[n], \hat{x}_2[n], u[n])|$ şeklinde türetilir (Davila ve diğ. 2005). Bu tezde, geleneksel ve ikinci dereceden kayan-kip gözetleyici yapıları çeşitli deneysel sistemler için tasarlanmıştır.

3.2 Model-Öngörülü Kontrol için Standart Bir Yöntem

Model-öngörülü kontrol işlemi doğrusal modeller ile sunulabilen sistemler için güçlü bir tekniktir (Camacho ve Alba 2013). MPC'nin konsepti doğrusal modellerle sınırlı olmamasına rağmen, doğrusal-olmayan sistemlerdeki uygulamaları halen üzerinde çalışılan araştırma konularındandır. MPC'deki maliyet fonksiyonuna doğrusal-olmayan model kestirimlerinin eklenmesi optimizasyon algoritmasının karmaşıklığını artırmaktadır. Bu yaklaşım bazı araştırmacıların ilgisini çekmiş olsa da, tercih edilen süreç çoğu zaman modeli doğrusallaştırma olarak görünür. Doğrusal model yaklaşımının en büyük avantajı; doğrusal sistemler için bu alandaki tüm gelişmelerin gerçekleştirilmiş olmasıdır. Bu yöndeki bazı eğilimler; denge noktaları etrafında ve izlenecek yörünge boyunca doğrusallaştırma yapmaktır. Literatürdeki kontrol yöntemleri arasında en çok tercih edilenlerden birisi olan MPC teknikleri ile yapılan bir çalışmada (Plucenio ve diğ. 2007) yörünge boyunca doğrusallaştırmaya dayalı bir yöntem önerilmiştir. Ancak varolanların aksine bu çalışmada kontrol hareketini elde etmek için iteratif bir prosedüre gerek duyulmamaktadır.

Doğrusal-olmayan sistemler için pratik bir MPC tekniği sunan (Plucenio ve diğ. 2007)'nin çalışması, genelleştirilmiş öngörülü kontrol GPC (Clarke ve diğ. 1987) ve dinamik matris kontrolü (Dynamic Matrix Control-DMC) (Cutler ve Ramaker 1980; Garcia ve Morshedi 1986) gibi klasik doğrusal öngörülü denetleyicilerin yorumlandığı bir algoritmadır. Bu çalışmada önerilen yaklaşımın temel avantajları; iteratif algoritma kullanımının olmaması, kontrol hareketinin doğrusal MPC'lerde kullanılan aynı yöntemlerle elde edilebilmesi ve herhangi bir doğrusal-olmayan modelin kullanımının gerekmemesidir.

Temelini DMC ve GPC gibi iki popüler MPC algoritmasının oluşturduğu bu yöntemde, kontrol ufku (K_u) değişimi $\Delta \mathbf{u}$ 'nun bir fonksiyonu olarak kestirim ufku (K_y) boyunca elde edilen kestirim vektörü;

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{F} + \mathbf{G}\Delta \mathbf{u} \quad (3.12)$$

şeklinde yazılır. Bu yöntemdeki doğrusal model süperpozisyon prensibi kullanarak $\tilde{\mathbf{Y}}$ hesabı yapmak için basit bir yol sunar. Doğrusal-olmayan süreçler için bu prensip uygulanamayabilir ama (3.12) eşitliğinin farklı bir yorumu kullanılarak $\tilde{\mathbf{Y}}$ 'ın bir yaklaşığı ileriki adımlarda görüldüğü gibi elde edilebilir.

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_1(x_1, x_2, \dots, x_m) \\ w_2(x_1, x_2, \dots, x_m) \\ \vdots \\ w_{K_y}(x_1, x_2, \dots, x_m) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_m]^T$ şeklinde m değişkenli, $K_y \times 1$ boyutlu bir vektörün değişkenlerindeki değişim, \mathbf{W} 'daki fonksiyonların birinci dereceden Taylor açılımı ile aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\mathbf{W}(\mathbf{X} + \delta\mathbf{X}) \cong \mathbf{W}(\mathbf{X}) + \frac{\partial\mathbf{W}}{\partial\mathbf{X}} \delta\mathbf{X}, \quad (3.14)$$

Burada $\frac{\partial\mathbf{W}}{\partial\mathbf{X}}$, \mathbf{X} değişkenlerine göre \mathbf{W} 'nın Gradyant vektörüdür,

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \frac{\partial w_1}{\partial x_1} & \frac{\partial w_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial w_1}{\partial x_m} \\ \frac{\partial w_2}{\partial x_1} & \frac{\partial w_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial w_2}{\partial x_m} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial w_p}{\partial x_1} & \frac{\partial w_p}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial w_p}{\partial x_m} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$\tilde{\mathbf{Y}}$; y çıkış sinyalinin geçmiş ve o anki değerlerini, $\bar{\mathbf{u}}$; u giriş sinyalinin geçmiş değerlerini göstermek üzere;

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= u_0 + \delta\mathbf{u} \\ u_0 &= u(k-1)\mathbf{I} \\ \delta\mathbf{u} &= \mathbf{D}\Delta\mathbf{u} \\ \Delta\mathbf{u} &= [\Delta u(k) \quad \Delta u(k+1) \quad \dots \quad \Delta u(k+m-1)]^T \end{aligned} \quad (3.16)$$

tanımları yapılabilir. Burada, \mathbf{I} ; $m \times 1$ boyutlu birim matris ve \mathbf{D} ; $m \times m$ boyutunda bir alt üçgen matristir. Artık kestirim vektörü $\tilde{\mathbf{Y}}$ aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{Y}}, \bar{\mathbf{u}}, \mathbf{u}). \quad (3.17)$$

Eşitlik (3.14)'deki prosedür kestirim vektörü için kullanılırsa;

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{Y}}, \tilde{\mathbf{u}}, \mathbf{u}_0) + \frac{\partial \tilde{\mathbf{Y}}}{\partial \mathbf{u}} \delta \mathbf{u} \quad (3.18)$$

yazılabilir. Eşitlik (3.16) kullanıldığında;

$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{Y}}}{\partial \mathbf{u}} \delta \mathbf{u} = \frac{\partial \tilde{\mathbf{Y}}}{\partial \Delta \mathbf{u}} \Delta \mathbf{u} \quad (3.19)$$

olur. $\mathbf{F} = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{Y}}, \tilde{\mathbf{u}}, \mathbf{u}_0)$ ve $\mathbf{G}_{\text{PNMPC}} = \frac{\partial \tilde{\mathbf{Y}}}{\partial \Delta \mathbf{u}}$ tanımlamalarından sonra \mathbf{F} ; $\Delta \mathbf{u} = \mathbf{0}$ iken elde edilen bir kestirim vektörüdür. $\mathbf{G}_{\text{PNMPC}}$ ise $\Delta \mathbf{u}$ kontrol artışları vektörü ile ilgili çıkış kestirimlerinin Gradyantıdır. Bu tanımlamalardan sonra aşağıdaki gibi vektörel bir gösterim elde edilir:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{F} + \mathbf{G}_{\text{PNMPC}} \Delta \mathbf{u}. \quad (3.20)$$

Burada $\mathbf{G}_{\text{PNMPC}}$; Gradyant matrisi olarak da adlandırılan pratik, doğrusal-olmayan MPC matrisidir ve

$$\mathbf{G}_{\text{PNMPC}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \tilde{y}_{k+1}}{\partial \Delta u_k} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{\partial \tilde{y}_{k+2}}{\partial \Delta u_k} & \frac{\partial \tilde{y}_{k+2}}{\partial \Delta u_{k+1}} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial \tilde{y}_{k+K_y}}{\partial \Delta u_k} & \frac{\partial \tilde{y}_{k+K_y}}{\partial \Delta u_{k+1}} & \dots & \frac{\partial \tilde{y}_{k+K_y}}{\partial \Delta u_{k+m-1}} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

şeklinindedir. Doğrusal bir sistem için eşitlik (3.21)'deki $\mathbf{G}_{\text{PNMPC}}$ matrisinin tamamen DMC algoritmasındaki \mathbf{G} matrisine eşit olduğuna dikkat edilmelidir (Cutler ve Ramaker 1980). Bu matris ya basamak cevabı ile ya da Diophantine denkleminin (Clarke ve diğ. 1987) çözümü ile türetilen GPC ile elde edilir. Doğrusal sistemler için kontrol değişimi $\Delta \mathbf{u}$ 'nun doğrusal kombinasyonlarına göre kestirimler değişeceği için $\mathbf{G}_{\text{PNMPC}}$ matrisi sabittir. Doğrusal-olmayan bir sistem için basamak cevabı \mathbf{G} matrisi için gereken elemanları sağlamada yetersiz kalmaktadır. Gradyant matrisi, birinci dereceden Taylor serisi açılımı kullanılması nedeniyle sadece kestirimlerin yaklaşıklığını vermesine rağmen, başka metotlar tarafından basamak cevabı ile üretilen diğer sonuçlar karşılaştırıldığında bu yöntemdeki kestirimler daha üstün hassasiyetlerde elde edilmektedir. $\mathbf{G}_{\text{PNMPC}}$ matrisindeki alt üçgen formu dinamik sistemin nedenselliğinin bir sonucudur.

\mathbf{G} matrisinin anlamı; sadece doğrusal sistemler için geçerli olan basamak cevabı ile karşılaştırıldığında doğrusal-olmayan sistemler için doğal bir yaklaşım gibi görünen DMC ve GPC algoritmaları tarafından kullanılan bir Gradyant vektörü olmasıdır. Asıl soru $\mathbf{G}_{\text{PNMPC}}$ matrisinin nasıl hesaplanacağıdır. Bunun için ikinci dereceden RK integrasyon metodundan ilham alınarak geliştirilen ve ağırlıklı Gradyant olarak adlandırılan iteratif olmayan bir çözüm kullanılmaktadır (Plucenio ve diğ. 2007). Bu yöntemin en önemli avantajı; hesaplamaların model benzetimi kullanılarak yapıldığı hemen hemen her tür model (sinir ağıları, doğrusal-olmayan ayrık durum uzayı, diferansiyel denklem seti olarak verilen sistemler vs.) için uygulanabilir olmasıdır.

Bu bölümde, literatürde yaygın biçimde kullanılan standart gözetleyici yapılarından ve pratik bir model-öngörülü kontrol yaklaşımından kısaca bahsedilmiştir. Bu standart yöntemlerin tezde tasarlanan RK tabanlı yapılar ile gerçek-zamanlı karşılaştırmalarına ilişkin sonuçlarına 5. bölümde yer verilmiştir. Bundan sonraki 4. bölümde ise RK integrasyon yöntemi, sürekli-zamanlı bir sistemin RK modeli ile RK tabanlı kestirim ve kontrol yöntemleri hakkında detaylı bilgiler verilmiştir.

4. RUNGE-KUTTA MODEL-TABANLI YÖNTEMLER

Bu bölümde öncelikle, Runge-Kutta model-tabanlı yöntemleri uygulamak üzere problem tanımını kısmında verilen doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı sistemleri ayırıklaştırma işleminde kullanılan RK integrasyon yöntemine yer verilmiştir. Daha sonra bu nümerik integrasyon yöntemi kullanılarak tasarlanan ve sistemin ayırık modeli ile geliştirilen RK model-tabanlı gözetleyiciler, RK model-öngörülü kontrolör yapısı ve RK model-tabanlı uyarlamalı yeni bir PID kontrolör tanıtılmıştır.

4.1 RK Modeli

Literatürde pek çok sayısal integrasyon yöntemi olmasına rağmen (Press ve diğ. 2007) diğer integrasyon yaklaşımları ile karşılaştırıldığında yüksek doğruluk performansı ve kararlılık özelliklerinin üstünlüğü nedeniyle (Burrage ve Butcher 1980; Cooper 1987; Press ve diğ. 2007) öne çıkan RK integrasyon algoritması, bu tezde sürekli-zamanlı sistemlerin ayırık modellerinin elde edilmesi amacıyla kullanılmıştır. Bu kapsamda, RK nümerik ayırıklaştırma yöntemini kullanan ve adına RK modeli (İplikci 2012) denilen yaklaşımla doğrusal/doğrusal-olmayan sistemlerin durum/parametre kestirimleri (Runge-Kutta Gradyant Observer-RKGO, Runge-Kutta Extended Kalman Filter-RKEKF) gerçekleştirilmiştir. Ayrıca aynı RK modeli kullanılarak doğrusal-olmayan model-öngörülü kontrol (Runge-Kutta Model-Based Predictive Controller-RKMPC) yaklaşımı ile sürekli-zamanlı çeşitli sistemlerin kontrolü yapılmıştır. Bunun yanında, yine doğrusal-olmayan sistemler için RK model-tabanlı model-öngörülü uyarlamalı PID ismi verilen yeni bir kontrolör de (Runge-Kutta Proportional-Integral-Derivative-RKPID) önerilmiştir. Böylece doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı bir sisteme ait tek bir modelle en doğru yaklaşımlarda sistem parametreleri bulunup, aynı zamanda RK model-tabanlı çeşitli yaklaşımlarla doğrusal-olmayan sistemin kontrolü de gerçekleştirilebilmiştir.

İkinci bölümde eşitlik (2.1)'deki gibi kapalı formda verilen bir sistemde $x_1[n], \dots, x_N[n]$ anlık durumları ve $\mathbf{u}[n]$ anlık girişleri göstermek üzere sistemin n . anındaki değerleridir. n ise $t = nT_s$ zamanındaki örnekleme anını ifade eder. Bir sonraki örnekleme anında sisteme ait $\hat{x}_i[n+1]$ ve $\hat{y}[n+1]$ durum ve çıkış değerleri aşağıdaki eşitliklerde verilen 4. dereceden RK algoritması ile öngörülebilir.

$$\begin{aligned}
\hat{x}_1[n+1] &= \hat{x}_1[n] + \frac{k_{11}[n]}{6} + \frac{k_{12}[n]}{3} + \frac{k_{13}[n]}{3} + \frac{k_{14}[n]}{6} \\
&\vdots \\
\hat{x}_N[n+1] &= \hat{x}_N[n] + \frac{k_{N1}[n]}{6} + \frac{k_{N2}[n]}{3} + \frac{k_{N3}[n]}{3} + \frac{k_{N4}[n]}{6} \\
&\vdots \\
\hat{y}_1[n+1] &= g_1(\hat{x}_1[n+1], \dots, \hat{x}_N[n+1], u_1[n], \dots, u_R[n], \theta) \\
&\vdots \\
\hat{y}_Q[n+1] &= g_Q(\hat{x}_1[n+1], \dots, \hat{x}_N[n+1], u_1[n], \dots, u_R[n], \theta)
\end{aligned} \tag{4.1}$$

şeklindedir. Burada

$$\begin{aligned}
k_{11}[n] &= T_s f_1(\hat{x}_1[n], \dots, \hat{x}_N[n], u_1[n], \dots, u_R[n], \theta) \\
&\vdots \\
k_{N1}[n] &= T_s f_N(\hat{x}_1[n], \dots, \hat{x}_N[n], u_1[n], \dots, u_R[n], \theta) \\
k_{12}[n] &= T_s f_1\left(\hat{x}_1[n] + \frac{k_{11}[n]}{2}, \dots, \hat{x}_N[n] + \frac{k_{N1}[n]}{2}, u_1[n], \dots, u_R[n], \theta\right) \\
&\vdots \\
k_{N2}[n] &= T_s f_N\left(\hat{x}_1[n] + \frac{k_{11}[n]}{2}, \dots, \hat{x}_N[n] + \frac{k_{N1}[n]}{2}, u_1[n], \dots, u_R[n], \theta\right) \\
k_{13}[n] &= T_s f_1\left(\hat{x}_1[n] + \frac{k_{12}[n]}{2}, \dots, \hat{x}_N[n] + \frac{k_{N2}[n]}{2}, u_1[n], \dots, u_R[n], \theta\right) \\
&\vdots \\
k_{N3}[n] &= T_s f_N\left(\hat{x}_1[n] + \frac{k_{12}[n]}{2}, \dots, \hat{x}_N[n] + \frac{k_{N2}[n]}{2}, u_1[n], \dots, u_R[n], \theta\right) \\
k_{14}[n] &= T_s f_1(\hat{x}_1[n] + k_{13}[n], \dots, \hat{x}_N[n] + k_{N3}[n], u_1[n], \dots, u_R[n], \theta) \\
&\vdots \\
k_{N4}[n] &= T_s f_N(\hat{x}_1[n] + k_{13}[n], \dots, \hat{x}_N[n] + k_{N3}[n], u_1[n], \dots, u_R[n], \theta)
\end{aligned} \tag{4.2}$$

olmak üzere eşitlik (4.1) aşağıdaki gibi vektörel formda yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{x}}[n+1] &= \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n], \Theta) \\
&= \hat{\mathbf{x}}[n] + \mathbf{k}[n]. \\
\hat{\mathbf{y}}[n] &= \mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n])
\end{aligned} \tag{4.3}$$

(4.3) eşitliğindeki durumlara ait RK bileşenleri $\mathbf{k}[n]$ vektöründe toplanmıştır.

Bu vektörün genel formu;

$$\mathbf{k}[n] = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} k_{11}[n] + 2k_{12}[n] + 2k_{13}[n] + k_{14}[n] \\ k_{21}[n] + 2k_{22}[n] + 2k_{23}[n] + k_{24}[n] \\ \vdots \\ k_{N1}[n] + 2k_{N2}[n] + 2k_{N3}[n] + k_{N4}[n] \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$= \frac{1}{6} (\mathbf{k}_1 + \mathbf{k}_2 + \mathbf{k}_3 + \mathbf{k}_4)$$

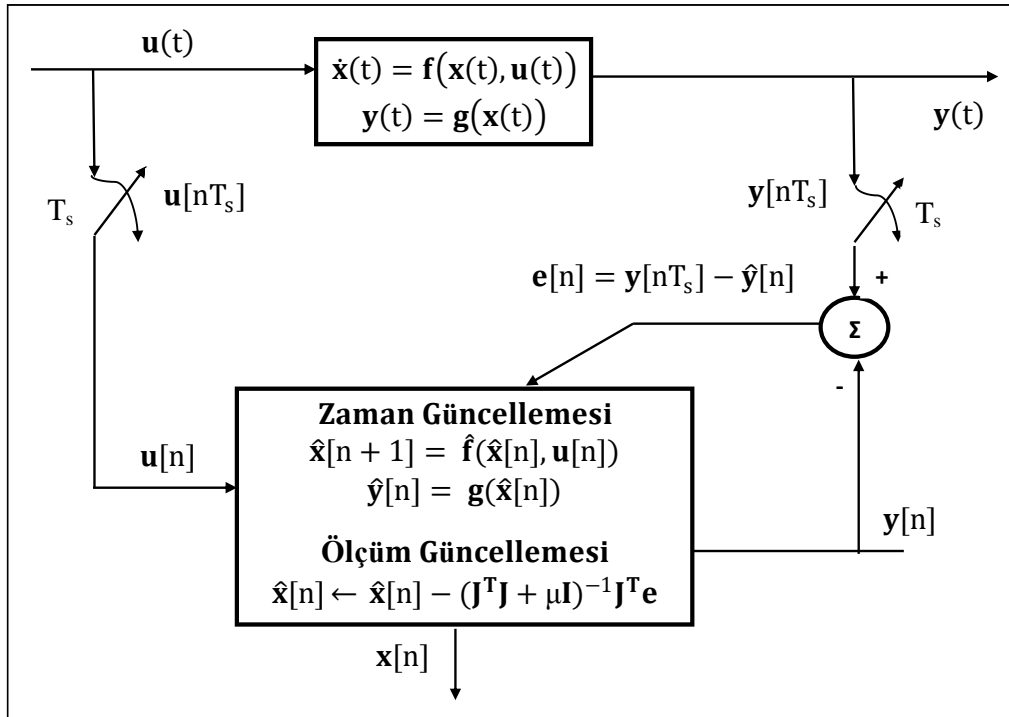
şeklindedir. Bu aşamadan sonra, $t = nT_s$ örnekleme anındaki durum değişkenleri $x_1[n], \dots, x_N[n]$ ve giriş büyüklükleri $\mathbf{u}[n]$ verildiğinde sürekli-zamanlı sistemin ayrık-zamanlı RK modeli (Iplikci 2012) kullanılarak bir sonraki örnekleme anındaki ($t + T_s = (n + 1)T_s$) $\hat{x}_i[n + 1]$ ve $\hat{y}[n + 1]$ çıkışları (4.3) eşitliği yardımıyla bulunabilir.

4.2 RK Model-Tabanlı Durum Kestirimi

Bu alt bölümde, doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı bir sistemin ayrık RK modeli kullanılarak durum kestirimi işlemini yapan gözetleyiciler anlatılmıştır.

4.2.1 RK Model-Tabanlı Gradyant Gözetleyici – (RKGO)

Şekil 4.1’de RK model-tabanlı Gradyant gözetleyici yapısı görülmektedir.



Şekil 4-1: RKGO yapısı.

RKGO yapısı için sürekli-zamanlı, doğrusal-olmayan bir sistemin durumlarına ait kestirim hataları;

$$\mathbf{e}[n + 1] = [\mathbf{y}[n + 1] - \hat{\mathbf{y}}[n + 1]] \quad (4.5)$$

şeklinde öngörülebilir. Kestirim hatası vektörü dikkate alındığında en küçük yapılmak istenen maliyet fonksiyonu;

$$\begin{aligned} F(\hat{\mathbf{x}}[n], \mathbf{u}[n]) &= \mathbf{e}^T[n + 1]\mathbf{e}[n + 1], \\ &= e_1^2[n + 1] + \dots + e_M^2[n + 1] \end{aligned} \quad (4.6)$$

olarak elde edilir. RK model-tabanlı durum güncellemeleri sürecinde maliyet fonksiyonunun en küçük yapılabilmesi için Levenberg-Marquardt (LM) kuralı kullanılmıştır. LM kuralı kullanılarak oluşturulan durum kestirimlerine ait güncelleme kuralı şu şekilde olur.

$$\hat{\mathbf{x}}[n] \leftarrow \hat{\mathbf{x}}[n] - (\mathbf{J}^T\mathbf{J})^{-1}\mathbf{J}^T\mathbf{e}. \quad (4.7)$$

Burada \mathbf{e} kestirim hataları vektörü ve \mathbf{J} Jacobian matrisidir. Jacobian matrisi, $i = 1, \dots, Q$ ve $j = 1, \dots, N$ için kestirim hatasının her bir sistem durumuna göre türevinin alınması ile aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$[\mathbf{J}]_{ij} = \frac{\partial e_i}{\partial \hat{x}_j} = \frac{\partial [\mathbf{y}_i[n + 1] - \hat{\mathbf{y}}_i[n + 1]]}{\partial \hat{x}_j[n]} = -\frac{\partial \hat{\mathbf{y}}_i[n + 1]}{\partial \hat{x}_j[n]}, \quad (4.8)$$

buradaki $\partial \hat{\mathbf{y}}_i / \partial \hat{x}_j$ türev bileşenleri, sistemin RK modeli ile elde edilmektedir. (4.8) ifadesindeki $\partial \hat{\mathbf{y}}_i / \partial \hat{x}_j$ terimleri zincir kuralı kullanılarak,

$$\frac{\partial \hat{\mathbf{y}}_i[n + 1]}{\partial \hat{x}_j[n]} = \left[\sum_{i=1}^N \frac{\partial \mathbf{g}[n + 1]}{\partial \hat{x}_i[n + 1]} \frac{\partial \hat{x}_i[n + 1]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}. \quad (4.9)$$

şeklinde yazılabilir. $\partial \hat{\mathbf{y}}_i / \partial \hat{x}_j$ türevleri sistem durumları cinsinden RK modeli kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\frac{\partial \hat{x}_i[n + 1]}{\partial \hat{x}_j[n]} = \mathbf{I} + \frac{1}{6} \left(\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + 2 \frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + 2 \frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right) \quad (4.10)$$

RKGO ile durum kestirimi işleminde kullanılan ve (4.10) eşitliği için gerekli olan RK parçalı türevleri $(\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]}, \dots, \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]})$ asenkron biçimde şu şekilde hesaplanır.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}, \\
\frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\frac{1}{2} \sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i1}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}, \\
\frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\frac{1}{2} \sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i2}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}, \\
\frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i3}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

(4.8) eşitliğindeki Jacobian matrisi elemanlarının (4.10) ve (4.11) eşitlikleri ile bulunması sonucu, doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı sistemin RK model-tabanlı durum güncellemeleri gerçekleştirilmiş olur.

$$\begin{aligned}
\Delta \hat{\mathbf{x}} &= - \frac{\mathbf{J}[n]^T \mathbf{e}[n]}{\mathbf{J}[n]^T \mathbf{J}[n]}, \\
\hat{\mathbf{x}}[n+1] &= \hat{\mathbf{x}}[n+1] + \Delta \hat{\mathbf{x}}
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Bu bölümde tanıtılan RK model-tabanlı gözetleyicinin kararlılığı Ek-A.1 bölümünde anlatılmıştır. Bir sonraki alt bölümde, RK modelinin genişletilmiş Kalman filtresi ile sentezlenmesiyle oluşturulan RKEKF yöntemi anlatılmıştır.

4.2.2 RK Model-Tabanlı Genişletilmiş Kalman Filtresi – (RKEKF)

RKEKF, hem RK model-tabanlı gözetleyicinin hem de EKF'nin özelliklerini taşıyan bir kestirimcidir. Problem tanımı kısmında (2.1) eşitliğindeki formda verilen sistemlerde bu türden bir gözetleyici ile durum kestirimi yapabilmek için sistemin ayrık-zamanlı yaklaşıklıklarına (RK modeline) ihtiyaç duyulmaktadır. Burada, daha önce (3.6) eşitliği ile EKF için hesaplanan $\mathbf{A}[n]$ ve $\mathbf{H}[n]$ matrisleri bu gözetleyici için RK model-tabanlı olarak hesaplanmaktadır (İplikçi 2012). $\mathbf{A}[n]$ ve $\mathbf{H}[n]$ matrislerinin yeni ifadeleri $i, j = 1, \dots, N$ için artık aşağıdaki gibi yazılır:

$$\mathbf{A}[n] = \left. \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \quad \text{ve} \quad \mathbf{H}[n] = \left. \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \quad (4.13)$$

burada $\mathbf{A}[n]$ matrisi;

$$\mathbf{A}[n] = \left. \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} = \frac{\partial \hat{f}_i(\hat{\mathbf{x}}[n+1], \mathbf{u}[n+1])}{\partial \hat{x}_j[n]} = \frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \hat{x}_j[n]} \quad (4.14)$$

şeklindedir. $\hat{\mathbf{f}}$ fonksiyonuna ait $\frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \hat{x}_j[n]}$ bileşenleri sistem durumlarına göre türetilmelidir. $\mathbf{A}[n]$ ve $\mathbf{H}[n]$ matrisleri için gereken parçalı türevler RK model-tabanlı olarak;

$$\frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \hat{x}_j[n]} = \mathbf{I} + \frac{1}{6} \left(\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + 2 \frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + 2 \frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right) \quad (4.15)$$

yazılır. RKEKF durum kestirimi işleminde kullanılan ve (4.15) eşitliği için gerekli olan RK parçalı türevleri $\left(\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]}, \dots, \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right)$ yine asenkron biçimde aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\begin{aligned} \frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\ \frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial k_{p1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + \mathbf{I} \right) \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i1}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\ \frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial k_{p2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + \mathbf{I} \right) \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i2}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\ \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial k_{p3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + \mathbf{I} \right) \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+k_{i3}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Böylece doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı bir sistemin anlık durum kestirimleri EKF algoritması ile sentezlenen sistemin RK modeli ile kestirilebilir hale gelir. İkinci-dereceden Lyapunov metodu kullanılarak, EKF'nin kestirim hatası dinamiklerinin üstel olarak kararlı olduğu (Reif ve Unbehauen 1999) çalışmasında kanıtlanmıştır. RKEKF gözetleyicisinin kararlılık ispatı için de benzer bir yöntem kabul edilebilir.

4.3 RK Model-Tabanlı Model-Öngörülü Kontrol Yapısı

Bu alt bölümde doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı sistemlerin kontrolü için kullanılan tekniklerin başında gelen model-öngörülü kontrolör yapısı üzerinde durulmuştur. Problem tanımı bölümünde eşitlik (2.1) ile ifade edilen doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı bir sistem için verilen kapalı formda, $\mathbf{x}(t) \in \mathfrak{R}^N$, $\mathbf{u}(t) \in \mathfrak{R}^R$, $\mathbf{y}(t) \in \mathfrak{R}^Q$ olmak üzere $\{\mathbf{f}_i | i = 1, \dots, N\}$ ve $\{\mathbf{g}_j | j = 1, \dots, Q\}$ fonksiyonları kontrol işareti ve durum vektörlerine göre dinamikleri bilinen, sürekli zamanlı ve türevi alınabilen fonksiyonlardır. Bu gösterimde t sürekli-zaman indeksini gösterir. Ancak, kontrolü yapılacak sistemler sürekli-zamanlı ancak kontrol elemanı ayrık-zamanlı olduğu için sürekli-zamanlı işaretlerin belli bir örnekleme periyodu (T_s) ile örneklenmesi gerekmektedir. Örneklenmiş işaretler aşağıdaki gibi ayrık-zamanlı işaretler olarak kullanılabilir ($p_y = 1, 2, \dots, K_y$, $p_u = 0, 1, \dots, K_u$):

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}(t)|_{t=(n+p_y)T_s} &= \tilde{\mathbf{y}}((n+p_y)T_s) = \tilde{\mathbf{y}}[n+p_y] \\ \mathbf{x}(t)|_{t=(n+p_y)T_s} &= \mathbf{x}((n+p_y)T_s) = \mathbf{x}[n+p_y] \\ \mathbf{u}(t)|_{t=(n+p_u)T_s} &= \mathbf{u}((n+p_u)T_s) = \mathbf{u}[n+p_u]\end{aligned}\tag{4.17}$$

$\tilde{\mathbf{y}}$ 'nin referans işareti olduğu ve bu işaretin kısa vadeli gelecekte ($t = (n+p_y)T_s$) alacağı değerlerin ($\tilde{\mathbf{y}}((n+p_y)T_s)$) önceden bilindiği varsayılırsa genel kontrol problemi şu şekilde tanımlanır:

$$\begin{aligned}\min_{\mathbf{u}} f(\mathbf{u}) &= \sum_{p_y=1}^{K_y} (\tilde{\mathbf{y}}[n+p_y] - \hat{\mathbf{y}}[n+p_y])^2 + \lambda_r \sum_{p_u=1}^{K_u} (u[n+p_u] - u[n+p_u-1])^2 \\ \text{Kısıtlar: } \mathbf{x}_{min} &\leq \mathbf{x}((n+p_y)T_s) \leq \mathbf{x}_{max}, \quad p_y = 1, 2, \dots, K_y \\ \mathbf{u}_{min} &\leq \mathbf{u}((n+p_u)T_s) \leq \mathbf{u}_{max}, \quad p_u = 1, 2, \dots, K_u \\ |\mathbf{u}((n+p_u)T_s) - \mathbf{u}((n+p_u-1)T_s)| &\leq \Delta \mathbf{u}_{max}, \quad p_u = 1, 2, \dots, K_u\end{aligned}\tag{4.18}$$

MPC bu probleme şu şekilde yaklaşmaktadır: Sistemin giriş-hızı ve durum işaretlerinin (4.18) eşitliğinde ifade edilen belirli aralıklar arasında kalma kısıtlarını sağlamaları şartıyla, sistemin çıkış işaretinin kısa vadeli gelecekteki değerlerinin ($\mathbf{y}((n+p_y)T_s)$) referans işaretini ($\tilde{\mathbf{y}}((n+p_y)T_s)$) olabildiğince yakından takip etmesini sağlayacak şekilde uygun kontrol işaretinin ($\mathbf{u}((n+p_u)T_s)$) bulunması amaçlanmaktadır. Eşitlik (4.18)'de ifade edilen K_y , “kestirim ufku”, K_u ise “kontrol

ufku” olarak adlandırılmaktadır ve her zaman $K_u < K_y$ olacak şekilde seçilmelidir. Ayrıca bu problem için $p_u > K_u + 1, \dots, K_y$ için $u((n + p_u)T_s) = u((n + K_u)T_s)$ olduğu kabul edilmiştir. Burada $\mathbf{u} = [u(nT_s) \dots u((n + K_u)T_s)]^T$ şeklindeki kontrol işaretlerini bulmak için her adımda aşağıdaki maliyet fonksiyonu minimize edilmektedir:

$$\begin{aligned}
f(\mathbf{u}) &= \sum_{p_y=1}^{K_y} (\hat{y}[n + p_y] - \hat{y}[n + p_y])^2 + \lambda_r \sum_{p_u=1}^{K_u} (u[n + p_u] - u[n + p_u - 1])^2 \\
&= \sum_{p_y=1}^{K_y} (\hat{y}[n + p_y] - \hat{y}[n + p_y])^2 + \lambda_r \sum_{p_u=1}^{K_u} (u[n + p_u] - u[n + p_u - 1])^2
\end{aligned} \tag{4.19}$$

Burada $\hat{y}((n + p_y)T_s) \equiv \hat{y}[n + p_y]$ değerleri sistemin gerçek çıkışları olmayıp onların kestirimleridir. λ_r değişkeni ise giriş işaretindeki ani değişimleri cezalandıran bir terimdir. Eşitlik (4.19)’daki maliyet fonksiyonunda da görüldüğü gibi kontrol problemi aslında ileri yönelik kestirim hatalarını olabildiğince az bir kontrol işareti değişimi ile gerçekleştirmektir. Sistemin dinamik modeli bilindiği için, belli bir giriş işaretine karşılık kestirim ufku boyunca $\hat{\mathbf{x}}[n + p_y]$ sistem durumlarını ve $\hat{y}[n + p_y]$ çıkış değerlerini bu modelle bulmak mümkündür. Buradaki $\hat{\mathbf{x}}[n + p_y]$ ve $\hat{y}[n + p_y]$ değerleri sistemin gerçek durum ve çıkışı olmayıp sistemin RK ayrık modeli ile elde edilen kestirimleridir. Böylece, sistemin tüm durumlarının ve çıkışlarının kestirimleri, $1 \leq p_u \leq K_u + 1$ olmak üzere genel halde şu şekilde bulunabilir:

$$\begin{aligned}
\hat{y}[n + p_y] &= \mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}[n + p_y]) \\
&= \mathbf{g}(\hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}[n + p_y - 1], \mathbf{u}[n + p_u - 1])) \\
&= \mathbf{g}(\hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}[n + p_y - 2], \mathbf{u}[n + p_u - 2]), \mathbf{u}[n + p_u - 1]))
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Burada $\hat{\mathbf{f}}: \mathfrak{R}^N \times \mathfrak{R} \mapsto \mathfrak{R}^N$ fonksiyonu sistemin gerçek fonksiyonu olmayıp onun yaklaşık bir ifadesidir. Başka bir deyişle, sistemin gerçek fonksiyonu şu veya bu sebeple hiç bir zaman tam ve kesin olarak bilinemeyebilir. Ama şimdilik $\hat{\mathbf{f}} = \mathbf{f}$ alınabilir. Bu ifadelerde $K_u < p_u < K_y$ için $\mathbf{u}[n + p_u] = \mathbf{u}[n + K_u]$ olarak alınmıştır. Kestirimler ve kestirim ufkundaki referans işaretleri vektörlerle ifade edilirse:

$$\hat{\mathbf{Y}}_n = \begin{bmatrix} \hat{y}[n+1] \\ \hat{y}[n+2] \\ \vdots \\ \hat{y}[n+p_u+1] \\ \hat{y}[n+p_u+2] \\ \vdots \\ \hat{y}[n+K_y] \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad \tilde{\mathbf{Y}}_n = \begin{bmatrix} \tilde{y}[n+1] \\ \tilde{y}[n+2] \\ \vdots \\ \tilde{y}[n+p_u+1] \\ \tilde{y}[n+p_u+2] \\ \vdots \\ \tilde{y}[n+K_y] \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

elde edilir. Bu tanımlamalardan sonra, MPC problemi doğrusal-olmayan kısıtlı bir optimizasyon problemi şeklinde vektörel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{u}} f(\mathbf{u}) &= \sum_{p_y=1}^{K_y} (\tilde{y}[n+p_y] - \hat{y}[n+p_y])^2 + \lambda_r \sum_{p_u=1}^{K_u} (u[n+p_u] - u[n+p_u-1])^2 \\ &= (\tilde{\mathbf{Y}}_n - \hat{\mathbf{Y}}_n)^T (\tilde{\mathbf{Y}}_n - \hat{\mathbf{Y}}_n) + \lambda_r \mathbf{u}^T \mathbf{L} \mathbf{u} - 2\lambda_r \mathbf{u}[n] \mathbf{u}[n-1] + \lambda_r \mathbf{u}^2[n-1] \end{aligned} \quad (4.22)$$

Kısıtlar: $\mathbf{x}_{min} \leq \mathbf{x}((n+p_y)T_s) \leq \mathbf{x}_{max}, \quad p_y = 1, 2, \dots, K_y$
 $\mathbf{u}_{min} \leq \mathbf{u}((n+p_u)T_s) \leq \mathbf{u}_{max}, \quad p_u = 1, 2, \dots, K_u$
 $|\mathbf{u}((n+p_u)T_s) - \mathbf{u}((n+p_u-1)T_s)| \leq \Delta \mathbf{u}_{max}, \quad p_u = 1, 2, \dots, K_u$

eşitlik (4.22)'deki $(K_u + 1) \times (K_u + 1)$ boyutlu \mathbf{L} matrisi şu şekildedir:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 2 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & \ddots & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

Eşitlik (4.22)'deki doğrusal-olmayan kısıtlı optimizasyon problemini çözmek için $f(\mathbf{u})$ maliyet fonksiyonunu azaltan yani,

$$f(\mathbf{u} + \Delta \mathbf{u}) < f(\mathbf{u}) \quad (4.24)$$

yapan bir $\Delta \mathbf{u}$ işareti bulunup aday kontrol işaretine eklenerek de yeterli bir kontrol performansı elde edilebilir (Maciejowski 2002). Bu durumda, sistemdeki işaretler üzerindeki kısıtlar sağlanacak şekilde öyle bir $\Delta \mathbf{u}$ bulunmalıdır ki $f(\mathbf{u} + \Delta \mathbf{u}) < f(\mathbf{u})$ elde edilsin. Bu problem Gradyant temelli bir yaklaşımla çözülebilir. $f(\mathbf{u})$ maliyet fonksiyonunu $\Delta \mathbf{u}$ terimine göre en küçük yapmak için aşağıdaki gibi 2. dereceden Taylor yaklaşımı kullanılabilir.

$$f(\mathbf{u} + \Delta\mathbf{u}) \cong -f(\mathbf{u}) + \left[\frac{\partial f(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right]^T \Delta\mathbf{u} + \frac{1}{2} [\Delta\mathbf{u}]^T \left[\frac{\partial^2 f(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}^2} \right] \Delta\mathbf{u}. \quad (4.25)$$

Taylor yaklaşımındaki yüksek dereceli terimler ihmal edilirse ve Hessian matrisi pozitif tanımlı (iniş yönü için) ise, Newton yönü bir yerel minimum noktasına karesel yakınsamayı garanti eder (Venkataraman 2009; Wright ve Nocedal 1999). Hessian matrisi pozitif tanımlı değilse makul bir değerde seçilen $\gamma\mathbf{I}$ teriminin ilavesiyle Hessian matrisinin pozitif tanımlı olması sağlanır. Burada $f(\mathbf{u} + \Delta\mathbf{u})$ fonksiyonunun $\Delta\mathbf{u}$ terimine göre değişimini bulmak için (4.25) eşitliğinin her iki tarafı $\Delta\mathbf{u}$ 'ye göre türetilerek sıfıra eşitlenir ve böylece $\Delta\mathbf{u}$ değişimi Newton yönünde seçilmiş olur.

$$\Delta\mathbf{u} = -\mu \left(\frac{\partial^2 f(\mathbf{u})}{\partial^2 \mathbf{u}} \right)^{-1} \frac{\partial f(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}}. \quad (4.26)$$

Burada maliyet fonksiyonunun tasarım değişkenine (\mathbf{u}) göre 1. ve 2. dereceden türevlerine ihtiyaç duyulur. Bu aşamadan sonra $\Delta\mathbf{u}$ değişimini belirleyen Hessian matrisi $\left(\frac{\partial^2 f(\mathbf{u})}{\partial^2 \mathbf{u}} \right)$ ve Gradyant vektörünün $\left(\frac{\partial f(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right)$ bulunması gerekir. Gradyant vektörü;

$$\begin{aligned} \frac{\partial f(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} &= \frac{\partial \left((\tilde{\mathbf{Y}}_n - \hat{\mathbf{Y}}_n)^T (\tilde{\mathbf{Y}}_n - \hat{\mathbf{Y}}_n) + \lambda_r \mathbf{u}^T \mathbf{L} \mathbf{u} - 2\lambda_r \mathbf{u}[n] \mathbf{u}[n-1] + \lambda_r \mathbf{u}^2[n-1] \right)}{\partial \mathbf{u}} \\ &= -2 \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right)^T (\tilde{\mathbf{Y}}_n - \hat{\mathbf{Y}}_n) + 2\lambda_r \mathbf{L} \mathbf{u} - 2 \begin{bmatrix} \lambda_r \mathbf{u}[n-1] \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.27)$$

olarak yazılabilir. Diğer taraftan, Hessian matrisi,

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 f(\mathbf{u})}{\partial^2 \mathbf{u}} &= \frac{\partial \left(-2 \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right)^T (\tilde{\mathbf{Y}}_n - \hat{\mathbf{Y}}_n) + 2\lambda_r \mathbf{L} \mathbf{u} - 2 \begin{bmatrix} \lambda_r \mathbf{u}[n-1] \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \right)}{\partial \mathbf{u}} \\ &= -2 \left(\frac{\partial^2 \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}^2} \right)^T (\tilde{\mathbf{Y}}_n - \hat{\mathbf{Y}}_n) + 2 \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right)^T \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right) + 2\lambda_r \mathbf{L} \end{aligned} \quad (4.28)$$

şeklindedir. Eşitlik (4.28)'deki $\left(\frac{\partial^2 \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}^2} \right)^T (\tilde{\mathbf{Y}}_n - \hat{\mathbf{Y}}_n)$ ifadesi çoğu zaman ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Yeni bir düzenlemeyle Hessian matrisinin,

$$\frac{\partial^2 f(\mathbf{u})}{\partial^2 \mathbf{u}} \cong 2 \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right)^T \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right) + 2\lambda_r \mathbf{L} \quad (4.29)$$

şeklinde Jacobian yaklaşıklığı kullanılabilir. (4.27), (4.28) ve (4.29) eşitliklerinde geçen $\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}}$ matrisi aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{J} = \frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{y}[n+1]}{\partial u[n]} & \frac{\partial \hat{y}[n+1]}{\partial u[n+1]} & & \frac{\partial \hat{y}[n+1]}{\partial u[n+K_u]} \\ \frac{\partial \hat{y}[n+2]}{\partial u[n]} & \frac{\partial \hat{y}[n+2]}{\partial u[n+1]} & \dots & \frac{\partial \hat{y}[n+2]}{\partial u[n+K_u]} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}[n+K_y]}{\partial u[n]} & \frac{\partial \hat{y}[n+K_y]}{\partial u[n+1]} & \ddots & \frac{\partial \hat{y}[n+K_y]}{\partial u[n+K_u]} \\ \lambda_r & \lambda_r & & \lambda_r \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Bu matris aynı zamanda \mathbf{J} Jacobian matrisi olup bu ifade

$$\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{y}[n+1]}{\partial u[n]} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \frac{\partial \hat{y}[n+2]}{\partial u[n]} & \frac{\partial \hat{y}[n+2]}{\partial u[n+1]} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \frac{\partial \hat{y}[n+3]}{\partial u[n]} & \frac{\partial \hat{y}[n+3]}{\partial u[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}[n+3]}{\partial u[n+2]} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}[n+K_y]}{\partial u[n]} & \frac{\partial \hat{y}[n+K_y]}{\partial u[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}[n+K_y]}{\partial u[n+2_u]} & \frac{\partial \hat{y}[n+K_y]}{\partial u[n+3]} & \dots & \frac{\partial \hat{y}[n+K_y]}{\partial u[n+K_u]} \\ \lambda_r & \lambda_r & \lambda_r & \lambda_r & & \lambda_r \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

şeklinde genelleştirilebilir. Kontrol işareti vektörüne eklenecek olan $\Delta \mathbf{u}$ terimi Hessian matrisinin ve Gradyant vektörünün Jacobian yaklaşıklıkları kullanıldığında;

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{u} &= -\boldsymbol{\mu} \left(\frac{\partial^2 f(\mathbf{u})}{\partial^2 \mathbf{u}} \right)^{-1} \frac{\partial f(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \\ &= -\boldsymbol{\mu} \left(\left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right)^T \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right) + \lambda_r \mathbf{L} \right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}} \right)^T (\hat{\mathbf{Y}}_n - \mathbf{Y}_n) - \lambda_r \mathbf{u} + \begin{bmatrix} \lambda_r u[n-1] \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4.32)$$

elde edilir. Her örnekleme adımı için eşitlik (4.32) ile hesaplanan $\Delta \mathbf{u}$ terimi ile bir \mathbf{u}^* çözümü bulunur. Burada $0 < \mu \leq 1$ skaleri $|u[n+p_u] - u[n+p_u-1]| \leq \Delta \mathbf{u}_{max}$ kısıtlarını sağlayacak şekilde seçilen bir parametredir. Bulunan $\mathbf{u}^* = [u^*[n] \ u^*[n+1] \ \dots \ u^*[n+K_u]]$ vektörünün ilk elemanı ($\mathbf{u}^*[n]$) kontrol işareti olarak sisteme uygulanır. Sisteme uygulanan bu $\mathbf{u}^*[n]$ işaretinin aynı zamanda olurlu olması yani tüm kısıtları sağlaması gerekmektedir. Bu aşamadan sonra $\Delta \mathbf{u}$ değişimi için gerekli $\frac{\partial \hat{\mathbf{Y}}_n}{\partial \mathbf{u}}$ matrisinin nasıl bulunacağı önem kazanır. Bu matrisin herhangi bir adımdaki genel terimi, sistemin ölçüm modeli kullanılarak aşağıdaki formatta yazılabilir:

$$\frac{\partial \hat{y}_i[n+1]}{\partial \mathbf{u}[n+1]} = \left[\sum_{i=1}^N \frac{\partial \mathbf{g}[n+1]}{\partial \hat{x}_i[n+1]} \frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \mathbf{u}[n+1]} \right] \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \quad (4.33)$$

$\frac{\partial^T \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}}$ terimi ölçüm dinamiklerinin sistem durumlarına göre türetilmesiyle elde edilir. Ölçüm dinamikleri doğrusal değişen sistemler için $\frac{\partial^T \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}}$ terimi sabit bir vektör, doğrusal-olmayan sistemler için ise değişken bir vektör olur. Bu durumda (4.33) eşitliğindeki her örnekleme adımında hesaplanması gereken ifade sadece $\frac{\partial \hat{x}[n+p_y]}{\partial u[n+p_u]}$ terimidir. Kestirim ufku ($p_y = 1, 2, \dots, K_y$) ve kontrol ufku ($p_u = 0, 1, \dots, K_u$) sınırları da dahil edildiğinde $\frac{\partial \hat{x}[n+p_y]}{\partial u[n+p_u]}$ terimi;

$$\begin{aligned} & \frac{\partial \hat{\mathbf{x}}[n+k]}{\partial u[n+h]} \\ & \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{u}} \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n+k-1] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n+h]}} \right) \quad k=1, \quad h=0, \dots, K_u \\ & \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}} \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n+k-1] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n+h]}} \frac{\partial \hat{\mathbf{x}}[n+k-1]}{\partial u[n+h]} \right) \quad k=2, \dots, K_u+1, \quad h=0, \dots, k-2 \\ & = \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{u}} \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n+k-1] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n+h]}} \right) \quad k=2, \dots, K_u+1, \quad h=k-1 \\ & \mathbf{0} \quad k=2, \dots, K_u+1, \quad h=k, \dots, K_u \\ & \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}} \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n+k-1] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n+h]}} \frac{\partial \hat{\mathbf{x}}[n+k-1]}{\partial u[n+h]} \right) \quad k=K_u+2, \dots, K_y, \quad h=0, \dots, K_u-1 \\ & \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}} \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n+k-1] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n+h]}} \frac{\partial \hat{\mathbf{x}}[n+k-1]}{\partial u[n+h]} + \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{u}} \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n+k-1] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n+h]}} \right) \quad k=K_u+2, \dots, K_y, \quad h=K_u \end{aligned} \quad (4.34)$$

olarak genelleştirilir. Bu aşamadan sonra $\frac{\partial \hat{x}[n+p_y]}{\partial u[n+p_u]}$ terimini bulmak için 4.1 alt başlığı altında anlatılan sürekli-zamanlı sistemin ayrık RK modeli kullanılır. Jacobian hesaplamalarında gereken türevlerde kullanılmak üzere bir örnekleme adımı için $\frac{\partial \hat{x}[n+p_y]}{\partial u[n+p_u]}$ terimi bu model kullanılarak;

$$\frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \mathbf{u}[n]} = \frac{1}{6} \left(\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + 2 \frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + 2 \frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} \right) \quad (4.35)$$

şeklinde yazılır. RK model-tabanlı MPC işleminde kullanılacak olan RK parçalı türevleri asenkron biçimde aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} &= T_s \left[\frac{\partial f_i}{\partial \mathbf{u}} \right] \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\
\frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{1}{2} \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p1}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \mathbf{u}} \right] \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i1}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\
\frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{1}{2} \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p2}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \mathbf{u}} \right] \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i2}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\
\frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p3}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \mathbf{u}} \right] \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+k_{i3}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}
\end{aligned} \tag{4.36}$$

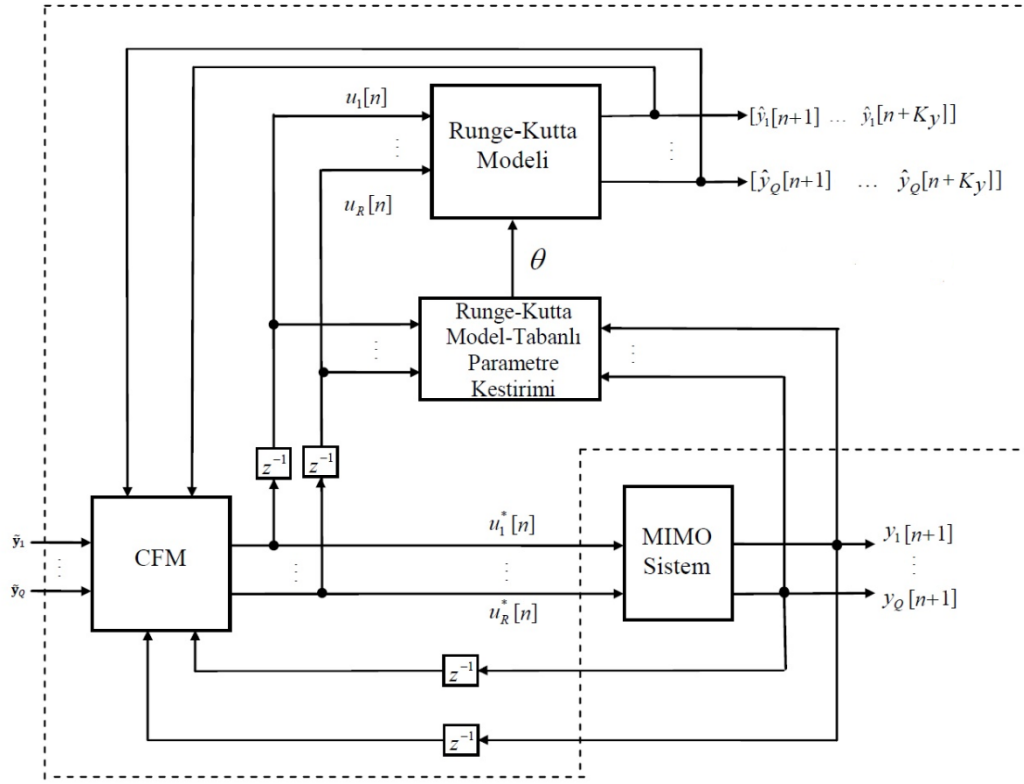
Eşitlik (4.32)'de hesaplanan ve kontrol işaretine eklenen $\Delta \mathbf{u}$ terimi için gerekli tüm ifadeler elde edilmiş olur. Bu aşamadan sonra, doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı sistemin RK model-tabanlı model-öngörülü kontrolü için gerekli kontrol işareti elde edilmiş olur.

4.4 Parametre Kestirim Tabanlı Model-Öngörülü Uyarlamalı Kontrol

Doğrusal-olmayan sistemlerin kontrolünde çokça tercih edilen NMPC yaklaşımları aynı zamanda parametre kestirim işlemi de kullanılmaktadır (Camacho ve Bordons 2007). Bu alt bölümde, daha önce anlatılan RK model-tabanlı model-öngörülü kontrolör yapısından farklı olarak dinamikleri bilinen, doğrusal-olmayan sistemin kontrolü uyarlamalı bir şekilde parametre kestirim tabanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Uygulamalarda sabit ve/veya değişken ve aynı zamanda bilinmeyen yük ve/veya sistem parametreleri tahmin edilirken aynı zamanda sistemin uyarlamalı bir şekilde kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Bunun için sürekli-zamanlı sistemin ayrık modeli (Iplikci 2012) olarak tanımlanan ve model-öngörülü kontrol, tahminleme, Jacobian hesabı, durum kestirimi gibi pek çok uygulamada da kullanılan sistemin RK modeli bu kez çevrimiçi olarak parametre kestirim süreci için geliştirilmiştir.

Eşitlik (2.1) ile verilen MIMO bir sistem için problem artık $\boldsymbol{\theta}$ vektörünün bilinmeyen parametrelerini bulmaktır. Bu süreçte sadece giriş ve çıkış sinyallerine ait ölçümler kullanılarak öncelikle $\boldsymbol{\theta}$ vektörünün bilinmeyen parametreleri kestirilir, daha sonra doğrusal-olmayan sistem uyarlamalı olarak kontrol edilir. Böylece bir taraftan model-öngörülü kontrol sinyali üretilirken aynı zamanda uyarlamalı olarak bilinmeyen

ve/veya değişken parametre kestirimi de yapılmış olur. Şekil 4.2’de RK model-tabanlı çevrimiçi parametre kestirimi ve uyarlamalı kontrol mekanizması görölmektedir.



Şekil 4-2: Parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol yapısı

Buradaki uyarlamalı yapı, doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı bir sistemin RK modelini, RK model-tabanlı parametre kestirim bloğunu ve maliyet fonksiyonunun en küçük yapıldığı (Cost Function Minimization-CFM) CFM bloğunu içerir. Bu uyarlamalı kontrol mekanizmasında sistemin RK modeli, aday kontrol vektörüne karşı üretilen K_y adım sonraki sistemin gelecek tahminlerini üretmekten ve her örnekleme periyodu boyunca parametre kestirim işleminden sorumludur. Önerilen kontrolör için temel sorun; θ vektöründeki bilinmeyen sabit/değişken parametrelerin en uygun değerlerini bulmaktır ki bu kestirim değerleri kullanılarak üretilen MPC-tabanlı kontrol işareti ile doğrusal-olmayan sistem uyarlamalı olarak kontrol edilir. Şekil 4.2’de, K_y kestirim ufku olmak üzere; $[\hat{y}_1[n+1], \dots, \hat{y}_q[n+K_y]]$ vektörü sistemin RK modelinin q . çıkışı için K_y -adım sonraki kestirim vektörünü, $\hat{\mathbf{y}}$; referans sinyali vektörünü ve \mathbf{y} ; n zaman değişkenindeki ölçüm çıkış vektörünü göstermektedir. $\mathbf{u}[n]$; aday kontrol vektörü ve $\mathbf{u}^*[n]$; doğrusal-olmayan sisteme uygulanacak en uygun

kontrol sinyalidir. Aday kontrol işareti vektörü ($\mathbf{u}[n] = [u_1[n], \dots, u_R[n]]^T$) K_y kere sisteme uygulandığında, sistemin RK modeli çıkışın K_y -adım sonraki gelecek tahminlerini üretir. Aynı aday kontrol vektörü RK model-tabanlı parametre kestirim bloğu içinde kullanıldığında ise eş zamanlı olarak bilinmeyen parametrelerin en uygun değerleri elde edilir. RK model-tabanlı olarak $\mathbf{u}^*[n]$ kontrol işareti vektörünün nasıl bulunacağı 4.3 alt başlığı altında anlatılmıştır. $\mathbf{u}^*[n]$ kontrol işareti vektörü MIMO sisteme uygulanmadan önce $\boldsymbol{\theta}$ vektörünün bilinmeyen elemanları yine RK model-tabanlı olarak hesaplanmaktadır. $\boldsymbol{\theta}$ vektörünün parametrelerinin bulunması için öncelikle sistemin n zaman değişkenine ait $\hat{x}[n+1]$ değerleri tahmin edilir daha sonra parametrelerle ilişkili olan kestirim hataları vektörü aşağıdaki gibi güncellenir:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1[n+1] - \hat{x}_1[n+1] \\ x_2[n+1] - \hat{x}_2[n+1] \\ \vdots \\ x_N[n+1] - \hat{x}_N[n+1] \end{bmatrix}_{N \times 1}. \quad (4.37)$$

Burada N sistemin durum sayısını gösterir. \mathbf{J}_θ Jacobian vektörü \mathbf{e} kestirim hataları vektörünün bilinmeyen sistem parametrelerine göre parçalı türevlerinden oluşmaktadır. Bu durumda \mathbf{J}_θ ;

$$\mathbf{J}_\theta = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_1}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ \frac{\partial e_2}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ \vdots \\ \frac{\partial e_N}{\partial \boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{x}_1[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ \frac{\partial \hat{x}_2[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ \vdots \\ \frac{\partial \hat{x}_N[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix}_{N \times P} \quad (4.38)$$

şeklinde yazılabilir. P bilinmeyen parametre sayısını ve $\mathbf{I}_{N \times P}$ birim matrisi göstermek üzere, parametre kestirimi için güncelleme kuralı:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\theta}[n+1] &\Leftarrow \boldsymbol{\theta}[n] + \Delta \boldsymbol{\theta}[n] \\ \Delta \boldsymbol{\theta}[n] &= -(\mathbf{J}_\theta^T \mathbf{J}_\theta + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}_\theta^T \mathbf{e} \end{aligned} \quad (4.39)$$

şeklinindedir. Bu aşamadan sonra (4.38) eşitliğinde kullanılacak $\frac{\partial \hat{x}_1[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}}, \dots, \frac{\partial \hat{x}_N[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}}$ parçalı türevleri RK model-tabanlı olarak asenkron biçimde hesaplanır. Bu türevler:

$$\frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} = \frac{1}{6} \left(\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} + 2 \frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} + 2 \frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} + \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} \right) \quad (4.40)$$

ve

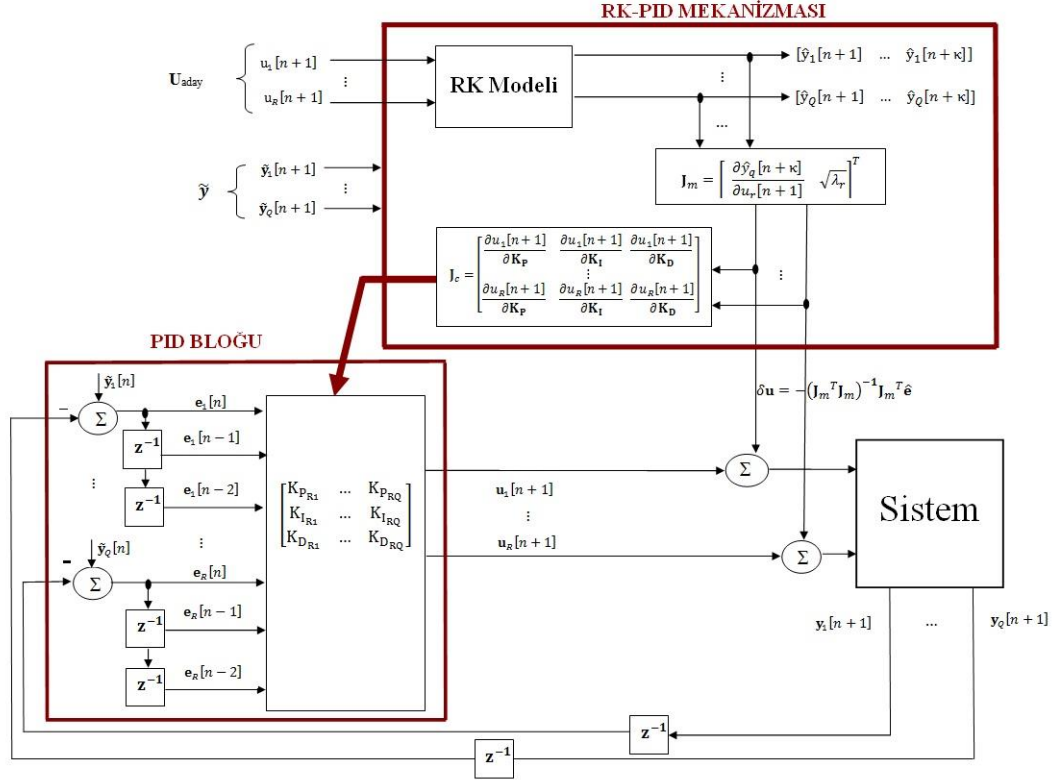
$$\begin{aligned}
\frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} &= T_s \left[\frac{\partial f_i}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} , \\
\frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{1}{2} \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p1}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i1}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\
\frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{1}{2} \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p2}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i2}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\
\frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{1}{2} \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p3}[n]}{\partial \boldsymbol{\theta}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+k_{i3}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}
\end{aligned} \tag{4.41}$$

olarak yazılır. Sonuç olarak Şekil 4.2 ile verilen yapı içerisinde doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı bir sistemin RK modeli kullanılarak uyarlamalı bir şekilde parametrelerin kestirimi ve sistemin kontrolü gerçekleştirilmiş olur.

4.5 RK Model-Tabanlı Uyarlamalı PID Kontrolör

Tezin bu alt bölümünde, RK model-tabanlı uyarlamalı kestirim ve kontrol işlemlerinden farklı olarak MPC ortamında çalışan PID temelli yeni bir uyarlamalı kontrolörün (RKPID) kontrol performansı üzerinde durulmuştur. RKPID mekanizması için RK model-tabanlı kestirim ve/veya kontrol süreçlerinde olduğu gibi yine doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı sistemin RK ayrık modeli kullanılmış ve model-öngörülü hata performansı dikkate alınarak PID parametreleri uyarlanabilmiştir. Bununla birlikte referans ve sistem dinamiklerinin değiştiği noktalarda PID'nin yetersiz olacağı düşünülerek model-öngörülü kontrolör ile üretilmiş bir düzeltme terimi tasarlanmıştır.

N boyutlu doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı MIMO bir sistem daha önce problem tanımının yapıldığı ikinci bölümde eşitlik (2.1) ve eşitlik (2.2) ile ifade edilmiştir. Bu tür sistemlerde önerilen uyarlamalı RKPID yapısını kullanabilmek için \mathbf{f}_i ve \mathbf{g}_j fonksiyonlarının ($i = 1, \dots, N$ ve $j = 1, \dots, Q$) sürekli zamanlı ve türevi alınabilen fonksiyonlar olduğu, kontrol işareti ile durum vektörlerine göre dinamiklerinin bilindiği ve sistemin kontrol edilebilir olduğu varsayılmıştır. Şekil 4.3'de önerilen uyarlamalı RKPID mekanizması görülmektedir.



Şekil 4-3: RKPID yapısı

PID kontrolörler sadece doğrusal işlem aralıklarında çalışmasına rağmen önerilen yapıda, doğrusal-olmayan sistemler için uyarlamalı bir PID kontrolör tasarlanması amaçlanmıştır. K_y kestirim ufku olmak üzere $[\hat{y}_1[n+1], \dots, \hat{y}_q[n+K_y]]$ vektörü, doğrusal-olmayan sistemin RK modelinin q . çıkışı için K_y -adım sonraki kestirim vektörünü göstermektedir. $\tilde{\mathbf{y}}$, kısa vadeli yörüngesi önceden bilinen basamak ve/veya sinüzoidal karakterdeki referans sinyali vektörünü, \mathbf{y} , n zaman değişkenindeki ölçüm çıkış vektörünü ve $\mathbf{e}[n]$, n zaman değişkenindeki istenen ve ölçülen çıkışlar arasındaki hatayı ifade etmektedir. RKPID yapısında $\mathbf{u}[n+1]$ kontrol vektörü ve $\delta[n+1]$ ise düzeltme terimi olarak gösterilmektedir. Şekil 4.3'de görüldüğü gibi uyarlamalı RKPID mekanizması iki ana yapıdan oluşmaktadır: doğrusal-olmayan sistemin RK modeli ve Jacobian blokları. Burada \mathbf{J}_m kontrol işaretini düzeltken, \mathbf{J}_c ise PID kontrolörünün parametrelerini ayarlayan Jacobian bloklarıdır. PID kontrolör, $\mathbf{e}[n]$ hatasını barındıran aşağıdaki formda bir kontrol işareti üretir.

$$\begin{bmatrix} u_1[n+1] \\ \vdots \\ u_R[n+1] \end{bmatrix}_{R \times 1} = \begin{bmatrix} u_1[n] \\ \vdots \\ u_R[n] \end{bmatrix}_{R \times 1} + [\mathbf{K}_{PID}]_{R \times 3Q} \begin{bmatrix} e_1[n] - e_1[n-1] \\ e_1[n] \\ e_1[n] - 2e_1[n-1] + e_1[n-2] \\ \vdots \\ e_Q[n] - e_Q[n-1] \\ e_Q[n] \\ e_Q[n] - 2e_Q[n-1] + e_Q[n-2] \end{bmatrix}_{3Q \times 1} \quad (4.42)$$

burada

$$[\mathbf{K}_{PID}]_{R \times 3Q} = \begin{bmatrix} K_{P_{11}} & K_{I_{11}} & K_{D_{11}} & K_{P_{12}} & K_{I_{12}} & K_{D_{12}} & \dots & K_{P_{1Q}} & K_{I_{1Q}} & K_{D_{1Q}} \\ K_{P_{21}} & K_{I_{21}} & K_{D_{21}} & K_{P_{22}} & K_{I_{22}} & K_{D_{22}} & \dots & K_{P_{2Q}} & K_{I_{2Q}} & K_{D_{2Q}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{P_{R1}} & K_{I_{R1}} & K_{D_{R1}} & K_{P_{R2}} & K_{I_{R2}} & K_{D_{R2}} & \dots & K_{P_{RQ}} & K_{I_{RQ}} & K_{D_{RQ}} \end{bmatrix}_{R \times 3Q} \quad (4.43)$$

şeklindedir. Eşitlik (4.42)'deki terimler vektör formunda yeniden düzenlenirse,

$$\mathbf{u}[n+1] = \mathbf{u}[n] + \mathbf{K}_P(\mathbf{e}[n] - \mathbf{e}[n-1]) + \mathbf{K}_I\mathbf{e}[n] + \mathbf{K}_D(\mathbf{e}[n] - 2\mathbf{e}[n-1] + \mathbf{e}[n-2]) \quad (4.44)$$

elde edilir. Burada $\mathbf{e}[n]$, izleme hatası vektörü, \mathbf{K}_P , \mathbf{K}_I ve \mathbf{K}_D ise başlangıçta sıfır olan ve önerilen uyarlamalı mekanizma ile her adımda en uygun biçimde ayarlanması gereken PID parametreleridir. RKPID kontrolör ile ilişkilendirilen temel sorun; MIMO PID kontrol bloğunda kullanılacak PID parametrelerinin bulunması ve bu parametrelerin kontrol sürecinde de aynı değerlerde kalmasıdır. PID parametreleri uyarlamalı RKPID yapısı içindeki Jacobian matrisleri kullanılarak ayarlanmaktadır. Bu yapıda aday kontrol işareti K_y -kez sisteme uygulandığında RK ayrık-zamanlı model, sistemin K_y -adım sonraki gelecek davranışlarını tahmin ederek $[\hat{y}_1[n+1], \dots, \hat{y}_q[n+K_y]]$ yörünge vektörünü üretir. PID kontrolörünün parametreleri, K_y -adım sonraki kestirim hatalarının kareleri toplamını en küçük yapmayı amaçlayan bir maliyet fonksiyonu ile belirlenir. Diğer bir deyişle aşağıdaki formda verilen maliyet fonksiyonu F en küçük yapılmaya çalışılır.

$$F(u[n+1]) = \frac{1}{2} \sum_{p_y=1}^{K_y} \sum_{j=1}^q (\tilde{y}_j[n+p_y] - \hat{y}_j[n+p_y])^2 + \frac{1}{2} \sum_{r=1}^R \lambda_r (u_r[n+1] - u_r[n])^2. \quad (4.45)$$

Eşitlik (4.45)'da geçen λ_r terimi, r . giriş ile ilgili cezalandırma katsayısıdır. Bu aşamadan sonra PID parametrelerinin güncellenmesi ve maliyet fonksiyonunun en küçük yapılması için LM kuralı kullanılmıştır.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_P \\ \mathbf{K}_I \\ \mathbf{K}_D \end{bmatrix} \leftarrow \begin{bmatrix} \mathbf{K}_P \\ \mathbf{K}_I \\ \mathbf{K}_D \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{K}_{PID} \quad (4.46)$$

$$\Delta \mathbf{K}_{PID} = -(\mathbf{J}^T \mathbf{J} + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}^T \hat{\mathbf{e}}$$

Burada μ parametresi Steepest-Descent ve Gauss-Newton algoritmaları arasında uzlaşma sağlayan bir anahtarlama terimidir. \mathbf{I} ; $3Q \times 3Q$ boyutundaki birim matris olmak üzere $(QK_y + R) \times 3Q$ boyutundaki \mathbf{J} Jacobian matrisi:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{e}_1[n+1]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \hat{e}_1[n+1]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \hat{e}_1[n+1]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{e}_1[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \hat{e}_1[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \hat{e}_1[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{e}_Q[n+1]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \hat{e}_Q[n+1]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \hat{e}_Q[n+1]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{e}_Q[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \hat{e}_Q[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \hat{e}_Q[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \frac{\partial \sqrt{\lambda_1} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \sqrt{\lambda_1} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \sqrt{\lambda_1} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \sqrt{\lambda_R} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \sqrt{\lambda_R} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \sqrt{\lambda_R} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_D} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

şeklinde. $\hat{\mathbf{e}}$, kestirim hatası vektörü:

$$\hat{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \hat{e}_1[n+1] \\ \vdots \\ \hat{e}_1[n+K_y] \\ \vdots \\ \hat{e}_Q[n+1] \\ \vdots \\ \hat{e}_Q[n+K_y] \\ \sqrt{\lambda_1} \Delta \mathbf{u}[n+1] \\ \vdots \\ \sqrt{\lambda_R} \Delta \mathbf{u}[n+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_1[n+1] - \hat{y}_1[n+1] \\ \vdots \\ \tilde{y}_1[n+K_y] - \hat{y}_1[n+K_y] \\ \vdots \\ \tilde{y}_Q[n+1] - \hat{y}_Q[n+1] \\ \vdots \\ \tilde{y}_Q[n+K_y] - \hat{y}_Q[n+K_y] \\ \sqrt{\lambda_1} \Delta \mathbf{u}[n+1] \\ \vdots \\ \sqrt{\lambda_R} \Delta \mathbf{u}[n+1] \end{bmatrix}_{(QK_y+R) \times R} \quad (4.48)$$

olarak yazıldığında $\Delta \mathbf{u}[n+1] = \mathbf{u}[n+1] - \mathbf{u}[n]$, kontrol işareti değişimini ifade eder. Referans işareti sabit olduğu için eşitlik (4.47)'deki Jacobian'e ait parçalı türevler güncellenir ve \mathbf{J} Jacobian'i

$$\mathbf{J} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \frac{\partial \sqrt{\lambda_1} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \sqrt{\lambda_1} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \sqrt{\lambda_1} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \sqrt{\lambda_R} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_P} & \frac{\partial \sqrt{\lambda_R} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_I} & \frac{\partial \sqrt{\lambda_R} \Delta \mathbf{u}[n+1]}{\partial \mathbf{K}_D} \end{bmatrix}_{(QK_y+R) \times 3Q} \quad (4.49)$$

olarak elde edilir. Modelleme hataları ve/veya harici bozucular gibi etkenlerden dolayı referans işaretleri ve sistem dinamikleri değiştiğinde eşitlik (4.46)'de ayarlanan PID parametreleri en uygun kontrol işaretini üretmek için yetersiz kalabilir. Bu durumda PID yetersiz kaldığı için mekanizma tarafından üretilen kontrol işaretine bir düzeltme terimi $\delta \mathbf{u}[n+1]$ eklenir. Bu düzeltme terimi eşitlik (4.45)'de verilen maliyet fonksiyonu F 'yi en küçük yapacak şekilde elde edilir. F maliyet fonksiyonunu $\delta \mathbf{u}[n+1]$ terimine göre en küçük yapmak için aşağıdaki gibi ikinci dereceden Taylor yaklaşımı kullanılır:

$$\begin{aligned} & F(\mathbf{u}[n+1] + \delta \mathbf{u}[n+1]) \\ & \cong F(\mathbf{u}[n+1]) + \frac{\partial F(\mathbf{u}[n+1])}{\partial \mathbf{u}[n+1]} \delta \mathbf{u}[n+1] \\ & + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F(\mathbf{u}[n+1])}{\partial \mathbf{u}^2[n+1]} (\delta \mathbf{u}[n+1])^2. \end{aligned} \quad (4.50)$$

$\delta \mathbf{u}[n+1]$ terimini bulmak için $F(\mathbf{u}[n+1] + \delta \mathbf{u}[n+1])$ fonksiyonu $\delta \mathbf{u}[n+1]$ terimine göre türetilip daha sonra sıfıra eşitlenir.

$$\begin{aligned} \frac{\partial F(\mathbf{u}[n+1] + \delta\mathbf{u}[n+1])}{\partial \delta\mathbf{u}[n+1]} \\ \cong \frac{\partial F(\mathbf{u}[n+1])}{\partial \mathbf{u}[n+1]} + \frac{\partial^2 F(\mathbf{u}[n+1])}{\partial \mathbf{u}^2[n+1]} \delta\mathbf{u}[n+1] = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (4.51)$$

Böylece $\delta\mathbf{u}[n+1]$ terimi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\delta\mathbf{u}[n+1] = -\eta \left[\frac{\partial^2 F}{\partial^2 \mathbf{u}[n+1]} \right]^{-1} \frac{\partial F}{\partial \mathbf{u}[n+1]}. \quad (4.52)$$

Buradaki η parametresi; giriş, giriş-değişimi ve çıkış sinyallerinin kabul edilebilir sınırlar içinde kalmasını sağlayan $0 < \eta < 1$ aralığında ayarlanabilir bir parametredir. (4.52) eşitliğindeki $\mathbf{u}[n+1]$ 'e göre birinci ve ikinci dereceden türevleri hesaplamak yerine işlem karmaşıklığından kurtulmak adına bu türevlerin Jacobian yaklaşıklıklarının kullanılması tercih edilebilir. Bu durumda $(QK_y + R) \times R$ boyutuyla yeni bir \mathbf{J}_m matrisi tanımlanır. Bu matris:

$$\mathbf{J}_m = - \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial u_1[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial u_2[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial u_R[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial u_1[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial u_2[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial u_R[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial u_1[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial u_2[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial u_R[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial u_1[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial u_2[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial u_R[n+1]} \\ \sqrt{\lambda_1} & \sqrt{\lambda_1} & \sqrt{\lambda_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{\lambda_R} & \sqrt{\lambda_R} & \sqrt{\lambda_R} \end{bmatrix}_{(QK_y+R) \times R} \quad (4.53)$$

şeklinde ise (4.51) ve (4.52) eşitliğindeki Gradyant ve Hessian matrisleri Jacobian yaklaşıklıklarının kullanılması ile şu şekilde güncellenir:

$$\frac{\partial F}{\partial \mathbf{u}[n+1]} \cong \mathbf{2J}_m^T \hat{\mathbf{e}}, \quad \frac{\partial^2 F}{\partial^2 \mathbf{u}[n+1]} \cong \mathbf{2J}_m^T \mathbf{J}_m. \quad (4.54)$$

Yukarıdaki yaklaşıklıklar kullanılarak kontrol işaretine eklenecek düzeltme terimi ifadesi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\delta \mathbf{u}[n+1] = -\eta [\mathbf{J}_m^T \mathbf{J}_m]^{-1} \mathbf{J}_m^T \hat{\mathbf{e}}. \quad (4.55)$$

Bu aşamada, $\mathbf{J}_m^T \mathbf{J}_m$ matrisinin tersinin olup olmadığı düşünülebilir. Kontrol edilebilirlik şartı sağlandığı takdirde $\mathbf{J}_m^T \mathbf{J}_m$ matrisinin tersinin alınması bir problem olmaktan çıkar. Ayrıca, (4.55) eşitliğindeki [0-1] aralığında ayarlanabilen η terimi ile giriş işaretleri, giriş işaretlerinin değişimi ve çıkış işaretleri üzerindeki kısıtlar dikkate alınmaktadır. Kontrol işaretine eklenecek $\delta \mathbf{u}[n+1]$ terimi için sadece birinci dereceden türev bilgilerine ihtiyaç duyulmaktadır. Artık (4.49) eşitliğindeki \mathbf{J} Jacobian matrisi zincir kuralı kullanılarak iki farklı matrise (\mathbf{J}_m ve \mathbf{J}_c) ayrılabilir. Burada \mathbf{J}_m matrisi (4.53) eşitliğinde verilen formdadır. \mathbf{J}_c ise, $R \times 3Q$ boyutunda ve $\mathbf{u}[n+1]$ 'in PID parametrelerine göre parçalı türevlerinden oluşan bir matristir. \mathbf{J} matrisi, zincir kuralından yararlanılarak aşağıdaki gibi iki farklı matris şeklinde ifade edilir:

$$\mathbf{J} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial u_1[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial u_2[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+1]}{\partial u_R[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial u_1[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial u_2[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_1[n+K_y]}{\partial u_R[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial u_1[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial u_2[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+1]}{\partial u_R[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial u_1[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial u_2[n+1]} & \frac{\partial \hat{y}_Q[n+K_y]}{\partial u_R[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{\lambda_1} & \sqrt{\lambda_1} & \sqrt{\lambda_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{\lambda_R} & \sqrt{\lambda_R} & \sqrt{\lambda_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial u_1[n+1]}{\partial K_{P_{11}}} & \dots & \frac{\partial u_1[n+1]}{\partial K_{P_{RQ}}} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial u_R[n+1]}{\partial K_{P_{11}}} & \dots & \frac{\partial u_R[n+1]}{\partial K_{P_{RQ}}} \end{bmatrix}. \quad (4.56)$$

$$= \mathbf{J}_m \mathbf{J}_c$$

PID parametrelerinin güncellenmesinde ve düzeltme teriminin hesaplanmasında kullanılan \mathbf{J}_m matrisi, $[\hat{y}_1[n+1], \dots, \hat{y}_q[n+K_y]]$ yörünge vektörünün $u_r[n+1]$ 'e göre kısmi türevlerinden oluşan bir matristir. Önerilen kontrolör için önemli olan bu Jacobian matrisi doğrusal-olmayan sistemin RK modeli kullanılarak hesaplanmaktadır. Eşitlik (4.3) ile verilen sistemin RK modeli yinelemeli bir şekilde kullanıldığında sistem çıkışlarının K_y -adım sonraki gelecek davranışları hesaplanabilir. Bu yineleme işlemlerinde aday kontrol vektörü $\mathbf{u}[n+1]$ 'in kestirim aralığı ($[t + T_s \quad t + K_y T_s]$) boyunca değişmediği varsayılır. Böylece gelecek zamanlar için kestirim ifadeleri her çıkış için $[\hat{y}_1[n+1], \dots, \hat{y}_q[n+K_y]]$ şeklinde elde edilir. Bu

aşamadan sonra \mathbf{J}_m matrisindeki türevleri hesaplama problemi, $\frac{\partial y_1[n+1]}{\partial \mathbf{u}[n+1]}, \dots, \frac{\partial y_Q[n+K_y]}{\partial \mathbf{u}[n+1]}$ terimlerini hesaplama problemine dönüşmektedir. Zincir kuralı yardımıyla bu terimler genel gösterimde aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\frac{\partial \hat{y}_i[n+1]}{\partial u_r[n+1]} = \left[\sum_{i=1}^N \frac{\partial \mathbf{g}[n+1]}{\partial \hat{x}_i[n+1]} \frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \mathbf{u}[n+1]} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \quad (4.57)$$

(4.57) eşitliğindeki $\frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \mathbf{u}[n+1]}$ terimleri daha önce anlatılan (4.34) eşitliğindeki hali ile genelleştirildikten sonra

$$\frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial u_r[n+1]} = \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}} \frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial u_r[n+1]} + \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{u}[n+1]} \bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}} \quad (4.58)$$

şeklinde yazılır. (4.58) eşitliğinde RK modelinin sistem durumlarına göre parçalı türevlerine ($\frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}}$) ve kontrol işaretine göre parçalı türevlerine ($\frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{u}[n+1]}$) ihtiyaç duyulmaktadır. Sistem durumlarına göre parçalı türevler, daha önce anlatılan RK tabanlı gözetleyiciler için verilen denklemlerdeki şekliyle asenkron biçimde aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}}{\partial \mathbf{x}[n]} &= \frac{\partial (\mathbf{x} + \mathbf{k})}{\partial \mathbf{x}[n]} = \mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}}{\partial \mathbf{x}[n]} \\ &= \mathbf{I} + \frac{1}{6} \left(\frac{\partial \mathbf{k}_1}{\partial \mathbf{x}[n]} + 2 \frac{\partial \mathbf{k}_2}{\partial \mathbf{x}[n]} + 2 \frac{\partial \mathbf{k}_3}{\partial \mathbf{x}[n]} + \frac{\partial \mathbf{k}_4}{\partial \mathbf{x}[n]} \right) \end{aligned} \quad (4.59)$$

burada

$$\begin{aligned} \frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\ \frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_p} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial k_{p1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + \mathbf{I} \right) \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i1}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\ \frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_p} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial k_{p2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + \mathbf{I} \right) \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i2}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \\ \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_p} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial k_{p3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} + \mathbf{I} \right) \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+k_{i3}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \end{aligned} \quad (4.60)$$

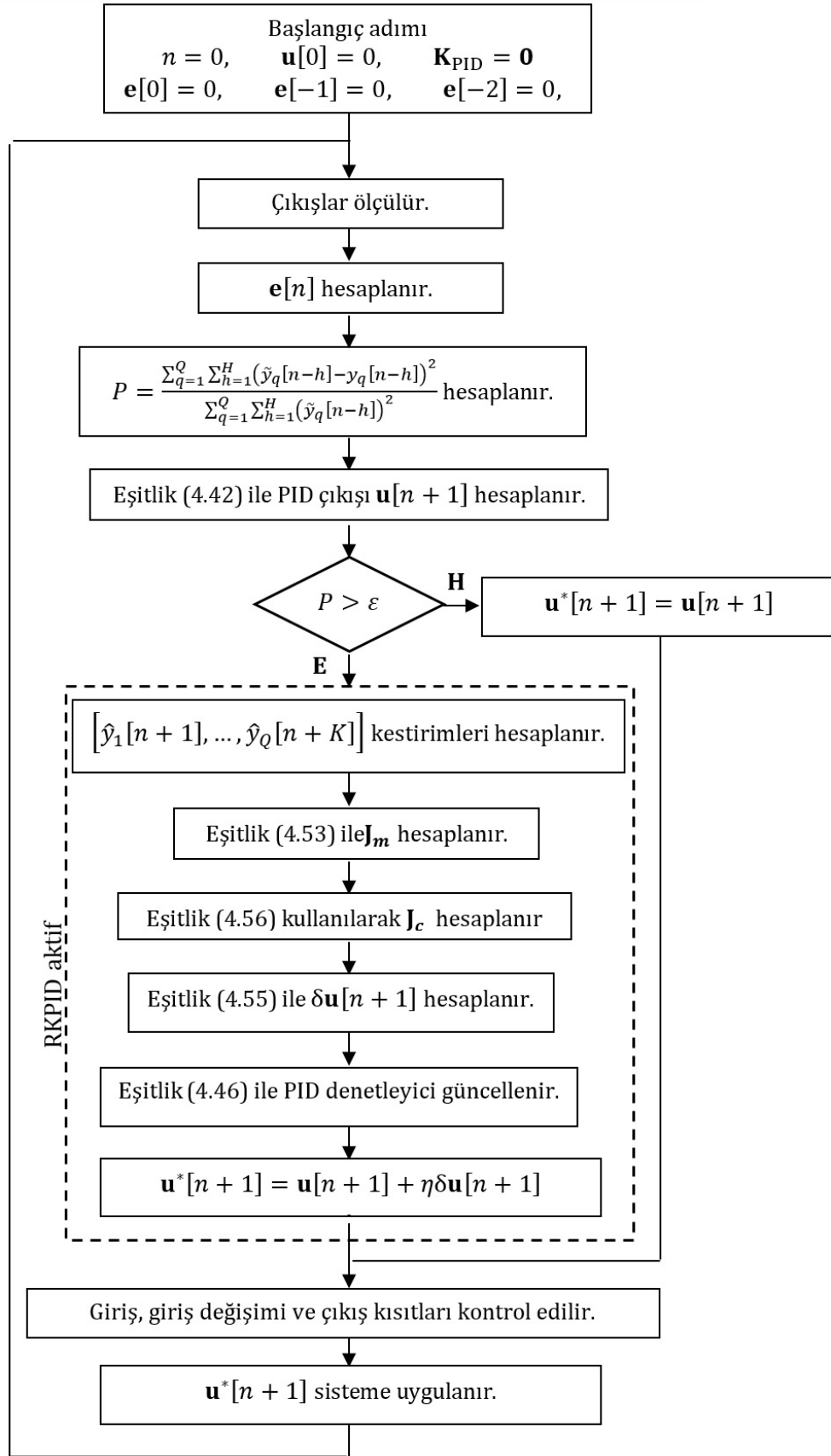
olarak ifade edilir. (4.58) eşitliğindeki kontrol işaretine göre kısmi türevler $\left(\frac{\partial \hat{f}}{\partial \mathbf{u}[n+1]}\right)$ ise yine daha önce anlatılan RK model-tabanlı model öngörülü kontrol yapısı için verilen denklemlerdeki şekliyle asenkron biçimde aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{f}}{\partial \mathbf{u}[n+1]} &= \frac{\partial(\mathbf{x} + \mathbf{k})}{\partial \mathbf{u}[n+1]} = \frac{\partial \mathbf{k}}{\partial \mathbf{u}[n+1]}, \\ &= \frac{1}{6} \left(\frac{\partial \mathbf{k}_1}{\partial \mathbf{u}[n+1]} + 2 \frac{\partial \mathbf{k}_2}{\partial \mathbf{u}[n+1]} + 2 \frac{\partial \mathbf{k}_3}{\partial \mathbf{u}[n+1]} + \frac{\partial \mathbf{k}_4}{\partial \mathbf{u}[n+1]} \right), \end{aligned} \quad (4.61)$$

burada

$$\begin{aligned} \frac{\partial k_{i1}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} &= T_s \left[\frac{\partial f_i}{\partial \mathbf{u}} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}, \\ \frac{\partial k_{i2}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{1}{2} \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p1}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \mathbf{u}} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i1}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}, \\ \frac{\partial k_{i3}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{1}{2} \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p2}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \mathbf{u}} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+0.5k_{i2}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}}, \\ \frac{\partial k_{i4}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} &= T_s \left[\sum_{p=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{p3}[n]}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial f_i}{\partial \mathbf{u}} \right]_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+k_{i3}[n] \\ \mathbf{u}=\mathbf{u}[n]}} \end{aligned} \quad (4.62)$$

olarak ifade edilir. Bu aşamadan sonra önerilen RK model-tabanlı yeni PID kontrolör parametrelerini güncellemede kullanılan Jacobian matrisi için gerekli olan kısmi türevler ayrık-zamanlı sistemin RK modeli kullanılarak hesaplanmış olur. RKPID mekanizması ile ilgili işlemleri ve RK model-tabanlı uyarlamalı PID kontrolör algoritmasını daha iyi anlatabilmek için bir akış şeması düzenlenmiştir. Şekil 4.4'de bu akış şeması görülmektedir.



Şekil 4-4: RKPID algoritmasının akış şeması

5. DENEYSEL VE BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde, doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı sistemlerin ayırık RK modeli kullanılarak elde edilen durum ve parametre kestirimleri ile sistemin kontrolüne yönelik çeşitli sonuçlara yer verilmiştir. Bu kapsamda, öncelikle üzerinde çalışılan deneysel sistemler tanıtılmıştır. Daha sonra önerilen ve geliştirilen RK model-tabanlı yaklaşımların literatürdeki diğer standart yöntemlerle karşılaştırmaları deneysel sonuçlarla gösterilmiştir.

5.1 Üzerinde Çalışılan Sistemler

5.1.1 Üç-Tank Sıvı-Seviye Sistemi

Şekil 5.1’de üç-tank sıvı-seviye kontrol sistemi görülmektedir.



Şekil 5-1: Üç-tank sıvı-seviye sistemi

Bu sistem, doğrusal-olmayan, MIMO, gerçek-zamanlı bir deneysel sistemdir (Amira 2002). Bu sistem birbiri ile bağlantılı üç silindirik tank, iki adet pompa, altı valf, su rezervuarı ve diğer ölçüm elemanlarından oluşmaktadır. Pompalar suyu sol ve sağ tankların dibinden tepesine kadar pompalar. Ortadaki tanka bir pompa bağlı değildir. Valf pozisyonları, onların doğru konumda olmasını sağlayan elektriksel sinyallerle ölçülür ve kontrol edilir. Pompalar $[-10 \text{ V}, 10 \text{ V}]$ aralığındaki analog

sinyaller tarafından kontrol edilir. Su seviyelerinin yüksekliği ise basınç sensörleri ile ölçülür. Sisteme ait dinamikler, diferansiyel denklem seti ile

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) &= \frac{1}{A}[u_1(t) - Q_{13}(t) - Q_{10}(t)], \\
\dot{x}_2(t) &= \frac{1}{A}[u_2(t) - Q_{32}(t) - Q_{20}(t)], \\
\dot{x}_3(t) &= \frac{1}{A}[Q_{13}(t) - Q_{32}(t) - Q_{30}(t)], \\
Q_{13}(t) &= az_{13}S_n \operatorname{sgn}(x_1(t) - x_3(t))\sqrt{2g|x_1(t) - x_3(t)|}, \\
Q_{32}(t) &= az_{32}S_n \operatorname{sgn}(x_3(t) - x_2(t))\sqrt{2g|x_3(t) - x_2(t)|}, \\
Q_{10}(t) &= az_{10}S_n\sqrt{2gx_1(t)}, \\
Q_{20}(t) &= az_{20}S_n\sqrt{2gx_2(t)}, \\
Q_{30}(t) &= az_{30}S_n\sqrt{2gx_3(t)}, \\
y(t) &= x_i(t)
\end{aligned} \tag{5.1}$$

şeklinde ifade edilir. Burada u_i değerleri i. pompadan gelen suyun akış hızını, x_i değerleri kontrol edilen sistemde birleşik bir yapıda olan i. tankın sıvı seviyesini göstermektedir. MIMO yapıdaki bu sistem üzerinde yapılan deneylerin amacı; tank1 ve tank2'nin sıvı seviyelerini kontrol etmektir. Sıvı seviye sistemine ait parametrelerin sayısal değerleri Tablo 5.1'de verilmiştir.

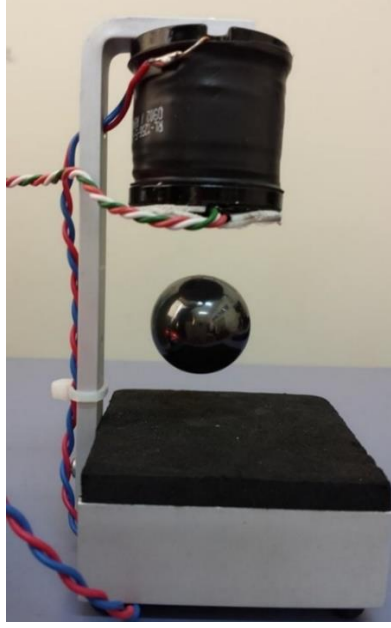
Tablo 5.1: Üç-tank sıvı-seviye kontrol sistemi parametreleri

Parametre tanımı	Değeri
$x_i(t)$: i. tanktaki sıvı seviyesi	i. çıkış [m]
$u_i(t)$: i. pompadaki suyun akış hızı	i. giriş [m^3/s]
az_{13} : tank ₁ ve tank ₃ arası sıvı akışının göstergesi	0.0280
az_{32} : tank ₃ ve tank ₂ arası sıvı akışının göstergesi	0.2569
az_{10} : tank ₁ ve tank ₀ arası sıvı akışının göstergesi	0.5510
az_{20} : tank ₂ ve tank ₀ arası sıvı akışının göstergesi	0.2459
az_{30} : tank ₃ ve tank ₀ arası sıvı akışının göstergesi	0.5457
A : tank silindirlerinin kesiti	0.0154[m^2]
S_n : bağlantı borularının kesiti	5x10 ⁻⁵ [m^2]
g : yerçekimi katsayısı	9.81[m/s^2]

Sisteme ait kontrol işaretlerinin sınırları $u_{1\min} = u_{2\min} = 0 \text{ m}^3/\text{s}$ ve $u_{1\max} = u_{2\max} = 0.0001 \text{ m}^3/\text{s}$, çıkış işaretlerinin sınırları ise $y_{1\min} = y_{2\min} = 0 \text{ m}$ ve $y_{1\max} = y_{2\max} = 0.6 \text{ m}$ ve örnekleme periyodu $T_s = 1.0 \text{ sn}$ şeklindedir.

5.1.2 Manyetik Askı Sistemi-(MagLev)

Şekil 5.2’de görülen MagLev deneysel kontrol sistemi orijinalinde kararsız, gürbüzlük özelliği aşırı zorlu ve doğrusal-olmama özelliği oldukça fazla olan SISO bir sistemdir (Zeltom 2013). MagLev, manyetik alan yardımıyla küçük bir sabit mıknatısı yerçekimine karşı havada asılı tutmayı amaçlar. Havada asılı şekilde kalan mıknatısın dikey konumu bir sensör vasıtasıyla ölçülür ve kararlı bir durumda olması için denetlenir. Bu sistem HILINK¹ ve RAPCON² platformları ile tamamen uyumludur.



Şekil 5-2: Manyetik askı sistemi

Sistemin matematiksel modeli aşağıdaki gibi verilir:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{k}{m} \frac{x_3(t)}{x_1^3(t)} + g \\ \dot{x}_3(t) &= -\frac{R}{L} x_3(t) + \frac{1}{L} u(t) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Bobin ve mıknatıs tarafından indüklenen sensör boyunca ölçülen gerilim değeri yaklaşık olarak;

¹ hardware-in-the-loop real-time control platform for Matlab/Simulink.
² real-time rapid control prototyping platform for Matlab/Simulink.

$$e(t) = \beta \frac{1}{x_1^2(t)} + \gamma x_3(t) + \alpha, \quad (5.3)$$

şeklinde hesaplanabilir. d ; havada asılı şekilde duran mıknatısın dikey konumunu, i ; manyetik alan boyunca akımı, v ; manyetik alan boyunca gerilimi göstermek üzere ölçülen çıkış $y = e$ ve kontrol girişi $u = v$ olur. Sistemin durum vektörü ise $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3] = [d \ \dot{d} \ i]$ şeklindedir. Manyetik askı sistemine ait parametrelerin sayısal değerleri Tablo 5.2’de verilmiştir.

Tablo 5.2: MagLev kontrol sisteminin parametreleri

Parametre tanımı	Değeri
R : bobinin direnci	1.71[Ω]
L : bobinin endüktansı	15.1x10 ⁻³ [H]
m : mıknatısın kütlesi	41.3x10 ⁻³ [kg]
k : elektromanyetik kuvvet sabiti	3.1x10 ⁻⁶ [kgm ⁵ /s ² /A]
α : sensör sabiti	2.48[V]
β : sensör sabiti	4.25x10 ⁻⁴ [Vm ²]
γ : sensör sabiti	0.31x10 ⁻⁴ [V/A]
g : yerçekimi katsayısı	9.81[m/s ²]

Sisteme ait kontrol işaretinin sınırları $u_{\min} = -7 \text{ V}$ ve $u_{\max} = 7 \text{ V}$, çıkış işaretinin sınırları ise $y_{\min} = 0 \text{ V}$ ve $y_{\max} = 5 \text{ V}$, örnekleme periyodu $T_s = 0.001 \text{ sn}$ şeklindedir.

5.1.3 Ters Sarkaç Sistemi

Şekil 5.3’de görülen ters sarkaç sistemi kontrol hareketi olmadığında orjinalinde kararsız ve doğrusal-olmama özelliği oldukça fazla olan tek-girişli çok-çıkışlı (Single Input Multiple Output-SIMO) bir sistemdir (Feedback 2006). Yük arabası sistemi ve ters sarkaç üzerinde temsil edilen toplam kuvvet doğrusal-olmayan denklemlerle aşağıdaki gibi ifade edilir.



Şekil 5-3: Ters sarkaç sistemi

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\
 \dot{x}_2(t) &= \frac{1}{(m + M)} [F - bx_2(t) - ml\dot{x}_4(t)\cos x_3(t) + mlx_4^2(t)\sin x_3(t)] \\
 \dot{x}_3(t) &= x_4(t) \\
 \dot{x}_4(t) &= \frac{1}{(I + ml^2)} [mlg\sin x_3(t) - ml\dot{x}_2(t)\cos x_3(t)F - dx_4(t)]
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Burada x_1 ; yük arabasının konumunu, x_2 ; arabanın hızını, x_3 ; sarkacın açısını, x_4 ise sarkacın açısal hızını gösterir. Eşitlik (5.4) ile matematiksel modeli verilen ters sarkaç sisteminin parametreleri Tablo 5.3’de verilmiştir.

Tablo 5.3: Ters sarkaç kontrol sisteminin parametreleri

Parametre tanımı	Değeri
l : sarkaç kolunun uzunluğu	0.36-0.4 [m]
M : yük arabasının kütlesi	2.4[kg]
m : sarkaç kolunun kütlesi	0.23[kg]
I : sarkaç kolunun iç momenti	yaklaşık 0.099 [kgm ²]
b : yük arabasının sürtünme katsayısı	2.48[V]
d : sarkacın sönümlenme katsayısı	Gerekli ise 0.005 [Nms/rad]
g : yerçekimi katsayısı	9.81[m/s ²]

Ters sarkaç sisteminin durum değişkenleri vektörü $\mathbf{x} = [x, \dot{x}, \theta, \dot{\theta}]^T$ ve sarkacın ölçülen çıkışları $\mathbf{y} = [x, \theta]^T$ şeklindedir. F kuvveti ve u gerilimi ile denetlenen mevcut kontrol işareti yük arabasının bilgisayar ile kontrolü sonucu elde edilir. Yük arabasının üretilen hızı ve kontrol gerilimi u arasındaki ilişkinin doğrusal olduğu varsayıldığında, modele motor tarafından üretilen hız vektörü eklenebilir ve F vektörü

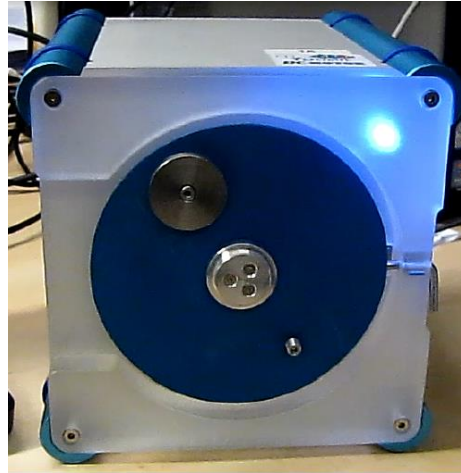
ihmal edilir ya da sabit gerilimin yük arabasının sabit hızla hareket etmesine neden olması varsayımı altında kontrol işareti u üretilen kuvvet F 'e dönüştürülür:

$$F = k_{F_u} \frac{\partial u}{\partial t}, \quad (5.5)$$

burada k_{F_u} ; u geriliminin türevi ve F kuvveti arasındaki kazançtır. Yük arabasının konumu ve kontrol işareti gerçek-zamanlı uygulamalar için sınırlandırılmış. Kontrol işareti için sınır $[-2.5 \text{ V}, \dots, 2.5 \text{ V}]$ iken, üretilen kuvvetin genliği $[-20.0 \text{ N}, \dots, 20.0 \text{ N}]$ civarında ayarlanır. Yük arabasının konumu ray uzunluğu ile fiziksel olarak $[-0.5 \text{ m}, \dots, 0.5 \text{ m}]$ olarak sınırlandırılır. Ters sarkaç sistemi için örnekleme periyodu $T_s = 0.001 \text{ sn}$ şeklindedir.

5.1.4 Servo Sistem

Şekil 5.4'de doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı ve matematiksel dinamikleri bilinen bir servo sistem görülmektedir (Beyhan ve diğ. 2011).



Şekil 5-4: Doğrusal-olmayan servo sistemi

Sistemin matematiksel modeli aşağıdaki gibi verilir:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= \frac{-K_m^2 - bR_m}{R_m J} x_2 - \frac{gL_m}{J} \sin(x_1) m_L + \frac{K_m}{R_m J} u \end{aligned} \quad (5.6)$$

Burada u ; kontrol işaretini, x_1 ; radyan olarak ölçülen yükün pozisyon açısını, x_2 ise rad/sec biriminden yükün açısal hızını göstermektedir. Sistem çıkışı yükün konumu olup $y = x_1$ sisteme ait parametreler Tablo 5.4’de verilmiştir.

Tablo 5.4: Servo sistemin parametreleri

Parametre tanımı	Değeri
K_m : elektromotor sabiti	0.0536[Nm/A]
b : sönümlenme katsayısı	3×10^{-6} [kg/s]
R_m : elektriksel direnç	9.5[Ω]
J : atalet momenti	1.91×10^{-4} [kgm ²]
L_m : disk merkezinden yüke uzaklık	0.042[m]
m_L : yük	0-150[gr]
g : yerçekimi katsayısı	9.81[m/s ²]

Sisteme ait kontrol işaretinin sınırları $u_{\min} = -10 V$ ve $u_{\max} = 10 V$, çıkış işaretinin sınırları ise $y_{\min} = -\pi rad$ ve $y_{\max} = \pi rad$, örnekleme periyodu $T_s = 0.01$ sn şeklindedir. Servo sistemin dinamikleri tek bağlantılı sabit robot koluna benzediği için robotik uygulamalarda da kullanılmaktadır. m_L parametresi yükün değeri olup bu yük yerçekiminin etkisiyle her zaman aşağıya düşmektedir. Dolayısıyla bu sistemde ağır yükler için hassas bir kontrol mekanizmasına ihtiyaç duyulmaktadır.

5.1.5 Sürekli Karıştırılan Tank Reaktör Sistemi

Doğrusal-olmayan, sürekli karıştırılan tank reaktör (Continuous Stirred-Tank Reactor-CSTR) sisteminin dinamikleri;

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1(t) &= 1 - x_1(t) - D_{a1}x_1(t) + D_{a2}x_2^2(t), \\
 \dot{x}_2(t) &= -x_2(t) + D_{a1}x_1(t) - D_{a2}x_2^2(t) - D_{a3}d_2x_2^2(t) + u(t) \\
 \dot{x}_3(t) &= -x_3(t) + D_{a3}d_2x_2^2(t)
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

şeklindedir (Chen ve diğ. 1995). Burada $u(t)$ kontrol işareti ve $x_3(t)$ sistemin ölçülen çıkışıdır ($y(t) = x_3(t)$). Üçüncü dereceden doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı bu sistemin nominal parametreleri; $D_{a1} = 3$, $D_{a2} = 0.5$, $D_{a3} = 1$, ve $d_2 = 1$ gibidir. Sisteme ait kontrol işaretinin tepe değerleri $u_{\min} = 0$ ve $u_{\max} = 1$, örnekleme periyodu $T_s = 0.1$ sn aralığında tutulmuştur.

5.1.6 Bioreaktör Sistemi

Matematiksel modeli;

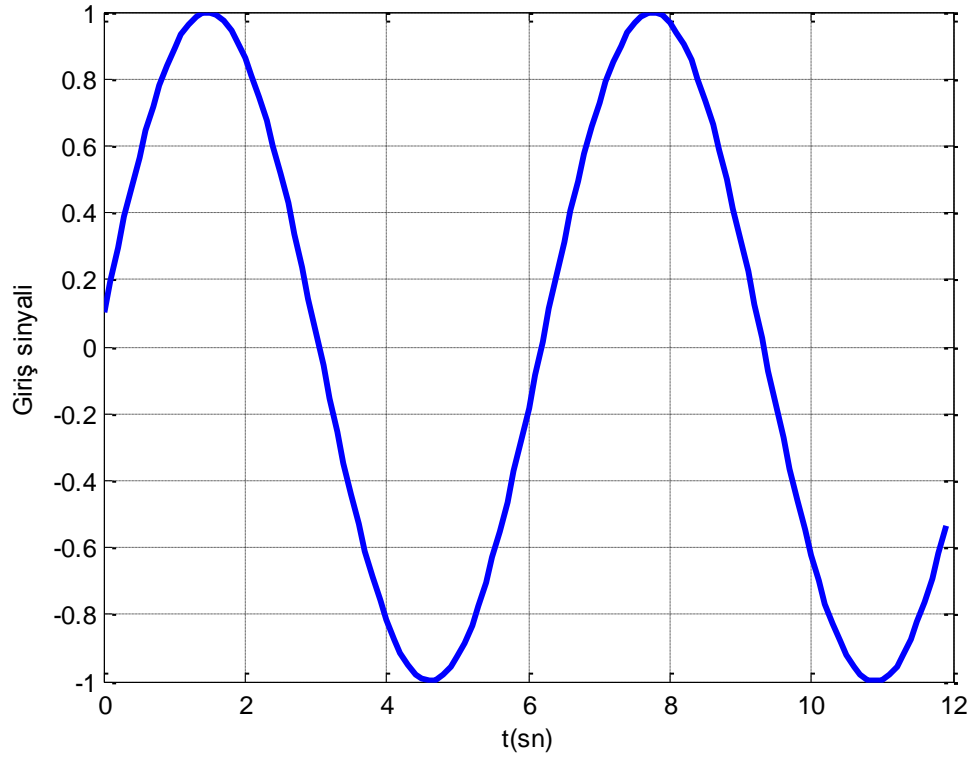
$$\begin{aligned} \dot{c}_1(t) &= -c_1(t)u(t) + c_1(t)(1 - c_2(t))e^{c_2(t)/\gamma(t)} \\ \dot{c}_2(t) &= -c_2(t)u(t) + c_1(t)(1 - c_2(t))e^{c_2(t)/\gamma(t)} \frac{1 + \beta}{1 + \beta - c_2(t)} \end{aligned} \quad (5.8)$$

gibi bir diferansiyel denklem seti ile verilen bioreaktör sisteminde (Efe ve diğ. 1999); $c_1(t)$; hücre yoğunluğu olup prosesin ölçülen çıkışı olarak düşünülmüştür ($\gamma(t) = c_1(t)$). $c_2(t)$; birim hacim başına düşen besin miktarı, $u(t)$ ise kontrol işaretini göstermek üzere akış debisinin değerini ifade etmektedir. Sistemin zamanla değişen parametresi $\gamma(t) = 0.48$ ve $\beta = 0.02$ şeklindedir. Sisteme ait kontrol işaretinin tepe değerleri $u_{\min} = 0$ ve $u_{\max} = 2$, örnekleme periyodu $T_s = 0.01$ sn aralığında tutulmuştur.

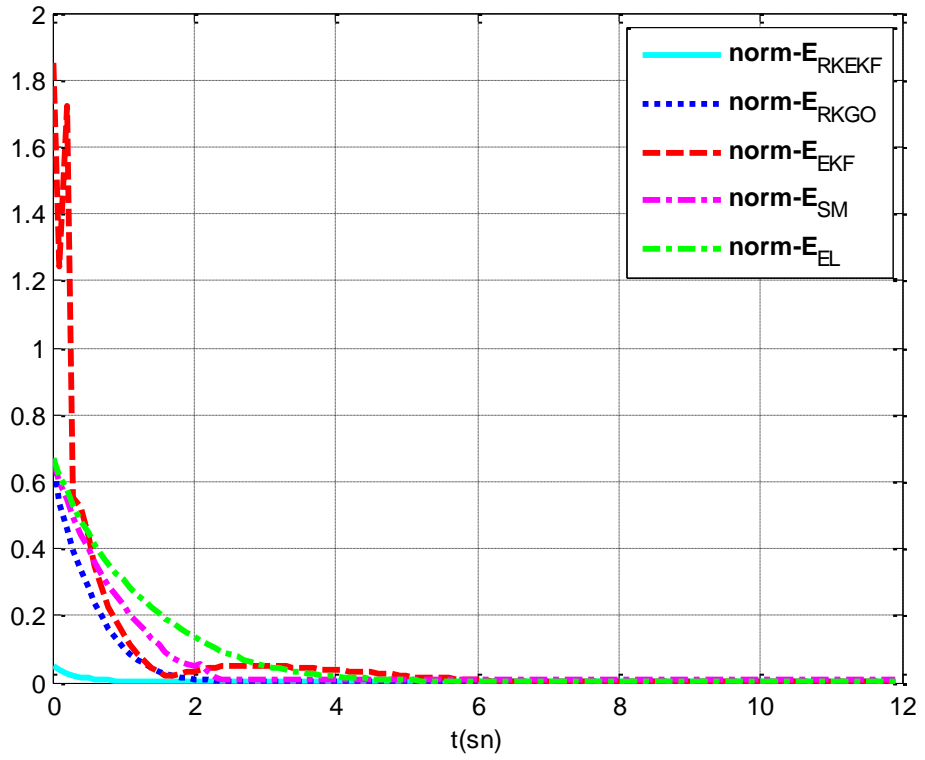
5.2 RK Model-Tabanlı Durum ve Parametre Kestirimi Sonuçları

Bu alt bölümde, daha önce anlatılan deneysel sistemler üzerinde çeşitli benzetim ve gerçek-zamanlı uygulamalar gerçekleştirilerek doğrusal-olmayan bir sisteme ait ölçülemeyen durumların kestirim işlemleri yapılmıştır.

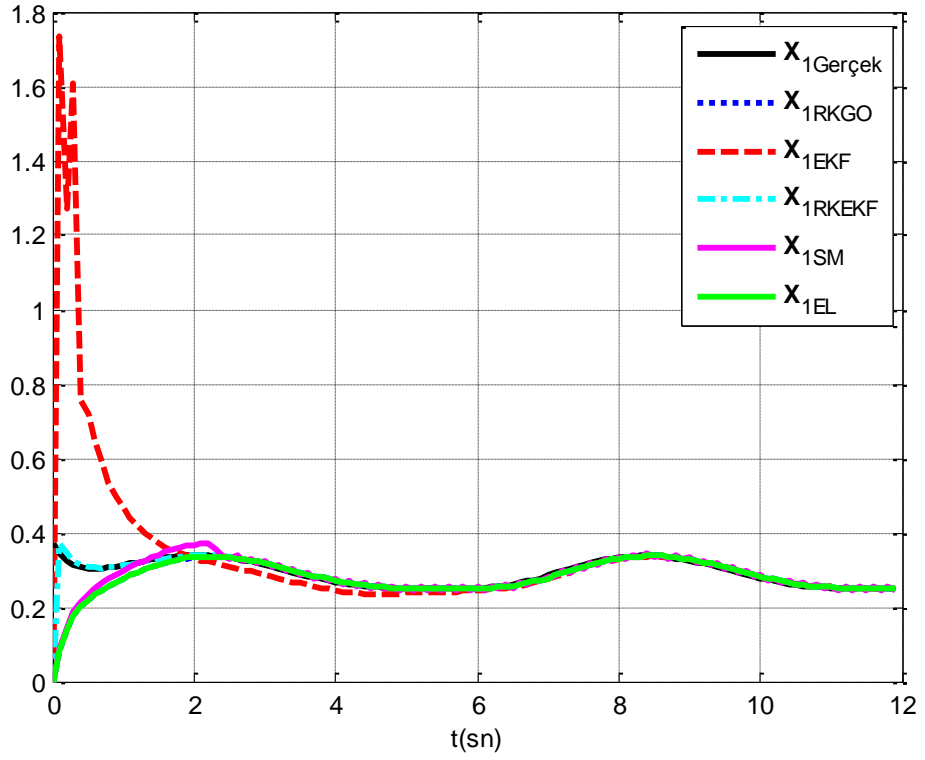
Bölüm 3’de anlatılan literatürdeki standart gözetleyiciler ile tezde önerilen RK model-tabanlı gözetleyiciler ilk olarak CSTR sistemine uygulanmıştır. Burada $x_3(t)$ ölçülen sistem çıkışı olmak üzere ölçülemeyen $x_1(t)$ ve $x_2(t)$ durumlarının gözetlenmesi amaçlanmıştır. Şekil 5.5’de verilen sinüzoidal yörüngedeki giriş sinyaline göre elde edilen kestirimler için hata normları Şekil 5.6’da görülmektedir. Tezde kullanılan tüm gözetleyici yaklaşımları için gözetlenen sistem durumları Şekil 5.7, Şekil 5.8 ve Şekil 5.9’da karşılaştırmalı bir şekilde verilmiştir.



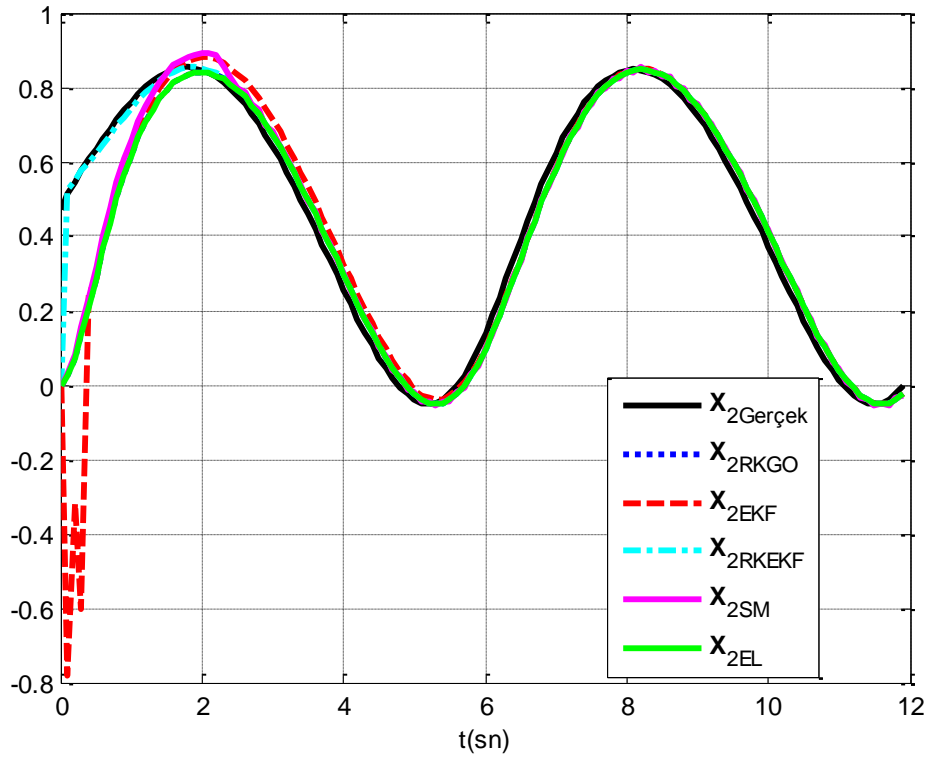
Şekil 5-5: CSTR’de kestirim için kullanılan giriş sinyali



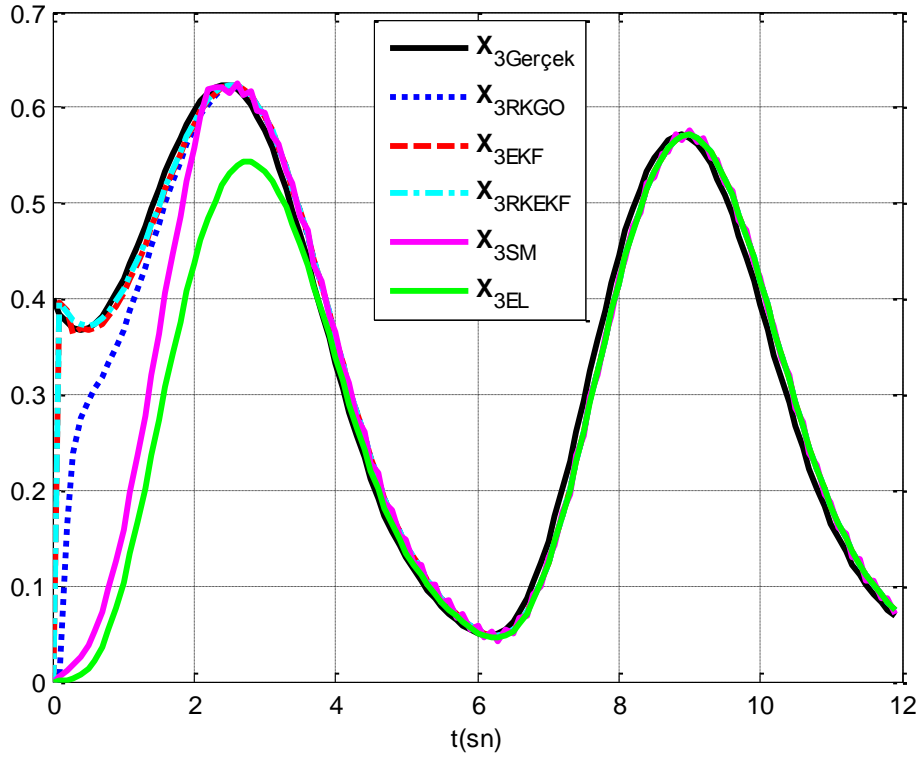
Şekil 5-6: CSTR sistemi için hata normları



Şekil 5-7: CSTR sistemi için x_1 durumuna ait kestirimler



Şekil 5-8: CSTR sistemi için x_2 durumuna ait kestirimler



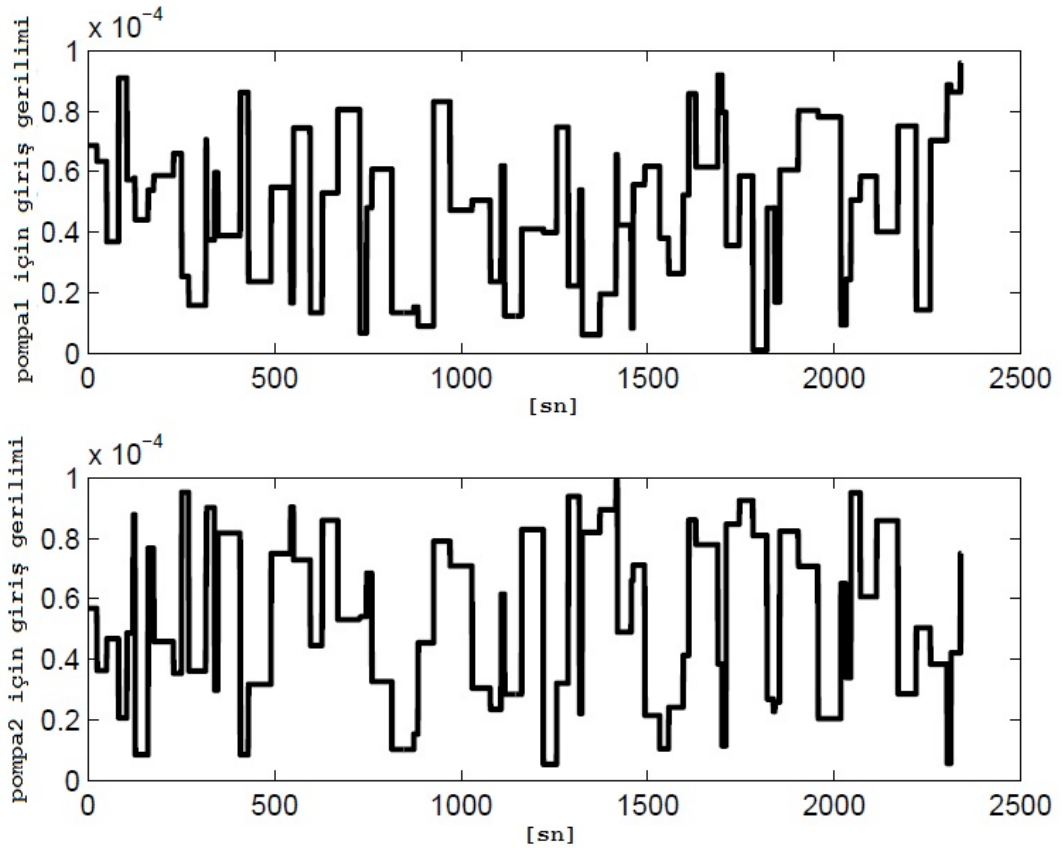
Şekil 5-9: CSTR sistemi için x_3 durumuna ait kestirimler

Tüm gözetleyicilerde sistem durumlarının başlangıç değerleri sıfır vektörüne eşittir. Tasarlanan gözetleyiciler için gereken parametreler şöyledir: i) ELO için $L_1 = 0.01$, $L_2 = 0.001$ ve $L_3 = 0.02$, ii) SMO için $h_1 = 0.1$, $h_2 = 0.1$, $h_3 = 0.1$, $s_1 = -0.1$, $s_2 = -0.1$ ve $s_3 = -0.1$, iii) $P_0 = 0.1764I_3$, $Q = 10^{-5}I_3$, $R = 10^{-3}$, iv) EKF parametreleri aynı zamanda RKEKF için de kullanılır. Testlerde en iyi gözetleyici performansını elde etmek için tüm arama uzayını tarayan bir yöntem kullanılmıştır. Bunun yanında, RKGO için herhangi bir tasarım parametresine ihtiyaç duyulmaması önerilen bu gözetleyicinin diğerlerine göre üstünlüğünü göstermektedir. Tablo 5.5.'de hata kareleri toplamı (Sum Square Error-SSE) karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablo 5.5: CSTR sisteminde durum kestirimi için SSE değerleri

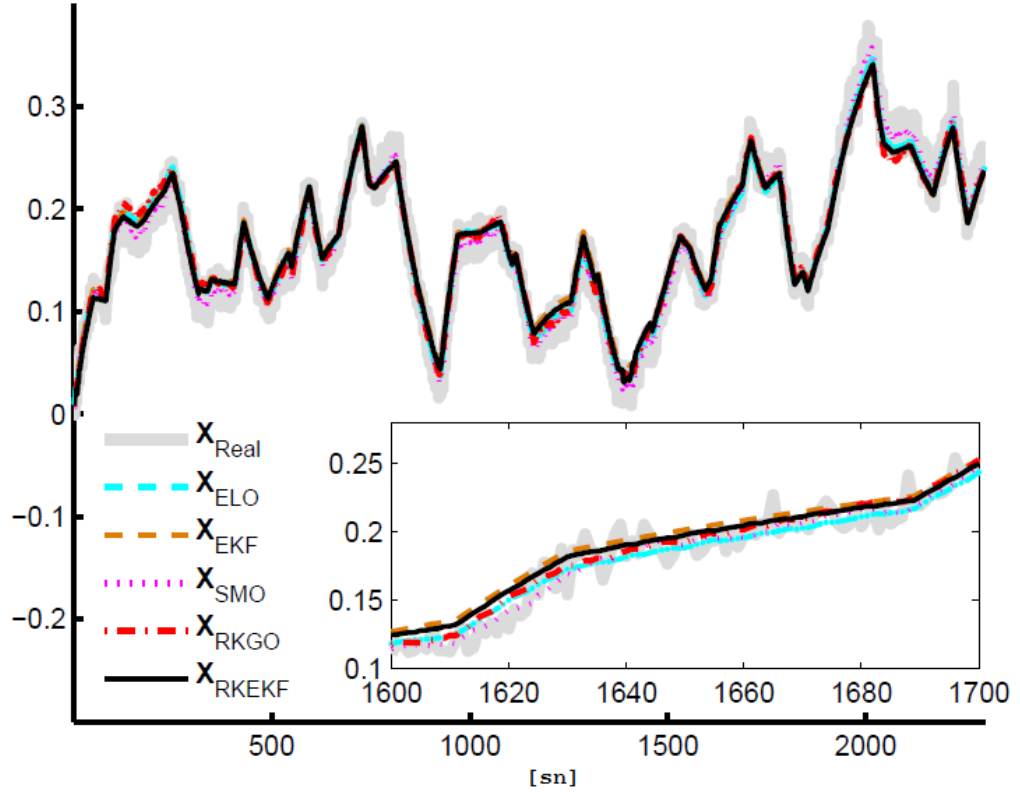
SSE	x_1	x_2	x_3
ELO	0.1822	1.0254	1.8200
EKF	5.0930	3.9990	1.5154×10^{-6}
SMO	0.1667	0.8793	1.2481
RKGO	0.1834	1.0197	0.2577
RKEKF	2.1842×10^{-6}	0.0058	2.2868×10^{-4}

Bir diğerk uygulamada 5.1.1 alt bölümünde anlatılan gerçek-zamanlı üç-tank sıvı-seviye sisteminde ölçülen $x_3(t)$ durumu ile ilgili bilgiler kullanılarak MIMO yapıya sahip sistemin ölçülemeyen $x_1(t)$ ve $x_2(t)$ durumları, RK model-tabanlı gözetleyiciler ile gözlenmiş ve sonuçlar diğerk standart gözetleyiciler ile karşılaştırılmıştır. Kontrol işareti sınırları dahilinde iki pompaya uygulanan giriş gerilim sinyalleri Şekil 5.10’da görölmektedir. Burada üçüncü tankta ölçülen sıvı seviyesi bilgisi kullanılarak $tank_1$ ve $tank_2$ ’nin sıvı seviyeleri kestirilmiştir.

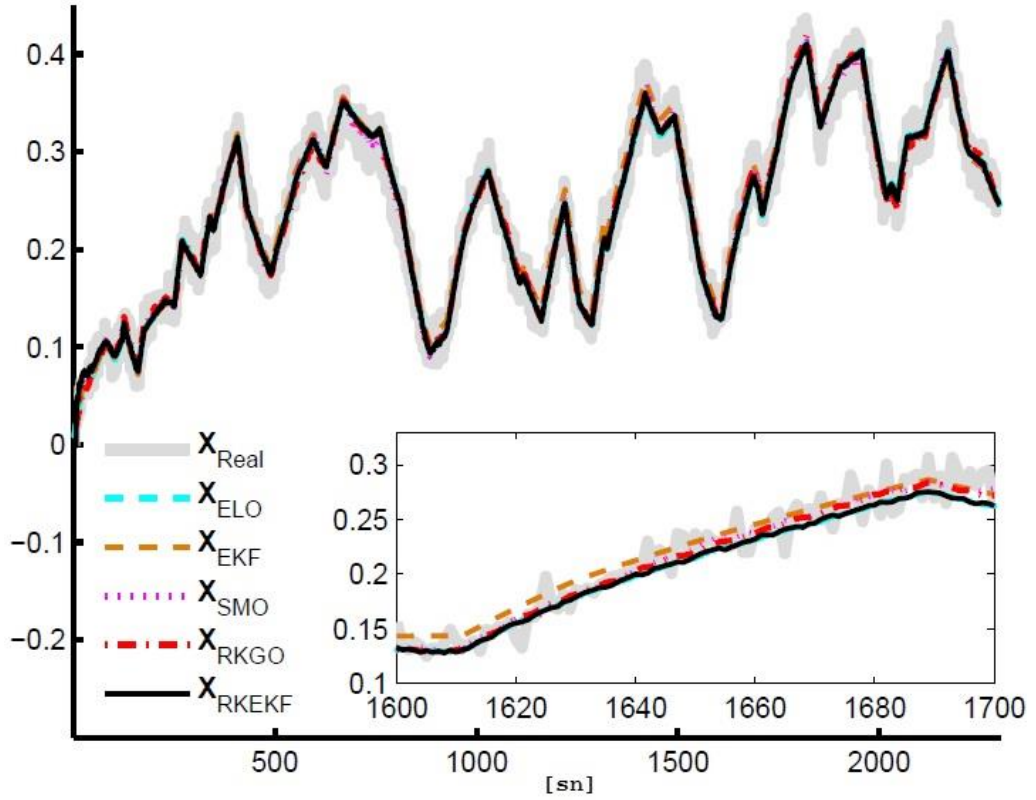


Şekil 5-10: Üç-tank sisteminde kestirim için kullanılan giriş sinyalleri

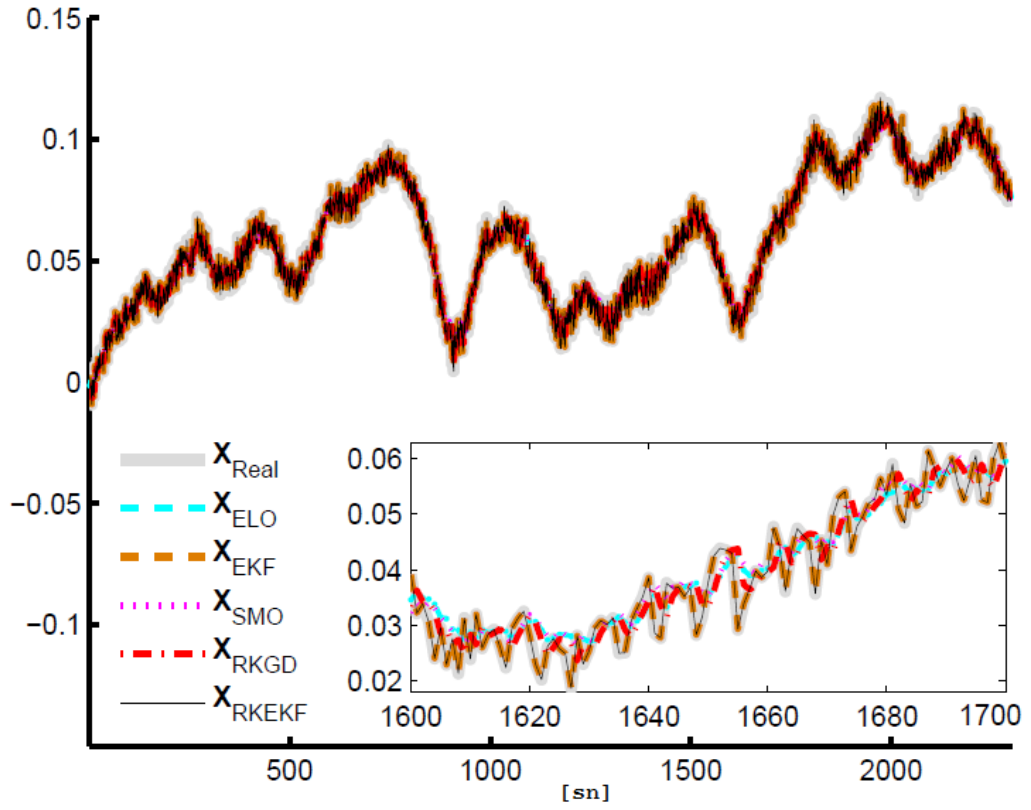
Testlerde en iyi gözetleyici performansını elde etmek için tüm arama uzayı taranmıştır. Tasarlanan gözetleyiciler için gereken tasarım parametreleri: i) ELO için $L_1 = 0.1$, $L_2 = 0.1$ ve $L_3 = 0.25$, ii) SMO için $h_1 = 0.1$, $h_2 = 0.1$ $h_3 = 0.1$, $s_1 = 10^{-3}$, $s_2 = 10^{-3}$ ve $s_3 = 10^{-3}$, iii) $P_0 = 1000I_3$, $Q = 0.1I_3$, $R = 10^{-3}$, iv) EKF parametreleri RKEKF için de kullanılır. RKGO için herhangi bir tasarım parametresine ihtiyaç duyulmamıştır. Örnekleme zamanı $T_s = 1$ sn olan sistemde gerçek-zamanlı testler 2343 sn boyunca yapılmıştır. Şekil 5.11-Şekil 5.13’de tüm yaklaşımlar için gözetlenen tüm sistem durumları karşılaştırmalı bir şekilde verilmiştir.



Şekil 5-11: Üç-tank sistemi için x_1 durumuna ait kestirimler



Şekil 5-12: Üç-tank sistemi için x_2 durumuna ait kestirimler



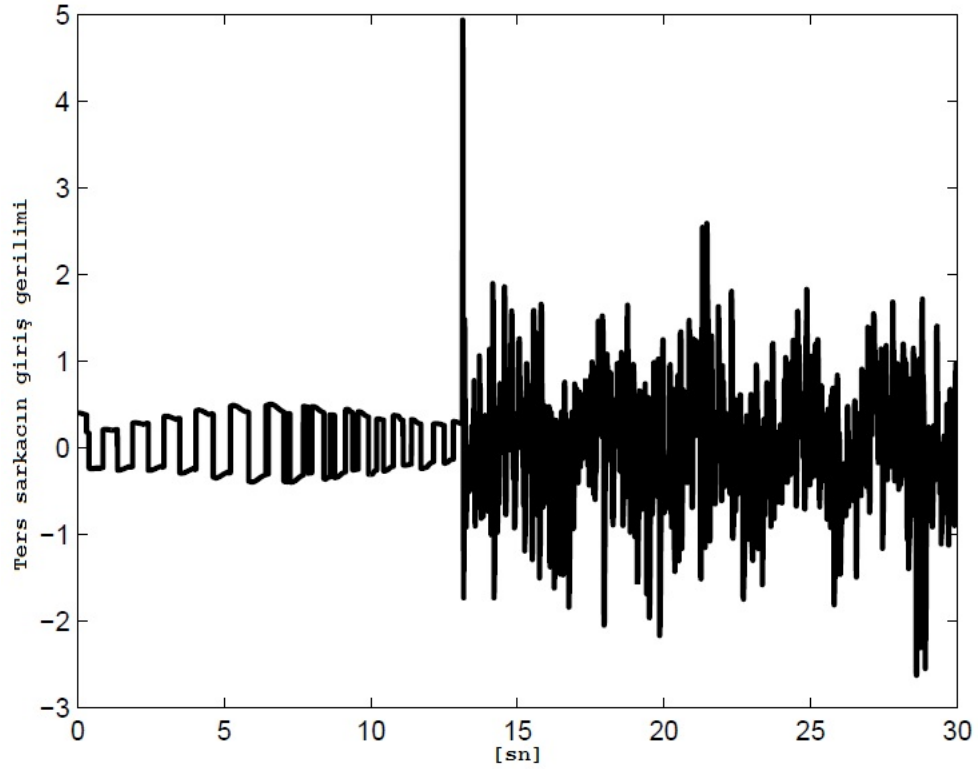
Şekil 5-13: Üç-tank sistemi için x_3 durumuna ait kestirimler

Yavaş ve doğrusala yakın özellikteki tank sisteminde ölçülen $x_3(t)$ durumu tüm gözetleyiciler tarafından neredeyse mükemmel şekilde bulunurken ölçülemeyen $x_1(t)$ ve $x_2(t)$ durumları tasarlanan tüm gözetleyiciler için birbirine yakın değerlerde tahmin edilmiştir. Bu sonuçları destekleyen ortalama hata kareleri toplamı karekökü (Root Mean Square Error-RMSE) değerleri Tablo 5.6.'da karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablo 5.6: Üç-tank sisteminde durum kestirimi için RMSE değerleri

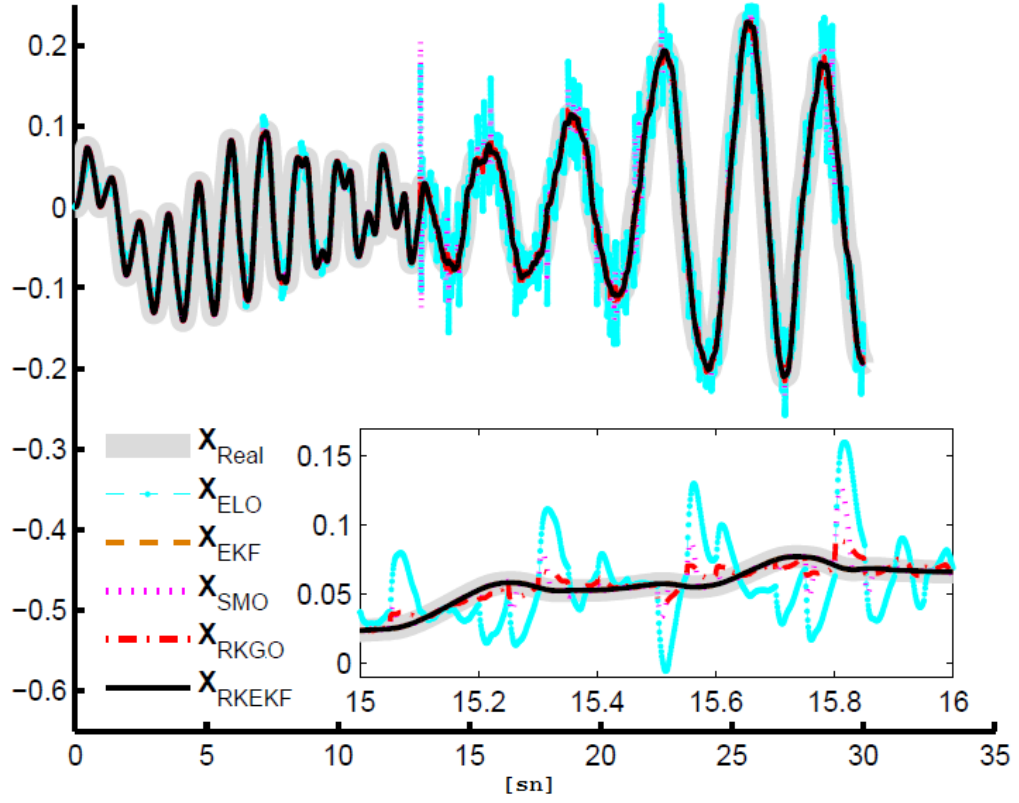
RMSE	x_1	x_2	x_3
ELO	1.31×10^{-2}	1.43×10^{-2}	4.57×10^{-3}
EKF	1.58×10^{-2}	1.53×10^{-2}	5.70×10^{-5}
SMO	1.05×10^{-2}	1.39×10^{-2}	4.65×10^{-3}
RKGO	1.46×10^{-2}	1.43×10^{-2}	4.81×10^{-3}
RKEKF	1.44×10^{-2}	1.42×10^{-2}	5.64×10^{-5}

Farklı bir uygulamada 5.1.3 alt bölümünde anlatılan gerçek-zamanlı ters sarkaç deneysel sisteminde ölçülen yük arabasının konumu (x_1) ve sarkacın açısı (x_3) ile ilgili bilgiler kullanılarak doğrusal-olmayan SIMO yapıdaki sistemin ölçülemeyen $x_2(t)$ ve $x_4(t)$ durumları gözlenerek sonuçlar literatürdeki diğer standart gözetleyiciler ile karşılaştırılmıştır. Şekil 5.14’de uygulanan giriş gerilimi görülmektedir.

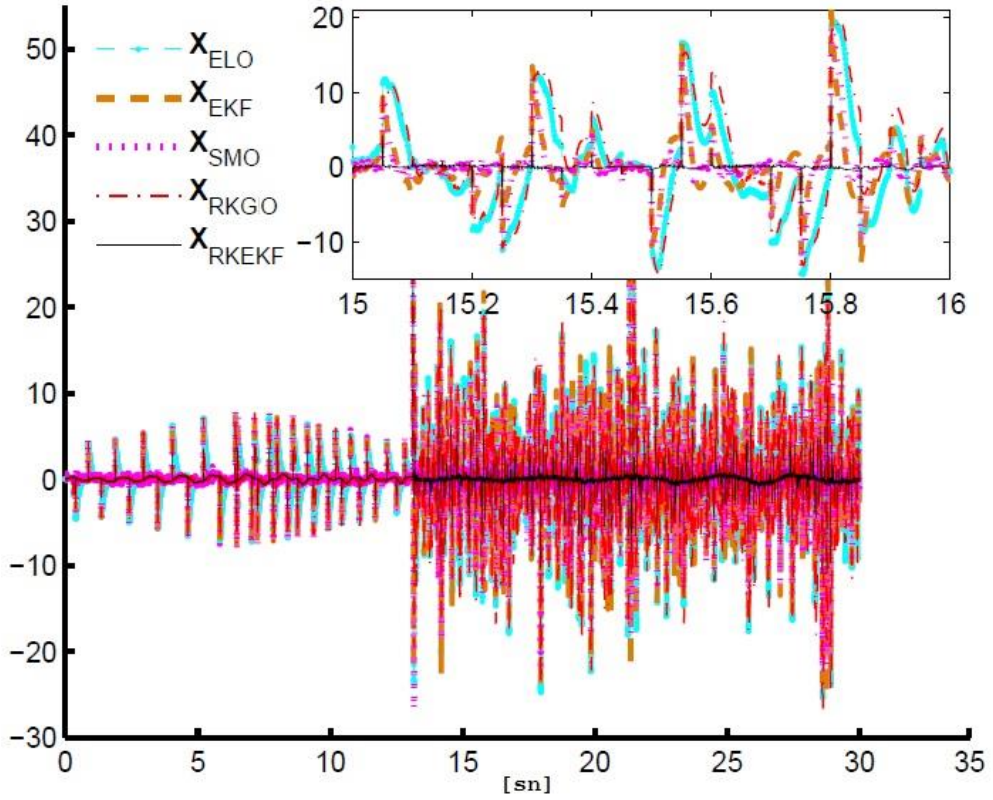


Şekil 5-14: Ters sarkaç sistemi için kullanılan giriş sinyali

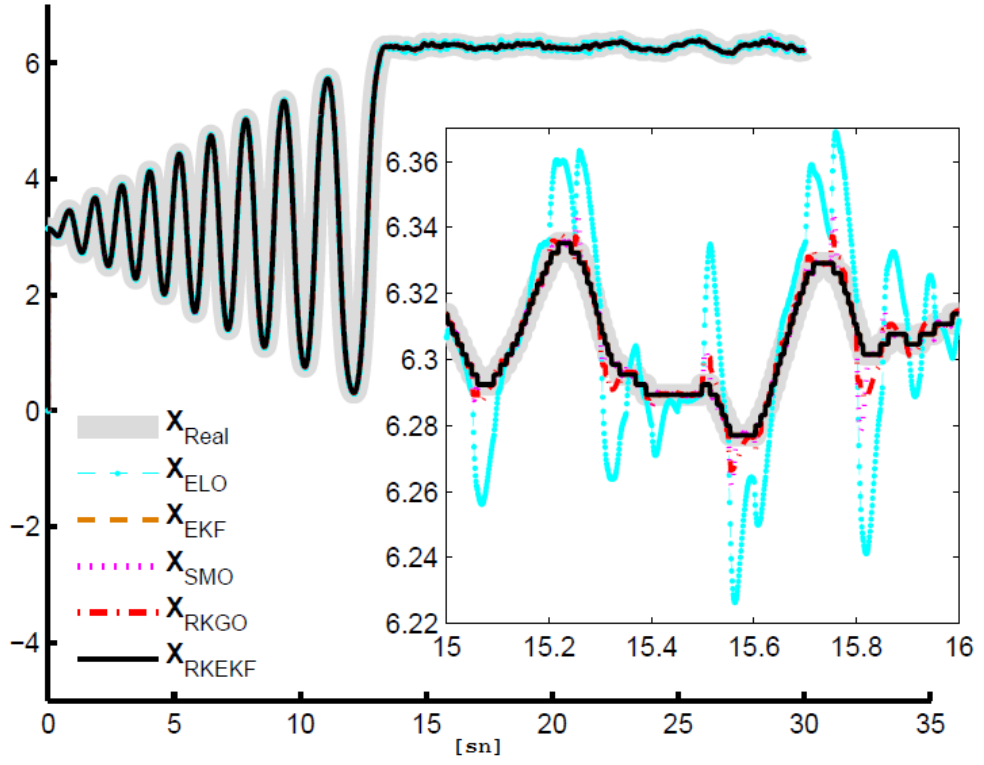
Bu sistem için daha önceki durum kestirimlerinden farklı olarak 3.1.3 alt bölümünde anlatılan ikinci dereceden SMO yapısı kullanılmıştır. Bu yapıdaki tasarım parametreleri birinci dereceden SMO yapısındaki parametrelerden farklıdır. Ters sarkaç sistemini gözetlemek için tüm arama uzayı taranarak gereken tasarım parametreleri şu şekilde hesaplanmıştır: i) ELO için $L_1 = 200$, $L_2 = 2000$, $L_3 = 200$ ve $L_4 = 2000$, ii) SMO için $\alpha = 600$, $\lambda=60$ iii) $\mathbf{P}_0 = 1000\mathbf{I}_4$, $\mathbf{Q} = 0.01\mathbf{I}_4$, $\mathbf{R} = 10^{-2}$, iv) EKF parametreleri RKEKF için de kullanılır. RKGO için herhangi bir tasarım parametresine ihtiyaç duyulmamıştır. Örnekleme zamanı $T_s = 10^{-3}$ sn olan bu sistemde gerçek-zamanlı uygulamalar 30 sn boyunca yapılmıştır. Tüm sistem durumlarının başlangıç değerleri diğer kestirim örneklerinde olduğu gibi sıfır vektörü seçilmiştir. Şekil 5.15-Şekil 5.18’de tüm durum kestirimi yaklaşımları için gözetlenen tüm sistem durumları karşılaştırmalı bir şekilde verilmiştir.



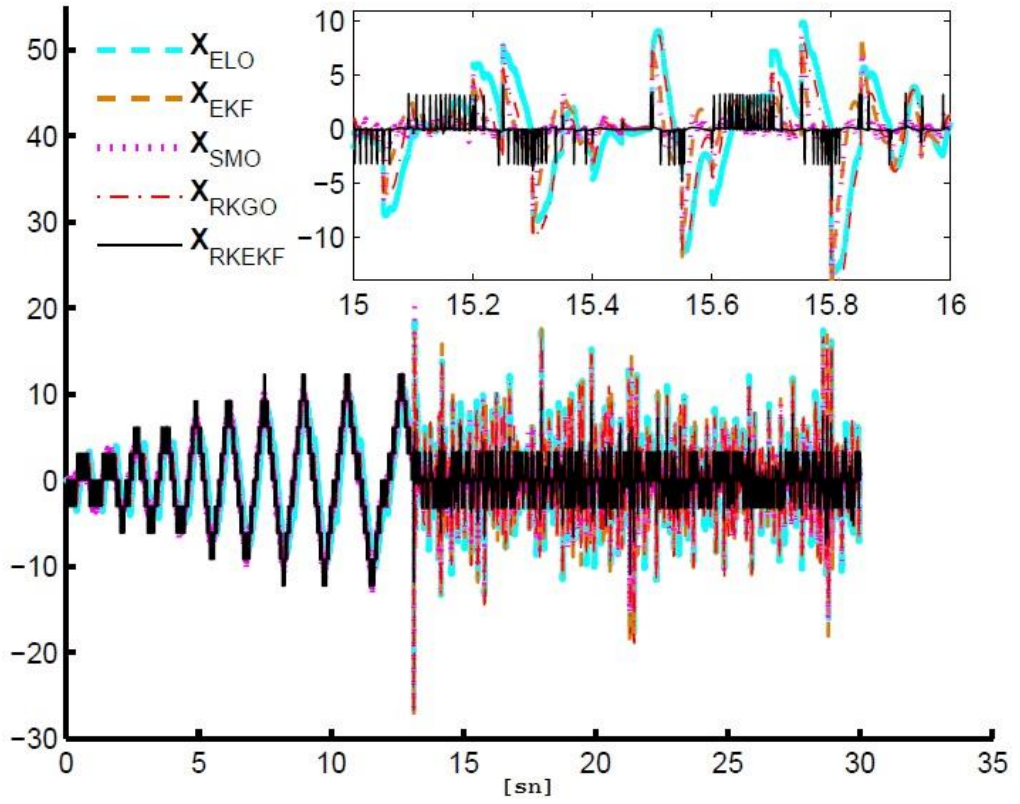
Şekil 5-15: Ters sarkaç sistemi için x_1 durumuna ait kestirimler



Şekil 5-16: Ters sarkaç sistemi için x_2 durumuna ait kestirimler



Şekil 5-17: Ters sarkaç sistemi için x_3 durumuna ait kestirimler



Şekil 5-18: Ters sarkaç sistemi için x_4 durumuna ait kestirimler

Tablo 5.7.'de ters sarkaç sistemi için RMSE değerleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

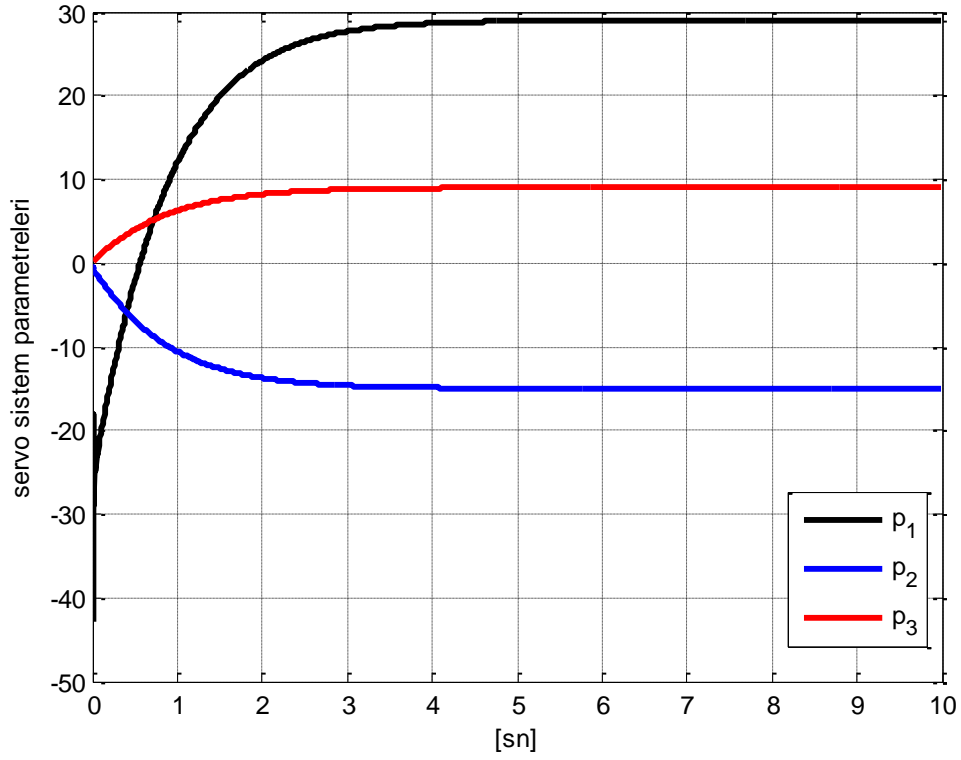
Tablo 5.7: Ters sarkaç sisteminde durum kestirimi için RMSE değerleri

RMSE	x_1	x_2	x_3	x_4
ELO	2.48×10^{-2}	5.26	1.78×10^{-2}	3.85
EKF	1.07×10^{-7}	3.05	1.07×10^{-7}	2.24
SMO	8.86×10^{-3}	2.93	3.93×10^{-3}	2.02
RKGO	5.56×10^{-3}	5.60	3.25×10^{-3}	3.36
RKEKF	4.93×10^{-9}	0.48	4.93×10^{-9}	0.32

Ölçülen çıkış bilgileri kullanılarak ölçülemeyen sistem durumlarının tahmin edildiği testlerle doğrusal-olmayan SIMO yapıdaki ters sarkaç sistemi için kestirim performansları değerlendirildiğinde en iyi ve en kötü gözetleyiciler sırasıyla RKEKF ve ELO'dur.

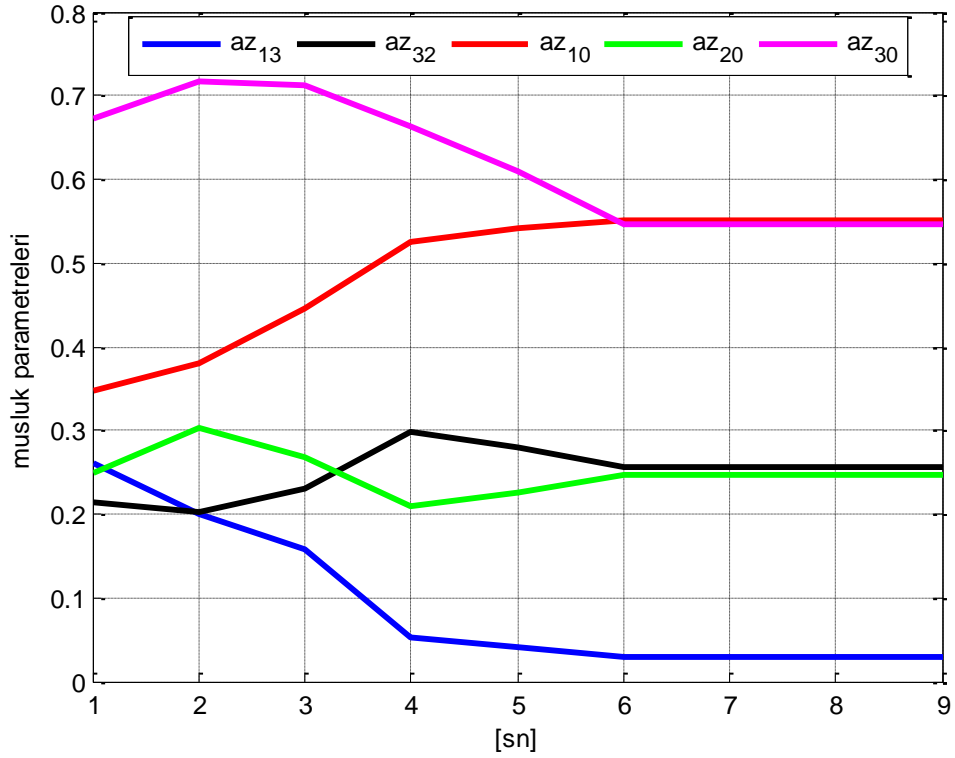
Tezin bu bölümünde doğrusal-olmayan bir sistemin ölçülemeyen durumlarının kestirimi işlemi ile birlikte, sistemin sadece ölçülen giriş/çıkış bilgileri kullanılarak sisteme ait bilinmeyen sabit ve/veya değişken parametre değerlerinin hesaplanması süreci de gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda aşağıda sonuçları verilen uygulamalarda eşitlik (2.1) ile verilen doğrusal-olmayan bir sistemin θ vektörünün bilinmeyen parametrelerinin bulunması amaçlanmıştır.

Parametre kestirim işlemi ilk olarak 5.1.4 alt bölümünde 5.6 eşitliği ile matematiksel modeli verilen servo sistem üzerinde benzetim çalışmaları ile test edilmiştir. Tablo 5.4'de nominal değerleri verilen servo sistem parametreleri benzetim çalışmaları için şu şekilde sabit değişkenlere atanmış ve bu yeni sabit katsayıların RK model-tabanlı olarak hesaplanmasına çalışılmıştır: $p_1 = \frac{K_m^2 + bR_m}{R_m J}$, $p_2 = -\frac{gL_m}{J} m_L$ ve $p_3 = \frac{K_m}{R_m J}$. Şekil 5.19'da belirlenen bu sabit parametrelerin (p_1, p_2, p_3) kestirimlerine ait sonuçlar görülmektedir. Örnekleme zamanı $T_s = 0.01$ sn olan sistem için 10sn sonunda başlangıçta sıfır seviyesinden başlatılan tüm parametrelerin belirli değerlere oturduğu ($p_1 = 29, p_2 = -15, p_3 = 9$) gözlenmektedir.



Şekil 5-19: Servo sistem için parametre kestirimleri

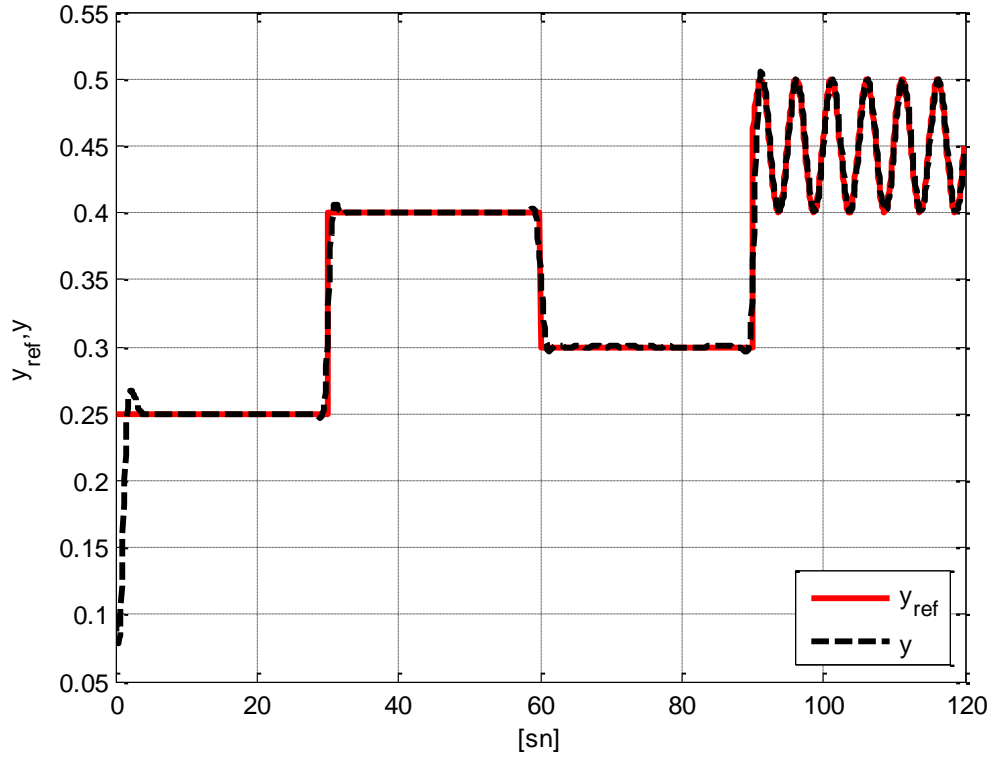
Parametre kestirimi ile ilgili bir diğer çalışma gerçek-zamanlı MIMO yapıdaki üç-tank sıvı-seviye sistemi için yapılmıştır. Burada Tablo 5.1 ile verilen tanklar arasındaki ve/veya tanklar ile rezervuar arasındaki sıvı geçişinin bir göstergesi olan muslukların konumu (az_{13} , az_{32} , az_{10} , az_{20} , az_{30} ,) sıvı-seviye sistemine ait parametre değerlerinin bir ifadesidir. Sabit değerleri bilinmeyen bu parametrelerin hesaplanabilmesi için sadece sisteme uygulanan giriş işaretlerinin ve sistemden ölçülen çıkış değerlerinin biliniyor olması yeterlidir. Şekil 5.20’de sabit parametre değerlerinin RK model-tabanlı kestirimlerine ait sonuçlar görülmektedir. Örnekleme zamanı $T_s = 1sn$ olan bu sistem için sıfır seviyesinden başlatılan tüm parametrelerin nominal değerlerine yakınsaması yaklaşık $6sn$ civarında gerçekleşmiştir. Bu değerler şu şekildedir: ($az_{13} = 0.028$, $az_{32} = 0.2569$, $az_{10} = 0.5510$, $az_{20} = 0.2459$, $az_{30} = 0.5457$). RK model-tabanlı parametre kestirim işlemleri için bu bölümün ilerleyen kısımlarında uyarlamalı kontrol yapısı içinde geçen değişken parametre kestirimi ile ilgili sonuçlara da yer verilmiştir.



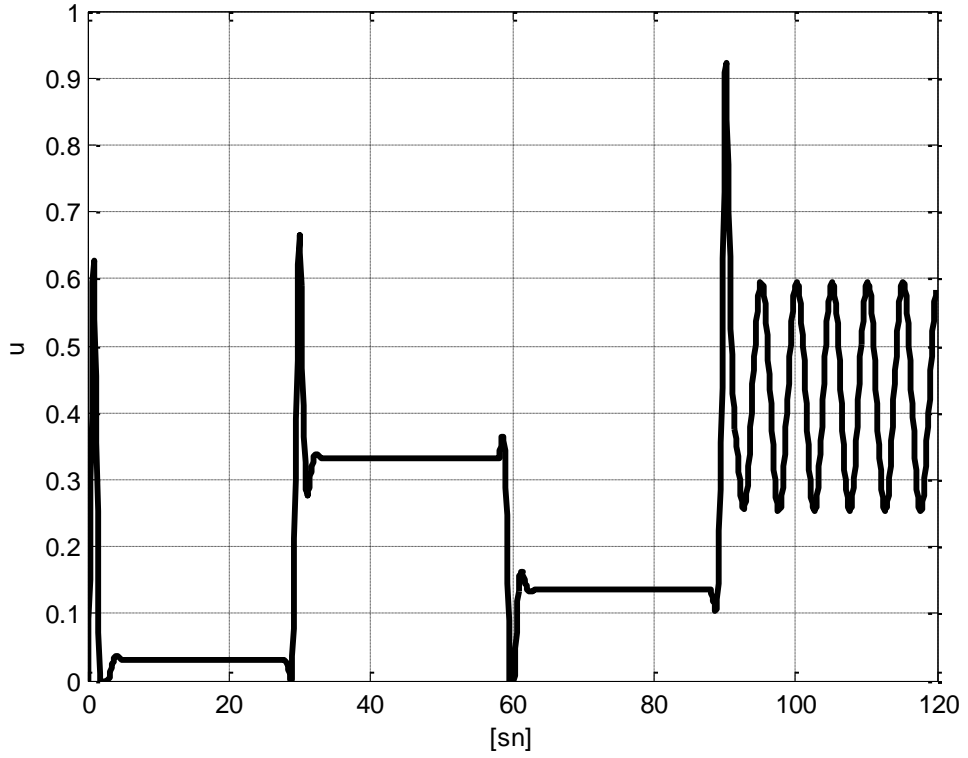
Şekil 5-20: Üç-tank sıvı-seviye sistem için parametre kestirimleri

5.3 RK Model-Tabanlı Kontrol Sonuçları

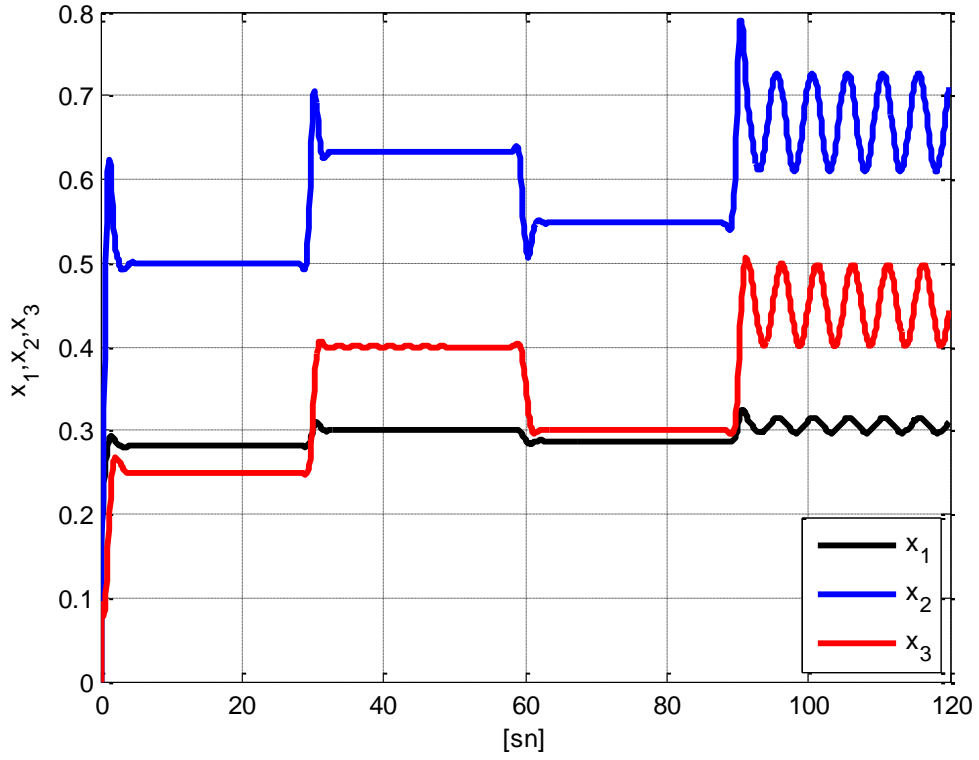
Tezin bu bölümünde, daha önce 4.3 bölümünde anlatılan RK model-tabanlı model-öngörülü kontrolör yapısı (RKMPC) çeşitli deneysel sistemler üzerinde benzetim ve gerçek zamanlı olarak uygulanmıştır. RKMPC yapısı ilk olarak eşitlik (5.7) ile matematiksel modeli verilen CSTR sistemine uygulanmıştır. Yapılan testlerde kabul edilebilir çalışma sınırları dahilinde sistem çıkışının ($y = x_3(t)$) basamak ve sinüzoidal olarak değişen referans işaretini (y_{ref}) olabildiğince yakından takip etmesini sağlayan kontrol işaretini üretmesi amaçlanmıştır. CSTR sistemine ait uygulama için kestirim ufku $K_y = 20$, kontrol ufku $K_u = 15$, cezalandırma terimi $\lambda_r = 0.1$, giriş hızı $\Delta U_r = 0.1$ olacak şekilde seçilmiştir. Şekil 5.21’de yukarıda seçilen tasarım parametrelerine göre elde edilen kontrol sonuçları görülmektedir. CSTR çıkışının takip edilmesi istenen referans yörüngesinde olmasını sağlayan kontrol işareti Şekil 5.22’de verilmiştir. Şekil 5.23’de ise CSTR sistemine ait tüm durum kestirimleri gözlemlenebilir.



Şekil 5-21: CSTR sistemi için RKMPC kontrol sonuçları

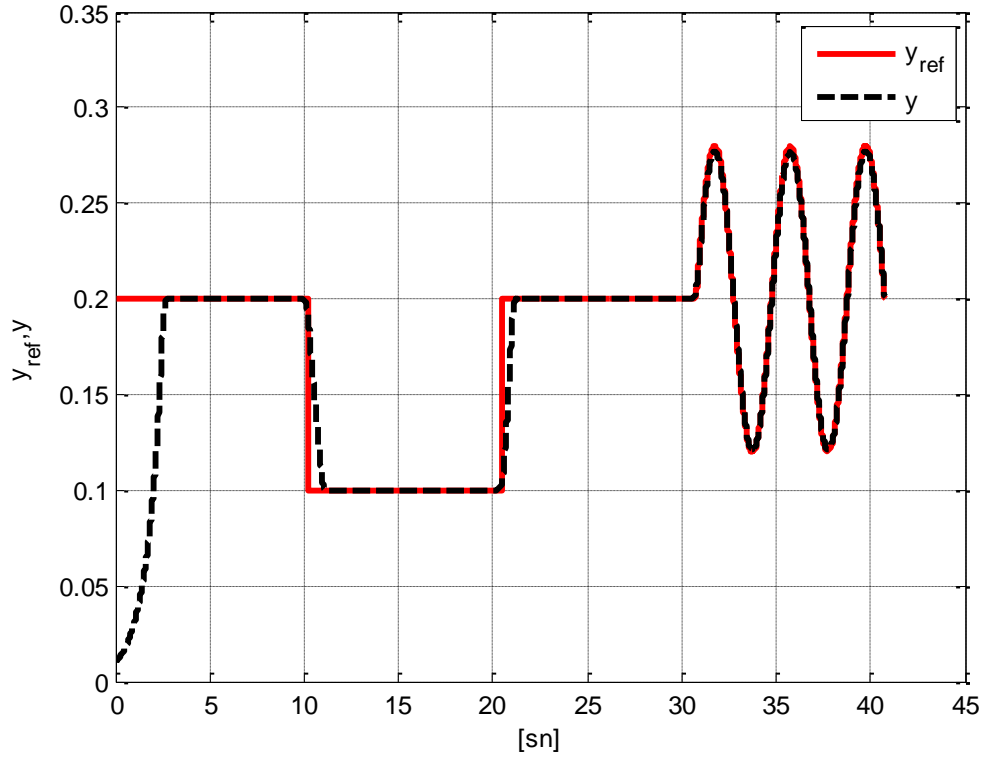


Şekil 5-22: CSTR sistemi için RKMPC ile elde edilen kontrol işareti

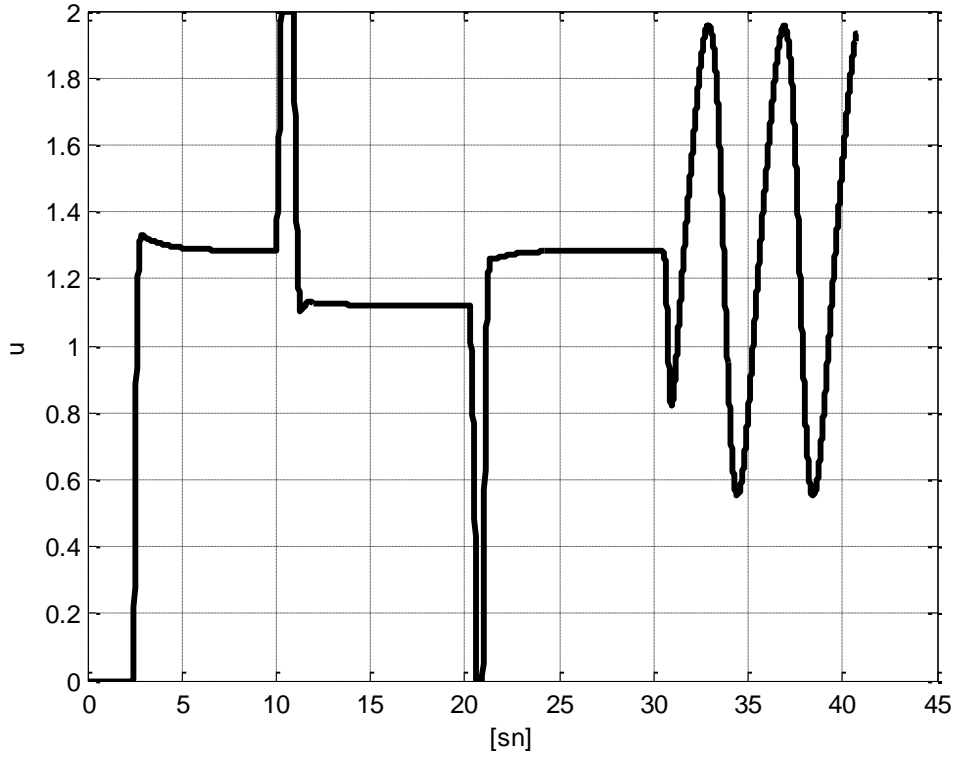


Şekil 5-23: CSTR sistemi için RKMPC ile elde edilen durum kestirimleri

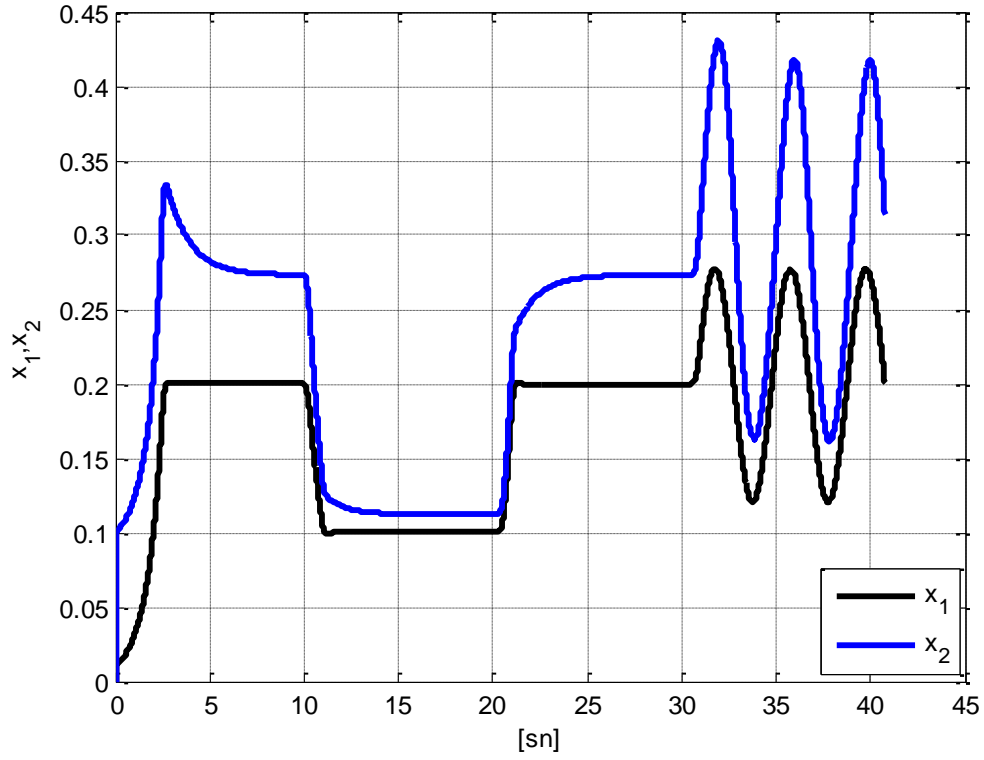
Bir diğer benzetim çalışmasında RK model-tabanlı kontrolör yapısı, tezin 5.1.6 alt bölümünde anlatılan ve 5.8 eşitliği ile dinamikleri verilen bioreaktör sistemi üzerine uygulanmıştır. Doğrusal-olmayan bu sistem için yapılan testlerde kontrol işleminin amacı, akış debisini kontrol ederek hücre yoğunluğunun ($y = c_1(t)$) basamak ve sinüzoidal şekilde değişen referans işaretine (y_{ref}) olabildiğince yakın olmasını sağlamaktır. Burada akış debisi genliğinin sınırlarının $u_{min} = 0$ ve $u_{max} = 2$ arasında olmasına izin verilmektedir. Bu uygulama için kestirim ufku $K_y = 25$, kontrol ufku $K_u = 10$, cezalandırma terimi $\lambda_r = 0.01$, giriş hızı $\Delta U_r = 0.1$ şeklinde seçilmiştir. Şekil 5.24’de seçilen tasarım parametrelerine göre elde edilen RK model-tabanlı kontrol sonuçları görülmektedir. Bioreaktör sistemi çıkışının istenen referans sinyalini takip etmesi için gereken kontrol işareti Şekil 5.25’de, sisteme ait tüm durum kestirimleri ise Şekil 5.26’da verilmiştir.



Şekil 5-24: Bioreaktör sistemi için RKMPC kontrol sonuçları

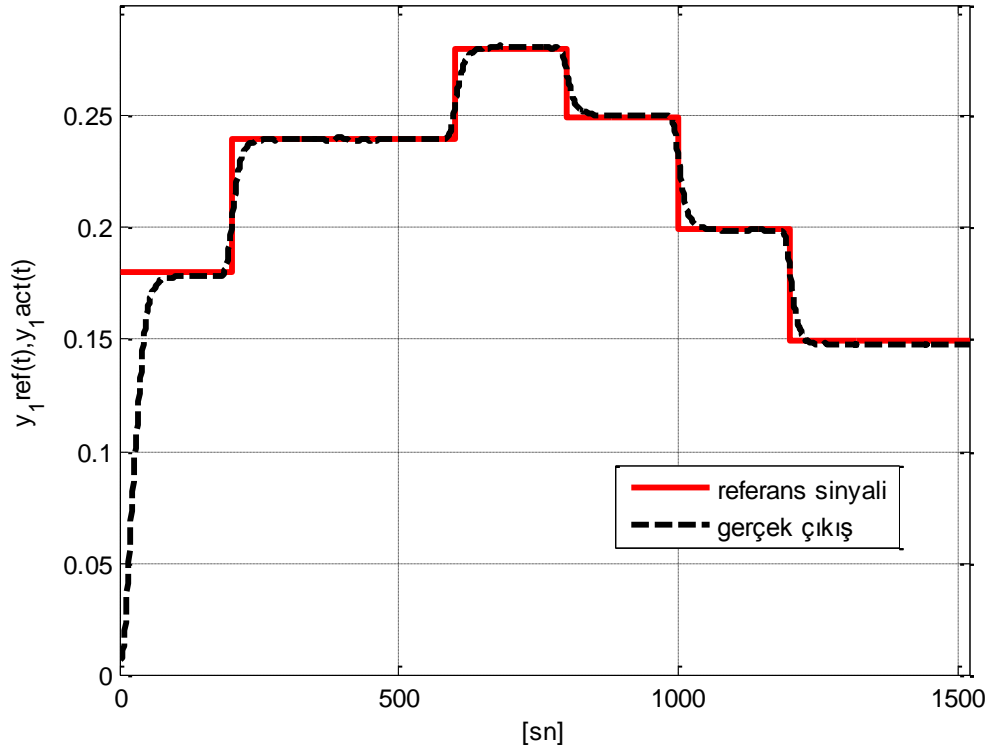


Şekil 5-25: Bioreaktör sistemi için RKMPC ile elde edilen kontrol işareti

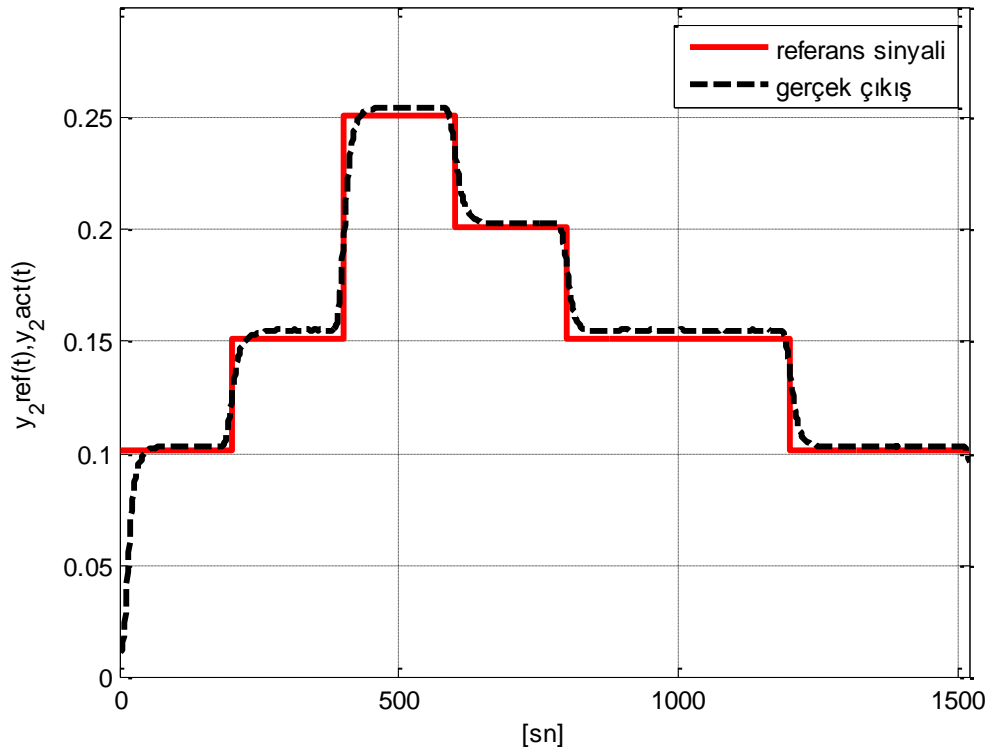


Şekil 5-26: Bioreaktör sisteminde RKMPC ile elde edilen durum kestirimleri

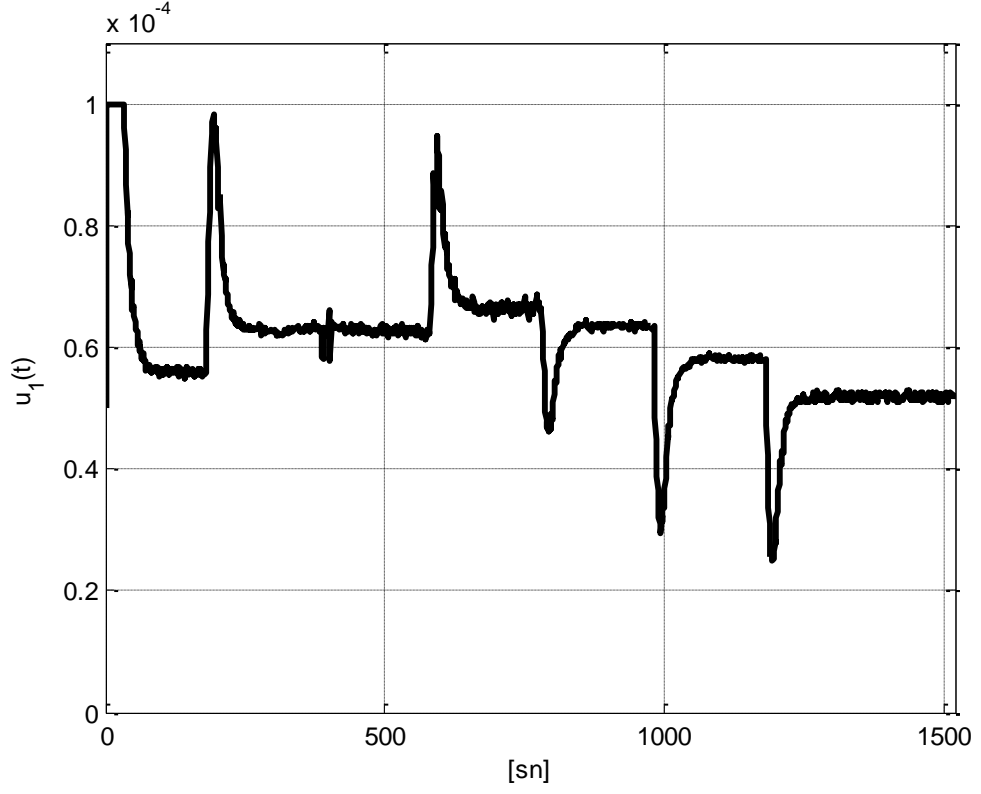
RK model-tabanlı kontrolör mekanizması, benzetim çalışmalarının yanısıra gerçek-zamanlı olarak 5.1.1 alt bölümünde Şekil 5.1’de görülen MIMO yapıdaki üç-tank sıvı-seviye sistemine de uygulanmıştır. Bu testlerde sistemin $x_1(t)$ ve $x_2(t)$ durumları MIMO yapının çıkışları olarak düşünülerek sistem kısıtları dahilinde ($u_{i_{\min}} = 0 \text{ m}^3/\text{sn}$, $u_{i_{\max}} = 0.0001 \text{ m}^3/\text{sn}$), pompalara uygulanan giriş gerilimlerinin bulunması ve sistem çıkışlarının istenen referans sinyallerini ($y_{i_{ref}}$) takip etmesi amaçlanmıştır. Gerçek-zamanlı uygulamalar için kestirim ufku $K_y = 20$, kontrol ufku $K_u = 0$, cezalandırma terimi her iki giriş için $\lambda_r = 10^{-4}$ ve giriş hızı $\Delta U_r = 10^{-3}$ şeklinde seçilmiştir. Şekil 5.27 ve Şekil 5.28’de seçilen tasarım parametrelerine göre elde edilen RK model-tabanlı kontrol sonuçları görülmektedir. Sıvı-seviye sistemi çıkışlarının istenen referans sinyallerini takip etmesi için gereken kontrol işaretleri ise Şekil 5.29 ve Şekil 5.30’da verilmiştir.



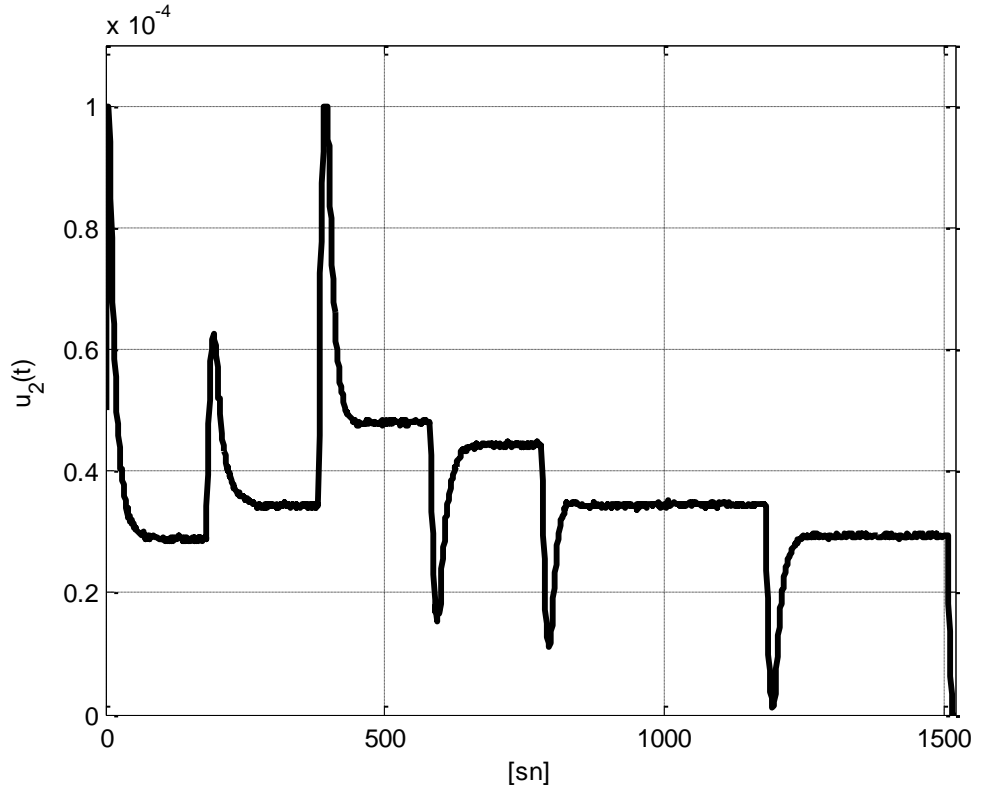
Şekil 5-27: Üç-tank sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol sonuçları



Şekil 5-28: Üç-tank sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol sonuçları

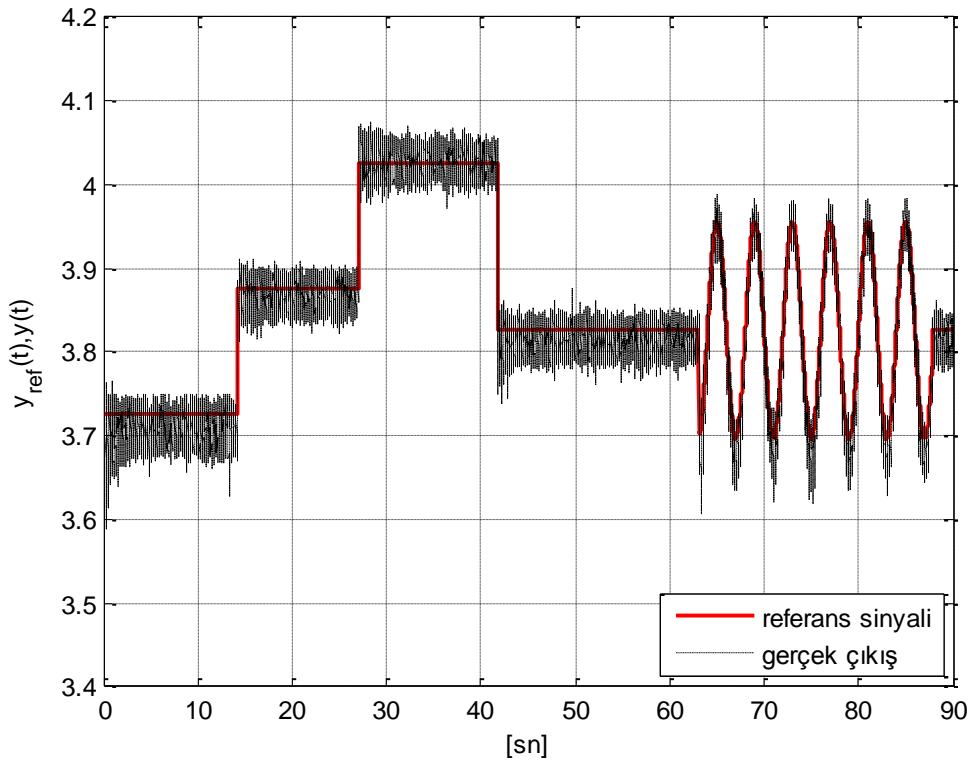


Şekil 5-29: Üç-tank sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol işareti



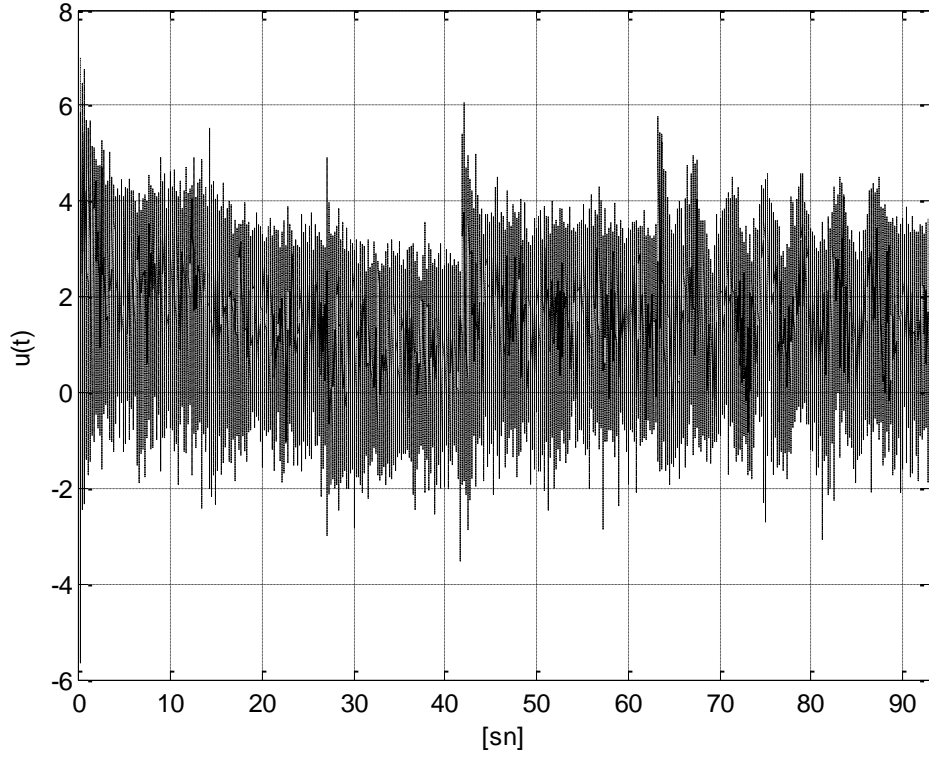
Şekil 5-30: Üç-tank sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol işareti

RK model-tabanlı kontrolör mekanizmasının uygulandığı bir başka gerçek-zamanlı sistem Şekil 5.2’de görülen ve matematiksel modeli eşitlik 5.2 ile verilen MagLev sistemidir. Bu sistemde kontrol işleminin amacı, manyetik alan yardımı ile küçük sabit bir mıknatısı yerçekimi kuvvetine karşı istenilen konumda havada asılı tutacak kontrol işaretini üretmektir. Bu sistem için kestirim ufku $K_y = 7$, kontrol ufku $K_u = 0$, cezalandırma terimi $\lambda_r = 0.06$ ve giriş hızı $\Delta U_r = 1$ şeklinde seçilmiştir. Şekil 5.31’de seçilen bu tasarım parametrelerine göre elde edilen RK model-tabanlı kontrol sonucu görülmektedir. MagLev sisteminde sabit mıknatıs konumunun istenen referans sinyalini (basamak+sinüzoidal) takip etmesi için gereken kontrol işareti ise Şekil 5.32’de verilmiştir.



Şekil 5-31: MagLev sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol sonucu

Şekil 5.27, Şekil 5.28’deki üç-tank sıvı-seviye sistemine ait kontrol sonuçları ile Şekil 5.31 ve Şekil 5.32’deki MagLev sistemine ait RKMPC sonuçları incelendiğinde, MagLev sisteminde sıvı seviye sistemine göre daha fazla gözlenen dalgalanmaların manyetik askı sisteminin kararsız ve aşırı doğrusal-olmama özelliğinden kaynaklandığı söylenebilir.

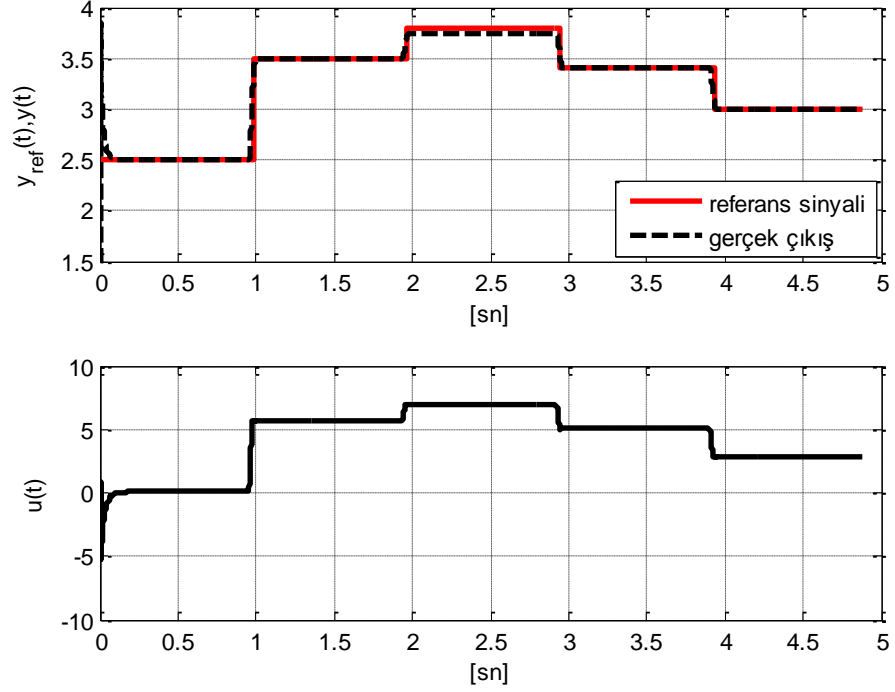


Şekil 5-32: MagLev sisteminde RKMPC ile elde edilen kontrol işareti

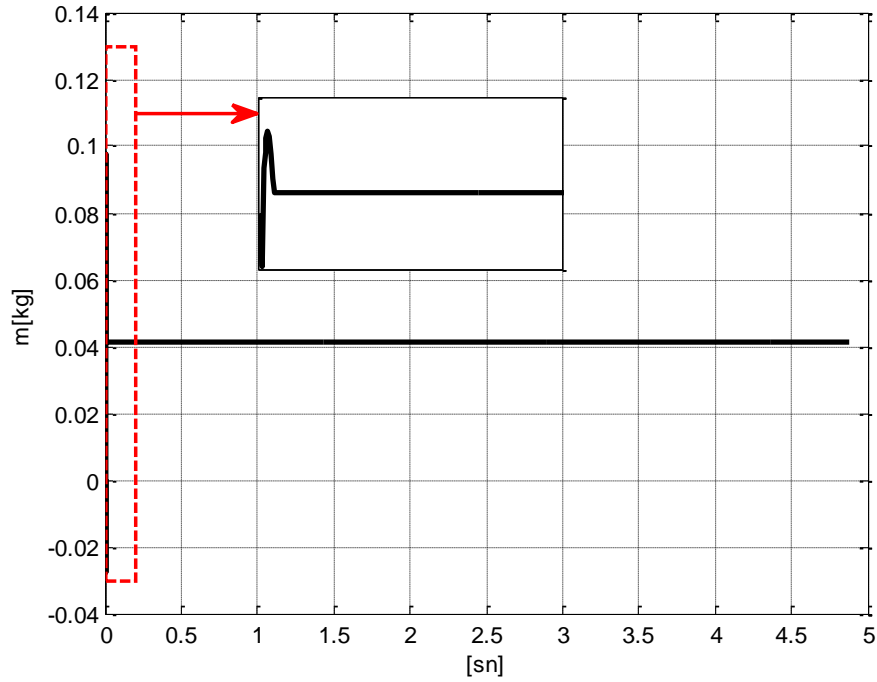
5.4 Parametre Kestirim Tabanlı Model-Öngörülü Uyarlamalı Kontrol Sonuçları

Bu başlık altında, 4.4 bölümünde anlatılan RK model-tabanlı parametre kestirimleri kullanılarak uyarlamalı bir şekilde model-öngörülü kontrol işleminin çeşitli deneysel sistemler üzerindeki benzetim ve gerçek-zamanlı sonuçlarına yer verilmiştir. Bu amaçla öncelikle MagLev sisteminde bir benzetim çalışması yapılmıştır. Burada manyetik alan içinde havada askıda kalan sabit mıknatısın kütlelerinin bilinmediği varsayılmış ve giriş/çıkış ölçümlerine dayanarak RK model-tabanlı kontrol altında bu parametrenin hesaplanmasına çalışılmıştır. Benzetimlerde tüm arama uzayı taranarak tasarım parametrelerinden kestirim ufku ($K_y = 30$), cezalandırma katsayısı ($\lambda_r = 1 \times 10^{-3}$) ve anahtarlama terimi ($\mu = 1 \times 10^{-5}$) için en uygun değerler elde edilmiştir. Şekil 5.33’de parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol sonucu, Şekil 5.34’de ise sabit mıknatıs kütlelerinin RK model-tabanlı kestirim sonucuna yer verilmiştir. Buna göre başlangıçta gerçek değeri bilinmeyen mıknatıs

parametresinin yaklaşık 200 örnekleme adımı sonra ($0.2sn$) $41.3 \times 10^{-3}[kg]$ değerine yakınsadığı gözlenmektedir.

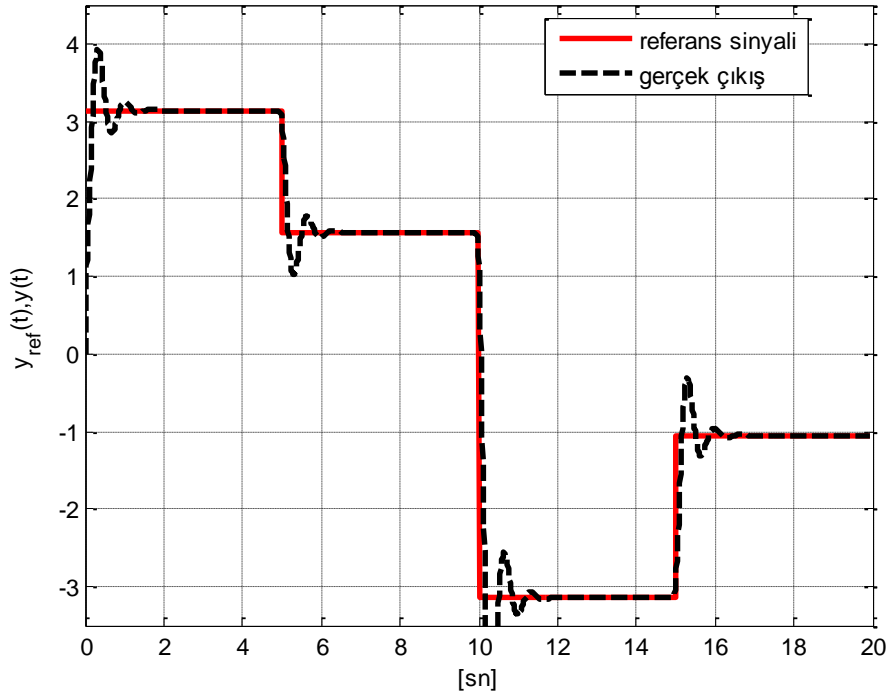


Şekil 5-33: MagLev sisteminde parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol

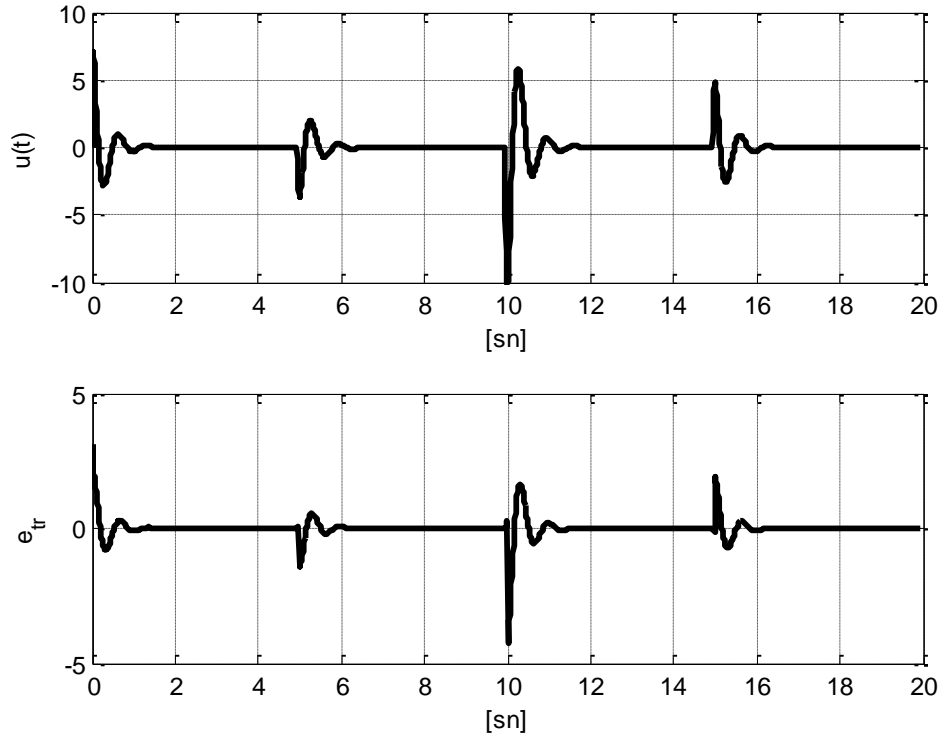


Şekil 5-34: MagLev sistemindeki sabit mıknatıs kütesinin (m_L) kestirimi

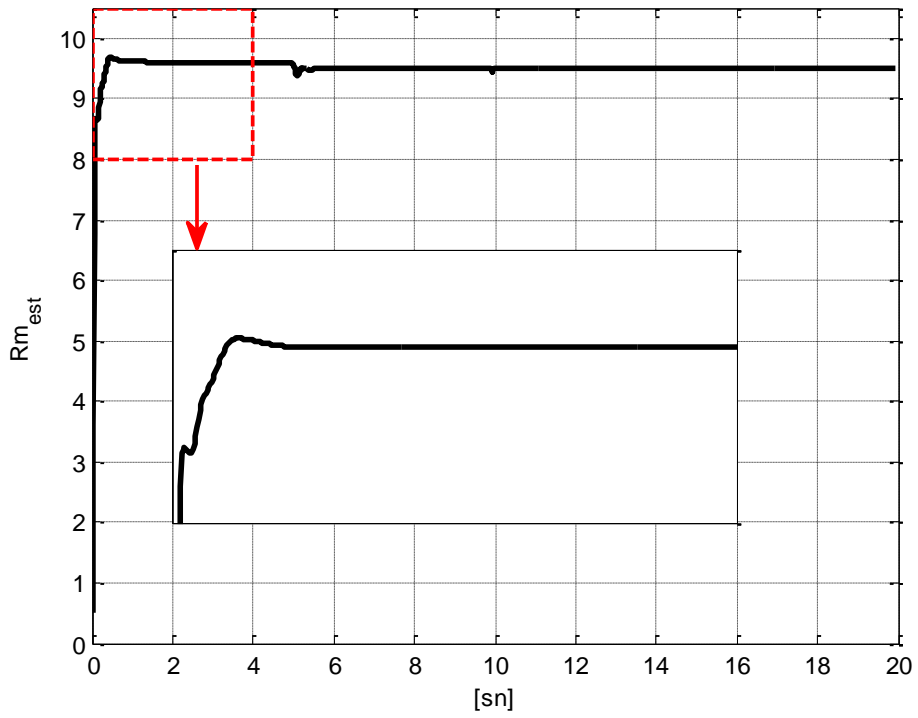
Değişken yüklerde hassas bir kontrol mekanizmasına ihtiyaç duyan servo sistemde RK model-tabanlı parametre kestirimi ve uyarlamalı kontrolle ilgili bazı testler yapılmıştır. Buradaki testler iki aşamada değerlendirilmiştir. İlk olarak, m_L yük değeri sabit tutularak dinamiklerdeki elektriksel direnç (R_m) ve disk merkezinden yüke olan uzaklığın (L_m) aynı anda kestirilmesi ve model-öngörülü kontrol özellikleri kullanılarak referans sinyalini doğru bir şekilde takip etmesini sağlayacak kontrol işaretinin üretilmesi amaçlanmıştır. İkinci uygulamada ise, yük parametresi m_L 'nin değişken ve bilinmeyen bir değer olduğu, m_L dışındaki diğer parametrelerin ise bilindiği kabul edilmiştir. Benzetimlerde tüm arama uzayı taranarak K_y , λ_r ve μ için en uygun değerler elde edilmiştir. Şekil 5.35-Şekil 5.38'de sistem yükünün sabit tutulduğu, R_m L_m parametrelerinin tahmin edildiği uygulamaya ait sonuçlar görülmektedir. Şekil 5.36'dan görüldüğü üzere referans değişimlerinde anlık olarak sistemi istenen konumda ($[-\pi, \pi]$) tutacak kontrol işareti sınırlar dahilinde kalmıştır. Sisteme yüklenen gerçek metal yük 30gr iken Şekil 5.37 ve Şekil 5.38'de başlangıçta sıfır olarak ayarlanan ve bilinmeyen R_m L_m parametrelerinin değişken referans takibi ile birlikte Tablo 5.4'deki değerlerine yakınsadığı gözlenmektedir. Bu benzetim sonuçları $K_y = 10$, $\lambda_r = 0.001$ ve $\mu = 5 \times 10^{-6}$ değerleri ile elde edilmiştir.



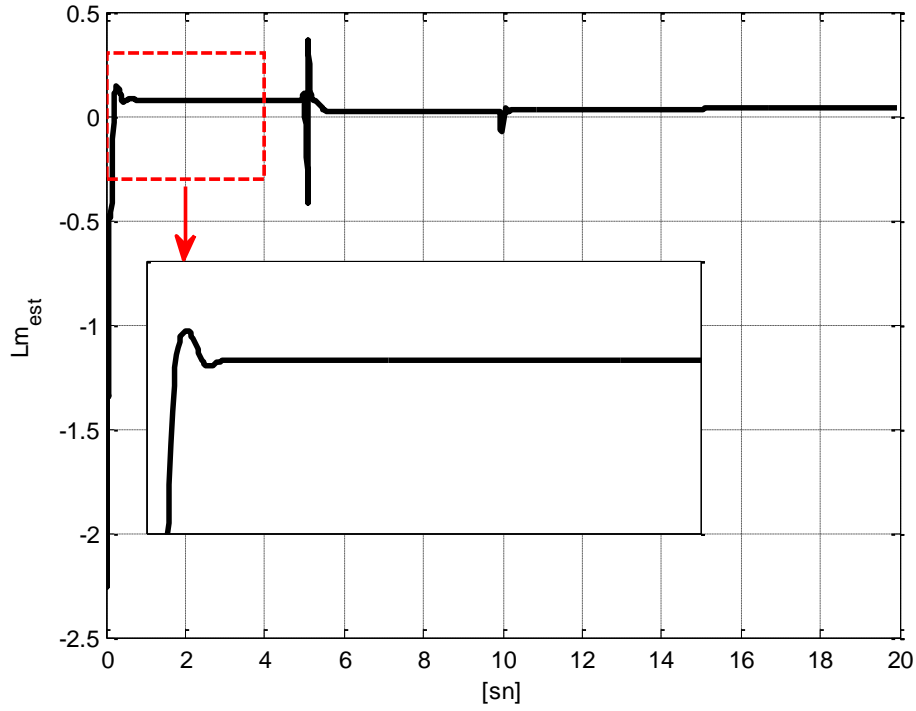
Şekil 5-35: Servo sistemde sabit yük için parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol



Şekil 5-36: Servo sistemde sabit yük için parametre kestirim tabanlı elde edilen kontrol işareti ve izleme hatası

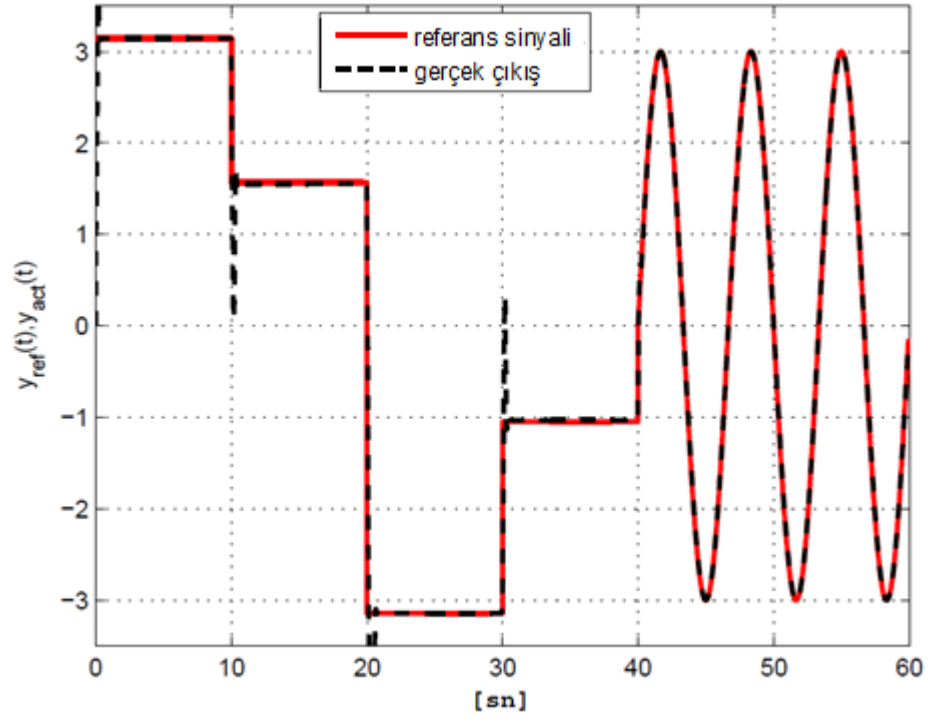


Şekil 5-37: Servo sistemde sabit yük için elektriksel direncin kestirimi

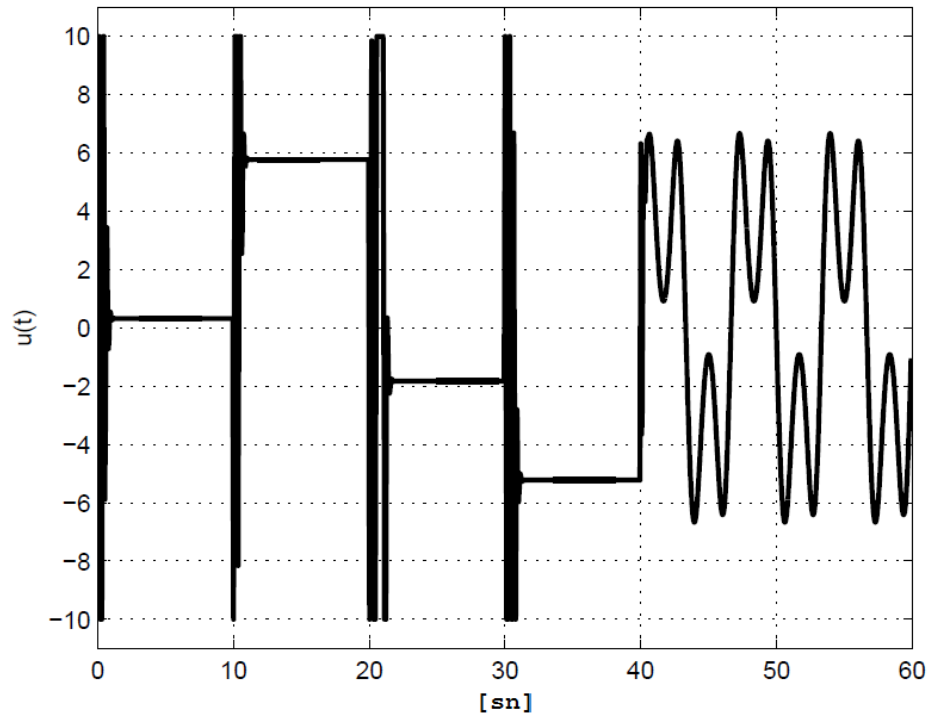


Şekil 5-38: Servo sistemde sabit yük için disk merkezinden yüke uzaklığın kestirimi

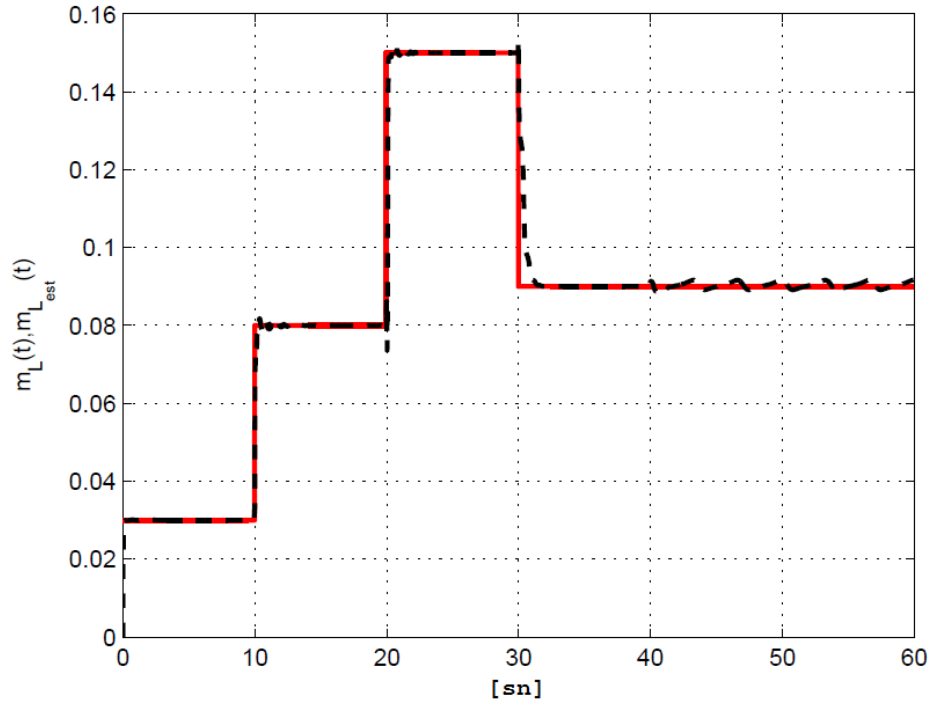
Diğer bir uygulama olarak sistem yükü m_L 'nin değişken ve bilinmediği aynı zamanda da değişken bir referans işaretini (basamak ve sinüzoidal) takip ettirecek uygun kontrol işaretinin RK model-tabanlı olarak bulunması ile ilgili sonuçlar Şekil 5.39-Şekil 5.42 arasında görülmektedir. Bu uygulamadaki belirsizlik, sadece yük değişiminden değil, aynı zamanda referans sinyalindeki değişimden de kaynaklanmaktadır. Buradaki belirsizliklerin birleşimi çıkış üzerinde daha büyük değişkenliklere yol açabilmektedir. Belirsizliklerin neden olabileceği etkileri sınırlandırmak için tüm arama uzayı taranarak tasarım değişkenleri $K_y = 8$, $\lambda_r = 0.1$ ve $\mu = 3 \times 10^{-3}$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.41'de sisteme uygulanan yükün 30 gr ile 150 gr arasında (sırasıyla [30, 80, 150, 90] gr) değişken olabileceği düşünülmüştür. Şekil 5.42'de ise değişken parametre tahminine ait kestirim hatası ile ilgili sonuçlar verilmiştir. Servo sistem üzerinde yapılan her iki benzetim çalışması ile sabit/değişken ve bilinmeyen parametrelerin kestirimleri kullanılarak aynı zamanda RK model-tabanlı uyarlamalı kontrol sürecinin sorunsuz olarak devam ettiği söylenebilir.



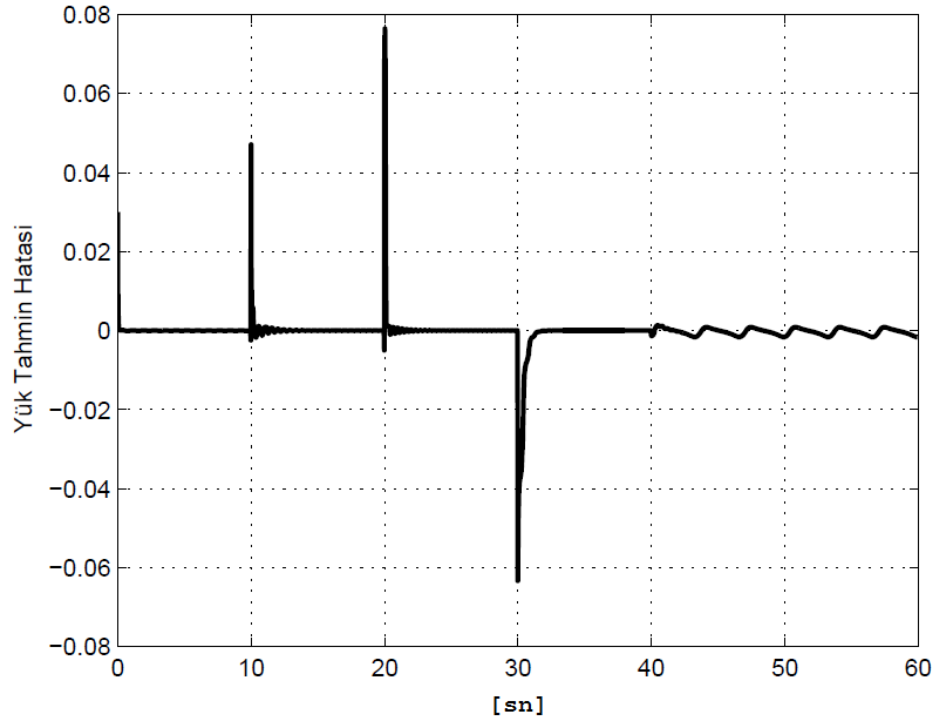
Şekil 5-39: Servo sistemde değişken yük için parametre kestirim tabanlı uyarlamalı kontrol



Şekil 5-40: Servo sistemde değişken yük için parametre kestirim tabanlı elde edilen kontrol işareti

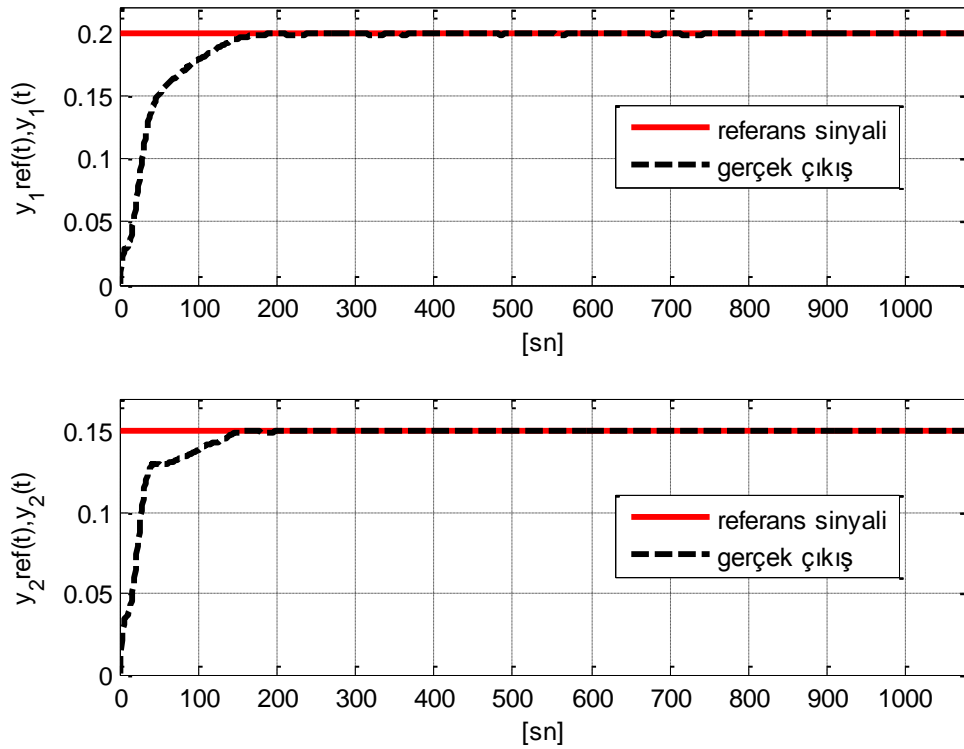


Şekil 5-41: Servo sistemi için değişken yükün kestirimi

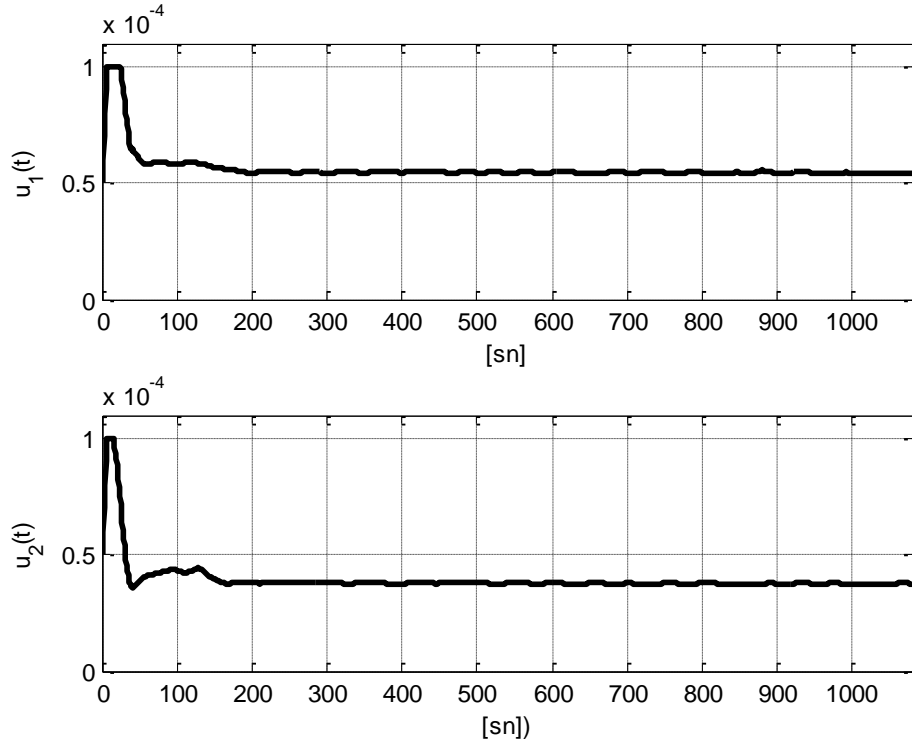


Şekil 5-42: Servo sistemde değişken yük için parametre kestirim tabanlı elde edilen izleme hatası

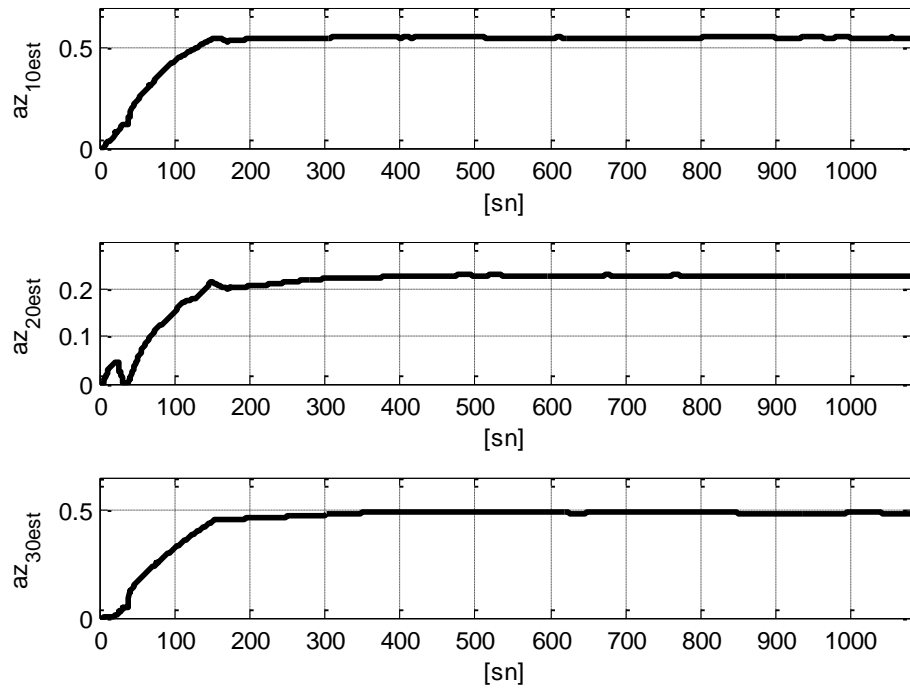
Parametre kestirim tabanlı model-öngörülü uyarlamalı kontrol mekanizması, benzetim çalışmalarının yanısıra gerçek-zamanlı olarak MIMO yapıdaki üç-tank sıvı-seviye sistemine uygulanmıştır. Yeterli bir kontrol performansı için RK model-tabanlı uyarlamalı mekanizmanın tasarım parametreleri tüm arama uzayı taranarak en uygun değerlerinde hesaplanmıştır. Buna göre gerçek-zamanlı uygulamalar için kestirim ufku $K_y = 30$, kontrol ufku $K_u = 0$, cezalandırma terimi her iki giriş için $\lambda_r = 10^{-3}$ ve anahtarlama terimi $\mu = 10^{-4}$ şeklindedir. Yapılan testlerde daha önce sıvı-seviye sistemi için Tablo 5.1’de verilen musluk parametrelerinden sadece iki tanesinin değerinin (az_{13}, az_{32}) bilindiği varsayılmıştır. Burada amaç bilinmeyen musluk parametrelerini ($az_{10}, az_{20}, az_{30}$) anlık olarak güncel giriş/çıkış ölçümlerine göre kestirerek tank₁ ve tank₂’nin sıvı seviyelerini sabit referans sinyali için uyarlamalı bir şekilde kontrol etmektir. Şekil 5.43’de her iki tankın sabit referans sinyalleri için parametre kestirim tabanlı uyarlamalı model-öngörülü kontrol sonuçları, Şekil 5.44’de bu süreç için gereken kontrol sinyalleri, Şekil 5.45’de ise bilinmeyen musluk parametrelerinin yakınsadığı değerler görülmektedir.



Şekil 5-43: Sabit referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı kontrol sonuçları

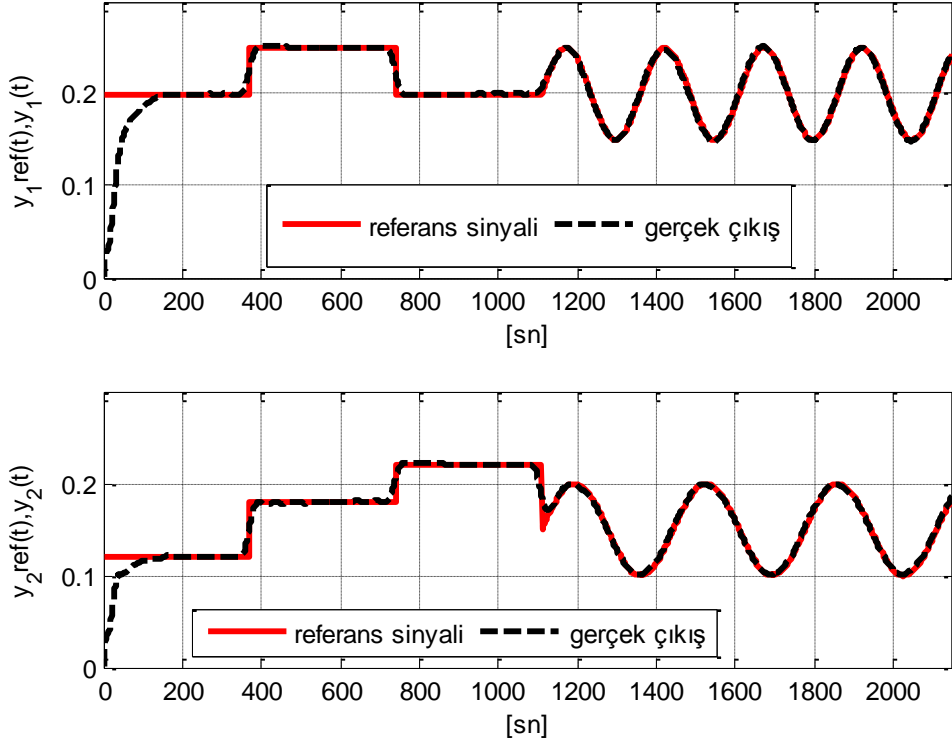


Şekil 5-44: Sabit referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı kontrol işaretleri

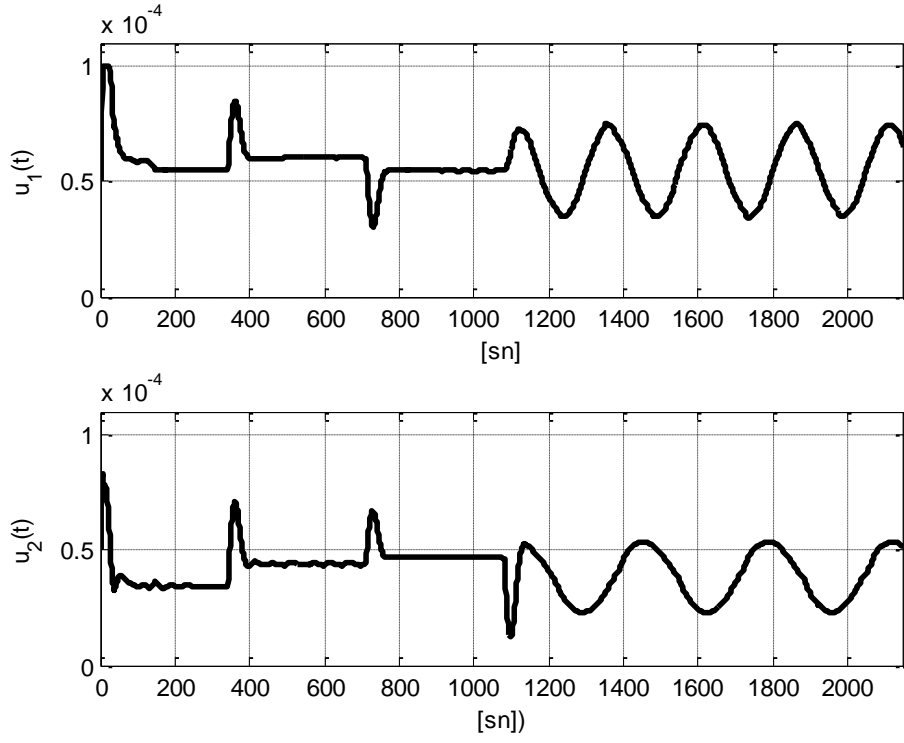


Şekil 5-45: Sabit referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı parametre kestirim sonuçları

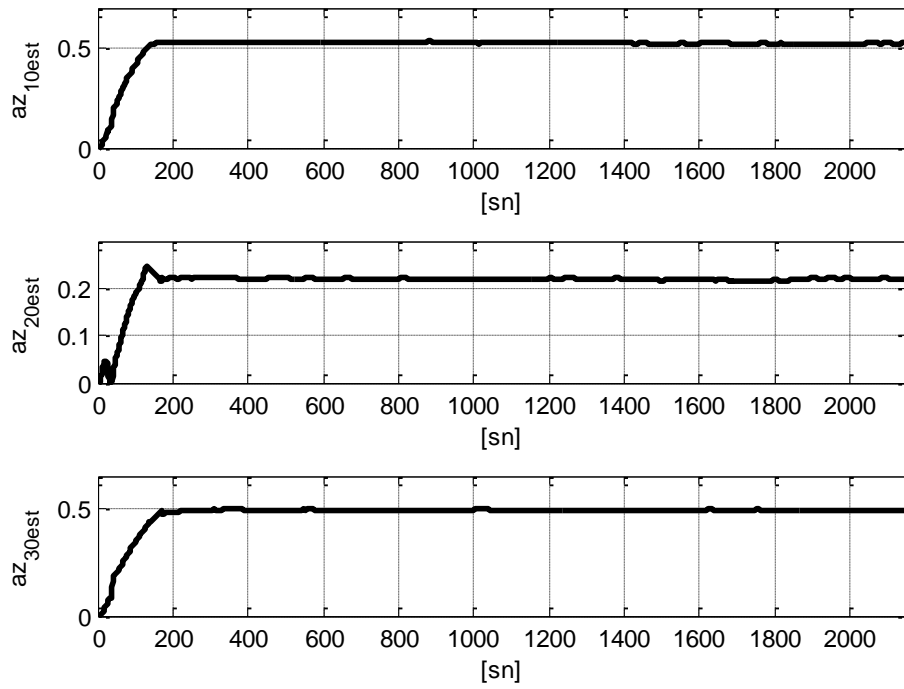
Üç-tank sıvı-seviye sistemi için yapılan bir diğer testde referans sinyalinin değişken (basamak ve sinüzoidal) olduğu durumda bilinmeyen musluk parametrelerinin ($az_{10}, az_{20}, az_{30}$) anlık olarak değişen güncel giriş/çıkış ölçümlerine göre kestirilmesi ve tanklardaki sıvı seviyelerinin uyarlamalı olarak kontrolü amaçlanmıştır. Yeterli bir kontrol performansı için RK model-tabanlı uyarlamalı mekanizmanın tasarım parametreleri tüm arama uzayı taranarak en uygun değerlerinde hesaplanmıştır. Buna göre kestirim ufku $K_y = 20$, kontrol ufku $K_u = 0$, cezalandırma terimi her iki giriş için $\lambda_r = 10^{-3}$ ve anahtarlama terimi $\mu = 10^{-3}$ şeklinde seçilmiştir. Şekil 5.46'da her iki tankın değişken ve farklı referans sinyalleri için parametre kestirim tabanlı uyarlamalı model-öngörülü kontrol sonuçları, Şekil 5.47'de bu süreç için gereken kontrol sinyalleri, Şekil 5.48'de ise bilinmeyen musluk parametrelerinin yakınsadığı değerler görülmektedir. Yaklaşık 2200sn çalıştırılan sıvı-seviye sistemi için ortalama 200sn sonunda bilinmeyen parametrelerin Tablo 5.1'deki değerlerine ulaştığı sonuçlardan gözlenmektedir.



Şekil 5-46: Değişken referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı kontrol sonuçları

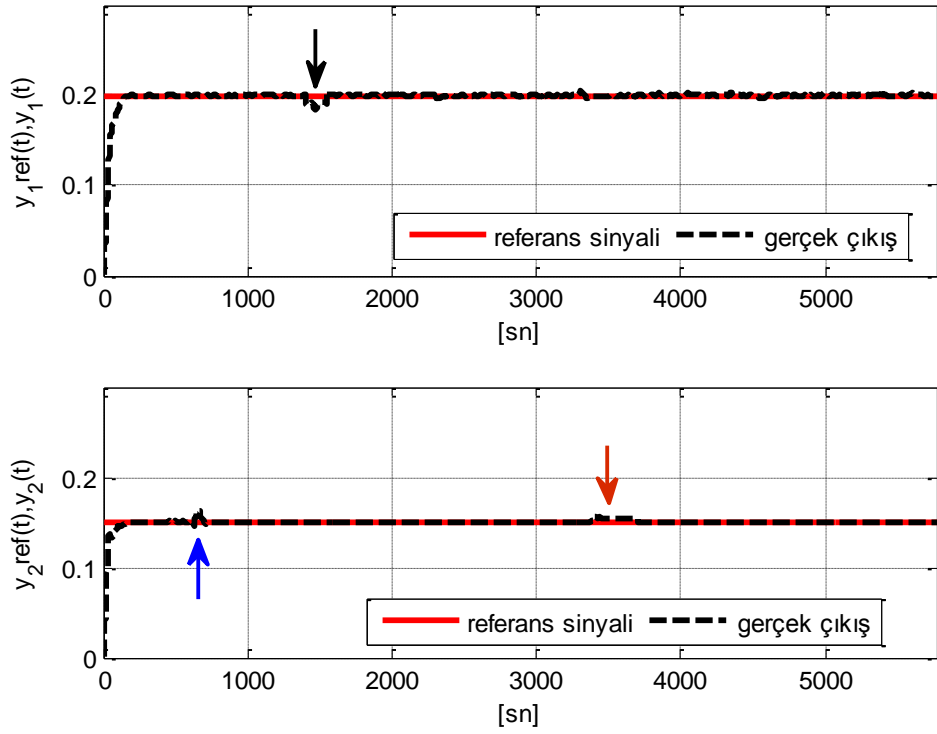


Şekil 5-47: Değişken referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı kontrol işaretleri

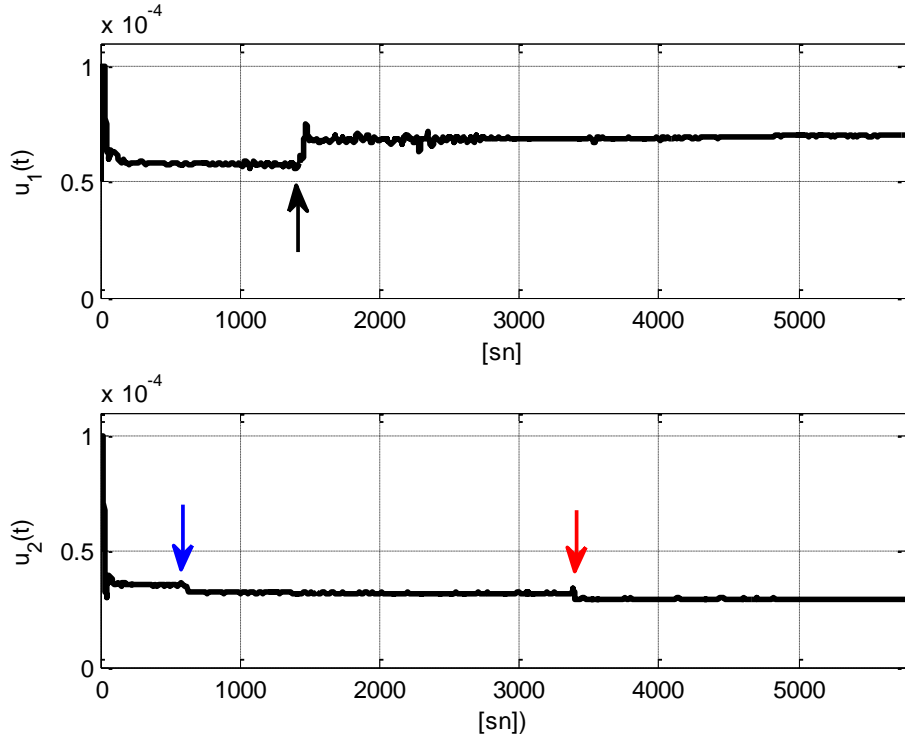


Şekil 5-48: Değişken referans sinyali için üç-tank sistemine ait gerçek-zamanlı uyarlamalı parametre kestirim sonuçları

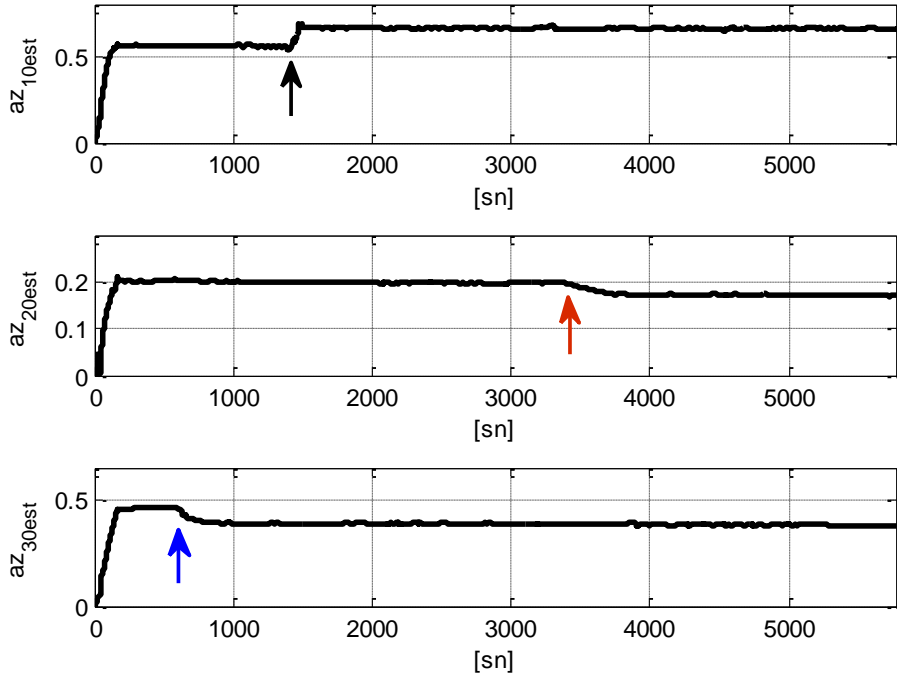
Üç-tank sıvı-seviye sisteminde yapılan gerçek-zamanlı başka bir uygulamada yörünge olarak sabit referans sinyalinin takibi istenirken bu esnada bilinmeyen musluk parametreleri ($az_{10}, az_{20}, az_{30}$) farklı örnekleme zamanlarında çevrimiçi olarak değiştirilmiştir. RK model-tabanlı mekanizmanın bu değişikliklere başarılı bir şekilde uyarlanabilmesi için tasarım değişkenleri en uygun değerlerinde seçilmiştir. Buna göre $K_y = 30, K_u = 0$, her iki giriş için $\lambda_r = 10^{-3}$ ve $\mu = 10^{-3}$ şeklindedir. Bu uygulama için sıvı-seviye sistemi gerçek-zamanlı olarak yaklaşık 6000sn çalıştırılmıştır. Testler devam ederken 800sn civarında az_{30} parametresi, 1300sn civarında az_{10} parametresi, 3500s civarında az_{20} parametresi anlık olarak elle değiştirilmiş ve mekanizmanın bu değişikliklere uyarlanması beklenmiştir. Şekil 5.49'da sabit referans sinyallerinin takip edilmesi istenen durumda elle anlık olarak değiştirilen musluk parametrelerine göre değişen kontrol sonuçları, Şekil 5.50'de bu süreç için gereken kontrol sinyalleri, Şekil 5.51'de ise değişken ve bilinmeyen musluk parametrelerinin zaman içerisinde önerilen mekanizma sayesinde uyarlandığı değerler görülmektedir. Şekillerde belirtilen siyah ok az_{10} parametresinin etkisini, kırmızı ok az_{20} parametresinin etkisini, mavi ok ise az_{30} parametresinin etkisini göstermektedir.



Şekil 5-49: Üç-tank sisteminde sabit referans sinyali olduğunda anlık değişen parametreler için uyarlamalı kontrol sonuçları

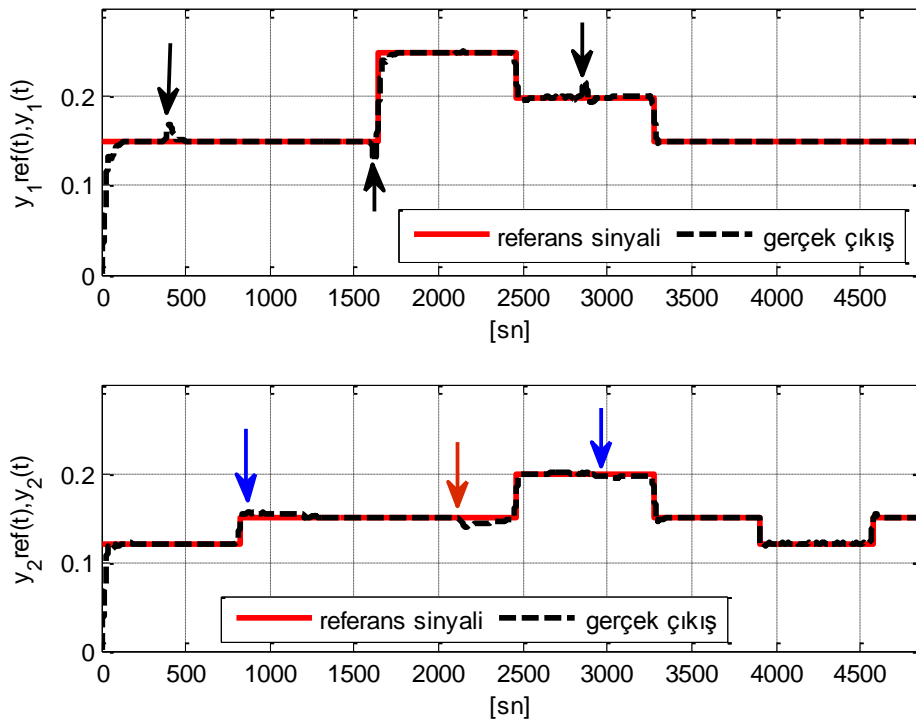


Şekil 5-50: Üç-tank sisteminde sabit referans sinyali olduğunda anlık değişen parametreler için gereken kontrol işaretleri

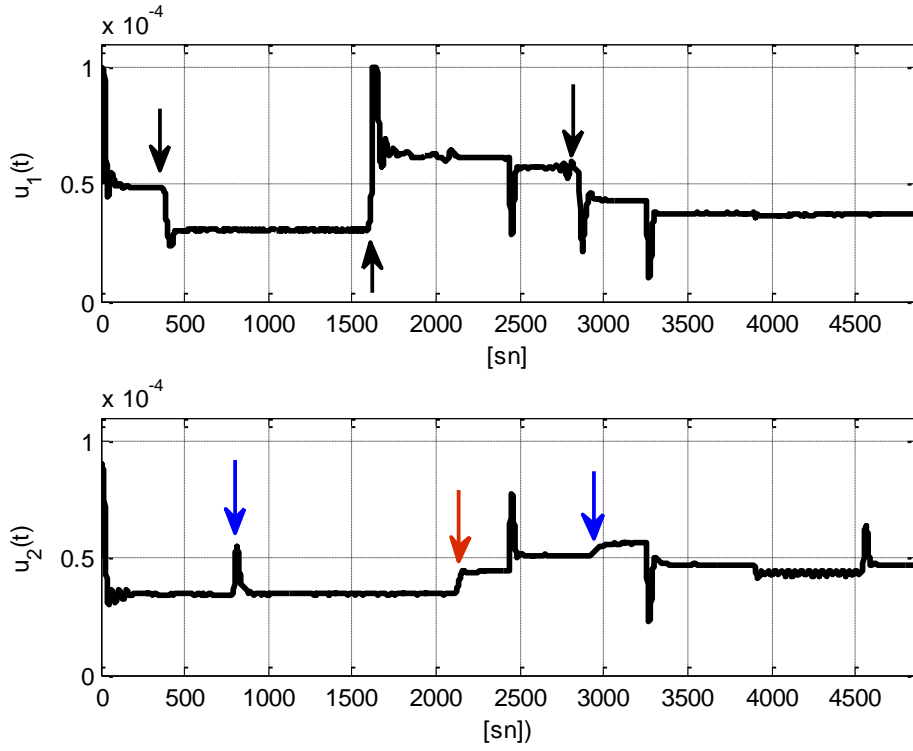


Şekil 5-51: Üç-tank sisteminde sabit referans sinyali olduğunda anlık değişen parametrelerin kestirim sonuçları

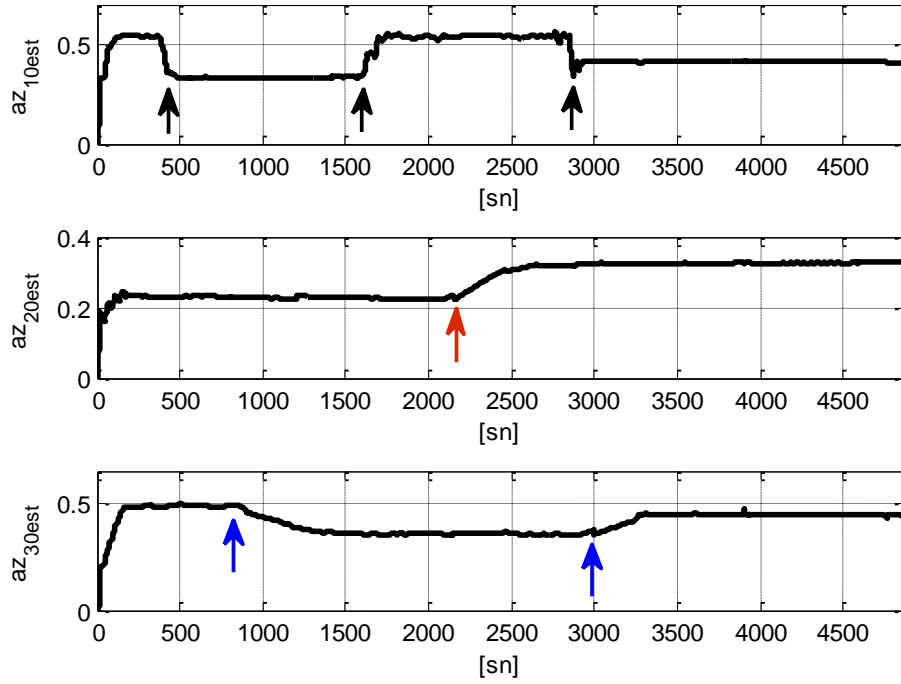
Sıvı-seviye sisteminde yapılan gerçek-zamanlı bir diğer uygulama da değişken referans sinyallerinin takibi esnasında bilinmeyen ve değişken musluk parametrelerinin ($az_{10}, az_{20}, az_{30}$) kestirilmesi işlemidir. RK model-tabanlı mekanizmanın bu değişikliklere uyarlanabilmesi için tasarım değişkenleri en uygun değerlerinde seçilmiştir. Buna göre $K_y = 30$, $K_u = 0$, her iki giriş için $\lambda_r = 10^{-3}$ ve $\mu = 10^{-3}$ şeklindedir. Bu uygulamada sistem gerçek-zamanlı olarak yaklaşık $5000sn$ çalıştırılmıştır. Testler devam ederken $500sn, 1600sn, 2800sn$ civarında az_{10} parametresi, $2200 sn$ civarında az_{20} parametresi, $800sn, 3000sn$ civarında az_{30} parametresi anlık olarak elle değiştirilmiş ve mekanizmanın bu değişikliklere uyarlanması beklenmiştir. Şekil 5.52’de değişken referans sinyallerinin takip edilmesi istenen durumda elle değiştirilen musluk parametrelerine göre değişen kontrol sonuçları, Şekil 5.53’de bu süreç için gereken kontrol sinyalleri, Şekil 5.54’de ise değişken ve bilinmeyen musluk parametrelerinin zaman içerisinde önerilen mekanizma sayesinde uyarlandığı değerler görülmektedir. Şekillerde belirtilen siyah oklar az_{10} parametresinin etkisini, kırmızı ok az_{20} parametresinin etkisini, mavi oklar ise az_{30} parametresinin etkisini göstermektedir.



Şekil 5-52: Üç-tank sisteminde değişken referans sinyali için anlık değişen parametrelere uyarlanan kontrol sonuçları



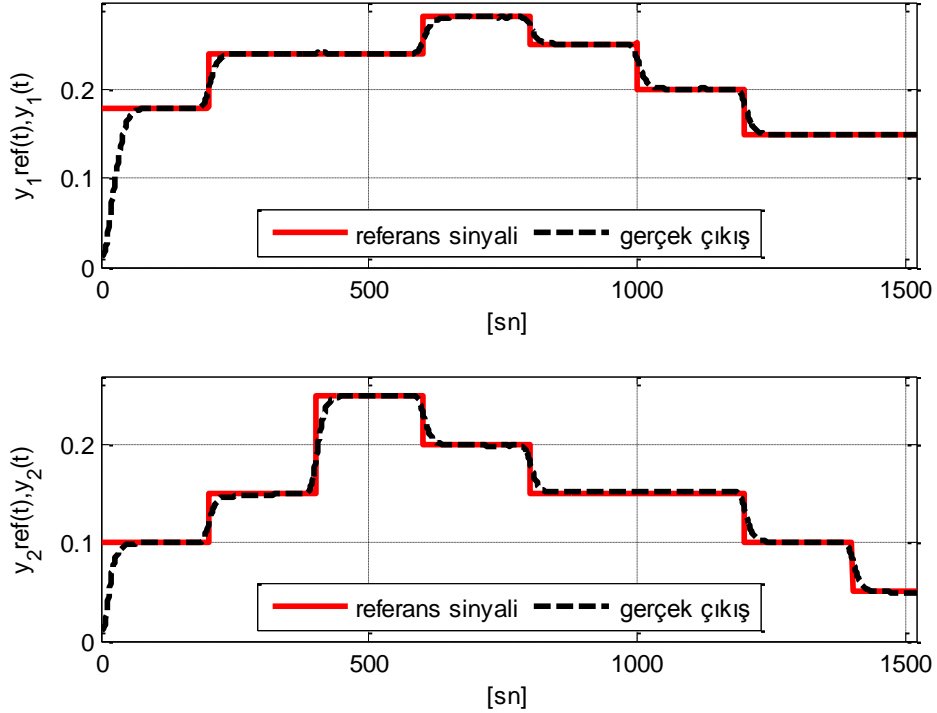
Şekil 5-53: Üç-tank sisteminde değişken referans sinyali için anlık değişen parametreler için gereken kontrol işaretleri



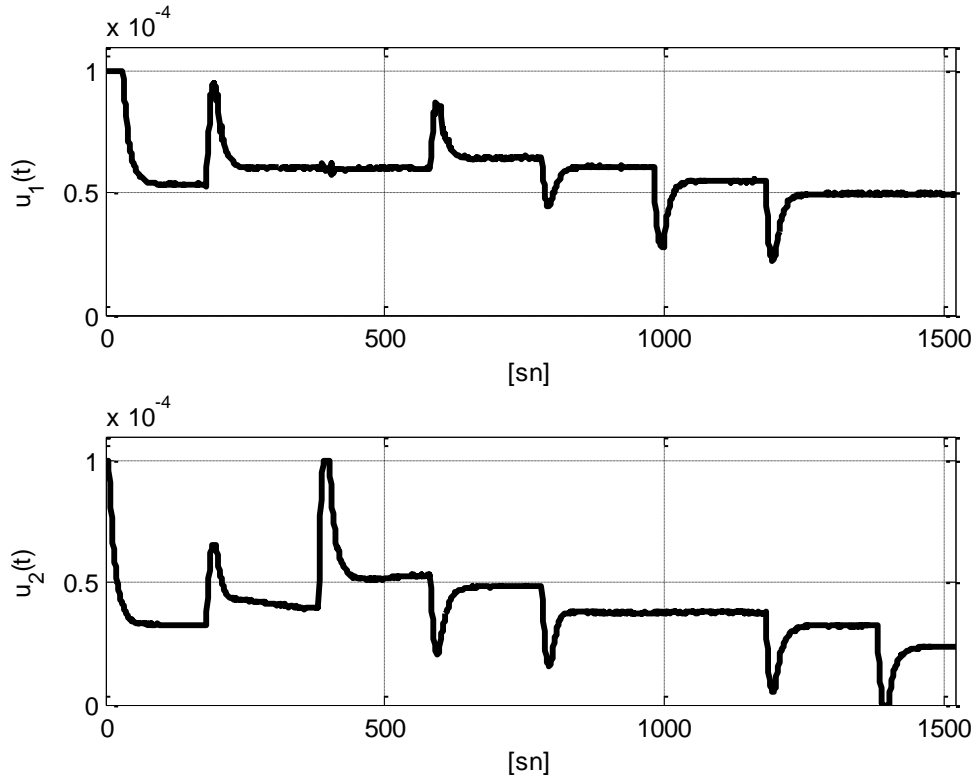
Şekil 5-54: Üç-tank sisteminde değişken referans sinyali için anlık değişen parametrelerin kestirim sonuçları

5.5 RK Model-Tabanlı Uyarlamalı PID Kontrolör Sonuçları

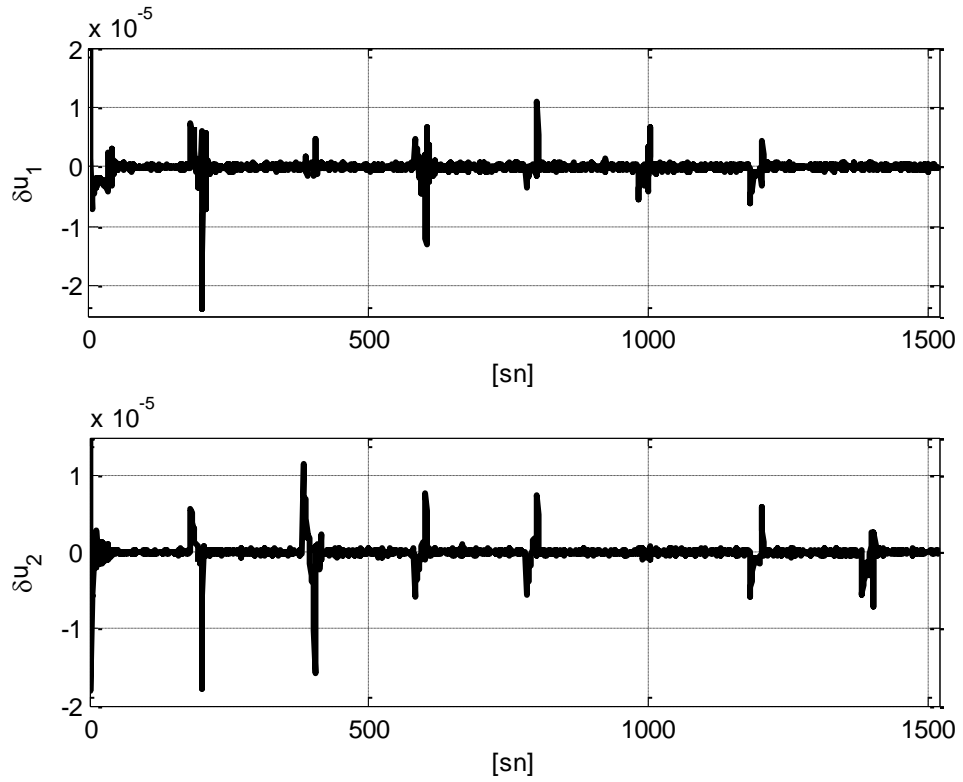
Bu başlık altında, RK model-tabanlı uyarlamalı kestirim ve kontrol işlemlerinden farklı olarak MPC ortamında çalışan PID tabanlı yeni bir uyarlamalı yapının (RKPID) kontrol performansı üzerinde durulmuştur. RKPID mekanizmasında, RK model-tabanlı kestirim ve kontrol süreçlerinde olduğu gibi doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı sistemin RK ayrık modeli kullanılmış ve model-öngörülü hata performansı dikkate alınarak PID parametreleri uyarlanmıştır. Bununla birlikte referans ve sistem dinamiklerinin değiştiği noktalarda PID'nin yetersiz olacağı düşünülerek model-öngörülü kontrolör ile üretilmiş bir düzeltme terimi tasarlanmıştır. Bu kapsamda RKPID mekanizmasının çeşitli deneysel sistemler üzerindeki gerçek-zamanlı sonuçlarına yer verilmiştir. RKPID ile ilgili testler öncelikle üç-tank sıvı-seviye sistemi üzerinde gerçekleştirilmiştir. İyi bir kontrol performansı için tüm arama uzayı taranarak tasarım değişkenleri; $K_y = 20$, $K_u = 0$, $\lambda_r = 0.01$ ve $\mu = 10$ şeklinde seçilmiştir. Şekil 5.55'de üç-tank sisteminde RKPID kullanılarak elde edilen kontrol sonuçları, Şekil 5.56'da bu süreçte kullanılan kontrol işaretleri, Şekil 5.57'de ise her giriş işareti için kontrolörün ürettiği düzeltme terimleri görülmektedir.



Şekil 5-55: Üç-tank sisteminde RKPID yapısı ile ilgili kontrol sonuçları

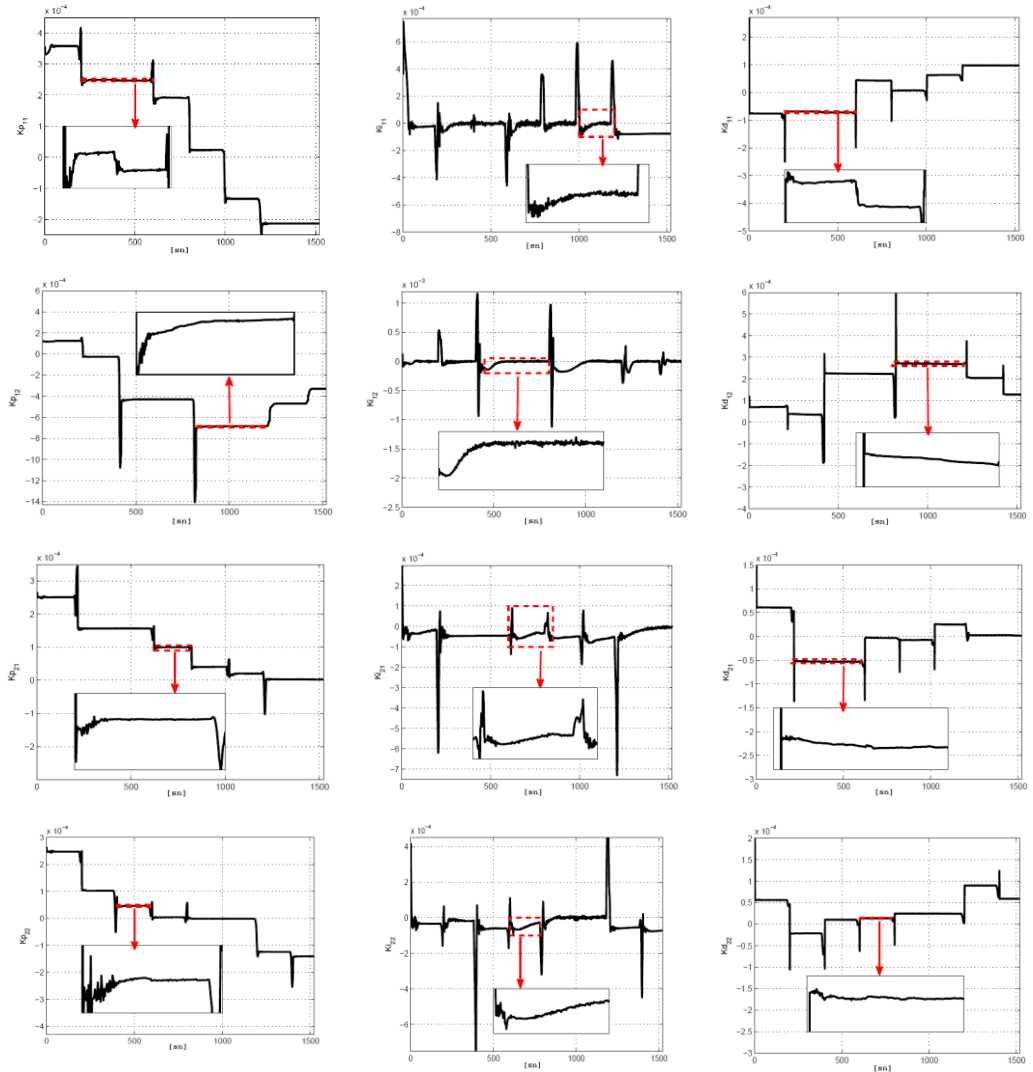


Şekil 5-56: Üç-tank sisteminde RKPID yapısında kullanılan kontrol işaretleri



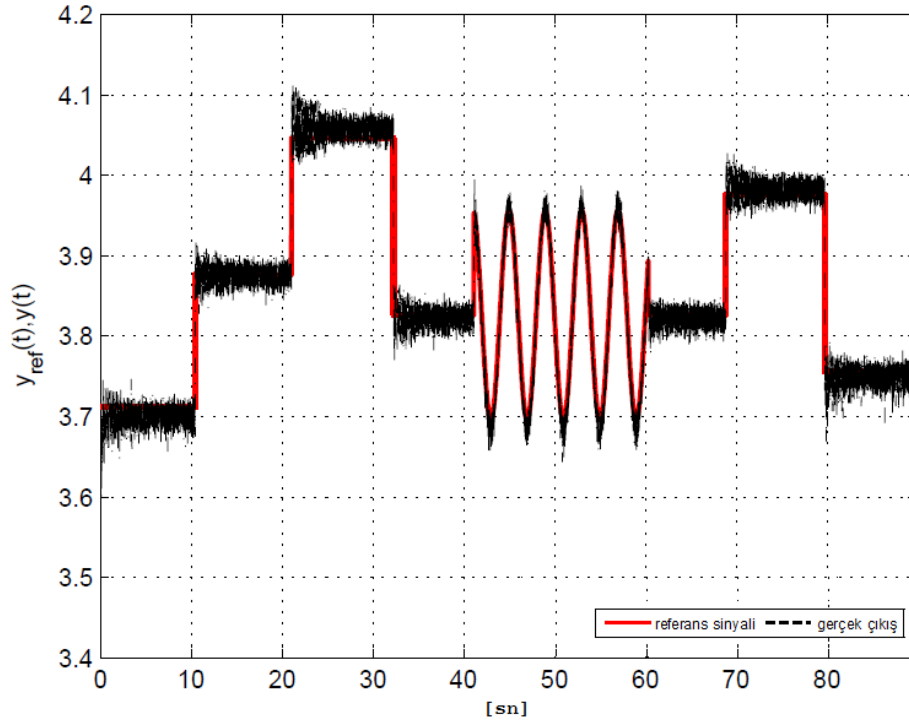
Şekil 5-57: Üç-tank sisteminde RKPID yapısında gereken düzeltme terimleri

Yukarıdaki sonuçlardan sıvı-seviye sistemi çıkışlarının verilen referans işaretlerini doğru bir şekilde takip edebildiği ve giriş sinyallerinin her örnekleme zamanında yeterli bir kontrol performansı sağlamadaki başarısı gözlenmektedir. RKPID mekanizmasının ürettiği düzeltme terimlerini gösteren Şekil 5.57’de referans işaretlerinin ani değişimlerinden kaynaklanan anlık artışlar dikkati çekmektedir. Ani artışların meydana geldiği zamanlar dışında düzeltme terimleri sıfıra doğru gitmektedir ve bu da mekanizmanın etkinliğini gösterir. δu_{n+1} teriminin sıfıra gitmesi demek PID’nin kontrol performansının kabul edilebilir seviyede olması demektir. Referans sinyalleri değiştiğinde PID parametreleri en uygun değerlerine yakınsamaktadır. Şekil 5.58’de tank₁ ve tank₂ ile ilgili PID parametreleri verilmiştir.

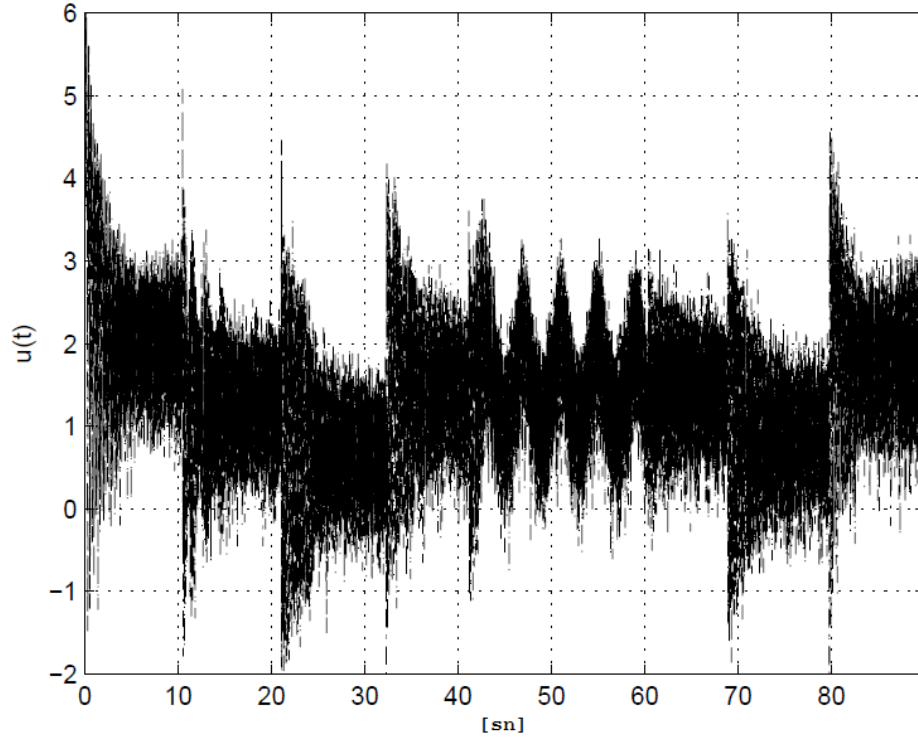


Şekil 5-58: Üç-tank sisteminde RKPID yapısının PID parametreleri

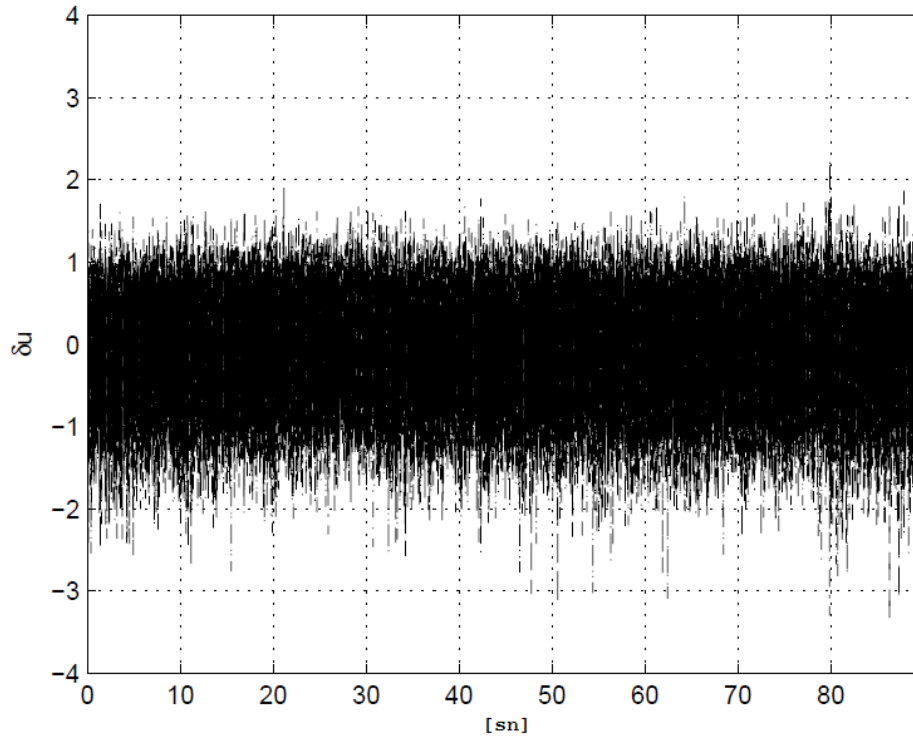
RKPID yapısı ile ilgili gerçek-zamanlı testler için farklı bir sistem olarak MagLev sistemi kullanılmıştır. Yeterli bir kontrol performansı için tüm arama uzayı taranarak tasarım değişkenleri; $K_y = 7$, $K_u = 0$, $\lambda_r = 0.06$ ve $\mu = 100$ olarak seçilmiştir. Şekil 5.59'da MagLev sistemi için gerçek-zamanlı RKPID yapısına ait kontrol sonucu, Şekil 5.60'da bu süreç için kullanılan kontrol işareti, Şekil 5.61'de giriş işareti için kontrolörün ürettiği düzeltme terimi, Şekil 5.62'de ise bu kontrol hareketi ile ilgili PID parametreleri görülmektedir. Manyetik alan içinde askıda kalan mıknatısın konumu ile ilgili PID parametreleri referans sinyalinde değişiklik oldukça yeni değerlerine yakınsamaktadır. Deneysel sonuçlardan görüldüğü üzere RK model-tabanlı PID yapısı MagLev sisteminin çıkışı referans sinyalini (basamak ve sinüzoidal) takip etmektedir ve kontrol işareti giriş sinyalinin sınırları dahilinde en iyi kontrol hareketini sağlayacak şekilde ayarlanmıştır. Üç-tank sıvı-seviye sistemine göre bu sonuçlarda gözlenen dalgalanmalar MagLev sisteminin doğrusal-olmama özelliğinin fazlalığından ve sistemin kararsız olmasından kaynaklanmaktadır.



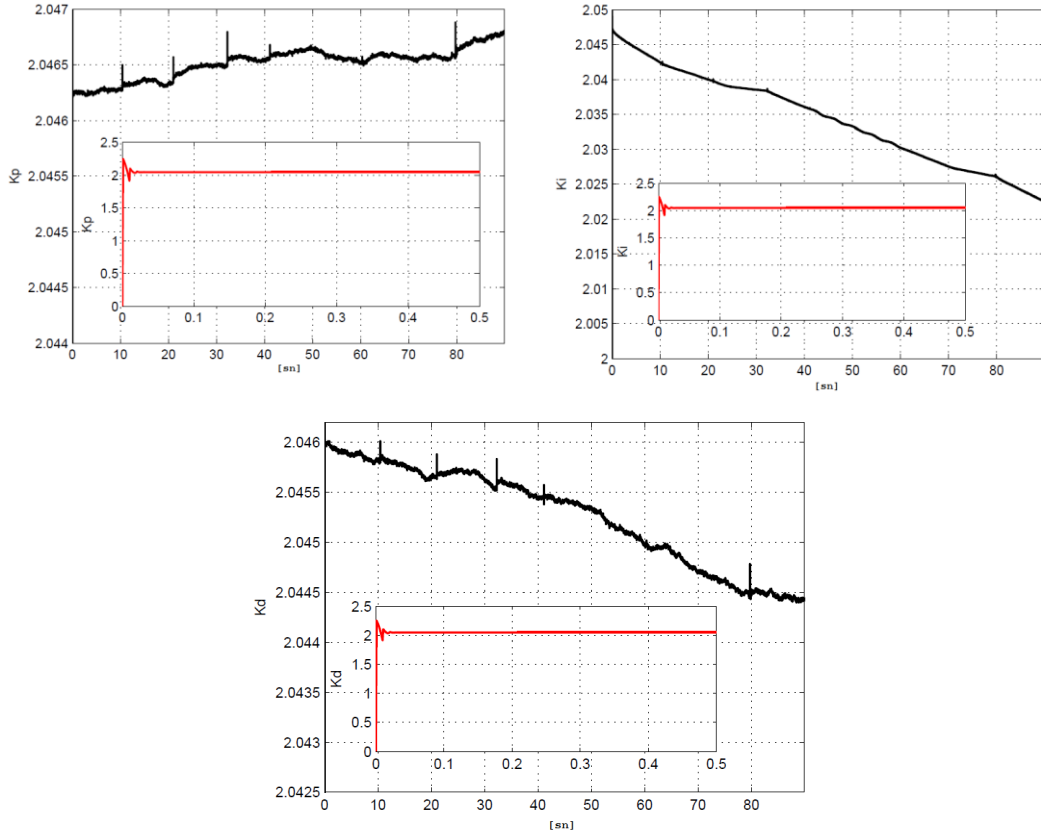
Şekil 5-59: MagLev sisteminde RKPID yapısı ile ilgili kontrol sonucu



Şekil 5-60: MagLev sisteminde RKPID yapısı için kullanılan kontrol işareti



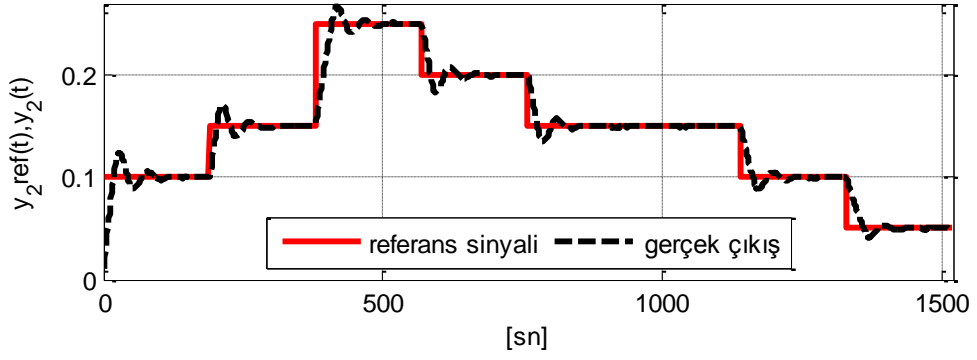
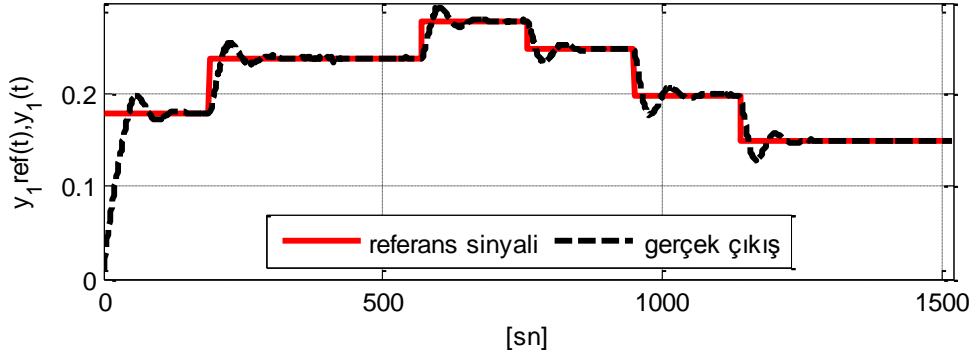
Şekil 5-61: MagLev sisteminde RKPID yapısında gereken düzeltme terimi



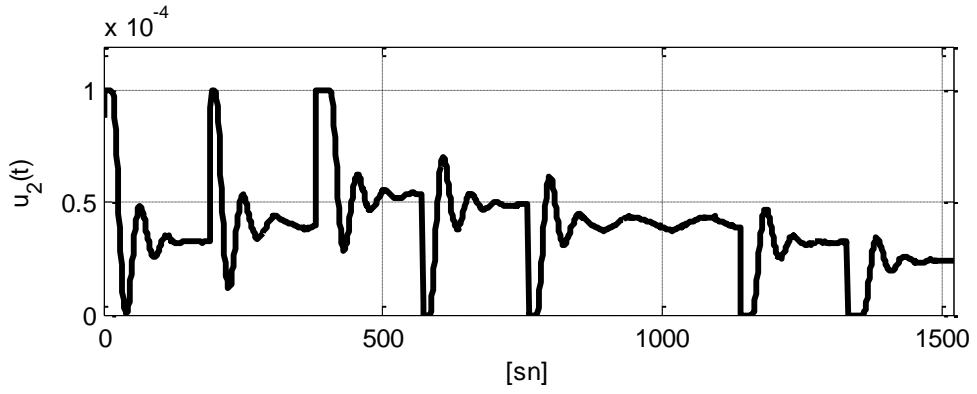
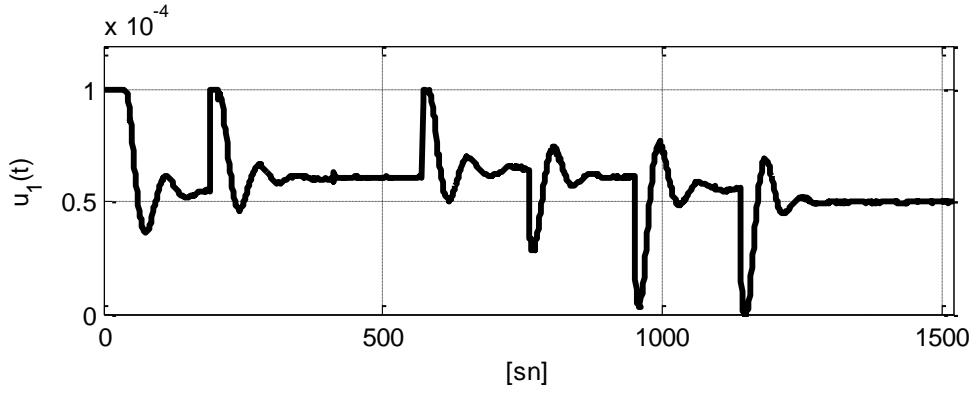
Şekil 5-62: MagLev sisteminde RKPID yapısının PID parametreleri

5.5.1 RKPID Yapısının Diğer Yöntemlerle Karşılaştırılması

RKPID'nin etkinliğini incelemek için üç-tank sıvı-seviye sistemi üzerinde gerçekleştirilen tüm testler bu alt bölümde parametreleri bir algoritma (Big-Bang Big Crunch-BBBC) (Erol ve Eksin 2006) ile bulunan standart PID, doğrusal-olmayan standart bir MPC yöntemi (Plucenio ve diğ. 2007) ve hatta RKMPC yöntemi (İplikci 2012) için tekrarlanmıştır. Şekil 5.63 ve Şekil 5.64'den görüldüğü üzere standart PID ile kontrol edilen sıvı-seviye sisteminin çıkışları en az RKPID durumunda olduğu kadar hızlı referans değerlerine ulaşabilmiştir. Ancak, sonuçlarda standart PID'nin yaklaşık %10'luk bir aşımaya neden olduğu gözlenmektedir ve bu nedenle oturma zamanı RKPID'ye göre daha uzundur. PID'nin geçici hal özelliklerinin RKPID'ye göre daha kötü olması RKPID mekanizmasının kısa vadeli kestirim işleminde neden daha iyi olduğunu açıklamaktadır.

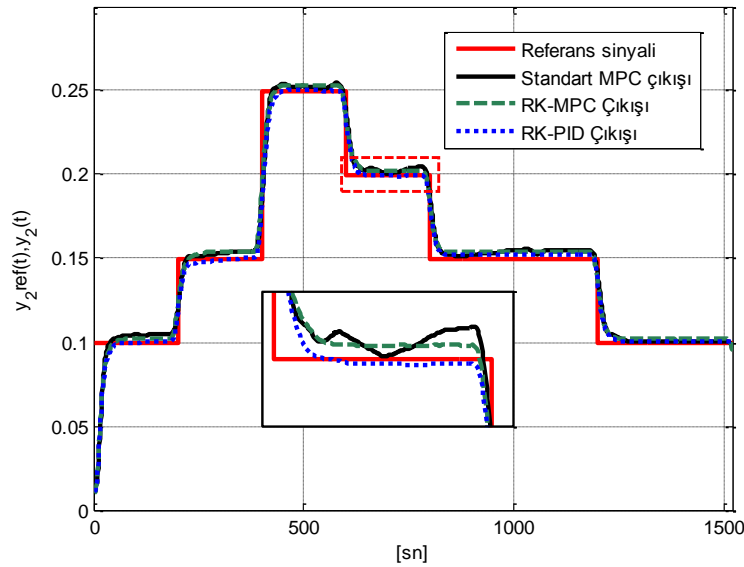
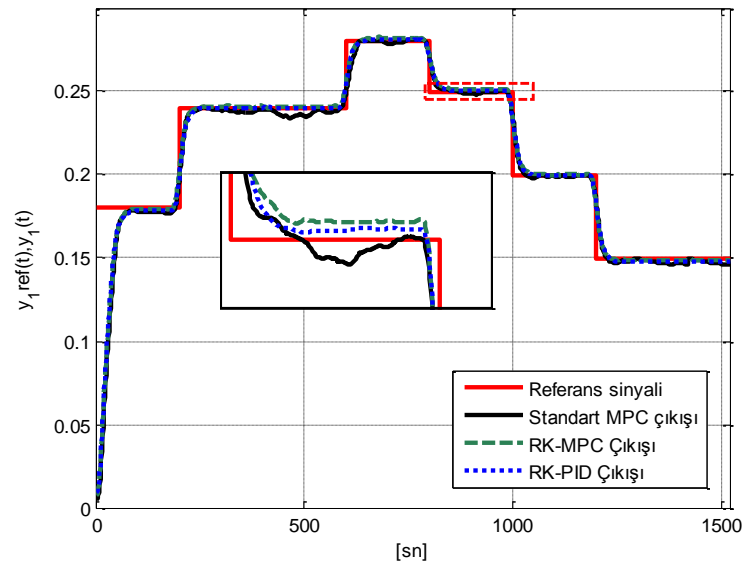


Şekil 5-63: Üç-tank sisteminde PID yapısı ile ilgili kontrol sonuçları

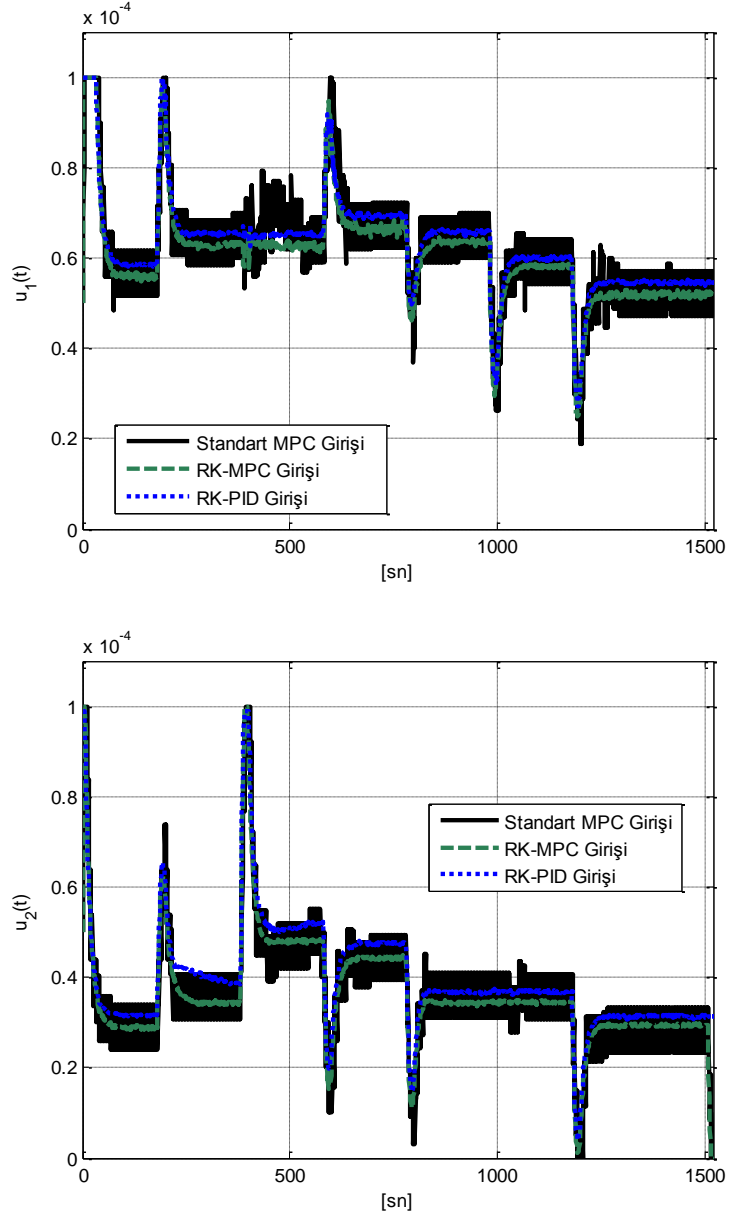


Şekil 5-64: Üç-tank sisteminde PID yapısı için kullanılan kontrol işaretleri

Bir diğer uygulamada RKPID mekanizması, standart MPC ve RKMPC ile karşılaştırılmıştır. Şekil 5.65 ve Şekil 5.66’da verilen gerçek-zamanlı sonuçlardan RKPID ve RKMPC’nin standart MPC’ye göre çok daha iyi ve benzer performanslar sergilediği gözlenmektedir. Bunun yanında doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı sistemin sadece türev bilgilerini kullanarak ileriye yönelik tahminlerle kontrol işlemini gerçekleştirmeye çalışan standart MPC’nin kontrol performansı RK model-tabanlı yöntemlerin gerisinde kalmıştır. Bu testlerle ilgili sayısal sonuçlar Tablo 5.8’de RMSE cinsinden verilmiştir.

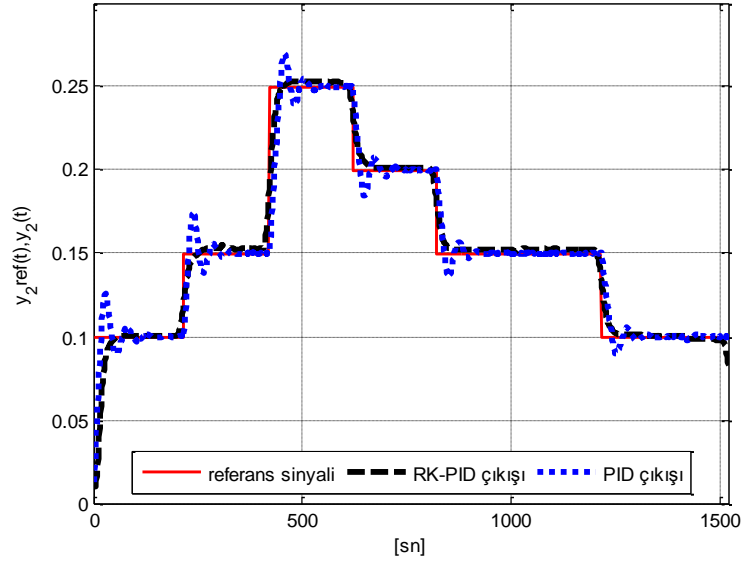
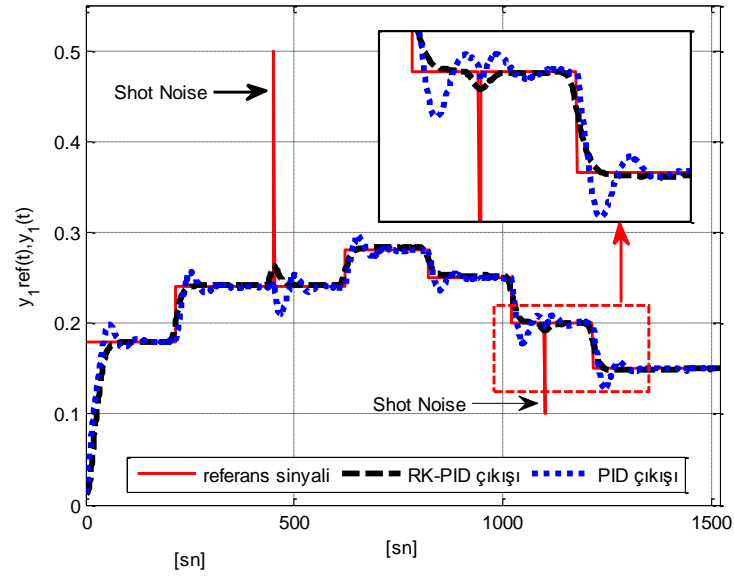


Şekil 5-65: RKPID yapısının diğer metotlarla karşılaştırılmasına ilişkin kontrol sonuçları



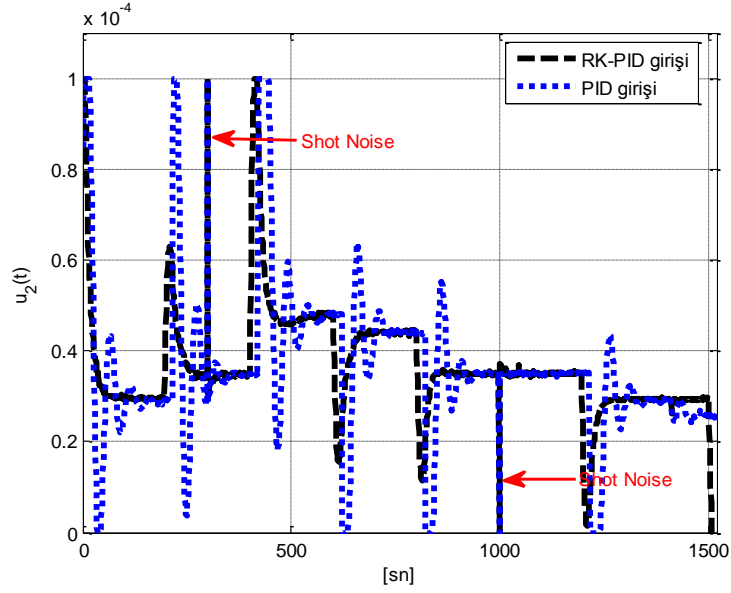
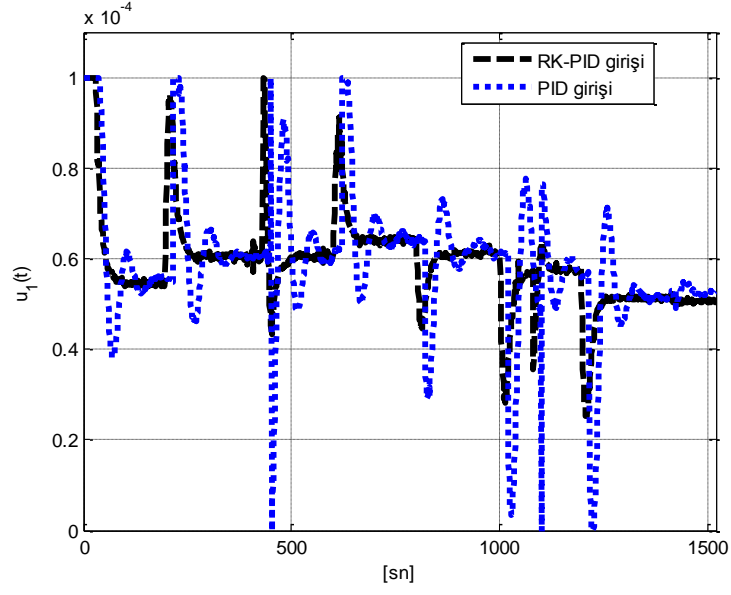
Şekil 5-66: RKPID yapısının diğer metotlarla karşılaştırılmasında kullanılan kontrol işaretleri

Tezin bu kısmında, kontrol işareti ve referans sinyaline birleştirilen anlık darbelere karşı, önerilen kontrolörlerin gürbüzlüğü karşılaştırmak için giriş ve referans işaretlerine eklenen bazı sınırlı darbe gürültülerinin etkileri araştırılmıştır. Şekil 5.67’de sıvı-seviye sistemi için PID-tabanlı kontrolörlerin gerçek-zamanlı olarak referans işaretine eklenen anlık darbe gürültüsüne verdikleri tepkiler, Şekil 5.68’de ise kontrol işaretine eklenen anlık darbe gürültüsüne verdikleri tepkiler görülmektedir. Karşılaştırma sonuçları Tablo 5.8’de RMSE cinsinden verilmiştir. Bu sonuçlara göre RKPID, klasik PID’ye göre harici bilinmeyen bozuculara karşı daha gürbüzdür.



Şekil 5-67: Anlık gürültü durumunda PID kontrolörler için kontrol sonuçları

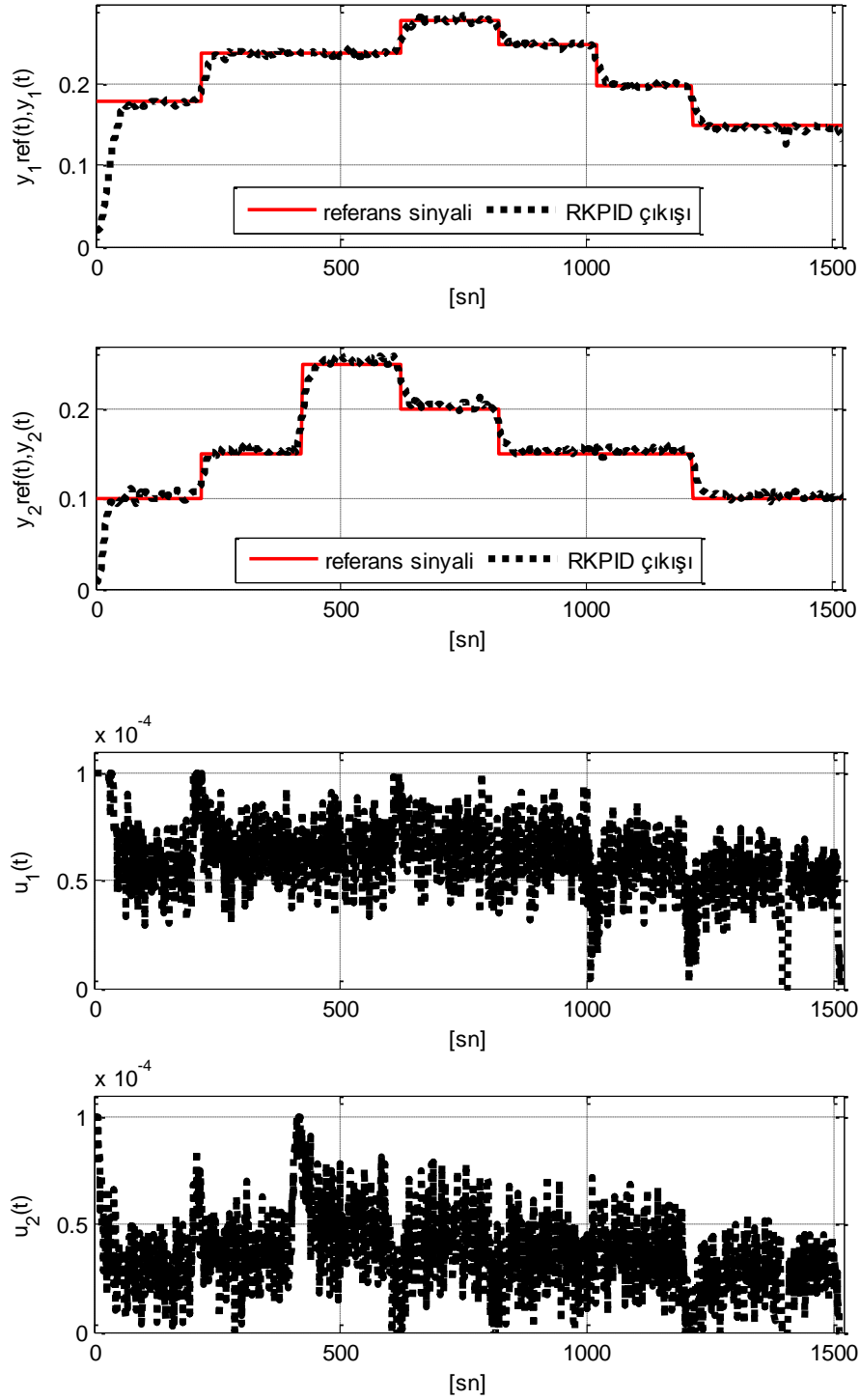
Tezde kontrolörlerin ölçüm gürültüsüne karşı gürbüzlüklerini karşılaştırmak için ölçüm cihazlarındaki elektromanyetik girişimin en yüksek değerlerde olduğu saatlerde daha önce yapılan kontrol deneyleri tekrar edilmiştir. Şekil 5.69’da sıvı-seviye sistemi için RKPID mekanizmasının, Şekil 5.70’de ise klasik PID kontrolörünün ölçüm gürültüsüne verdiği tepkiler görülmektedir. Bu sonuçlardan RKPID mekanizmasındaki dalgalanmaların standart PID’ye göre daha az olduğu gözlenerek önerilen RKPID’nin bu tür ölçüm gürültülerine karşı daha gürbüz olduğu söylenebilir. Ölçüm gürültüsü ile ilgili karşılaştırma sonuçları Tablo 5.8’de RMSE cinsinden verilmiştir.



Şekil 5-68: Anlık gürültü durumunda PID kontrolörlerin kullandığı kontrol işaretleri

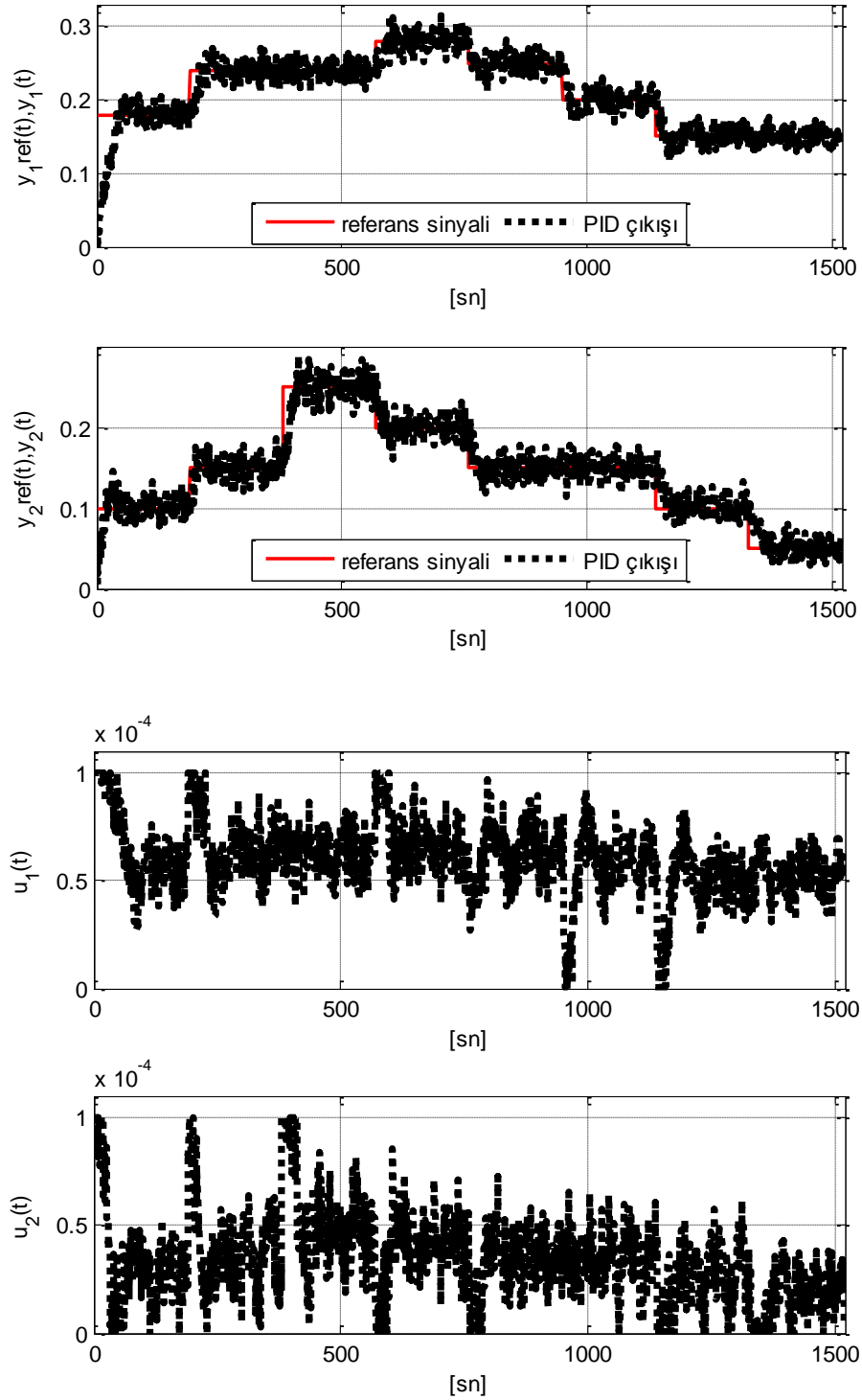
Tablo 5.8: Sıvı-seviye sistemi için RKPID yapısının diğer yöntemlerle karşılaştırılması

RMSE	PID		NMPC		RKMPC		RKPID	
	Tank ₁	Tank ₂	Tank ₁	Tank ₂	Tank ₁	Tank ₂	Tank ₁	Tank ₂
Ölçüm gürültüsüz	0.0339	0.0204	0.0125	0.0114	0.0119	0.00957	0.0113	0.00923
Anlık gürültülü	0.0474	0.0286	0.0235	0.0137	0.0217	0.0124	0.0203	0.0111
Ölçüm gürültülü	0.0672	0.0540	0.0265	0.0172	0.0232	0.0148	0.0234	0.0151



Şekil 5-69: Ölçüm gürültüsü olduğunda RKPID yapısı için kontrol sonuçları

Diğer taraftan, RKPID mekanizmasının diğer standart yöntemlerle karşılaştırma süreci sıvı-seviye sistemi dışında MagLev sistemi için de tekrarlanmıştır. Ancak, standart PID kontrolörü MagLev sisteminin tüm çalışma bölgesinde bu sistemi kontrol etmek için yeterli olmamıştır.



Şekil 5-70: Ölçüm gürültüsü olduğunda standart PID'nin kontrol sonuçları

Başka bir deyişle, manyetik mıknatısı yer seviyesinden havada istenen bir noktaya getirmek doğrusal-olmayan bir problemdir ve standart PID yöntemi sadece yerel doğrusal bölgede çalışarak doğrusal-olmayan bu süreci kontrol edememiştir. Bu sonuç RKPID'nin standart PID'ye göre başka bir üstünlüğü olarak ifade edilebilir.

Bu nedenle standart PID ile ilgili karşılaştırmalar sadece sıvı-seviye sistemi ile sınırlı kalmıştır. MagLev sisteminde diğer MPC yöntemleriyle RKPID mekanizması sadece ölçüm gürültüsünün varlığında karşılaştırılmıştır. Anlık darbe gürültüsünün eklenmesi, mıknatısı yer seviyesinden tepeye doğru itme durumu yarattığı için kontrol işlemi aşırı zor bir hale geldiğinden bu gürültü için MagLev’de bir karşılaştırma işlemi yapılmamıştır. MagLev sistemi için RKPID’nin diğer MPC-tabanlı yöntemlerle karşılaştırılmasına ilişkin sonuçlar RMSE cinsinden Tablo 5.9’de verilmiştir. Buna göre önerilen RKPID yöntemi ile diğer MPC-tabanlı yöntemlerden daha iyi bir kontrol performansı elde edilmiştir.

Tablo 5.9: MagLev sistemi için RKPID yapısının diğer yöntemlerle karşılaştırılması

RMSE	NMPC	RKMPC	RKPID
Ölçüm gürültülü	0.2017	0.1564	0.1325

Tezde kullanılan tüm kontrolörler kontrol performansına ek olarak ölçüm ve kontrol sinyallerinin hesaplanması arasındaki süre olarak tanımlanan hesaplama zamanı açısından da karşılaştırılmıştır. Tablo 5.10’dan görüldüğü üzere standart PID beklendiği gibi en hızlı kontrolördür. Daha sonraki sıralamada RK-tabanlı kontrolörlerden daha hızlı olan standart NPMC yöntemi ve türev hesaplamalarının asenkron bir şekilde yapıldığı RK-tabanlı yöntemler gelir. RK-tabanlı yöntemler yine de MagLev gibi hızlı bir sistemi kontrol etmek için yeterince hızlı bir metottur.

Tablo 5.10: Hesaplama zamanı ile ilgili karşılaştırmalar (ms)

SİSTEM	PID	NMPC	RKMPC	RKPID
Sıvı-Seviye	0.158	2.29	4.574	5.061
MagLev	-	1.701	2.997	3.518

5.5.2 RKPID için Tasarım Değişkenlerinin Duyarlılık Analizi

RKPID yapısında tüm arama uzayı taranarak hesaplanan kestirim ufku (K_y), cezalandırma katsayısı (λ_r) ve anahtarlama terimi (μ) gibi tasarım değişkenleri mevcuttur.

Tasarım değişkenlerinin kontrol performansına etkilerini araştırmak için tez kapsamında RKPID için gerçekleştirilen tüm deneysel testler çeşitli K_y, λ_r, μ kombinasyonları için uygulanmıştır. Sonuç olarak, önerilen RKPID kontrolörü için en iyi izleme performansını sunan değişkenler tercih edilmiştir. Bu değişkenlerden K_y 'nin seçimi sistem kararlılığını etkilediği için önemlidir. Eğer K_y değişkeni kritik değerinden daha küçük seçilirse, RKPID mekanizması kısa kestirim ufku nedeniyle tam anlamıyla çalışamaz ve PID parametreleri doğru değerlerine ayarlanamaz. Bu durum sistem kararsızlığına yol açabilir. Benzer gözlemler K_y değişkeni kritik değerinden büyük olduğunda oluşabilir. Üstelik K_y değişkeninin büyük değerleri için mekanizma daha fazla hesaplama zamanına ihtiyaç duyar, bunun yanında kapalı-çevrim sistemin yükselme zamanı da daha büyük olur. Diğer taraftan, λ_r değişkeni giriş hızını cezalandıran bir katsayıdır. Tablo 5.11 ve Tablo 5.12'den görüleceği üzere kararlı ve yavaş bir sistem (üç-tank sistemi) için λ_r değişkeninin seçimi kontrol performansına çok önemli bir katkı sağlamaz. Ancak, kararsız ve hızlı bir sistem (MagLev) için uygun λ_r teriminin seçimi oldukça önemlidir. RKPID mekanizması için son tasarım değişkeni olan μ anahtarlama terimi, hızlı ve kararsız bir yön olan Gauss-Newton yönü ile yavaş ve kararlı bir yön olan Steepest-Descent yönü arasında iyi bir uzlaşma sağlar. Küçük μ değerleri algoritmayı Gauss-Newton için güncellemeye zorlar. Bu durum harici bozucular ile ölçüm gürültülerinden kaynaklanan bazı kararsız durumlara neden olur. Bu nedenle her sistem için μ değerleri kritik değerlerinden daha büyük seçilmiştir. Daha farklı bir şekilde ifade etmek gerekirse, verilen bir sistem için en uygun tasarım değişkenlerinin (K_y, λ_r, μ) seçiminde bazı pratik kurallara dikkat etmek faydalı olabilir. λ_r değişkenini seçerken maliyet fonksiyonundaki terimler şu şekilde kullanılabilir:

$$\lambda_r \sim \frac{K_y (y_{max} - y_{min})^2}{(u_{max} - u_{min})^2}, \quad (5.9)$$

yukarıdaki terimlerin testlerde elde edilen sonuçlarla uyum sağlaması için dengeli bir seçim yapılmalıdır. Kestirim ufku K_y 'nin seçiminde örnekleme periyodu uygun bir değerde ise kestirim ufkunun 10 adım sonrası için işlem yaptığı süreçlerdeki etkinin daha fazla olduğu gözlenmiştir. Son olarak, LM parametresi μ 'nün seçimi, kapalı-çevrim sistemdeki bazı harici bozucuların ve gürültülerin varlığına bağlı olarak değişmektedir.

Bu yüzden bu değişken başlangıçta büyük seçilir ve PID parametrelerinin yakınsadığı gözlenir. Yakınsama hızı oldukça yavaş iken parametrelerin yakınsama hızını artırmak için aksine μ parametresi azaltılabilir. Bu durum RKPID mekanizması içinde basit sezgisel bir algoritma ile ifade edilebilir.

Tablo 5.11: Üç-tank sisteminde tasarım değişkenlerinin etkisi (RMSE)

$\mu = 10, \lambda_r = 0.01$	$K_y = 5$	$K_y = 10$	$K_y = 20$	$K_y = 25$	$K_y > 25$
Tank₁	0.0134	0.0121	0.0113	0.012	Kararsız
Tank₂	0.00961	0.00934	0.00923	0.00926	Kararsız
$K_y = 20, \lambda_r = 0.01$	$\mu < 500$	$\mu = 500$	$\mu = 1000$	$\mu = 2000$	$\mu > 2000$
Tank₁	Kararsız	0.0112	0.0113	0.0129	0.0161
Tank₂	Kararsız	0.00925	0.00923	0.00928	0.00941
$K_y = 20, \mu = 10$	$\lambda_r < 10^{-5}$	$\lambda_r = 10^{-3}$	$\lambda_r = 0.1$	$\lambda_r = 10$	$\lambda_r = 1000$
Tank₁	0.0117	0.0113	0.0125	0.011	0.0112
Tank₂	0.00924	0.00923	0.00923	0.00924	0.00923

Tablo 5.12: MagLev sisteminde tasarım değişkenlerinin etkisi (RMSE)

$\mu = 100, \lambda_r = 0.06$	$K_y \leq 5$	$K_y = 7$	$K_y = 10$	$K_y \geq 10$
	Kararsız	0.1325	0.2141	Yetersiz
$K_y = 7, \lambda_r = 0.06$	$\mu = 0.1$	$\mu = 10$	$\mu = 100$	$\mu = 1000$
	0.1803	0.1627	0.1325	0.0974
$K_y = 7, \mu = 100$	$\lambda_r < 0.02$	$\lambda_r = 0.02$	$\lambda_r = 0.06$	$\lambda_r > 0.08$
	Yetersiz	0.1775	0.1325	Kararsız

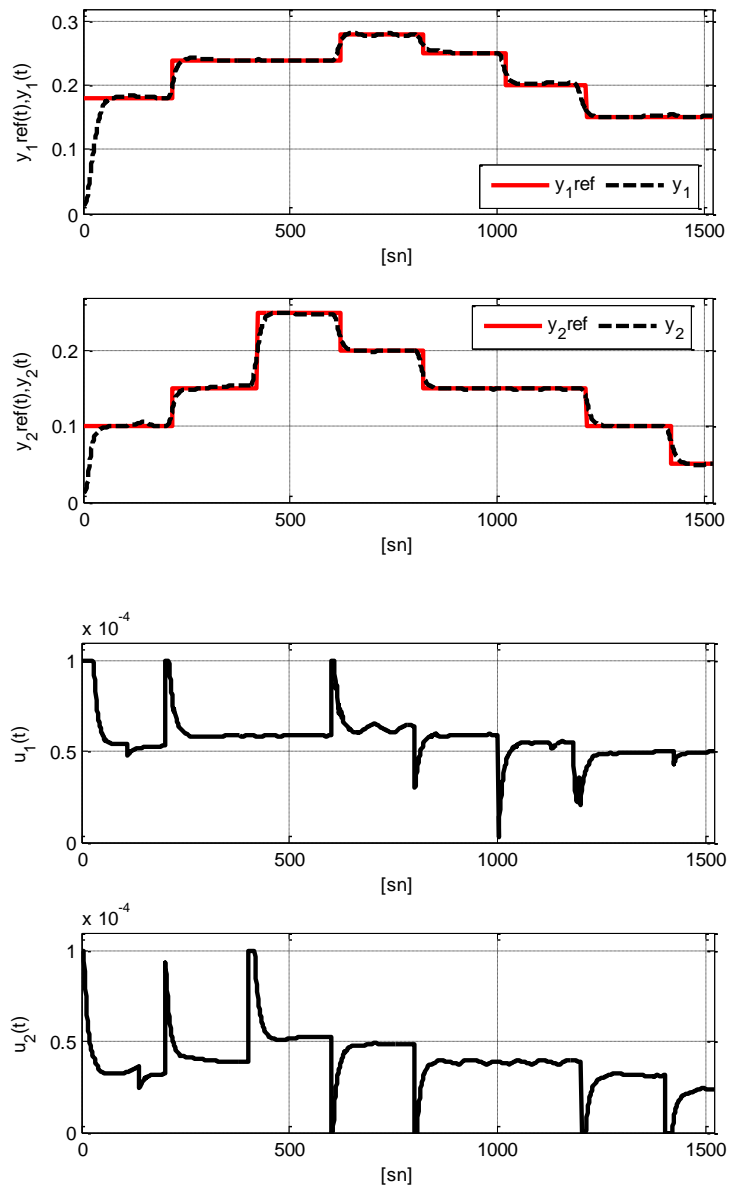
5.5.3 RKPID Anahtarlandığında Elde Edilen Deneysel Sonuçlar

RKPID ile ayarlanan PID kontrolörünün yeteneğini test etmek için RKPID mekanizması kontrol esnasında aşağıda verilen anahtarlama şartına bağlı olarak bazı zaman dilimlerinde anahtarlanır.

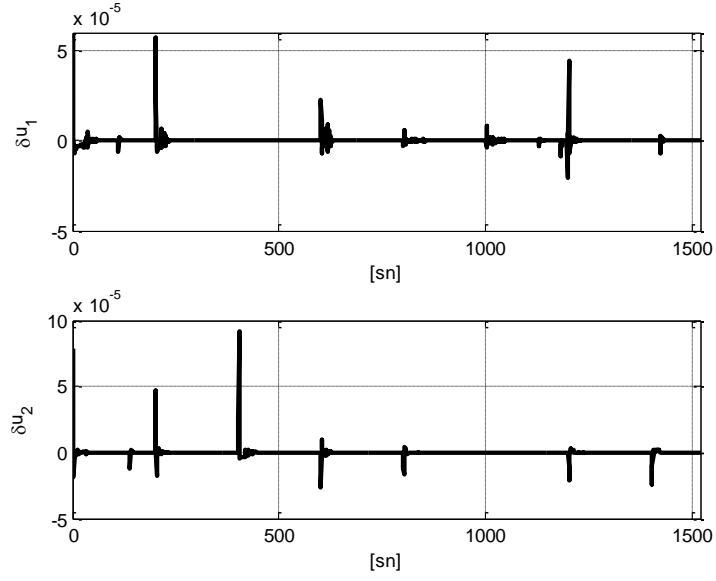
$$P = \sim \frac{\sum_{q=1}^Q \sum_{h=1}^H (\tilde{y}_q[n-h] - y_q[n-h])^2}{\sum_{q=1}^Q \sum_{h=1}^H (\tilde{y}[n-h])^2} < \varepsilon. \quad (5.10)$$

Burada $H < K_y$ ve $\varepsilon > 0$ küçük bir skaler sayıdır. Eşitlik 5.10'daki şartın sağlanması düzeltme terimlerine ihtiyaç olmadığı anlamına gelir. Bu durumda mekanizma devre dışı olup parametre uyarlaması gerekli değildir ve kontrol sürecini sadece PID yönetir.

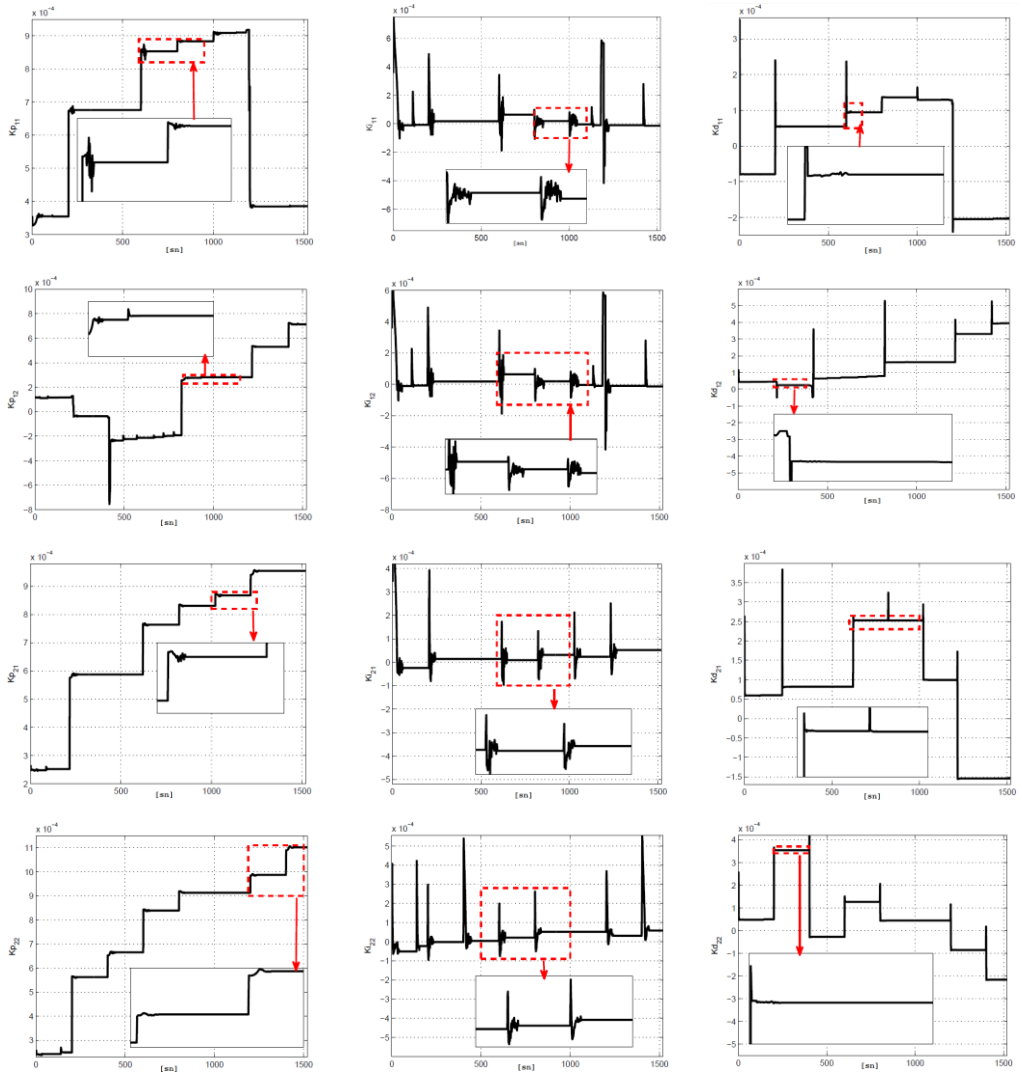
Böyle yapmakla, RKPID tarafından ayarlanan PID'nin kontrol performansını gözetlemek için bir fırsat yakalanır. Eşitlik 5.10'daki şart sağlanmazsa, mekanizma devrededir ve bu şart sağlanana kadar gerekli ΔK_{PID} ve δu_{n+1} terimlerini üretmeye devam eder. Kontrol sürecini yönetmek için parametreleri RKPID tarafından ayarlanan PID devredeyken kontrolörün hesaplama zamanı önemli ölçüde azalır ve kontrol hareketi daha da hızlanır. Bu RKPID'nin bir diğer avantajıdır. Şekil 5.71, Şekil 5.72 ve Şekil 5.73'de üç-tank sisteminde RKPID mekanizmasının anahtarlanmış durumuna ait gerçek-zamanlı sonuçları göstermektedir.



Şekil 5-71: Üç-tank sisteminde anahtarlanan RKPID için kontrol sonuçları



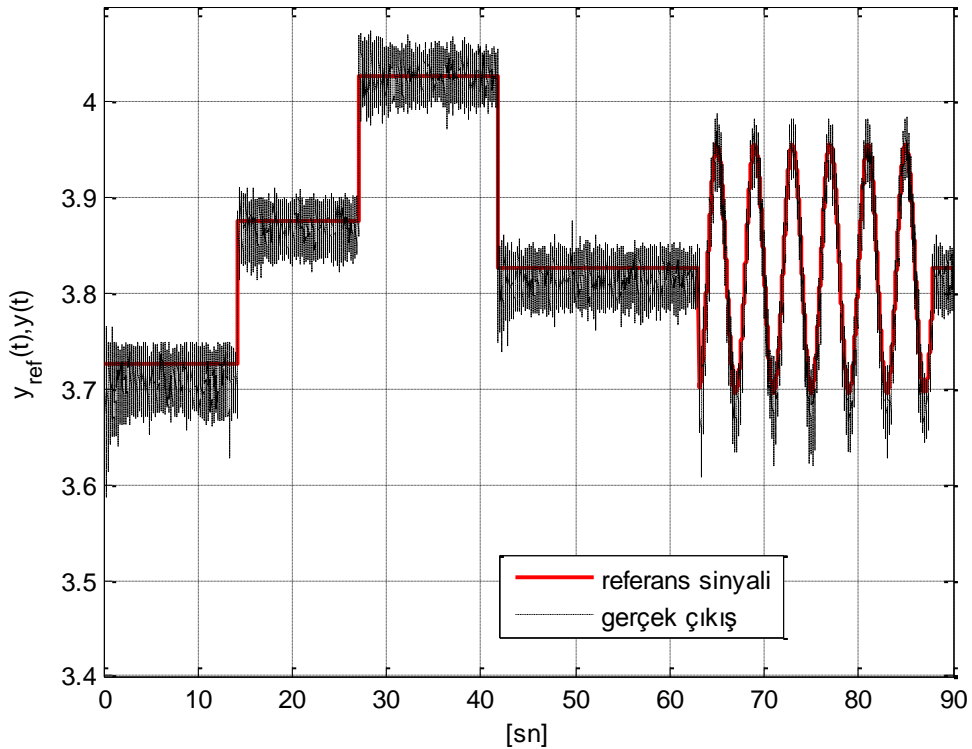
Şekil 5-72: Üç-tank sisteminde anahtarlanan RKPID için düzeltme terimleri



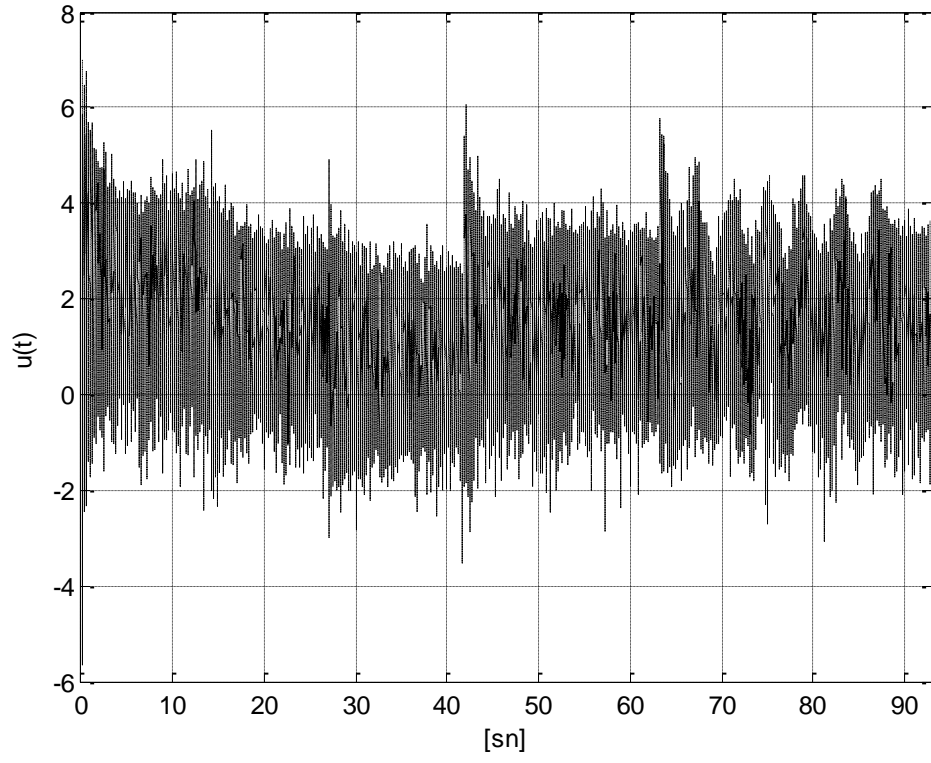
Şekil 5-73: Üç-tank sisteminde anahtarlanan RKPID için PID parametreleri

Gerçek-zamanlı deneysel sonuçlardan görüldüğü üzere PID parametreleri ayarlandığında düzeltme terimleri oldukça azalır ve eşitlik 5.10'un sağlandığı bir zaman diliminde mekanizma devre dışı olur. Şekil 5.72'den gözlenebildiği gibi düzeltme terimleri sıfıra çok hızlı yaklaşır ve PID tarafından kontrol edilen sistem çıkışları verilen referans sinyallerini oldukça düzgün bir şekilde izler. Ancak, referans sinyali değiştiğinde PID kontrolörü bu değişikliğe uyarlanamaz ve bu yüzden anahtarlama koşulu artık sağlanmaz ve sonuç olarak mekanizma tekrar devreye girer. Mekanizmanın devreye girdiği anlardaki ani yükselişler şekillerden de rahatlıkla görülebilmektedir.

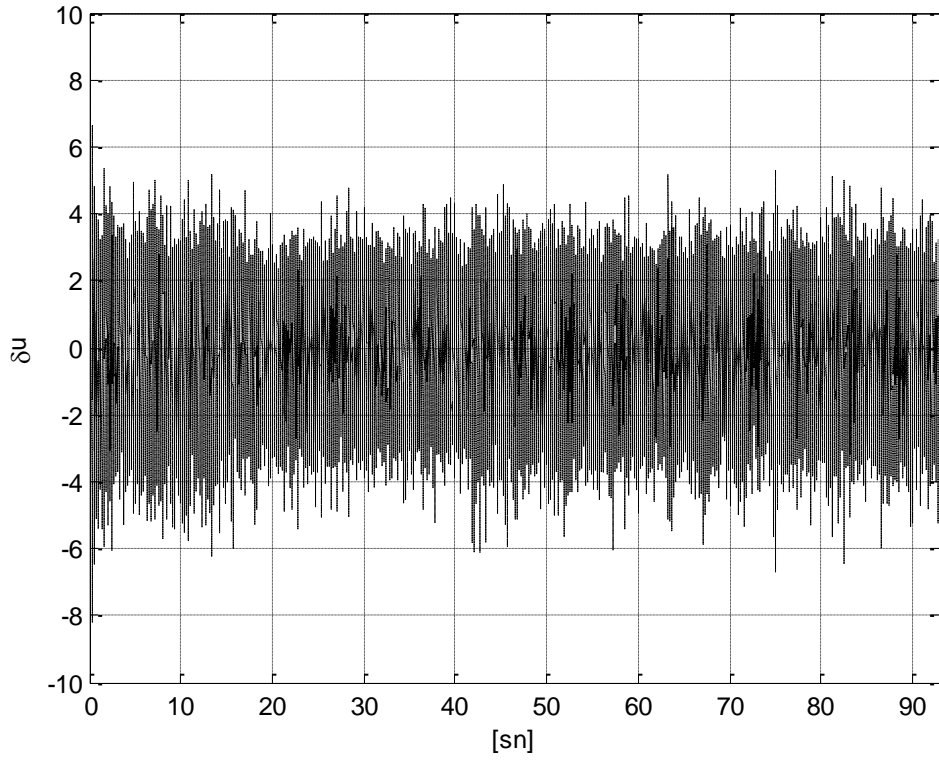
Kararsızlık, doğrusal-olmama özelliğinin oldukça fazla olması ve harici bozuculardan kaynaklanan sensördeki bazı dalgalanmalar nedeniyle mekanizmanın daha sık devrede olmasının dışında benzer gözlemler MagLev sistemi için de elde edilebilir. Bu sisteme ilişkin sonuçlar ise Şekil 5.74, Şekil 5.75, Şekil 5.76 ve Şekil 5.77'de görülmektedir.



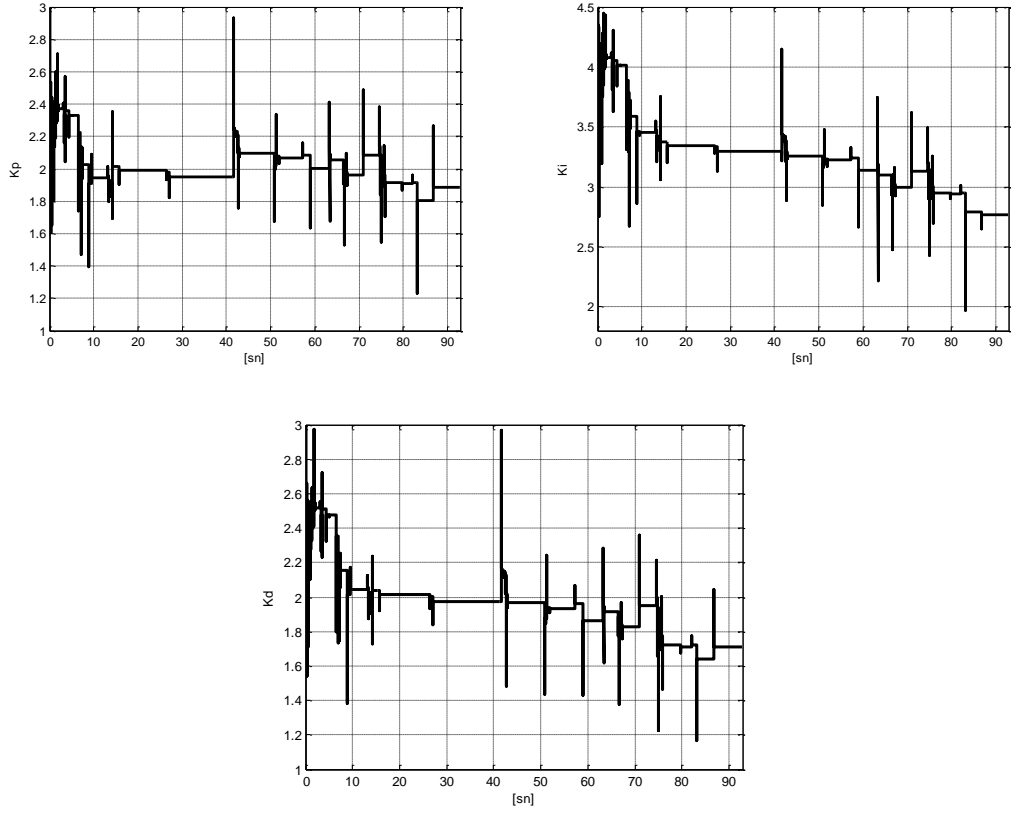
Şekil 5-74: MagLev sisteminde anahtarlanan RKPID yapısı için kontrol sonucu



Şekil 5-75: MagLev sisteminde anahtarlanan RKPID için kontrol işareti



Şekil 5-76: MagLev sisteminde anahtarlanan RKPID için düzeltme terimi



Şekil 5-77: MagLev sisteminde anahtarlanan RKPID için PID parametreleri

6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında, doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı sistemlerin çevrimiçi olarak gözetlenmesi ve kontrolü ile ilgili önerilen ve tasarlanan RK model-tabanlı yapılar hakkında genel bir değerlendirme yapılmış ve bu yapılar literatürdeki benzer standart yöntemlerle benzetim ve gerçek-zamanlı uygulamalar üzerinden karşılaştırılmıştır. Tasarlanan yapılar için, RK integrasyon yöntemi kullanılarak sürekli-zamanlı sistemlerin ayrık-zamanlı modelleri elde edilmiş ve bu modeller kullanılarak model-öngörülü kestirim ve uyarlamalı kontrol işlemleri gerçekleştirilmiştir.

Uygulamalarda kestirim süreçleri parametre ve durum kestirimi olmak üzere iki aşamada değerlendirilmiştir. RK model-tabanlı parametre kestirim uygulamalarıyla dinamikleri bilinen, doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı bir sistemin bilinmeyen sabit ve/veya değişken parametrelerinin sistemin giriş/çıkış ölçümleri kullanılarak bulunmasına yönelik benzetim ve gerçek-zamanlı çalışmalar yapılmıştır. Elde edilen sonuçlardan, başlangıçta değeri bilinmeyen ve sıfır seviyesinden başlatılan sabit/değişken sistem parametrelerinin belirli bir zaman sonra uygun değerlerine yakınsadığı gözlenmiştir.

Doğrusal-olmayan bir sisteme ait ölçülemeyen durumların kestirim süreci çeşitli deneysel sistemler üzerinde gerçekleştirilen benzetim ve gerçek-zamanlı uygulamalarda test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar şu şekilde değerlendirilebilir: Bir durum gözetleyicisinin doğruluğu; izleme, hata saptama ve gerçek-zamanlı süreçlerin kontrolü için oldukça önemlidir. Bu tez çalışmasının da bir amacı olan sensör ölçümlerindeki iyileştirmelerle doğrusal-olmayan sistemin daha sonraki uygulamaları hakkında doğru bilgilere ulaşılmış olur. Gerçek-zamanlı uygulama sonuçları, doğrusal-olmayan gözetleyici yapısının durum değişkenleri ve zamanla değişen sistem durumlarının çevrimiçi kestirimleri arasında bir etkileşim yeteneği olduğunu göstermektedir. Bu tezde durum kestiriminin etkinliğini düzeltmek için RK model-tabanlı gözetleyiciler önerilmiştir. Bu çalışmaların katkısı sadece tasarlanan gözetleyicilerin performanslarını tartışmak olmamış, aynı zamanda parametreden bağımsız bir durum gözetleyicisi olan RKGO'nun doğruluğunu göstermek olmuştur.

Elde edilen sonuçlara dayanarak, incelenen gözetleyiciler iki ana bakış açısına göre karşılaştırılabilir: tasarım kolaylığı ve kestirim performansı. Kestirim doğruluğu, süreç ve ölçüm gürültü kovaryans matrislerine dayanan RKEKF, EKF ile aynı parametrik yapıya sahiptir. Aynı şekilde ELO ve SMO, yakınsama özellikleri üzerinde önemli etkisi olan uygun gözetleyici kazançlarının bulunmasına ihtiyaç duyar. Ancak hesaplanan bir parametresi olmadığı için RKGO tasarlanan diğer gözetleyiciler arasında en tasarruflu gözetleyicidir. Tezde kullanılan gözetleyiciler basit yapıdan daha karmaşık olana doğru ELO, SMO, RKGO, EKF ve RKEKF şeklinde sıralanabilir. Gerçek-zamanlı uygulamalarda her bir gözetleyicinin parametreleri en iyi kestirim performansı sonuçlarını elde edebilmek için tüm arama uzayı taranarak bulunmuştur. ELO kullanıldığında, ELO gözetleyici kazancı doğrusal gözetleyici dinamiklerinin kararlılık şartını karşıladığı için (sistem aşırı derecede doğrusal olmama özelliğine sahipse çoğunlukla bu mümkün olmaz) ters-sarkaç sisteminde memnun edici bir sonuç bulunamazken, üç-tank sistemi için kabul edilebilir bir kestirim performansı elde edilmiştir. Deneyle SMO, EKF'den daha iyi kestirim performansı sergilemiştir. Bu durum, SMO'nun modellenmeyen veya belirsiz sistem dinamiklerinden kaynaklanan parametre belirsizliklerine olan gürbüzlüğünden kaynaklanmaktadır. Daha hızlı bir yakınsama için hata dinamikleri LM yönünde seçilen RKGO ise parametre seçimine ihtiyaç duymaz. Türev alma işlemlerinden dolayı bu gözetleyicide SMO ve ELO'ya göre daha fazla hesaplama yükü vardır. Ancak RKGO'nun kestirim performansı tüm testler için diğer gözetleyicilerle karşılaştırılabilir düzeydedir. RKEKF ise en iyi kestirim sonuçlarına sahiptir. RKEKF'nin gerçek-zamanlı uygulamaları, matris ve türev alma işlemlerinden dolayı tasarlanan diğer gözetleyicilere göre daha çok hesaplama yükü içerir. Sonuçta, gözetleyici seçimindeki tercih uygulama sonuçlarından da çıkarılabilir. SMO basit yapısının avantajı ile belirsiz sistemler için tasarlanabilir. Özellikle, kontrol uygulamalarında, RKEKF durum kestiriminde en iyi performansı verdiği için tercih edilebilir. Parametre seçimi olmadan bir gözetleyici tasarlamak için de RKGO düşünülebilir.

Bu tezde incelenen konulardan bir diğeri de RK model-tabanlı kontrolörün kontrol performansıdır. Bu kapsamda, daha önce detaylı bir şekilde anlatılan RKMPC yapısı, çeşitli deneysel sistemler üzerinde benzetim ve gerçek zamanlı olarak test edilmiş ve literatürdeki standart bir NMPC yöntemi ile kontrol performansı ve hesaplama yükü açısından değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre türev ve matris işlemleri nedeniyle hesaplama yükü açısından RKPMC'nin standart NMPC yönteminden geri kaldığı görülse de, kontrol performansı açısından kabul edilebilir çalışma sınırları dahilinde sistem çıkışlarının çeşitli ve değişken referans sinyallerini olabildiğince yakından takip ederek bu süreç için gereken kontrol işaretlerini ürettiği gözlenmiştir. Bahsedilen bu testlerden ayrı olarak, RKMPC yapısı ile birlikte sistemin kontrolü yapılırken uyarlamalı bir şekilde sistemin bilinmeyen parametrelerinin kestirimi süreci de değerlendirilen farklı bir uygulama olmuştur. Bu kapsamda, bilinmeyen sistem parametrelerinin anlık olarak güncel giriş/çıkış ölçümlerine göre kestirildiği ve buna ek olarak sistem çıkışlarının değişken referans sinyallerini uyarlamalı bir şekilde takip ettiği görülmüştür.

Tezde, RK model-tabanlı uyarlamalı kestirim ve kontrol işlemlerinden farklı olarak MPC ortamında çalışan PID tabanlı yeni bir uyarlamalı kontrolörün (RKPID) kontrol performansı üzerinde de durulmuştur. Önerilen RKPID mekanizmasının iki önemli rolünden birisi, bu yapının PID parametrelerini uyarlamasıdır, bir diğeri ise sistemi kontrol etmek için PID yetersiz olduğunda gereken düzeltme terimlerini üretmektir. Bu işlemler gerekli gradyant bilgisinin sistemin RK modeli ile sağlandığı MPC çatısı içinde üretilir. Başlangıçta, PID parametreleri sıfıra ayarlanır. Bunun sonucu olarak PID uygun kontrol işaretini üretemez ve PID kontrolörünü destekleyen RKPID kontrol işaretine eklenecek düzeltme terimlerini oluşturamaz. Zaman ilerledikçe, PID parametreleri mekanizma tarafından güncellenir ve düzeltme terimlerinin genlikleri sıfıra gider. Sürekli-hal durumunda PID parametreleri en uygun değerlerine yakınsarken düzeltme terimleri de gereksiz hale gelir. Önerilen mekanizmanın bir diğeri yeteneği ise, PID parametreleri en uygun değerlerine yakınsadığında kontrol esnasında mekanizmanın devreden çıkmasıdır. Bu sayede kontrol hareketinin hesaplama yükü de azalmaktadır.

Önerilen RKPID kontrolörünün etkinliğini göstermek ve literatürdeki bazı metotlarla karşılaştırmak için iki gerçek-zamanlı deneysel sistem kullanılmıştır: birisi doğrusal-olmama özelliği oldukça fazla olan hızlı ve kararsız SISO MagLev sistemi ve bir diğeri göreceli olarak daha yavaş, kararlı ve doğrusal-olmama özelliği daha az olan MIMO uç-tank sıvı-seviye sistemidir. Gerçek-zamanlı uygulamalarda, önerilen RKPID kontrolörü, klasik PID, NMPC ve RKMPC yöntemleri ile kontrol performansı, gürbüzlük, hesaplama karmaşıklığı ve tasarım kolaylığı açısından karşılaştırılmıştır. Deneysel değerlere bakıldığında önerilen RKPID ile ilgili şu sonuçlar yazılabilir. (i) Çok küçük sürekli-hal izleme hataları, çok kısa oturma zamanı ve parametrelerin hızlı yakınsaması göz önüne alındığında önerilen RKPID yapısı ile kabul edilebilir bir kontrol performansı elde edilmiştir. (ii) RKPID harici gürültülere, bozuculara ve referans yörüngesindeki değişikliklere karşı gürbüzdür. (iii) Farklı uygulamalarda RKPID tasarımına rehber olabilecek şekilde tasarım parametrelerinin ayarlanması için deneysel olarak duyarlılık analizi gerçekleştirilmiştir. (iv) Önerilen mekanizma, başlangıçta yetersiz olan PID kontrolörüne yardımcı olmak için eklenecek düzeltme terimini üretirken gerekli PID parametre uyarlamasını sağlar. Başlangıçta PID parametreleri sıfır olarak ayarlanır ve bu nedenle PID kontrolörü gerekli kontrol hareketini sağlamada yetersiz kalır. Tatmin edici bir izleme performansı mekanizma tarafından üretilen düzeltme terimleri ile elde edilir. (v) RKPID kontrolörü anahtarlanan modda kullanılabilir. Bu modda PID parametreleri olması gereken değerlere yakınsadığında parametre uyarlaması durur ve RKPID sabit bir PID kontrolör gibi kullanılır. RKPID'nin anahtarlanan modda kullanılmasıyla hesaplama yükü ciddi şekilde azalır ve kontrol işareti daha hızlı üretilmeye başlanır.

Sonuç olarak, diğer RK model-tabanlı yaklaşımlarla birlikte bu tezde gürbüz, uyarlamalı ve model-öngörülü bir PID mekanizması da tanıtılmıştır. Önerilen mekanizmanın yetenekleri iki gerçek-zamanlı sistem üzerinde deneysel olarak doğrulanmış ve literatürdeki standart yöntemlerle karşılaştırmaları gösterilmiştir. Bu yüzden, RKPID kontrolörü iyi derecede bir performansla doğrusal-olmayan sistemlerin kontrolünde kullanılabilir.

7. KAYNAKLAR

Abiko, S., Yoshida, K. *On-line parameter identification of a payload handled by flexible based manipulator*. Intelligent Robots and Systems, 2004.(IROS 2004). Proceedings. 2004 IEEE/RSJ International Conference on, Year.

Afonso, M., "Particle filter and extended kalman filter for nonlinear estimation: a comparative study", IEEE Transactions on Signal Processing, 10, (2008).

Amira, 2002: DTS 200 Laboratory Setup Three-Tank-System, D. Amira GmbH,

Andersen, E. B., "Asymptotic properties of conditional maximum-likelihood estimators", Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological), 283-301, (1970).

Åström, K. J., Hägglund, T., *Advanced PID control*, ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society; Research Triangle Park, NC 27709, (2006).

Åström, K. J., Hägglund, T., "PID controllers: theory, design, and tuning", Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, (1995).

Åström, K. J., Hägglund, T., Hang, C. C., Ho, W. K., "Automatic tuning and adaptation for PID controllers-a survey", Control Engineering Practice, 1, (4), 699-714, (1993).

Bartolini, G., Ferrara, A., Levant, A., Usai, E. On second order sliding mode controllers *Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control* (pp. 329-350): Springer, (1999).

Bauer, P. H., Premaratne, K., Duran, J., "A necessary and sufficient condition for robust asymptotic stability of time-variant discrete systems", IEEE Transactions on Automatic Control, 38, (9), 1427-1430, (1993).

Berger, J. O., *Statistical decision theory and Bayesian analysis*, Springer Science & Business Media, (1985).

Beyhan, S., Alci, M., "Stable modeling based control methods using a new RBF network", ISA transactions, 49, (4), 510-518, (2010).

Beyhan, S., Lendek, Z., Babuska, R., Wisse, M., Alci, M. *Adaptive fuzzy and sliding-mode control of a robot manipulator with varying payload*. Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011 50th IEEE Conference on, Year.

Björck, A., *Numerical methods for least squares problems*, Siam, (1996).

Bohn, C., *Recursive parameter estimation for nonlinear continuous time systems through sensitivity model based adaptive filters*, Pro Business, (2000).

Burrage, K., Butcher, J. C., "Non-linear stability of a general class of differential equation methods", BIT Numerical Mathematics, 20, (2), 185-203, (1980).

- Camacho, E. F., Alba, C. B., *Model predictive control*, Springer, (2013).
- Camacho, E. F., Bordons, C. Nonlinear model predictive control: An introductory review *Assessment and future directions of nonlinear model predictive control* (pp. 1-16): Springer, (2007).
- Cao, J., Cao, B., Chen, W., Xu, P. *Neural network self-adaptive PID control for driving and regenerative braking of electric vehicle*. Automation and Logistics, 2007 IEEE International Conference on, Year.
- Chang, W.-D., Yan, J.-J., "Adaptive robust PID controller design based on a sliding mode for uncertain chaotic systems", *Chaos, Solitons & Fractals*, 26, (1), 167-175, (2005).
- Chen, *Linear system theory and design*, Oxford University Press, Inc., (1995).
- Chen, Dunnigan, M., "Comparative study of a sliding-mode observer and Kalman filters for full state estimation in an induction machine", *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 149, (1), 53-64, (2002).
- Chen, Kremling, A., Allgöwer, F. *Nonlinear predictive control of a benchmark CSTR*. Proceedings of 3rd European Control Conference, Year.
- Chen, Patton, R. J., Zhang, H.-Y., "Design of unknown input observers and robust fault detection filters", *International Journal of Control*, 63, (1), 85-105, (1996).
- Chen, S., Moskwa, J., "Application of nonlinear sliding-mode observers for cylinder pressure reconstruction", *Control Engineering Practice*, 5, (8), 1115-1121, (1997).
- Clarke, D. W., Mohtadi, C., "Properties of generalized predictive control", *Automatica*, 25, (6), 859-875, (1989).
- Clarke, D. W., Mohtadi, C., Tuffs, P., "Generalized predictive control—Part I. The basic algorithm", *Automatica*, 23, (2), 137-148, (1987).
- Cooper, G., "Stability of Runge-Kutta methods for trajectory problems", *IMA journal of numerical analysis*, 7, (1), 1-13, (1987).
- Cox, H., "On the estimation of state variables and parameters for noisy dynamic systems", *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 9, (1), 5-12, (1964).
- Cutler, C. R., Ramaker, B. L. *Dynamic matrix control-a computer control algorithm*. Proceedings of the joint automatic control conference, Year.
- Davila, J., Fridman, L., Levant, A., "Second-order sliding-mode observer for mechanical systems", *IEEE transactions on automatic control*, 50, (11), 1785-1789, (2005).
- De Keyser, R., Donald III, J. Application of the NEPSAC nonlinear predictive control strategy to a semiconductor reactor *Assessment and future directions of nonlinear Model Predictive Control* (pp. 503-512): Springer, (2007).

Ding, F., Shi, Y., Chen, T., "Auxiliary model-based least-squares identification methods for Hammerstein output-error systems", *Systems & Control Letters*, 56, (5), 373-380, (2007).

Djuric, P. M., Kotecha, J. H., Zhang, J., Huang, Y., Ghirmai, T., Bugallo, M. F., Miguez, J., "Particle filtering", *Signal Processing Magazine, IEEE*, 20, (5), 19-38, (2003).

Drakunov, "An adaptive quasioptimal filter with discontinuous parameters", *Avtomatika i Telemekhanika*, (9), 76-86, (1983).

Drakunov, Utkin, V. *Sliding mode observers. Tutorial*. Decision and Control, 1995., Proceedings of the 34th IEEE Conference on, Year.

Efe, M. O., Abadoglu, E., Kaynak, O., "A novel analysis and design of a neural network assisted nonlinear controller for a bioreactor", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 9, (11), 799-815, (1999).

Ellis, Roberts, J., Ramli, M., "The experimental determination of squeeze-film dynamic coefficients using the state variable filter method of parametric identification", *Journal of tribology*, 111, (2), 252-259, (1989).

Ellis, G., *Observers in control systems: a practical guide*, Academic press, (2002).

Erol, O. K., Eksin, I., "A new optimization method: big bang–big crunch", *Advances in Engineering Software*, 37, (2), 106-111, (2006).

Esfandiari, F., Khalil, H. K., "Output feedback stabilization of fully linearizable systems", *International Journal of Control*, 56, (5), 1007-1037, (1992).

Feedback, 2006: Digital Pendulum Control Experiments, F. I. Ltd.,

Garcia, C. E., Morshedi, A., "Quadratic programming solution of dynamic matrix control (QDMC)", *Chemical Engineering Communications*, 46, (1-3), 73-87, (1986).

Ghanes, M., Zheng, G., "On sensorless induction motor drives: Sliding-mode observer and output feedback controller", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56, (9), 3404-3413, (2009).

Grewal, M. S., Andrews, A. P., "Practical Considerations", *Kalman Filtering: Theory and Practice Using MATLAB®*, Third Edition, 355-426, (2001).

Grewal, M. S., Andrews, A. P., *Kalman filtering: theory and practice using MATLAB*, John Wiley & Sons, (2011).

Haykin, S., Sayed, A. H., Zeidler, J. R., Yee, P., Wei, P. C., "Adaptive tracking of linear time-variant systems by extended RLS algorithms", *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 45, (5), 1118-1128, (1997).

Henson, M. A., "Nonlinear model predictive control: current status and future directions", *Computers and Chemical Engineering*, 23, (2), 187-202, (1998).

Hong, X., Iplikci, S., Chen, S., Warwick, K., "A model-based PID controller for Hammerstein systems using B-spline neural networks", *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, (2012).

Iplikci, "A comparative study on a novel model-based PID tuning and control mechanism for nonlinear systems", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 20, (13), 1483-1501, (2010).

Iplikci, "Runge-Kutta model-based adaptive predictive control mechanism for non-linear processes", *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, (2012).

Julier, S. J., Uhlmann, J. K. *A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems*. Int. symp. aerospace/defense sensing, simul. and controls, Year.

Kalman, R. E., "A new approach to linear filtering and prediction problems", *Journal of Fluids Engineering*, 82, (1), 35-45, (1960).

Kawathekar, R., Riggs, J. B., "Nonlinear model predictive control of a reactive distillation column", *Control Engineering Practice*, 15, (2), 231-239, (2007).

Leahy, M., Johnson, M. A., Rogers, S. K., "Neural network payload estimation for adaptive robot control", *Neural Networks, IEEE Transactions on*, 2, (1), 93-100, (1991).

Ljung, L., Söderström, T., "Theory and practice of recursive identification", (1983).

Lu, J., Chen, G., Ying, H., "Predictive fuzzy PID control: theory, design and simulation", *Information Sciences*, 137, (1), 157-187, (2001).

Luenberger, D. G., "Observing the State of a Linear System", *Military Electronics, IEEE Transactions on*, 8, (2), 74-80, (1964).

Maciejowski, J. M., *Predictive control with constraints*, Prentice Hall, (2002).

Mesbah, A., Huesman, A. E., Kramer, H. J., Van den Hof, P. M., "A comparison of nonlinear observers for output feedback model-based control of seeded batch crystallization processes", *Journal of Process Control*, 21, (4), 652-666, (2011).

Miller, R., Shah, S., Wood, R., Kwok, E., "Predictive pid", *ISA transactions*, 38, (1), 11-23, (1999).

Moradi, M. H., Katebi, M., Johnson, M. *Predictive PID control: a new algorithm*. Industrial Electronics Society, 2001. IECON'01. The 27th Annual Conference of the IEEE, Year.

Na, M. G., "Auto-tuned PID controller using a model predictive control method for the steam generator water level", *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, 48, (5), 1664-1671, (2001).

Neter, J., Kutner, M. H., Nachtsheim, C. J., Wasserman, W., *Applied linear statistical models*, Irwin Chicago, (1996).

- Nho, H. C., Meckl, P., "Intelligent feedforward control and payload estimation for a two-link robotic manipulator", *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 8, (2), 277-282, (2003).
- Nørsgaard, M., Poulsen, N. K., Ravn, O., "New developments in state estimation for nonlinear systems", *Automatica*, 36, (11), 1627-1638, (2000).
- Pagilla, P. R., Yu, B., Pau, K. L., "Adaptive control of time-varying mechanical systems: analysis and experiments", *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 5, (4), 410-418, (2000).
- Parlos, A. G., Menon, S. K., Atiya, A. F., "An adaptive state filtering algorithm for systems with partially known dynamics", *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, 124, (3), 364-374, (2002).
- Parlos, A. G., Parthasarathy, S., Atiya, A. F., "Neuro-predictive process control using online controller adaptation", *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 9, (5), 741-755, (2001).
- Pitt, M. K., Shephard, N., "Filtering via simulation: Auxiliary particle filters", *Journal of the American statistical association*, 94, (446), 590-599, (1999).
- Plucenio, A., Pagano, D., Bruciapaglia, A., Normey-Rico, J. *A practical approach to predictive control for nonlinear processes*. Nonlinear Control Systems, Year.
- Press, W. H., Teukolsky, S. A., Vetterling, W. T., Flannery, B. P. (2007). *Numerical recipes: the art of scientific computing*. 3rd: New York: Cambridge University Press.
- Qin, S. J., Badgwell, T. A., "A survey of industrial model predictive control technology", *Control engineering practice*, 11, (7), 733-764, (2003).
- Rawlings, J. B., "Tutorial overview of model predictive control", *Control Systems, IEEE*, 20, (3), 38-52, (2000).
- Reif, K., Unbehauen, R., "The extended Kalman filter as an exponential observer for nonlinear systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, 47, (8), 2324-2328, (1999).
- Richalet, "Industrial applications of model based predictive control", *Automatica*, 29, (5), 1251-1274, (1993).
- Richalet, J., Rault, A., Testud, J., Papon, J., "Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes", *Automatica*, 14, (5), 413-428, (1978).
- Ruppert, D., Wand, M. P., "Multivariate locally weighted least squares regression", *The annals of statistics*, 1346-1370, (1994).
- Salsbury, T. I., "Continuous-time model identification for closed loop control performance assessment", *Control Engineering Practice*, 15, (1), 109-121, (2007).

- Savran, A., Kahraman, G., "A fuzzy model based adaptive PID controller design for nonlinear and uncertain processes", *ISA transactions*, 53, (2), 280-288, (2014).
- Schäfer, A., Kühl, P., Diehl, M., Schlöder, J., Bock, H. G., "Fast reduced multiple shooting methods for nonlinear model predictive control", *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 46, (11), 1200-1214, (2007).
- Sistu, P. B., Bequette, B. W., "Nonlinear model-predictive control: Closed-loop stability analysis", *AIChE journal*, 42, (12), 3388-3402, (1996).
- Slotine, J.-J., Hedrick, J., Misawa, E., "On sliding observers for nonlinear systems", *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 109, (3), 245-252, (1987).
- Spurgeon, S. K., "Sliding mode observers: a survey", *International Journal of Systems Science*, 39, (8), 751-764, (2008).
- Tamimi, J., Li, P., "A combined approach to nonlinear model predictive control of fast systems", *Journal of Process Control*, 20, (9), 1092-1102, (2010).
- Tanaka, K., Wang, H. O. *Fuzzy regulators and fuzzy observers: a linear matrix inequality approach*. Decision and Control, 1997., Proceedings of the 36th IEEE Conference on, Year.
- Vadim, I. U., "Survey paper variable structure systems with sliding modes", *IEEE Transactions on Automatic control*, 22, (2), (1977).
- Veluvolu, K., Soh, Y., Cao, W., "Robust discrete-time nonlinear sliding mode state estimation of uncertain nonlinear systems", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 17, (9), 803-828, (2007).
- Venkataraman, P., *Applied optimization with MATLAB programming*, John Wiley & Sons, (2009).
- Walcott, B., Corless, M., Žak, S., "Comparative study of non-linear state-observation techniques", *International Journal of Control*, 45, (6), 2109-2132, (1987).
- Welch, G., Bishop, G. (1995). *An introduction to the Kalman filter*.
- Wilson, D., Agarwal, M., Rippin, D., "Experiences implementing the extended Kalman filter on an industrial batch reactor", *Computers & chemical engineering*, 22, (11), 1653-1672, (1998).
- Wright, S., Nocedal, J., *Numerical optimization*, Springer New York, (1999).
- Xu, Li, S., Qi, C., Cai, W., "Auto-tuning of PID controller parameters with supervised receding horizon optimization", *ISA transactions*, 44, (4), 491-500, (2005).

Xu, Rahman, M., "Comparison of a sliding observer and a Kalman filter for direct-torque-controlled IPM synchronous motor drives", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 59, (11), 4179-4188, (2012).

Zeitz, M., "The extended Luenberger observer for nonlinear systems", *Systems & Control Letters*, 9, (2), 149-156, (1987).

Zeltom, 2013: *Electromagnetic Levitation System*, Z. LLC,

Zhang, R., Wu, S., Lu, R., Gao, F., "Predictive control optimization based PID control for temperature in an industrial surfactant reactor", *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 135, 48-62, (2014).

Ziegler, J., Nichols, N., "Optimum settings for automatic controllers", *trans. ASME*, 64, (11), (1942).

EKLER

8. EKLER

EK A - Runge-Kutta Model-Tabanlı Gözetleyicinin Kararlılığı

Bu bölümde daha önce tanıtilan RK model-tabanlı Gradyant gözetleyicinin yakınsama koşulları anlatılmıştır. Bu gözetleyicinin kararlılık koşulları, kolaylık olması açısından tek giriş ve tek çıkışlı doğrusal-olmayan sistemler için verilmiştir. SISO bir sistemin doğrusal-olmayan RKGÖ dinamikleri aşağıdaki şekilde yeniden tanımlanırsa;

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}[n] &= \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1]), \\ \hat{y}[n] &= g(\hat{\mathbf{x}}[n]).\end{aligned}\tag{EkA.1}$$

Burada $\hat{\mathbf{x}}[n] \in \mathfrak{R}^N$ gözetleyici durumlarını, $u[n] \in \mathfrak{R}$ ölçülen kontrol işaretini ve $y[n] \in \mathfrak{R}$ ölçülen çıkış işaretini göstermektedir. $\hat{\mathbf{f}}(\cdot): \mathfrak{R}^N \times \mathfrak{R} \mapsto \mathfrak{R}^N$, $g(\cdot): \mathfrak{R} \mapsto \mathfrak{R}$ 'de tanımlı kontrol işareti ve sistem durumlarına göre türetilen fonksiyonlardır. Gözetleyici dinamikleri RK terimleri ile tanımlanabilir:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}[n] &= \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1]), \\ &= \hat{\mathbf{x}}[n-1] + \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])\end{aligned}\tag{EkA.2}$$

burada

$$\mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} k_{11}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) + 2k_{12}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) \\ +2k_{13}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) + k_{14}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) \\ \vdots \\ k_{N1}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) + 2k_{N2}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) \\ +2k_{N3}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) + k_{N4}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) \end{bmatrix}\tag{EkA.3}$$

ve

$$\begin{aligned}k_{11}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= T_s f_1(\hat{x}_1[n-1], \dots, \hat{x}_N[n-1], u[n-1]) \\ &\vdots \\ k_{N1}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= T_s f_N(\hat{x}_1[n-1], \dots, \hat{x}_N[n-1], u[n-1]), \\ k_{12}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= T_s f_1(\hat{x}_1[n-1] + 0.5k_{11}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), \dots, \hat{x}_N[n-1]) \\ &+ 0.5k_{N1}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), u[n-1]) \\ &\vdots \\ k_{N2}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= T_s f_N(\hat{x}_1[n-1] + 0.5k_{11}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), \dots, \hat{x}_N[n-1]) \\ &+ 0.5k_{N1}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), u[n-1]),\end{aligned}\tag{EkA.4}$$

$$\begin{aligned}
k_{13}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= T_s f_1(\hat{x}_1[n-1] + 0.5k_{12}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), \dots, \hat{x}_N[n-1] \\
&\quad + 0.5k_{N2}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), u[n-1]) \\
&\quad \vdots \\
k_{N3}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= T_s f_N(\hat{x}_1[n-1] + 0.5k_{12}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), \dots, \hat{x}_N[n-1] \\
&\quad + 0.5k_{N2}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), u[n-1]), \\
k_{14}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= T_s f_1(\hat{x}_1[n-1] + k_{13}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), \dots, \hat{x}_N[n-1] \\
&\quad + k_{N3}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), u[n-1]) \\
&\quad \vdots \\
k_{N4}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= T_s f_N(\hat{x}_1[n-1] + k_{13}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), \dots, \hat{x}_N[n-1] \\
&\quad + k_{N3}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]), u[n-1]).
\end{aligned} \tag{EkA.5}$$

Ölçüm değerleri

$$u[n] = u[nT_s], y[nT_s] \tag{EkA.6}$$

ise zaman güncelleme denklemleri

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{x}}[n] &= \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1]), \\
\hat{y}[n] &= g(\hat{\mathbf{x}}[n]),
\end{aligned} \tag{EkA.7}$$

ve ölçüm güncelleme denklemleri

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{x}}[n-1] &\leftarrow \hat{\mathbf{x}}[n-1] + \Delta\hat{\mathbf{x}}[n-1], \\
\Delta\hat{\mathbf{x}}[n-1] &= \mu \frac{\partial F(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]}
\end{aligned} \tag{EkA.8}$$

şeklinde. (EkA.8) eşitliğinde geçen μ terimi daha sonra anlatılacaktır. RKGÖ'nün yakınsama koşulları, ikinci dereceden (kuadratik) Lyapunov kararlılık yaklaşımı kullanılarak elde edilir. Buradaki Lyapunov fonksiyonunun zaman indeksine göre değiştiği düşünülür.

$$\begin{aligned}
F(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) &= \frac{1}{2} (y[nT_s] - \hat{y}[n])^2, \\
&= \frac{1}{2} (g(\mathbf{x}[nT_s]) - g(\hat{\mathbf{x}}[n]))^2, \\
&= \frac{1}{2} (g(\mathbf{x}[nT_s]) - g(\hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1])))^2.
\end{aligned} \tag{EkA.9}$$

Yukarıdaki ifadelerle durum güncellemesi aşağıdaki şekilde yeniden yazılabilir:

$$\hat{\mathbf{x}}[n] = \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1] + \Delta\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1]), \tag{EkA.10}$$

(EkA.10) eşitliğine $\hat{\mathbf{x}}[n-1]$ civarında Taylor açılımı uygulanırsa,

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{x}}[n] &= \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1] + \Delta\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1]), \\
&\cong \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) + \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \Delta\hat{\mathbf{x}}[n-1]
\end{aligned} \tag{EkA.11}$$

elde edilir. RK gözetleyici hatası:

$$\mathbf{e}[n-1] = \mathbf{x}[(n-1)T_s] - \hat{\mathbf{x}}[n-1], \tag{EkA.12}$$

ve RK gözetleyici dinamikleri:

$$\mathbf{e}[n] = \mathbf{x}[nT_s] - \hat{\mathbf{x}}[n]. \tag{EkA.13}$$

$\mathbf{x}[nT_s]$, yeterince küçük bir T_s örnekleme zamanı için RK yaklaşımı ile tahmin edilebilir.

$$\mathbf{x}[nT_s] = \mathbf{x}[(n-1)T_s] + \mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), \tag{EkA.14}$$

burada

$$\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} k_{11}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) + 2k_{12}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) \\ +2k_{13}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) + k_{14}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) \\ \vdots \\ k_{N1}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) + 2k_{N2}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) \\ +2k_{N3}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) + k_{N4}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) \end{bmatrix} \tag{EkA.15}$$

ve

$$\begin{aligned}
k_{11}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) &= T_s f_1(x_1[(n-1)T_s], \dots, \\
&\quad x_N[(n-1)T_s], u[(n-1)T_s]) \\
&\quad \vdots \\
k_{N1}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) &= T_s f_N(x_1[(n-1)T_s], \dots, \\
&\quad x_N[(n-1)T_s], u[(n-1)T_s]), \\
k_{12}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) &= T_s f_1(x_1[(n-1)T_s] + 0.5k_{11}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), \dots, \\
&\quad x_N[(n-1)T_s] + 0.5k_{N1}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), u[(n-1)T_s]) \\
&\quad \vdots \\
k_{N2}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) &= T_s f_N(x_1[(n-1)T_s] + 0.5k_{11}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), \dots, \\
&\quad x_N[(n-1)T_s] + 0.5k_{N1}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), u[(n-1)T_s]),
\end{aligned} \tag{EkA.16}$$

$$\begin{aligned}
k_{13}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) &= T_s f_1(x_1[(n-1)T_s] + 0.5k_{12}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), \dots, \\
&\quad x_N[(n-1)T_s] + 0.5k_{N2}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), u[(n-1)T_s]) \\
&\quad \vdots \\
k_{N3}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) &= T_s f_N(x_1[(n-1)T_s] + 0.5k_{12}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), \dots, \\
&\quad x_N[(n-1)T_s] + 0.5k_{N2}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), u[(n-1)T_s]), \\
k_{14}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) &= T_s f_1(x_1[(n-1)T_s] + k_{13}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), \dots, \\
&\quad x_N[(n-1)T_s] + k_{N3}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), u[(n-1)T_s]) \\
&\quad \vdots \\
k_{N4}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) &= T_s f_N(x_1[(n-1)T_s] + k_{13}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), \dots, \\
&\quad x_N[(n-1)T_s] + k_{N3}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]), u[(n-1)T_s]).
\end{aligned} \tag{EkA.17}$$

Bu durumda $\mathbf{e}[n]$ şu şekilde yazılır:

$$\begin{aligned}
\mathbf{e}[n] &= [\mathbf{x}[(n-1)T_s] + \mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) - [\hat{\mathbf{x}}[n-1] + \Delta\hat{\mathbf{x}}[n-1] + \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])], \\
&= [\mathbf{x}[(n-1)T_s] - \hat{\mathbf{x}}[n-1]] + [\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) - \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) - [\Delta\hat{\mathbf{x}}[n-1]], \\
&= \mathbf{e}[n-1] + [\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) - \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])] + \mu \frac{\partial F(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]}, \\
&= \mathbf{e}[n-1] + [\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) - \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])] + \\
&\quad \mu \frac{\partial F(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial g(\hat{\mathbf{x}}[n])} \frac{\partial g(\hat{\mathbf{x}}[n])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]}, \\
&= \mathbf{e}[n-1] + [\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) - \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])] + \\
&\quad \mu \frac{\partial F(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial g(\hat{\mathbf{x}}[n])} \frac{\partial \hat{\mathbf{x}}[n]}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \frac{\partial g(\hat{\mathbf{x}}[n])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n]}, \\
&= \mathbf{e}[n-1] + [\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) - \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])] + \\
&\quad \mu \frac{\partial F(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial g(\hat{\mathbf{x}}[n])} \frac{\partial \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \frac{\partial g(\hat{\mathbf{x}}[n])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n]}, \\
&= \mathbf{e}[n-1] + [\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) - \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) - (g(\mathbf{x}(nT_s)) - \\
&\quad g(\hat{\mathbf{x}}[n]))(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \frac{\partial g}{\partial \mathbf{x}}).
\end{aligned} \tag{EkA.18}$$

$\mathbf{e}[n]$ tanımı ile $\mathbf{x}[(n-1)T_s]$ açılımı;

$$\mathbf{x}[(n-1)T_s] = \hat{\mathbf{x}}[n-1] + \mathbf{e}[n-1] \tag{EkA.20}$$

şeklinde tekrar yazıldığında $\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s])$ ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{k}(\mathbf{x}[(n-1)T_s]) = \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1] + \mathbf{e}[n-1]). \tag{EkA.21}$$

$\mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1] + \mathbf{e}[n-1])$ bileşeni $\hat{\mathbf{x}}[n-1]$ civarında Taylor açılımı yaklaşıklığı ile,

$$\mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1] + \mathbf{e}[n-1]) \cong \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \mathbf{e}[n-1]. \tag{EkA.22}$$

olarak yazılabilir. Benzer şekilde, $g(\mathbf{x}[nT_s])$ terimi ise

$$g(\mathbf{x}[nT_s]) = g(\hat{\mathbf{x}}[n] + \mathbf{e}[n]), \tag{EkA.23}$$

olarak yazılabilir. $g(\hat{\mathbf{x}}[n] + \mathbf{e}[n])$ terimi $\hat{\mathbf{x}}[n]$ civarında Taylor yaklaşımı ile,

$$g(\hat{\mathbf{x}}[n] + \mathbf{e}[n]) \cong g(\hat{\mathbf{x}}[n]) + \frac{\partial^T g(\hat{\mathbf{x}}[n])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n]} \mathbf{e}[n]. \quad (\text{EkA.24})$$

şeklinde düzenlenir. Bu aşamadan sonra $\mathbf{e}[n]$;

$$\begin{aligned} \mathbf{e}[n] &= \mathbf{e}[n-1] + [\mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1]) + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \mathbf{e}[n-1] - \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])] \\ &\quad - \mu \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \frac{\partial g}{\partial \mathbf{x}} \left[g(\hat{\mathbf{x}}[n]) + \frac{\partial^T g(\hat{\mathbf{x}}[n])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n]} \mathbf{e}[n] - g(\hat{\mathbf{x}}[n]) \right], \\ &= \mathbf{e}[n-1] + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \mathbf{e}[n-1] - \\ &\quad \mu \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \frac{\partial g}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial^T g}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{e}[n], \\ &= \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \mathbf{e}[n-1] - \\ &\quad \mu \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \frac{\partial g}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial^T g}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{e}[n]. \end{aligned} \quad (\text{EkA.25})$$

haline dönüşür. Artık hata dinamikleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{e}[n] + \mu \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \frac{\partial g}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial^T g}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{e}[n] = \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \mathbf{e}[n-1], \quad (\text{EkA.26})$$

ya da

$$\begin{aligned} \mathbf{e}[n] &= \left(\mathbf{I} + \mu \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \frac{\partial g}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial^T g}{\partial \mathbf{x}} \right)^{-1} \times \\ &\quad \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \mathbf{e}[n-1] \end{aligned} \quad (\text{EkA.27})$$

olarak yazılır. Burada $\frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]}$ terimi aşağıdaki bileşenlerden oluşmaktadır.

$$\frac{\partial k_{i1}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{x}_j[n-1]} = T_s \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right]_{\substack{x=\hat{\mathbf{x}}[n-1] \\ u=u[n-1]}}, \quad (\text{EkA.28})$$

$$\frac{\partial k_{i2}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{x}_j[n-1]} = T_s \left[\frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{k1}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right]_{\substack{x=\hat{\mathbf{x}}[n] + \frac{1}{2} k_{i1}[n-1] \\ u=u[n-1]}}, \quad (\text{EkA.29})$$

$$\frac{\partial k_{i3}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{x}_j[n-1]} = T_s \left[\frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{k2}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right]_{\substack{x=\hat{\mathbf{x}}[n] + \frac{1}{2} k_{i2}[n-1] \\ u=u[n-1]}}, \quad (\text{EkA.30})$$

$$\frac{\partial k_{i4}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{x}_j[n-1]} = T_s \left[\frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \frac{\partial k_{k3}[n]}{\partial \hat{x}_j[n]} \right] \Bigg|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n]+k_{i3}[n-1] \\ u=u[n-1]}}, \quad (\text{EkA.31})$$

μ terimi ise,

$$\mu \triangleq \frac{1}{\frac{\partial g}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial^T g}{\partial \mathbf{x}}}, \quad (\text{EkA.32})$$

olarak tanımlanmıştır. Bu durumda $\mathbf{e}[n]$ aşağıdaki formda yazılabilir.

$$\mathbf{e}[n] = \left(2\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right)^{-1} \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right) \mathbf{e}[n-1], \quad (\text{EkA.33})$$

Hata dinamiklerinin daha iyi görülebilmesi için bazı tanımlamalar yapılır:

$$\mathbf{D}[n-1] \triangleq \left(2\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right)^{-1} \left(\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{k}(\hat{\mathbf{x}}[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]} \right), \quad (\text{EkA.34})$$

Sonuç olarak, $\mathbf{e}[n]$ ifadesine ait hata dinamikleri şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{e}[n] = \mathbf{D}[n-1] \mathbf{e}[n-1]. \quad (\text{EkA.35})$$

Bu durumda, (Ek.35) eşitliğindeki dinamiklerin yakınsama koşulu, doğrusal zamanla değişen (LTV) ayrık zamanlı bir sistemin kararlılık problemi gibi düşünülebilir. Tasarlanan gözetleyici RKGO için temel varsayımlardan birisi, doğrusal-olmayan $f(\cdot)$ fonksiyonunun $\frac{\partial \hat{f}(\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]}$ şeklinde durumlara göre türetilebilir olduğudur. $\frac{\partial \hat{f}(\hat{\mathbf{x}}[n-1], u[n-1])}{\partial \hat{\mathbf{x}}[n-1]}$ matrisi her zaman sıfır olmayan değerlere sahiptir ve determinantı da her zaman sıfırdan farklıdır. Dolayısıyla, $\mathbf{D}[n]$ matrisi, normu $0.5 < \| \mathbf{D}[n] \| < 1$, aralığında kalan ($n = 1, 2, \dots, S$) reel değerli bir matristir. Burada $S = \frac{T}{T_s}$ ve T : uygulama zamanı, T_s ise örnekleme zamanıdır. LTV bir sistemin asimptotik kararlılık koşulu kullanılarak, normların çarpımının aşağıdaki sınır içinde kalması sağlanmalıdır (Bauer ve diğ. 1993).

$$\| \prod_{n=1}^S \mathbf{D}[n] \| < 1, \quad (\text{EkA.36})$$

(EkA.35) eşitliğinde verilen RKGO'ya ait hata dinamikleri (EkA.36)'deki kararlılık koşulunu sağlar. Hata dinamikleri matrisinin normları çarpımı ise $n \rightarrow \infty$ olduğunda sıfıra gider. Bu da $e[n]$ 'in asimptotik olarak sıfıra yakınsadığını gösterir.

9. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Meriç ÇETİN

Doğum Yeri ve Tarihi : Denizli, 08.12.1980

Lisans Üniversite : Pamukkale Üniversitesi

Y. Lisans Üniversite (varsa) : Pamukkale Üniversitesi

Elektronik posta : mcerin@pau.edu.tr

İletişim Adresi :Pamukkale Üniversitesi Bilgisayar Müh.
Bölümü, 2. Kat, Oda No: A206, Kınıklı
Kampüsü, DENİZLİ

Yayın Listesi :

• M. Çetin, S. İplikçi, "A Novel Auto-Tuning PID Control Mechanism for Nonlinear Systems", ISA Transactions, 2015 (In Press)

Konferans listesi :

• M. Çetin, S. İplikçi, "Parametre Kestirim Temelli Servo Kontrol", Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2014 Ulusal Toplantısı, TOK2014, Kocaeli Üniversitesi, 11-13 Eylül 2014, Kocaeli, TURKEY.

• M. Çetin, S. İplikçi, S. Beyhan, "State Estimation with Runge-Kutta Model-Based Nonlinear Observers", 26th European Conference on Operational Research-EURO2013, 1-4 July 2013, Rome, ITALY.

• M. Çetin, S. Beyhan, S. İplikçi, "Doğrusal Olmayan Sistemler için Runge-Kutta Model Tabanlı Uyarlamalı PID Denetleyici", Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2013 Ulusal Toplantısı, TOK2013, İnönü Üniversitesi, 26-28 Eylül 2013, Malatya, TURKEY.

• M. Çetin, S. Beyhan, S. İplikçi, "Runge-Kutta Model Tabanlı Doğrusal Olmayan Gözetleyici ile Durum Kestirimi", Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi

2012 Ulusal Toplantısı, TOK2012, Niğde Üniversitesi, 11-13 Ekim 2012, Niğde, TURKEY.

• M. Çetin, M. Aydos, "Using IEEE 802.1x Standard in Security of Electronic Health Records", 5th International Electrical and Computer Systems, EECS'08, European University of Lefke, 27-28 November 2008, Lefke, CYPRUS.

• Y. Öner, O. Gürdal, E. Çetin ve M. Çetin, "Küresel Motor Tabanlı Güvenlik Otomasyonu, Endüstri&Otomasyon Dergisi, Sayı:122, S:16-19, Mayıs 2007.

• M. Çetin, M. Aydos. "Elektronik Sağlık Kayıtları Güvenliğinde IEEE 802.1x Standardının Kullanılması". Ulusal Elektronik İmza Sempozyumu. 7-8 Aralık 2006, Ankara, TURKEY.

• M. Çetin, M. Karaman, M. Aydos. "Risk Oranı Yüksek Veri Yoğunluğuna Sahip Geniş Hastane Ağlarında IEEE 802.1x Standardı ile Ağ Güvenliği ve Otomatik VLAN Yapılandırmaları". IV. Bilgitek ve Akademik Bilişim 2006 Sempozyumu, 9-11 Şubat 2006, Denizli, TURKEY.

• M. Çetin, A.Uğur, Ş. Bayzan."İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağlarında Backpropagation Algoritmasının Sezgisel Yaklaşımı".IV. Bilgitek ve Akademik Bilişim 2006 Sempozyumu, 9-11 Şubat 2006, Denizli, TURKEY

• A.Uğur, Ş. Bayzan, M. Çetin."Kod Gizleme Analizleri Doğrultusunda Geliştirilen Ödev Değerlendirme Yazılımı".IV. Bilgitek ve Akademik Bilişim 2006 Sempozyumu, 9-11 Şubat 2006, Denizli, TURKEY.

• M. Çetin, M. Aydos. "Otomatik VLAN Yapılandırmalarında IEEE 802.1x Standardı Kullanımının Sistem Performansına Etkisi". İletişim Teknolojileri Ulusal Sempozyumu, Çukurova Üniversitesi, 17-19 Kasım 2005 .

• Y. Öner, O. Gürdal, E. Çetin ve M. Çetin, "Küresel Motor Tabanlı Güvenlik Otomasyonu, 3. Otomasyon Sempozyumu" 11-12 Kasım 2005, Denizli, TURKEY.

• M. Çetin, S. Altan, ve M. Aydos. "Kampus Ağlarında İstenmeyen Trafikğin Önlenmesi ve Sistem Performansının Arttırılması".4th International Advanced Technologies Symposium, September 28-30, 2005, Konya, TURKEY.