



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



ZAMANLA DEĞİŞEN BİR SİSTEMİN
ADAPTİF DURUM GERİBESLEMELİ
KONTROLÜ

Mehmet Latif LEVENT

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Mayıs-2021
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Mehmet Latif LEVENT tarafından hazırlanan “Zamanla Değişen Bir Sistemin Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrolü” adlı tez çalışması 21/05/2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

.....

Danışman

Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

.....

Üye

Prof. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ

.....

Üye

Doç. Dr. Akif DURDU

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Barış Samim NESİMİOĞLU

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Saadettin Erhan KESEN
Enstitü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Mehmet Latif LEVENT

21.05.2021

ÖZET

DOKTORA TEZİ

ZAMANLA DEĞİŞEN BİR SİSTEMİN ADAPTİF DURUM GERİBESLEMELİ KONTROLÜ

Mehmet Latif LEVENT

**Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

Danışman: Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

2021, 125 Sayfa

Jüri

**Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Prof. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ
Doç. Dr. Akif DURDU**

Dr. Öğr. Üyesi Barış Samim NESİMİOĞLU

Bu çalışmada, gürültüden ve bozucu etkilerden arındırılmış doğrusal bir sistemin durum geri beslemeli adaptif kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bunun için ilk olarak, ayrık zamanlı kalman filtresi ve indirgenmiş dereceli durum gözleyici kullanılarak sistemin durum değişkenleri tahmin edilmiş, elde edilen bu durumlar kullanılarak sistemin optimal kontrolü Lineer Kuadratik Regülatör (Linear Quadratic Regulator, LQR) metodu ile gerçekleştirilmiştir. LQR kontrol metodunda durum geri besleme kazanç matrisi sabit olduğundan, zamanla değişmeyen sistemlerde optimal kontrol performansı sağlanmasına rağmen, zamanla değişen sistemlerde istenilen performansı sağlayamadığı görülmüştür. Bu amaçla zamanla değişen sistemlerin de optimal kontrolü için LQR metodu, Lyapunov tabanlı adaptif bir mekanizma ile desteklenerek adaptif durum geribeslemeli denetleyici yapısı tasarlanmıştır. Böylece sisteme etki eden gürültü ve değişken yük etkileri minimize edilerek, sistem kararlılığı artırılmıştır.

Çalışmanın ikinci aşamasında; Yinelemeli En Küçük Kareler (Recursive Least Squares, RLS) tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol metodu ortaya konulmuştur. Burada ilk olarak denetlenen sistemin giriş/çıkış veri paketlerini kullanarak zamanla değişen sistemin matematiksel modelini veren bir sistem tanılama bloğu oluşturulmuştur. Bu blok sayesinde sistem sürekli izlenerek, zamanla değişen sistemin parametreleri güncellenmektedir. Güncellenen bu parametrelere göre LQR yenilenmekte, böylece değişen sistem parametrelerine göre sistemin kendi kendini ayarlaması sağlanmaktadır. Böylece RLS tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol yaklaşımı ile zamanla değişen yük etkileri minimize edilmiştir.

Çalışmada, simülasyon deneyleri için Değişken Yüklü Servo (Variable Loaded Servo, VLS) sistem modülüne ait Matlab/Simulink durum uzay modeli elde edilmiş ve önerilen yeni yöntemler ile sistem kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan deneylerde,

önerilen yöntem ile literatürde verilen kalman filtresi, indirgenmiş dereceli gözleyici ve LQR'nin birlikte kullanıldığı yöntem sonuçları karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar performans indeksleri referans alınarak değerlendirildiğinde, önerilen yöntemin, literatürdeki diğer çalışmalara göre gürültüyü, değişken yük etkisini ve sürekli durum hatasını daha iyi minimize ederek sistem performansını ve kararlılığını artırdığı görülmüştür.

Ayrıca öne sürülen yöntemlerin pratik uygulama sonuçlarını elde edebilmek amacıyla, Sanal Simülasyon Laboratuvarları (Virtual Simulation laboratories, VSIMLABS) servo kontrol deney donanımları üzerinde denemeler yapılmış ve performans indeksleri referans alınarak önerilen yöntemin etkinliği gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlardan simülasyon ve uygulama sonuçlarının uyumlu olduğu görülmektedir. Ayrıca simülasyon ve uygulama sonuçları analiz edildiğinde, öne sürülen yaklaşımın yük etkisini ve gürültüyü minimize ettiğini ve sistemin yüksek verimlilikte çalıştığını göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Adaptif Kontrol, Durum Geri Besleme, İndirgenmiş Dereceli Gözleyici, Kalman Filtresi, LQR, Lyapunov Kararlılık Kriteri, Sistem Tanılama, Yinelemeli En Küçük Kareler

ABSTRACT

PhD THESIS

ADAPTIVE STATE FEEDBACK CONTROL OF A TIME-VARYING SYSTEM

Mehmet Latif LEVENT

**Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical and Electronical Engineering**

Advisor: Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

2021, 125 Pages

Jury

**Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Prof. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ
Doç. Dr. Akif DURDU
Dr. Öğr. Üyesi Barış Samim NESİMIOĞLU**

This study conducted adaptive state feedback control of a linear system that was purified from noise and disruptive effects. For this purpose, first of all, state variables of the system were estimated by using a discrete-time kalman filter and reduced-order state observer. Optimal control of the system was performed by Linear Quadratic Regulator (LQR) method. Since the state feedback gain matrix is stable in LQR control method, it cannot display the desired performance in time-varying systems even though actualizing the optimal control performance in time-invariant systems. For this purpose, the adaptive state feedback controller structure was designed by supporting the Lyapunov-based adaptive mechanism to provide the optimal control of time-variant systems. Thus, stability has increased by minimizing the effects of noise and variable load.

Recursive least squares (RLS)-based adaptive state feedback control method was revealed in the second stage of the study. A system identification block that gives the mathematical model of a time-variant system by utilizing input/output data packages of the controller was established at first. Parameters of the time-variant system are updated by observing the system thanks to this block. LQR is renewed based on these updated parameters; thus, it is provided for the system to adjust itself based on changing system parameters. So, the effects of the time-variant load have been minimized via the RLS-based adaptive state feedback control approach.

Matlab/Simulink state-space model belongs to Variable Loaded Servo (VLS) system module was obtained for simulation experiments; system control was performed by the new methods offered. The offered method and Kalman filter in literature were compared with reduced-order observer and results of the method using LQR together. It is seen when the results are evaluated by considering performance indexes that the offered method increases the system performance and stability by minimizing noise and variable load better compared to other studies in the literature.

Moreover, there were performed trials on Virtual Simulation Laboratories (VSIMLABS) servo control testing equipment to obtain the practical application results of the proposed methods. The effectiveness of the method was observed by basing the indexes of performance. It is seen from the obtained results that the simulation and application results are compatible. Furthermore, simulation and practical application results reveal that the offered approach minimizes the load effect and noise and also the system operates at high efficiency.

Keywords: Adaptive Control, Kalman Filter, LQR, Lyapunov Stability Criterion, Recursive Least Squares, Reduced Order Observer, System Identification



ÖNSÖZ

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde değerli bilgilerini benden esirgemeyen, kıymetli zamanını ayırıp sabırla ve büyük ilgiyle beni dinleyen ve yardımcı olan, değerli danışman hocam Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU' ya sonsuz teşekkür ediyorum.

Eski adıyla Selçuk Üniversitesi yeni adıyla Konya Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümü çalışma arkadaşlarıma desteklerinden ve yardımlarından dolayı teşekkür ediyorum.

Son olarak çok kıymetli eşime ve çocuklarıma her zorlukta yanımda oldukları için şükranlarımı sunuyorum.

Mehmet Latif LEVENT
KONYA-2021

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT.....	vi
ÖNSÖZ	viii
İÇİNDEKİLER	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Tez Organizasyonu.....	6
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	8
2.1. Sistem Durum Tahmini ve LQR Kontrol Literatür Taraması.....	8
2.2. Model Referans Adaptif Kontrol Literatür Taraması.....	10
2.3. Sistem Tanılama Literatür Taraması.....	13
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	16
3.1. Değişken Yüklü Servo (VLS) Sistemin Durum Uzay Modeli.....	16
3.1.1. VLS Sistemin Sürekli Zamanlı Durum Uzay Modeli.....	16
3.1.2. VLS Sistemin Ayırık Zamanlı Durum Uzay Modeli.....	21
3.2. LQR Kontrol Metodu.....	23
3.2.1. Sürekli Zamanlı LQR Modeli.....	24
3.2.1. Ayırık Zamanlı LQR Modeli.....	25
3.3. Durum Gözleyiciler.....	26
3.3.1. Tam Dereceli Durum Gözleyiciler.....	26
3.3.2. İndirgenmiş Dereceli Durum Gözleyiciler.....	29
3.4. Kalman Filtreleri ile Durum Tahmini.....	31
3.4.1. Sürekli Zamanlı Kalman Filtresi.....	32
3.4.2. Ayırık Zamanlı Kalman Filtresi.....	33
3.5. Model Referans Adaptif Kontrol.....	35
3.5.1. MIT Kuralı.....	36
3.5.2. Lyapunov Kararlılık Kriteri.....	37
3.6. Sistem Tanılama.....	38
3.6.1. Sistem Tanılama ve Model Uydurma Algoritmaları.....	39
3.6.2. RLS Yöntemi ile Parametre Tahmini.....	41
4. SİSTEM DURUM TAHMİNİ VE VLS SİSTEMİN ADAPTİF LQR KONTROLÜ	48
4.1. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Durum Tahmini ve VLS Sistemin Adaptif-LQR Kontrolü.....	48
4.2. Ayırık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Durum Tahmini ve Adaptif LQR Kontrol	54

5. RLS TABANLI ADAPTİF DURUM GERİBESLEMELİ KONTROL	55
6. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....	58
6.1. Sabit Yüklü Servo Sistemin Yörünge Kontrolü Simülasyon Sonuçları	59
6.1.1. LQR Kontrol Metodu Simülasyon Sonuçları	59
6.1.2. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Simülasyon Sonuçları	61
6.1.3. Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Simülasyon Sonuçları	64
6.1.4. Sistem Tanılama ve Model Uydurma Algoritmaları Simülasyon Sonuçları	67
6.1.5. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Simülasyon Sonuçları	71
6.2. Sabit Yüklü Servo Sistemin Yörünge Kontrolü Uygulama Sonuçları	75
6.2.1. LQR Kontrol Metodu Uygulama Sonuçları.....	75
6.2.2. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Uygulama Sonuçları	77
6.2.3. Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Uygulama Sonuçları	80
6.2.4. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Uygulama Sonuçları	83
6.3. VLS Sistemin Yörünge Kontrolü Simülasyon Sonuçları	86
6.3.1. LQR Kontrol Metodu Simülasyon Sonuçları	86
6.3.3. Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Simülasyon Sonuçları	93
6.3.4. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Simülasyon Sonuçları	97
6.4. VLS Sistemin Yörünge Kontrolü Uygulama Sonuçları	100
6.4.1. LQR Kontrol Metodu Uygulama Sonuçları.....	100
6.4.2. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Uygulama Sonuçları	103
6.4.3. Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Uygulama Sonuçları	106
6.4.4. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Uygulama Sonuçları	111
6.5. Deneysel Sonuçların Değerlendirilmesi	114
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	117
7.1 Sonuçlar	117
7.2 Öneriler	119
KAYNAKLAR	120

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

u	: Kontrol Girişi
x	: Durum Değişkenleri
$\hat{x}$	: Tahmin Edilen Durum Değişkenleri
y	: Sistem Çıkışı
$\hat{y}$	: Tahmin Edilen Sistem Çıkışı
w_k	: İşlem Gürültüsü
v_k	: Ölçüm Gürültüsü
$J(\theta)$	: Maliyet Fonksiyonu
e	: Çıkış ile Referans Giriş Arasındaki Hata
γ	: Adaptif Kazanç Değeri
θ	: Parametre Değeri
$\hat{\theta}(t)$	: 't' Anında Tahmin Edilen Parametre Değeri
$\hat{y}(t \theta)$	: Tahmin Edilen Model Çıkışının Gradyanı
$\psi(t)$	: Parametrelerin Gradyanı
$\theta_0(t)$	: Gerçek Parametre Değerleri
λ	: Unutma Faktörü
R_1	: Parametre Değişim Kovaryans Matrisi
R_m	: Uç Direnci
k_t	: Tork Sabiti
k_m	: Ters EMK Sabiti
J_m	: Rotor Eylemsizliği
L_m	: Rotor İndüktansı
b_m	: Viskoz Sönüm Katsayısı
m_D	: Diskteki Yükün Kütlesi

r_D	: Disk Yük Yarıçapı
J_D	: Disk Eylemsizliği
K_{lqr}	: Durum Geribesleme Kazanç Matrisi
$r(t)$	: Referans Giriş İşareti
K_{new}	: Güncel Durum Geribesleme Kazanç Matrisi
y_m	: Referans Model Çıkış İşareti
λ^1, λ^2	: Kontrol Parametreleri

Kısaltmalar

KF	: Kalman Filtresi
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel
PI	: Oransal-İntegral
LQR	: Lineer Kuadratik Regülatör
DLQR	: Ayrık Zamanlı Lineer Kuadratik Regülatör
VSIMLABS	: Sanal Simülasyon Laboratuvarları
RLS	: Yinelemeli En Küçük Kareler
EKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
UAV, İHA	: İnsansız Hava Aracı
ARE	: Algebraic Riccati Denklemi
PMLSM	: Kalıcı Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motor
MRAC	: Model Referans Adaptif Kontrol
PALC	: Periyodik Adaptif Öğrenmeli Kontrol
PV	: Oransal-Hız
SPM	: Yüzeye Monte Edilmiş Sabit Mıknatıslı
PMSM	: Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor
aaKF	: İvme Destekli Kalman Filtresi
BLDCM	: Fırçasız Doğru Akım Motor
LTR	: Döngü Transfer Kurtarma
LQI	: Lineer Kuadratik İntegral
FFRLSM	: Unutma Faktörlü Yinelemeli En Küçük Kareler Yöntemi
LQ	: Lineer Kuadratik

LQG	: Lineer Kuadratik Gauss
AFTTC	: Aktif Hata Toleranslı İzleme Kontrolü
ISE	: Hatanın Karesinin İntegrali
AC	: Alternatif Akım
DC	: Doğru Akım
DAC	: Dijital-Analog Dönüştürücü
ADC	: Analog-Dijital Dönüştürücü
V-DAQ	: USB Tabanlı Veri Toplama Kartı
MIT	: Massachusetts Teknoloji Enstitüsü
LO	: Luenberger gözleyici
EMK	: Elektromotor Kuvveti
PC	: Kişisel Bilgisayar

1. GİRİŞ

Adaptif kontrol; sistem belirsizlikleri, değişken yük ve gürültü gibi bozucu etkilere karşı davranışını değiştirebilen denetleyici yapılar olarak tanımlanmaktadır. Adaptif denetleyiciler temelde, işlevselliği ve performansı artırmak amacıyla kullanılmaktadır. Bu tip sistemlerde ayarlanabilir parametreler ve durumlara bağlı olarak adaptasyon mekanizması tasarlanmaktadır. Literatürde; model referans adaptif kontrol, durum geri beslemeli adaptif kontrol, kendi kendini ayarlayan regülatör ve gerçek zamanlı parametre tahmin tabanlı adaptif kontrol gibi birçok adaptif denetleyici yapıları bulunmaktadır. Literatürde; kalıcı mıknatıslı senkron motor hız kontrolü (Demenko ve ark., 2013; Szczepanski ve ark., 2020), asenkron motor sürücü kontrolü (Orłowska-Kowalska ve Dybkowski, 2012), iki kütleli endüksiyon motor sürücü kontrolü (Orłowska-Kowalska ve ark., 2009), traktör römork mobil robot kontrolü (Khalaji ve Moosavian, 2013), uzay araçların kontrolü (Yeh ve applications, 2010) gibi birçok alanda adaptif kontrol uygulamaları görülmektedir.

Geleneksel adaptif kontrol sistemlerinin tasarımlarında, sistem kararlılığını artırmak amacıyla, Lyapunov kararlılık kriteri ve MIT (Massachusetts Institute of Technology) kuralı sıkça kullanılan yöntemlerdir. Referans model çıkış değerine göre parametre değerlerini ayarlayan bu yöntem bozucu etkilere karşı sistem performansını artırmayı amaçlamaktadır (Pankaj ve ark., 2011). Genellikle sistem performansında daha etkili olan Lyapunov tabanlı adaptif kontrol yöntemi farklı alanlarda ve kontrol mekanizmalarında tercih edilmektedir. Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) pozisyon kontrolünde (Lin ve ark., 2015; Lin ve ark., 2017), iki eksenli X-Y deneysel platformlarının kontrolünde (Mao ve ark., 2016; Wang ve ark., 2016), DC motor hız kontrolünde (Rashidi ve ark., 2015) ve daha birçok uygulamada Lyapunov tabanlı Adaptif kontrol yönteminin kullanıldığı görülmektedir.

Adaptif kontrol sistemlerinde, kapalı çevrim durum geribeslemeli tasarımlar da sıkça kullanılmaktadır. Durum geribeslemeli kontrol sistemlerinde, durum değişkenlerinin en doğru değerlerde tahmin edilmesi, sistem performansı ve sistemin verimli çalışması açısından oldukça önemlidir. Ölçülemeyen durum değişkenleri genellikle deterministik sistemlerde gözleyiciler (observers) veya stokastik sistemlerde kestirimciler (estimators) ile elde edilmektedir. Literatürde, sistem durumlarını gözlemleyen bir aygıt, durum gözleyicisi ya da sadece gözleyici olarak tanımlanmaktadır. Eğer durum gözleyicisi tüm durumları tahmin edebiliyorsa, buna tam

dereceli durum gözleyici (full-order state observer) denir. Eğer durum gözleyici durum vektörün boyutundan daha az durum tahmin edebiliyorsa, buna da indirgenmiş dereceli durum gözleyici (reduced-order state observer) ya da sadece indirgenmiş gözleyici denir. Bununla birlikte literatürde, temel olarak açık çevrim ve kapalı çevrim olmak üzere iki çeşit kestirimciden bahsedilmektedir. Açık çevrim kestirimciler, özellikle geçici ve kalıcı durum performansını etkileyen düşük hız parametre değişimleri gibi durumlarda, istenilen sonucu verememektedir. Parametre değerlerindeki sapmalara ve işaretteki gürültüye karşı sistem performansını artırmak için kapalı çevrim kestirimciler kullanılmaktadır. Kapalı çevrim bir kestirimci, gözleyici olarak da adlandırılmaktadır. Eğer sistem deterministik ise kullanılan gözlemciye deterministik gözleyici, aksi durumda rassal gözleyici olarak tanımlanmaktadır. Yaygın olarak kullanılan gözleyiciler Luenberger ve Kalman tipi gözleyicilerdir. Luenberger gözleyici (Luenberger Observer, LO) deterministik gözlemci sınıfında ve Kalman Filtreleri (KF) ise rassal gözleyici sınıfında yer almaktadır. Temel KF, yapısı gereği sadece doğrusal rassal sistemlere uygulanabilmektedir (Bishop ve Welch, 2001). Dolayısıyla, kalman filtreleri ortalama karesel hatayı en aza indirerek durumları tahmin edebilen ve bozucu etkileri minimize edebilen matematiksel bir metot olarak ifade edilmektedir. Bu filtre yapısı özellikle uzay ve askeri teknoloji gibi önemli alanlarda (Vetter, 2007; Teixeira ve ark., 2008; Chen ve ark., 2009; Hough ve Dynamics, 2012) robotik ve yörünge kontrol uygulamalarında (Haixia ve ark., 2016), yapay sinir ağları ile birlikte kullanılan çalışmalarda (Castañeda ve ark., 2013) ve farklı hibrit denetleyici tasarımlarında (Castaneda ve ark., 2011) kullanılmaktadır.

Durum çıkış değerlerinde oluşan hataların minimize edilmesini amaçlayan LQR kontrol, doğrusal optimal durum geribeslemeli kontrol olarak da adlandırılabilir. Bu metot sistem performansını ve kararlılığını artıran bir yöntemdir (Bilgiç ve ark., 2014). Aynı zamanda LQR yöntemi ile hesaplanan denetleyici kazanç katsayıları kullanılarak en uygun kontrol girişi üretilmektedir ve böylece istenen referans değere yakın bir cevap eğrisi elde edilmektedir (Kalman, 1960). Durum geri beslemeli servo kontrol sistemlerinde LQR kontrol (Tunyasirut ve ark., 2010), özellikle gürültülü ortamlardaki sistemin gerçek durumlarını tahmin eden kalman filtresi ile birlikte kullanılmaktadır (Zhi ve ark., 2017).

Sistem tanılama metotları olarak kullanılan Kalman Filtresi, Model Tip Konvertör, Parçacık Filtresi, Genişletilmiş Kalman Filtresi, Kokusuz Kalman Filtresi, Yinelemeli Polinom Model Tahmincisi ve RLS Tahmincisi gibi yaklaşımlar adaptif

kontrol sistemlerinde de karşılaşılmaktadır. Aynı zamanda sistemin giriş/çıkış veri paketleri kullanılarak Doğrusal Tanımlı Model (Linear Identified Model), Doğrusal Olmayan Gri-Kutu Modeli (Nonlinear Grey-Box Model), Doğrusal Olmayan ARX Modeli (Nonlinear ARX Model) ve Hammerstein-Wiener modeli gibi algoritmalar kullanılarak sistem için uygun modellemeler gerçekleştirilmektedir. RLS tahminci, Bozucu Gözleyici (Disturbance Observer) ve Lyapunov metodlarının birlikte kullanıldığı hibrit adaptif pozisyon denetleyici tasarımı (Oh ve Seo, 2017), DC motorun hız kontrolünde kullanılan, ayrık zamanlı kayan kip denetleyici tabanlı RLS tahminci metodu (Valladolid ve ark., 2016) ve DC motor modelinin parametrelerini tahmin eden RLS yaklaşımı (Brabc ve ark., 2016) adaptif denetleyici tasarımlara örnek gösterilebilmektedir. Geliştirilen adaptif tasarımlar başka sistemler üzerinden de denenmektedir. Tek tekerlekli bir robotun kararlı çalışmasının sağlamak için sistem parametre değerlerinin RLS metodu ile tahmin edildiği ve yüksek performanslı kontrolünün gerçekleştirildiği çalışmalar bulunmaktadır (Lee ve ark., 2019). Bir robotik manipölör üzerinde yapılan çalışmada, yükün doğrusal ivmelenme ve açısal hızlarını tahmin etmek için Kalman Filtresi (Kalman Filter, KF) ve yükün parametrelerinin tanımlamak için de RLS metodu birlikte kullanılarak adaptif bir yaklaşım öne sürülmektedir (Farsoni ve ark., 2018). Son yıllarda araştırmacıların odak noktası olmaya başlayan elektrikli araçlar üzerinde de RLS tabanlı adaptif yöntemler kullanılmaktadır. Özellikle elektrikli araçların çok önemli bir parçası olan lithuim-ion bataryalarının yüksek performansda çalışması için; adaptif unutma faktörlü yinelemeli en küçük kare yöntemi (Sun ve ark., 2019), RLS–adaptif genişletilmiş kalman filtre algoritması (Zhou ve ark., 2019) ve adaptif sezgisel kritik (Heuristic Critic) tabanlı RLS algoritması (Moghaddam ve ark., 2020) gibi yaklaşımlar sistem tanılama ve denetleyici tasarımlarında tercih edilmektedir. Bununla birlikte, sistem tanılama algoritmaları, Lineer Zaman Gecikmeli (Linear Time-Delay) sistemler (Dong ve ark., 2017; Sumer ve ark., 2017; Zhang ve ark., 2020), uçak hareket kontrolü (Deori ve ark., 2016; Venrooij ve ark., 2016), hava trafik kontrolü (Smolenski, 2007) ve adaptif trafik kontrolü (Yin ve ark., 2019) gibi alanlarda da kullanılmaktadır.

Zamanla değişen bir sistem (Time Varying System, TV), çıkış cevabının hem gözlem anına ve hem de giriş sinyalinin uygulama anına bağlı olduğu sistem olarak tanımlanmaktadır (Cherniakov, 2003). Başka bir deyişle, referans giriş işaretindeki zaman gecikmesi veya zaman ilerlemesi, sistem cevap yanıtını zaman içinde kaydırmakla kalmaz, aynı zamanda diğer parametreleri ve sistem davranışını da

etkilemektedir. Zamanla değişen sistemler, farklı zamanlarda aynı giriş işaretine farklı yanıt vermektedir. Zamanla Değişmeyen Sistemlerde (Time Invariant Systems, TIV) ise, bunun tersine sistem her zaman aynı giriş için aynı sonucu vermektedir.

Diğer zamanla değişen sistemler, doğrusal olmayan sistemler gibi davranış sergileyebilmektedir. Eğer sistem hızlı bir şekilde değişim gösterir ise ölçümler arasında önemli ölçüde farklılıklar ortaya çıkmaktadır. Zamanla değişen sistemlerin özellikleri aşağıda maddeler halinde sıralanmaktadır:

- Zamana bağımlı olarak çalışmaktadır.
- Normalde bir dürtü girişine karşı cevap eğrisi bulunmaz. Fakat çalışmanın her anında ve periyodunda dürtü tepkisinin bilinmesi durumunda; sistem bu dürtü tepkisi ile tanımlanabilmektedir.
- Zamanla değişen sistemler sabit değildir.

Parametreleri zamanla değişen doğrusal sistemler, Lineer Zamanla Değişen (Linear-Time Variant, LTV) sistemler olarak tanımlanmaktadır. Denklem (1.1)'de verilen LTV sistemlerde, zamana (t) ve değişen giriş parametrelerine (x(t)) bağlı matematiksel ifadeler kullanılmaktadır.

$$y(t) = f(x(t), t) \quad (1.1)$$

Aşağıda bazı LTV sistem örnekleri verilmektedir. Bu tip sistemlerde LTV modellemeleri, zamanla değişmez sistem varsayarak yapılmaktadır.

- Uçak – Kalkış sırasında kontrol yüzeyleri, seyir, hem iniş hem de yakıt tüketimi nedeniyle sürekli azalan ağırlık gibi etkilerden dolayı zamanla değişen karakteristik özellik taşımaktadır.
- Dünya'nın albedo'sundaki değişiklikler ve atmosferdeki sera gazlarının varlığı nedeniyle dünyanın termodinamik tepkisi zamanla değişmektedir (Sung ve ark., 2015; Alzahrani ve ark., 2017).
- Herhangi bir transfer fonksiyonu ile ifade edilebilen insan ses yolu, ses organlarının şekline bağlı olarak zamanla değişen bir sistemdir (Strube, 1982).
- Dijital sinyal işlemedeki (DSP) adaptif filtreler, zamanla değişen filtrelerdir. Adaptif filtreler zamanla sürekli olarak değişen giriş referans sinyalini izleyen denetleyici tasarımlarında kullanılmakta ve gürültü gibi bozucu etkiler kompanze edilmektedir (Gaydecki, 2004).

Tez çalışmasında pratik uygulamaların gerçekleştirildiği zamanla değişen servo sistemde (VSIMLABS) tahrik elemanı olarak fırçalı DC motor kullanılmış ve ortaya konulan kontrol algoritmaları buna göre düzenlenmiştir. Endüstriyel uygulamalarda tahrik elemanı olarak uzun yıllardır yaygın kullanılan fırçalı DC motorlar; düşük maliyetli ve kolay kontrol edilebilir olmaları sebebiyle halen birçok mühendislik uygulamalarında tercih edilmektedir. Bu motorlar küçük oyuncaklardan lokomotiflere kadar birçok uygulama alanında kullanılmaktadır (Su ve Tan, 2011). Günümüzde DC motor kontrol tasarımları, açık çevrimden (Castle ve Bobis, 1992) ziyade kapalı çevrim (Ponce ve ark., 2020) olarak gerçekleştirilmektedir. Bozucu etkilerin olmadığı ortamlarda klasik Oransal-İntegral-Türevsel (Proportional Integral Derivative, PID) kontrol tasarımları yeterli olmaktadır. Fakat değişken yük ve gürültü gibi bozucu etkilerin olduğu ortamda sistem performansı düştüğünden dolayı adaptif kontrol türü ileri tasarımlar kullanılmaktadır (Ristanović ve ark., 2012; Liem ve ark., 2015; Premkumar ve Manikandan, 2015).

Literatürde, DC motorların pozisyon, hız ve akım kontrolü ile ilgili birçok çalışma bulunmaktadır. Matematiksel modeli bilinen sistemlerde, PID denetleyici veya LQR kontrol sıklıkla kullanılan yöntemlerdir. Tahrik elemanı olarak DC motorun kullanıldığı sistemlerde, zamanla değişen yükler ve sisteme etki eden bozucu etkiler oluşması durumunda, sabit kazanç katsayılı PID denetleyiciler veya LQR ile bu etkileri yok etmek mümkün değildir. Sistemin istenilen kriterlere uygun kontrol edilebilmesi için farklı adaptif kontrol yöntemleri öne sürülmektedir. Örneğin yapılan bir çalışmada; değişken yük etkisini kompanze eden ve PID parametrelerini otomatik ayarlayan Adaptif Bulanık PID kontrol metodu sisteme uygulanmakta ve istenilen cevap eğrileri elde edilmektedir (Has ve ark., 2017). PID denetleyici parametrelerini çevrimiçi ayarlayan RLS yaklaşımı (Sahputro ve ark., 2017), LQR geri besleme matris değerini Oransal-İntegral (Proportional Integral, PI) denetleyici ile optimize eden ve sürekli durum hatasını azaltan hibrit denetleyici tasarımı (Wang ve ark., 2020) öne sürülen diğer adaptif çalışmalar arasında bulunmaktadır.

Birçok kontrol uygulamasında, sistemin parametre değerleri zamanla değiştiği için, ortaya konulan denetleyici yapılarının, değişken çevre koşullarına uyum sağlayacak şekilde tasarlanması gerekmektedir (Zhang ve ark., 2003). Dolayısıyla Doğrusal Zamanla Değişen (Linear Time-Varying, LTV) sistemlerin optimal kontrolü için öne sürülen kontrol yöntemleri ile bozucu etkilerin minimize edilmesi

amaçlanmaktadır. Ayrıca ortaya konulan yöntemlerin bu tip sistemlerde istenilen kriterlere uygun sonuçlar vermesi çalışmanın başarısı açısından önemlidir.

1.1. Tez Organizasyonu

Bu tez çalışması; giriş, kaynak araştırması, materyal ve yöntem, sistem durum tahmini ve VLS sistemin adaptif LQR ile kontrolü, RLS tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol, araştırma sonuçları ve tartışma, sonuçlar ve öneriler olmak üzere yedi ana bölümden oluşmaktadır.

Giriş bölümünde; tezin kapsamı ve çalışmada kullanılan yöntemlerin önemi ile ilgili bilgiler verilmektedir.

Kaynak araştırması bölümünde; kullanılan yöntemlerle ilgili geniş bir literatür incelemesi yapılmaktadır. Bu bölüm, geçmişten günümüze kadar yapılan çalışmalar hakkında bilgiler içermektedir.

Materyal ve yöntem bölümünde; denetlenen sistemin sırasıyla sürekli zamanlı ve ayrık zamanlı durum uzay modelleri, LQR kontrol metodu, durum gözleyiciler, kalman filtreleri, model referans adaptif kontrol ve sistem tanılama gibi yöntemlerle ilgili genel uygulama bilgileri verilmektedir.

Sistem durum tahmini ve VLS sistemin adaptif LQR kontrolü bölümünde; öncelikle önerilen adaptif LQR kontrol metodunun modellenmesi ve sisteme uygulanması ile ilgili bilgiler verilmektedir. Ayrıca bu bölümde durum tahmini için kullanılan Kalman Filtresi ve indirgenmiş dereceli durum gözleyici tasarımları ele alınmaktadır.

RLS tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol bölümünde; RLS yöntemi ile parametre tahmini, ayrık zamanlı durum uzay modelleme, çevrimiçi ayrık zamanlı LQR metodu gibi yöntemler kullanılarak gerçekleştirilen adaptif durum geribeslemeli kontrol metodu ele alınmaktadır.

Araştırma bulguları ve tartışma bölümünde; önerilen adaptif durum geribeslemeli VLS sistemin simülasyon ve uygulama sonuçları verilmektedir. Farklı metotlarla gerçekleştirilen simülasyon ve uygulama sonuçları ‘tartışma’ alt başlığında değerlendirilmektedir.

Son olarak sonuçlar ve öneriler bölümünde; önerilen kontrol metotlarının diğer metotlara göre üstünlüklerinden bahsedilmekte ve özet şeklinde genel bir değerlendirme

verilmektedir. Bu bölümde ayrıca, tez çalışması boyunca edinilen bilgi ve tecrübeler ışığında, konu ile ilgili gelecek çalışmalarla ilgili önerilerde bulunmaktadır.



2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Kontrol sistemlerinde; öne sürülen metodun, farklı çevre koşulları ve bozucu etkilere rağmen istenilen kriterlere uygun ve yüksek performansta çalışması önem arz etmektedir. Literatürde, zamanla değişen sistemlerin optimal kontrolünde, ortaya konulan problemleri çözmek amacıyla, farklı yapıda birçok sistem tanılama ve denetim tasarımları önerilmektedir. Sistem durum tahmini, Sistem model tanılama, Model Referans Adaptif Kontrol (Model Reference Adaptive Control, MRAC), Öz ayarlamalı kontrol (Self Tuning Control), Öğrenmeli kontrol, LQR kontrol gibi yaklaşımlar en çok kullanılan metotlar arasında yer almaktadır. Tez çalışmasında kullanılan kontrol ve sistem tanılama metotları ile ilgili kaynak araştırması, aşağıda başlıklar halinde geniş bir biçimde sunulmaktadır.

2.1. Sistem Durum Tahmini ve LQR Kontrol Literatür Taraması

LQR kontrol metodu literatürde popüler olarak kullanılan doğrusal optimal kontrol yöntemidir. Sistem durum tahmini için tercih edilen Kalman filtresi ile LQR metodunun birlikte kullanıldığı sistem tasarımlarında, parametre değerlerinde meydana gelen sapmalardan dolayı, istenilen cevap eğrilerini elde etmek çok zordur. (Aravind ve ark., 2017) tarafından yapılan çalışmada, Genişletilmiş Kalman Filtresi (Extended Kalman Filter, EKF) ile sistem parametre değerleri ve sistemin bilinmeyen durumlarının tahmini gerçekleştirilmiş ve bu değerler LQR metodunda kullanılmıştır. Tasarlanan denetleyici yapısı ile DC motorun pozisyon kontrolü gerçekleştirilmiştir.

(Khamseh ve Janabi-Sharifi, 2017) tarafından yapılan çalışmada, robotik bir manipülatör eklenen insansız hava aracının (Unmanned Aerial Vehicle, UAV) modellemesi, durum tahmini ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. Çalışmada ilk olarak UAV ve robotik manipülatör için Euler-Lagrange yaklaşımı kullanılarak modelleme yapılmıştır. Elde edilen model doğrusallaştırılarak, LQR kontrol metodunda kullanılmış ve sistemin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Çalışmada sistem durumları, Kalman filtre tabanlı bir algoritma kullanılarak elde edilmiştir.

(Yu ve ark., 2014) tarafından yapılan çalışmada, Qball-X4 olarak bilinen dört rotorlu bir insansız helikopter için araç performansını olumsuz etkileyen aktüatör hatalarını tespit eden ve irtifa kontrolünü sağlayan bir metot geliştirilmiştir. Qball-X4'ün yüksekliğini kontrol etmek için Kalman filtresi ve Lineer Kuadratik (Linear Quadratic,

LQ) tekniğine dayalı denetleyici entegrasyonu ile hata algılama ve durum tahmini gerçekleştirilmiştir. Bu metot, işlem ve ölçüm gürültülerine karşı yüksek performans sağlamış ve Qball-X4 helikopter platformunda uygulanmıştır.

Kontrol sistemlerinde sıkça kullanılan PID metodu zamanla değişmeyen doğrusal sistemlerde iyi sonuçlar vermesine rağmen, zamanla değişen yüklü ya da gürültülü ortamlarda istenilen sonucu veremediği görülmüştür. Bu problemi çözmek için (Schuhmann ve ark., 2011) tarafından yapılan bir çalışmada, bozucu etkileri minimize eden optimum durum tahmini ve durum geribesleme kontrol yapabilen bir denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan kontrol metodu, gerçek zamanlı manyetik yatak kontrolünde kullanılmıştır. Çalışmada EKF ve optimal durum geribesleme regülatöründen oluşan Doğrusal Kuadratik Gauss (Linear Quadratic Gauss, LQG) denetleyicisi uygulanmıştır.

LQG tabanlı optimal denetleyici kullanılarak aktif süspansiyonlu bir aracın sürüş konforunu ve yol tutuş özelliklerini geliştirmek mümkündür. Denetlenen sistem modellemesinin doğru bir şekilde yapılması, LQG kontrol metodunun başarımının yüksek olması için en önemli faktörlerden birisidir. Fakat gürültülü ortamda ve tek bir eylemsizlik ölçüm cihazı kullanılarak doğru sistem modellemesinin gerçekleştirilmesi oldukça zordur. (Attia ve ark., 2017) tarafından yapılan çalışmada, gerçek sistemin tüm durumları kalman filtresi ile tahmin edildikten sonra sistemin kontrolü LQR metodu ile gerçekleştirilmiştir. Böylece gürültüden arındırılmış durumlar tahmin edilmiş ve doğru modelleme yapılarak yüksek performans sağlanmıştır.

(Zhong ve ark., 2018) tarafından yapılan çalışmada; aktüatör hatalarını minimize etmek için, Aktif Hata Toleranslı İzleme Kontrolü (Active Fault-Tolerant Tracking Control, AFTTC) kullanılarak, Quadrotor İnsansız Hava Aracının (İHA) kontrolü sağlanmıştır. Aktüatör arızalarının yokluğunda, LQR kullanılarak tasarlanan denetleyici yapıları ile durum geribesleme gerçekleştirilmiştir. Böylece sistem kararlılığı ve istenen izleme performansı sağlanmıştır. Çalışmada aktüatör arızaları oluştuğunda ise, eşzamanlı durum ve arıza tahmini için uyarlanabilir iki aşamalı bir Kalman Filtre Tahmincisiinden yararlanılmıştır.

(Das ve Halder, 2014) tarafından yapılan çalışmada; füze kontrolü için LQG, Döngü Transfer Kurtarma (Loop Transfer Recovery, LTR) ve Lineer Kuadratik İntegral (Linear Quadratic Integral, LQI) kontrol metotları ile tasarlanan yeni bir hibrit denetleyici yaklaşımı kullanılmıştır. LQG kontrol tasarımı iki adımda gerçekleştirilmiştir. İlk olarak gürültülü ortamda durum tahmini için kalman filtresi

sisteme eklenmiş ve daha sonra tahmin edilen durumlar LQR metodunda kullanılmıştır. Ayrıca füze konum kontrol performansını ve LQG denetleyici başarımını artırmak amacıyla LTR ve LQI yaklaşımları kullanılmıştır. Sistemin kararlılık bölgesinde kalması için LTR metodu ve sistemin izleme performansını artırmak için LQI metodu uygulanmıştır. Böylece optimal durum geribesleme kontrolü sağlanmıştır.

Literatür taramalarında en yaygın kullanılan gözleyici tipi olarak Kalman Filtreleri karşımıza çıkmaktadır. Bunun dışında tam dereceli gözleyici Luenberg gözleyici ve indirgenmiş dereceli gözleyici yapıları da tercih edilmiştir. Örneğin (Tang ve Li, 2012) tarafından yapılan çalışmada; ölçülemeyen durum çıkışlarını tahmin etmek için indirgenmiş dereceli gözleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Daha sonra LQR ve İntegral Durum Büyütme (Integral State Augmentation) yöntemleri kullanılarak, küçük ölçekli insansız hava helikopterinin optimum kontrolü sağlanmıştır.

Yapılan çalışmalarda; sistemin ölçülen ve ölçülemeyen tüm durumlarını tahmin etmek için sıklıkla tam dereceli gözleyiciler tercih edilirken, bunun yanında sadece ölçülemeyen sistem durumlarını tahmin etmenin işlem karmaşıklığı ve tasarımlardaki zorlukları önleme açısından önemli olduğu tespit edilmiştir. Bununla ilgili (Zhang ve ark., 2019b) tarafından yapılan bir çalışmada, hem tam dereceli gözleyici hem de indirgenmiş dereceli gözleyici ile durum tahminleri yapılmış ve aynı sonuçlar elde edilmiştir. Böylece aynı koşullarda tam dereceli bir gözleyici yerine indirgenmiş dereceli gözleyici kullanmanın sisteme olumsuz bir etki oluşturmadığı kanıtlanmıştır.

İki tekerlekli robotların denge kontrolünü gerçekleştirmek için birçok metot öne sürülmüştür. (Uddin ve ark., 2017) tarafından yapılan çalışmada; LQR kontrol metodu ile performans indeksi minimize edilerek kazanç değeri hesaplanmıştır. Luenberg gözleyici ile eğim açısı tahmini gerçekleştirilmiş ve tahmin edilen tüm durumlar ile durum geribeslemeli kontrol tasarımı yapılmıştır.

2.2. Model Referans Adaptif Kontrol Literatür Taraması

Model referans adaptif kontrol metotlarında istenilen cevabın elde edilebilmesi için MIT kuralı ve Lyapunov kararlılık kriteri yaygın olarak kullanılmaktadır. (Kamalasadan ve Ghandakly, 2009) arkadaşları tarafından yapılan çalışmada; otonom robotların minimum hata ile takibi için akıllı adaptif kontrol tasarımı geliştirilmiştir. Çalışmada adaptif kontrol metodu için iki algoritma kullanılmıştır. İlk algoritma, sistemin kapalı çevrim dinamiklerindeki değişiklikleri izleyen bir nöron denetleyicidir.

İkinci algoritma ise parametre değişimleri olduğunda sistem dinamiklerini kontrol eden MRAC tabanlı adaptif bir denetleyicidir. Sistemin kapalı döngü kararlılığı için Lyapunov metodu kullanılmıştır.

Çok sayıda yer gözlemevinde, bilimsel araştırma amacıyla küçük boyutlu yer teleskopları kullanılmaktadır. Bu tür teleskoplar için, farklı mevsimlerde meydana gelen değişken rüzgâr hızı etkileri, teleskopa eklenen farklı bilimsel ekipmanlardan dolayı oluşan kütle değişimi ve yeniden konumlandırma gibi üç temel probleme çözüm amaçlı değişik çalışmalar yapılmıştır. (Keskin ve ark., 2020) tarafından yapılan çalışmada; bu sorunları çözmek amacıyla, yer tabanlı küçük alt-azimut teleskopları için adaptif bir denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Lyapunov metodu kullanılarak sistemin asimptotik kararlılığı sağlanmıştır.

Askeri alanda, tasarlanan tank namlularının izlediği yörünge doğru bir şekilde hedefe ulaşmak için çok önemlidir. Bu amaçla (Tian ve ark., 2020) tarafından yapılan çalışmada, Lyapunov kural tabanlı yinelemeli bir denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Öne sürülen yinelemeli öğrenme metodu ile bilinmeyen periyodik parametrelerin tahmini gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları analiz edildiğinde, önerilen yaklaşımın iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Kalıcı Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motor (Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM) tahrikli servo sistemlerde, performansı düşüren en önemli etkenlerden biri kuvvet dalgalanmasıdır. (Zhang ve ark., 2019a) tarafından yapılan çalışmada; kuvvet dalgalanma etkisini kompanze eden ve sistem performansını artıran, model referans adaptif kontrol ve periyodik adaptif öğrenmeli kontrol (Model Reference Adaptive Control-Periodic Adaptive Learning Control, MRAC-PALC) yaklaşımı geliştirilmiştir. Ayrıca çalışmada, Lyapunov kararlılık teoremi aracılığıyla kararlılık analizi yapılmıştır.

(Qutubuddin ve Yadaiah, 2018) tarafından yapılan çalışmada; kalıcı mıknatıslı senkron motorun sensörsüz kontrolü için, akıllı uyarlanabilir bir mekanizma sunulmuştur. Rotor hızını, rotor pozisyonunu ve motor parametrelerini tahmin etmek için model referans adaptif sistem mekanizması tasarlanmıştır. Kontrol sistemi tasarımında, ‘beyin duygusal denetleyici’ olarak adlandırılan akıllı bir denetleyici mantığından yararlanmıştır. Beyin duygusuna dayalı uyarlanabilir mekanizmada, Lyapunov kuralı ile referansın durum izleme hatası minimize edilmiştir. Ayrıca beyin duygusal kontrol tabanlı hız düzenleyici kullanılarak, rotor hız kontrol performansı artırılmıştır.

Çift eksenli hareket sisteminin çapraz bağlantı (biaxial cross-coupling) konum kontrol sistemlerinde, sistemin eş zamanlı çalışma performansını ve kararlılığını artırmak çok zordur. (Chen ve ark., 2016) tarafından öne sürülen uyarlanabilir çapraz bağlantı kontrol metodu, çift eksenli çapraz bağlantı sistemine uygulandığında iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Hem kararlılığı hem de eş zamanlı performansı artırmak ve bozucu etkileri minimize etmek için Narendra adaptif kontrol yöntemi kullanılmıştır. Bu çalışmada önerilen yöntemin kararlılık analizi Lyapunov kararlılık teorisi uygulanarak yapılmıştır. Yapılan simülasyon ve deneysel sonuçlara göre, bu yöntemin hem eş zamanlı performansı ve hem de kararlılığı aynı anda iyileştirdiği görülmüştür.

(Daachi ve ark., 2015) tarafından yapılan insan diz eklemi rehabilitasyon çalışmasında; bir ortezin kontrolünü sağlayan adaptif bir yaklaşım sunulmuştur. Bu yöntemin temel amacı, terapistler tarafından önerilen hareket kurallarını, hastaların takip etmelerini sağlamaktır. Uygulamada elektrikle çalışan bir motor vasıtasıyla mekanik ortez hareketi sağlanmıştır. Hastalara ait boy, kilo vb. bilgilere ihtiyaç duyulmadan mekanik ortez kullanılmıştır. Kullanıcıya zarar verebilecek ani geçişlerden kaçınmak amacıyla, istenilen kriterleri sağlayan referans bir model tasarlanmıştır. Sistem kararlılığı Lyapunov metodu ile sağlanmıştır. Böylece sisteme etki eden bozucu etkilere rağmen, yüksek performans sağlanmıştır.

İki servo motor kullanılarak serbest topun x-y düzleminde dengede tutulması, doğrusal olmayan bir problemdir. Bazı çalışmalarda, x ve y eksenlerinde topun bir plaka üzerindeki konumunu kontrol etmek için geleneksel PID denetleyici ve Orantı-Hız (Proportional Velocity, PV) gibi yöntemler kullanılmıştır. Fakat sistemin doğrusal olmaması, parametrelerdeki değişimler ve belirsizliklerden dolayı hem PID hem de PV kontrol metotlarının istenilen sonuçları vermediği, bu nedenle alternatif kontrol yöntemlerinin ortaya konulduğu görülmektedir. (Mani ve ark., 2018) tarafından yapılan çalışmada; bu problemi gidermek amacıyla model referans adaptif kontrol (MRAK) tabanlı PID denetleyici öne sürülmüştür. Kapalı döngü referans model, kutup yerleştirme tekniğinden yararlanılarak tasarlanmıştır. Optimum performans elde etmek için PID parametreleri MRAK tarafından belirlenmiştir. MRAK metodu için MIT kuralı ve Lyapunov kararlılık kriteri kullanılarak sistem tasarımı ve kararlılığı sağlanmıştır.

(Ali ve ark., 2017) tarafından yapılan çalışmada; İHA'nın istenen (konum ve irtifa) izleme yanıtını elde etmek için hibrit bir kontrol tasarımı önerilmiştir. Hibrit denetleyici, model referans adaptif kontrol, kutup yerleştirme ve MIT kuralı ile sağlanan sistem tasarımı olmak üzere üç aşamada gerçekleştirilmiştir. Önerilen kontrol şeması,

İHA'nın istenen pozisyon ve konumunu takip etmek için bilgisayar tabanlı simülasyonlarla test edilmiştir. Lyapunov kuralı ve MIT kuralı ile tasarlanan MRAK yapıları, performans açısından karşılaştırılmıştır. Bozucu etkiler ve parametre belirsizliklerine rağmen, önerilen her iki yöntemin sistem kararlılığı, hızlı bir şekilde hatanın minimize edilmesi, kalıcı durum hatasının sıfırlanması gibi kriterleri sağlandığı görülmüştür.

Manyetik kaldırma sistemi, çelik bilyenin serbest uzayda konum kontrolünü sağlayan ve kontrol laboratuvarlarında sıkça kullanılan, popüler bir deneysel donanımdır. Sistemin doğrusal olmaması ve parametre belirsizliğinin yüksek olması, bilye pozisyonunun geleneksel geri beslemeli denetleyiciler ile kontrol edilmesini zorlaştırmaktadır. Bu problemi çözmek amacıyla (Singh ve Kumar, 2015) tarafından yapılan çalışmada; adaptif PID tabanlı MRAK metodu geliştirilmiştir. Önerilen yöntemde adaptasyon mekanizması için MIT kuralı kullanılmıştır.

2.3. Sistem Tanılama Literatür Taraması

Son yıllarda, Asenkron motor pozisyon ve hız kontrolü uygulamalarında, dinamik kararlılığı artırmak amacıyla ortaya konulan denetleyici yapıları önem kazanmıştır. Sistem parametrelerindeki değişimlerden dolayı, geleneksel kontrol metotları kullanarak istenilen sonucu elde etmek mümkün değildir. (Campos ve ark., 2017) tarafından yapılan çalışmada; RLS tabanlı parametre tahmini için yığın tahminci (batch estimator) ve yinelemeli tahminci olmak üzere iki farklı metot kullanılmıştır. Motor bir vektör kontrol sistemi tarafından sürüldüğünde, bu sayede elektrik parametrelerinin güncellenmesi amaçlanmıştır.

(Lee, 2017) tarafından yapılan çalışmada; MRAK tekniği kullanılarak yüzey montajlı sabit mıknatıslı (Surface-Mounted Permanent Magnet, SPM) motorlar için yeni bir parametre tahmin yöntemi geliştirilmiştir. Önerilen algoritma, çamaşır makinelerinde kullanılan bir SPM motoruna uygulanmıştır. Bu tahmin yöntemi, d veya q eksenli akım hatasını kullanarak, stator endüktansını ve akı bağlantısını tanımlamıştır. Ölçüm gürültülerini azaltmak ve ölü zaman etkisini ortadan kaldırmak için RLS yöntemi kullanılarak, stator direnç değeri tespit edilmiştir.

Kalıcı mıknatıslı senkron motorlar (PMSM), küçük hacmi, yüksek verimliliği ve güç yoğunluğu nedeniyle elektrikli araçlar için tercih edilen motor haline gelmiştir. (Xiao ve ark., 2017) tarafından yapılan çalışmada; modifiye PI metodu ile kalıcı

mıknatıslı senkron motorun hız ve akım kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sönümleme katsayısı, bant genişliği gibi kontrol parametreleri ve motor parametreleri referans alınarak PI parametre değerleri hesaplanmıştır. Ayrıca, stator endüktansı, stator direnci ve rotor akısını içeren PMSM parametreleri, unutma faktörlü RLS yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Böylece hem yeni bir PI metodu hem de RLS tabanlı parametre tahmin metodu birlikte kullanılarak adaptif bir denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Bilindiği üzere, bazı hastalıkların, insan vücudunun nöromüsküler yapısına zarar verdiği tespit edilmiştir. Bu hastalıklara maruz kalan insanlar için tasarlanan robotik rehabilitasyon cihazları ile hastaların motor becerileri iyileştirilmeye çalışılmıştır. Bu tür cihazların kontrolü için farklı metotlar kullanılmaktadır. (Corrá ve ark., 2017) tarafından yapılan çalışmada; RLS ve doğrusal olmayan adaptif denetleyici birlikte kullanılarak robotik rehabilitasyon cihazının kontrolü sağlanmıştır. RLS yöntemi, insan kolunun uç noktasındaki empedansı tahmin edebilmek için kullanılmıştır. Çalışmada, ivme destekli Kalman Filtresine (acceleration-aided Kalman Filter, aaKF) dayalı bir durum gözlemcisi tarafından hız ve pozisyon verileri tahmin edilerek RLS algoritmasında kullanılmış ve daha doğru tahmin işlemi gerçekleştirilmiştir.

(Sahputro ve ark., 2017) tarafından yapılan çalışmada; DC motorun açısal hızını kontrol etmek için Adaptif PID kontrol tasarımı ele alınmıştır. Adaptif PID kontrol, bozucu etkileri kompanze ederek sistemin yüksek verimlilik ile çalışmasını sağlamıştır. DC motor parametreleri zamanla değişmesine rağmen, kontrol parametreleri otomatik olarak ayarlanmış ve sonuç olarak kontrol performansı iyileştirilmiştir. Sistemin transfer fonksiyon modeli ve kontrol parametre tahmini için RLS metodu kullanılmıştır. Çalışmada bir mikro denetleyici (STM32F446) tabanlı deneysel donanım kurulmuş ve önerilen Adaptif PID denetleyicinin etkinliği deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır.

(XUE ve ark., 2018) tarafından yapılan çalışmada; Fırçasız DC (Brushless DC Motor, BLDC) motorların akım döngülü matematiksel modellerinin basitleştirilmesi ve analizlerin daha kolay yapılabilmesi amaçlanmıştır. Bunu gerçekleştirmek için; RLS yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem ile motor akım döngüsünün matematiksel modeli doğru bir şekilde tanımlanmıştır. Ayrıca yapılan uygulama ile bu modelin uygulanabilir ve etkili olduğu kanıtlanmıştır.

Yapılan uygulamalarda, AC servo sistemlerin çalışması sırasında, sistem parametrelerindeki değişikliklerin ve yük etkilerinin, sistemin kararlılığını etkilediği sonucuna varılmıştır. Bu yüzden motorların yüksek performans ile çalışmasını sağlayan

ve bozucu etkileri kompanze eden otomatik parametre ayarlamalı denetleyici tasarımları popüler olmaya başlamıştır. (Yang ve ark., 2018) tarafından yapılan çalışmada; çevrimiçi (online) atalet tanımlama tabanlı otomatik ayarlama yöntemi önerilmiştir. Sistemde hareket denklemi referans model olarak kullanılmıştır. Gerçek zamanlı sistem atalet değerini elde etmek için RLS algoritması ve kalman gözleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar, önerilen algoritmanın motor performansını etkili bir şekilde iyileştirdiğini göstermiştir.

AC motor sürücü sistemleri, uygulamalarda yaygın olarak kullanılmış ve motor parametrelerinden ve yük bozulmalarından dolayı performanslarının büyük ölçüde etkilendiği görülmüştür. Bu nedenle atalet momentlerini, viskoz sürtünme katsayısını ve yük momentini tanımlamak ve gözlemlemek önem kazanmıştır. (Ke ve ark., 2019) tarafından yapılan çalışmada; bir Luenberger gözlemcisi ile değişken unutma faktörlü yinelemeli en küçük kareler yöntemini (Forgetting Factor Recursive Least Squares Method, FFRLSM) birleştiren bir yaklaşım önerilmiştir. Luenberger gözleyici, hız ve pozisyon tahminini gerçekleştirmek için konum ve gerçek akım bilgilerini elde etmiştir. Bu bilgiler, değişken FFRLSM ile birlikte atalet momentini, viskoz sürtünme katsayısını ve yük torkunu tanımlamak için kullanılmıştır.

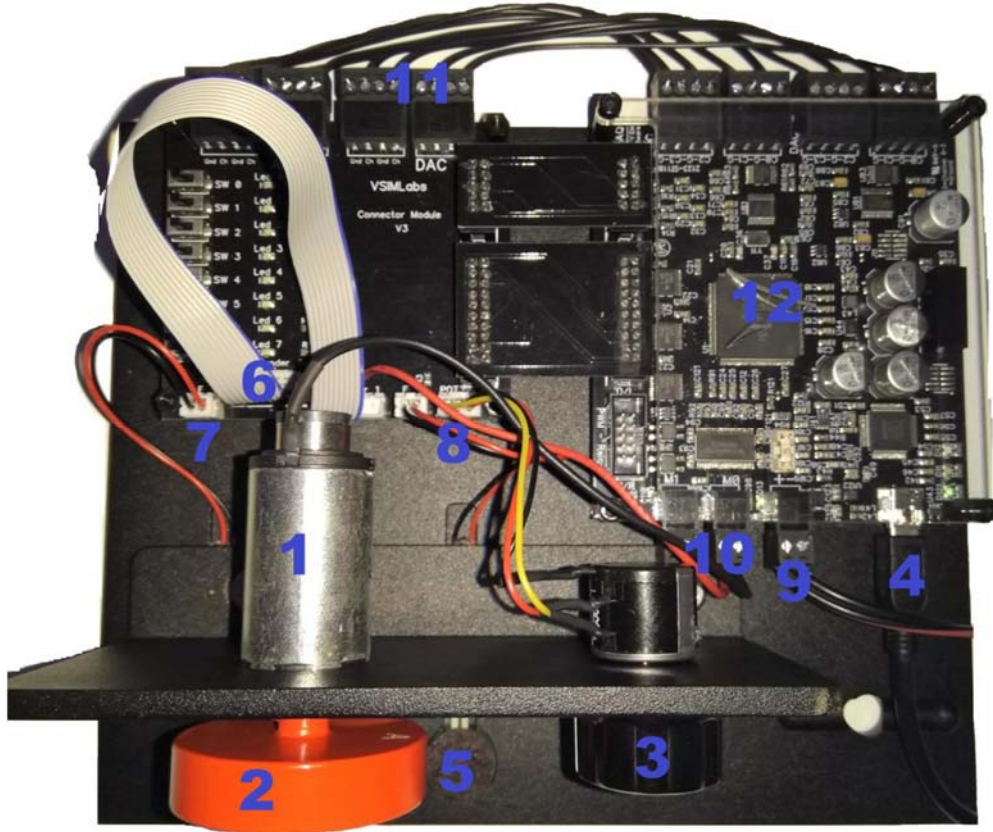
3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Değişken Yüklü Servo (VLS) Sistemin Durum Uzay Modeli

Modern kontrol teorisinde tercih edilen durum uzay gösterimleri, sistemlerin analiz ve tasarımında sıkça kullanılmaktadır. Bu bölümde; tez çalışmasında simülasyon ve uygulamalarda kullanılan Değişken Yüklü Servo (VLS) sistemin sürekli zamanlı ve ayrık zamanlı durum uzay modelleri ele alınmaktadır.

3.1.1. VLS Sistemin Sürekli Zamanlı Durum Uzay Modeli

Pratik uygulamada kullanılan VSIMLABS kuvvet hareket kontrol deney seti ile Matlab Simulink ortamında çeşitli kontrol deneyleri yüksek performans ve doğrulukla kolayca yapılabilmektedir. Bu tez çalışmasında geliştirilen kontrol algoritmalarının yürütülebilmesi amacıyla üstten görünüşü Şekil 3.1’de verilen VSIMLABS deney seti kullanılmıştır.



Şekil 3.1. VSIMLABS Kuvvet Hareket Kontrol Sistemi

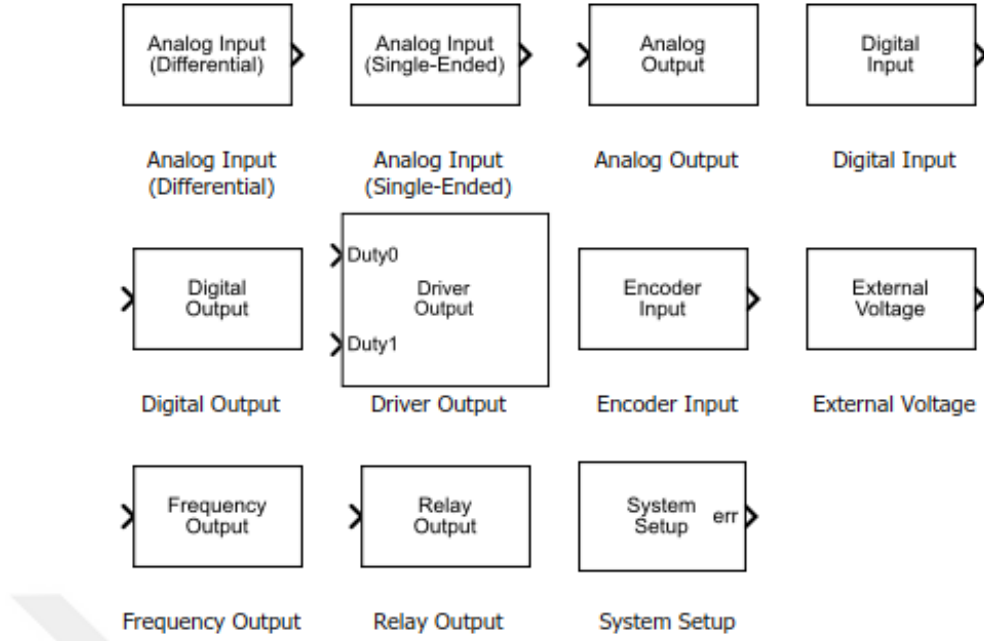
Şekil 3.1’de numaralandırılmış olarak verilen VSIMLABS deney seti elemanları ve bu elemanların özellikleri Tablo 3.1’de verilmektedir. Deney setinde, yük-motor bağlantısı sayesinde sistemin yükü çevrimiçi olarak değiştirilebilmekte ve bu sayede sistem değişken yüklü servo (VLS) sistem olarak kullanılabilir. VSIMLABS deney setinde alt tablada titreşim sönümleyici kauçuk ayaklar kullanıldığı için, sarsıntılar azaltılmakta ve sisteme etki eden bozucu etkiler elimine edilmektedir.

Tablo 3.1. VSIMLABS Deney Seti Sistem Elemanları ve Özellikleri

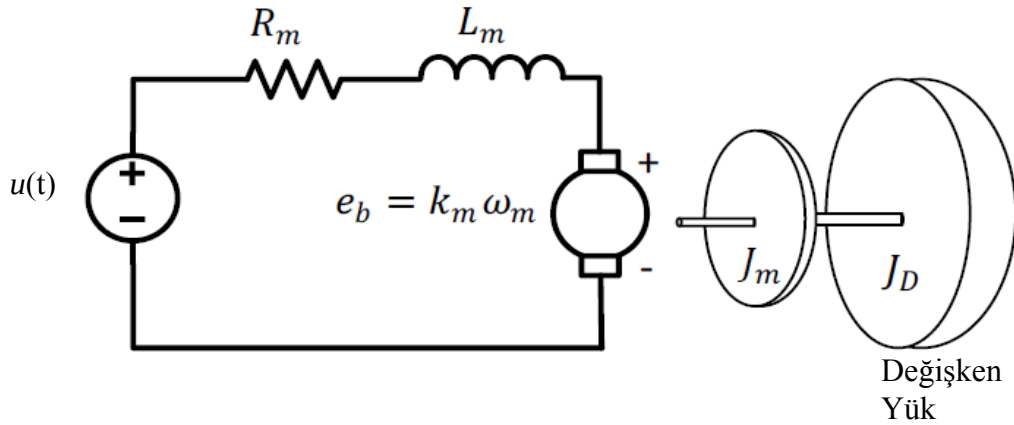
	Sistem Elemanları	Özellikleri
1	Fırçalı DC Motor	Maxon DC-max 26 12 V
2	Disk Şeklinde Yük	Aluminyum, 68 gram Ø 50 mm
3	Potansiyometre	VISHAY 10 turlu
4	Micro-USB girişi	
5	Kuvvet Sensörleri	FSR-400
6	Enkoder Girişi	4096 pulse
7	Kuvvet Sensörü bağlantısı	
8	Potansiyometre bağlantısı	
9	Sistem Güç Girişi	12 V
10	Motor sürücü güç çıkışları	
11	DAC-ADC	16 bit
12	V-DAQ	USB

Yukarıda özellikleri verilen deney seti V-DAQ kartı ile birlikte kullanılarak Matlab/Simulink ortamında programlanabilmektedir (Levent ve ark.). Şekil 3.2’de, uygulamalarda kullanılan Matlab/Simulink V-DAQ gerçek zamanlı kütüphane blokları verilmektedir. Bu kütüphanede bulunan farklı işlevlere sahip bloklar kullanılarak denetleyici tasarımları kolayca gerçekleştirilmektedir.

VSIMLABS deney setinde tahrik elemanı olarak kullanılan DC motor, statoru üzerinde sabit mıknatısları, rotoru üzerinde endüvi sargıları bulunan DC 12 volt ile beslenen bir motordur. Bu motorlar statorunda bulunan sabit mıknatıslarından dolayı sabit mıknatıslı DC (PMDC) motorlar olarak tanımlanır. Şekil 3.3’de görüldüğü gibi, PMDC motor miline bağlanan yükün çevrimiçi değiştirilebilmesi, VSIMLABS deney setinin VLS sistemi olarak kullanılmasına imkan vermektedir. VLS sistem donanımında kullanılan DC motor ve değişken yüke ait parametreler Tablo 3.2’de verilmektedir.



Şekil 3.2. V-DAQ Gerçek Zamanlı (Real Time) Kütüphanesi



Şekil 3.3. VLS Sistemi Blok Şeması

Değişken yüklü lineer sistemin modellenebilmesi için, motor ve yük sistemine ait Şekil 3.3'de verilen eşdeğer devreden faydalanılmıştır. Bu eşdeğer devre için, Kirchhoff ve Newton yasaları temel alınarak denklem (3.1), (3.2), (3.3) ile ifade edilen diferansiyel denklemler yazılmaktadır (Aydoğdu ve Levent, 2019).

$$u(t) = R_m i(t) + L_m \frac{di(t)}{dt} + e_b(t). \quad (3.1)$$

$$\tau_m(t) = J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \omega_m(t) + \tau_l(t). \quad (3.2)$$

$$\omega_m(t) = \frac{d\theta_m(t)}{dt}. \quad (3.3)$$

Tablo 3.2. Fırçalı DC Motor ve VLS Sistem Parametreleri

Sembol	Tanım	Değer
DC Motor		
R_m	Uç Direnci	2.9Ω
L_m	Rotor İndüktansı	0.278 mH
k_t	Tork Sabiti	0.0256 Nm/A
k_m	Ters EMK Sabiti	0.0256 V/(rad/s)
J_m	Rotor Eylemsizliği	$1.49 \times 10^{-6} \text{ kgm}^2$
J_D	Disk Eylemsizliği	$2.125 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$
J_l	Yük Eylemsizliği	$1.75 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$
B_m	Motor Sürtünme Katsayısı	0 (ihmal edilebilir)
B_l	Yük Sürtünme Katsayısı	$0.989 \times 10^{-4} \text{ Nms}$
Sabit Yük		
J_s	Başlangıç Yük Eylemsizliği	$2.274 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$
B_s	Başlangıç Sürtünme Katsayısı	$3.544 \times 10^{-6} \text{ Nms}$
Değişken Yük		
J_{eq}	Yük Eylemsizliği	$\begin{cases} 2.274 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2, & 0 < t < t_l \\ 3.024 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2, & t_l \leq t \end{cases}$
B_{eq}	Yük Sürtünme Katsayısı	$\begin{cases} 3.544 \times 10^{-6} \text{ Nms}, & 0 < t < t_l \\ 1.024 \times 10^{-4} \text{ Nms}, & t_l \leq t \end{cases}$

Burada; $i(t)$ motor armatür akımı, $e_b(t)$ ters elektromotor kuvvet (back-emf) gerilimi, $\tau_m(t)$ üretilen motor torku, $\tau_l(t)$ yük torku, $\theta_m(t)$ armatür açısı ve $\omega_m(t)$ armatür

açısal hızı olarak tanımlanmaktadır. PMDC motor için üretilen motor torku ve ters elektromotor kuvvet gerilimi sırasıyla aşağıda denklem (3.4) ve (3.5) ile verilmektedir.

$$\tau_m(t) = k_t i(t) \quad (3.4)$$

$$e_b(t) = k_m \omega_m(t). \quad (3.5)$$

VLS sisteminde değişken yük momenti ifadesi aşağıdaki gibi Denklem (3.6) ile ifade edilebilir.

$$\tau_l(t) = J_l \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_l \omega_m(t). \quad (3.6)$$

VLS sisteminde motor mili ve yük arasında herhangi bir dişli sistemi bulunmamaktadır. Bundan dolayı, Denklem (3.2) ile verilen yük momenti ifadesini, Denklem (3.6)'da kullanarak Denklem (3.7)'de verildiği gibi VLS sistemi için genel moment ifadesini elde edebiliriz.

$$\tau_m(t) = (J_m + J_D + J_l) \frac{d\omega_m(t)}{dt} + (B_m + B_l) \omega_m(t). \quad (3.7)$$

VLS sisteminin durum uzayı modeli için sistemin durum değişkenleri $i(t)$, $\omega_m(t)$ ve $\theta_m(t)$ olarak belirlenirse, durum denklemi için yukarıdaki denklem (3.1), (3.7) ve (3.3) ifadelerinden sırasıyla aşağıdaki denklemleri yazabiliriz.

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R_m}{L_m} i(t) - \frac{k_b}{L_m} \omega_m(t) + \frac{1}{L_m} u(t) \quad (3.8)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{k_t}{J_{eq}} i(t) - \frac{B_{eq}}{J_{eq}} \omega_m(t) \quad (3.9)$$

$$\frac{d\theta_m(t)}{dt} = \omega_m(t) \quad (3.10)$$

VLS sisteminin toplam eylemsizliğini DC motorun rotoru ve disk şeklindeki değişken yük oluşturmaktadır. Sistemde değişken yük motor miline doğrudan bağlandığı için, sistemin eşdeğer toplam eylemsizlik momenti $J_{eq}=J_m+J_D+J_l$ şeklinde yazılabilir. Burada J_l ifadesi değişken yükün oluşturduğu eylemsizlik momentini ifade etmektedir. Aynı zamanda değişken yüklerden dolayı eşdeğer sürtünme $B_{eq}=B_m+B_l$ olarak yazılabilir. Sistemin durum uzay ifadesi Denklem (3.11) ve Denklem (3.12)'de verildiği gibi ifade edilebilir.

$$\frac{dx(t)}{dt}=Ax(t)+Bu(t) \quad (3.11)$$

$$y(t)=Cx(t)+Du(t) \quad (3.12)$$

Bu ifadelerde durum değişkenleri;

$$x(t)=\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \\ i(t) \end{bmatrix}$$

olarak tanımlanmıştır. Buna göre; Denklem (3.8), Denklem (3.9) ve Denklem (3.10) kullanılarak durum uzay ifadelerindeki A, B, C, D matrisleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$A=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_{eq}}{J_{eq}} & \frac{k_t}{J_{eq}} \\ 0 & -\frac{k_b}{L_m} & -\frac{R_m}{L_m} \end{bmatrix}, \quad B=\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_m} \end{bmatrix}, \quad C=[1 \quad 0 \quad 0], \quad D=0$$

3.1.2. VLS Sistemin Ayırık Zamanlı Durum Uzay Modeli

VLS sistemin ayırık zamanlı durum uzay modelini elde etmek için öncelikle sistemin transfer fonksiyonu elde edilmelidir. Bunun için Tablo 3.2'de verilen motor ve

yük parametreleri referans alındığında, (3.1)-(3.10) denklemlerinden sistemin indirgenmiş transfer fonksiyonu (L_m , ihmal) aşağıdaki gibi elde edilir.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{0.0256}{5.834 \times 10^{-9} s^2 + 6.086 \times 10^{-5} s + 0.00067} \quad (3.13)$$

Daha sonra Denklem (3.13)'de elde edilen transfer fonksiyon ifadesi $s = e^{-\tau s} (\tau = kT_s + \rho \text{ ve } 0 \leq \rho < T_s)$ dönüşümü kullanılarak (Sıfırıncı Dereceden Tutucucu (Zero Order Hold, ZOH) metodu ile $T_s = 0.001$ saniye örnekleme periyodu için) VLS sisteminin ayrık zamanlı transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0.3788z^{-1} + 0.03999z^{-2}}{1 - 0.989z^{-1} + 2.947 \times 10^{-5} z^{-2}} \quad (3.14)$$

Denklem (3.14) ile verilen ayrık zamanlı model, kontrol edilebilir kanonik formda aşağıda Denklem (3.15) gibi yazılabilir.

$$Y(z) = -z^{-1}(-0.989Y(z) - 0.3788U(z)) - z^{-2}(2.947e - 05Y(z) - 0.03999U(z)) \quad (3.15)$$

VLS sistemin ayrık zamanlı durum uzayı ifadeleri;

$$x[(k+1)T] = Ax[kT] + Bu[kT] \quad (3.16)$$

$$y[kT] = Cx[kT] + Du[kT] \quad (3.17)$$

formunda yazılmak istenirse, durum değişkenleri,

$$x[kT] = \begin{bmatrix} x_1[kT] \\ x_2[kT] \\ x_3[kT] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_m[kT] \\ \omega_m[kT] \\ i[kT] \end{bmatrix}$$

olmak üzere; dönüşüm parametreleri ve durum uzayı matrisleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\beta_0 = 0, \quad \alpha_1 = -0.989, \quad \beta_1 = -0.3788, \quad \alpha_2 = 2.947 \times 10^{-5}, \quad \beta_2 = -0.3999$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 2.947 \times 10^{-5} \\ 0 & 1 & 0.989 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ -0.3999 \\ -0.3788 \end{bmatrix} \quad C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad D = 0$$

Zamanla değişmeyen sistemler için yukarıdaki gibi A ve B matrisleri zamanla değişmeyen sabit katsayılı matrislerdir. Bu tür sistemlerde LQR gibi sabit katsayılı denetleyiciler ile optimum kontrol gerçekleştirilmektedir. Ancak sistemde yük zamanla değiştikçe yani zamanla değişen sistemlerde A ve B matris katsayıları zamanla değişmektedir. Bu durumda değişken yüklü servo (VLS) sistem için A, B matrislerinin sürekli güncellenmesi ve optimal kontrol için güncellenen A, B matrislerinin kullanılması gereklidir. Bu tez çalışmasında değişen yük için parametre değerleri sürekli gözlenmekte ve aşağıda verilen gözlenebilir matris formu değişken yük etkisine uygun olarak RLS metodu ile sürekli güncellenmektedir.

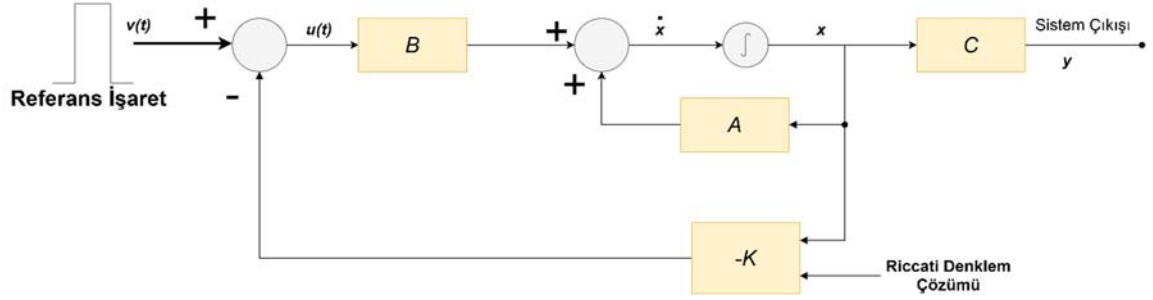
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -\alpha_2 \\ 0 & 1 & -\alpha_1 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \beta_2 \\ \beta_1 \end{bmatrix}$$

3.2. LQR Kontrol Metodu

Birçok kontrol uygulamasında tercih edilen LQR tekniği, modern optimal kontrol teorisinde sıkça kullanılan ve durum geri beslemeli sistemlerin kararlı çalışması için, optimal geri besleme kazanç değerini hesaplayan bir yöntemdir (Orji ve ark., 2015).

Şekil (3.4)'de gösterilen durum geri beslemeli kapalı çevrim sistemde, Riccati denklem çözümü ile en uygun geribeslemeli kazanç matris (K veya K_{lqr}) hesabı yapılmaktadır. Bunun için denklem (3.18) ile verilen VLS sistemin açık çevrim durum uzay ifadesi kullanılarak çözüm yapılmaktadır. Elde edilen (K) kazanç değeri ile sistem durumları kullanılarak kontrol girişi $u = -Kx + v$ olarak üretilmektedir. Kontrol işareti

denklem (3.18)'de yerine yazılarak (3.19) denklemi ile verilen kapalı çevrim sistemin durum denklemi elde edilmektedir.



Şekil 3.4. Durum Geri Beslemeli Sistem Blok Diyagramı ($K=K_{lqr}$)

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu(t) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\dot{x} = (A - BK)x + Bu(t) \quad (3.19)$$

Optimal kontrol yöntemlerinden biri olan LQR kontroldeki temel amaç kontrol girişi (u) ile pozisyon gibi çıkış ifadelerini temsil eden x durumları arasında bir ilişki kurmaktır. Bu regülatör tasarımında, en uygun geri besleme kazanç değeri, matris şeklinde elde edilmektedir. Kapalı çevrim sistemin optimal kontrolü için tasarlanan sürekli ve ayrık zamanlı LQR modelleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

3.2.1. Sürekli Zamanlı LQR Modeli

Sürekli zamanlı LQR kontrol yönteminde optimal durum geri besleme kazanç değerinin belirlenebilmesi için, Denklem (3.20) ile verilen quadratik performans indeksinin minimizasyonundan yararlanılmaktadır (Sahoo ve Panda, 2015). Bu ifadede görülen ve tasarımcı tarafından seçilen R değeri simetrik pozitif tanımlı ve Q değeri ise simetrik pozitif veya yarı pozitif tanımlı ağırlık matrisleridir.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u(t)) dt \quad (3.20)$$

Burada, $v(t)=0$ ve $u=-Kx$ yaklaşımı kullanılırsa Denklem (3.21) elde edilmektedir.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T (Q + K^T R K) x) dt \quad (3.21)$$

Tasarımda J fonksiyonunun minimizasyonu yapılarak optimal K değeri bulunmaktadır. Optimal K değerini bulmak için, bir $P_{n \times n}$ matrisinden yararlanılmakta ve Denklem (3.22) ile ifade edilen minimizasyon eşitliğini yazılmaktadır.

$$\frac{d}{dt} (x^T P x) = -x^T (Q + K^T R K) x \quad (3.22)$$

Bu denklemde gerekli matematiksel işlemler yapıp, bilinenler yerlerine yazılırsa ve $K = R^{-1} B^T P$ tanımı kullanılırsa, durum uzayı ifadelerinden Denklem (3.23) ile verilen Algebric Riccati denklemi (ARE) elde edilmektedir.

$$A^T P + P A + Q - P B R^{-1} B^T P = 0 \quad (3.23)$$

Bu denklemde çözümlenen P değeri, $K = R^{-1} B^T P$ ifadesinde kullanılarak optimum K değeri hesaplanmaktadır. Algebric Riccati denklemi (ARE) incelenirse, sistemin durum denklemi matrislerinin (A ve B) çözüm için kullanıldığı görülmektedir. Optimal kontrol tasarımında kullanılan LQR yaklaşımı zamanla değişmeyen bir sistem için istenilen optimal sonuçları vermektedir. Ancak bizim sistemimizde olduğu gibi A ve B matrisleri zamanla değişen yapıda ise, optimal kontrol için güncellenen A ve B matrisleri kullanılarak her güncellemede ARE denklem çözümünün tekrar yapılması ve optimum K kazanç değerlerinin her defasında hesaplanması gereklidir.

3.2.1. Ayrık Zamanlı LQR Modeli

Ayrık zamanlı LQR modelinde, durum geribesleme kontrol metodu için en uygun kontrol girişini veren ifade aşağıda Denklem (3.24) ile verilmektedir. Aynı zamanda minimize edilmek üzere kullanılan ayrık zamanlı karesel (kuadratik) maliyet fonksiyonu da Denklem (3.25)'de verilmektedir.

$$u[kT] = -K_{lqr} x[kT] \quad (3.24)$$

$$J(u) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(x[kT]^T Q x[kT] + u[kT]^T R u[kT] + 2x[kT]^T N u[kT] \right) \quad (3.25)$$

Ayrık zamanlı sistemin durum denklemi,

$$x[(k+1)T] = A x[kT] + B u[kT] \quad (3.26)$$

olacaktır. Denklem (3.25)'de verilen ayrık zamanlı karesel amaç fonksiyonunda ' N ' ihmal edilebilir bir değer olduğundan $N=0$ alınabilir. Denklem (27)'de verilen ayrık zamanlı Riccati denkleminden yola çıkılarak elde edilen durum geri besleme kazanç matrisi Denklem (3.28)'de gösterilmektedir.

$$A^T S A - S - (A^T S B) (B^T S B + R)^{-1} (B^T S A) + Q = 0 \quad (3.27)$$

$$K_{lqr} = (B^T S B + R)^{-1} B^T S A \quad (3.28)$$

3.3. Durum Gözleyiciler

Durum gözleyiciler, sistemin durum değişkenlerini doğru bir şekilde elde edebilmek için geliştirilen bir yaklaşımdır. Sistemin tüm durumlarını elde edebilmek için geliştirilen Tam Dereceli Durum Gözleyiciler ve sadece ölçülemeyen durumları elde edebilmek için geliştirilen İndirgenmiş Dereceli Durum Gözleyici gibi farklı yaklaşımlar bulunmaktadır.

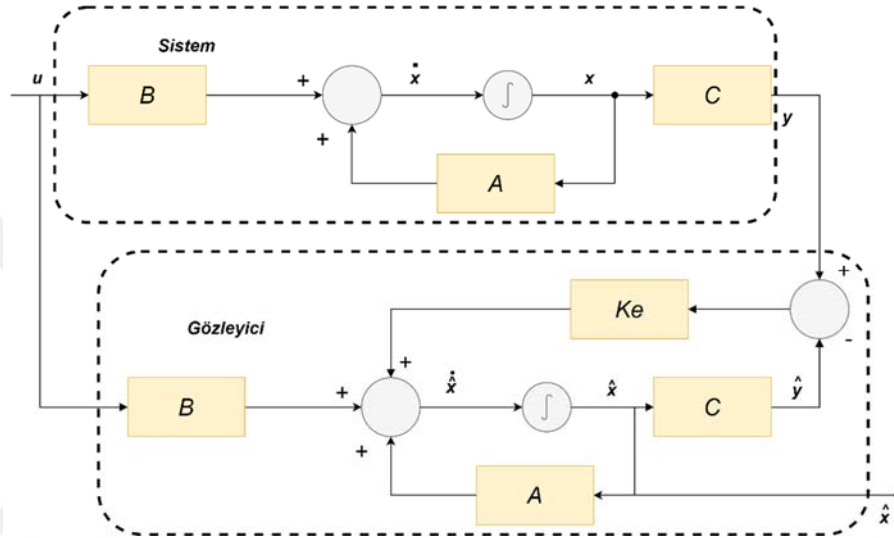
3.3.1. Tam Dereceli Durum Gözleyiciler

Sistemin tüm durumlarını elde edebilmek için tam dereceli durum gözleyici kullanılmaktadır. Literatürde, gözleyici ile ilgili yapılan tüm çalışmalarda gerçek durum vektörü olan x değerine en yakın tahmini bir $\hat{x}$ durum vektörü araştırılmaktadır. Tam dereceli Luenberger durum gözleyici blok diyagramı Şekil 3.5'de gösterilmektedir. Şekil 3.5'de gösterilen durum gözleyicide, gerçek çıkış vektörü y ile durum

gözlemleyici çıkış vektörü $\hat{y}$ arasındaki fark minimize edilerek, tahmin edilen $\hat{x}$ vektörü için kabul edilebilir ve gerçek değerlere çok yakın değerler elde edilmektedir.

Bu şekilde gösterilen sistemin durum uzay denklemleri ve tahmin edilen duruma ait türev denklem grubu aşağıda verilmektedir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \\ \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bu + K_e(y - C\hat{x})\end{aligned}\tag{3.29}$$



Şekil 3.5. Luenberger tam dereceli gözleyici

Bu ifadede verilen K_e , gözlemleyici kazanç matrisidir. Denklem (3.29)'da son denklemden y yerine Cx yazılıp elde edilen $x - \hat{x}$ yerine hata matrisi (e) yazıldığında Denklem (3.30) elde edilmektedir. Son olarak Şekil 3.5'de gösterilen Luenberg tam dereceli gözlemleyici için tasarımına uygun olarak elde edilen durum denklemi Denklem (3.31)'de verilmektedir.

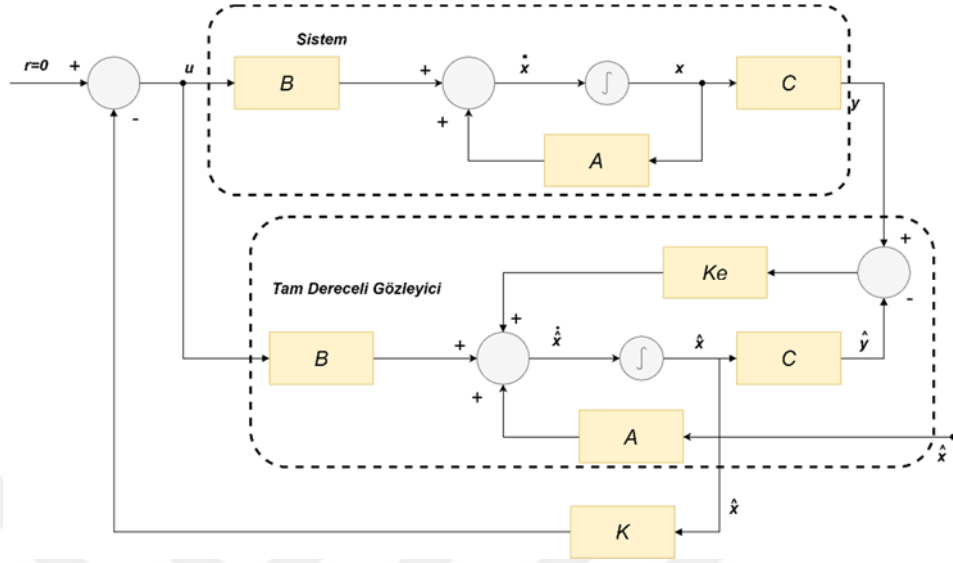
$$\dot{e} = (A - K_e C)e\tag{3.30}$$

$$\dot{\hat{x}} = (A - K_e C)\hat{x} + Bu + K_e y\tag{3.31}$$

3.3.1.1. Tam Dereceli Gözlemleyici ile Kapalı Çevrim Sistem Kontrolü

Tam dereceli Luenberger gözlemleyici kullanılarak tasarlanan kapalı çevrim bir sistemin blok şeması Şekil 3.6'da verilmektedir. Denetlenen sistemin durum uzay

ifadesi Denklem (3.32)'de tanımlanmaktadır. Ayrıca bu denklemde görüldüğü gibi kontrol işareti, tahmin edilen durumlar ile hesaplanmaktadır.



Şekil 3.6. Kapalı Çevrim Luenberg Tam Dereceli Gözleyici Sistemi

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \\ u &= -K\hat{x}\end{aligned}\tag{3.32}$$

Sistemin gerçek durumları ile Luenberger tam gözlemleyici çıkışında tahmin edilen durumlar arasındaki fark;

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t)\tag{3.33}$$

$$\hat{x}(t) = x(t) - e(t)\tag{3.34}$$

olmaktadır. Denklem (3.35) ise son durumda oluşan kapalı çevrim sistem durum denklemlerini göstermektedir. Ayrıca gözleyici hata denklemi (3.36) ifadesi gibi olacaktır.

$$\dot{x} = Ax - BK(x - e) = (A - BK)x + BKe\tag{3.35}$$

$$\dot{e} = (A - K_e C)e\tag{3.36}$$

Durumların ve hatanın türev denklemleri birleştirildiğinde Denklem (3.37)'de gösterilen durum uzay ifadesi elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A-BK & BK \\ 0 & A-B_eC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

3.3.2. İndirgenmiş Dereceli Durum Gözleyiciler

Tam dereceli durum gözlemleyiciler, sistemin tüm durumlarını tahmin etmek amacıyla tercih edilen bir yöntemdir. k adet sistem durumu için k . dereceden gözlemleyici tasarımı gerekmektedir. Fakat tahmin edilen tüm durumların içerisinde hem ölçülen hem de ölçülemeyen durumlar mevcuttur. Aynı sistem için n adet ölçülen durum varsayalım; bu durumda $(k-n)$. dereceden bir gözlemleyici tasarımı yeterli olmaktadır. Gözlemleyici derecesini düşürerek, işlem kolaylığı sağlayan sistem tasarımları için indirgenmiş dereceli gözlemleyici yapıları yaygın olarak kullanılmaktadır.

Ölçülebilen x_1 durumu ve ölçülemeyen x_e durumları için sistem tasarımı gerçekleştirildiğinde; sistem çıkış ifadesi (y), durum vektörü (x) ve kısmi durum denklemi aşağıda verilmektedir.

$$y=x_1=Cx=[1 \ 0 \ \dots \ 0]x \quad (3.38)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_e \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & A_{1e} \\ A_{e1} & A_{ee} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ B_e \end{bmatrix} u \quad (3.40)$$

Optimum bir indirgenmiş dereceli durum gözlemleyici tasarımında karakteristik denklemi tanımlamak için kararlılık kriterini sağlayan öz değerlerin (eigenvalues, $\mu_{1e}, \mu_{2e}, \mu_{3e}, \dots, \mu_{(n-1)e}$) belirlenmesi gerekmektedir. Daha sonra bu değerlere uygun kazanç matris (K_e) değeri hesaplanmalıdır. Bunun için denklem (3.41) gibi tanımlanan

arzu edilen kutuplar, denklem (3.42)'de verildiği gibi karakteristik denklemlerin denkleğinde kullanılarak, denklem (3.43) ile ifade edilen kazanç değeri bulunmaktadır.

$$s_1 = \mu_{1e}, s_2 = \mu_{2e}, s_3 = \mu_{3e} \dots s_{n-1} = \mu_{(n-1)e} \quad (3.41)$$

$$|sI - A_{ee} + K_e A_{1e}| = (s - \mu_{1e}) \dots (s - \mu_{(n-1)e}) = s^{n-1} + \alpha_{(n-2)e} s^{n-2} + \dots + \alpha_{1e} s + \alpha_{0e} \quad (3.42)$$

$$K_e = Q_e \begin{bmatrix} \alpha_{0e} - a_{0e} \\ \alpha_{1e} - a_{1e} \\ \vdots \\ \alpha_{(n-2)e} - a_{(n-2)e} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Denklem (3.43)'de görülen $a_{0e}, a_{1e} \dots a_{(n-2)e}$ değerleri Denklem (3.44)'de gösterilen açık çevrim indirgenmiş dereceli gözlemleyicinin karakteristik denklem katsayılarıdır. Bu durumda Ackermann formülüne ait ifade Denklem (3.45) elde edilmektedir.

$$|sI - A_{ee}| = s^{n-1} + a_{(n-2)e} s^{n-2} + a_{1e} s + a_{0e} \quad (3.44)$$

$$Q_e = (W_e N_e^T)^{-1}$$

$$W_e = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_{n-2} & 1 \\ a_2 & a_3 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n-2} & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad N_e = \begin{bmatrix} A_{1e}^T : A_{ee}^T A_{1e}^T : \dots : (A_{ee}^T)^{n-2} A_{1e}^T \end{bmatrix}$$

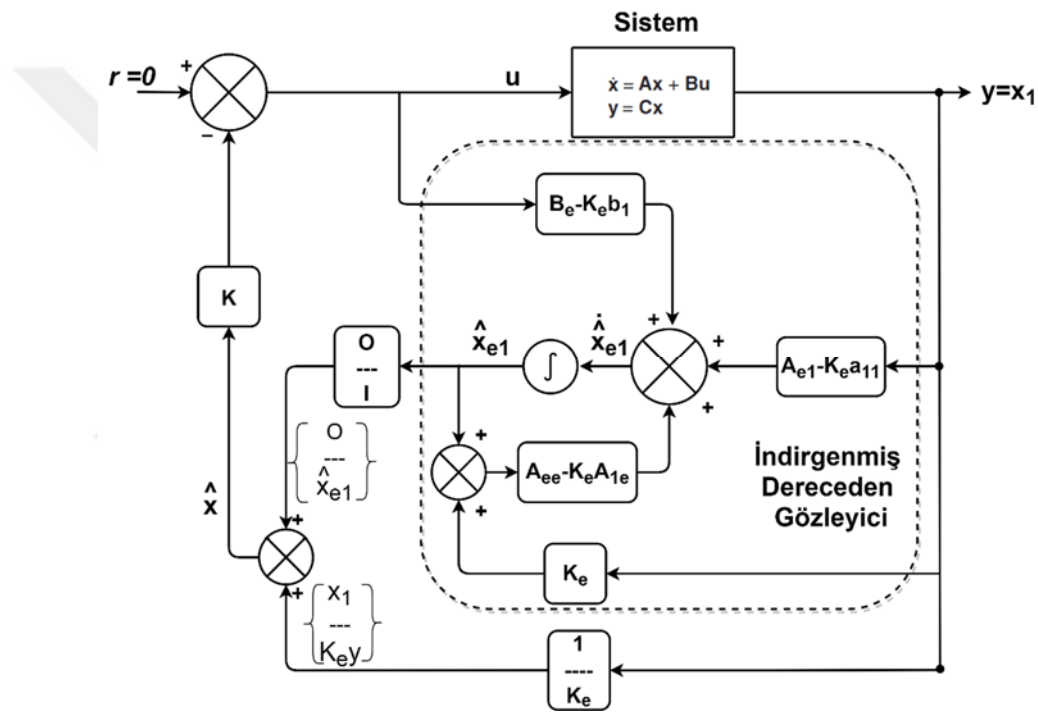
$$K_e = \phi(A_{ee}) \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{1e} A_{ee} \\ \vdots \\ A_{1e} A_{ee}^{n-3} \\ A_{1e} A_{ee}^{n-2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Burada;

$$\phi(A_{ee}) = A_{ee}^{n-1} + \alpha_{n-2}A_{ee}^{n-2} + \dots + \alpha_2A_{ee} + \alpha_1I \quad (3.46)$$

olarak yazılır ve $\dot{\hat{x}}_{e1} = \hat{x} - K_e y$ tanımı yapılırsa; tahmin edilen durum ifadesi $\hat{x} = \hat{x}_{e1} - K_e y$ şeklinde hesaplanmaktadır. Son olarak indirgenmiş dereceli gözlemleyici durum denklemi aşağıdaki gibi verilmektedir. Bu denkleme uygun blok şema Şekil 3.7’de gösterilmektedir.

$$\dot{\hat{x}}_{e1} = (A_{ee}K_eA_{1e})\hat{x}_{e1} + \{A_{e1}K_ea_{11} + (A_{ee} - K_eA_{1e})K_e\}y + (B_e - K_eb_1)u \quad (3.47)$$



Şekil 3.7. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici Blok Şeması

3.4. Kalman Filtreleri ile Durum Tahmini

Kalman filtreleri, işlem ve ölçüm gürültü kovaryans verileri bilinen ve durum uzay modeline sahip stokastik sistemlerin durumlarını tahmin etmek için geliştirilen güçlü bir yöntemdir. Durum uzay modeli ve kovaryans matris değerlerinin zamanla değişip değişmemesine göre farklı kalman filtre tasarımları gerçekleştirilmektedir. Eğer bu değerler zamanla değişiyor ise zamanla değişen kalman filtresi kullanılmaktadır. Aksi durumda ise sürekli-durum Kalman filtre yapıları tercih edilmektedir. Kalman

filtresi, sürekli ve ayrık zamanlı tahmin problemlerine çözüm sağlamak için öne sürülen optimal bir yöntemdir.

3.4.1. Sürekli Zamanlı Kalman Filtresi

Sürekli zamanlı kalman filtreleri, zamanda sürekli denklemler ile ifade edilir. Bu yüzden ayrık zamanlı kontrol sistemleri gibi önceki ve sonraki güncellemeler açıkça tanımlanmamaktadır. Fakat sürekli zamanlı filtreyi ayrıklaştırarak, Kalman filtre denklemleri elde edilmektedir (Lewis ve ark., 2017).

Aşağıda verilen sistem dinamikleri varsayımı yapılırsa;

$$\dot{X} = AX + Bu + F\omega \quad (3.48)$$

$$y = CX + Du + v \quad (3.49)$$

burada ω işlem gürültüsü ve v ise ölçüm gürültüsü olarak tanımlanmaktadır. Durum tahmini için kalman filtresi aşağıdaki gibi dört diferansiyel denklemden oluşmaktadır.

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + Bu + K(y - C\hat{X} + Du) \quad (3.50)$$

$$\dot{P} = AP + PA^T + FQF^T - K RK^T \quad (3.51)$$

$$K = PC^T R^{-1} \quad (3.52)$$

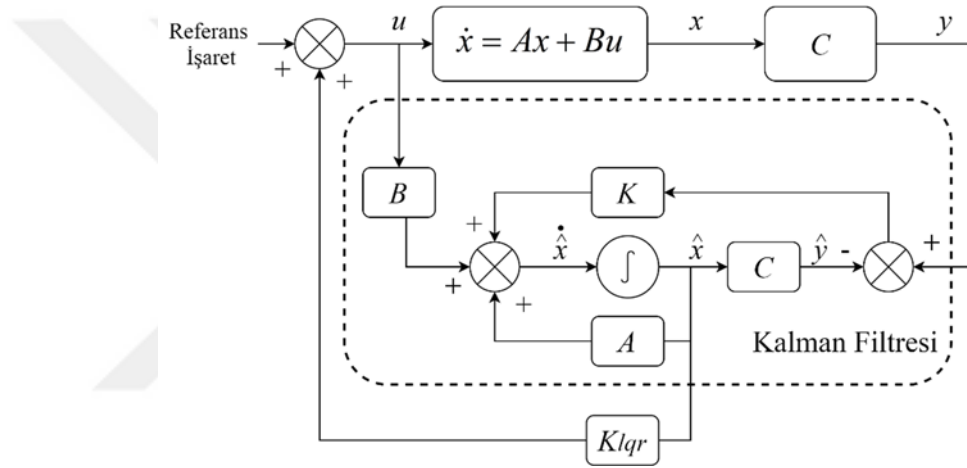
$$\dot{P} = AP + PA^T + FQF^T - PC^T RCP \quad (3.53)$$

Sürekli zamanlı kalman filtre denklemlerinde ‘ R ’ değeri ölçüm hatasının kovaryansı olarak adlandırılmaktadır. Ayrıca gürültülü ‘ R ’ matrisin kovaryans değerinin tersi alınarak gözleyici kazanç hesaplamaları yapılmaktadır. Yukarıdaki denklemler analiz edildiğinde Riccati denklemlerine benzer yapıya sahip oldukları anlaşılabilmektedir. Denklem (3.54)’de görüldüğü gibi; Riccati denklemlerinde A ve B

matrislerinin yerine A^T ve B^T matrisleri kullanılarak sürekli zamanlı kalman filtre çözümleri yapılmaktadır.

$$0 = AP + PA^T + FQF^T - PC^T RCP \quad (3.54)$$

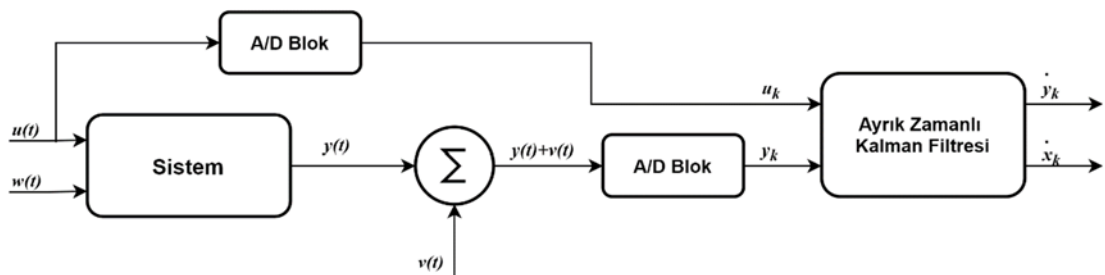
Kalman filtresi ile tahmin edilen durumlar LQR kontrol bloğunda kullanılarak; zamanla değişmeyen kapalı çevrim kontrol sistemlerinde optimum kontrol sağlanmaktadır. Sürekli zamanlı kalman filtre denklemleri kullanılarak elde edilen kapalı çevrim kontrol blok şeması aşağıda verilmektedir. Burada en uygun geribesleme kazanç matris değeri LQR kontrol ile hesaplanmaktadır.



Şekil 3.8. Sürekli Kalman Filtresi ile Tasarlanan Kapalı Çevrim Kontrol Şeması

3.4.2. Ayırık Zamanlı Kalman Filtresi

Ayrık zamanlı kalman filtresi, kontrol giriş işareti u_k ve gürültülü sistem çıkış işareti y_k verilerini kullanarak sistemin istenilen çıkışını ve durumlarını tahmin eden bir yöntemdir ve bu yöntemin temel blok diyagramı Şekil (3.9)'da gösterilmektedir.



Şekil 3.9. Ayırık Zamanlı Kalman Filtresi ile Durum Tahmini Blok Diyagramı

Ayrık zamanlı kalman filtresi ile durumları tahmin etmek için Denklem 3.55 ve Denklem 3.56'da verilen doğrusal fark denklemleri kullanılmaktadır.

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \quad (3.55)$$

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (3.56)$$

Burada; z_k ölçülen değer, w_k işlem gürültüsünü ve v_k ise ölçüm gürültüsünü göstermektedir. Kalman filtresi ile mevcut durumları tahmin edebilmek için kullanılan ve hesaplanması gereken temel durum denklemi aşağıdaki gibidir;

$$\dot{x}_k = \dot{x}_k^- + K_k (z_k - H\dot{x}_k^-) \quad (3.57)$$

Burada; $\dot{x}_k$ önceki durumları, z_k gerçek ölçüm değerini ve $H\dot{x}_k^-$ ise tahmin edilen ölçüm değerini göstermektedir. Aynı zamanda, Denklem (3.57)'de kazanç değeri olarak bilinen $n \times m$ boyutundaki K_k matrisi, denklem (3.58)'de verilen, bir sonraki hata kovaryans eşitliğini minimize etmektedir. Gürültüden arındırılmış gerçek durumları bulabilmek için Denklem (3.59)'da verilen K_k kazanç değeri hesabı çok önemlidir.

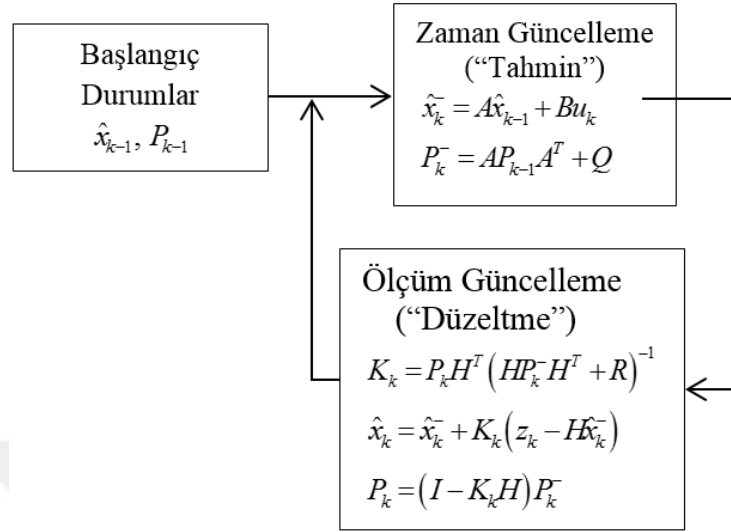
$$P_k = E[e_k e_k^T] \quad (3.58)$$

$$K_k = P_k H^T (H P_k^- H^T + R)^{-1} = \frac{P_k^- H^T}{H P_k^- H^T + R} \quad (3.59)$$

Ölçüm güncelleme denklemleri ve zaman güncelleme denklemleri gibi farklı iki denklem kullanılarak ayrık zamanlı kalman filtre tasarımları gerçekleştirilmektedir. Mevcut durumların ve hata değerlerinin kovaryans tahmini, zaman güncelleme denklemleri ile gerçekleştirilmektedir.

Kapalı çevrim geribeslemeli kontrol sistemlerinde, geribesleme bloğunda ihtiyaç duyulan durumların tahmini ise ölçüm güncelleme denklemleri ile sağlanmaktadır. Ölçüm güncelleme denklemleri ve zaman güncelleme denklemleri sırasıyla 'düzeltme

denklemleri’ ve ‘tahmin denklemleri’ olarak da tanımlanmaktadır. Bu doğrultuda çalışan ayırık zamanlı kalman filtre çalışma döngüsü Şekil 3.10’da verilmektedir.

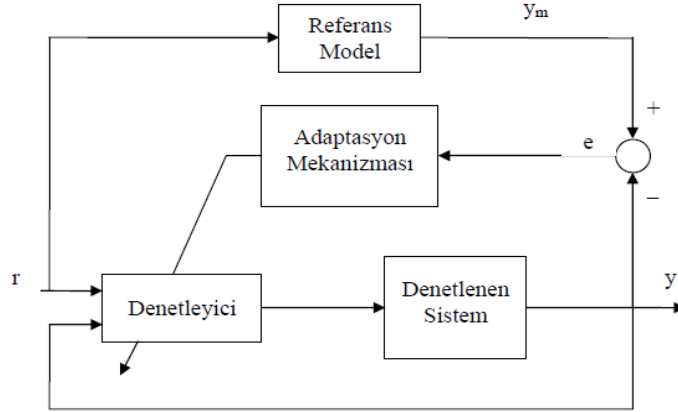


Şekil 3.10. Ayırık Zamanlı Kalman Filtre Çalışma Döngüsü

3.5. Model Referans Adaptif Kontrol

Adaptif kontrol kavramı, en uygun sistem cevabını elde edebilmek için, denetleyici ayarlarını otomatik olarak kendi kendine yapabilme temeline dayanmaktadır. Bir adaptif kontrol sistemi, sistemin transfer fonksiyonu veya durum denklemleri gibi dinamik karakteristiklerini sürekli ve otomatik olarak ölçmekte ve bunları arzu edilen dinamik karakteristikler ile karşılaştırmaktadır. Bu kontrol yöntemi ile çevresel değişimlere rağmen sistemin en uygun başarımı sağlanmaktadır. Ayrıca denetleyici, ayarlarını kendi kendine değiştirmek için karşılaştırma sonucu ortaya çıkan hata farkı kullanılmaktadır.

Adaptif kontrol yöntemlerinden biri olan Model Referans Adaptif Kontrol (MRAK) metodundaki temel amaç, parametreleri sürekli güncellenen bir denetleyici tasarımı gerçekleştirerek, sistem çıkışını istenilen model çıkışına yaklaştırmaktır. Bu yaklaşımda Şekil 3.11’de görüldüğü gibi, kapalı çevrim içerisinde denetlenen sistemin istenilen giriş/çıkış özelliklerini ve performans kriterlerini karşılamak amacıyla tasarımcı tarafından ‘referans model’ adı verilen bir model tanımlanmaktadır. Dolayısıyla, denetlenen sistemde referans modelin giriş ve çıkış işaretlerine yakın cevap eğrileri elde etmek için MRAK yaklaşımı ile en uygun denetleyici tasarımı gerçekleştirilmektedir.



Şekil 3.11. Model Referans Adaptif Kontrol (MRAK) Blok Şeması

Yukarıda verilen blok şemada, denetleyici parametre değerlerinin ayarlanması için adaptasyon mekanizması kullanılmaktadır. Adaptasyon mekanizması ya da ayar mekanizması için MIT kuralı ve Lyapunov kararlılık kriteri olmak üzere iki farklı yöntem önerilmektedir.

3.5.1. MIT Kuralı

MIT laboratuvarlarında geliştirilen bu kural ismini Massachusetts Teknoloji Enstitüsünün isminin baş harflerinden almaktadır. Bu kural için aşağıdaki denklemde verilen bir maliyet fonksiyonu tanımlanmaktadır.

$$J(\theta) = \frac{e^2}{2} \quad (3.60)$$

Burada 'e' referans model ile denetlenen sistem çıkışları arasındaki hatadır ve θ ise ayarlanması gereken denetleyicinin parametre vektörüdür. Parametreleri ayarlamak için maliyet fonksiyonunun minimize edilmesi gerekmektedir. J 'yi küçük yapmak için J 'nin negatif gradyanı doğrultusunda parametreleri değiştirmek gerekmektedir. Bu ifadeyi diferansiyel denklemlerle ifade edecek olursak;

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (3.61)$$

eşitliğini yazabiliriz. Bu eşitlik MIT kuralı olarak bilinmektedir. Burada; $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ ifadesi duyarlılık terimidir. Duyarlılık terimi, ayarlanabilen parametre değeri ile hatanın nasıl

etkilendiği hakkında bilgi vermektedir. Eğer parametre değişiklikleri sistemin diğer değişkenlerinden daha yavaş değişiyorsa, θ 'nın sabit olduğu sonucu ortaya çıkmaktadır. Kullanıcı tarafından belirlenen γ ise adaptasyon kazanç değeridir.

3.5.2. Lyapunov Kararlılık Kriteri

MRAK ile ilgili literatürde yapılan çalışmaların büyük bir kısmı 'Lyapunov kararlılık' kavramını içermektedir. Lyapunov kararlılık kriteri ile sistemin kararlı çalışma bölgesi aşağıda verilen tanımlamalar ve teoremler referans alınarak belirlenmektedir. Buna göre;

x bir vektör ve $V(x)$ 'in skaler fonksiyonu olmak üzere,

Tanım 3.1: Aşağıda verilen durumlar için $V(x)$ fonksiyonu pozitif tanımlıdır (positive definite, p.d.).

$$V(x) = 0, \quad x = 0$$

$$V(x) > 0, \quad \forall x \neq 0$$

Tanım 3.2: Aşağıda verilen durumlar için $V(x)$ fonksiyonu pozitif yarı tanımlıdır (positive semi definite, p.s.d.).

$$V(x) = 0, \quad x = 0$$

$$V(x) \geq 0, \quad x \neq 0$$

Tanım 3.3: Aşağıda verilen durumlar için $V(x)$ fonksiyonu negatif tanımlıdır (negative definite, n.d.).

$$V(x) = 0, \quad x = 0$$

$$V(x) < 0, \quad \forall x \neq 0$$

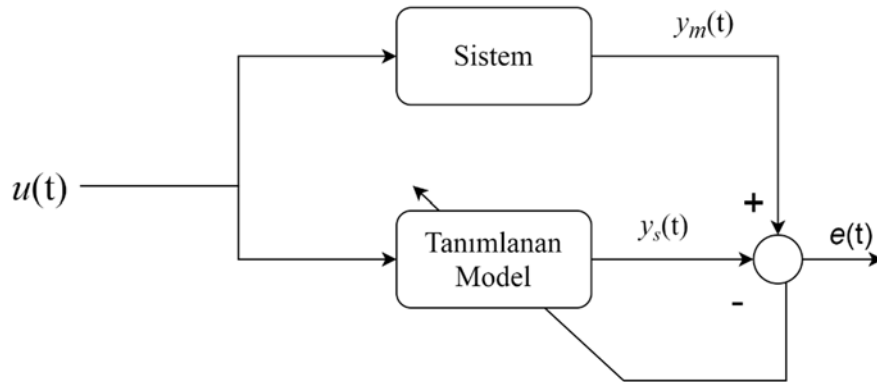
Bu tanımlamalar esas alınarak sistemin kararlı olup olmadığı anlaşılmaktadır. Şöyleki;

Teorem 3.1: Bir denge noktası düşünelim ve bu denge noktasının komşuları pozitif tanımlı (p.d.) $V(x)$ fonksiyonuna ve negatif yarı tanımlı (n.s.d.) $\dot{V}(x)$ fonksiyonuna sahip ise bu denge noktası kararlıdır.

Teorem 3.2: Denge noktasının komşuları pozitif tanımlı (p.d.) $V(x)$ fonksiyonuna ve negatif tanımlı (n.d.) $\dot{V}(x)$ fonksiyonuna sahip ise bu denge noktası asimptotik (asymptotically) kararlıdır.

3.6. Sistem Tanılama

Sistem tanılama mekanizması, ölçülen giriş ve çıkış veri paketlerini kullanarak; simülasyon ve uygulamalarda kullanılan setlerdeki dinamik sistemlere ait uygun matematiksel modelleri üretmektedir. Tanılama işleminde temel parametreler referans alınarak, kolayca modellenemeyen dinamik sistemlerin modelleri elde edilmektedir. Sistem tanılama genel blok diyagramı Şekil 12’de gösterilmektedir.



Şekil 3.12. Sistem Tanılama Blok Diyagramı

Zaman veya frekans domeni giriş-çıkış veri setleri kullanılarak, sistemin durum uzay modelleri, proses modelleri ve sürekli zamanlı ya da ayrık zamanlı transfer fonksiyonları elde edilmektedir. Aynı zamanda içerisinde bulunan bazı özel algoritmalar ile online parametre tahminini de yapılmaktadır. Tanılama işleminde; Maksimum Olasılık (Maximum Likelihood), Tahmin Hata Minimizasyonu (Prediction-Error Minimization (PEM)) ve Alt Uzay Sistemi Tanılama (Subspace System Identification) gibi tanılama tekniklerinden faydalanılarak sistem modelleri elde

edilmektedir. Dalgacık Ağları (Wavelet Network) ile birlikte Hommerstein-Wiener, doğrusal olmayan ARX modelleri ve sigmoid ağlarındaki belirsizlikler tahmin edilerek, doğrusal olmayan sistemlerdeki dinamiklerin çözümlemeleri sistem tanılama ile gerçekleştirilmektedir. Kullanıcı tarafından tanımlanan modellerin parametre değerlerinin tahmini için gri kutu sistem tanılama metodu kullanılmaktadır.

Sistem tanılamada sıkça tercih edilen Gauss-Newton, İç Nokta (Interior Point) ve Levenberg-Marquardt gibi en küçük kare model uydurma algoritmaları bulunmaktadır. Bu tür algoritmaların en küçük kareler metodundaki mantığa benzer, farklı maliyet fonksiyonları vardır.

3.6.1. Sistem Tanılama ve Model Uydurma Algoritmaları

Sistem tanılama ve model uydurma algoritmaları, aşağıda ifade edildiği gibi en küçük kareler yaklaşımına benzer bir mantık ile çalışmaktadır. Genel olarak bu algoritmalar, karelerin toplamı olarak tanımlanan bir fonksiyondaki yerel bir x vektörünü bulmak için geliştirilen metotlardır (Mathworks, 2012).

$$\min_x \|F(x)\|_2^2 = \min_x \sum_i F_i^2(x) \quad (3.62)$$

Burada $\|F(x)\|_2^2$, $F(x)$ fonksiyonu için kareler toplamı işlemi yapıldığını göstermektedir. Sistem tanılama için İç Nokta (Interior-Point), Gauss-Newton ve Levenberg-Marquardt gibi eğri uydurma algoritmaları kullanılmaktadır.

İç Nokta metodu ikinci dereceden programlama algoritmalarını (Quadratic Programming Algorithms, QPA) kullanmaktadır ve bu algoritmalar, Denklem (3.63)'de verilen fonksiyonu minimize etmektedir.

$$\min_x \frac{1}{2} x^T H x + c^T x \quad (3.63)$$

Bu ifadede; x durum matrisi ve H ise Hessian matrisidir. H değeri $2C^T C$ ifadesinin hesaplanmasıyla bulunmaktadır. Denklemde verilen c vektörü ise, $-2C^T d$ değerine eşit bir ifadedir. İç nokta algoritması Denklem (3.64)'de verilen $\|Cx - d\|_2^2$ fonksiyonunu

minimize ederek sistem için uygun cevaplar bulmaktadır. Burada d ifadesi durum uzay denklemlerinde kullanılan besleme matrisidir.

$$\begin{aligned}
 \|Cx - d\|_2^2 &= (Cx - d)^T (Cx - d) \\
 &= (x^T C^T - d^T)(Cx - d) \\
 &= (x^T C^T Cx) - (x^T C^T d - d^T Cx) + d^T d \\
 &= \frac{1}{2} x^T (2C^T C)x + (-2C^T d)^T x + d^T d
 \end{aligned} \tag{3.64}$$

Levenberg-Marquardt metodu için kullanılan minimizasyon ifadesi Denklem (3.65)'de verilmektedir. Birçok pratik uygulamada ve doğrusal olmayan parametre tahmin işlemlerinde bu metot sıkça kullanılmaktadır. Kontrol sistemlerinde çıkış ifadesi $y(x, t)$ ile sürekli zamanlı model referans değeri $\varphi(t)$ arasındaki hatayı minimize etmek için sıkça bu algoritma uygulanmaktadır. Bu ifadelerde x vektör ve t ise skaler değerlerdir.

$$\min_{x \in \mathcal{H}^n} \int_{t_1}^{t_2} (y(x, t) - \varphi(t))^2 dt \tag{3.65}$$

Burada verilen; $y(x, t)$ ve $\varphi(t)$ skaler fonksiyonlardır. Bu ifade ayrıklaştırılırsa;

$$\min_{x \in \mathcal{H}^n} f(x) = \sum_{i=1}^m (y(x, t_i) - \varphi(t_i))^2 \tag{3.66}$$

yazılır. Burada t_i eşit aralıklıdır ve bu durumda $F(x)$ vektörü;

$$F(x) = \begin{bmatrix} y(x, t_1) - \varphi(t_1) \\ y(x, t_2) - \varphi(t_2) \\ \dots \\ y(x, t_m) - \varphi(t_m) \end{bmatrix} \tag{3.67}$$

olarak tanımlanır. Son olarak model uydurma algoritmalarından biri olan Gauss-Newton için kullanılan minimizasyon denklemi aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$\min_{d_k \in \mathbb{R}^n} \|J(x_k)d_k + F(x_k)\|_2^2 \quad (3.68)$$

Bu ifadede asıl amaç arama yönü (search direction) olarak bilinen d_k değerini bulmaktır. Bu algoritma, her iterasyonda, $f(x)$ fonksiyonunun azalmasını sağlamak için satır arama stratejisinin bir parçası olarak d_k arama yönünü kullanmaktadır.

3.6.2. RLS Yöntemi ile Parametre Tahmini

En küçük kareler yöntemi, birbirine bağlı olarak değişen iki fiziksel büyüklük arasındaki matematiksel bağlantıyı, mümkün olduğunca gerçeğe uygun bir denklem olarak yazmak için kullanılan, standart bir regresyon yöntemidir. Bir başka deyişle bu yöntem, ölçüm sonucu elde edilmiş veri noktalarına "mümkün olduğu kadar yakın" geçecek bir fonksiyon eğrisi bulmaya yarar. Gauss-Markov Teoremi'ne göre en küçük kareler yöntemi, regresyon için optimal yöntemdir (ÇINAR, 2019).

Yinelemeli en küçük kareler (RLS), giriş verilerini kullanarak ağırlıklı doğrusal en küçük kareler maliyet fonksiyonunu en aza indiren katsayıları yinelemeli olarak bulan uyarlanabilir bir filtre algoritmasıdır. Bu yaklaşım, ortalama kare hatasını azaltmayı amaçlayan en küçük ortalama kareler (LMS) gibi diğer algoritmalarından farklıdır. RLS'nin türetilmesinde, giriş sinyalleri deterministik olarak kabul edilirken, LMS ve benzer algoritmalar için bunlar stokastik olarak kabul edilir. RLS, rakiplerinin çoğuyla karşılaştırıldığında, son derece hızlı yakınsama sergiler ancak karmaşık ve yüksek hesaplama gerektirmesi dezavantajıdır.

Yinelemeli En Küçük Kareler (Recursive Least Squares, RLS) tahmincisi doğrusal bir sistemin parametrelerini tahmin etmek için, aşağıda verildiği gibi bir genel denklem ifadesinden yararlanır.

$$y(t) = H(t)\theta(t) \quad (3.69)$$

Burada $y(t)$ ve $H(t)$ bilinen değişkenleri kullanılarak, $\theta(t)$ değerleri hesaplanmaktadır. Hesaplamalarda, online $\theta(t)$ parametre tahminleri için yinelemeli algoritmalar kullanılmaktadır. Yinelemeli algoritmalar sonsuz-geçmiş (infinite-history)

ve sonlu-geçmiş (finite-history) olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Sonsuz-geçmiş algoritmaları gözlemlenen ve tahmin edilen çıkışlar arasındaki hatayı minimize etmek için başlangıçtan itibaren tüm zaman aralıklarında hesaplama yapmaktadır. Matlab/Simulink ortamında RLS tahmincisi ve Yinelemeli Polinom Model Tahminci (Recursive Polynomial Model Estimator) blokları kullanılarak sonsuz-geçmiş algoritmaları gerçekleştirilmektedir. Sonlu-geçmiş algoritmaları ise gözlemlenen ve tahmin edilen çıkışlar arasındaki hatayı minimize etmek için belli zaman aralıklarında hesaplama yapmaktadır. Matlab/Simulink ortamında RLS tahmincisi ve yinelemeli polinom model tahminci blokları kullanılarak sonlu-geçmiş algoritmaları gerçekleştirilmektedir. Parametre değerleri hızlı ve ani değiştiği durumlarda, sonsuz-geçmiş algoritmalarına oranla sonlu-geçmiş algoritmaları ile parametre tahminleri daha kolay yapılabilir.

Sonsuz-geçmiş yenilemeli tahmin algoritmasına ait genel ifade Denklem (3.70)'de verilmektedir.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (3.70)$$

Burada; $\hat{\theta}(t)$, t anında tahmin edilen parametreleri, $y(t)$, t anında gözlemlenen çıkış işaretini ve $\hat{y}(t)$ ise çıkış işareti olan $y(t)$ 'nin $(t-1)$ anında gözlemlenen işareti ifade etmektedir. Kazanç değeri $K(t)$, mevcut tahmin hatasının $(y(t) - \hat{y}(t))$ parametre tahmini güncellemesini ne kadar etkileyeceğini belirler. Genel olarak yinelemeli tahmin algoritmaları, tahmin hatası $y(t) - \hat{y}(t)$ ifadesini minimize etmektedirler. Kazanç ifadesi $K(t)$ aşağıda verilen denklemle ifade edilmektedir.

$$K(t) = Q(t)\psi(t) \quad (3.71)$$

Burada, $Q(t)$ minimize edilen fonksiyonu, $\psi(t)$ değeri, parametrelere (θ) bağlı tahmin edilen model çıkışının $\hat{y}(t|\theta)$ gradyanı olarak tanımlanmaktadır. $Q(t)$ ve $\psi(t)$ değerlerindeki farklı hesaplamalar ile oluşan farklı yaklaşımlara bağlı olarak Matlab Sistem tanımlama araç çubuğu tarafından desteklenen yinelemeli algoritmalar

değişmektedir. Parametrelerin gradyanı $\psi(t)$ ifadesi lineer regresyon denklemi ile Denklem (3.72)'de gösterilmektedir.

$$y(t) = \psi^T(t) \theta_0(t) + e(t) \quad (3.72)$$

Bu ifadede, $\psi(t)$ önceki iterasyonda ölçülen giriş-çıkış değerleri referans alınarak hesaplanan regresyon vektörüdür. $\theta_0(t)$, gerçek parametre değerleri olarak tanımlanmaktadır. Beyaz gürültü olarak varsayılan gürültü kaynağı, $e(t)$ ile ifade edilmektedir. Tahmin edilen çıkış denklemi de aşağıda verilmektedir.

$$\hat{y}(t) = \psi^T(t) \hat{\theta}(t-1) \quad (3.73)$$

Sistemin online kontrolü için kullanılan Sonsuz-Geçmiş yinelemeli tahmin algoritmaları Unutma Faktörü (Forgetting Factor), Kalman Filtresi ve Gradyan (Gradient) olmak üzere üç bölüme ayrılmaktadır. Unutma faktörü ve kalman algoritma formülleri, gradyan metodunda kullanılan formüllere göre daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Ancak tipik olarak daha iyi yakınsama özeliği göstermektedir.

3.6.2.1. Unutma Faktörü

Aşağıda verilen denklem setleri, model uydurma algoritmalarından biri olan unutma faktörü adaptasyon algoritmasını özetlemektedir.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (3.74)$$

$$\hat{y}(t) = \psi^T(t) \hat{\theta}(t-1) \quad (3.75)$$

$$K(t) = Q(t) \psi(t) \quad (3.76)$$

$$Q(t) = \frac{P(t-1)}{\lambda + \psi^T(t)P(t-1)\psi(t)} \quad (3.77)$$

$$P(t) = \frac{1}{\lambda} \left(P(t-1) - \frac{P(t-1)\psi(t)\psi^T(t)P(t-1)}{\lambda + \psi^T(t)P(t-1)\psi(t)} \right) \quad (3.78)$$

İfadeye; pozitif tanımlı bir matris olan $P(t)$ hesabı, artık (tahmin edilen değer ile ölçülen değer çıkışları arasındaki fark) değerlerinin beyaz gürültü olduğunu varsayarak yapılmaktadır. Artıklar değerinin varyansı 1'dir. Tahmin edilen parametrelerin kovaryans matrisi $\frac{R_2}{2} * P$ ifadesi ile hesaplanmaktadır. Burada R_2 artıklar değerinin varyansını ifade etmektedir. Aşağıdaki denklem minimize edilerek t anında $Q(t)$ değeri elde edilmektedir.

$$\sum_{k=1}^t \lambda^{t-k} (y(k) - \hat{y}(k))^2 \quad (3.79)$$

Burada; λ sembolü unutm faktörü olarak adlandırılmaktadır ve tipik olarak 0.98 ile 0.995 arasında değişen pozitif bir değerdir. Zamanla değişmeyen sabit parametrelili sistemler için $\lambda = 1$ seçilmelidir. Zamanla değişen sistemler için ise $\lambda < 1$ seçilmelidir. Unutm faktörü algoritmasında $\lambda = 1$ ile Kalman filtresi algoritmasındaki $R_1 = 0$, $R_2 = 1$ iken oluşan değerler birbirine eşittir. Ayrıca aşağıdaki denklemde λ değerine bağlı olarak değişen T_0 kazanç ifadesi; denetleyicinin önceki verileri ne kadar dikkate alıp almadığı konusunda bize bilgi vermektedir.

$$T_0 = \frac{1}{1 - \lambda} \quad (3.80)$$

3.6.2.2. Kalman Filtreleri ile Sistem Tanılama

Model uydurma algoritması olarak kullanılan Kalman Filtresi denklemleri aşağıda verilmektedir.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (3.81)$$

$$\hat{y}(t) = \psi^T(t) \hat{\theta}(t-1) \quad (3.82)$$

$$K(t) = Q(t) \psi(t) \quad (3.83)$$

$$Q(t) = \frac{P(t-1)}{R_2 + \psi^T(t) P(t-1) \psi(t)} \quad (3.84)$$

$$P(t) = P(t-1) + R_1 - \frac{P(t-1) \psi(t) \psi^T(t) P(t-1)}{R_2 + \psi^T(t) P(t-1) \psi(t)} \quad (3.85)$$

Burada tanımlanan R_1 değeri, kullanıcı tarafından belirlenen parametre değişim kovaryans matrisidir. Ayrıca, $R_2 * P$ tahmin edilen parametrelerin kovaryans matrisi ve R_1 / R_2 parametre değişim kovaryans matrisidir. Bu ifade doğrusal regresyon (linear-regression) formunda aşağıdaki denklem ile tanımlanabilmektedir.

$$y(t) = \psi^T(t) \theta_0(t) + e(t) \quad (3.86)$$

Denklem (3.84) ile tanımlanan $Q(t)$ değeri, Kalman filtresi ile hesaplanmaktadır. Bu denklemde bulunan gerçek parametreler olan $\theta_0(t)$ ifadesi aşağıdaki denklemde gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\theta_0(t) = \theta_0(t-1) + w(t) \quad (3.87)$$

Burada $w(t)$ Gaussian beyaz gürültü olarak bilinmektedir ve $w(t)$ ile parametre değişim kovaryans matrisi R_1 arasındaki ilişki aşağıdaki denklemde gösterilmektedir.

$$E w(t) w^T(t) = R_1 \quad (3.88)$$

Yukarıda kullanılan R_2 değeri ise, $e(t)$ değerinin varyansına eşittir. Burada eğer $y(t) = \psi^T(t)\theta_0(t) + e(t)$ ise $e(t)$ ifadesi;

$$e(t) = y(t) - \psi^T(t)\theta_0(t) \quad (3.89)$$

olmaktadır. Son olarak Kalman filtre algoritmaları, çıkış işareti $y(t)$, gradyan $\psi(t)$, R_1 , R_2 değerleri ile başlangıç durumundaki $\theta(t=0)$ (parametrelerin ilk tahmini değerleri) ve $P(t=0)$ (parametre hatalarını veren kovaryans matris) değerlerinin sisteme girilmesiyle belirlenmektedir. Ayrıca R_1 ve $P(t=0)$ matrisleri $R_2 = 1$ gibi ölçeklenmiş değerler olarak varsayılmaktadır. Yapılan ölçeklenme, parametre tahminini etkilememektedir.

3.6.2.3. Gradyan Metot

Doğrusal regresyon denklemleri incelendiğinde; gradyan metotları en küçük ortalama kareler metotları olarak bilinmektedir. Aşağıdaki denklemler Normalleştirilmiş ve Normalleştirilmemiş Gradyan adaptasyon metotları için özetlenen denklemlerdir.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (3.90)$$

$$\hat{y}(t) = \psi^T(t)\hat{\theta}(t-1) \quad (3.91)$$

$$K(t) = Q(t)\psi(t) \quad (3.92)$$

Normalleştirilmemiş Gradyan yaklaşımında $Q(t)$ değeri; $Q(t) = \gamma$ olarak tanımlanır. Normalleştirilmiş Gradyan yaklaşımında ise $Q(t)$ değeri aşağıdaki denklemde verilmektedir.

$$Q(t) = \frac{\gamma}{|\psi(t)|^2 + Bias} \quad (3.93)$$

Normalleştirilmiş Gradyan algoritmasında, her bir gradyan vektör $\psi(t)$ 'nin karesi miktarı kadar, adaptasyon kazanç değeri γ ölçeklendirilmektedir. Eğer gradyan değeri sıfıra yakın ise, tahmin edilen parametre değerleri, gerçek parametre değerlerinden uzaklaşma eğilimi gösterecektir. Bu problemi çözmek için bir 'bias' terimi denkleme eklenmiştir. Bu metotlardan biri seçildikten sonra sistemin parametre tahmini gerçekleştirilmektedir.



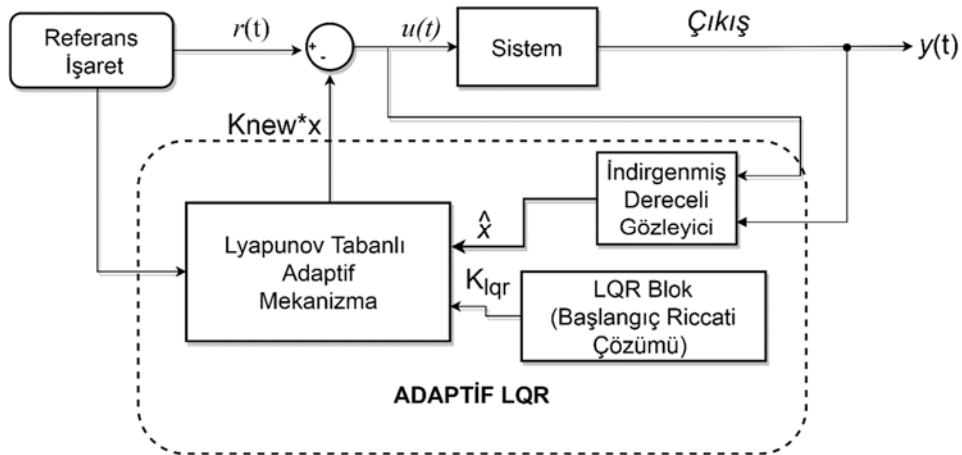
4. SİSTEM DURUM TAHMİNİ VE VLS SİSTEMİN ADAPTİF LQR KONTROLÜ

Bu bölümde tez çalışmasında yürütülen; İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Durum Tahmini ve VLS Sistemin Adaptif-LQR Kontrolü, Ayrık Zamanlı Kalman Filtreleri ile Durum Tahmini ve Adaptif LQR Kontrol yaklaşımları ele alınmıştır.

Denetlenen sistemin durum tahmini, indirgenmiş dereceli gözleyici ve kalman filtresi ile gerçekleştirilmektedir. Tahmin edilen bu durumlar adaptif-LQR bloğunda kullanılmaktadır. Adaptif-LQR mekanizmasında, Lyapunov kararlılık kriteri tabanlı yeni bir denetleyici yapısı bulunmaktadır.

4.1. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Durum Tahmini ve VLS Sistemin Adaptif-LQR Kontrolü

Şekil 4.1’de, simülasyon ve uygulama olarak gerçekleştirilen indirgenmiş dereceli gözleyici ile durum tahmini ve VLS sistemin Adaptif-LQR kontrolü blok şeması görülmektedir. Kontrol sisteminde ilk olarak sabit yüklü sistem için optimal geribesleme kazanç matris değeri (K_{lqr}), Riccati denklemleri kullanılarak LQR bloğunda elde edilmektedir.

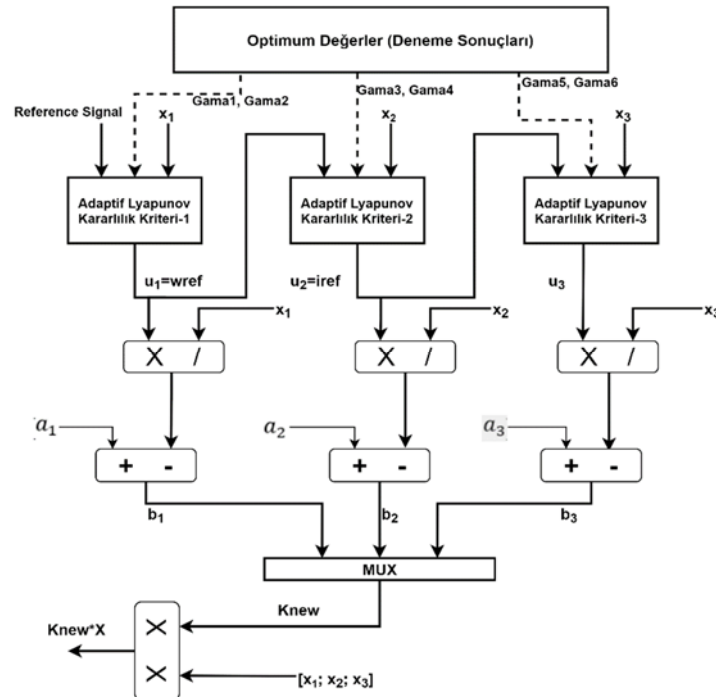


Şekil 4.1. Adaptif-LQR Blok Diyagramı

Sabit yüklü sistem için elde edilen geribesleme kazanç matris değeri (K_{lqr}) sabittir. Sistem yükünün değiştiği durumlarda, sistem istenilen optimal kontrol cevabı

sağlayamamaktadır. Bu nedenle bu problemi çözmek amacıyla LQR kontrol sistemine; değişken yük etkileri gibi çevresel etkilere uyum sağlayan Lyapunov kararlılık kriteri tabanlı adaptasyon mekanizması eklenerek sistemin daha yüksek performans ile çalışması sağlanmaktadır. Sisteme eklenen adaptasyon mekanizması sayesinde, değişken yük veya diğer bozucu etkiler oluştuğunda durum geri besleme kazanç matrisi K_{new} olarak kendi kendine adaptif biçimde ayarlanmakta ve geri besleme işareti $K_{new} \times \hat{x}$ olarak güncellenmekte ve bozucu etkiler minimize etmektedir.

Şekil 4.2’de ise Lyapunov tabanlı adaptasyon mekanizması için önerilen blok şema gösterilmektedir. Blok diyagramda; $r(t)$ referans giriş işaretini, $\hat{x}$ indirgenmiş dereceli gözleyici tarafından tahmin edilen sistem durumlarını ve K_{lqr} ise geribesleme kazanç matris değerini göstermektedir. Önerilen kontrol sisteminde, sistem durumları olan pozisyon (x_1), hız (x_2) ve akım (x_3) kontrolleri için farklı adaptasyon blokları tasarlanmaktadır. İlk blok pozisyon kontrol; ikinci blok hız kontrol ve üçüncü blok ise akım kontrol için adaptasyon mekanizmalarını göstermektedir. Ayrıca ilk blok, ikinci blok ve üçüncü blok için sırasıyla $r(t)$, w_{ref} ve i_{ref} giriş referans işaretleri kullanılmaktadır.



Şekil 4.2. Lyapunov Kararlılık Kriteri Tabanlı Adaptif Mekanizma

Bu çalışmanın amacı sistem üzerinde oluşabilecek değişken yük gibi bozucu etkileri, optimal geribeslemeyi sağlayan yeni bir algoritma ile kompanze etmektir. Aşağıda verilen denklemlere uygun olarak tasarlanan bu algorithmada geri besleme kazancı değeri (K_{new}) ortam şartlarına uygun bir şekilde sürekli değişmektedir. Burada ayrık zamanlı LQR (DLQR) kontrolü çıkışında hesaplanan matris değeri ve adaptif olarak üretilen geri besleme kazancı matris değeri sırasıyla $K_{lqr} = [a_1 \ a_2 \ a_3]$ ve $K_{new} = [b_1 \ b_2 \ b_3]$ olarak tanımlanmaktadır. Yeni adaptif matris değerinin güncelleme denklemleri aşağıda verilmektedir. Burada DC motorun pozisyon, hız ve akım kontrol döngülerinde kullanılan denklemler referans alınarak, adaptif durum geribeslemeli denklemler (Denklem (4.1), Denklem (4.2) ve Denklem (4.3)) elde edilmektedir (Karapinar ve ark., 2013). Kontrol giriş ifadeleri (u_1, u_2, u_3) ise adaptif lyapunov bloklarında üretilmektedir.

$$b_1 = a_1 - \frac{u_1}{x_1} \quad (4.1)$$

$$b_2 = a_2 - \frac{u_2}{x_2} \quad (4.2)$$

$$b_3 = a_3 - \frac{u_3}{x_3} \quad (4.3)$$

Yukarıda ortaya konulan matris güncelleme denklemleri, Lypunov kararlılık teorisinden yararlanılarak elde edilmiştir. Lyapunov kararlılık teorisinde, sistem cevabını etkileyen parametre değerlerinin uygun bir şekilde seçilmesi, sistem kararlılığı ve performansı açısından çok önemlidir. Bu çalışmada ele alınan ikinci dereceden sistemin transfer fonksiyonu Denklem (4.4)'de verilmektedir.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (4.4)$$

Burada sistemin sabit başlangıç yükü ($J_s = 2.27 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$, $B_s = 3.54 \times 10^{-6} \text{ Nms}$) için parametreler; $K = 3.338 \times 10^{-1}$, $a_2 = 3.841 \times 10^{-7}$, $a_1 = 5.5551 \times 10^{-3}$ ve $a_0 = 2.185 \times 10^{-1}$ olarak elde edilmektedir. Dolayısıyla Lyapunov kararlılık teorisine uygun bir tasarım gerçekleştirebilmek için; ikinci dereceden bir referans modelin, ikinci dereceden bir denetlenen sistemin ve denetleyici parametrelerine bağlı kontrol girişine ait matematiksel ifadelerin bilinmesi gerekmektedir. Bu ifadeleri sırasıyla Denklem (4.5), Denklem (4.6) ve Denklem (4.7)'de olduğu gibi tanımlandığını varsayalım (Pal ve ark., 2017);

$$\frac{d^2 y_m}{dt^2} = -a_m \frac{dy_m}{dt} + b_m r \quad (4.5)$$

$$\frac{d^2 y}{dt^2} = -a \frac{dy}{dt} + bu \quad (4.6)$$

$$u_1 = \theta_1 r - \theta_2 \frac{dy}{dt} \quad (4.7)$$

Burada θ_1 ve θ_2 kontrol parametrelerini, y sistem çıkışını, y_m referans model çıkışını ifade etmektedir. Aşağıda Denklem (4.8) ile gösterilen ifade gerçek sistem çıkışı ile referans model çıkışı arasındaki farkı göstermektedir. Denklem (4.5) ile Denklem (4.6) değerleri arasındaki farkın karesi aşağıda Denklem (4.9) ile ifade edilmekte ve sistem çıkışı ile referans model çıkışı arasında oluşan hata değerinin karesini vermektedir.

$$e = y - y_m \quad (4.8)$$

$$\frac{d^2 e}{dt^2} = \frac{d^2 y}{dt^2} - \frac{d^2 y_m}{dt^2} = -a \frac{dy}{dt} + bu - \left(-a_m \frac{dy_m}{dt} + b_m r \right) \quad (4.9)$$

Denklem (4.9)'da yer alan kontrol girişi u ifadesi yerine Denklem (4.7) eşitliği yazılırsa Denklem (4.10) elde edilmektedir. Denklem (4.10)'da eşitliğinin her iki tarafına $a_m \frac{dy}{dt}$

ifadesini ekleyip çıkarırsak aşağıdaki denklemler elde edilmektedir. Gerekli hesaplamalar yapıldıktan sonra Denklem (4.14)'de gösterildiği gibi hatanın türev eşitliği bulunmaktadır.

$$\frac{d^2 e}{dt^2} = -a \frac{dy}{dt} + b \left(\theta_1 r - \theta_2 \frac{dy}{dt} \right) + a_m \frac{dy_m}{dt} - b_m r \quad (4.10)$$

$$\frac{d^2 e}{dt^2} = -a \frac{dy}{dt} + a_m \frac{dy}{dt} + b\theta_1 r - b\theta_2 \frac{dy}{dt} - a_m \frac{dy}{dt} + a_m \frac{dy_m}{dt} - b_m r \quad (4.11)$$

$$\frac{d^2 e}{dt^2} = -a_m \left(\frac{dy}{dt} - \frac{dy_m}{dt} \right) - (b\theta_2 + a - a_m) \frac{dy}{dt} + (b\theta_1 - b_m) r \quad (4.12)$$

$$\frac{d^2 e}{dt^2} = -a_m \frac{de}{dt} - (b\theta_2 + a - a_m) \frac{dy}{dt} + (b\theta_1 - b_m) r \quad (4.13)$$

$$\frac{de}{dt} = -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m) y + (b\theta_1 - b_m) r \quad (4.14)$$

Denklem (4.14)'de yörünge hatasının sıfıra yakınsaması için gerekli koşulların bulunması gerekmektedir. Bu koşullar $b\theta_2 = a_m - a$, $b\theta_1 = b_m$ denklemleri ile sağlanmaktadır. Sistem performansını artırmak için kontrol parametrelerinin çok iyi ayarlanması gerekmektedir. İstenilen parametre değerlerini elde etmek için Denklem (4.15)'de verilen Lyapunov fonksiyonu kullanılmaktadır. Bu denklemde Lyapunov kazanç değerleri γ_1 ve γ_2 ile tanımlanmaktadır. Bu kazanç değerleri sıfırdan büyük olduğundan dolayı; $b\gamma_1 > 0$ ve $b\gamma_2 > 0$ eşitlikleri de sıfırdan büyük olmaktadır ve Denklem (4.16) ifadesi elde edilmektedir.

$$v(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} (e^2 + \frac{1}{b\gamma_1} (b\theta_2 + a - a_m)^2 + \frac{1}{b\gamma_2} (b\theta_1 - b_m)^2) \quad (4.15)$$

$$v(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} e^2 + \frac{(b\theta_2 + a - a_m)^2}{2b\gamma_1} + \frac{(b\theta_1 - b_m)^2}{2b\gamma_2} \quad (4.16)$$

Bölüm (3.5.2)'de verilen lyapunov kararlılık kriterlerini hatırlayacak olursak; sistemin kararlı olabilmesi için Lyapunov fonksiyonu sıfırdan büyük ve aynı fonksiyonun türevi ise sıfırdan küçük olması gerekmektedir. Bu fonksiyonun türevi alındığında;

$$\frac{dv}{dt} = e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma_1} (b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma_2} (b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} \quad (4.17)$$

$$\frac{dv}{dt} = e \left[-a_m e - (b\theta_2 + a - a_m) y + (b\theta_1 - b_m) r \right] + \frac{1}{\gamma_1} (b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma_2} (b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} \quad (4.18)$$

$$\frac{dv}{dt} = -a_m e^2 - (b\theta_2 + a - a_m) ye + (b\theta_1 - b_m) re + \frac{1}{\gamma_1} (b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma_2} (b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} \quad (4.19)$$

$$\frac{dv}{dt} = -a_m e^2 - (b\theta_2 + a - a_m) \left(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma_1 ye \right) + \frac{1}{\gamma_2} (b\theta_1 - b_m) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma_2 re \right) \quad (4.20)$$

ifadeleri elde edilmektedir. Burada $r(t)$ referans giriş işaretini ifade etmektedir. Denklem (4.20)'ye göre aşağıda verilen parametre değerleri sağlanırsa fonksiyonun türev ifadesi sıfırdan küçük olmakta ve sistemin kararlılık şartı sağlanmaktadır.

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma_2 re \quad (4.21)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \gamma_1 ye \quad (4.22)$$

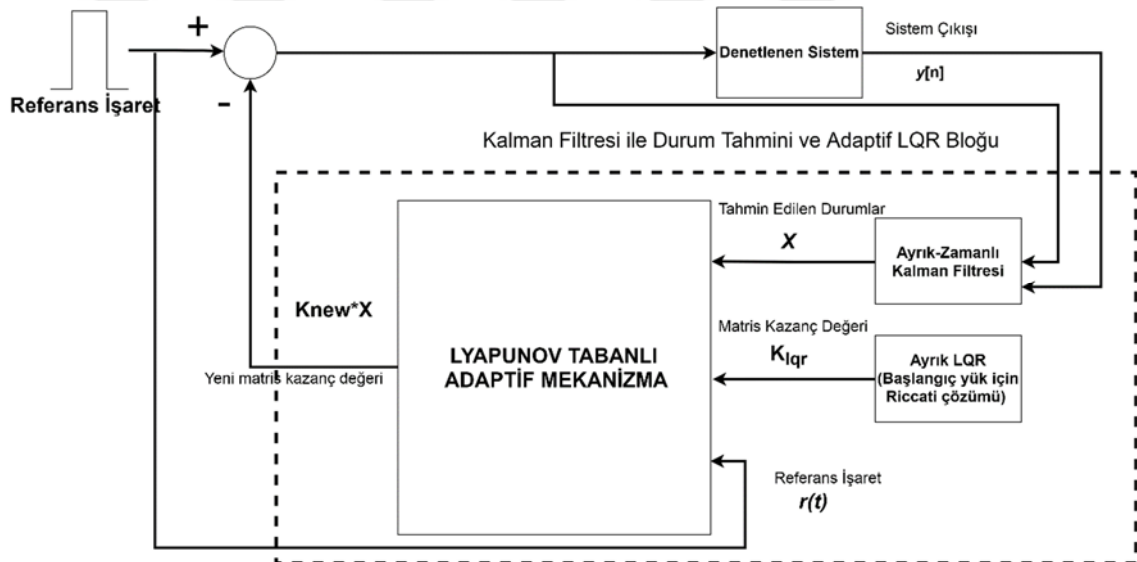
$$\theta_1 = -\frac{\gamma_2}{s} re \quad (4.23)$$

$$\theta_2 = \frac{\gamma_1}{s} ye \quad (4.24)$$

Yukarıda tasarlanan sistemde tanımlanan ve denklem (4.1)-(4.3) olarak verilen adaptif durum geri besleme denklemleri, denklem (4.7) referans alınarak tanımlanmış ve tasarlanan sistemin Lypunov kararlılığı buna göre incelenmiştir.

4.2. Ayırık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Durum Tahmini ve Adaptif LQR Kontrol

Ayrık zamanlı kalman filtre tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol blok şeması aşağıda Şekil 4.6'da gösterilmektedir. Çalışmada bu bölümde, yukarıdaki yaklaşımdan farklı olarak sistemin gürültüden arındırılmış durumlarını tahmin etmek için ayırık-zamanlı kalman filtre yaklaşımı kullanılmıştır. Kalman filtre yapısı ile durum tahminini doğru bir şekilde gerçekleştirmek için denetlenen sistemin çıkışı ve kontrol girişi gibi bilgiler gerekmektedir. Aşağıda şekilden görüldüğü gibi tahmin edilen durumlar, referans giriş ve ayırık LQR metodu ile elde edilen optimum geribesleme kazanç matris değeri gibi veriler Lyapunov tabanlı adaptif mekanizmada kullanılmaktadır.

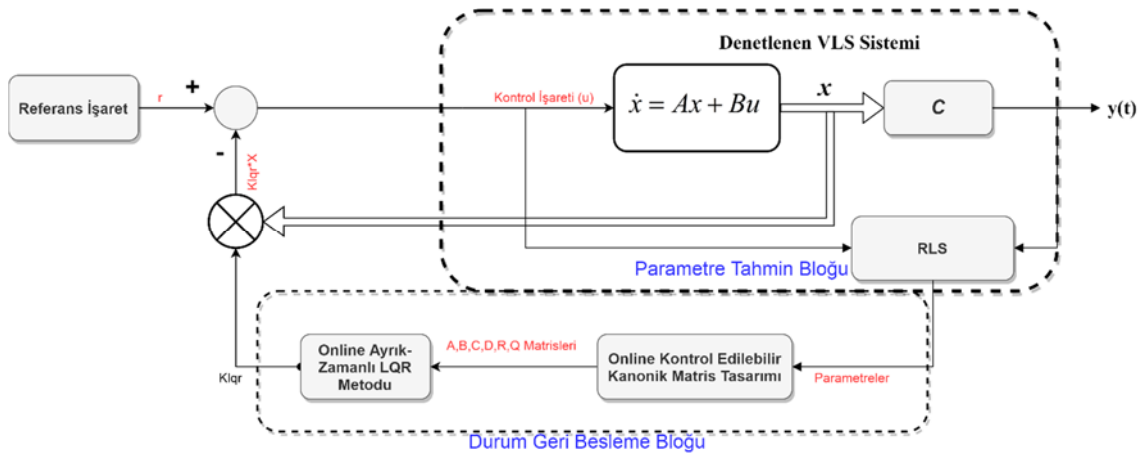


Şekil 4.6. Ayırık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Blok Şeması

Önceki bölümde, Lyapunov tabanlı adaptif mekanizma ile ilgili tasarım bilgileri verilmişti. Bu uygulamada da aynı adaptasyon mekanizması kullanılarak kazanç matris değeri kendi kendine sürekli güncellenmektedir. Yüksek performans gösteren bu kontrol tasarımı ile Kalman Filtre Tabanlı durum tahmini sayesinde gürültü ve bozucu etkiler minimize edilmektedir.

5. RLS TABANLI ADAPTİF DURUM GERİ BESLEMELİ KONTROL

Bu bölümde, yinelemeli en küçük kareler (RLS) metodu ile sistem tanılama tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol yöntemi ele alınmaktadır. Önerilen bu yaklaşım; sistem tanılama, parametre tahmini ve durum geri besleme olmak üzere üç ana bölümden oluşmaktadır. Adaptif durum geribeslemeli kontrol sistemi blok şeması Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, sistem tanılama bloğu ile denetlenen VLS sistemin giriş/çıkış verileri kullanılarak matematiksel modeli elde edilmektedir. Bu blokta online olarak, sistem tanılama model uydurma algoritmaları ile herbir giriş için sistem çıkışı takip edilmekte ve böylece denetlenen sistemde oluşan değişken yük gibi değişimler belirlenmektedir. Denetlenen VLS sisteminin başlangıçtaki yükü için elde edilen A , B , C matrislerine göre optimum K_{lqr} değerleri belirlenmekte ve sistem bu şekilde durum geri beslemeli olarak çalıştırılmaktadır. Aynı zamanda sisteme arka planda çalışan RLS sistem tanılama bloğuda eklenmektedir. RLS yöntemi, bir öğrenme metodudur ve güncellediği parametre değerleri ile önceki iterasyona göre daha iyi sonuç vermektedir. Bu yüzden ilk iterasyonda istenilen cevabı almak mümkün değildir ancak zamanla sistemin gerçek modelini elde edebilmek mümkün olmaktadır. Bu problemi daha hızlı çözmek amacıyla, sistem tanılama bloğunda başlangıç koşulları bilinen sabit yüklü VLS sistem parametreleri göz önüne alınarak tanımlanmakta ve böylece performansı iyileştirilmektedir.

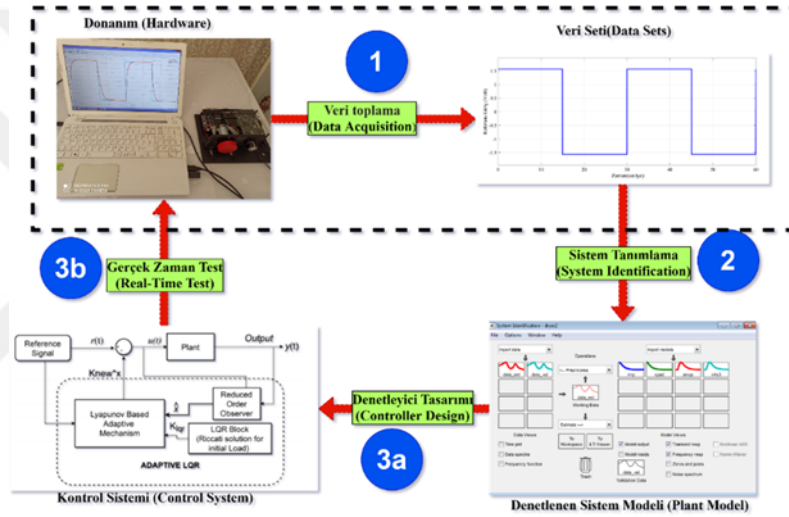


Şekil 5.1. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geri Beslemeli Kontrol Blok Şeması

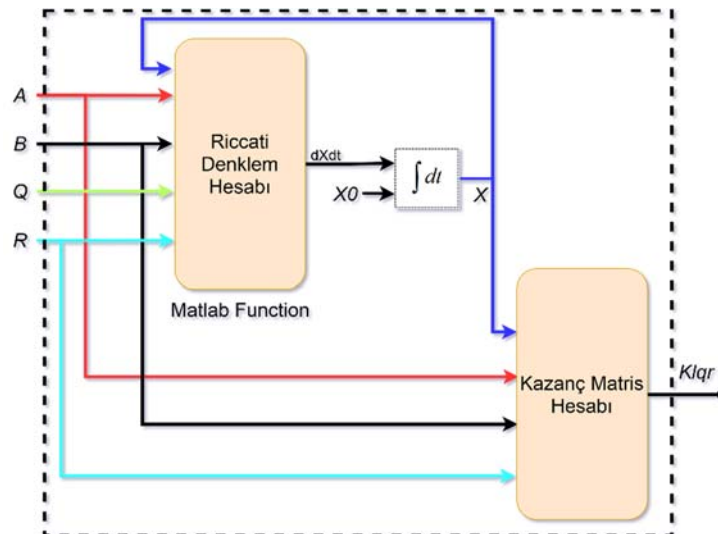
Sistem tanılama bloğu üç aşamalı olarak gerçekleşmektedir. İlk aşamada belirlenen süre boyunca, denetlenen sistemin başlangıç yükünde açık çevrim giriş/çıkış

veri paketleri kaydedilmektedir. İkinci aşamada, kaydedilen bu veriler kullanılmak üzere sistem tanılama metodunda tanımlanmaktadır. Son olarak en uygun cevap eğrisini sağlayan denetleyiciye ait transfer fonksiyonu farklı model uydurma algoritmaları uygulanarak elde edilmektedir. Sistem tanılama işleminin deneysel çalışma prensibi Şekil 5.2’de özetlenmektedir.

Adaptif durum geribeslemeli kontrol şemasında, sistem çıkışı ve kontrol girişi bilgileri kullanılarak parametre tahmini gerçekleştirilmektedir. Sistem çalışması devam ettikçe, parametre değerleri sürekli olarak güncellenmektedir. Parametre tahmin bloğu ile gözlenebilir kanonik formdaki A , B , C , R ve Q matris değerlerinin online hesaplanması için gerekli parametre bilgileri sağlanmaktadır.



Şekil 5.2. Sistem Tanılama Çalışma Prensibi



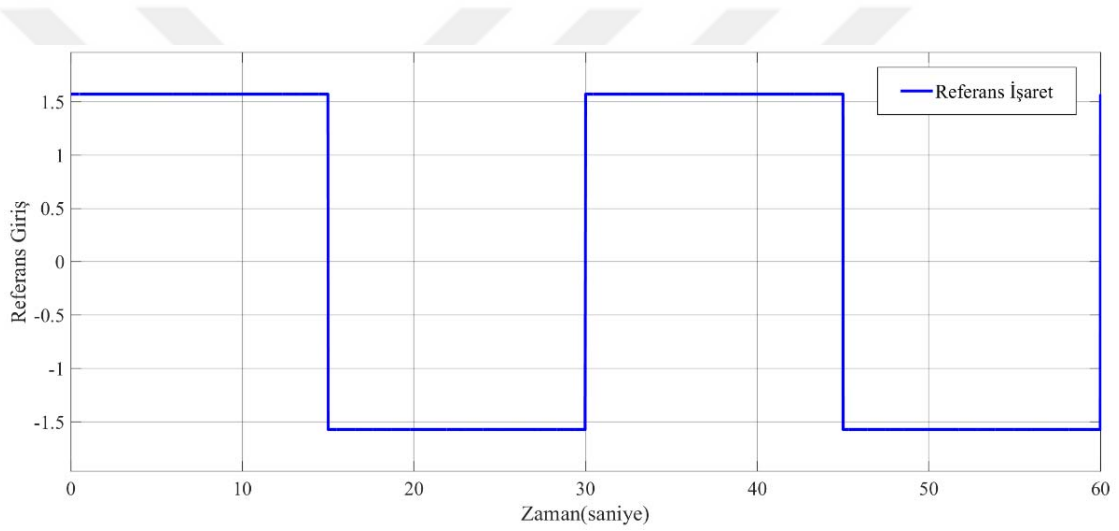
Şekil 5.3. Online Ayrık Zamanlı LQR Kontrol Şeması

Son olarak, Şekil 5.3’de görüldüğü gibi; elde edilen matris değerleri, online LQR kontrol bloğun girişleri olarak tanımlanmaktadır. Riccati denklem hesabı yapıldıktan sonra optimal K_{lqr} değeri online olarak hesaplanmaktadır.

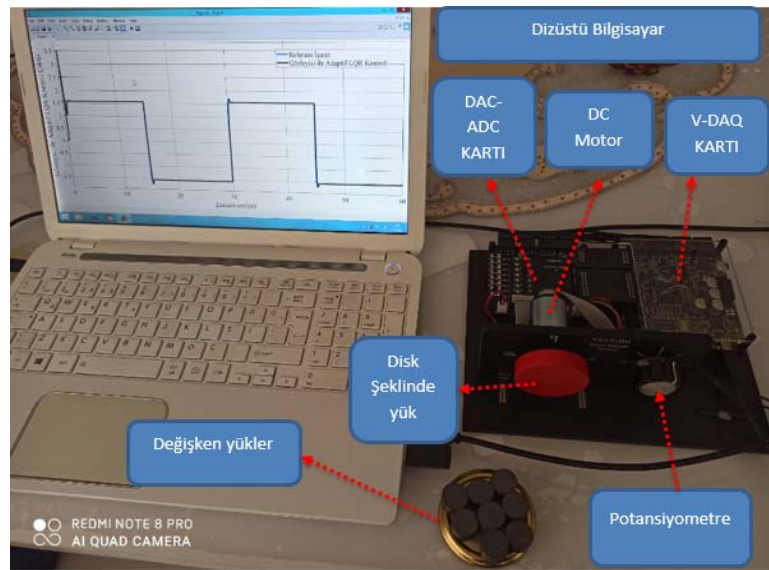


6. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Bu bölümde, yukarıda önerilen farklı metotlar kullanılarak VLS sisteminin konum veya yörünge kontrolü simülasyon ve uygulama olarak gerçekleştirilmiştir. Simülasyon ve uygulama çalışmalarında, iki konumlu yörünge için referans giriş $r(t)$ olarak, Şekil 6.1’de verilen kare dalga kullanılmıştır. Bu sinyalin periyodu 30 saniye olarak seçilmiş ve genliği ise $\frac{\pm\pi}{2} = 1.5708$ rad. için 1.5708 volt (± 90 derece için 1.5708 volt) olarak ölçeklendirilmiştir. Uygulama çalışmasında kullanılan servo sisteme ait deney seti Şekil 6.2’de verilmiştir. Bu setin içinde dizüstü bilgisayar, DC Motor, disk şekilli değişken yük, potansiyometre, DAC-ADC kartı ve V-DAQ kartı bulunmaktadır.



Şekil 6.1. Çalışmada Kullanılan Referans İşaret



Şekil 6.2. Uygulama Çalışmasında Kullanılan Deney Seti

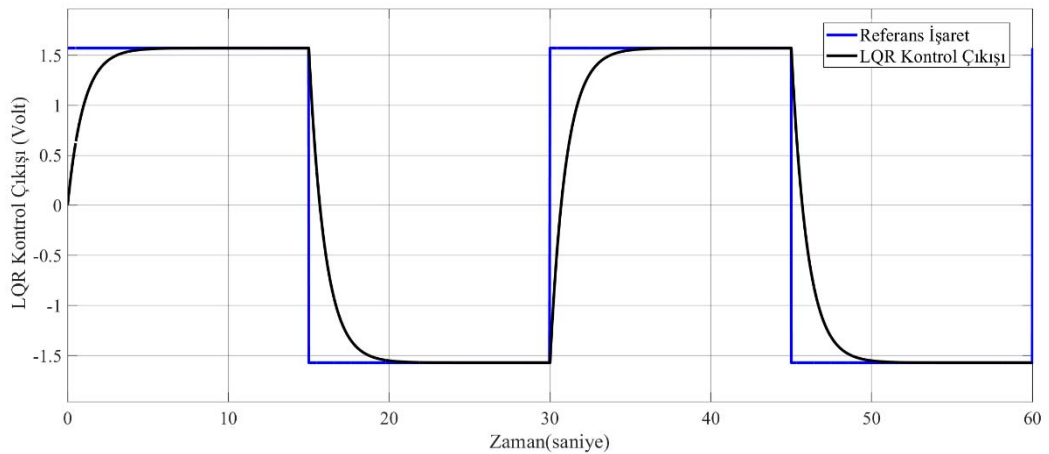
6.1. Sabit Yüklü Servo Sistemin Yörünge Kontrolü Simülasyon Sonuçları

6.1.1. LQR Kontrol Metodu Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde LQR kontrol metodu kullanılarak yükü değişmeyen (sabit yüklü) servo sisteminin Matlab/Simulink simülasyon ortamında kontrolü gerçekleştirilmiştir. İlk olarak aşağıdaki denklemde verilen; durum uzay modeli için gerekli parametre değerleri olan A , B , C ve D matris hesaplamaları gerçekleştirilmiştir. Kullanıcı tarafından belirlenen Q ve R matris değerleri de aşağıda verilmiştir. Daha sonra bu matris değerleri ile kapalı çevrim geribesleme kazanç matris hesabı (K_{lqr}) yapılmıştır. LQR kontrol metodu sisteme uygulandığında; Şekil 6.3’de gösterilen cevap eğrisi elde edilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -5 & 1220 \\ 0 & -92.08 & -10432 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3597.1 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0 \ 0], D=0, K_{lqr} = [1 \ 0.9647 \ 0.2724],$$

$$Q = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}, R = 3$$

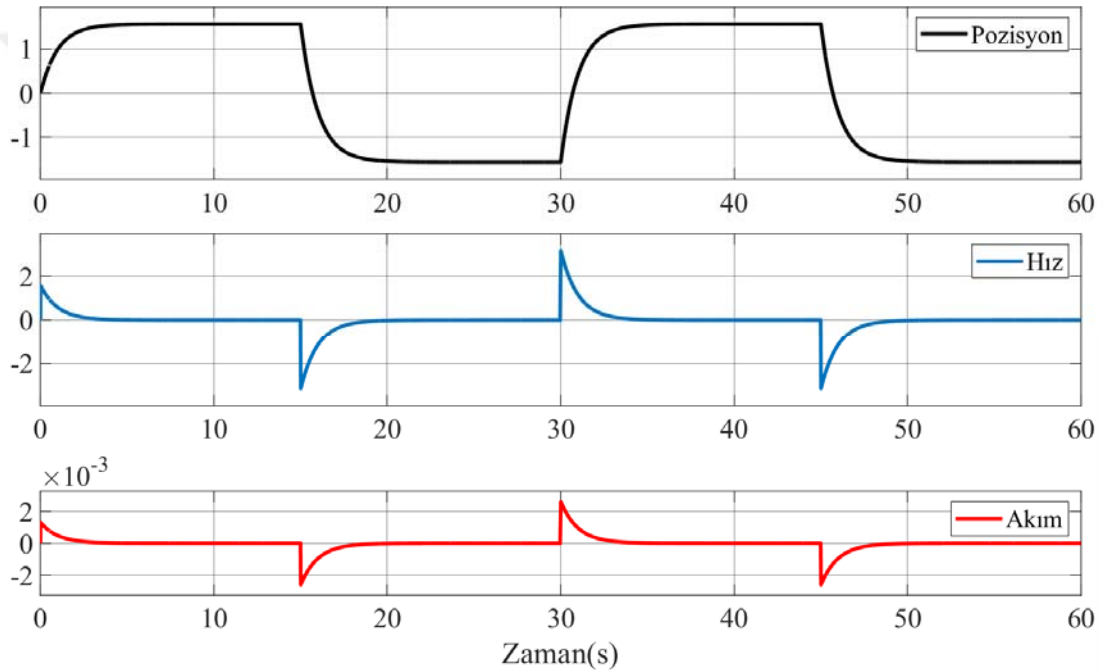


Şekil 6.3. Sabit Yüklü Sistem için LQR Kontrol Çıkışı

Sabit yüklü sistem için LQR kontrol çıkışı incelendiğinde; sürekli durum hatasının sifıra yakınsadığı ve kontrol sistemin yaklaşık 4 saniye sonra referans girişini yakaladığı

sonucuna varılmıştır. LQR kontrol sistemlerinde herhangi bir adaptif mekanizma olmadığı için bütün periyotlarda aynı sistem cevap eğrisi elde edilmiştir.

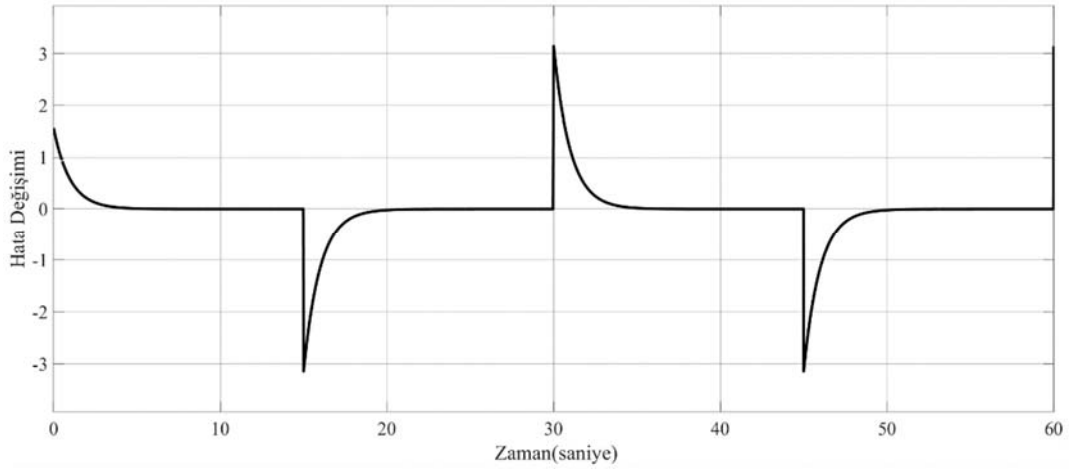
Durum uzay modelleme ile elde edilen pozisyon, hız ve akım gibi çıkış durumları LQR kontrol bloğunda kullanılmaktadır. LQR kazanç değerleri (K_{lqr}) için referans alınan, servo sisteminin pozisyon, hız ve akım parametre cevap eğrileri Şekil 6.4’de gösterilmektedir. Sistem cevap eğrilerinin tepki süreleri istenilen seviyede olmadığı görülmektedir. Kullanıcı tarafından belirlenen referans giriş işaretini yavaş bir şekilde yakalamasına rağmen, salınımların olmaması sistem performansı açısından önem arz etmektedir.



Şekil 6.4. VSIMLABS Sistem Durum Çıkışları

Bilindiği üzere hatanın integrali, mutlak değeri gibi kriterler esas alınarak performans indeks hesaplamaları yapılmaktadır. Dolayısıyla hatanın değişim eğrisinde meydana gelen ani değişimler ve bu değişimlerin miktarı sistem performansını etkilemektedir. Bu çalışmada LQR kontrol metodu kullanılarak elde edilen ve sistem yörünge çıkışı ile referans işaret arasında oluşan hata eğrisi de Şekil 6.5’de gösterilmektedir. Bu şekilde hatanın sifıra yakınsadığı görülmektedir.

LQR kontrol metodu ile gerçekleştirilen simülasyon sonuçlarına göre optimum cevap eğrisi elde edilmiştir. Sonuç olarak zamanla değişmeyen sistemlerde LQR kontrol metodu kullanılarak istenilen kriterlere yakın sonuçlar elde etmek mümkündür.

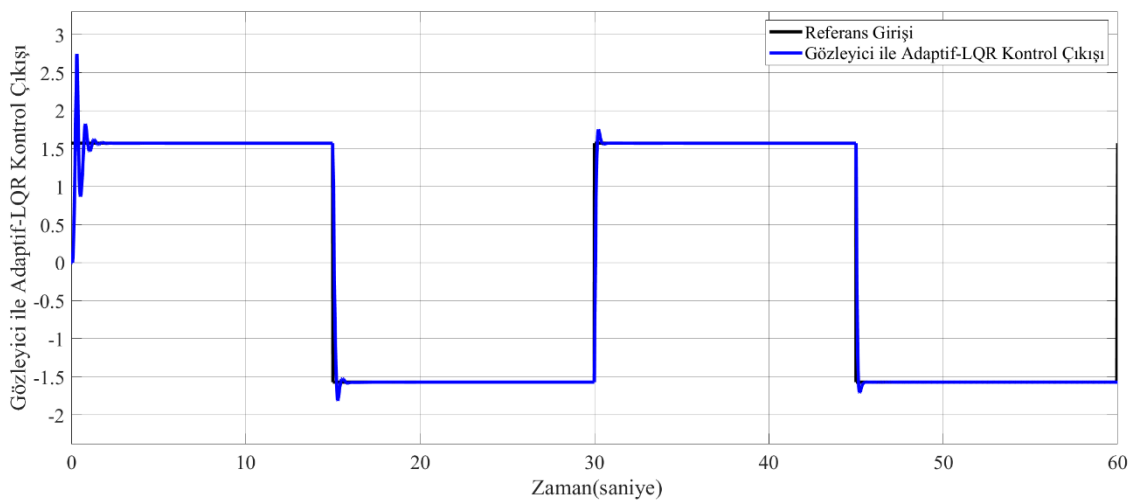


Şekil 6.5. Sabit Yüklü Sistem için Hata Değişimi

6.1.2. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Simülasyon

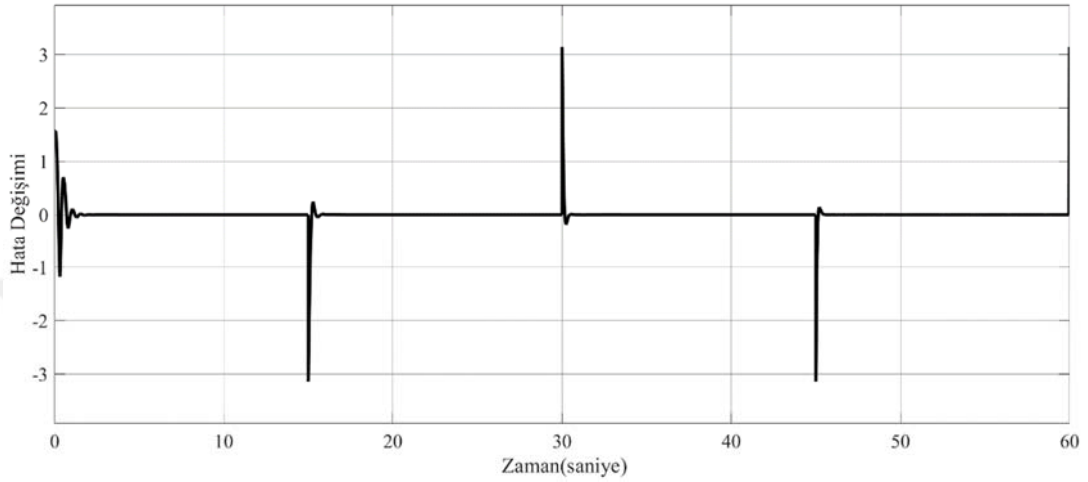
Sonuçları

İndirgenmiş dereceli gözleyici ile Adaptif LQR kontrol metodu kullanılarak sabit yüklü servo sistemin kontrolü Matlab/Simulink simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Bu metot ile gözleyici tasarımında kullanılan K_c değeri için kutup değerleri $p_1 = -0.1 + 0.1i$, $p_2 = -0.1 - 0.1i$ ve $p_3 = -100$ olarak seçilmiştir. Aynı zamanda K_e değeri için $p_4 = -1 + 2i$, $p_5 = -1 - 2i$ olarak belirlenmiştir. Bu durumda; $K_c = [0 \quad -0.0257 \quad -2.8735]$ ve $K_e = [-10435; \quad 89089]$ olarak hesaplanmıştır. İndirgenmiş dereceli gözleyici ile Adaptif LQR kontrol metodu servo sistemine uygulandığında elde edilen cevap eğrisi Şekil 6.6’da gösterilmiştir.



Şekil 6.6. Sabit Yüklü Sistem için Adaptif LQR Kontrol Çıkışı

Çıkış işareti ile referans giriş işareti arasındaki hata değişimi Şekil 6.7’de gösterilmiştir. Hata değişimi incelendiğinde salınımların sonraki periyotlarda azaldığı görülmektedir. İlk periyotta sistemin ani tepki vermek istemesinden dolayı zamanla genliği azalan salınımlar oluşmuştur. LQR kontrol metodu ile karşılaştırıldığında; sürekli durum hata değeri azalmış ve izleme performansı artmıştır.



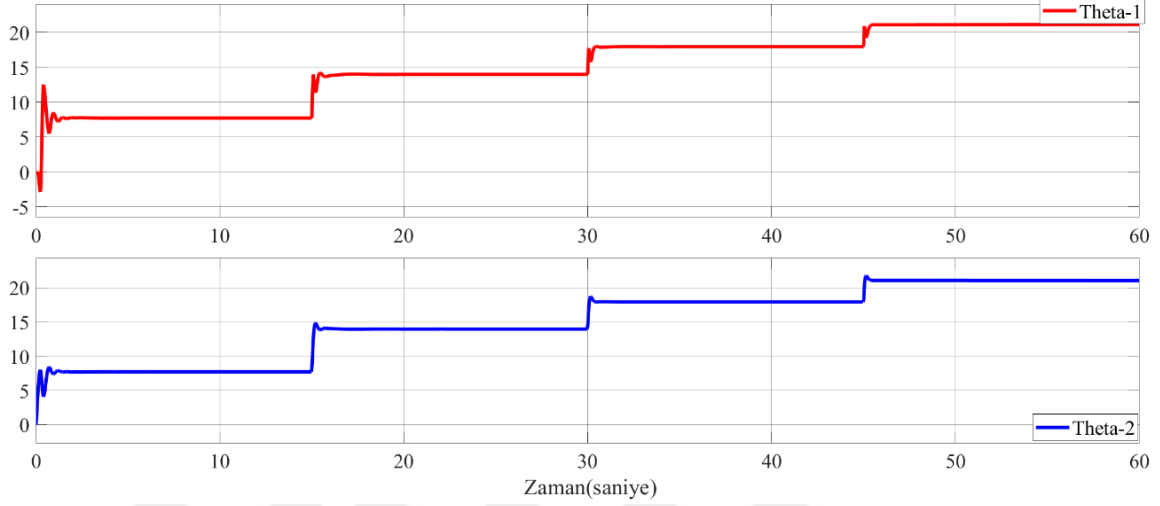
Şekil 6.7. Sabit Yüklü Sistem için Adaptif LQR Kontrol Hata Değişimi

Ayrıca indirgenmiş dereceli gözleyici ile Adaptif LQR kontrol metodu kullanıldığında adaptif bloklarda yer alan kontrol parametre (θ) değerlerindeki değişim Şekil 6.8, Şekil 6.9 ve Şekil 6.10’da gösterilmiştir. Sistem çalışma esnasında, kontrol parametreleri sürekli güncellenerek, sistem performansını artırdığı görülmüştür. Tasarlanan denetleyici ile çıkış işaretinin, referans işarete hızlı bir şekilde yerleştiği sonucuna varılmıştır. İlk iterasyonda oluşan salınımların ise sonraki iterasyonlarda azaldığı ve sistemin arzu edildiği şekilde çalıştığı görülmüştür.

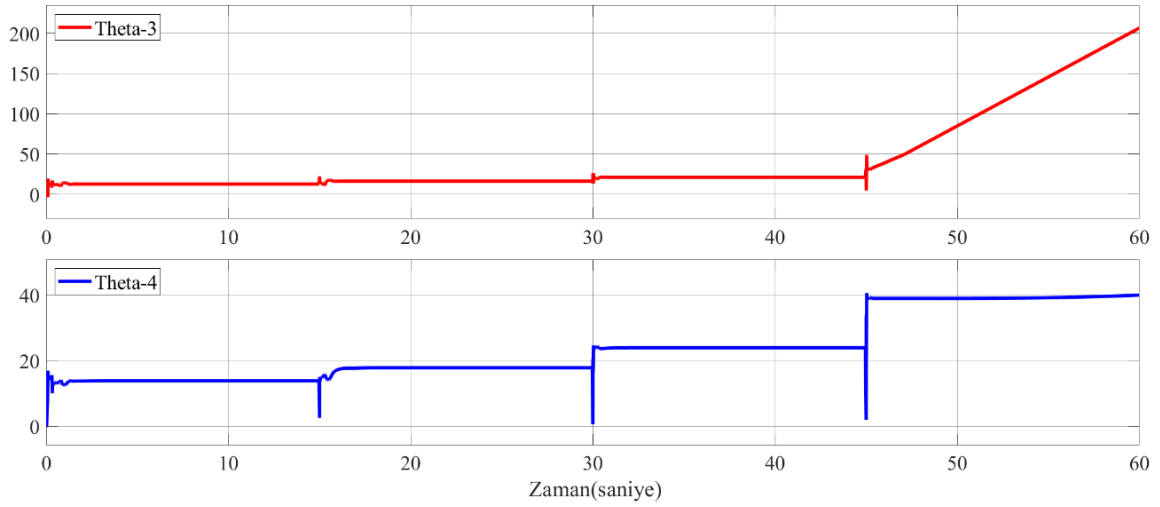
Bölüm 4.1’de bulunan Şekil 4.2 incelendiğinde; sistemin pozisyon kontrolü için tasarlanan adaptif lyapunov kararlılık kriteri-1 bloğunda hesaplanan θ_1 ve θ_2 değerlerine göre geribesleme kazanç matris değeri güncellenmektedir. İndirgenmiş dereceli gözleyici ile tasarlanan adaptif mekanizmada elde edilen θ_1 ve θ_2 parametrelerindeki değişim Şekil 6.9’da verilmiştir. Değişen yük etkisi veya gürültü gibi bozucu etkilerin olmadığı ortamda gerçekleşen simülasyon sonucuna göre tüm periyotlarda farklı parametre değerleri ile sistemin kontrol edildiği görülmüştür.

Adaptif lyapunov-2 bloğunda hesaplanan θ_3 ve θ_4 parametre değerlerine ait değişim grafiği Şekil 6.9’da gösterilmiştir. Bu blok ile hız kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Her periyotta ürettiği farklı değerler ile sistemin performansı artırılmıştır. Başlangıç noktasında oluşan salınımları azaltmak için hızlı bir tepkime gerçekleşmiştir.

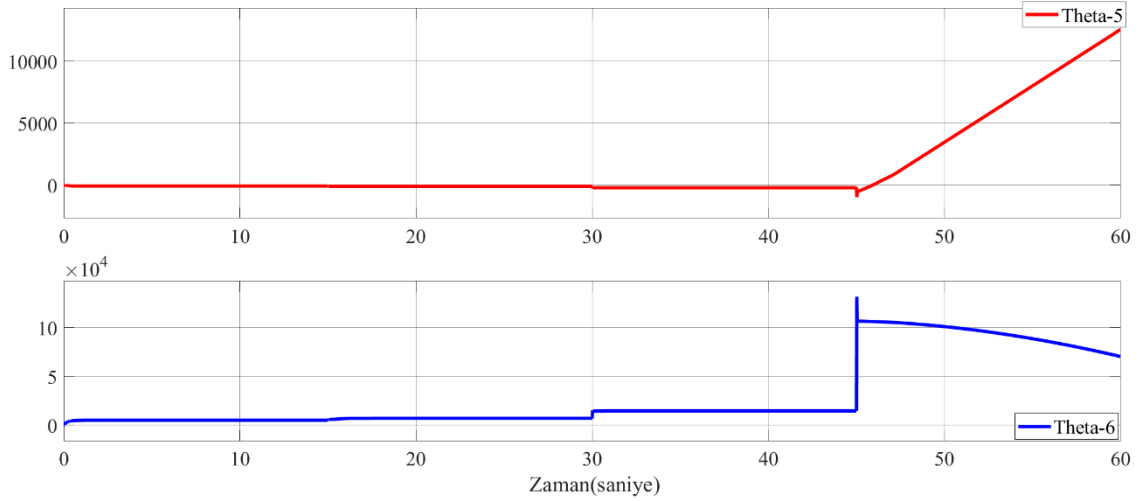


Şekil 6.8. Sabit Yüklü Sistem için Theta1 ve Theta2 Parametrelerindeki Değişim



Şekil 6.9. Sabit Yüklü Sistem için Theta3 ve Theta4 Parametrelerindeki Değişim

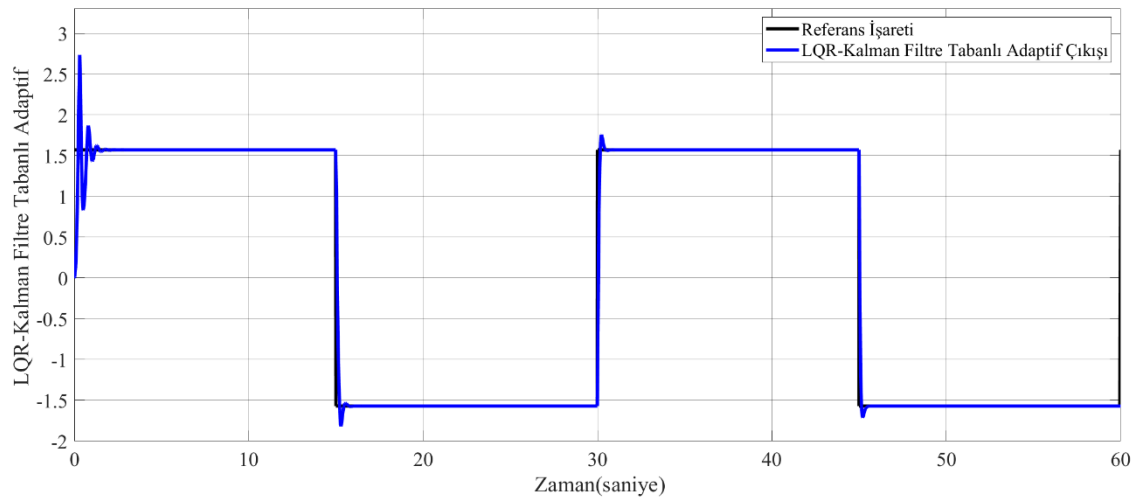
Son olarak Lyapunov kuralı ile hesaplanan θ_5 ve θ_6 parametreleri kullanılarak, sistemin akım kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu parametreler için değişim grafiği Şekil 6.10'da gösterilmiştir. Sürekli olarak güncellenen θ_5 ve θ_6 değerleri ile sistem performansını zamanla artırmıştır. Sonuç olarak Lyapunov tabanlı adaptasyon mekanizmasında güncellenen bu parametre değerleri ile optimum kontrol sağlanmıştır. Bu parametre değerleri ile geribeslemeli kazanç matris hesabı gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6.10. Sabit Yüklü Sistem için Theta5 ve Theta6 Parametrelerindeki Değişim

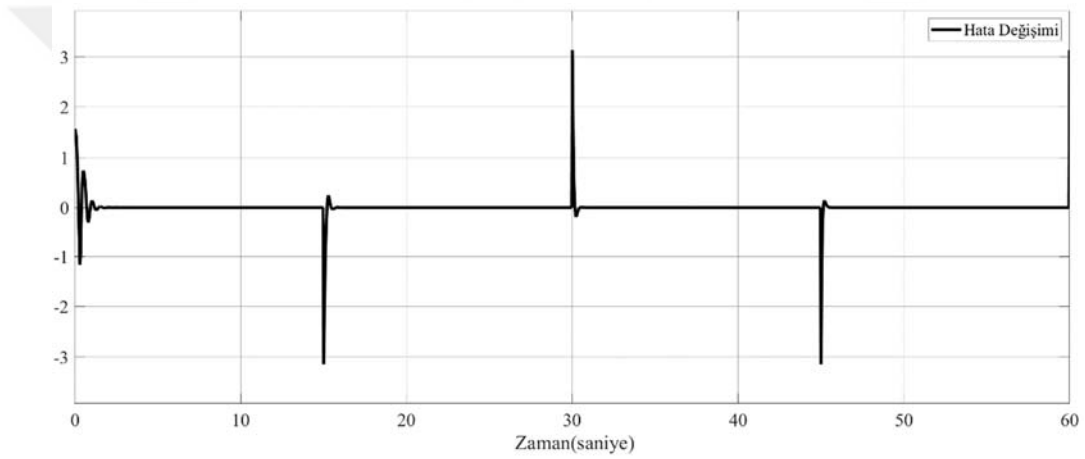
6.1.3. Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Simülasyon Sonuçları

Ayrık zamanlı Kalman filtre tabanlı Adaptif LQR kontrol metodunda ilk olarak sistemin durumlarının ayrık zamanlı kalman filtresi ile tahmini gerçekleştirilmiştir. Daha sonra tahmin edilen durumlar adaptif LQR bloğunda kullanılarak sistem geri beslemesi sağlanmıştır. İndirgenmiş dereceli gözleyici metodunda kullanılan A , B , C , D , R ve Q matris değerleri aynı zamanda kalman filtre tasarımı için de kullanılmıştır. Sabit yüklü servo sistemin bu metot ile kontrolü sonucunda oluşan kalman filtre tabanlı Adaptif LQR kontrol çıkışı Şekil 6.11’de gösterilmiştir. İlk iterasyonda çıkış cevap eğrisinin, hızlı salınımlar ile referans giriş işaretine yerleştiği görülmüştür.

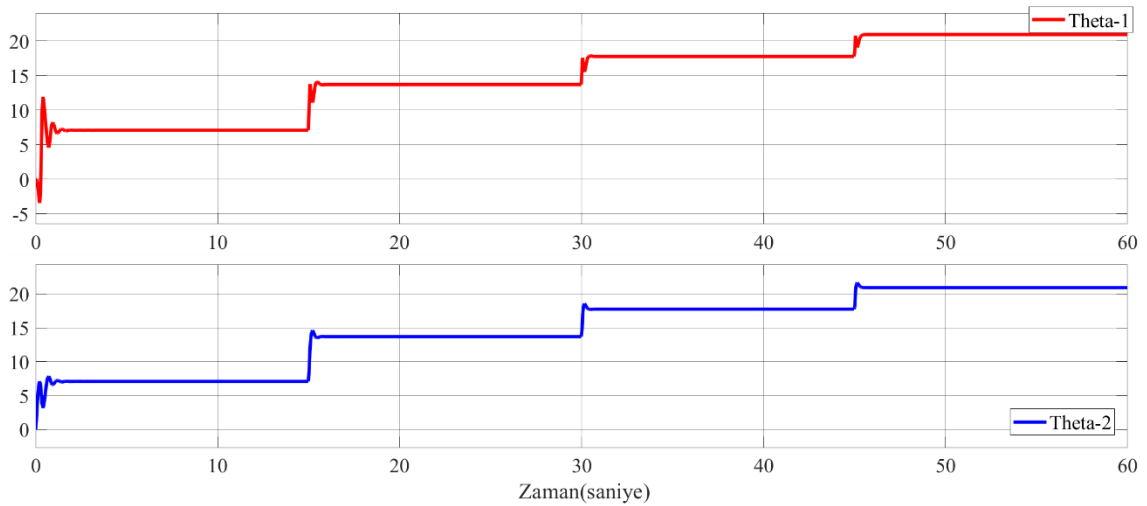


Şekil 6.11. Sabit Yüklü Sistem için Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Çıkışı

Burada zaman ilerledikçe hatanın azaldığı, izleme performansının arttığı ve sistem çıkışının zamanla referans işareti yakaladığı görülmüştür. Kalman filtre tabanlı adaptif sistem çıkışı ile referans giriş arasında oluşan hata değişimi Şekil 6.12’de gösterilmiştir. Ayrıca ayrık zamanlı kontrol metodu kullanıldığında, adaptif bloklarda yer alan kontrol parametre (θ) değerlerindeki değişim Şekil 6.13, Şekil 6.14 ve Şekil 6.15’de gösterilmiştir. Parametre değerlerinin sürekli olarak güncellenmesi ile sistem başarımını artırdığı sonucuna varılmıştır. İlk iterasyonda oluşan yüksek maksimum aşma değeri sonraki iterasyonlarda oldukça azalmıştır. Gerekli analizler yapıldığında; öne sürülen bu kontrol metodunun aslında öğrenmeli bir kontrol metodu olduğu da anlaşılmıştır. İterasyonlar ilerledikçe sistem başarımının arttığı görülmüştür.



Şekil 6.12. Sabit Yüklü Sistem için Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Hata Değişimi

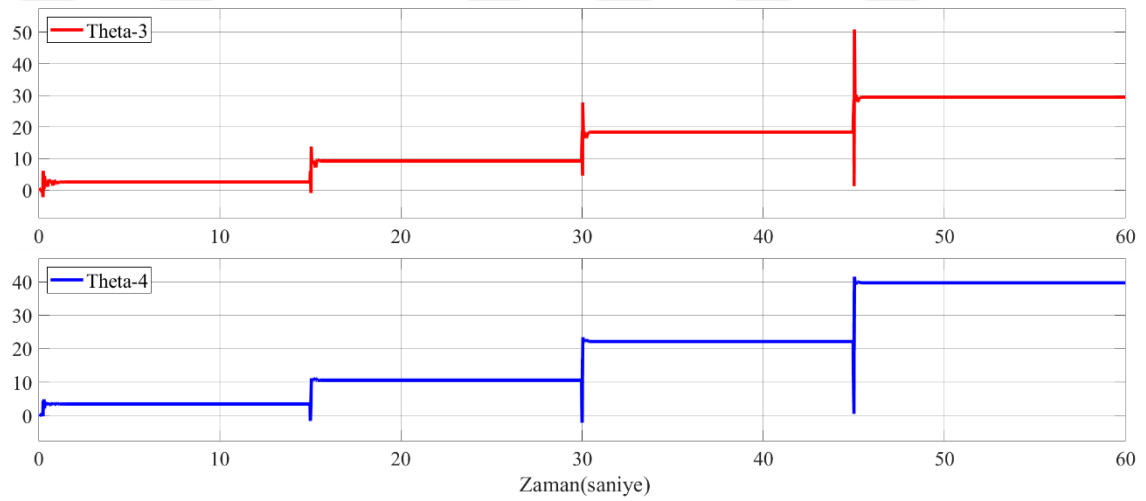


Şekil 6.13. Sabit Yüklü Sistem için Theta1 ve Theta2 Parametrelerindeki Değişim

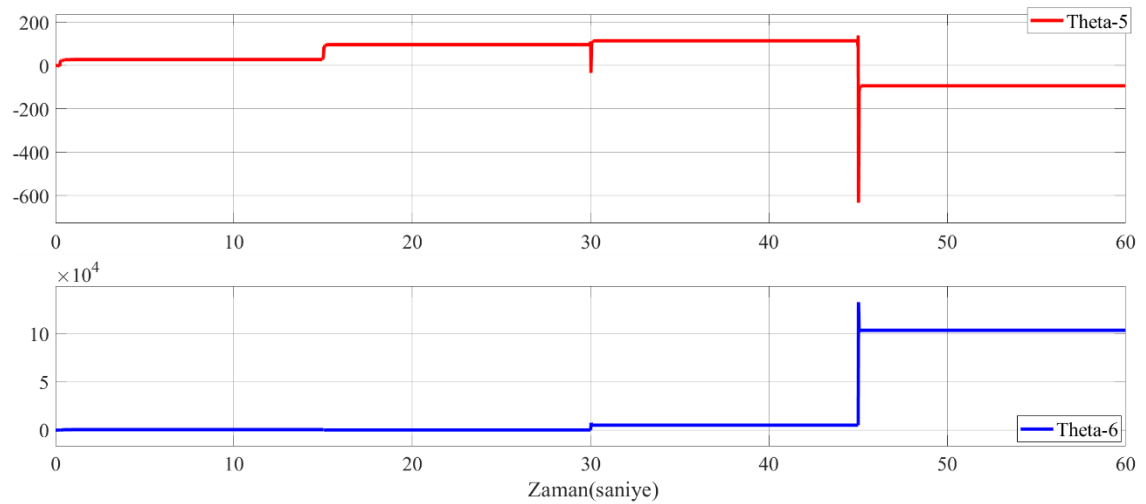
Ayrık zamanlı kalman filtre tabanlı adaptif LQR kontrol mekanizmasında pozisyon, hız ve akım çıkış durumlarının kontrolleri yapılmıştır. İlk olarak sabit yüklü

ortamda pozisyon kontrolü için kullanılan θ_1 ve θ_2 parametrelerinde oluşan değişim Şekil 6.13’de gösterilmiştir. Güncellenen bu parametre değerleri ve kalman filtresi ile tahmin edilen sistem pozisyon bilgisi lyapunov kararlılık kriteri bloğunda referans alınarak sistemin yüksek verimlilik ile çalışması sağlanmıştır.

Lyapunov kararlılık tabanlı tasarlanan adaptif durum geribeslemeli sistemde, sistemin hız kontrolü için hesaplanan online θ_3 ve θ_4 parametre değerlerindeki değişim Şekil 6.14’de gösterilmiştir. Bu değerler zamanla güncel değerler olarak, sistemin bir önceki periyoda göre daha iyi çalışmasını sağlamıştır. Parametre değerindeki ani ve yüksek genlikli değişimler ise sistem hız çıkışında oluşabilecek hatayı minimize etmiştir.



Şekil 6.14. Sabit Yüklü Sistem için Theta3 ve Theta4 Parametrelerindeki Değişim



Şekil 6.15. Sabit Yüklü Sistem için Theta5 ve Theta6 Parametrelerindeki Değişim

Ayrık zamanlı kalman filtre tabanlı adaptif LQR kontrol tasarımında son olarak sistemin akım kontrolünde kullanılan θ_5 ve θ_6 parametre değişimleri Şekil 6.15’de gösterilmiştir. Ayrık zamanlı kalman filtresi ile tahmin edilen akım bilgisi ile güncel olarak elde edilen bu parametreler Lyapunov kararlılık kriteri 3 bloğunda kullanılmış ve sistemin performansı artmıştır.

6.1.4. Sistem Tanılama ve Model Uydurma Algoritmaları Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde ilk olarak, yükü zamanla değişmeyen servo sistemi için optimal kontrol işareti sağlamak amacıyla, Matlab ortamında sistem tanılama araç çubuğu kullanılmıştır. Bu araç çubuğunun ara yüzüne açık çevrim sistemin giriş/çıkış veri paketleri uygun formatta tanıtılmıştır. Bu amaçla açık çevrim servo sistemine rastgele bir referans işareti uygulanmış ve elde edilen giriş-çıkış verileri sistem tanılama araç çubuğunda kullanılmak üzere Matlab Workspace’de kaydedilmiştir. Daha sonra optimal cevap eğrisini elde etmek için, Gauss-Newton, Adaptif Gauss-Newton, İç Nokta (Interior Point) ve Levenberg-Marquardt gibi sistem tanılama model uydurma algoritmaları uygulanmıştır.

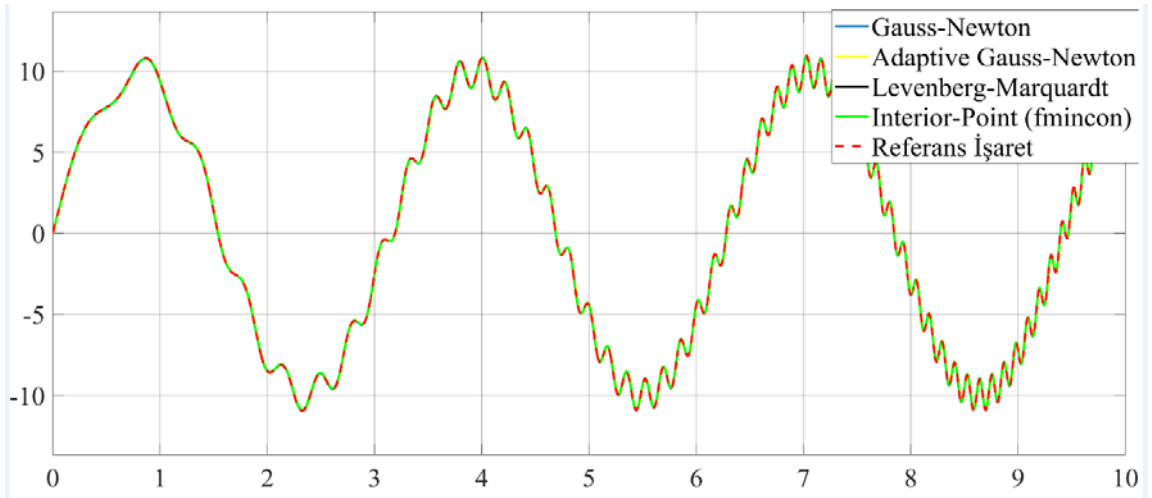
Sistem tanımlama araç çubuğu kullanılarak birinci dereceden, ikinci dereceden, üçüncü dereceden elde edilen sistem transfer fonksiyonları ve cevap eğrilerine ait performans yüzdeleri Tablo 6.1’de verilmiştir. Burada tahmin edilen transfer fonksiyonları denetleyici tasarımında kullanılmıştır.

Tabloda tahmin edilen birinci dereceden transfer fonksiyonları referans alındığında elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 6.16 ve Şekil 6.17’de gösterilmiştir. Burada performans yüzdeleri birbirine yakın değerlerde olmasına rağmen %89.3 başarımla Adaptif Gauss-Newton algoritmasının en yüksek performans yüzdesi sağladığı sonucuna varılmıştır.

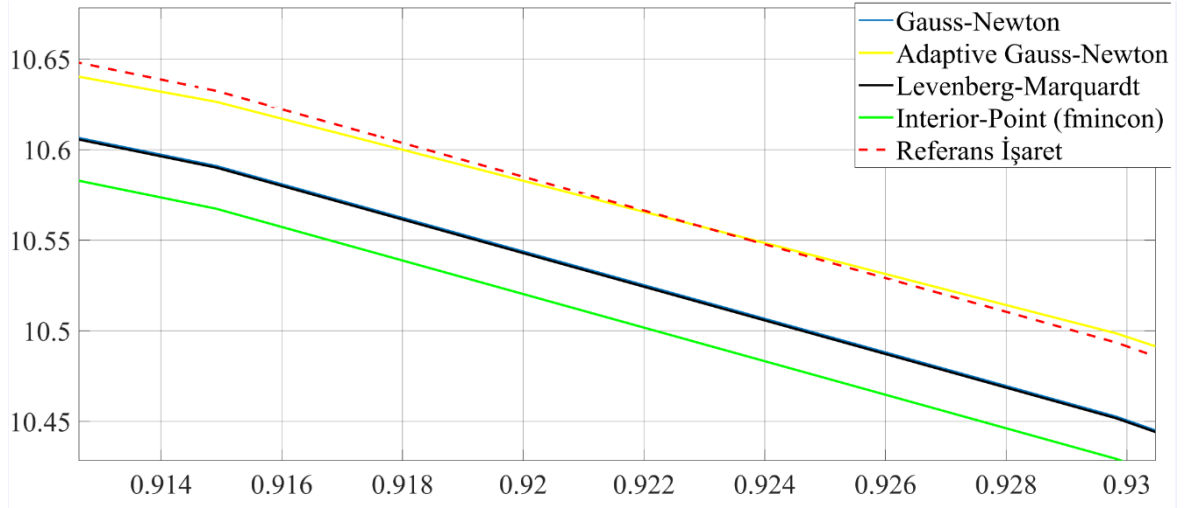
Şekil 6.16 için genişletilmiş cevap eğrisi incelendiğinde; referans giriş işareti ile model uydurma algoritmalarından adaptive gauss-newton algoritması kullanılarak elde edilen işaret arasındaki farkın minimum seviyede olduğu anlaşılmıştır. Aslında birinci dereceden tasarlanan denetleyici yapıları ile elde edilen performans indeks sonuçları birbirine yakın değerler olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 6.17’de ise birinci dereceden model uydurma algoritmaları simülasyon sonucu için genişletilmiş cevap eğrisi sunulmuştur.

Tablo 6.1. Sistem Tanılama Algoritmaları ile Elde Edilen Cevap Eğrilerin Performans Yüzdeleri (1D: Birinci Dereceden, 2D: İkinci Dereceden, 3D: Üçüncü Dereceden)

	Transfer Fonksiyonları			Performans Yüzdeleri (%)		
	Birinci Dereceden	İkinci Dereceden	Üçüncü Dereceden	1D	2D	3D
G.-Newton	$\frac{236.1}{s + 232.2}$	$\frac{-9013}{s^2 + 7852s + 9571}$	$\frac{3.804 \times 10^6}{s^3 + 328.1s^2 + 4.371 \times 10^4 s + 3.796 \times 10^6}$	84.3	91.4	84.6
A.G.-Newton	$\frac{2.041 \times 10^5}{s + 2.049 \times 10^5}$	$\frac{4.567 \times 10^4}{s^2 + 155.2s + 4.54 \times 10^4}$	$\frac{3.804 \times 10^6}{s^3 + 419.1s^2 + 2.45 \times 10^4 s + 3.796 \times 10^6}$	89.3	-0.1	80.1
Interior-Point	$\frac{2.436 \times 10^5}{s + 2.451 \times 10^5}$	$\frac{1.007 \times 10^5}{s^2 + 147.5s + 1.089 \times 10^5}$	$\frac{3.804 \times 10^6}{s^3 + 338.3s^2 + 2.664 \times 10^4 s + 3.796 \times 10^6}$	81.7	85.5	84.4
L.- Marquardt	$\frac{3.001 \times 10^8}{s + 3.013 \times 10^8}$	$\frac{4.567 \times 10^4}{s^2 + 155.2s + 4.54 \times 10^4}$	$\frac{1.091 \times 10^7}{s^3 + 586.2s^2 + 9.402 \times 10^4 s + 1.101 \times 10^7}$	84.3	91.4	85.4

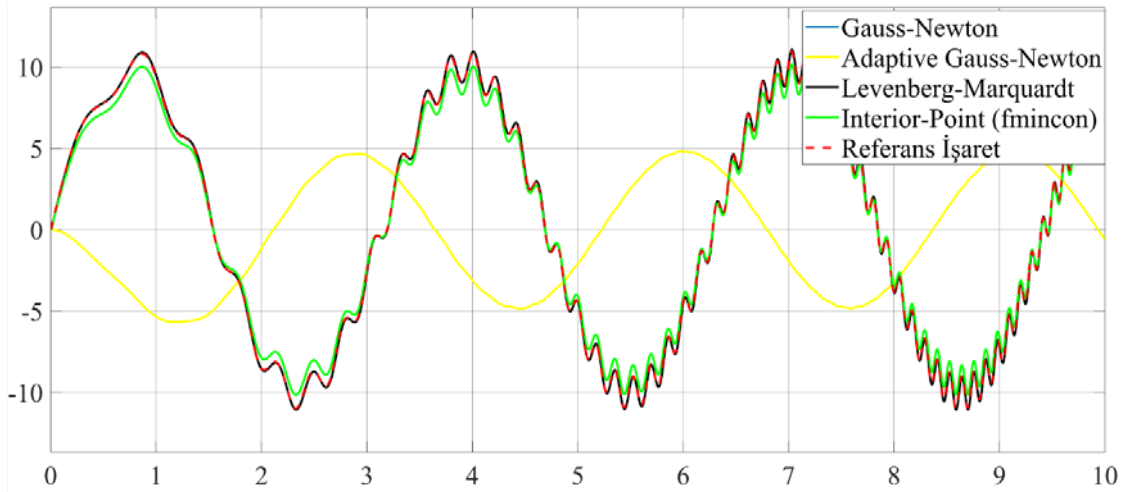


Şekil 6.16. Sistem Tanılama Model Uydurma Algoritmaları Simülasyon Sonuçları (Birinci Dereceden)



Şekil 6.17. Şekil 6.16 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi

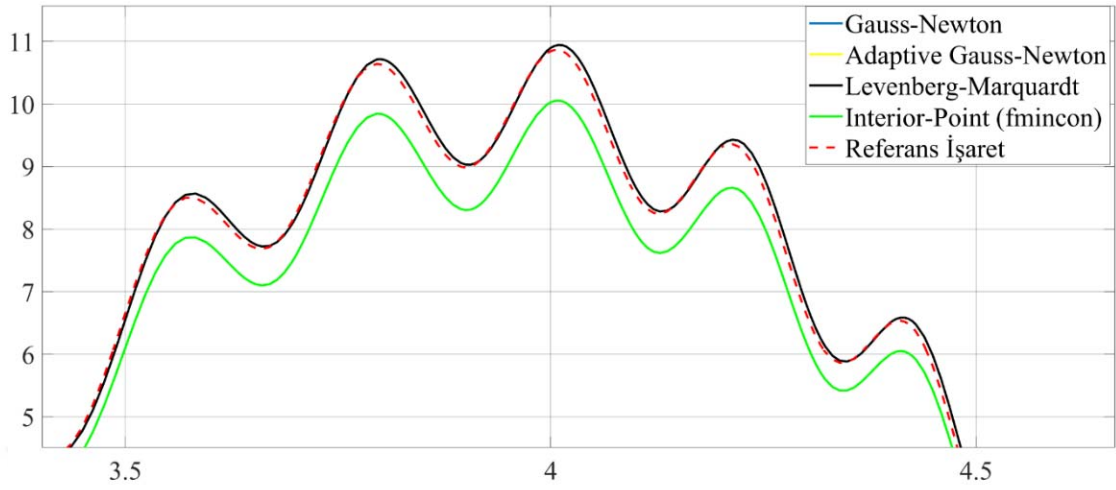
İkinci dereceden sistem için tahmin edilen transfer fonksiyonları sisteme uygulandığında en iyi performansı veren %91.4 başarımla Gauss-Newton ve Levenberg-Marquardt algoritmalarıdır. Şekil 18 ve Şekil 19’da ikinci dereceden sistem tanılama sonuçları verilmiştir. Genişletilmiş cevap eğrisi incelendiğinde; referans işaret ile çıkış eğrileri arasında en düşük hata değerinin Levenberg-Marquardt ve Gauss-Newton algoritmaları ile sağlandığı görülmüştür. Sistemin veri paketleri Adaptive Gauss-Newton metodunda kullanıldığında ise istenilen sonuçların elde edilmediği sonucuna varılmıştır.



Şekil 6.18. Sistem Tanılama Model Uydurma Algoritmaları Simülasyon Sonuçları (İkinci Dereceden)

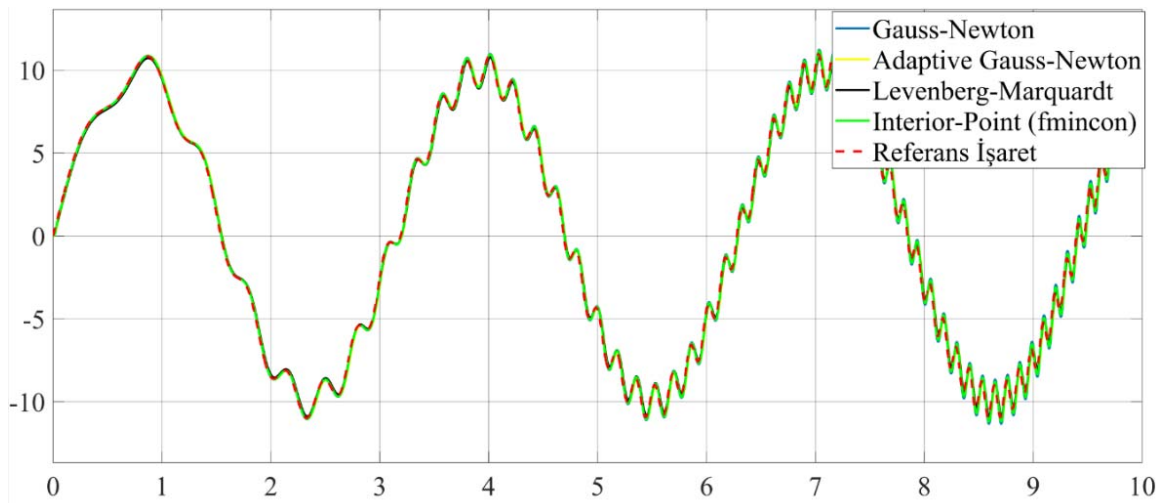
Şekil 6.18 için genişletilmiş cevap eğrisi incelendiğinde; kırmızı çizikli referans giriş işaretine en çok yakınsama gösteren Levenberg-Marquardt algoritması ile elde edilen

siyak renkli eğrinin olduğu gözlemlenmiştir. Sürekli durum hatası minimum durumda olduğu ve sistem yüksek verimlilik ile çalıştığı sonucuna varılmıştır.

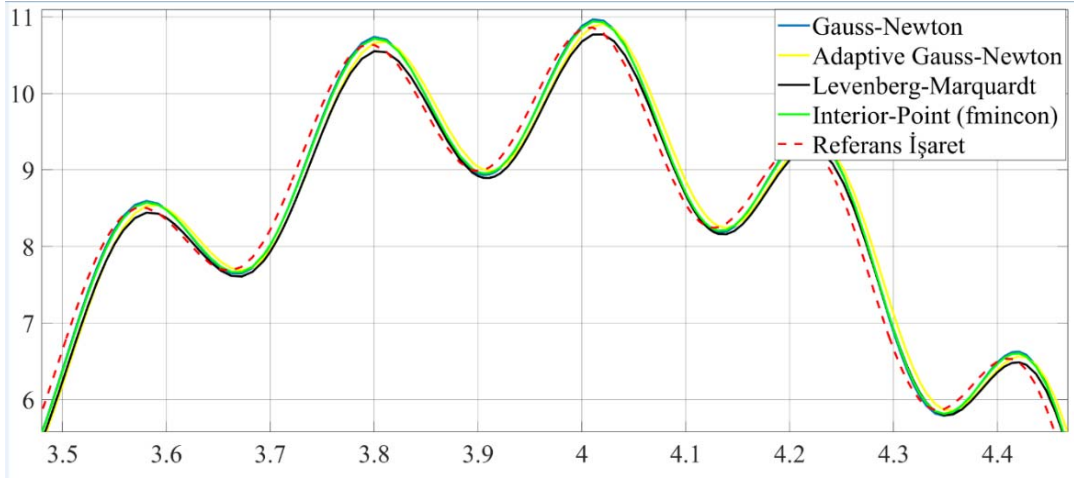


Şekil 6.19. Şekil 18 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi

Üçüncü dereceden transfer fonksiyonları referans alındığında elde edilen simülasyon sonuçları aşağıda Şekil 20 ve Şekil 21’de gösterilmektedir. Burada performans yüzdeleri karşılaştırıldığında ise %85.4 başarımla Levenberg-Marquardt algoritmasının en iyi sonucu verdiği görülmüştür. Tablo 6.1 referans alındığında üçüncü dereceden model uydurma algoritmaları ile yapılan tasarımlarda, performans yüzdelerinin birbirine çok yakın olduğu anlaşılmıştır. %80.1 başarımla gösteren adaptif gauss-newton metodu en kötü sonucu vermiştir.



Şekil 6.20. Sistem Tanılama Model Uydurma Algoritmaları Simülasyon Sonuçları (Üçüncü Dereceden)

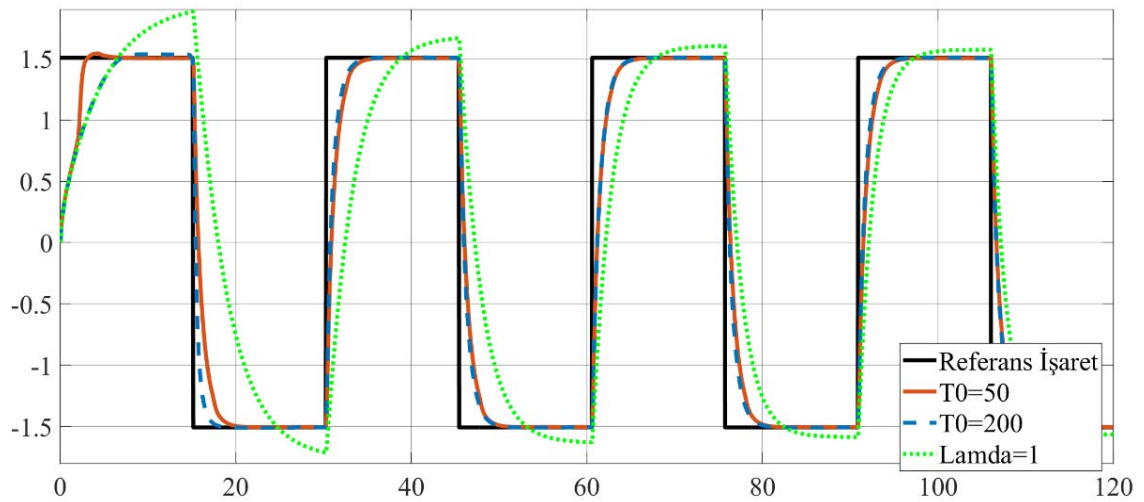


Şekil 6.21. Şekil 20 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi

6.1.5. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Simülasyon Sonuçları

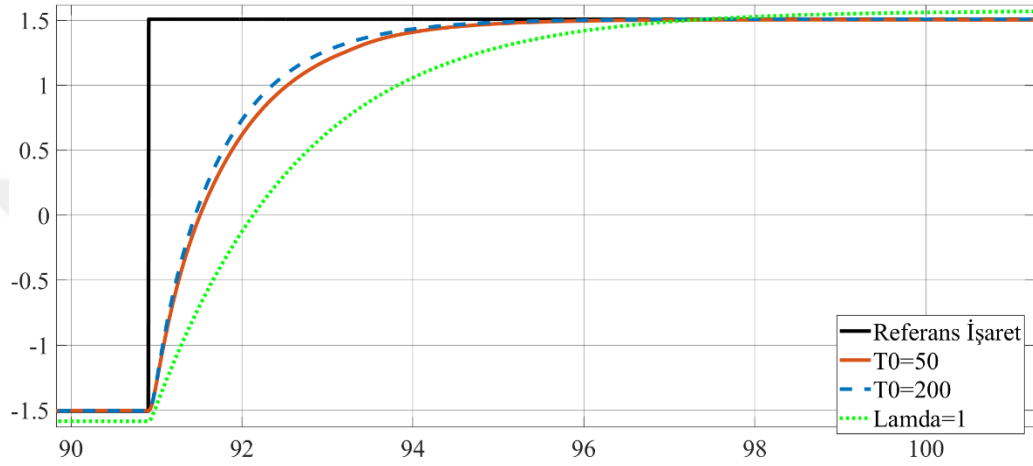
6.1.5.1. Unutma Faktörü Tabanlı RLS ile Elde Edilen Simülasyon Sonuçları

Sisteme etki eden gürültü ve yük gibi herhangi bir bozucu etki yok iken unutma faktörü metodu kullanıldığında elde edilen sonuçlar aşağıda Şekil 22 ve Şekil 23’de gösterilmektedir. Burada sistem çıkış eğrileri incelendiğinde $T_0=200$ değeri için maksimum sistem performansı elde edilmiştir. $\lambda = 1$ için elde edilen sonuçlara göre; bir sonraki periyotta, sürekli durum hatasının sürekli olarak azaldığı görülmüştür. Dolayısıyla tasarlanan sistemin öğrenmeye dayalı olarak çalıştığı ve zaman ilerledikçe sistem için daha iyi sonuçlar ürettiği anlaşılmıştır.



Şekil 6.22. Unutma Faktörlü Sistem Çıkış Eğrileri

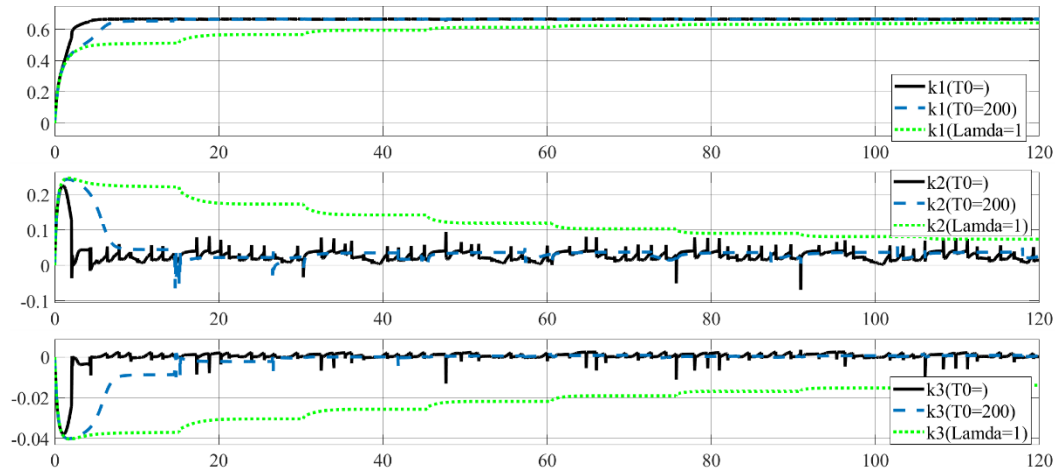
Şekil 6.23’de görüldüğü gibi; T_0 değeri arttıkça, çıkış işaretinin daha hızlı yerleştiği sonucuna varılmıştır. Fakat T_0 çok yüksek bir değer aldığında yüksek genlikli salınımlara sebep olmuş ve sistem performansını olumsuz etkilediği görülmüştür. Bu yüzden bu çalışmada sınır değeri olarak 200 seçilmiştir. Ayrıca $T_0=50$ değerinden $T_0=200$ değerine doğru manuel olarak artış gerçekleştiğinde sistem cevap eğrisinde büyük değişimlerin oluşmadığı görülmüştür.



Şekil 6.23. Şekil 22’den Genişletilmiş Cevap Eğrisi

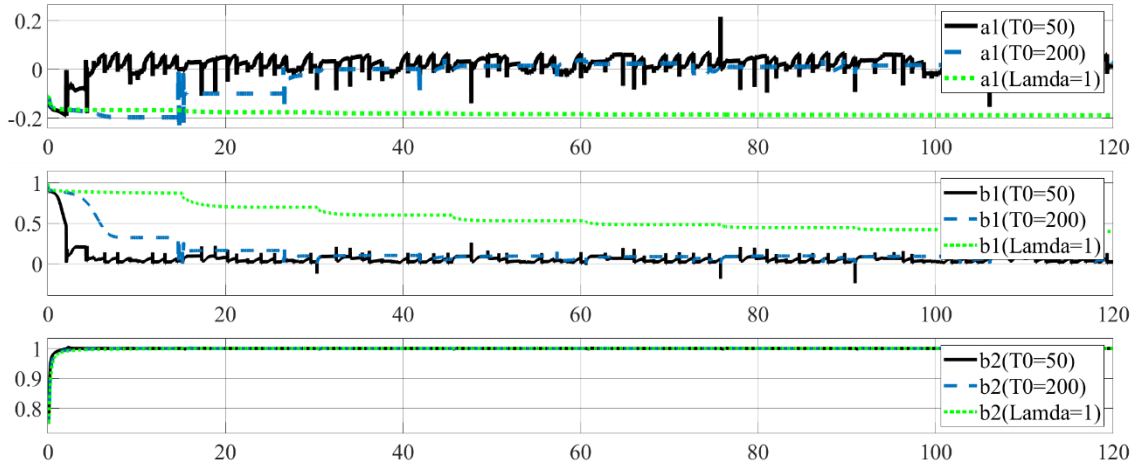
K_{lqr} kazanç matris değeri ve parametrelerdeki değişim Şekil 6.24 verilmiştir.

Burada farklı T_0 değerleri için online olarak hesaplanan kazanç matris değerindeki değişim gösterilmiştir. k_1 , k_2 , k_3 değerleri hesaplandıktan sonra $K_{lqr} = [k_1 \ k_2 \ k_3]$ formatına dönüştürülmüştür. Son olarak optimum kontrol girişi üretilmiştir.



Şekil 6.24. Kazanç Matris Değerindeki Değişim

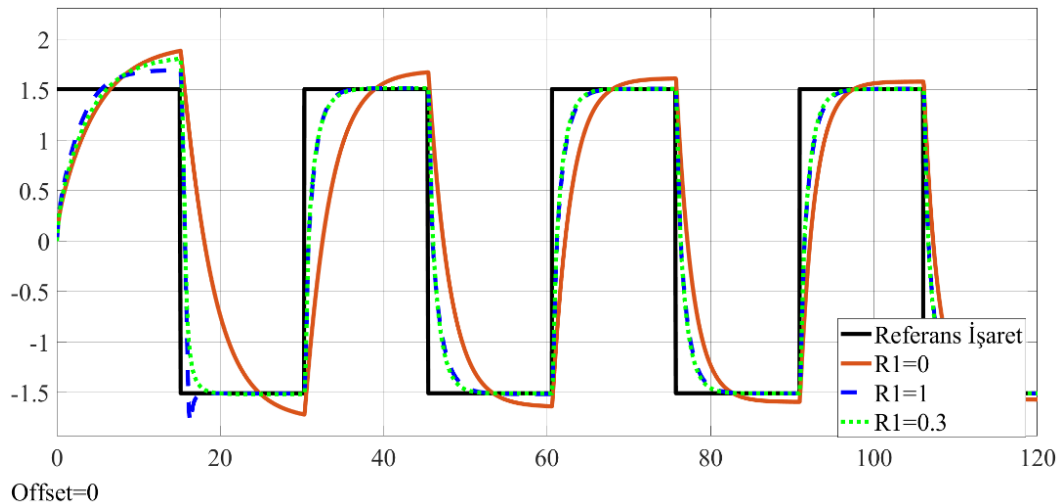
Şekil 6.25’de ise RLS tarafından tahmin edilen parametre değerlerindeki değişim gösterilmiştir. Bu değerler sürekli güncellenmekte ve ayrık zamanlı A , B , C , D , R , Q gibi online matris hesaplamalarında kullanılmıştır. LQR ile hesaplanan geribeslemeli kazanç matris hesabında bu matris değerlerinden yararlanılmıştır. Dolayısıyla daha hızlı tepkime gösteren ve sürekli durum hatasının sıfır olduğu sistem tasarımı gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6.25. Sistem Parametrelerindeki Değişim

6.1.5.2. Kalman Filtresi Tabanlı RLS ile Elde Edilen Simülasyon Sonuçları

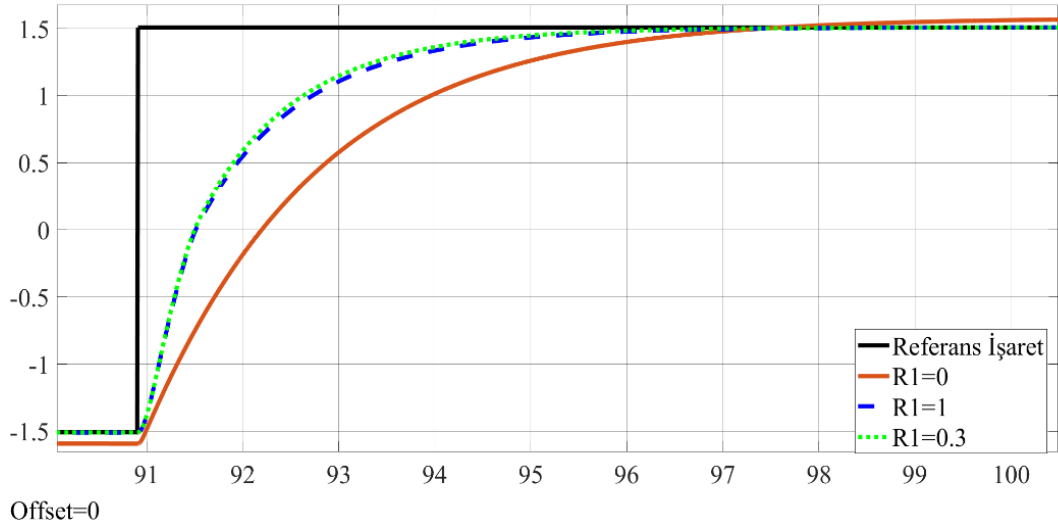
Sabit yüklü servo sistem için kalman filtresi tabanlı RLS metodu kullanıldığında elde edilen sonuçlar Şekil 6.26 ve Şekil 6.27’de gösterilmiştir. Unutma faktöründe $\lambda = 1$ ile kalman filtresinde $R_1 = 0$ için elde edilen sistem cevap eğrilerinin benzer olduğu görülmüştür.



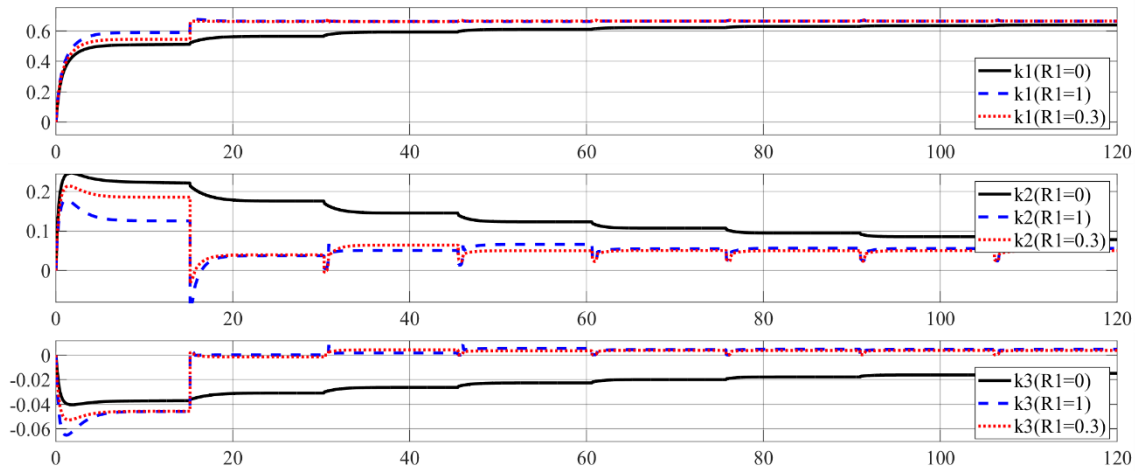
Şekil 6.26. Unutma Faktörü Sistem Çıkış Eğrileri

R_1 değeri azaldıkça sistemin daha yüksek performans ile çalıştığı gözlemlenmiştir. Fakat R_1 değeri sıfıra yakın çok küçük değerlerde, sistemde yüksek genlikli birçok salınıma sebep olduğu anlaşılmıştır. Bu problemi çözmek için $R_1=0.3$ değeri sınır değer olarak seçilmiştir.

Şekil 6.26'da 91. saniyeden itibaren elde edilen genişletilmiş cevap eğrisi gösterilmiştir. $R_1=1$ değerinden $R_1=0.3$ değerine doğru sistem cevap eğrisinde büyük bir değişimin oluşmadığı görülmüştür. Fakat en iyi sonuç $R_1=0.3$ ile elde edilmiştir. Buna paralel olarak sürekli durum hatası azalmıştır. LQR bloğunda üretilen geribesleme kazanç matris değerindeki değişim Şekil 6.28'de verilmiştir.



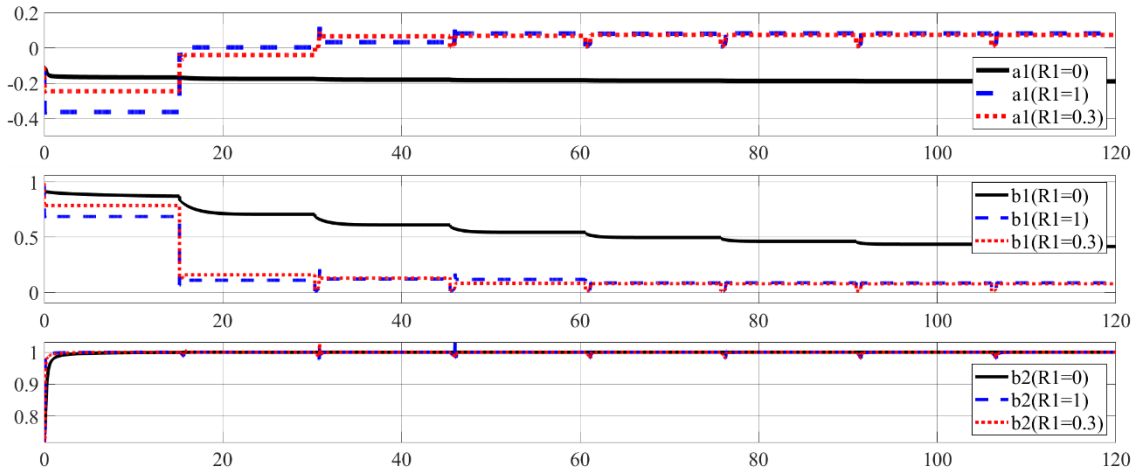
Şekil 6.27. Şekil 6.26'dan Genişletilmiş Cevap Eğrisi



Şekil 6.28. Kazanç Matris Değerindeki Değişim

$R_1 = 0$, $R_1 = 0.3$ ve $R_1 = 1$ değerleri kullanılarak yapılan sistem tasarımlarında, güncel k_1 , k_2 , k_3 değerleri üretildiği görülmüştür. Bu değerler geribeslemeli kazanç matris değeri hesabında kullanılmıştır.

Şekil 6.29’da ise RLS ile tahmin edilen parametre değerleri gösterilmiştir. Bu parametre değerleri ile A , B , C , D , Q ve R matris hesapları online olarak yapıldıktan sonra ayrık zamanlı LQR bloğunda kullanılmıştır. Böylece uygun kontrol girişi üretilmiş ve sistemin daha iyi sonuçlar üretmesi sağlanmıştır.



Şekil 6.29. Sistem Parametrelerindeki Değişim

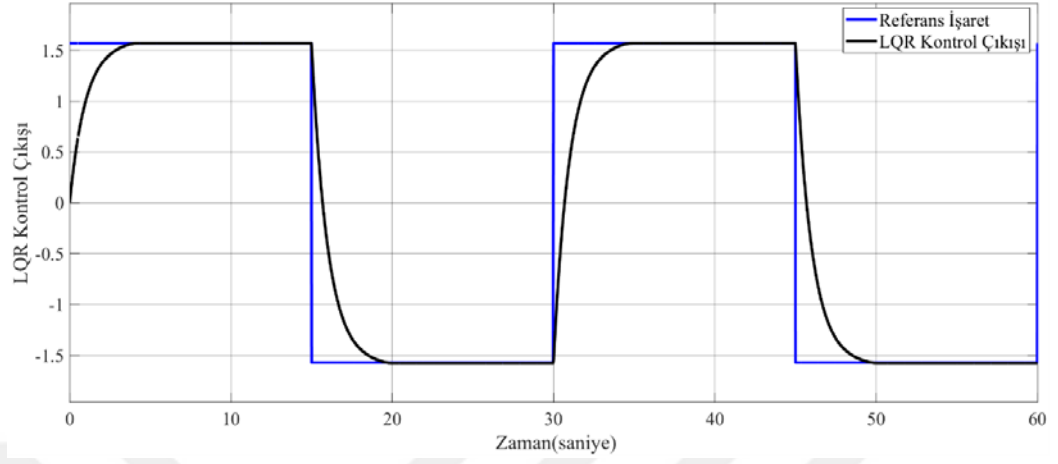
6.2. Sabit Yüklü Servo Sistemin Yörünge Kontrolü Uygulama Sonuçları

6.2.1. LQR Kontrol Metodu Uygulama Sonuçları

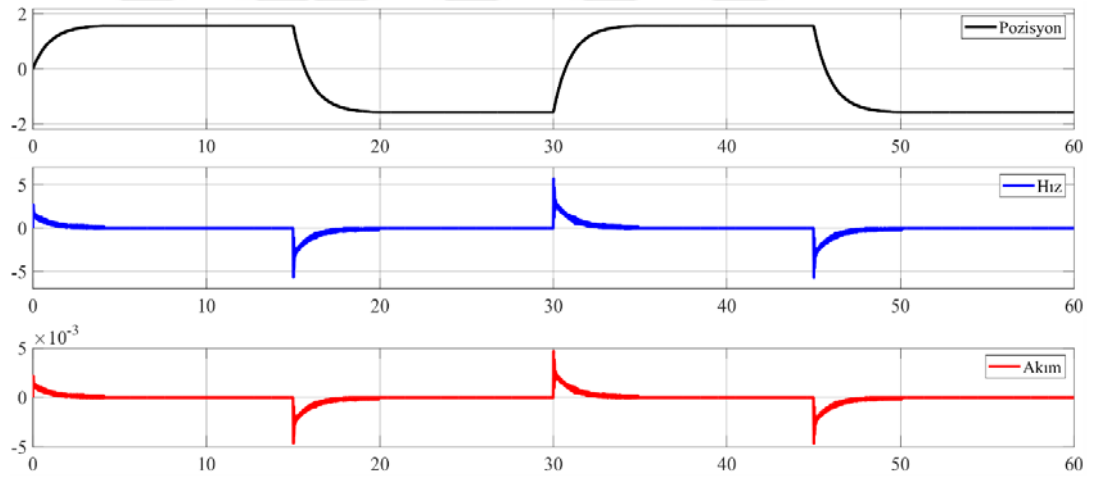
Bu bölümde LQR kontrol metodu kullanılarak yükü değişmeyen (sabit yüklü) servo sisteminin Şekil 6.2’de verilen VSIMLABS uygulama ortamında kontrolü gerçekleştirilmiştir. Çalışmada elde edilen yörünge çıkış ve referans eğrileri Şekil 6.30’da verilmiştir. Sistem cevap eğrisi incelendiğinde salınımların olmadığı görülmüştür. Ayrıca çıkış işaretinin, referans giriş işaretini yakaladığı optimum bir sistem cevabı elde edilmiştir. Servo sistemi için pozisyon, hız ve akım parametre eğrileri Şekil 6.31’de gösterilmiştir.

. Sistem yörünge çıkışı ile referans işaret arasında oluşan hata eğrisi ise Şekil 6.32’de gösterilmiştir. Bu çalışmada, hata eğrisi referans alınarak performans indeks hesaplamaları gerçekleştirilmiştir. Hataya göre kullanılan metotların uygulama ve simülasyon ortamındaki etkinliği tespit edilmiştir. Burada hatanın sifıra yakınsadığı

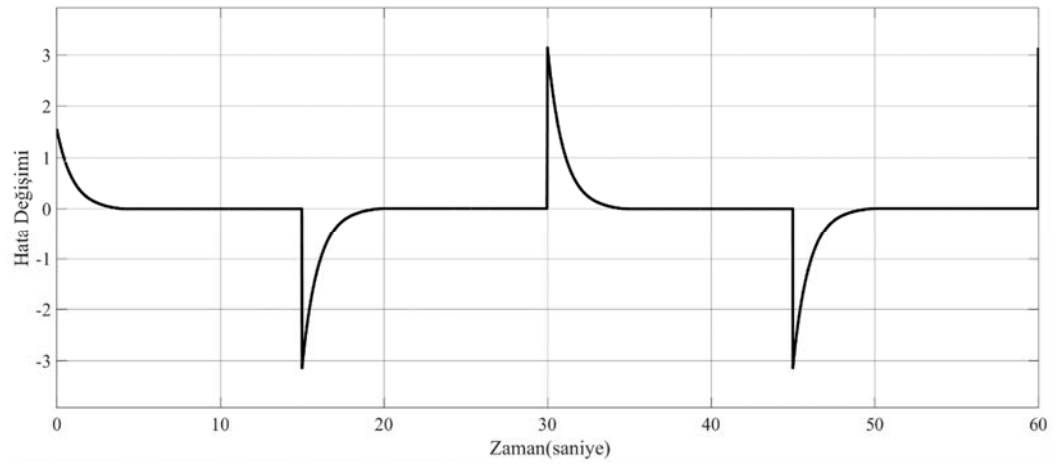
görülmüştür. Fakat LQR kontrol metodunda erleşme süresinin diğer metodlara göre daha uzun olduğu anlaşılmıştır.



Şekil 6.30. Sabit Yüklü Sistem için LQR Kontrol Çıkışı



Şekil 6.31. VSIMLABS Sistem Durum Çıkışları



Şekil 6.32. Sabit Yüklü Sistem için Hata Değişimi

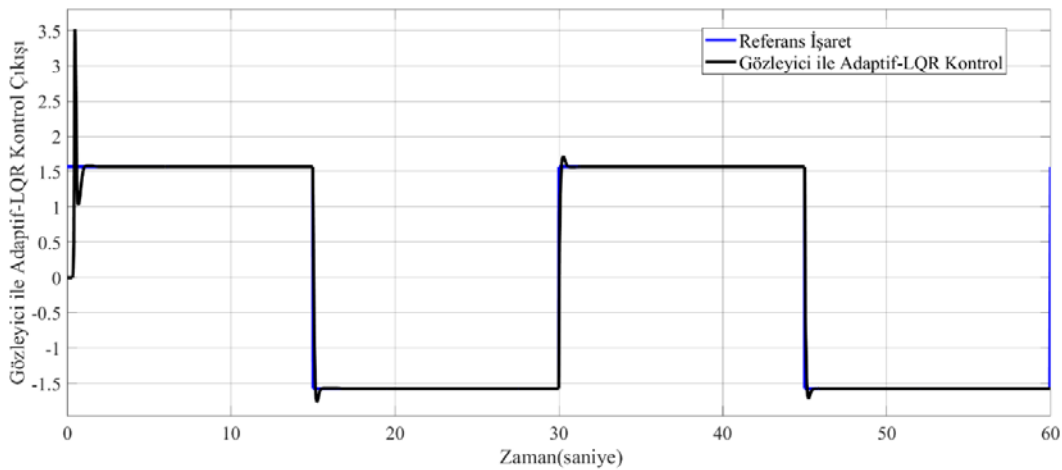
Tablo 6.2’de ise hem simülasyon ve hem de uygulama ortamında, LQR kontrol metodu kullanılarak elde edilen performans indeks sonuçları verilmiştir. Sonuçlar analiz edildiğinde; simülasyon ortamında elde edilen sonuçlara göre uygulama ortamında elde edilen performans indeks sonuçların daha iyi olduğu görülmüştür. Fakat birbirine çok yakın değerler elde edilmiştir.

Tablo 6.2. LQR Kontrol Metodu Performans İndeksleri ile Elde Edilen Sonuçlar

	ISE (Integral Square Error)	IAE (Integral absolute error)	ITAE (Integral Time Absolute Error)
Performans İndeks Sonuçları			
Simülasyon	15.93	10.9	291.1
Uygulama	15.63	10.63	285.4

6.2.2. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Uygulama Sonuçları

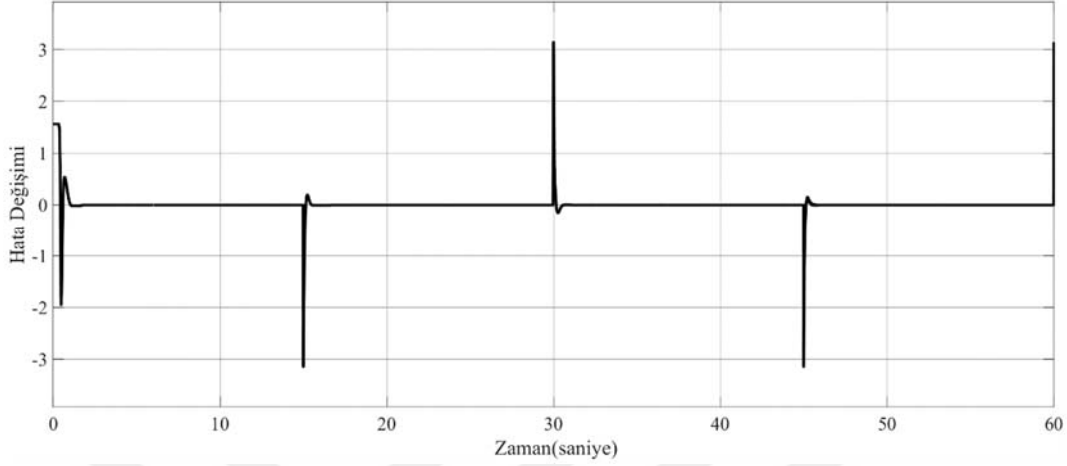
Bu bölümde sabit yüklü servo sistemin kontrolü, indirgenmiş dereceli gözleyici ile adaptif LQR kontrol metodu birlikte kullanılarak VSIMLABS uygulama ortamında gerçekleştirilmiştir. Bu metot ile sistemin durumları gözleyici tarafından doğru bir şekilde tahmin edilmiş ve daha sonra tahmin edilen durumlar adaptif LQR bloğunda kullanılarak sistem durum geribeslemesi sağlanmıştır. Bu metot sisteme uygulandığında, elde edilen çıkış cevap eğrisi Şekil 6.33’de gösterilmiştir.



Şekil 6.33. Sabit Yüklü Sistem için Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Çıkışı

Çıkış işareti ile referans giriş işareti arasındaki hata değişimi Şekil 6.34’de gösterilmiştir. Hata değişimi incelendiğinde, kontrol sistemin ani tepki vermek istemesi

sonucunda, yüksek genlikli salınımlar gerçekleşmiştir. Fakat sonraki periyotlarda bu salınımların azaldığı görülmüştür. LQR kontrol metodu ile karşılaştırıldığında; sürekli durum hata değeri azalmış ve izleme performansı artmıştır.



Şekil 6.34. Sabit Yüklü Sistem için Hata Değişimi

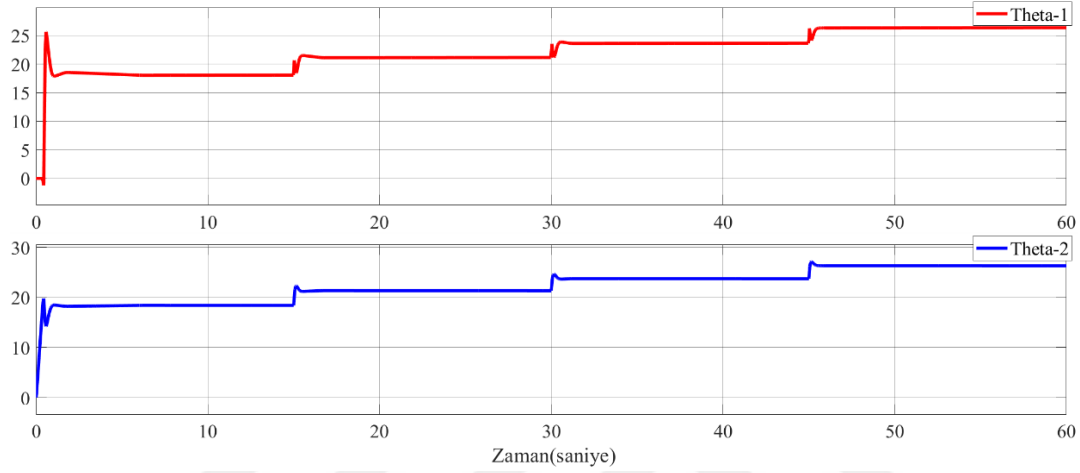
Simülasyon ve uygulama ortamında, performans indeksleri ile elde edilen sonuçlar Tablo 6.3 verilmiştir. Hata değişimi referans alınarak elde edilen bu sonuçlara göre; ISE ve IAE performans indeksleri ile simülasyon ortamında elde edilen sonuçların daha iyi olduğu tespit edilmiştir. Fakat hatanın mutlak değerinin integrali ile alınan ITAE performans indeks sonuçlarının uygulama ortamında daha iyi sonuç ürettiği görülmüştür. Tablo 6.3 incelendiğinde; performans indeks sonuçlarının, hem simülasyon hem de uygulama ortamında birbirine yakın değerler ürettiği sonucuna varılmıştır.

Tablo 6.3. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici Tabanlı Adaptif LQR için Performans İndeksleri Sonuçları

	ISE (Integral Square Error)	IAE (Integral absolute error)	ITAE (Integral Time Absolute Error)
Performans İndeks Sonuçları			
Simülasyon	1.789	1.298	19.29
Uygulama	2.052	1.591	18.29

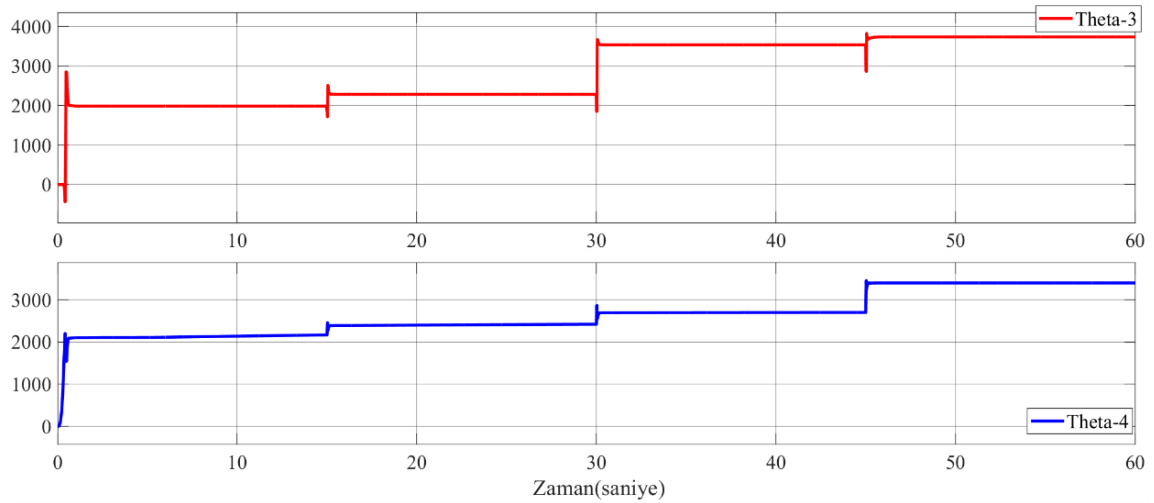
İndirgenmiş dereceli gözleyici ile adaptif LQR kontrol metodu kullanıldığında, adaptif bloklarda yer alan kontrol parametre değerlerindeki değişim Şekil 6.35, Şekil 6.36 ve Şekil 6.37’de gösterilmiştir. Bölüm 4.1’de bulunan Şekil 4.2 incelendiğinde; sistemin pozisyon kontrolü için tasarlanan adaptif lyapunov kararlılık kriteri-1 bloğunda

hesaplanan θ_1 ve θ_2 değerlerine göre geribesleme kazanç matris değeri güncellenmektedir. İndirgenmiş dereceli gözleyici ile tasarlanan adaptif mekanizmada elde edilen θ_1 ve θ_2 parametrelerindeki değişim Şekil 6.35’de verilmiştir. Değişen yük etkisi veya gürültü gibi bozucu etkilerin olmadığı ortamda gerçekleşen uygulama sonucuna göre tüm periyotlarda farklı parametre değerleri ile sistemin kontrol edildiği görülmüştür.



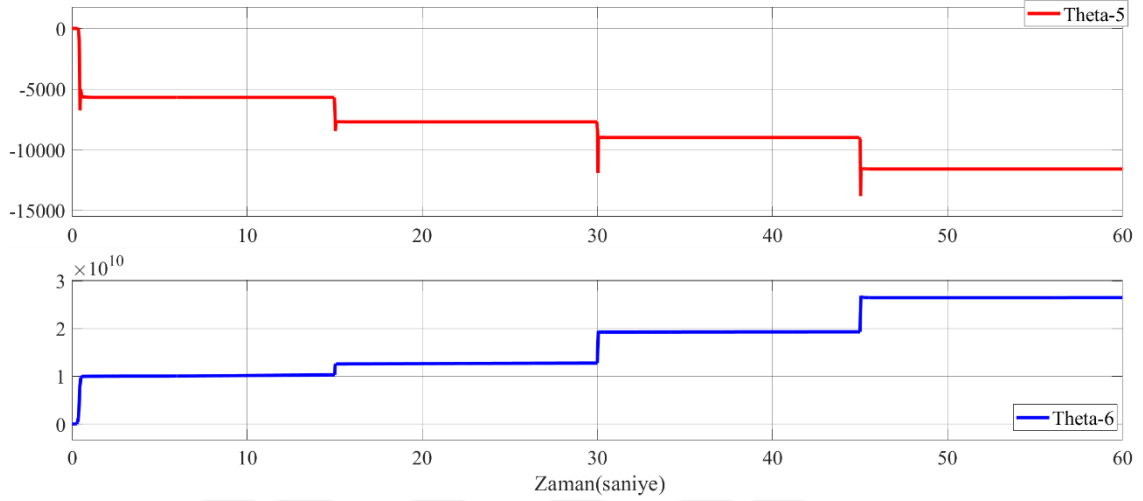
Şekil 6.35. Sabit Yüklü Sistem için Theta1 ve Theta2 Parametrelerindeki Değişim

Adaptif lyapunov-2 bloğunda hesaplanan θ_3 ve θ_4 parametre değerlerine ait değişim grafiği Şekil 6.36’da gösterilmiştir. Bu blok ile sistemin hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Her periyotta ürettiği farklı değerler ile sistemin performansı artırılmıştır. Başlangıç noktasında oluşan salınımları azaltmak için hızlı bir tepkime gerçekleşmiştir.



Şekil 6.36. Sabit Yüklü Sistem için Theta3 ve Theta4 Parametrelerindeki Değişim

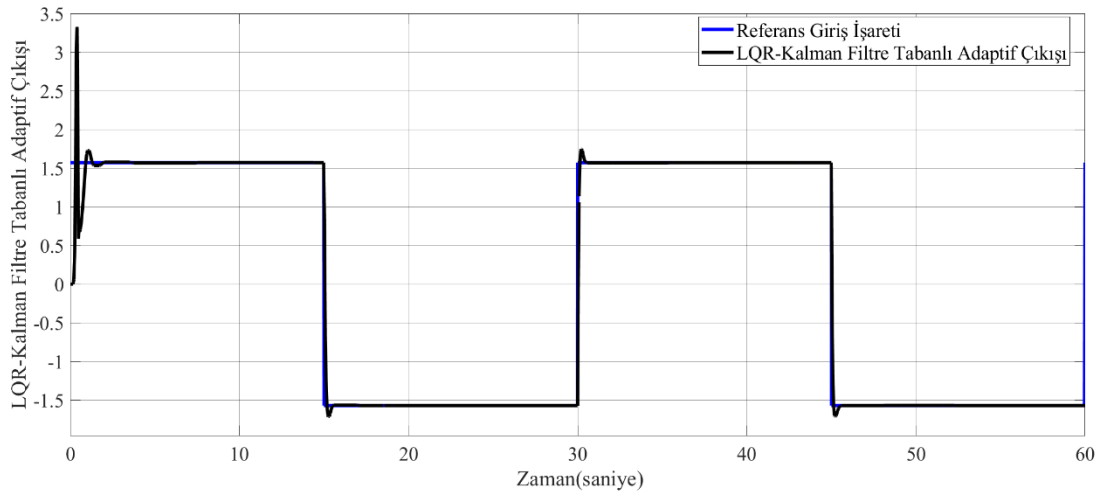
Son olarak lyapunov kuralı ile hesaplanan θ_5 ve θ_6 parametreleri kullanılarak, sistemin akım kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu parametreler için değişim grafiği Şekil 6.37’de gösterilmiştir. Sürekli güncellenen θ_5 ve θ_6 değerleri ile sistem performansı zamanla artmıştır.



Şekil 6.37. Sabit Yüklü Sistem için Theta5 ve Theta6 Parametrelerindeki Değişim

6.2.3. Ayırık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Uygulama Sonuçları

Ayrık zamanlı Kalman filtre tabanlı adaptif LQR kontrol metodunda $T_s=0.001$ örnekleme periyodunda, sistem çıkışındaki durumlar ayrık zamanlı kalman filtresi ile tahmin edilmiştir. Daha sonra bu değerler adaptif LQR kontrol bloğunda kullanılmıştır. Sabit yüklü servo sistemin bu metot ile kontrolü sonucunda oluşan kalman filtre tabanlı adaptif LQR kontrol çıkışı Şekil 6.38’de gösterilmiştir.



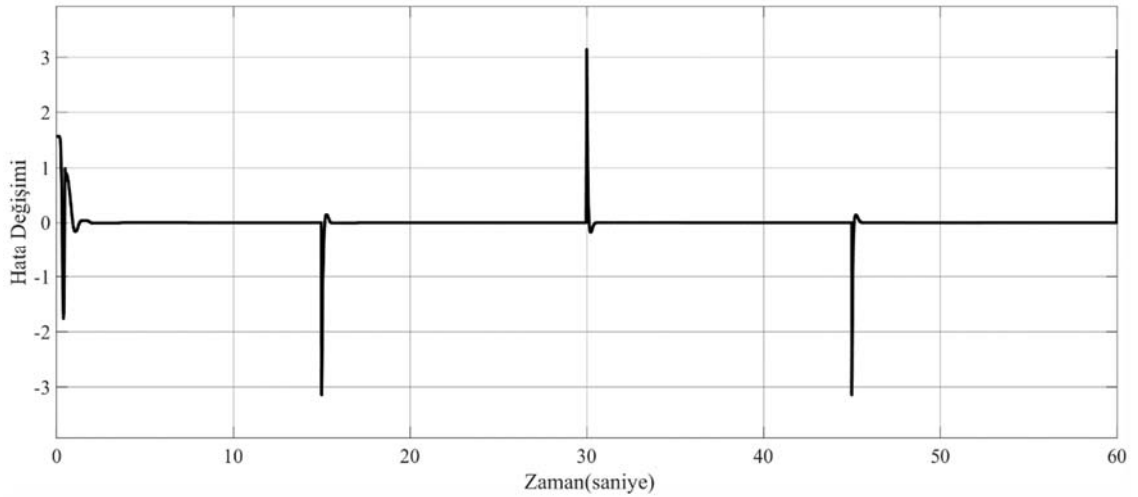
Şekil 6.38. Sabit Yüklü Sistem için Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Çıkışı

Burada zaman ilerledikçe hatanın azaldığı, izleme performansının arttığı ve sistem çıkışı referans işaretini yakaladığı görülmüştür. Simülasyon ve uygulama ortamında, önerilen kontrol metodu için elde edilen performans ölçüm sonuçları Tablo 6.4’de verilmiştir. İndirgenmiş dereceli gözleyici tabanlı adaptif LQR kontrol metodunda elde edilen performans indeks sonuçlarına yakın değerler elde edilmiştir.

Tablo 6.4. Ayırık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR için Performans İndeksleri Sonuçları

	ISE (Integral Square Error)	IAE (Integral absolute error)	ITAE (Integral Time Absolute Error)
Performans İndeks Sonuçları			
Simülasyon	1.779	1.300	19.51
Uygulama	2.057	1.598	18.46

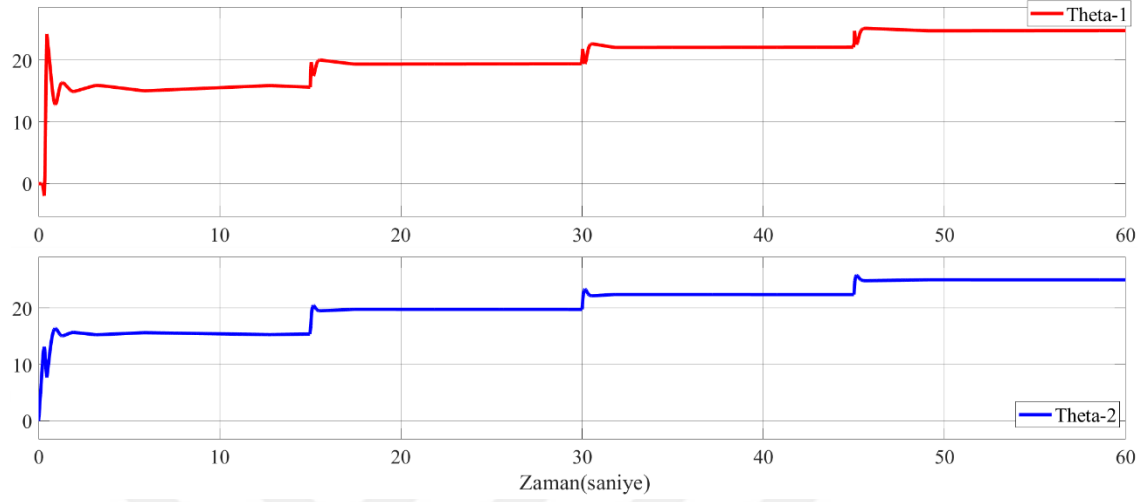
Kalman filtre tabanlı adaptif LQR sistem çıkışı ile referans giriş arasında oluşan hata değişimi Şekil 39’da gösterilmiştir. Burada zaman ilerledikçe hatanın azaldığı, izleme performansının arttığı ve sistem çıkışının zamanla referans işaretini yakaladığı görülmüştür.



Şekil 6.39. Sabit Yüklü Sistem için LQR-Kalman Filtre Tabanlı Adaptif Hata Değişimi

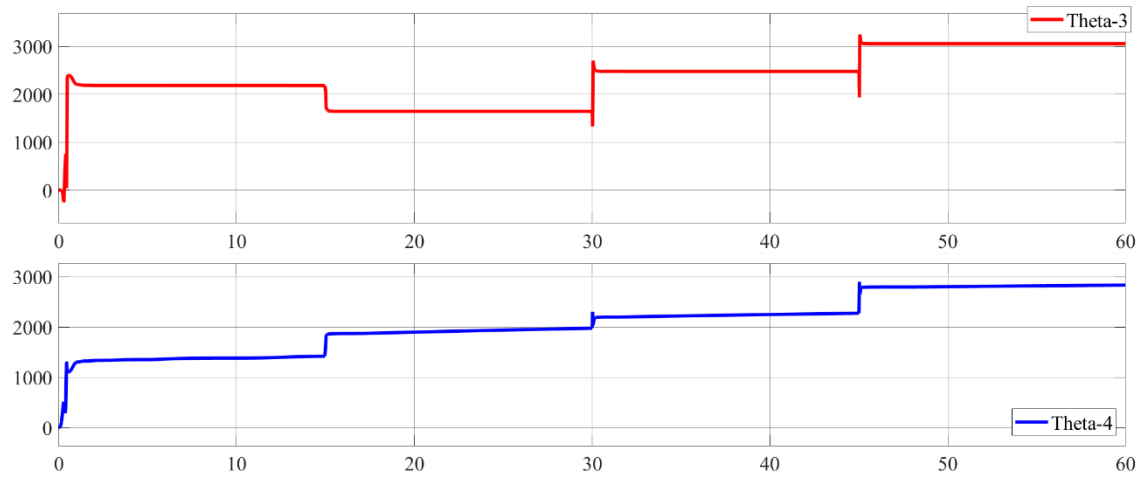
Ayrıca bu kontrol metodu kullanıldığında kontrol parametre değerlerindeki değişim Şekil 6.40, Şekil 6.41 ve Şekil 6.42’de gösterilmiştir. Ayırık zamanlı kalman filtre tabanlı adaptif LQR kontrol mekanizmasında pozisyon, hız ve akım çıkış durumlarının kontrolleri yapılmıştır. İlk olarak sabit yüklü ortamda pozisyon kontrolü için kullanılan θ_1 ve θ_2 parametrelerinde oluşan değişim Şekil 6.40’da gösterilmiştir.

Güncellenen bu parametre değerleri ve kalman filtresi ile tahmin edilen sistem pozisyon bilgisi lyapunov kararlılık kriteri bloğunda referans alınarak sistemin yüksek verimlilik ile çalışması sağlanmıştır.



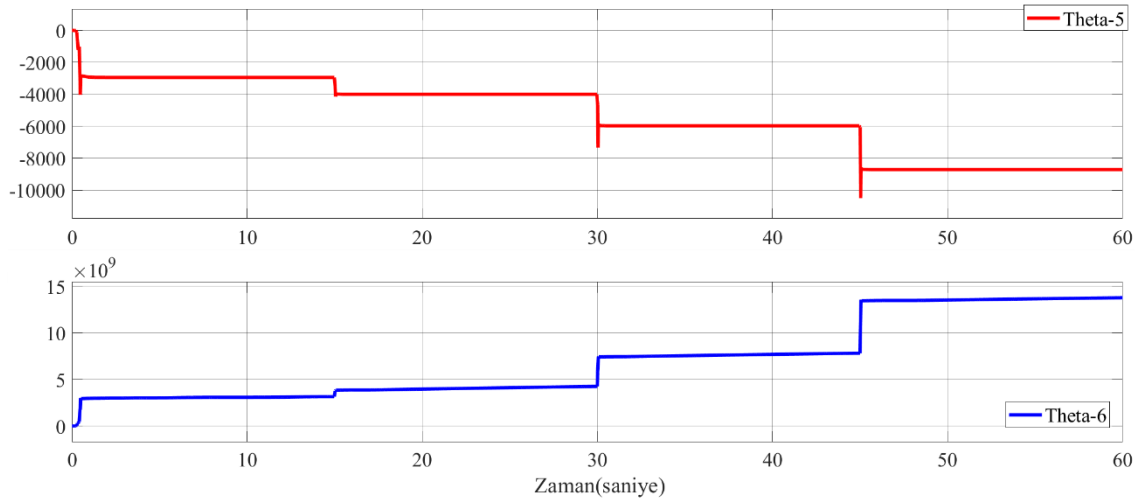
Şekil 6.40. Sabit Yüklü Sistem için Theta1 ve Theta2 Parametre Değişimleri

Lyapunov kararlılık tabanlı tasarlanan adaptif durum geribeslemeli sistemde, sistemin hız kontrolü için hesaplanan online θ_3 ve θ_4 parametre değerlerindeki değişim Şekil 6.41'de gösterilmiştir. Bu değerler zamanla güncel değerler olarak, sistemin bir önceki periyoda göre daha iyi çalışmasını sağlamıştır. Parametre değerindeki ani ve yüksek genlikli değişimler ise sistem hız çıkışında oluşabilecek hatayı minimize etmiştir.



Şekil 6.41. Sabit Yüklü Sistem için Theta3 ve Theta4 Parametre Değişimleri

Ayrık zamanlı kalman filtre tabanlı adaptif LQR kontrol tasarımında son olarak sistemin akım kontrolünde kullanılan θ_5 ve θ_6 parametre değişimleri Şekil 6.42’de gösterilmiştir. Ayrık zamanlı kalman filtresi ile tahmin edilen akım bilgisi ile güncel olarak elde edilen bu parametreler Lyapunov kararlılık kriteri 3 bloğunda kullanılmış ve sistemin performansı artmıştır.

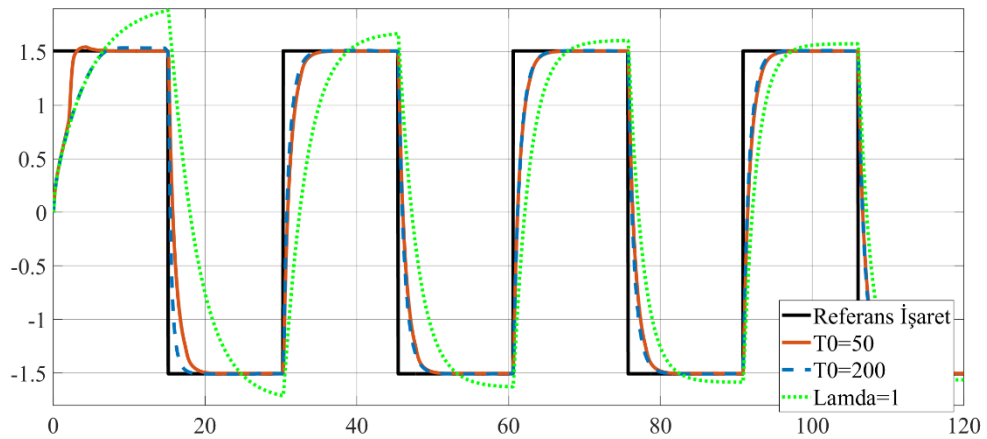


Şekil 6.42. Sabit Yüklü Sistem için Theta5 ve Theta6 Parametre Değişimleri

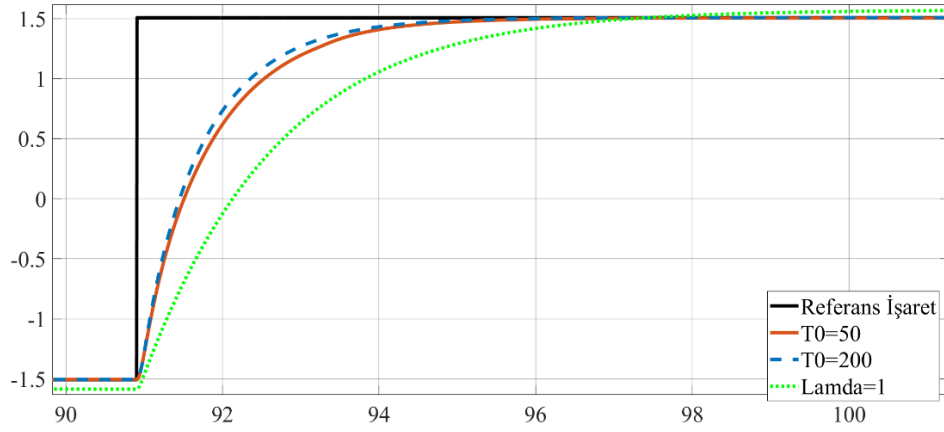
6.2.4. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Uygulama Sonuçları

6.2.4.1. Unutma Faktörü Tabanlı RLS ile Elde Edilen Uygulama Sonuçları

Sisteme etki eden gürültü ve yük gibi herhangi bir bozucu etki yok iken unutma faktörü metodu kullanıldığında elde edilen uygulama sonuçları aşağıdaki Şekil 6.43 ve Şekil 6.44’de gösterilmiştir.

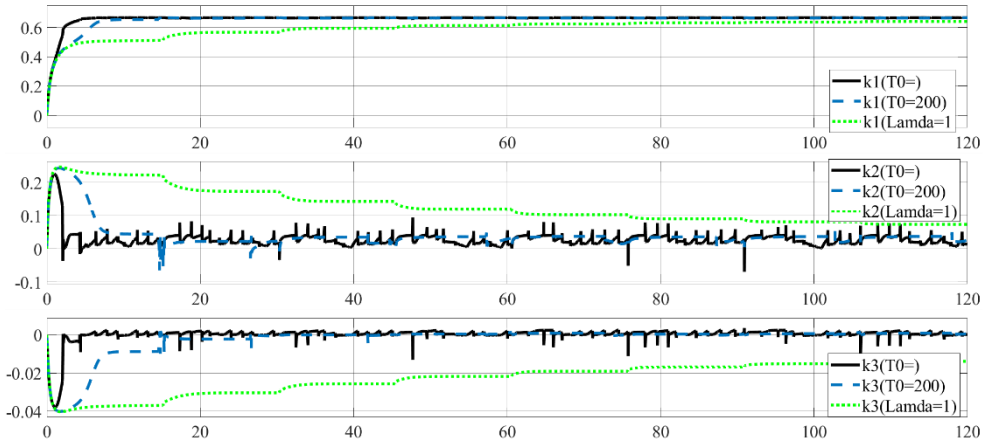


Şekil 6.43. Unutma Faktörü Sistem Çıkış Eğrileri

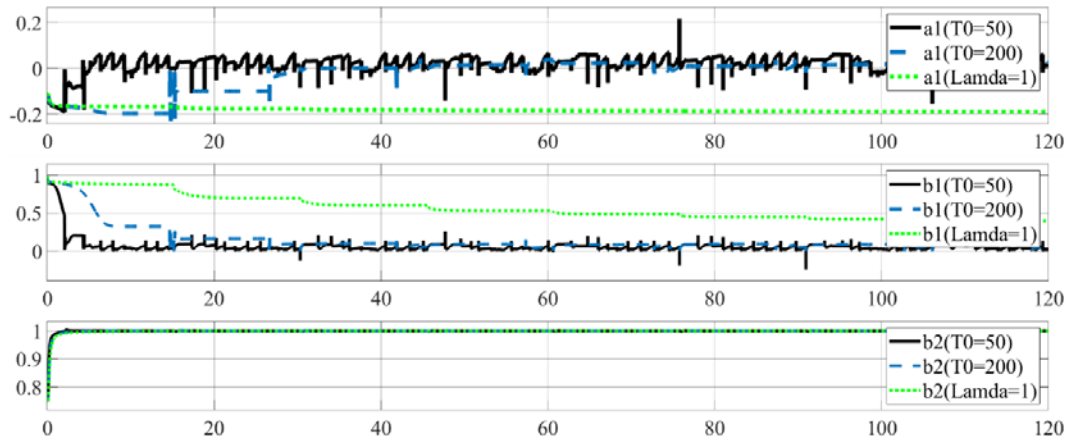


Şekil 6.44. Şekil 43 Genişletilmiş Cevap Eğrisi

Burada sistem çıkış eğrileri incelendiğinde $T_0=200$ değeri için maksimum sistem performansı elde edildiği görülmüştür. Ayrıca K_{lqr} kazanç matris değeri ve parametrelerdeki değişim Şekil 6.45 ve Şekil 6.46’da verilmiştir.



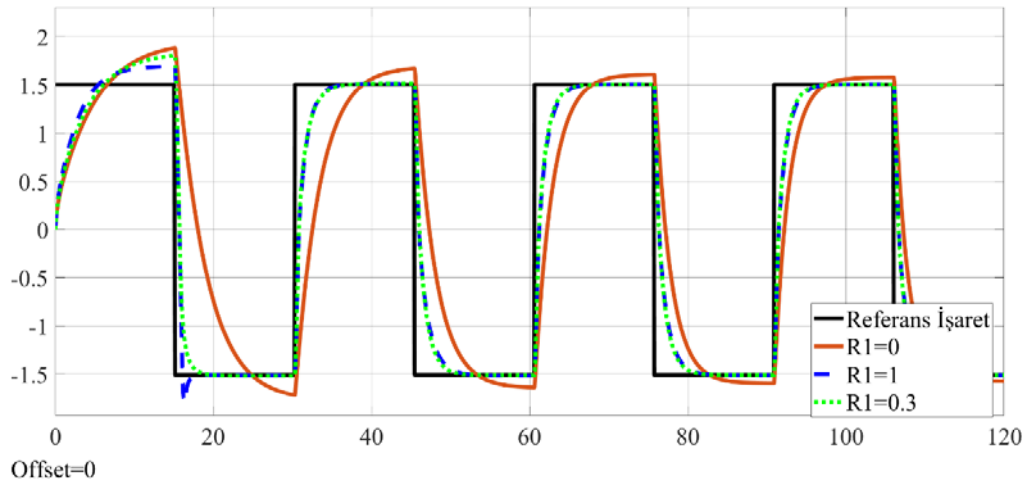
Şekil 6.45. Kazanç Matris Değerindeki Değişim



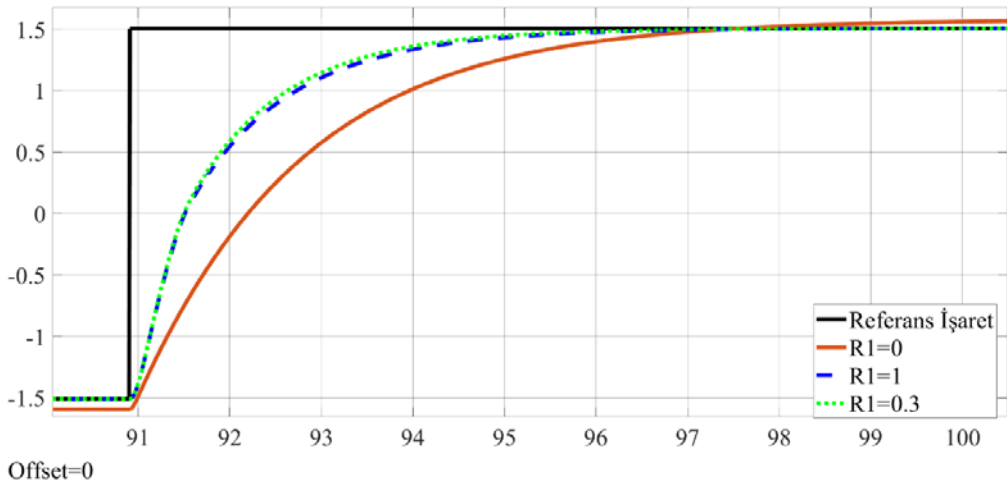
Şekil 6.46. Sistem Parametrelerindeki Değişim

6.2.4.2. Kalman Filtresi Tabanlı RLS ile Elde Edilen Uygulama Sonuçları

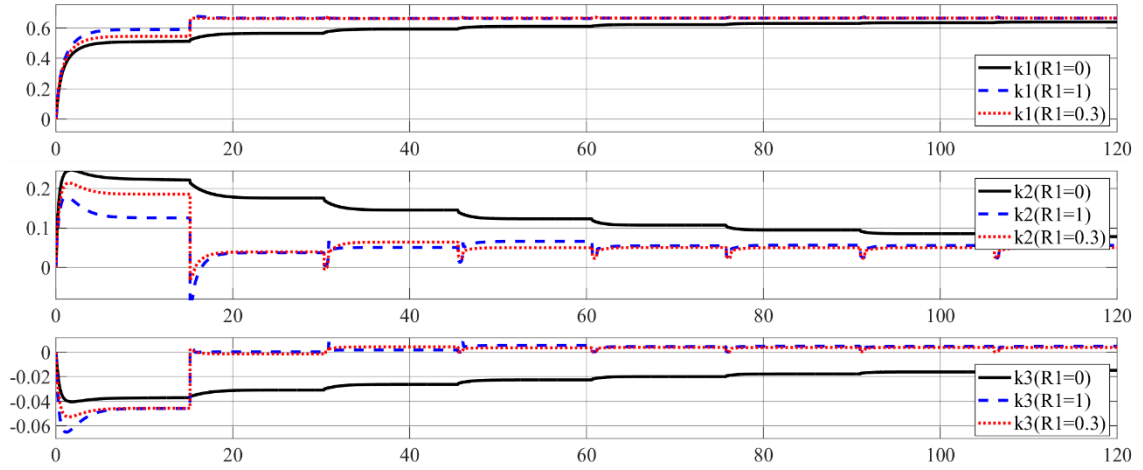
Sabit yüklü ortamda, Kalman filtresi metodu kullanıldığında elde edilen uygulama sonuçları aşağıda Şekil 6.47 ve Şekil 6.48’de gösterilmiştir. Sistem çıkış eğrileri incelendiğinde $R_1=0.3$ değeri için maksimum sistem başarımı elde edildiği görülmüştür. Kalman filtre algoritmasında $R_1=0$ için elde edilen cevap eğrisi ile unutma faktörü algoritmasında $\lambda = 1$ için elde edilen cevap eğrisi aynı sonucu vermiştir. Bu sonuçlara göre, uygulanan kontrol metodunun, iterasyonlar ilerledikçe sistemi daha iyi öğrendiği sonucuna varılmıştır. Ayrıca geribeslemeli kazanç matris değeri ve yinelemeli en küçük kare yöntemi ile elde edilen parametrelerdeki değişim eğrileri Şekil 6.49 ve Şekil 50’de verilmiştir. Tahmin edilen parametre değerleri sürekli olarak güncellendiği ve sistem çıkışının buna paralel olarak iyi sonuçlar ürettiği görülmüştür.



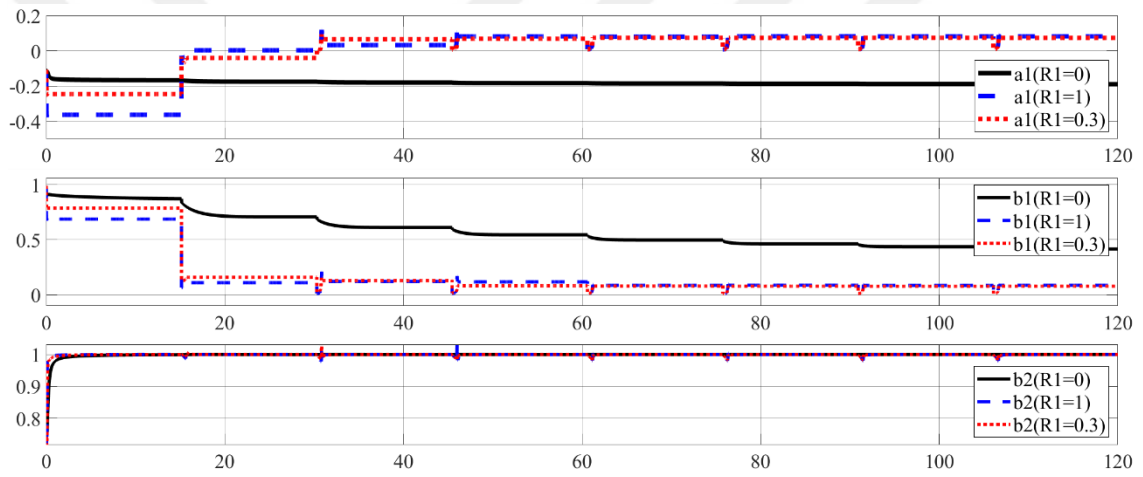
Şekil 6.47. Unutma Faktörü Sistem Çıkış Eğrileri



Şekil 6.48. Şekil 47 Genişletilmiş Cevap Eğrisi



Şekil 6.49. Kazanç Matris Değerindeki Değişim



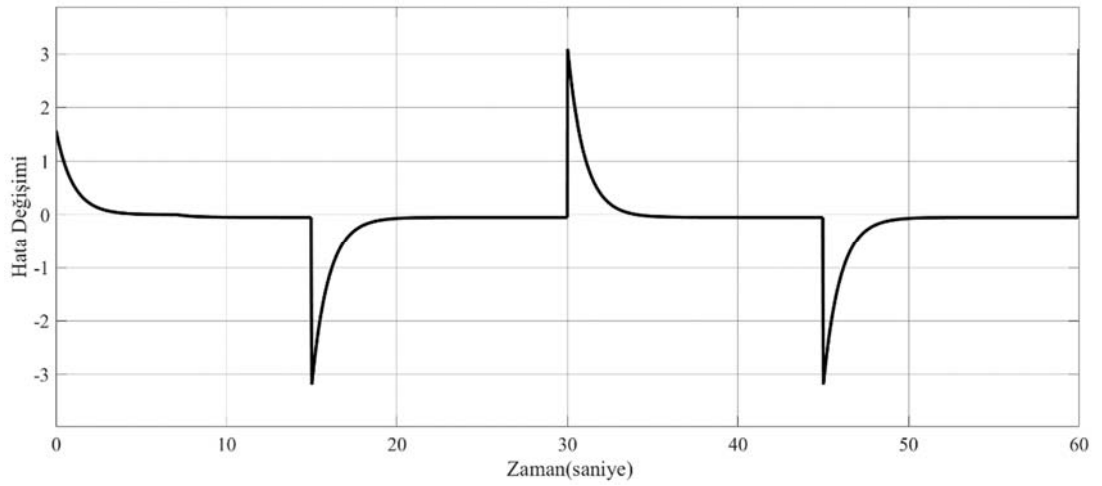
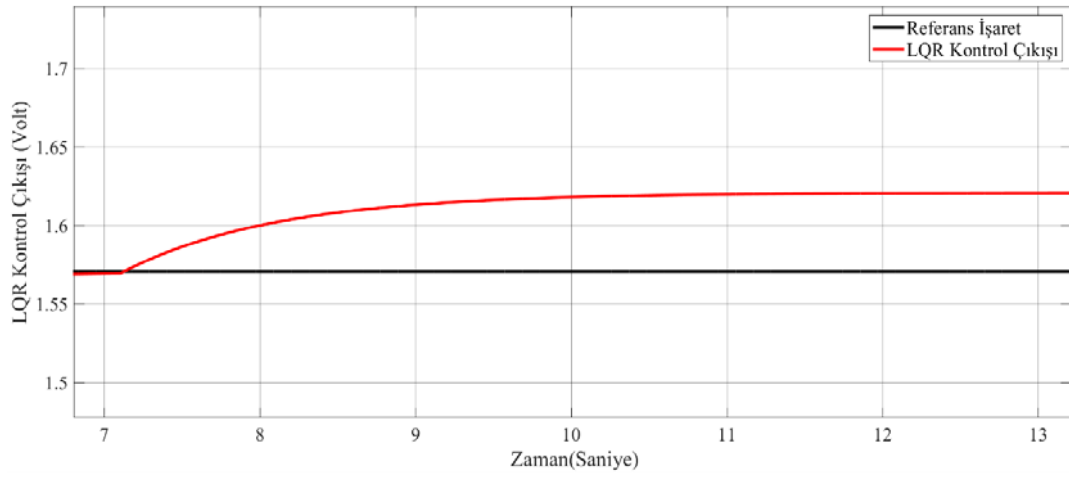
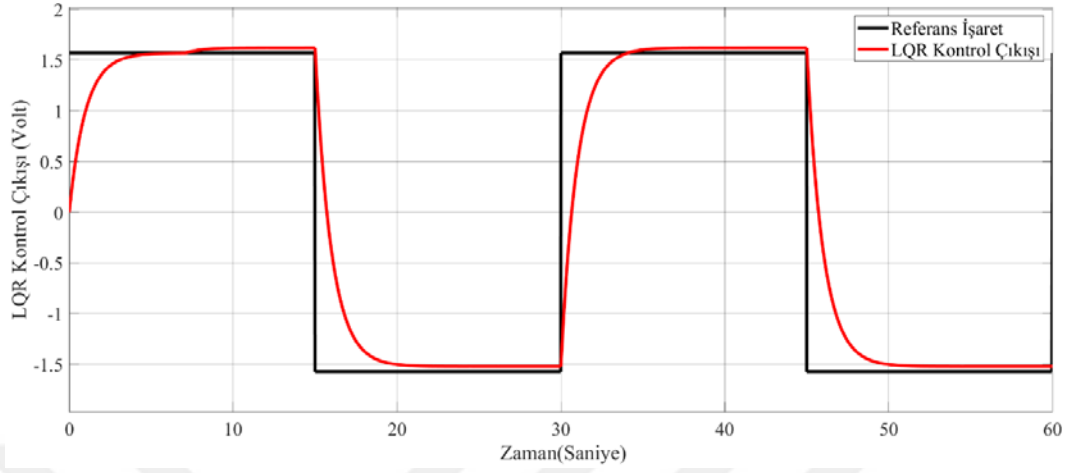
Şekil 6.50. Sistem Parametrelerindeki Değişim

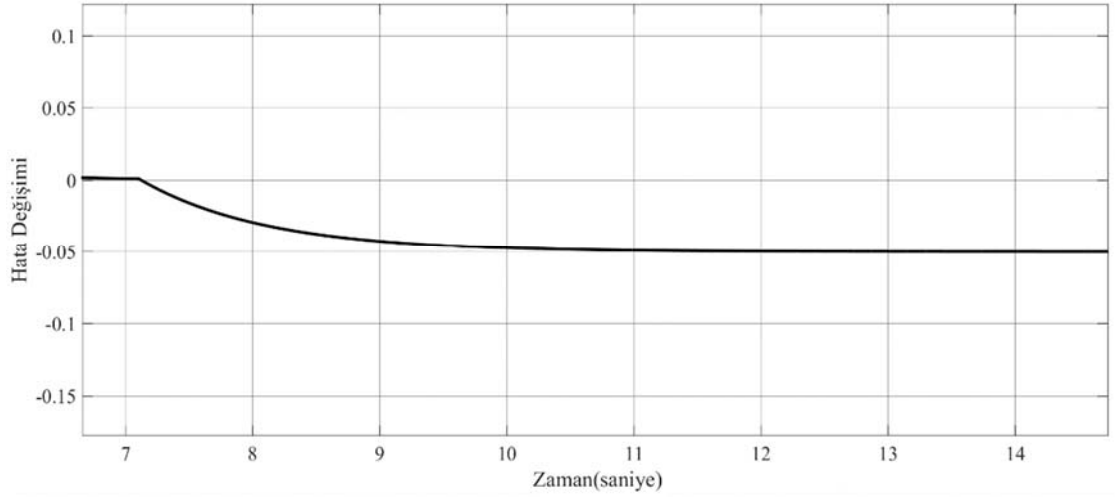
6.3. VLS Sistemin Yörünge Kontrolü Simülasyon Sonuçları

6.3.1. LQR Kontrol Metodu Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde LQR kontrol metodu kullanılarak VLS sistemin kontrolü Matlab/Simulink simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. LQR kontrol metodu simülasyon sonucu Şekil 6.51’de gösterilmiştir. Referans olarak kare dalga kullanılmıştır. Değişken Yük etkisi $t_1=7$. saniyeden itibaren sisteme etki etmiştir. LQR kontrol metodu için genişletilmiş sistem cevap eğrisi Şekil 6.52’de gösterilmiştir. Burada, sisteme uygulanan kontrol yaklaşımının zamanla değişen sistemler için iyi

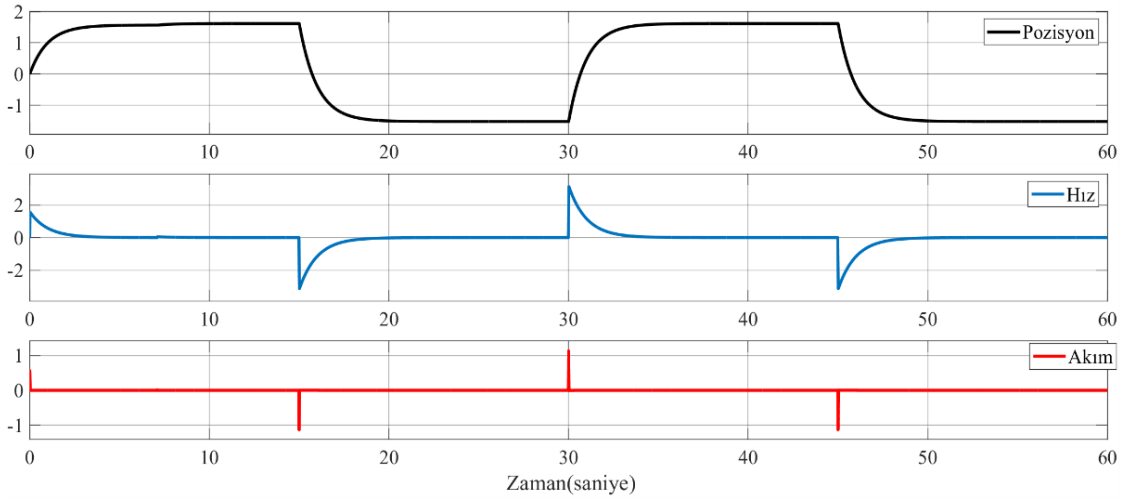
sonuçlar üretmediği sonucuna varılmıştır. Denetlenen sistem ile referans giriş işareti arasında oluşan hata değişimi aşağıda Şekil 6.53’de gösterilmiştir.





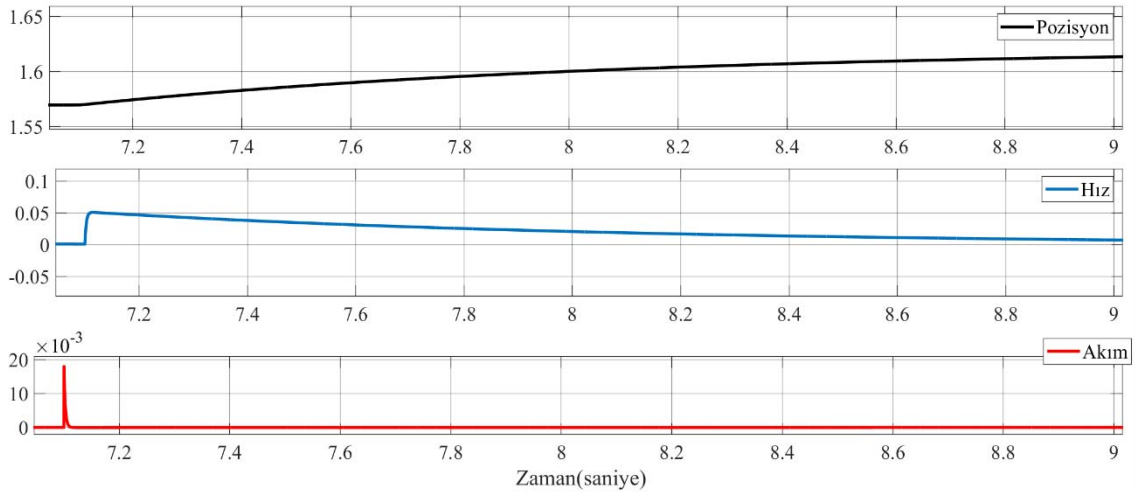
Şekil 6.54. Şekil 6.53 İçin Genişletilmiş Sistem Cevabı

Hata için genişletilmiş sistem cevabı incelendiğinde, yük etkisi oluştuktan sonra sürekli zaman hatasında artış olduğu ve zaman ilerledikçe hatanın minimize edilmediği gözlenmiştir. Son olarak Şekil 6.55 ve Şekil 6.56’da sistem durumları olan pozisyon, hız ve akım parametrelerinin değişimleri gösterilmiştir.



Şekil 6.55. VLS Sistemin Durumlarındaki Değişim

Sonuç olarak LQR kontrol metodu ile sabit yüklü ortamda optimum cevap eğrisi elde edilmesine rağmen, yükü zamanla değişen sistemler için istenilen performansı sağlamadığı görülmüştür. Çünkü LQR geribesleme kazanç matris değeri önceden hesaplanan sabit bir değerdir. Zamanla güncellenmediği için değişen çevre şartlarına uyum sağlayamamaktadır.

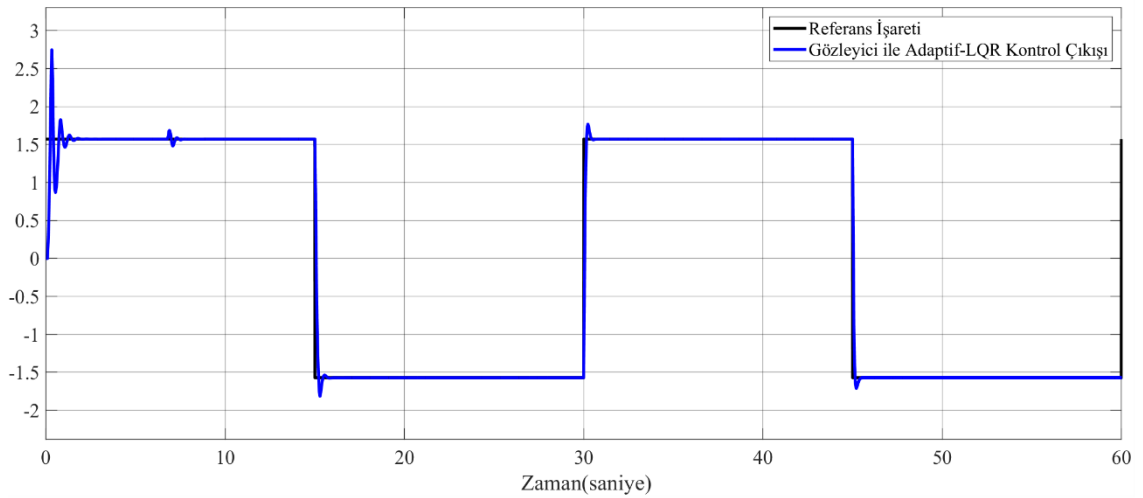


Şekil 6.56. Şekil 6.55 İçin Genişletilmiş Sistem Cevabı

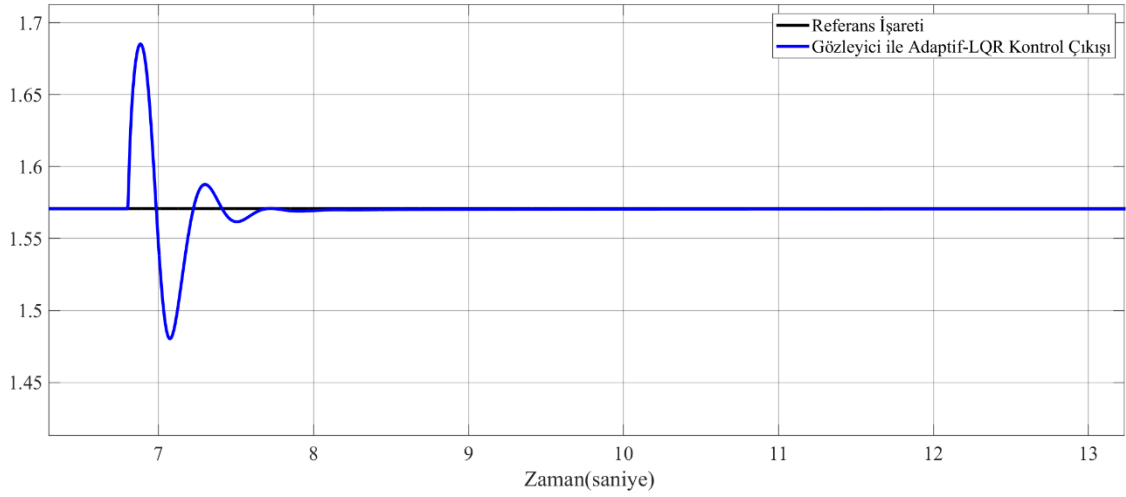
6.3.2. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif-LQR Kontrol Simülasyon

Sonuçları

Bu bölümde VLS sistemin kontrolü, indirgenmiş dereceli gözleyici ile adaptif LQR kontrol metodu kullanılarak Matlab/Simulink simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Değişken yük etkilerini minimize eden ve sistem performansını artıran bu metot ile sistem durumları tahmin edilmiş ve uygun kontrol girişi üretilerek sistem kontrolü gerçekleştirilmiştir. VLS sistemin çıkışı Şekil 6.57’de gösterilmiştir. Yük etkisinin başlangıç noktası olan $t=7$. saniyeden sonra oluşan sistemin cevap eğrisi Şekil 6.58’de verilmiştir.

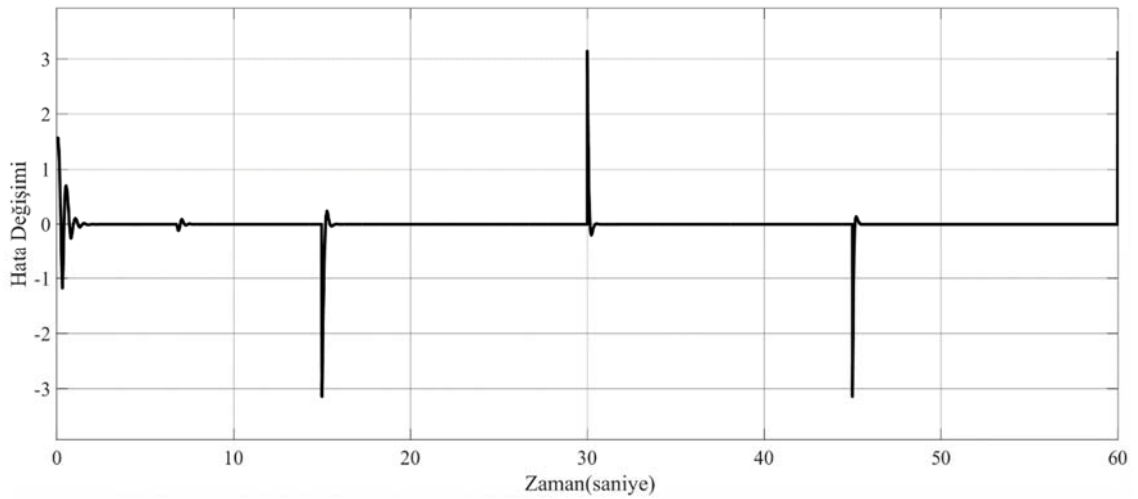


Şekil 6.57. VLS sistemin Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Çıkışı

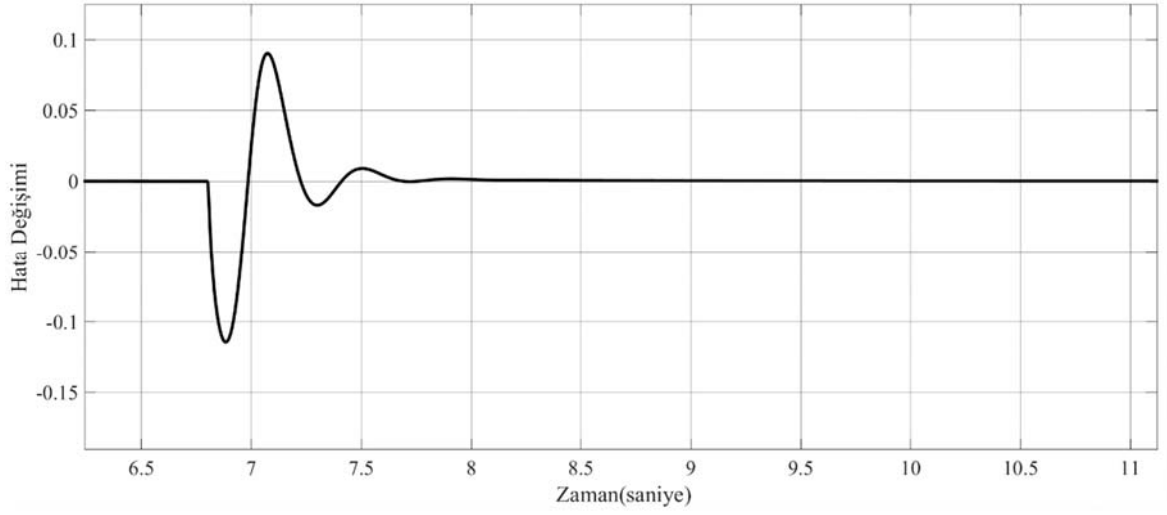


Şekil 6.58. Şekil 6.57 için genişletilmiş Cevap Eğrisi(Yük etkisi $t=7$ sn)

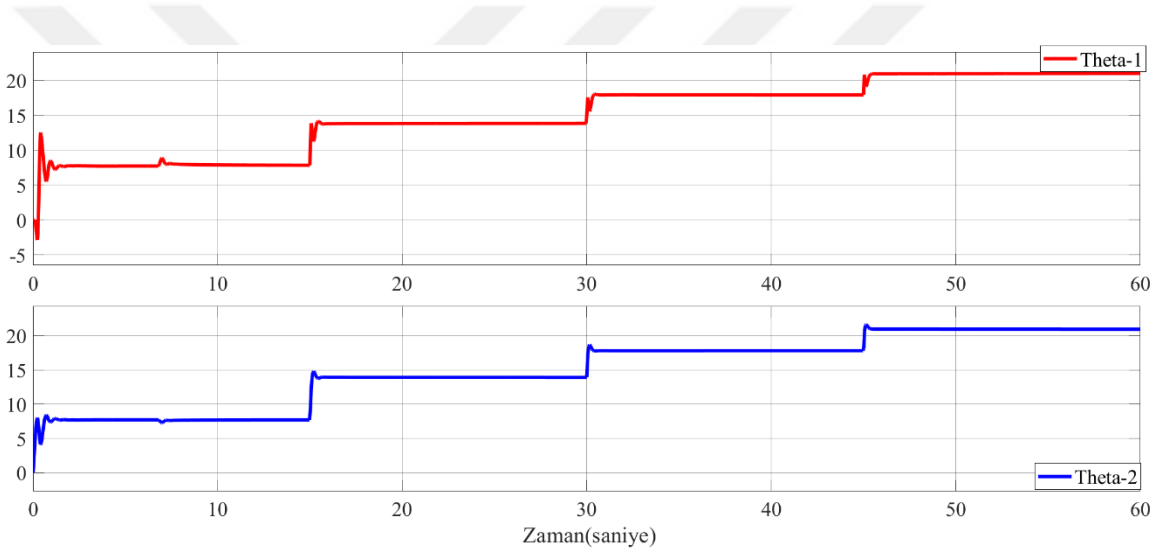
Sistem çıkış işareti ile referans giriş işareti arasında oluşan hata değişimi Şekil 6.59’da gösterilmiştir. LQR kontrol metodu ile karşılaştırıldığında; hata değeri zamanla daha da azalmış ve izleme performansı artmıştır. Ayrıca bu kontrol metodu kullanıldığında adaptif bloklarda yer alan kontrol parametre (θ) değerlerindeki değişimler Şekil 6.61, Şekil 6.62 ve Şekil 6.63’de gösterilmiştir. Yük etkisinin oluşmaya başladığı $t=7$. saniyeden sonra, kontrol parametre değişimlerine ait genişletilmiş cevap eğrileri aşağıda Şekil 6.64, Şekil 6.65 ve Şekil 6.66’da gösterilmiştir. Değişken yük etkisi ile birlikte denetleyici parametrelerinde ani değişimler gerçekleşmiş ve yük etkisi minimize edilmiştir. Hata değişim grafiği incelendiğinde değişken yük etkisi kompanze edildikten sonra sürekli durum hatasının sıfıra yakınsadığı görülmüştür.



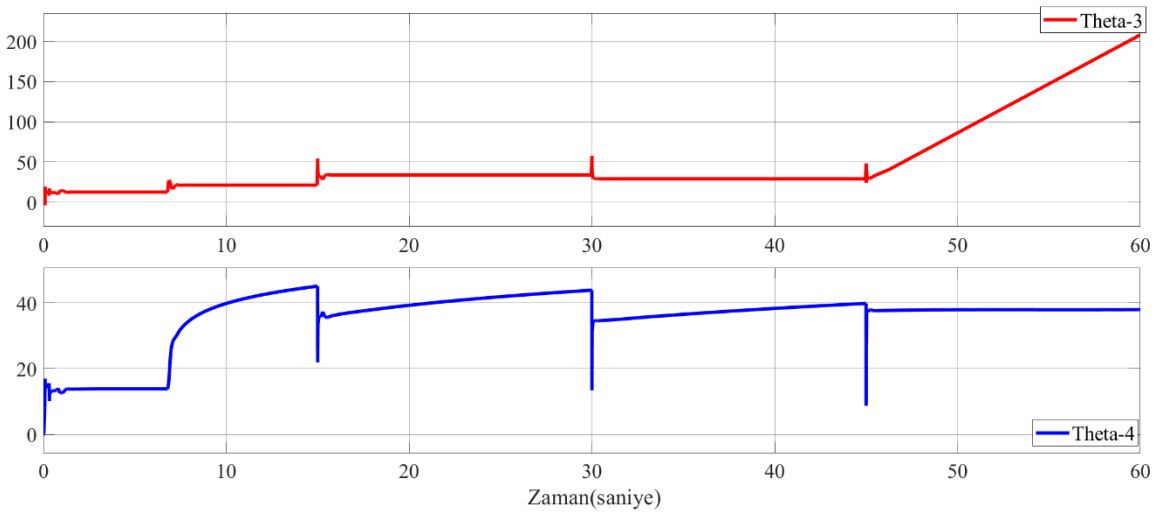
Şekil 6.59. Değişken yüklü sistem için Hata Değişimi



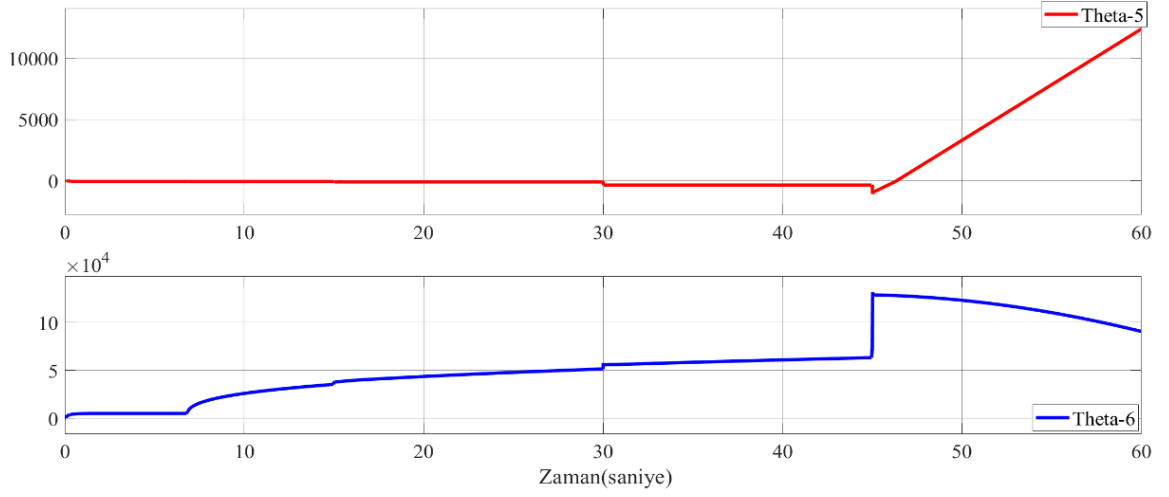
Şekil 6.60. Değişken yüklü sistem için genişletilmiş Hata Değişim Eğrisi



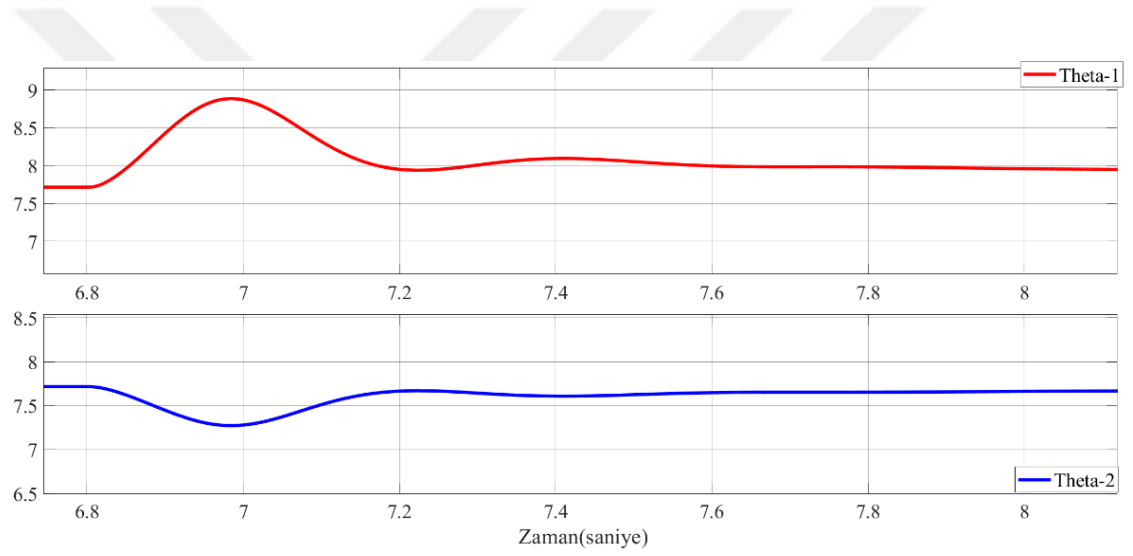
Şekil 6.61. Değişken yüklü sistem için Theta1 ve Theta2 Parametre Değişimleri



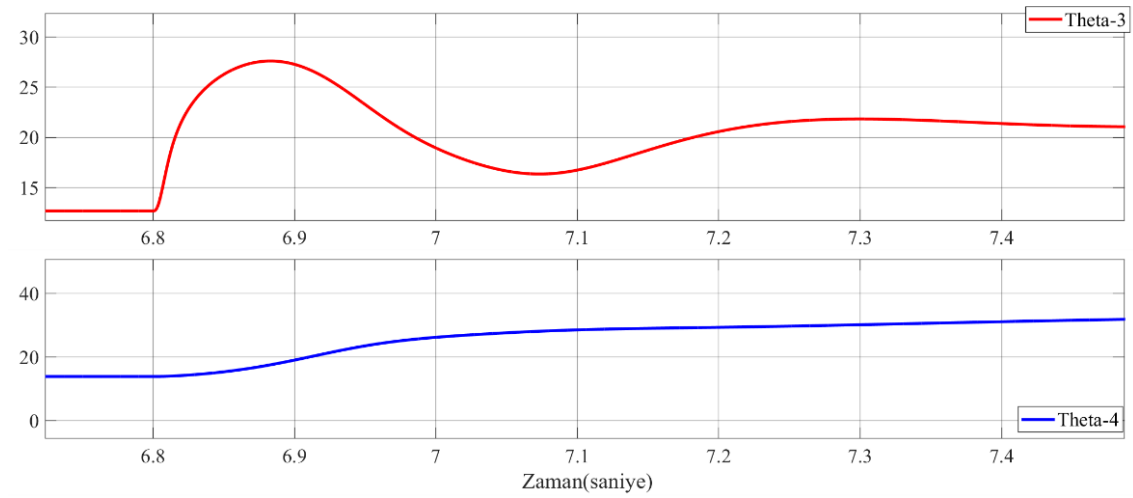
Şekil 6.62. Değişken yüklü sistem için Theta3 ve Theta4 Parametre Değişimleri



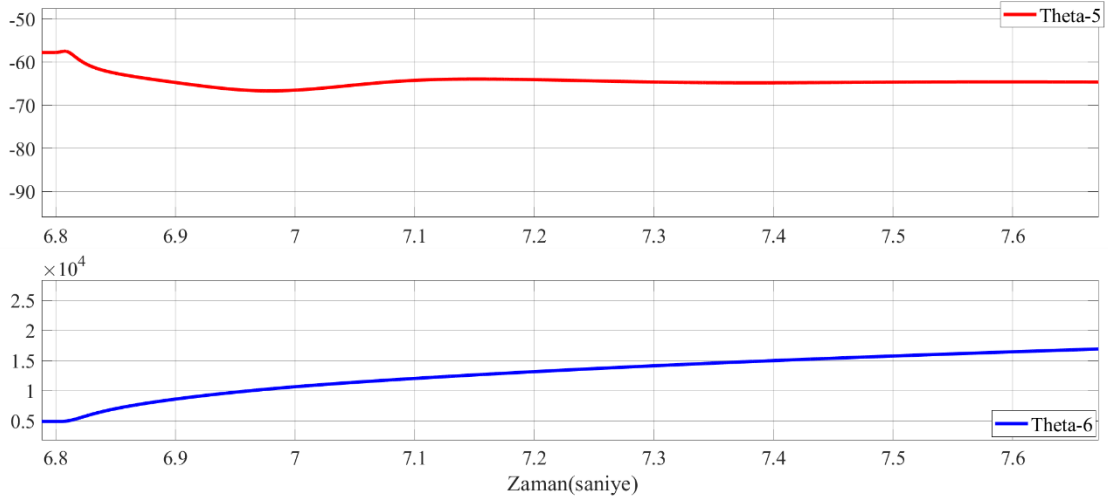
Şekil 6.63. Değişken yüklü sistem için Theta5 ve Theta6 Parametre Değişimleri



Şekil 6.64. Şekil 6.61 için genişletilmiş cevap eğrisi ($t=7$. sn)



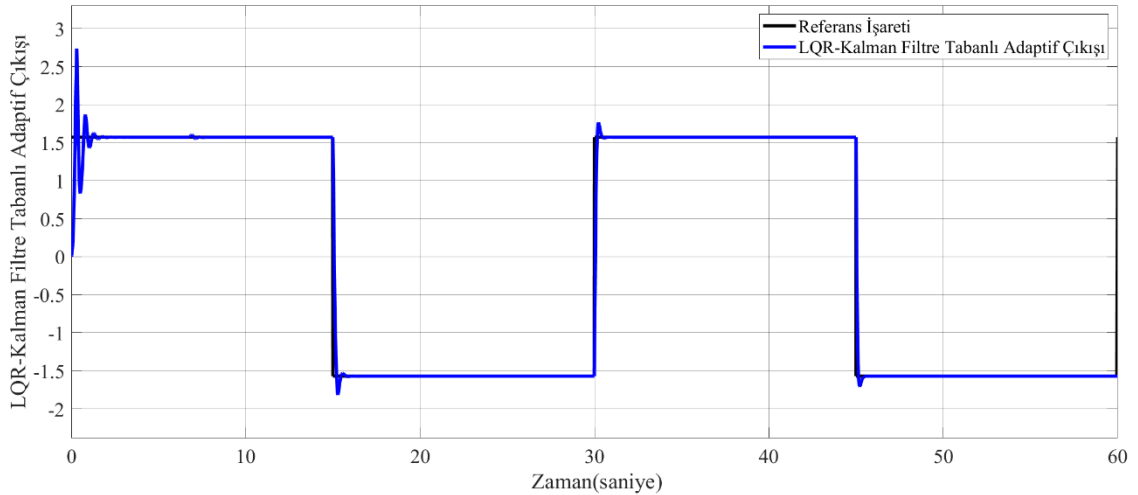
Şekil 6.65. Şekil 6.62 için genişletilmiş cevap eğrisi ($t=7$. sn)



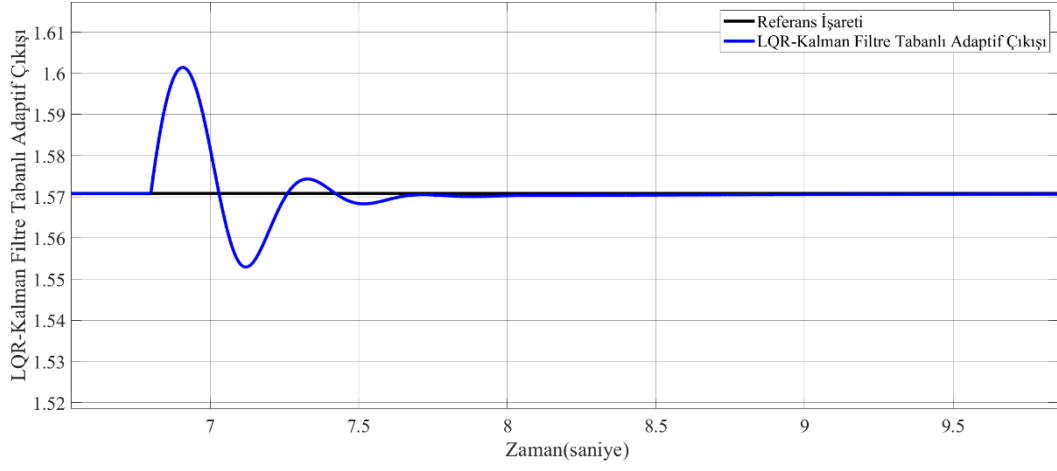
Şekil 6.66. Şekil 6.63 için genişletilmiş cevap eğrisi ($t=7$. sn)

6.3.3. Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Simülasyon Sonuçları

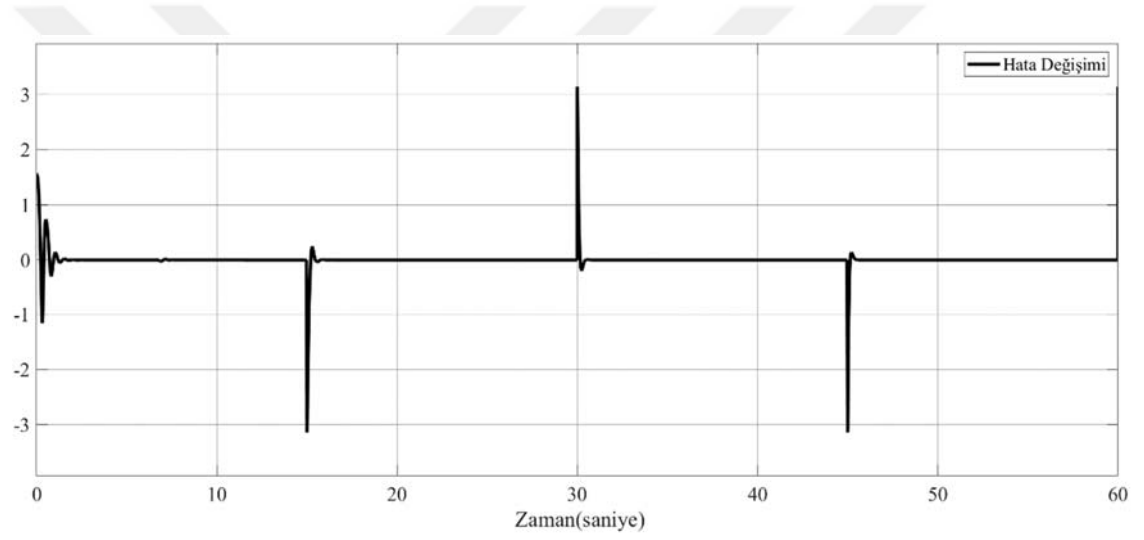
Bu bölümde VLS sistemin kontrolü ayrık zamanlı kalman filtre tabanlı adaptif LQR kontrol metodu kullanılarak Matlab/Simulink simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Değişken yük etkilerini minimize eden ve sistem performansını artıran bu metod ile sistem durumları doğru bir şekilde tahmin edilmiş ve lyapunov kararlılık kriteri tabanlı adaptif mekanizma ile hesaplanan geribeslemeli kazanç matris değeri ile sistem kontrolü gerçekleştirilmiştir. Öne sürülen metod VLS sistemine uygulandığında, sistem cevap eğrisi Şekil 6.67’de gösterildiği gibi elde edilmiştir. Yük etkisinin başlangıç noktası olan $t=7$. saniyeden sonraki genişletilmiş sistemin cevap eğrisi Şekil 6.68’de gösterilmiştir. Sistem çıkış işareti ile referans giriş işareti arasında oluşan hata değişimi Şekil 6.69 ve Şekil 6.70’de gösterilmiştir. LQR kontrol metoduna göre hata değeri daha da azalmış ve izleme performansı artmıştır.



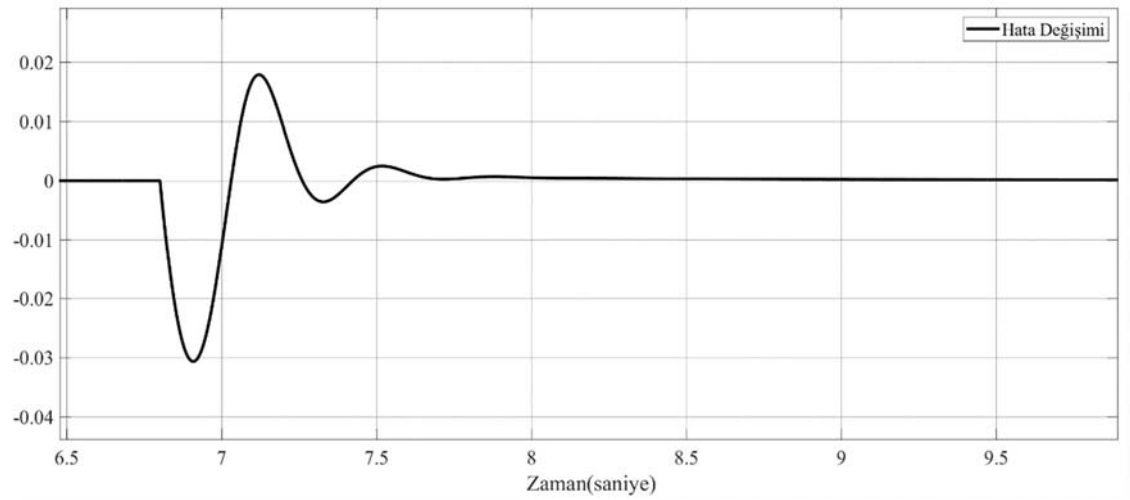
Şekil 6.67. VLS sistemin Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Çıkışı



Şekil 6.68. Şekil 6.67 İçin Genişletilmiş Cevap Eğrisi(Yük etkisi $t=7$ sn)

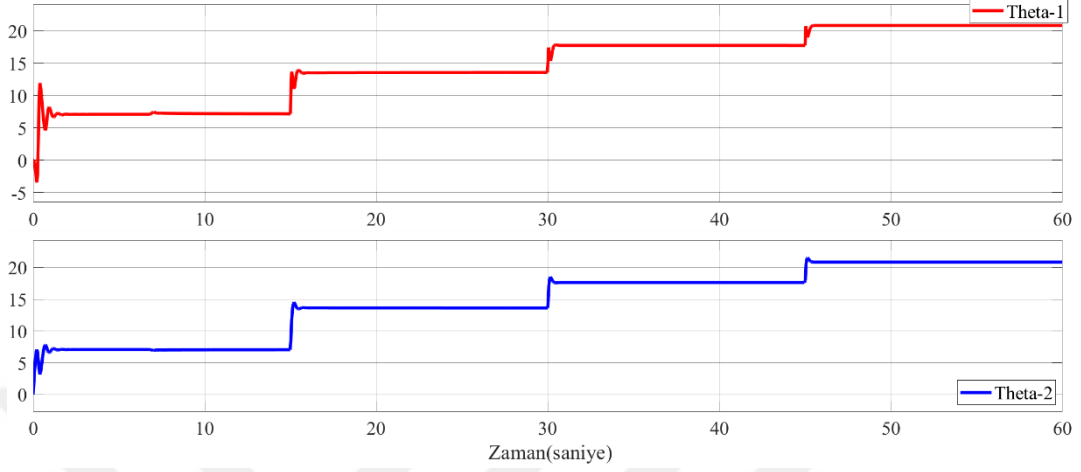


Şekil 6.69. Değişken yüklü sistem için Hata Değişimi

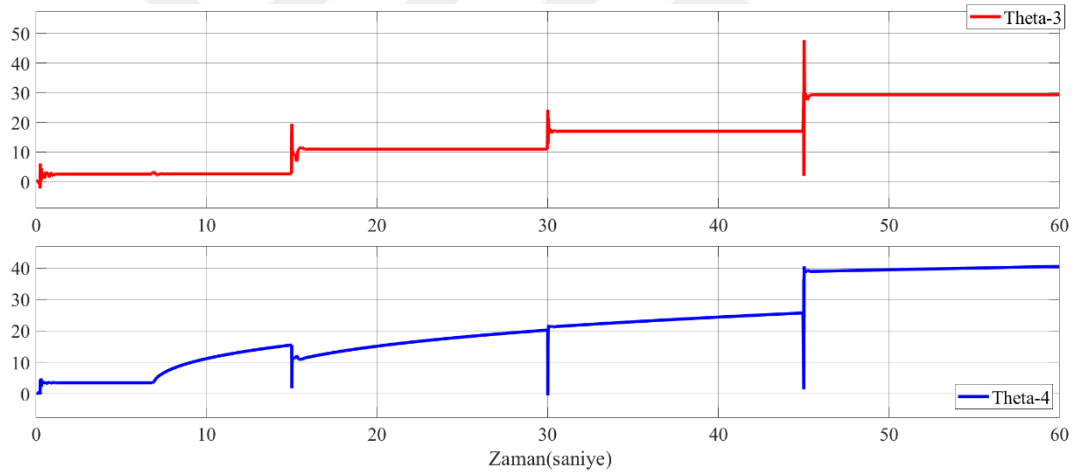


Şekil 6.70. Değişken yüklü sistem için genişletilmiş Hata Değişim Eğrisi

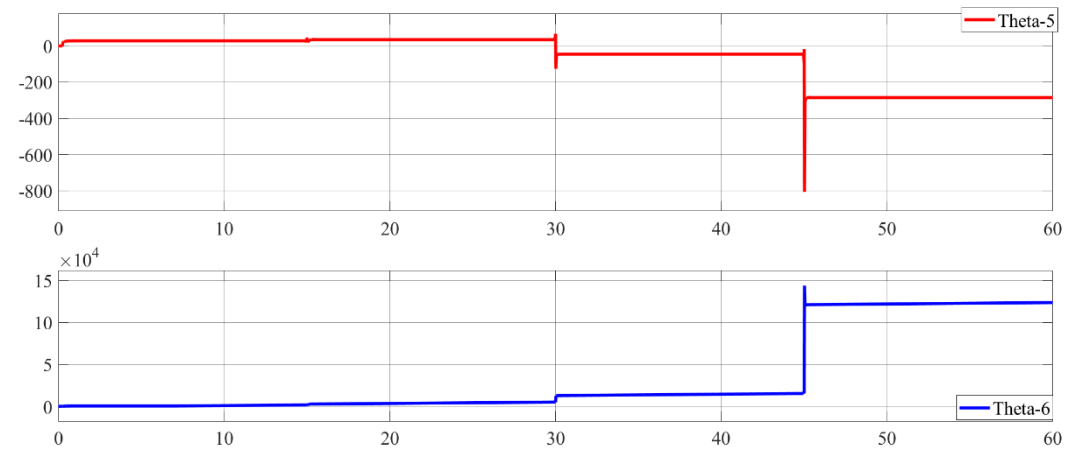
Ayrıca bu kontrol metodu kullanıldığında adaptif bloklarda yer alan kontrol parametre (θ) değerlerindeki değişim Şekil 6.71, Şekil 6.72 ve Şekil 6.73’de gösterilmiştir.



Şekil 6.71. Değişken yüklü sistem için Theta1 ve Theta2 Parametre Değişimleri

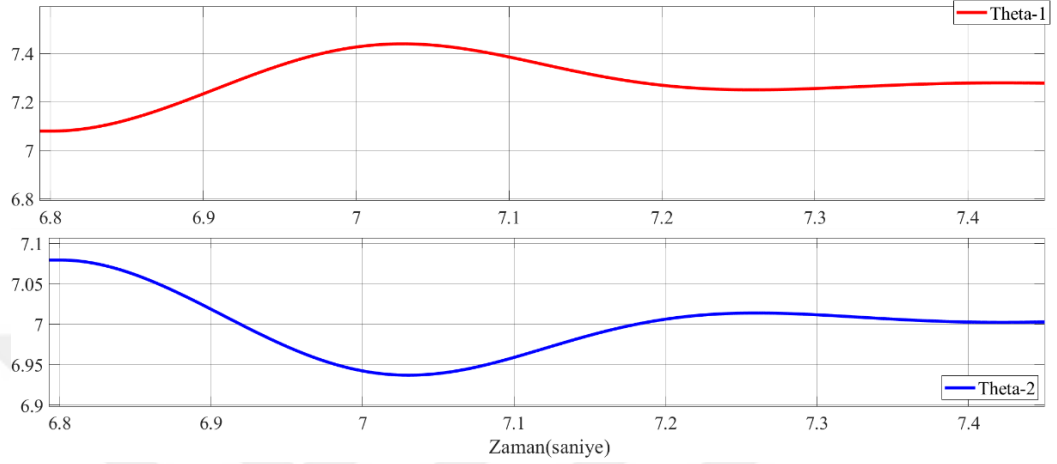


Şekil 6.72. Değişken yüklü sistem için Theta3 ve Theta4 Parametre Değişimleri

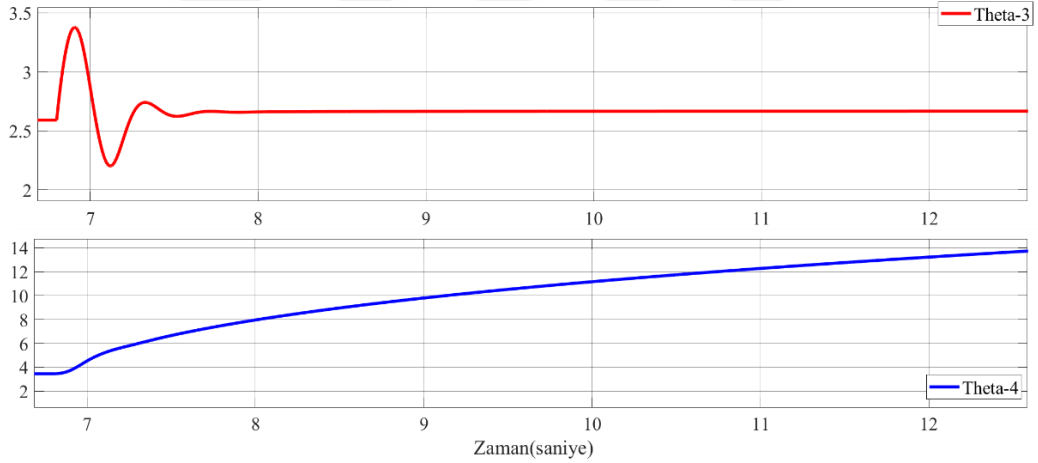


Şekil 6.73. Değişken yüklü sistem için Theta5 ve Theta6 Parametre Değişimleri

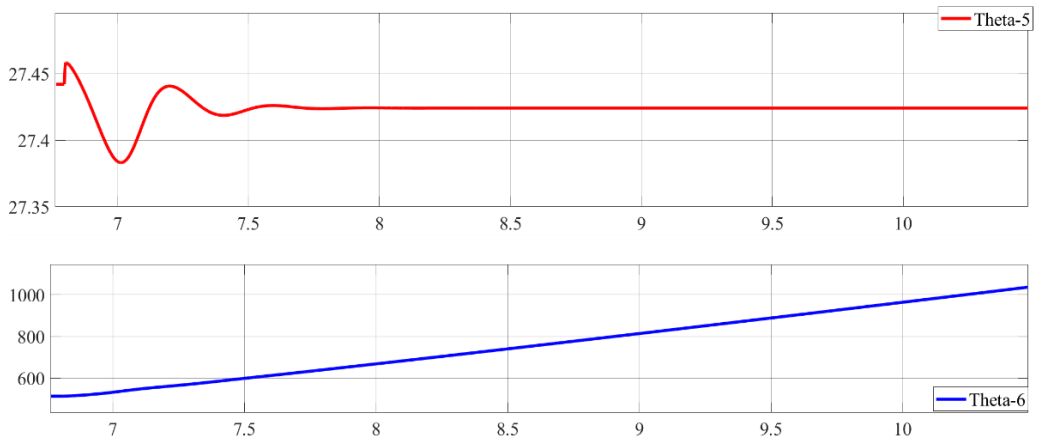
Kontrol parametre (θ) parametre değişimlerine ait genişletilmiş cevap eğrileri aşığıdaki Şekil 6.74, Şekil 6.74 ve Şekil 6.75’de gösterilmiştir. Değişken yük etkisi ile birlikte denetleyici parametre değerlerinde değişmeler olmuş ve ortam koşuluna uyum sağlamıştır.



Şekil 6.74. Şekil 6.71 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi ($t=7$ sn)



Şekil 6.75. Şekil 6.72 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi ($t=7$ sn)

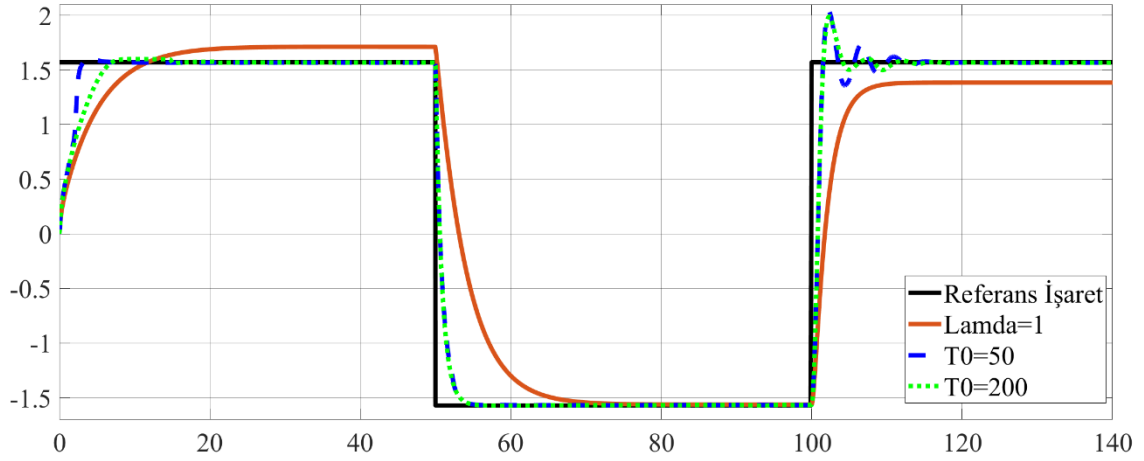


Şekil 6.76. Şekil 6.73 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi ($t=7$. sn)

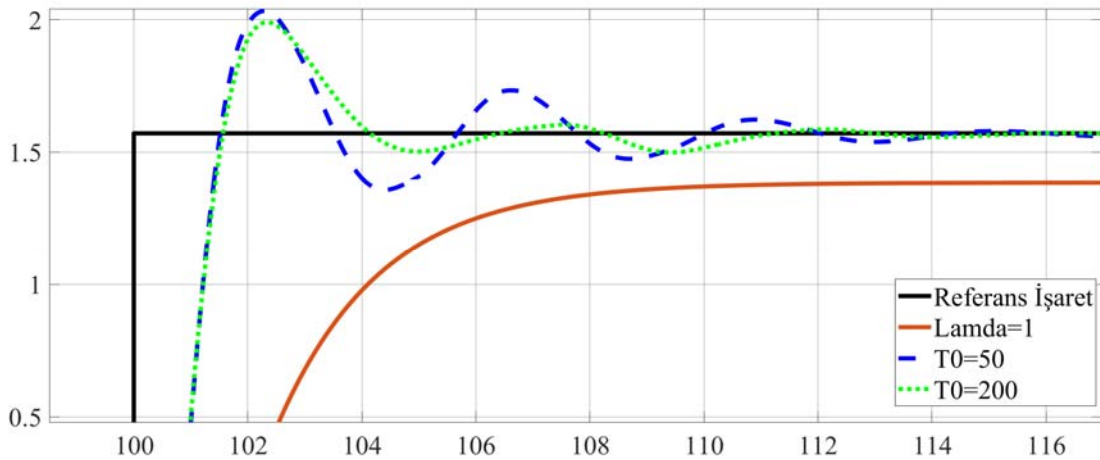
6.3.4. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Simülasyon Sonuçları

6.3.4.1. Unutma Faktörü Tabanlı RLS ile Elde Edilen Simülasyon Sonuçları

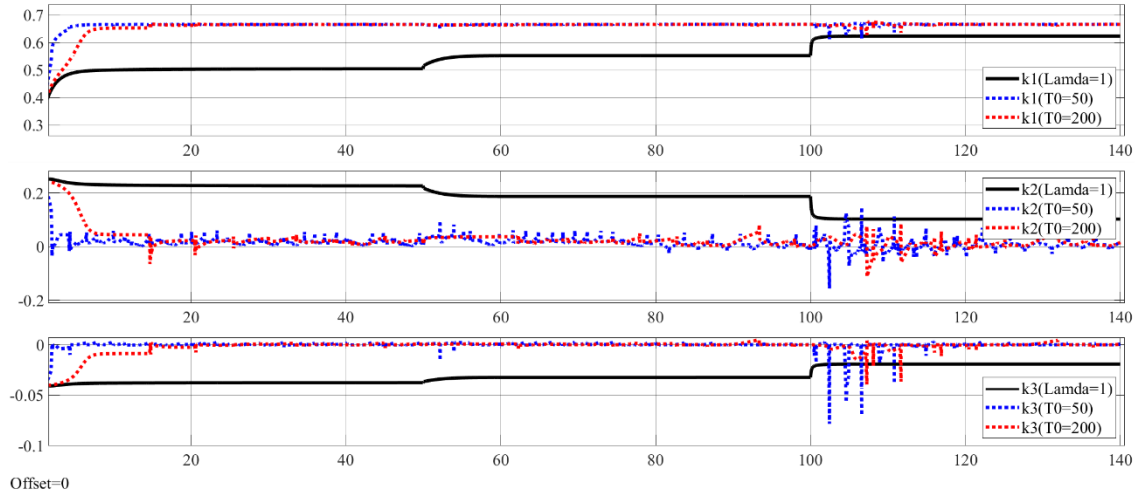
Sisteme yinelemeli en küçük kare algoritmalarından unutma faktörü uygulandığında, yükün zamanla minimize edildiği aşağıda Şekil 6.77’de gösterilmiştir. Şekil 6.78’de genişletilmiş cevap eğrisi incelendiğinde $T_0 = 200$ değeri için maksimum sistem başarımı elde edilmiştir. Yük etkisi ile birlikte oluşan salınımlar hızlı bir şekilde azalmış ve istenilen cevap eğrisi elde edilmiştir. Ayrıca kapalı çevrim geribeslemeli kazanç matris değeri K_{lqr} ve RLS ile tahmin edilen parametrelerdeki değişim Şekil 6.79 ve Şekil 6.80’de verilmiştir.



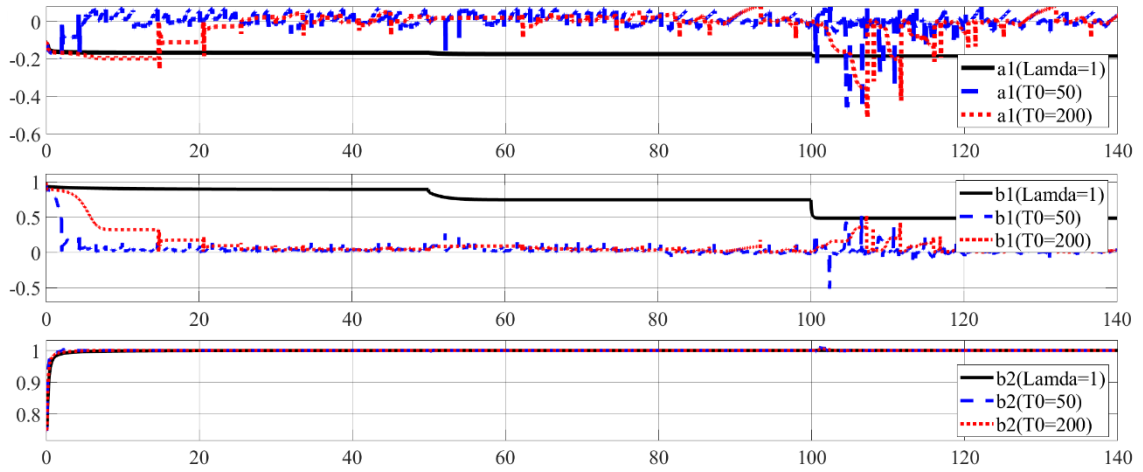
Şekil 6.77. Unutma Faktörü Sistem Çıkış Eğrileri(t=100. Saniyede etki etmiştir.)



Şekil 6.78. Şekil 77 Genişletilmiş Cevap Eğrisi



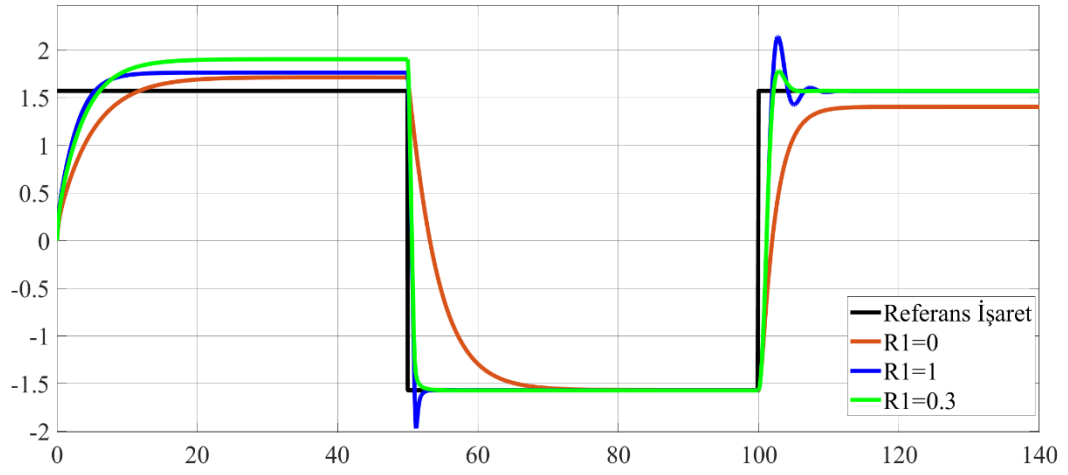
Şekil 6.79. Geri Besleme Kazanç Matris Değerindeki Değişim



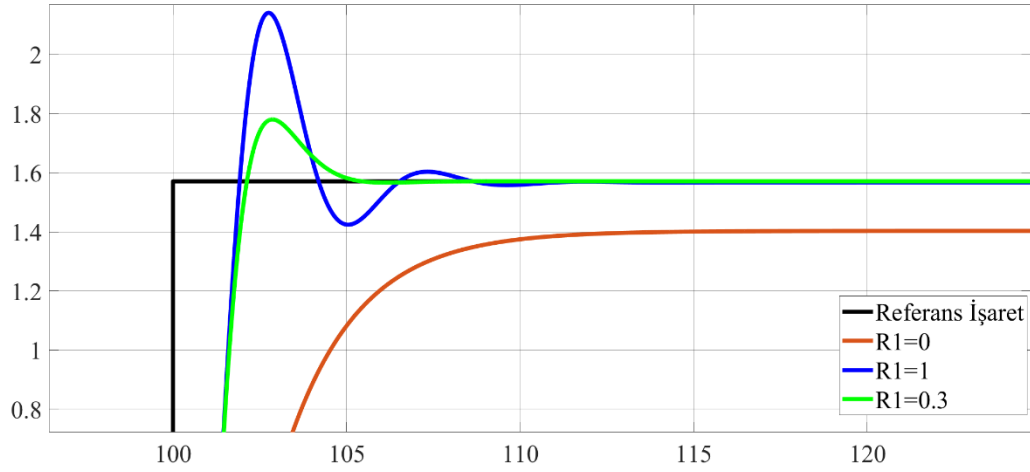
Şekil 6.80. Sistem Parametrelerindeki Değişim

6.3.4.2. Kalman Filtresi Tabanlı RLS ile Elde Edilen Simülasyon Sonuçları

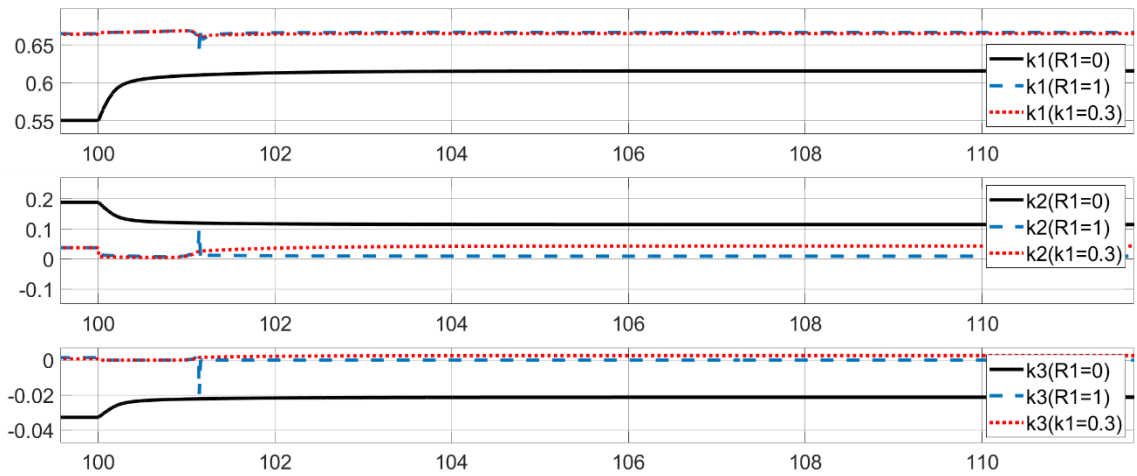
Bu bölümde; yinelemeli en küçük kare algoritmalarından kalman filtresi metodu ile VLS sisteminin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kalman filtre kazanç değeri değişimine bağlı olarak elde edilen sistem cevap eğrileri Şekil 6.81 ve Şekil 6.82’de gösterilmiştir. Burada; sisteme etki eden yükün zamanla minimize edildiği görülmüştür. Sistem çıkış eğrileri incelendiğinde $R_1 = 0.3$ değeri için maksimum sistem performansı elde edildiği görülmüştür. Kalman algoritması ile düşük genlikli salınımlar olduğu ve sürekli durum hatasının minimize edildiği sonucuna varılmıştır. Ayrıca kapalı çevrim sistemde, geribeslemeli kazanç matris değeri (K_{lqr}) ve yinelemeli en küçük kare metodu ile tahmin edilen parametre değişimleri sırasıyla Şekil 6.83 ve Şekil 6.84’de verilmiştir.



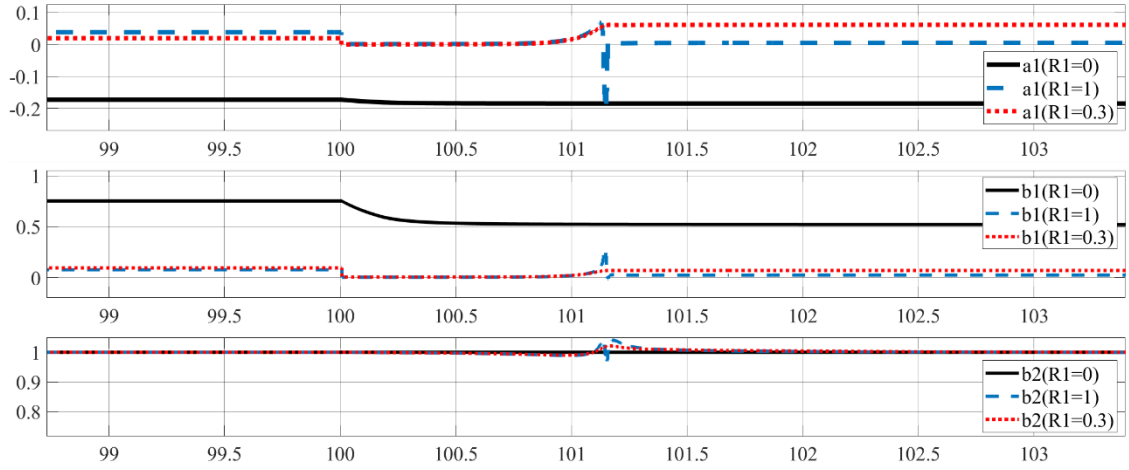
Şekil 6.81. Kalman Filtresi Sistem Çıkış Eğrileri($t=100$. Saniyede etki etmiştir.)



Şekil 6.82. Şekil 6.81 Genişletilmiş Cevap Eğrisi



Şekil 6.83. Geri Besleme Kazanç Matris Değerindeki Değişim

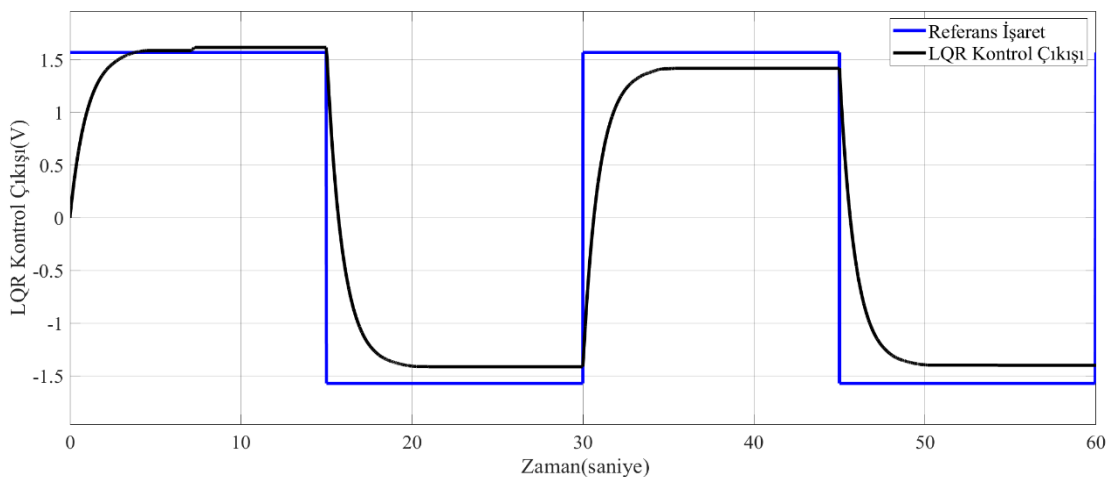


Şekil 6.84. Sistem Parametrelerindeki Değişim

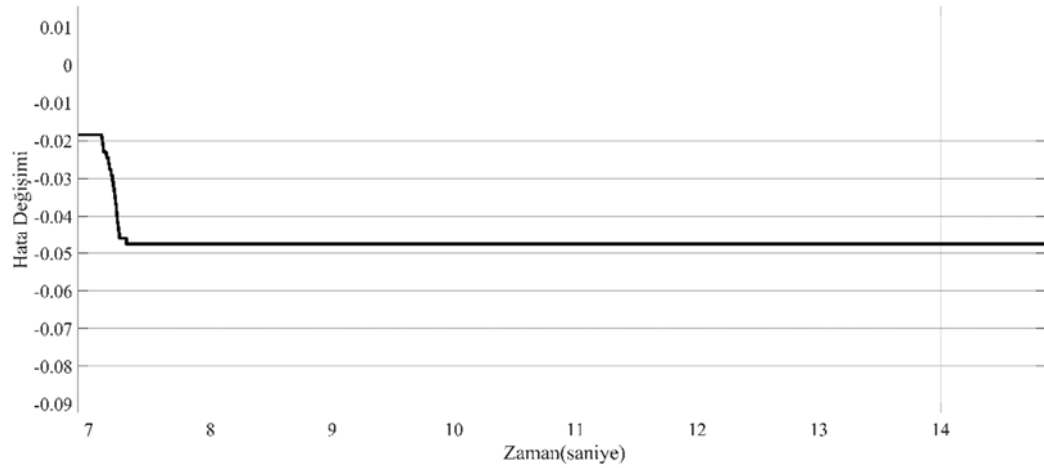
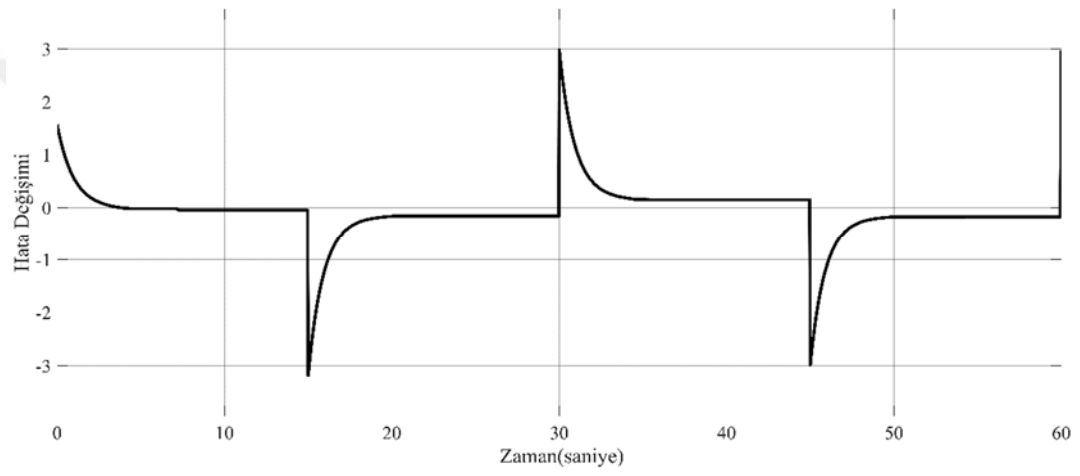
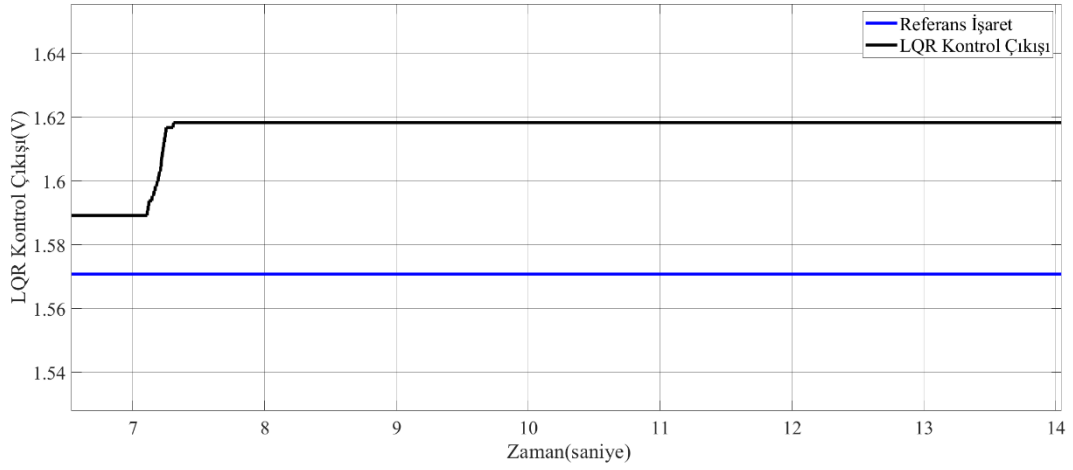
6.4. VLS Sistemin Yörünge Kontrolü Uygulama Sonuçları

6.4.1. LQR Kontrol Metodu Uygulama Sonuçları

Bu bölümde LQR kontrol metodu kullanılarak VLS sistemin kontrolü uygulama ortamında gerçekleştirilmiştir. LQR kontrol uygulama sonucu Şekil 6.85’de gösterilmiştir. Yük etkisi $t=7$. saniyeden itibaren sisteme etki etmiştir. Sistemin genişletilmiş cevap eğrisi Şekil 6.86’da gösterilmiştir. Zamanla değişen kapalı çevrim sistemde, geribeslemeli kazanç matris değeri sabit olduğundan, referans işaretini takip edemeyen bir cevap eğrisi elde edilmiştir. Böylece sistem performansı ve kararlılığı istenilen seviyede gerçekleşmemiştir. Denetlenen sistem ile referans giriş işareti arasında oluşan hata değişimi Şekil 6.87 ve Şekil 6.88’de gösterilmiştir. Yük etkisi oluştuktan sonra ($t=7$. saniye) sürekli zaman hatasında artış olduğu gözlenmiştir.



Şekil 6.85. Değişken Yüklü VSIMLABS Sistemin LQR Kontrol Çıkışı

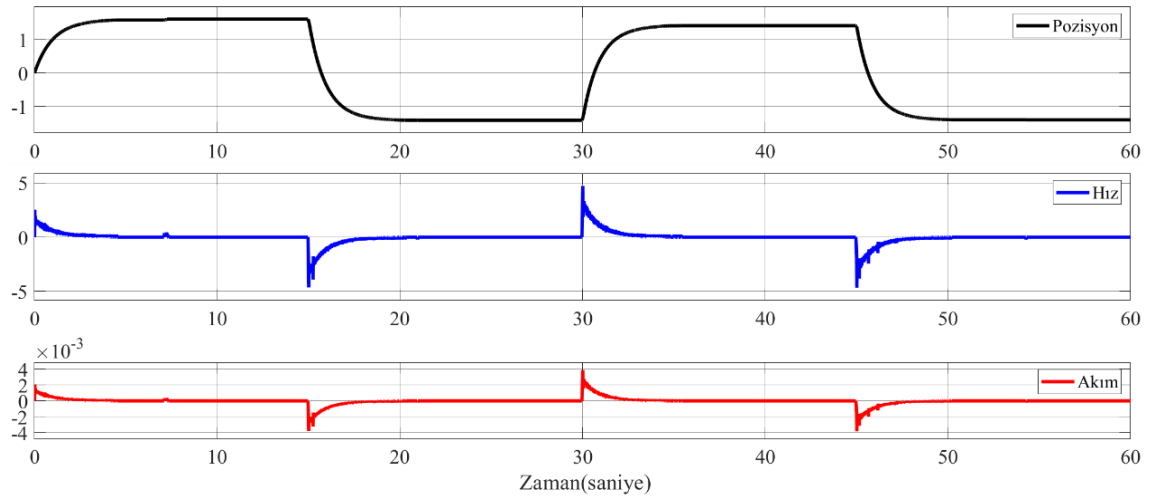


Son olarak sistem durumları olan pozisyon, hız ve akım parametrelerinin değişimi Şekil 6.89 ve Şekil 6.90’da verilmiştir. Performans indeks denklemleri ile

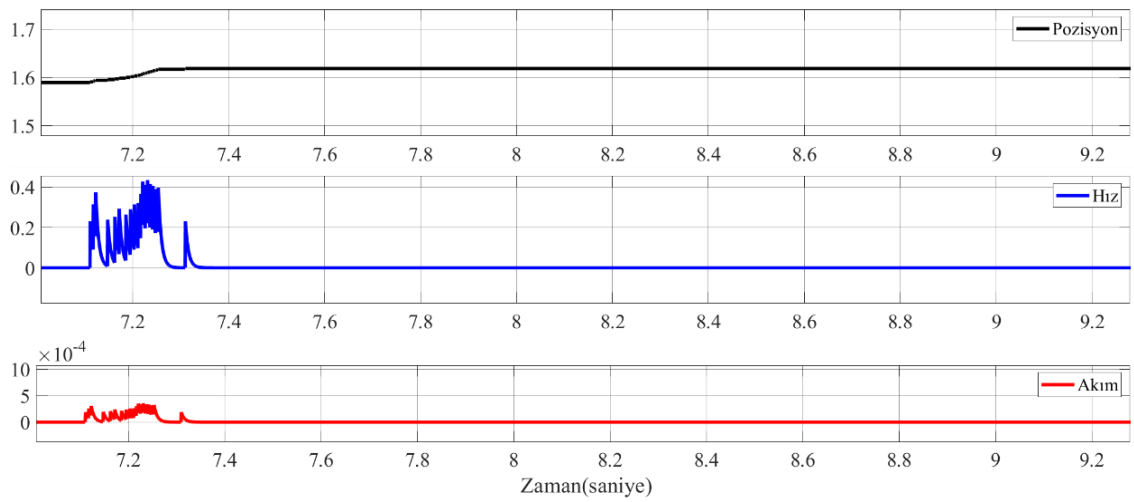
hesaplanan değerler Tablo 6.5’de verilmiştir. Burada simülasyon ortamında elde edilen performans indeks değerlerin daha iyi sonuç ürettiği anlaşılmıştır.

Tablo 6.5. LQR Kontrol Metodu Performans İndeksleri ile Elde Edilen Sonuçlar

	ISE (Integral Square Error)	IAE (Integral absolute error)	ITAE (Integral Time Absolute Error)
Performans İndeks Sonuçları			
Simülasyon	16.38	12.98	362.7
Uygulama	16.45	17.04	520.9



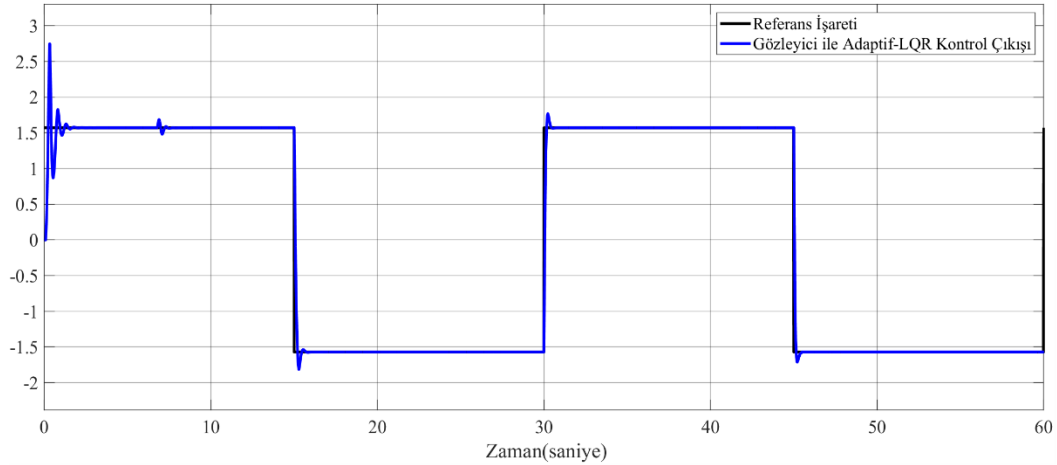
Şekil 6.89. VLS Sistem Durumlarındaki Değişim



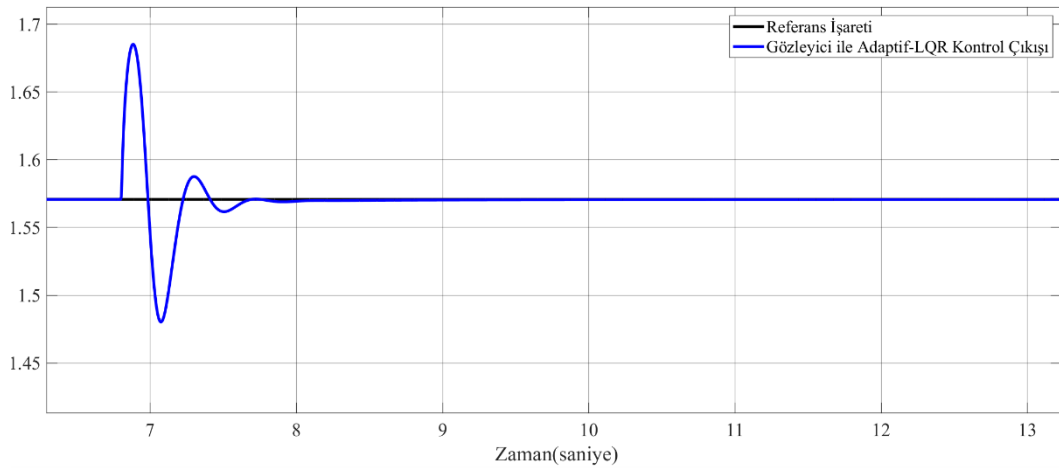
Şekil 6.90. Şekil 6.89 İçin Geniştirilmiş Sistem Cevabı

6.4.2. İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Uygulama Sonuçları

Bu bölümde VLS sistemin kontrolü indirgenmiş dereceli gözleyici ile adaptif LQR kontrol metodu kullanılarak Matlab/Simulink uygulama ortamında gerçekleştirilmiştir. Değişken yük etkilerini minimize eden ve sistem performansını artıran bu metot ile sistem durumları tahmin edilmiş ve uygun kontrol girişi üretilerek sistem kontrolü gerçekleştirilmiştir. VLS sistemine uygulanan indirgenmiş dereceli gözleyici ile adaptif LQR kontrol metodu için elde edilen çıkış eğrisi Şekil 6.91’de gösterilmiştir. Yük etkisinin başlangıç noktası olan $t=7$. saniyeden sonraki sistemin genişletilmiş cevap eğrisi Şekil 6.92’de gösterilmiştir.

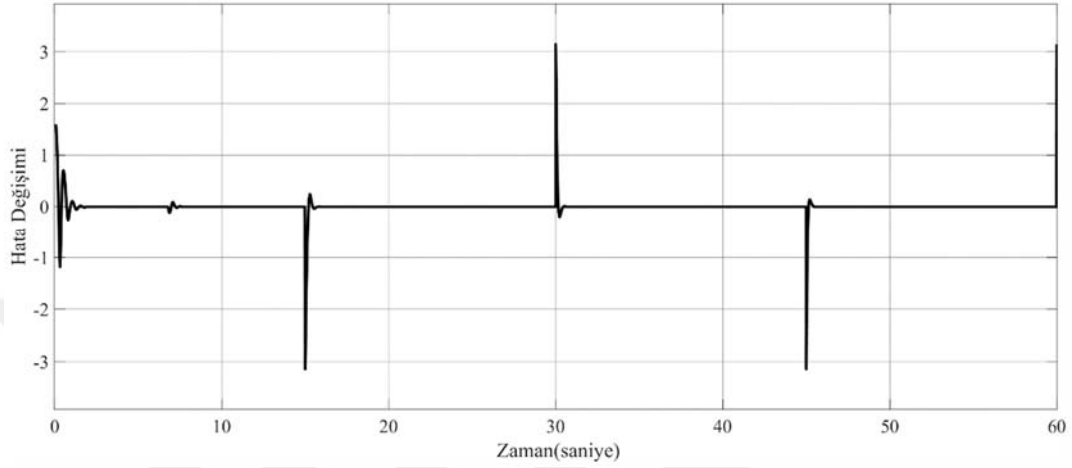


Şekil 6.91. Değişken Yüklü VSIMLABS sistemin Gözleyici ile Adaptif-LQR Kontrol Çıkışı

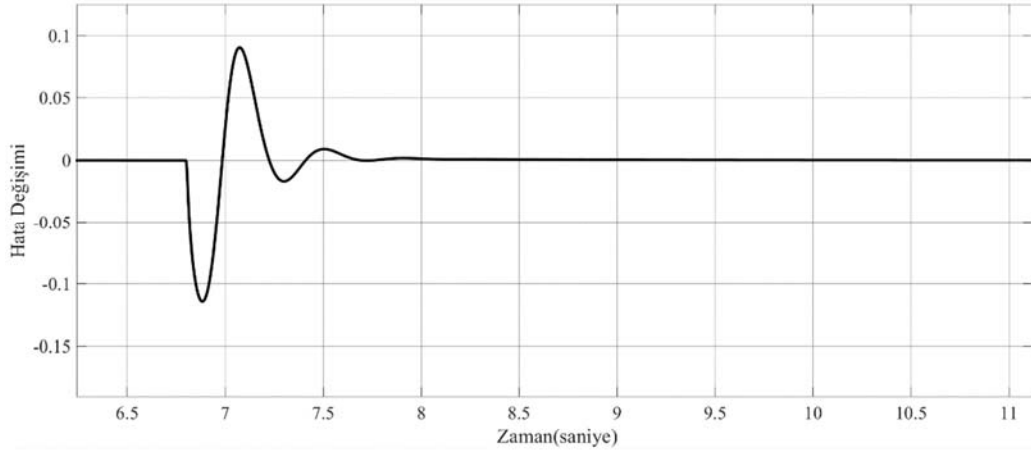


Şekil 6.92. Şekil 6.91 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi(Yük etkisi $t=7$ sn)

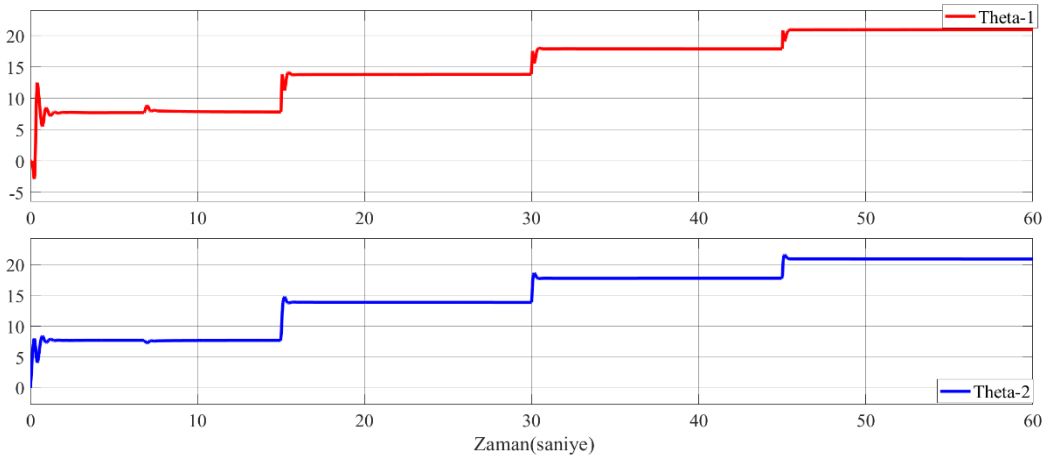
Sistem çıkış işareti ile referans giriş işareti arasında oluşan hata değişimi Şekil 6.93’de gösterilmiştir. Şekil 6.94 incelendiğinde; LQR kontrol metoduna göre hata değeri azalmış ve izleme performansı artmıştır. Ayrıca bu kontrol metodu kullanıldığında adaptif bloklarda yer alan kontrol parametre (θ) değerlerindeki değişim Şekil 6.95, Şekil 6.96 ve Şekil 6.97’de gösterilmiştir.



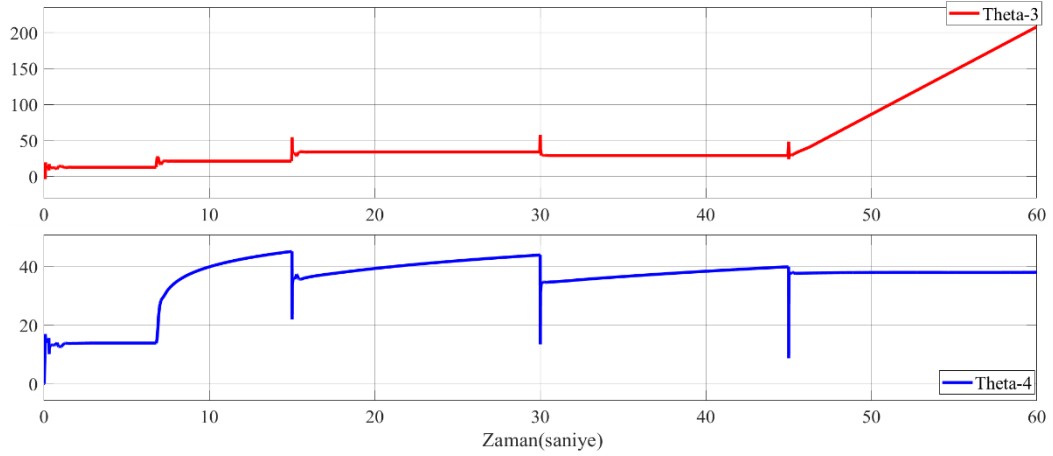
Şekil 6.93. Değişken yüklü sistem için Hata Değişimi



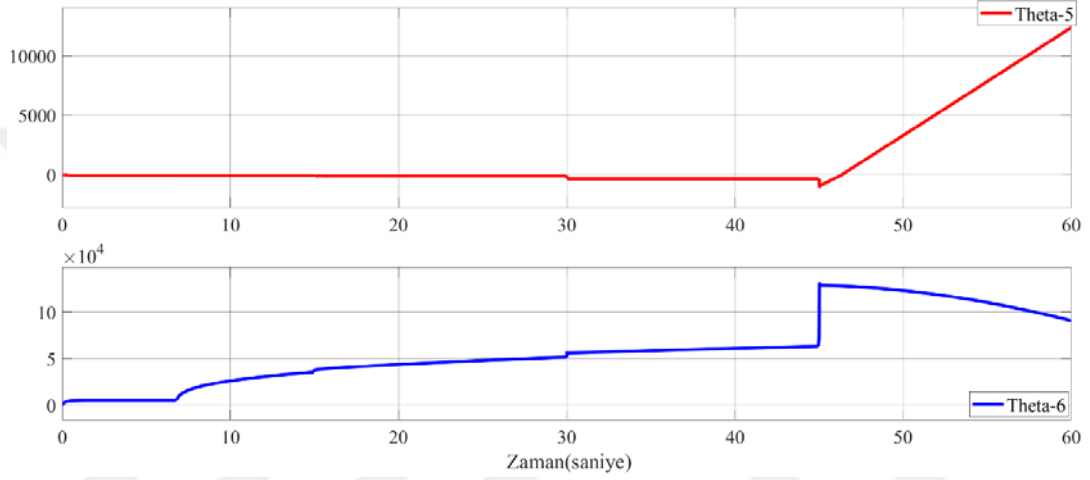
Şekil 6.94. Değişken Yüklü Sistem için Genişletilmiş Hata Değişim Eğrisi



Şekil 6.95. Değişken yüklü sistem için Theta1 ve Theta2 Parametre Değişimleri

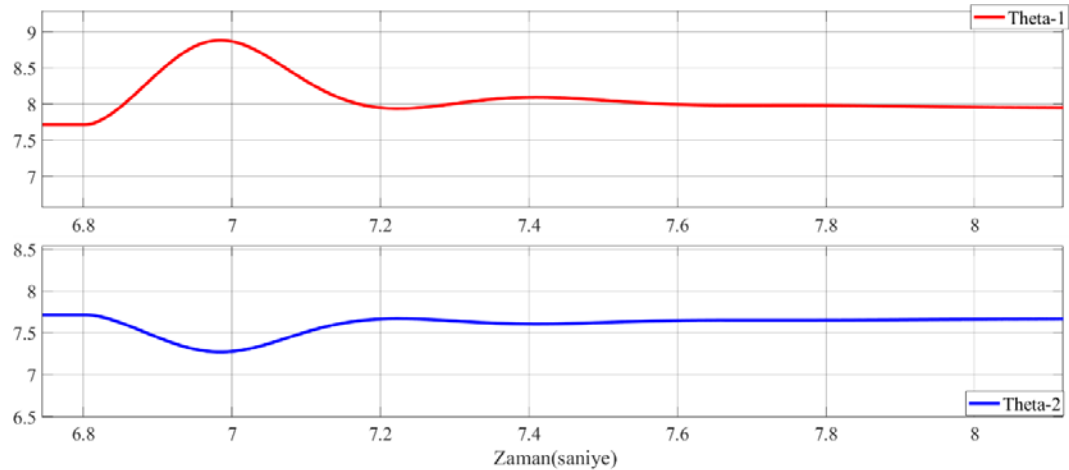


Şekil 6.96. Değişken yüklü sistem için Theta3 ve Theta4 Parametre Değişimleri



Şekil 6.97. Değişken yüklü sistem için Theta5 ve Theta6 Parametre Değişimleri

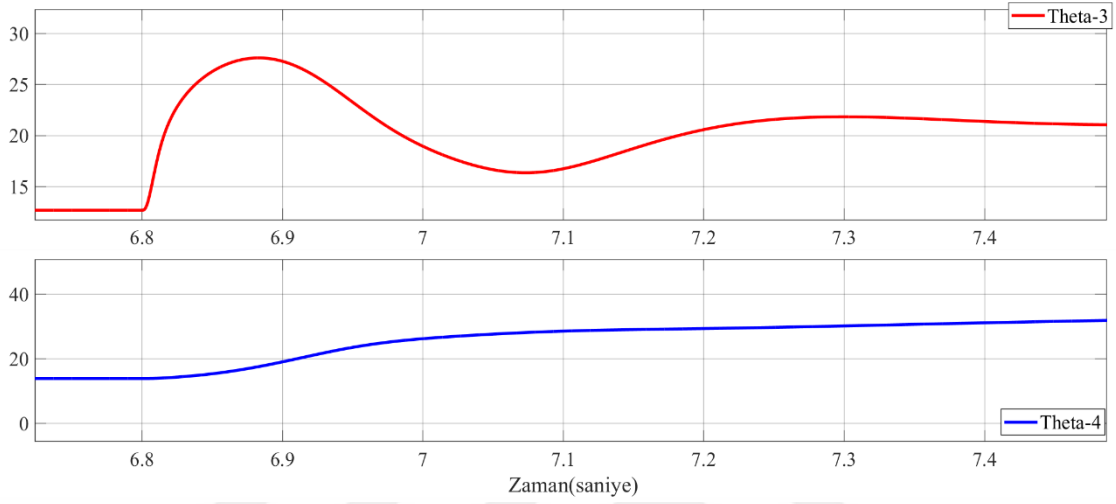
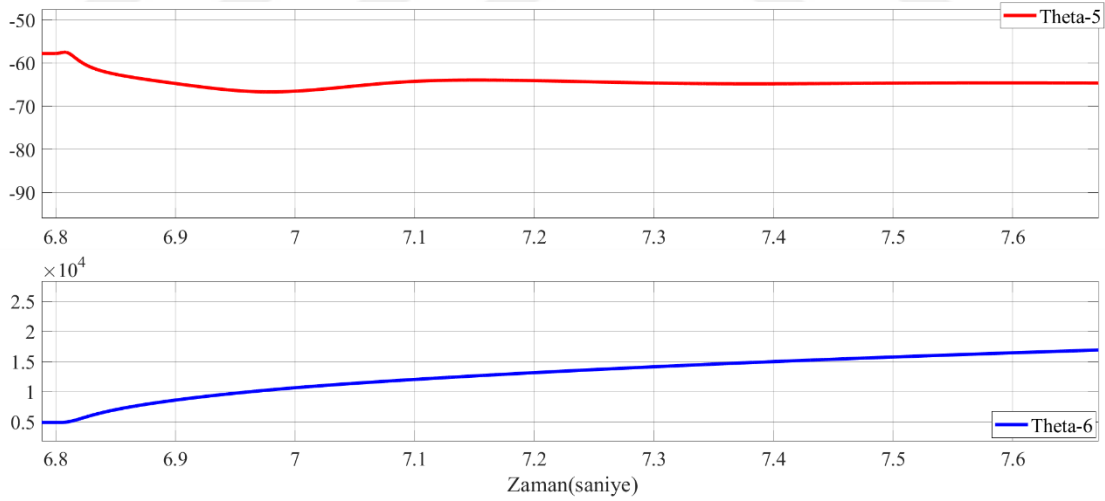
Yük etkisinin oluşmaya başladığı $t=7$ saniyeden sonra, theta parametre değişimlerine ait genişletilmiş cevap eğrileri aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir. Değişken yük etkisi ile birlikte denetleyici parametrelerinde değişimler gerçekleşmiş ve yük etkisi minimize edilmiştir. Sistem performans indeksleri ile hesaplanan değerler Tablo 6.6'da verilmiştir.



Şekil 6.98. Şekil 6.95 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi ($t=7$ sn)

Tablo 6.6. Performans İndeksleri ile Elde Edilen Sonuçlar

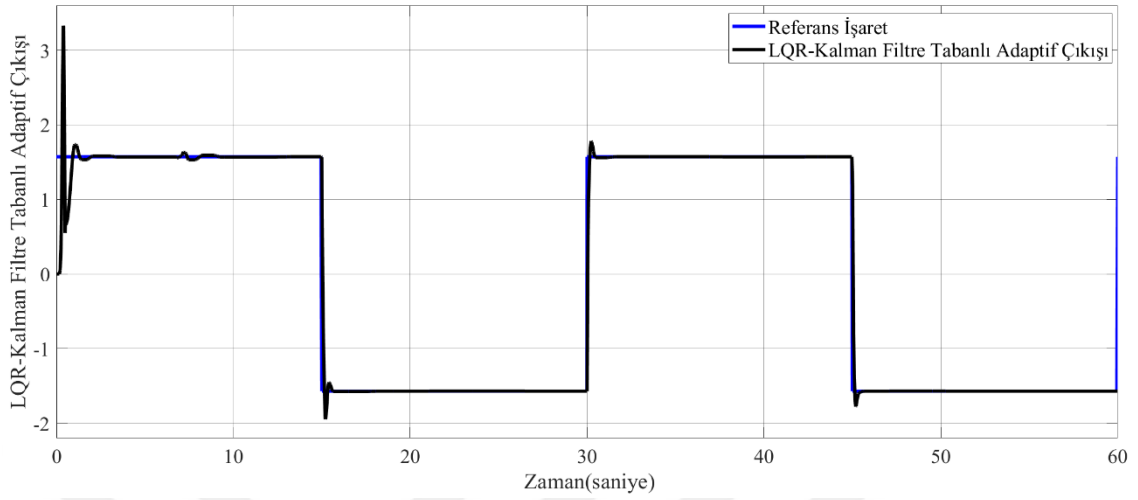
	ISE (Integral Square Error)	IAE (Integral absolute error)	ITAE (Integral Time Absolute Error)
Performans İndeks Sonuçları			
Simülasyon	1.78	1.322	19.37
Uygulama	2.103	1.821	19.98

**Şekil 6.99.** Şekil 6.96 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi ($t=7$ sn)**Şekil 6.100.** Şekil 6.97 için Genişletilmiş Cevap Eğrisi ($t=7$ sn)

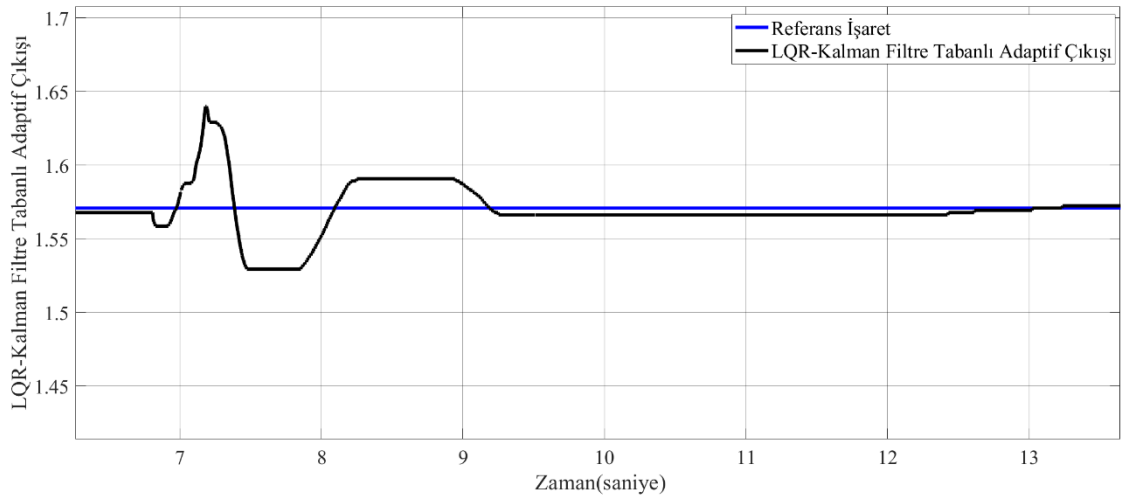
6.4.3. Ayırık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Uygulama Sonuçları

Bu bölümde; ayırık zamanlı kalman filtre tabanlı adaptif LQR metodu ile VLS sistemin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistem cevap yanıtı Şekil 6.101 gösterilmiştir. Şekil 6.102'de görüldüğü gibi ayırık zamanlı kalman filtre tabanlı adaptif kontrol

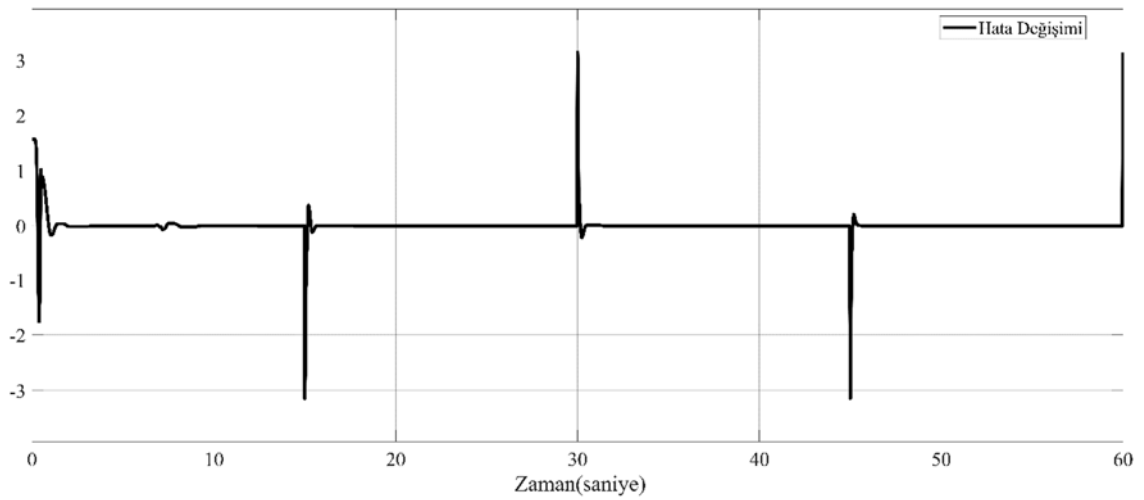
metodu ile sisteme etki eden bozucu etki hızlı şekilde minimize edilmiş ve sistem yüksek performans ile çalışmaya devam etmiştir.



Şekil 6.101. Değişken Yüklü Sistem için LQR Kalman Filtre Tabanlı Adaptif Kontrol Çıkışı

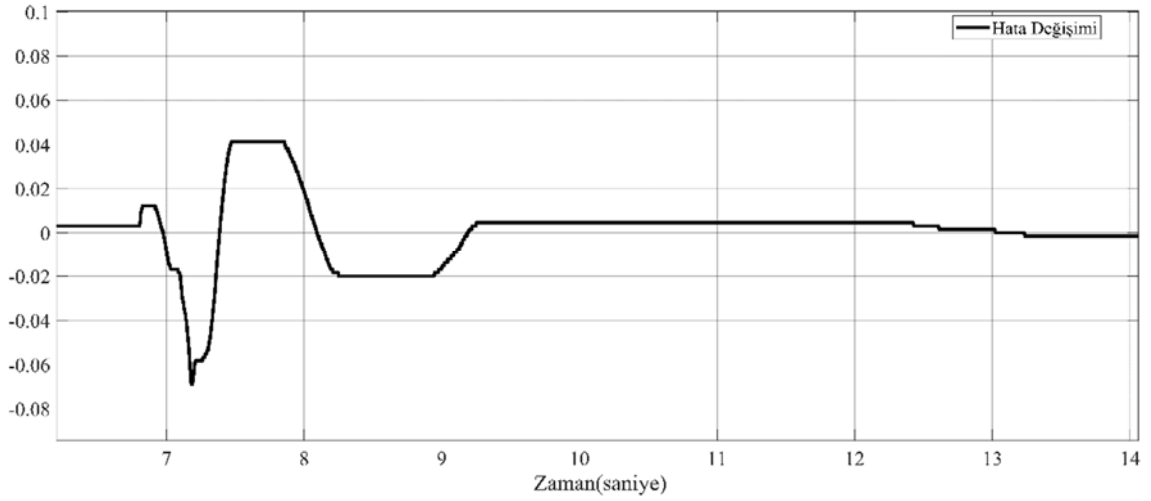


Şekil 6.102. Şekil 6.101 İçin Genişletilmiş Sistem Cevabı



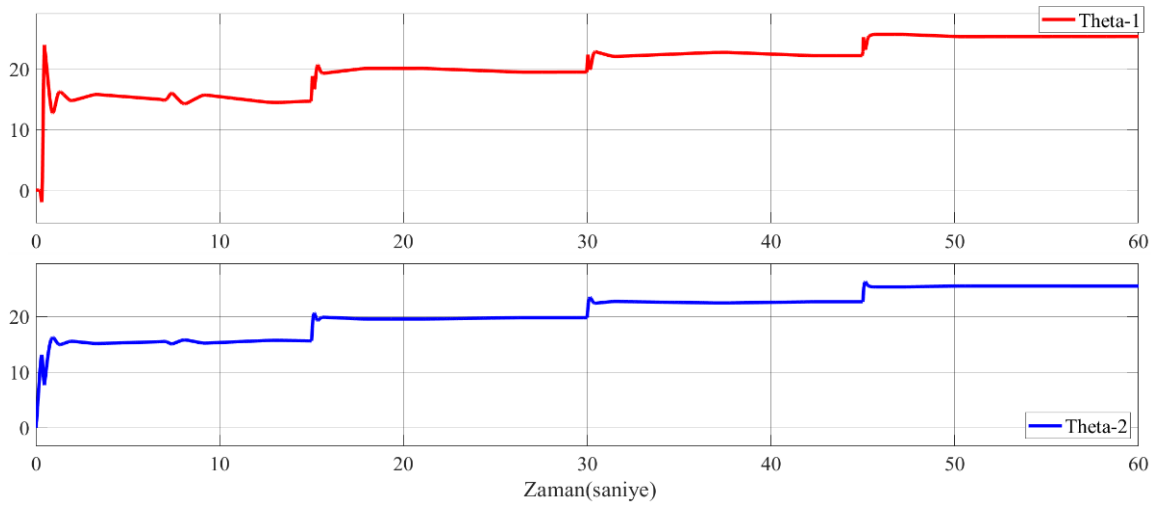
Şekil 6.103. Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Hata Değişimi

Sistem çıkışı ile referans giriş arasında oluşan hata ise Şekil 6.103’de verilmiştir. $t=7$. saniyede yük etkisi oluştuktan sonra sürekli zaman hatasında düşüş olduğu gözlemlenmiştir. Burada zaman ilerledikçe hatanın azaldığı, izleme performansının arttığı ve sistem çıkışının zamanla referans işaretini yakaladığı görülmüştür.

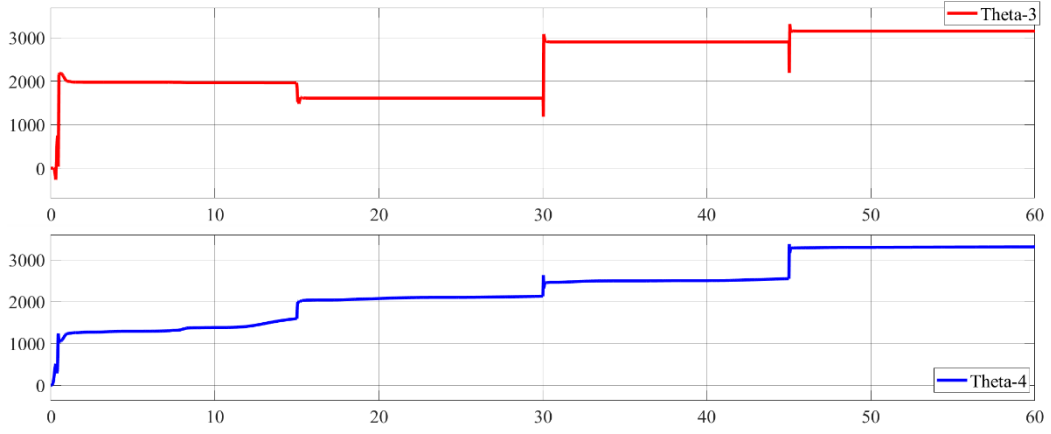


Şekil 6.104. Şekil 6.103 için Genişletilmiş Hata Değişim Eğrisi

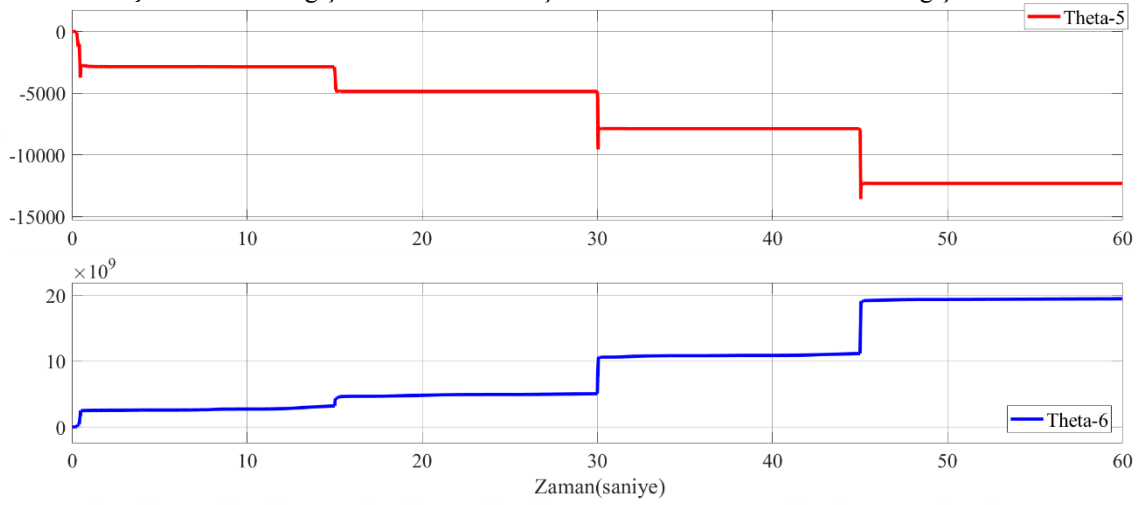
Yük etkisi $t_1=7$. saniyeden itibaren etki etmeye başlamıştır. Sistem çıkışı yük etkisini hızlı bir şekilde kompanse etmiştir. Ayrıca bu kontrol metodu kullanıldığında adaptif bloklarda yer alan theta θ değerlerindeki değişim Şekil 6.105, Şekil 6.106 ve Şekil 6.107’de gösterilmiştir.



Şekil 6.105. Değişken Yüklü Sistem için Theta1 ve Theta2 Parametre Değişimleri



Şekil 6.106. Değişken Yüklü Sistem için Theta3 ve Theta4 Parametre Değişimleri

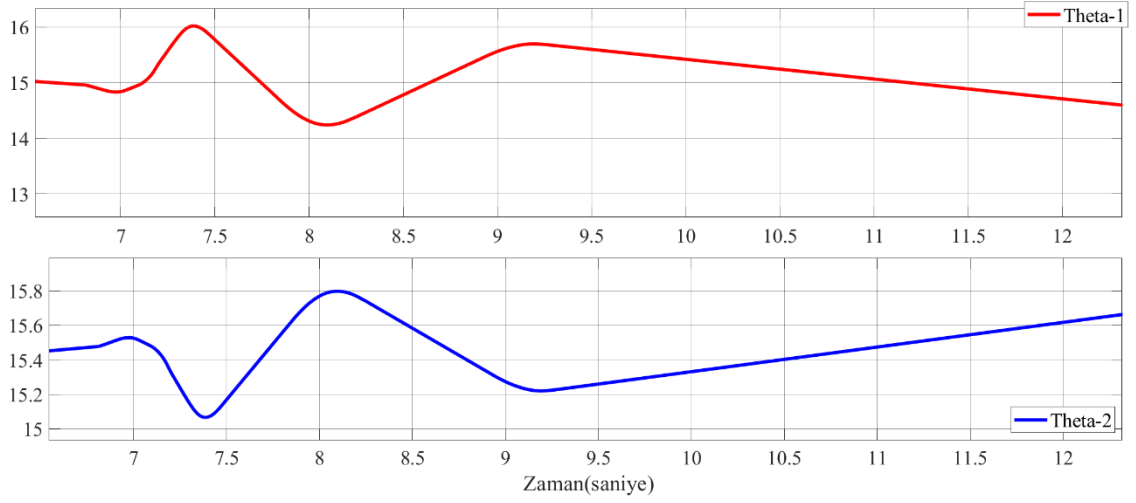


Şekil 6.107. Değişken Yüklü Sistem için Theta5 ve Theta6 Parametre Değişimleri

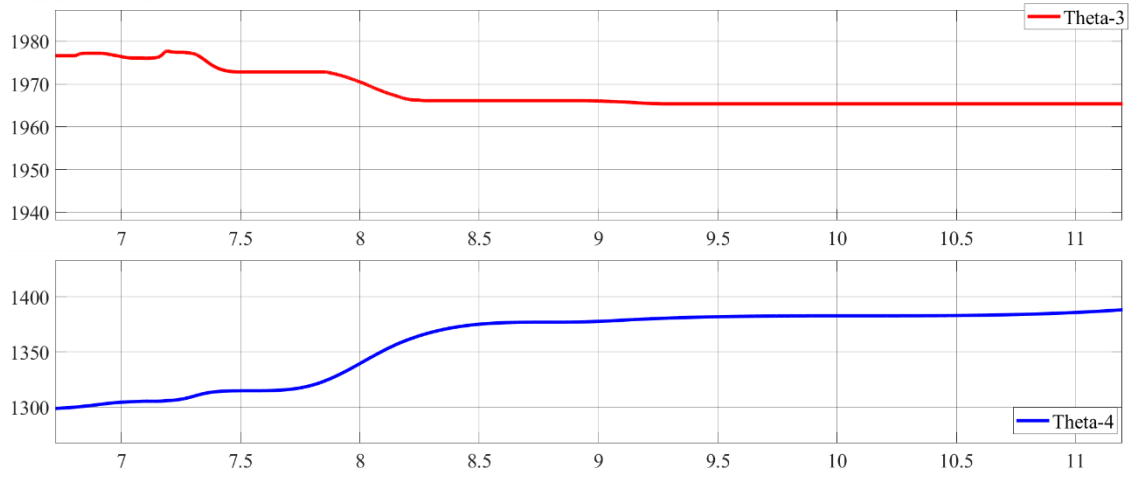
Yük etkisinin oluşmaya başladığı $t_1 = 7$. saniyeden sonra, kontrol parametre (θ) değişimlerine ait genişletilmiş cevap eğrileri aşağıdaki Şekil 6.108, Şekil 6.109 ve Şekil 6.110'da gösterilmiştir. Değişken yük etkisi ile birlikte denetleyici parametrelerinde değişimler gerçekleşmiş ve yük etkisi minimize edilmiştir. Simülasyon ve uygulama çalışmalarında hesaplanan performans indeks değerleri Tablo 6.7'de gösterilmiştir.

Tablo 6.7. Performans İndeksleri ile Elde Edilen Sonuçlar

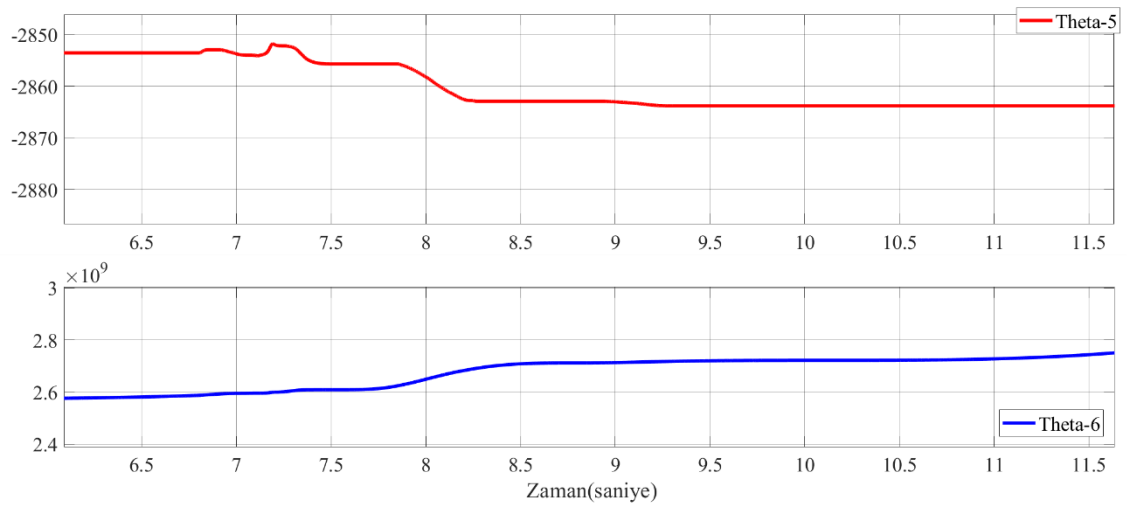
	ISE (Integral Square Error)	IAE (Integral absolute error)	ITAE (Integral Time Absolute Error)
Performans İndeks Sonuçları			
Simülasyon	1.775	1.306	19.57
Uygulama	2.098	1.703	19.87



Şekil 6.108. Şekil 6.105 İçin Genişletilmiş Theta1 ve Theta2 Parametre Değişim Eğrileri



Şekil 6.109. Şekil 6.106 İçin Genişletilmiş Theta3 ve Theta4 Parametre Değişim Eğrileri

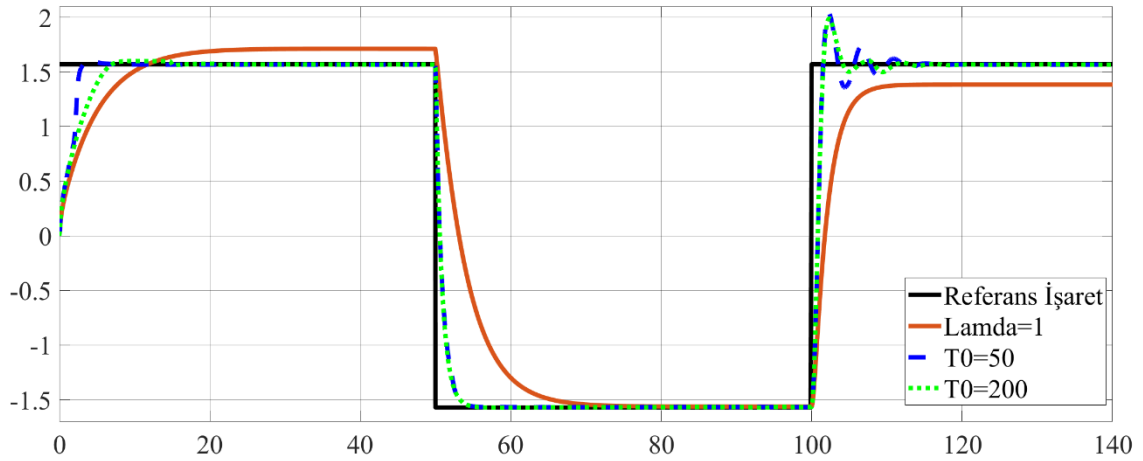


Şekil 6.110. Şekil 6.107 İçin Genişletilmiş Theta5 ve Theta6 Parametre Değişim Eğrileri

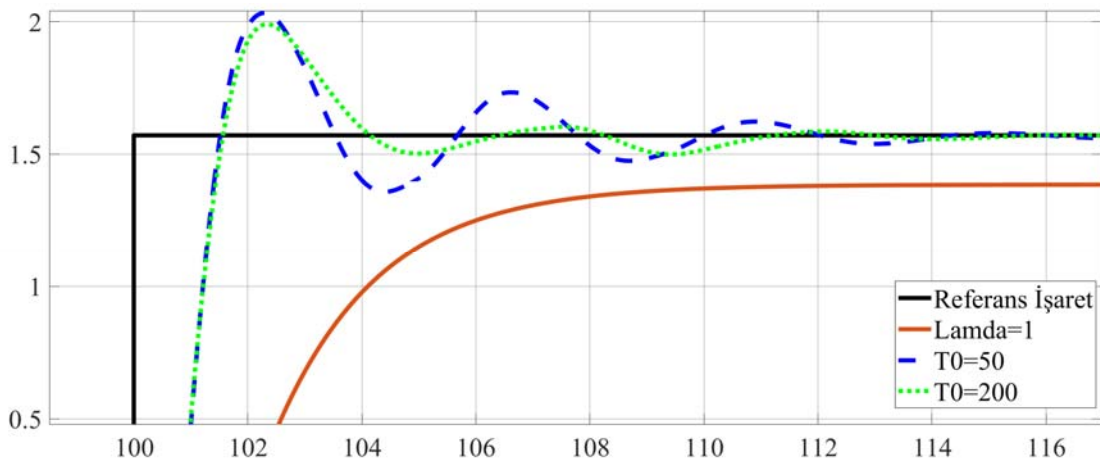
6.4.4. RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol Uygulama Sonuçları

6.4.4.1. Unutma Faktörü Tabanlı RLS ile Elde Edilen Uygulama Sonuçları

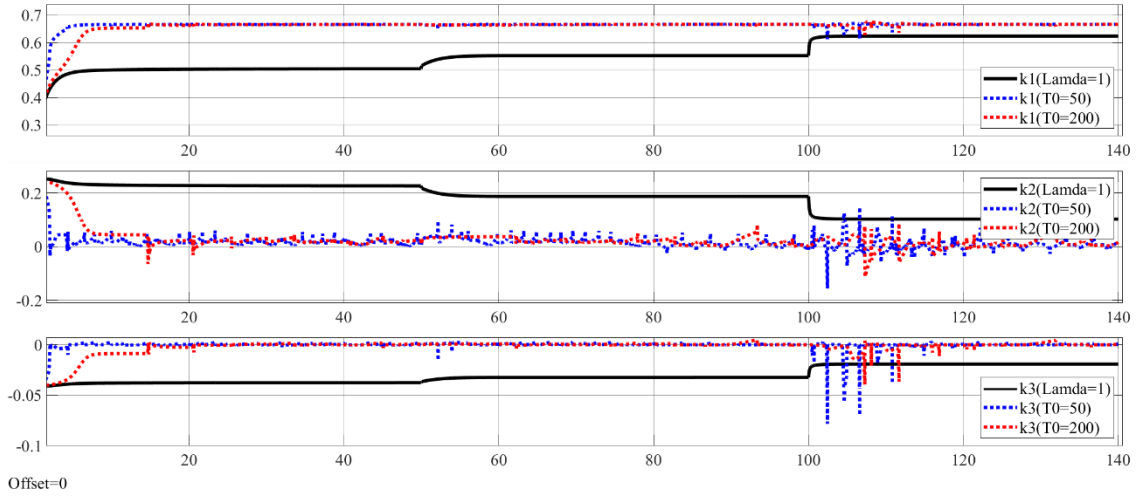
Sisteme yük eklendiğinde; unutma faktörü metodu ile sisteme etki eden yükün minimize edildiği aşağıdaki şekilde gösterilmiştir. Burada sistem çıkış eğrileri incelendiğinde $T_0 = 200$ değeri için maksimum sistem performansı elde edilmiştir. Yük etkisi ile oluşan salınımlar hızlı bir şekilde minimize edilmiş ve sürekli durum hatası zamanla azalmıştır. Ayrıca geribeslemeli kazanç matris değeri K_{lqr} ve yinelemeli en küçük kare metodu ile tahmin edilen parametre değerlerindeki değişim sırasıyla Şekil 6.111 ve Şekil 112’de verilmiştir.



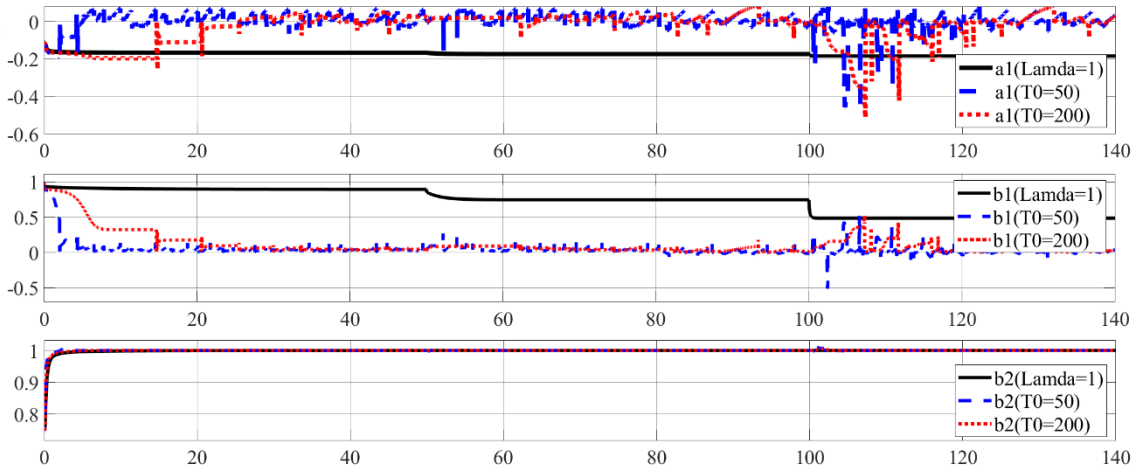
Şekil 6.111. Unutma Faktörü Sistem Çıkış Eğrileri(t=100. Saniyede etki etmiştir.)



Şekil 6.112. Şekil 6.111 Genişletilmiş Cevap Eğrisi



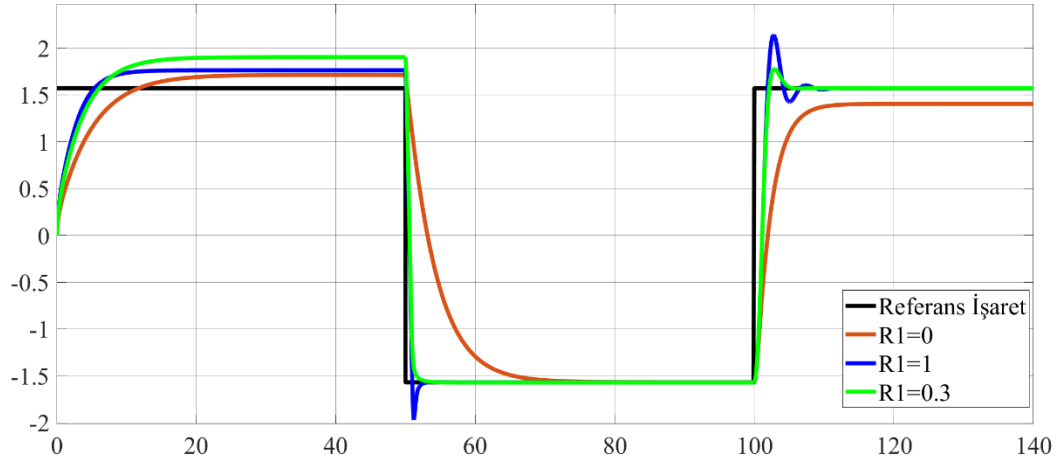
Şekil 6.113. Geribesleme Kazanç Matris Değerindeki Değişim



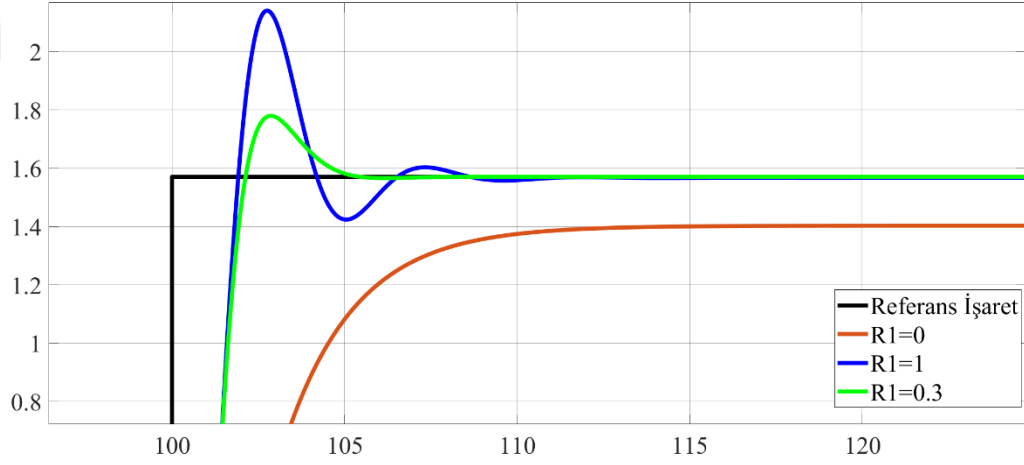
Şekil 6.114. Sistem Parametrelerindeki Değişim

6.4.4.2. Kalman Filtresi Tabanlı RLS ile Elde Edilen Uygulama Sonuçları

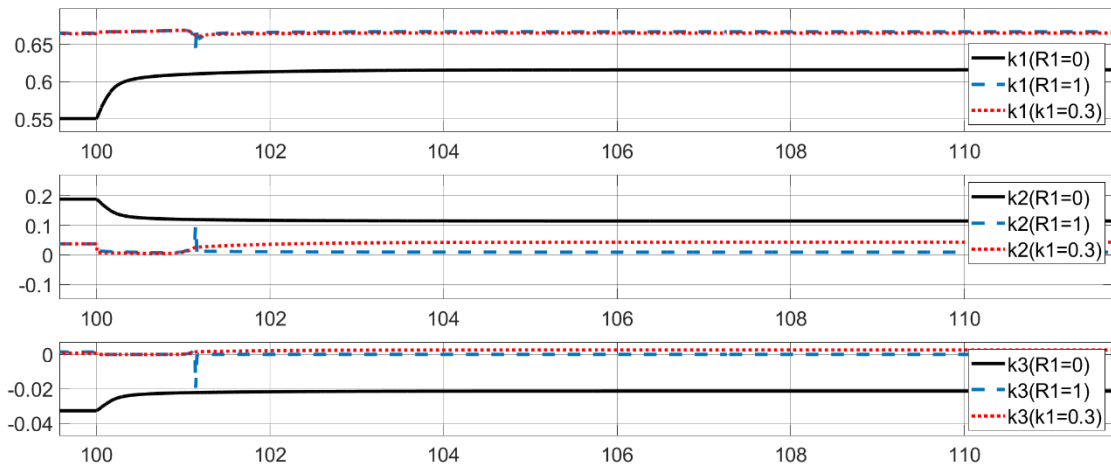
Bu bölümde; yinelemeli en küçük kare algoritmalarından biri olan kalman filtre algoritması VLS sistemine uygulanmıştır. Tasarlanan denetleyici ile sisteme etki eden yükün minimize edildiği Şekil 6.115'deki cevap yanıtında gösterilmiştir. Şekil 6.116'da genişletilmiş cevap eğrisi incelendiğinde; yük etkisinden sonra, kazanç değeri $R_1 = 1$ için yüksek genlikli salınımlar olmasına rağmen, sistem başarımını etkilemediği sonucuna varılmıştır. Bununla birlikte $R_1 = 0.3$ değeri için maksimum sistem performansı elde edildiği görülmüştür. Öne sürülen bu yöntem ile yük etkisi hızlı bir şekilde kompanse edilmiş ve düşük genlikli salınım ile çıkış işaretinin referans işarete yerleştiği görülmüştür. Ayrıca geribeslemeli kazanç matris değeri K_{lqr} ve RLS ile tahmin edilen parametrelerdeki değişim Şekil 6.117 ve Şekil 6.118'de verilmiştir.



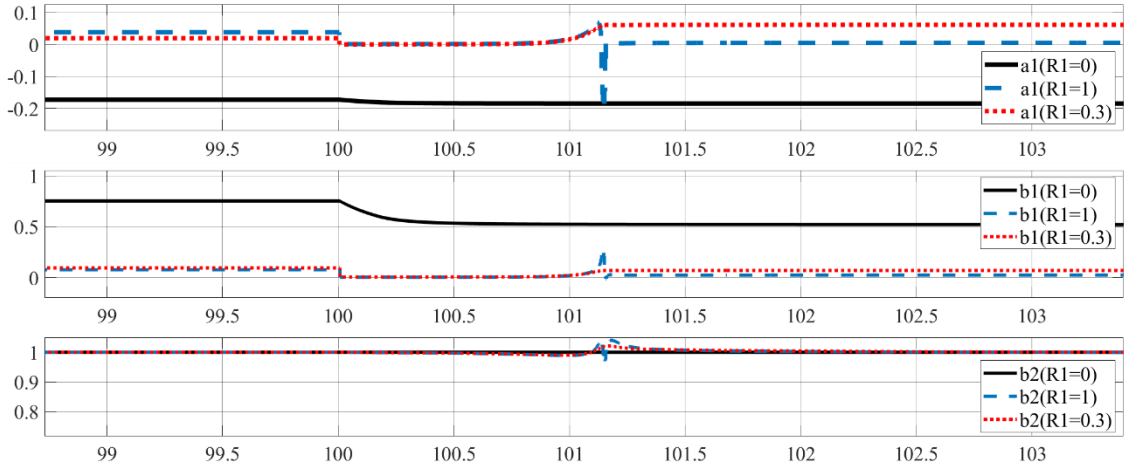
Şekil 6.115. Kalman Filtresi Sistem Çıkış Eğrileri($t=100$. Saniyede etki etmiştir.)



Şekil 6.116. Şekil 6.115 Genişletilmiş Cevap Eğrisi



Şekil 6.117. Geri Besleme Kazanç Matris Değerindeki Değişim



Şekil 6.118. Sistem Parametrelerindeki Değişim

6.5. Deneysel Sonuçların Değerlendirilmesi

Bu bölümde; Hatanın Karesinin İntegrali (Integral Square Error, ISE), Hatanın Mutlak Değer İntegrali (Integral Absolute Error, IAE) ve Hatanın Mutlak değerinin Zaman çarpımı İntegrali (Integral Time Absolute Error, ITAE) gibi performans indeksleri referans alınarak, simülasyon ve uygulama ortamında elde edilen sonuçlar için gerekli performans ölçümleri yapılmıştır.

İlk olarak sabit yüklü ortamda elde edilen sonuçlar Tablo 6.8’de verilmiştir. Zamanla değişmeyen sistemlerde optimum performans sağlayan LQR kontrol metodu sisteme uygulandığında, kullanılan diğer metotlara göre performans indeks değerlerinin çok düşük çıktığı görülmüştür. Bunun temel nedenlerinden biri çıkışın referans giriş işaretine geç yerleşmesidir. Yani yerleşme süresinin istenilen değerde olmamasıdır. Diğer bir nedeni ise, sürekli durum hatasından kaynaklanmıştır. Performans indeks ölçüm sonuçlarına göre ayrık zamanlı Kalman filtre tabanlı adaptif kontrol metodu ve indirgenmiş dereceli gözleyici ile adaptif LQR kontrol metodu’nun birbirine yakın ve diğer metotlara göre en yüksek performansı sağladığı görülmüştür. Bu metotlar sisteme uygulandığında çıkış işaretinin giriş referans işaretine hızlı yerleştiği görülmüştür. Kalman filtresi ve indirgenmiş dereceli gözleyici kullanılarak tasarlanan adaptif mekanizmalar öğrenmeli çalışma yapısına sahiptir. Dolayısıyla cevap eğrileri incelendiğinde; sürekli durum hatasının sürekli olarak azaldığı ve önceki periyoda göre sonraki periyotlarda elde edilen sistem verimliliğinin yüksek olduğu sonucuna varılmıştır. RLS tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol yapılarında elde edilen başarımların yüzdesinin Kalman filtre ve indirgenmiş dereceli gözleyici tabanlı adaptif LQR

metotlarına göre düşük bir seviye olmasının temel nedeni ilk periyotta oluşan sürekli durum hatası ve yerleşme süresidir. Bu kontrol metodu da öğrenmeli bir yapıya dayanarak çalışmaktadır. Geçmiş deneyimlerinden yararlanarak parametre değerleri güncellenmektedir. Dolayısıyla sistemi tanıdıkça daha iyi sonuçlar üretmektedir.

Tablo 6.8. Sabit Yüklü Servo Sistem İçin Performans İndeksleri ile Elde Edilen Sonuçlar

<i>Sabit Yüklü</i>	ISE (Integral Square Error)	IAE (Integral absolute error)	ITAE (Integral Time Absolute Error)
<i>Simülasyon Sonuçları</i>			
LQR Kontrol Metodu	15.93	10.9	291.1
İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Metodu	1.789	1.298	19.29
Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Metodu	1.779	1.300	19.51
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Unutma Faktörü Kullanılarak)	3.306	2.14	55.32
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Kalman Filtresi Kullanılarak)	3.158	2.087	58.49
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Gradyan Metodu Kullanılarak)	3.738	2.484	61.99
<i>Uygulama Sonuçları</i>			
LQR Kontrol Metodu	15.63	10.63	285.4
İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Metodu	2.052	1.591	18.29
Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Metodu	2.057	1.598	18.46
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Unutma Faktörü Kullanılarak)	3.465	2.215	59.42
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Kalman Filtresi Kullanılarak)	3.541	2.405	61.57
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Gradyan Metodu Kullanılarak)	3.942	2.538	64.59

Tablo 6.9’da ise değişken yüklü servo sisteme uygulanan farklı metotlara göre performans indeks ölçüm sonuçları verilmiştir. Burada LQR kontrol metodu ile elde edilen sonuçlar incelendiğinde; sistemin performans indeks değerinin çok yüksek olduğu görülmüştür. Bunun temel nedeni, bu metodun değişken yük etkisini minimize edememesidir. Tablo 6.9’a göre indirgenmiş dereceli gözleyici tabanlı adaptif kontrol metodu ile ayrık zamanlı Kalman filtre tabanlı adaptif LQR kontrol metodu en iyi sonuçları veren metotlar olduğu sonucuna varılmıştır. Bu metotlar sisteme uygulandığında, değişken yük etkisi hızlı bir şekilde kompanze edilmiştir. Dolayısıyla sürekli durum hatası sifıra yakınsamış ve başarıım yüzdesi artmıştır. RLS tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol sistemi ile elde edilen sonuçlar da istenilen seviyededir. Bu

metot sisteme uygulandığında; yük etkisi minimize edilmiştir. Kalman filtre ve indirgenmiş dereceli gözleyici tabanlı adaptif LQR metotlarına göre düşük bir seviye olmasının temel nedeni ise yük etkisi oluştuktan sonra sisteme yerleşme süresinin biraz daha uzun sürmesidir.

Tablo 6.9. Değişken Yüklü Servo Sistem İçin Performans İndeksleri ile Elde Edilen Sonuçlar

<i>Değişken Yüklü</i>	ISE (Integral Square Error)	IAE (Integral absolute error)	ITAE (Integral Time Absolute Error)
<i>Simülasyon Sonuçları</i>			
LQR Kontrol Metodu	16.38	12.98	362.7
İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Metodu	1.78	1.322	19.37
Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Metodu	1.775	1.306	19.57
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Unutma Faktörü Kullanılarak)	3.308	2.205	57.48
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Kalman Filtresi Kullanılarak)	3.159	2.156	60.81
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Gradyan Metodu Kullanılarak)	3.753	2.445	64.04
<i>Uygulama Sonuçları</i>			
LQR Kontrol Metodu	16.45	17.04	520.9
İndirgenmiş Dereceli Gözleyici ile Adaptif LQR Kontrol Metodu	2.103	1.821	19.98
Ayrık Zamanlı Kalman Filtre Tabanlı Adaptif LQR Kontrol Metodu	2.098	1.703	19.87
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Unutma Faktörü Kullanılarak)	3.548	2.343	57.89
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Kalman Filtresi Kullanılarak)	3.243	2.214	61.95
RLS Tabanlı Adaptif Durum Geribeslemeli Kontrol (Gradyan Metodu Kullanılarak)	3.792	2.487	64.65

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

7.1 Sonuçlar

Adaptif kontrolün temel amacı, denetlenen sistem parametrelerinde meydana gelen değişimlerin ortaya çıkması halinde kararlı bir sistem performansını sürdürmektir. Endüstriyel uygulamalarda, parametre belirsizliklerinin veya değişikliklerinin meydana geldiği birçok problemin çözümünde adaptif kontrol tercih edilmektedir. Adaptif kontrol kavramı, en uygun sistem cevabını sağlamak üzere denetleyici ayarlarının otomatik olarak yerine getirilebilmesi esasına dayanmaktadır ve sistem yapısındaki belirsizliklerin ve çevre değişikliklerin olduğu durumlarda sistem kontrolünü sağlamaktadır. Bir adaptif kontrol sistemi, en uygun kontrol girişi üreterek hatayı minimize etmektedir ve sürekli olarak optimum cevabı yakalamaya çalışmaktadır. Adaptif denetim, istenilen sistem cevabını sağlamak üzere denetleyici parametrelerini otomatik olarak ayarlama esasına dayanmaktadır.

Bu çalışmada öncelikle modern optimal kontrol teorisinde sıkça kullanılan ve durum geribeslemeli sistemlerin kararlı çalışması için, optimal geri besleme kazanç değerini hesaplayan LQR kontrol metodu sisteme uygulanmıştır. LQR kontrol metodunda durum geri besleme kazanç matrisi sabit olduğundan, zamanla değişmeyen sistemlerde optimal kontrol performansı sağlamasına rağmen, zamanla değişen sistemlerde istenilen performansı sağlayamadığı görülmüştür. Bu problemi çözmek amacıyla yinelemeli en küçük kareler tabanlı adaptif durum geribeslemeli kontrol ve adaptif LQR kontrol metotları ortaya konulmuştur. Önerilen bu yöntemler ile VSIMLABS servo sistemin sabit ve değişken yüklü ortamlardaki kontrolü gerçekleştirilmiştir.

En küçük kareler metodu ile yapılan durum geribeslemeli kontrol tasarımında, öncelikle sistemin parametre tahminleri en küçük kareler yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Daha sonra bu parametreler ile online ayırık zamanlı A , B , C , D , R ve Q matris hesaplamaları yapılmıştır. Böylece online olarak güncellenen sistem matris değerleri ile optimal K_{lqr} değeri hesaplanmış ve yüksek performans sağlayan denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda sisteme arka planda çalışan RLS sistem tanılama bloğuda eklenmektedir. RLS yöntemi, bir öğrenme metodudur ve güncellediği parametre değerleri ile önceki iterasyona göre daha iyi sonuç vermektedir. Bu yüzden ilk iterasyonda istenilen cevabı almak mümkün değildir ancak zamanla sistemin gerçek

modelini elde edebilmek mümkün olmaktadır. Bu problemi daha hızlı çözmek amacıyla, sistem tanılama bloğunda başlangıç koşulları bilinen sabit yüklü VLS sistem parametreleri göz önüne alınarak tanımlanmakta ve böylece performansı iyileştirilmektedir. RLS tabanlı durum geribeslemeli kontrol metodu sisteme uygulandığında istenilen kriterlere uygun çalıştığı görülmüştür. Sistemde oluşan değişken yük ve gürültü gibi bozucu etkileri minimize ettiği ve sistemin yüksek verimlilikte çalışması sağlanmıştır.

Adaptif LQR durum geribeslemeli kontrol sistemlerinde ise farklı iki tasarım gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, gözlemleyici derecesini düşürerek, işlem kolaylığı sağlayan sistem tasarımları için indirgenmiş dereceli gözlemleyici yapıları yaygın olarak kullanıldığından dolayı denetlenen sistem durumlarını tahmin etmek için indirgenmiş dereceli durum gözleyici kullanılmıştır. Tahmin edilen durumlar, referans giriş işareti ve başlangıç LQR geribeslemeli kazanç matris değeri kullanılarak Lyapunov tabanlı adaptasyon mekanizması tasarlanmıştır. Bu mekanizma ile optimal K_{lqr} değeri hesabı online olarak gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak K_{lqr} değeri sürekli olarak güncellere optimal denetleyici tasarımı sağlanmıştır. İkinci tasarımda ise sistemin gürültüden arındırılmış durumlarını tahmin etmek için kalman filtresi kullanılmıştır. Bu iki metot kullanılarak elde edilen sonuçlar incelendiğinde; birbirine yakın değerler elde edilmiştir. Ayrıca performans indeks sonuçları gözlemlendiğinde yüksek başarımlı sağladığı görülmüştür.

Simülasyon ve uygulama çalışmalarında sistemin sabit ve değişken yüklü ortamlarda elde edilen sonuçları ele alınmış ve karşılaştırma yapılmıştır. İlk olarak sabit yüklü ortamda tasarlanan denetleyici yapıları sisteme uygulanmış ve performans indeksleri referans alınarak sonuçlar analiz edilmiştir. Daha sonra belli bir 't' anında sisteme yeni yük ilavesi yapılmış ve sistem çalışması bitene kadar gözlemlenmiştir. Yapılan analizler neticesinde, cevap eğrisinin istenilen referans işaretine hızlı bir şekilde yaklaştığı ve yük gibi bozucu etkileri minimize ettiği görülmüştür.

Sonuç olarak, bu tez çalışmasında öne sürülen yeni metotlar ile sistem parametreleri veya sistemin durumları sürekli olarak ölçülerek güncellenmekte ve optimal kontrol sistem tasarımı sağlanmıştır.

7.2 Öneriler

Bu tez çalışmasında kullanılan metotlar VSIMLABS deney setine uygulanmıştır. Robotik uygulamalarda, CNC makine araçlarının kontrolünde, uçak hareket kontrolünde, hava trafik kontrolünde, adaptif trafik kontrolünde, asenkron motor sürücü kontrolünde, elektromekanik valflerin kontrolünde, hibrit ABS'lerde ve su altı robotlarında uygulanabilir. Zamanla değişen farklı sistemler üzerinde test edilebilir. Güncel optimizasyon teknikleri kullanılarak manuel olarak girilen kazanç değerlerinin optimum hesabı gerçekleştirilebilir. Örneğin; Lyapunov kararlılık kriteri tabanlı mekanizmada bulunan optimum kazanç değerlerinin girilmesi için bir metot gerekmektedir. Bu çalışmada bu değerler manuel olarak belirlenmektedir. Ayrıca en küçük kareler yöntemi kullanılarak tasarlanan adaptif durum geribeslemeli kontrol sisteminde unutma faktörü değeri manuel olarak girilmektedir ve sonuçlar gözlemlenerek optimum değer bulunmaktadır. Bu değer hataya göre online güncellenmesini sağlayan bir adaptasyon mekanizması, sistem performansı açısından önem arz etmektedir. Ayrıca tasarlanan denetleyici sistemde kullanılan kalman filtresinin parametrelerinin ayarlanmasında farklı yapay zekâ gibi yöntemler kullanılabilir ve sistem performansı artırılabilir.

KAYNAKLAR

- Ali, Z. A., Wang, D. B., Aamir, M., Masroor, S. J. I. J. o. M., Identification ve Control, 2017, MRAC base robust RST control scheme for the application of UAV, 28 (3), 232-244.
- Alzahrani, A., Shamsi, P., Dagli, C. ve Ferdowsi, M. J. P. C. S., 2017, Solar irradiance forecasting using deep neural networks, 114, 304-313.
- Aravind, M., Saikumar, N. ve Dinesh, N., 2017, Optimal position control of a DC motor using LQG with EKF, *2017 international conference on mechanical, system and control engineering (ICMSC)*, 149-154.
- Attia, T., Kochersberger, K., Bird, J. ve Southward, S. C., 2017, System Identification and Optimal Control of Half-Car Active Suspension System Using a Single Noisy IMU With Position Uncertainty, *Dynamic Systems and Control Conference*, V002T004A002.
- Aydoğdu, Ö. ve Levent, M. L., 2019, Kalman state estimation and LQR assisted adaptive control of a variable loaded servo system.
- Bilgiç, H. H., Şen, M. A., Yapıcı, A. ve Kalyoncu, M. J. O. K. U. T., Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı Bildiriler Kitabı, 2014, Doğrusal Ters Sarkacın Denge Kontrolü İçin Yapay Sinir Ağı Tabanlı Bulanık Mantık & LQR Kontrolcü Tasarımı, 921-926.
- Bishop, G. ve Welch, G. J. P. o. S., Course, 2001, An introduction to the kalman filter, 8 (27599-23175), 41.
- Brable, M., Sova, V. ve Grepl, R., 2016, Adaptive feedforward controller for a DC motor drive based on inverse dynamic model with recursive least squares parameter estimation, *2016 17th International Conference on Mechatronics-Mechatronika (ME)*, 1-5.
- Campos, R. d. F., Couto, E., de Oliveira, J., Nied, A. J. J. o. D. S., Measurement, ve Control, 2017, On-line parameter identification of an induction motor with closed-loop speed control using the least square method, 139 (7).
- Castañeda, C., Loukianov, A., Sanchez, E., Castillo-Toledo, B. J. N. C. ve Applications, 2013, Real-time torque control using discrete-time recurrent high-order neural networks, 22 (6), 1223-1232.
- Castaneda, C. E., Loukianov, A. G., Sanchez, E. N. ve Castillo-Toledo, B. J. I. T. o. I. E., 2011, Discrete-time neural sliding-mode block control for a DC motor with controlled flux, 59 (2), 1194-1207.
- Castle, D. ve Bobis, J., 1992, Velocity model reference adaptive control of the conventional permanent magnet and variable flux DC motors, *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, 1303-1308.
- Chen, H., Chen, G., Blasch, E. ve Pham, K., 2009, Comparison of several space target tracking filters, *Sensors and Systems for Space Applications III*, 73300I.
- Chen, W., Wang, D., Geng, Q. ve Xia, C. J. S. C. T. S., 2016, Robust adaptive cross-coupling position control of biaxial motion system, 59 (4), 680-688.
- Cherniakov, M., 2003, An introduction to parametric digital filters and oscillators, Wiley Online Library, p.
- Corrá, L., Oboe, R. ve Shimono, T., 2017, Adaptive optimal control for rehabilitation systems, *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 5197-5202.

- ÇINAR, Ö., 2019, Yapısal eşitlik modeli: örnek bir uygulama: çok değişkenli analiz metotları: yapısal eşitlik modellemesi: banka çalışanlarına yönelik bir uygulama, Hiperlink eğit. ilet. yay. san. tic. ve ltd. sti., p.
- Daachi, B., Madani, T., Daachi, M. ve Djouani, K., 2015, Model reference adaptive control using a neural compensator to drive an active knee joint orthosis, *2015 IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics (ICORR)*, 362-367.
- Das, S. ve Halder, K., 2014, Missile attitude control via a hybrid LQG-LTR-LQI control scheme with optimum weight selection, *2014 First International Conference on Automation, Control, Energy and Systems (ACES)*, 1-6.
- Demenko, A., Hameyer, K., Pietrowski, W., Šušnjić, L., Zawirski, K., Pajchrowski, T. J. C.-T. i. j. f. c., electrical, m. i. ve engineering, e., 2013, Application of artificial neural network for adaptive speed control of PMSM drive with variable parameters.
- Deori, L., Garatti, S. ve Prandini, M., 2016, A stochastic strategy integrating wind compensation for trajectory tracking in aircraft motion control, *2016 IEEE 55th Conference on Decision and Control (CDC)*, 256-261.
- Dong, S., Liu, T., Wang, W., Bao, J. ve Cao, Y. J. J. o. P. C., 2017, Identification of discrete-time output error model for industrial processes with time delay subject to load disturbance, *50*, 40-55.
- Farsoni, S., Landi, C. T., Ferraguti, F., Secchi, C. ve Bonfè, M., 2018, Real-time identification of robot payload using a multirate quaternion-based kalman filter and recursive total least-squares, *2018 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, 2103-2109.
- Gaydecki, P., 2004, Foundations of digital signal processing: theory, algorithms and hardware design, Iet, p.
- Haixia, Q., Banhazi, T. M., Zhigang, Z., Low, T., Brookshaw, I. J. J. I. J. o. A. ve Engineering, B., 2016, Preliminary laboratory test on navigation accuracy of an autonomous robot for measuring air quality in livestock buildings, *9 (2)*, 29-39.
- Has, Z., Muslim, A. H. ve Mardiyah, N. A., 2017, Adaptive-fuzzy-PID controller based disturbance observer for DC motor speed control, *2017 4th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI)*, 1-6.
- Hough, M. E. J. J. o. G., Control, ve Dynamics, 2012, Precise orbit determination using satellite radar ranging, *35 (4)*, 1048-1058.
- Kalman, R. E., 1960, A new approach to linear filtering and prediction problems.
- Kamalasadan, S. ve Ghandakly, A. A., 2009, A Novel Intelligent Control Approach for Precise Tracking of Autonomous Robots, In: Design and Control of Intelligent Robotic Systems, Eds: Springer, p. 227-254.
- Karapinar, U., Esen, Z., Şahin, M. ve Kanburoğlu, F., 2013, Cascaded controller algorithm design for a brushless DC motor with Matlab/Simulink and MCU implementation, *2013 21st Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 1-8.
- Ke, C., Wu, A., Bing, C. J. T. o. t. I. o. M. ve Control, 2019, Mechanical parameter identification of two-mass drive system based on variable forgetting factor recursive least squares method, *41 (2)*, 494-503.
- Keskin, O., Unal, A. C., Kararsiz, G., Yilmaz, T. ve Yesilyaprak, C. J. A. i. M. E., 2020, Modelling and simulation studies on adaptive controller for alt-azimuth telescopes despite unknown wind disturbance and mass, *12 (9)*, 1687814020954767.

- Khalaji, A. K. ve Moosavian, S. A. A. J. I. A. T. o. M., 2013, Robust adaptive controller for a tractor-trailer mobile robot, 19 (3), 943-953.
- Khamseh, H. B. ve Janabi-Sharifi, F. J. U. S., 2017, UKF-based LQR control of a manipulating unmanned aerial vehicle, 5 (03), 131-139.
- Lee, D.-M. J. I. J. o. E., 2017, On-line parameter identification of SPM motors based on MRAS technique, 104 (4), 593-607.
- Lee, S.-D., Jung, S. J. I. J. o. C., Automation ve Systems, 2019, Real-time inverse model estimation by a recursive least squares method for disturbance observer-based control systems: Balancing control of a single-wheel robot, 17 (8), 1911-1920.
- Levent, M. L., Aydoğdu, Ö. ve Yücelbaş, C. J. A. B. v. T. D., Kalman Filtresi ile Ayrık Zamanlı Durum Tahmini ve Zamanla Değişen Doğrusal Bir Sistemin Adaptif LQR Kontrolü, 322-331.
- Lewis, F. L., Xie, L. ve Popa, D., 2017, Optimal and robust estimation: with an introduction to stochastic control theory, CRC press, p.
- Liem, D. T., Truong, D. Q. ve Ahn, K. K. J. M., 2015, A torque estimator using online tuning grey fuzzy PID for applications to torque-sensorless control of DC motors, 26, 45-63.
- Lin, F.-J., Sun, I.-F., Yang, K.-J. ve Chang, J.-K. J. I. T. o. F. S., 2015, Recurrent fuzzy neural cerebellar model articulation network fault-tolerant control of six-phase permanent magnet synchronous motor position servo drive, 24 (1), 153-167.
- Lin, F. J., Chen, S. G. ve Sun, I. F. J. A. J. o. C., 2017, Adaptive backstepping control of six-phase PMSM using functional link radial basis function network uncertainty observer, 19 (6), 2255-2269.
- Mani, G., Sivaraman, N. ve Kannan, R., 2018, Visual Servoing Based Model Reference Adaptive Control with Lyapunov Rule for a Ball on Plate Balancing System, *2018 International Conference on Intelligent and Advanced System (ICIAS)*, 1-6.
- Mao, W.-L., Hung, C.-W. ve Engineering, S. J. A. i. M., 2016, Adaptive fuzzy trajectory control for biaxial motion stage system, 8 (4), 1687814016645443.
- Mathworks, 2012, Documentation optimization toolbox-least squares (model fitting) algorithms.
- Moghaddam, V., Yazdani, A., Wang, H., Parlevliet, D. ve Shahnia, F. J. I. A., 2020, An online reinforcement learning approach for dynamic pricing of electric vehicle charging stations, 8, 130305-130313.
- Oh, K.-S. ve Seo, J.-H., 2017, An adaptive position control algorithm of a DC motor based on the first order approximation using recursive least squares with forgetting, *2017 17th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, 1858-1861.
- Orji, W. U., Christian, M. C., Egbunonu, C. I., Okorie, C. K. J. I. J. o. S. ve Research, E., 2015, Performance Analysis of Linear Quadratic Regulator Controller Design Techniques for Optimal Servomotor Speed Control, 6 (4).
- Orłowska-Kowalska, T., Dybkowski, M. ve Szabat, K. J. I. T. o. I. E., 2009, Adaptive sliding-mode neuro-fuzzy control of the two-mass induction motor drive without mechanical sensors, 57 (2), 553-564.
- Orłowska-Kowalska, T. ve Dybkowski, M. J. B. o. t. P. A. o. S. T. S., 2012, Performance analysis of the sensorless adaptive sliding-mode neuro-fuzzy control of the induction motor drive with MRAS-type speed estimator, 60 (1), 61-70.

- Pal, M., Sarkar, G., Barai, R. K. ve Roy, T. J. M. M. o. E. P., 2017, Design of different reference model based model reference adaptive controller for inversed model non-minimum phase system, 4 (2), 75-79.
- Pankaj, S., Kumar, J. S., Nema, R. J. I. S. D. ve Engineering, 2011, Comparative analysis of MIT rule and Lyapunov rule in model reference adaptive control scheme, 2 (4), 154-162.
- Ponce, P., Rosales, J. A., Molina, A., Ponce, H. ve MacCleery, B. J. E., 2020, Designing a robust controller using SMC and fuzzy artificial organic networks for brushed DC motors, 13 (12), 3091.
- Premkumar, K. ve Manikandan, B. J. A. S. C., 2015, Speed control of Brushless DC motor using bat algorithm optimized Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System, 32, 403-419.
- Qutubuddin, M. ve Yadaiah, N. J. B. i. c. a., 2018, A new intelligent adaptive mechanism for sensorless control of permanent magnet synchronous motor drive, 24, 47-58.
- Rashidi, B., Esmaeilpour, M. ve Homaeinezhad, M. R. J. M., 2015, Precise angular speed control of permanent magnet DC motors in presence of high modeling uncertainties via sliding mode observer-based model reference adaptive algorithm, 28, 79-95.
- Ristanović, M., Čojbašić, Ž. ve Lazić, D. J. C. E. P., 2012, Intelligent control of DC motor driven electromechanical fin actuator, 20 (6), 610-617.
- Sahoo, S. ve Panda, G. J. I. J. R. E. E., 2015, Analysis and comparison of speed control of DC motor using sliding mode control and linear quadratic regulator, 2 (1), 1-5.
- Sahputro, S. D., Fadilah, F., Wicaksono, N. A. ve Yusivar, F., 2017, Design and implementation of adaptive PID controller for speed control of DC motor, 2017 *15th International Conference on Quality in Research (QiR): International Symposium on Electrical and Computer Engineering*, 179-183.
- Schuhmann, T., Hofmann, W. ve Werner, R. J. I. T. o. I. E., 2011, Improving operational performance of active magnetic bearings using Kalman filter and state feedback control, 59 (2), 821-829.
- Singh, B. ve Kumar, V., 2015, A real time application of model reference adaptive PID controller for magnetic levitation system, 2015 *IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*, 583-588.
- Smolenski, B. Y., 2007, Detection and Removal of Switching Noise in Push-to-Talk and Voice Operated Exchange Communications Systems, *Eighth Annual Conference of the International Speech Communication Association*.
- Strube, H., 1982, Time-varying wave digital filters and vocal-tract models, *ICASSP'82. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 923-926.
- Su, S. ve Tan, N., 2011, Study of the modeling method of diesel locomotive's transmission system based on system identification, 2011 *Fourth International Conference on Information and Computing*, 440-445.
- Sumer, E. D., Wang, Y., Farid, M. ve Filev, D. P., 2017, Adaptive control of an uncertain hammerstein actuator model in a variable cam timing system, 2017 *IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)*, 2261-2266.
- Sun, X., Ji, J., Ren, B., Xie, C. ve Yan, D. J. E., 2019, Adaptive forgetting factor recursive least square algorithm for online identification of equivalent circuit model parameters of a lithium-ion battery, 12 (12), 2242.

- Sung, T., Yoon, S. Y. ve Kim, K. C. J. e., 2015, A mathematical model of hourly solar radiation in varying weather conditions for a dynamic simulation of the solar organic rankine cycle, 8 (7), 7058-7069.
- Szczepanski, R., Tarczewski, T. ve Grzesiak, L. J. B. o. t. P. A. o. S. T. S., 2020, PMSM drive with adaptive state feedback speed controller, 68 (5).
- Tang, Y.-R. ve Li, Y., 2012, Design of an optimal flight control system with integral augmented compensator for a nonlinear UAV helicopter, *Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 3927-3932.
- Teixeira, B. O., Santillo, M. A., Erwin, R. S. ve Bernstein, D. S. J. I. C. S. M., 2008, Spacecraft tracking using sampled-data Kalman filters, 28 (4), 78-94.
- Tian, J., Yan, Q., Cai, J.-P. ve Guan, X. J. I. A., 2020, The Tracking Problem in Tank Gun Control Systems With Periodic Reference Signals, 8, 132086-132094.
- Tunyasrirut, S., Kinnaree, V. ve Ngamwiwit, J. J. R. E., 2010, Performance improvement of a slip energy recovery drive system by a voltage-controlled technique, 35 (10), 2235-2242.
- Uddin, N., Nugroho, T. A. ve Pramudito, W. A., 2017, Stabilizing two-wheeled robot using linear quadratic regulator and states estimation, *2017 2nd International conferences on Information Technology, Information Systems and Electrical Engineering (ICITISEE)*, 229-234.
- Valladolid, J. D., Ortiz, J. P. ve Minchala, L. I., 2016, Adaptive quasi-sliding mode control based on a recursive weighted least square estimator for a DC motor, *2016 IEEE Conference on Control Applications (CCA)*, 886-890.
- Venrooij, J., Olivari, M. ve Bühlhoff, H. H. J. I.-P., 2016, Biodynamic feedthrough: Current status and open issues, 49 (19), 120-125.
- Vetter, J. R. J. J. H. A. t. d., 2007, Fifty years of orbit determination, 27 (3), 239.
- Wang, H., Zhao, X. ve Tian, Y. J. A. J. o. C., 2016, Trajectory tracking control of XY table using sliding mode adaptive control based on fast double power reaching law, 18 (6), 2263-2271.
- Wang, T., Wang, H., Hu, H. ve Wang, C. J. A. i. M. E., 2020, LQR optimized BP neural network PI controller for speed control of brushless DC motor, 12 (10), 1687814020968980.
- Xiao, R., Wang, Z., Zhang, H., Shen, J. ve Chen, Z., 2017, A Novel Adaptive Control of PMSM for Electric Vehicle, *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 1-8.
- XUE, X.-f., ZHENG, J. J. D. T. o. E. ve Research, T., 2018, Identification of Brushless DC Motor Current Ring System, (icmeit).
- Yang, M., Qu, W., Ni, Q. ve Xu, D., 2018, Self-tuning Based on Online Inertia Identification for Motor Drive, *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 1-6.
- Yeh, F.-K. J. I. c. t. ve applications, 2010, Sliding-mode adaptive attitude controller design for spacecrafts with thrusters, 4 (7), 1254-1264.
- Yin, B., Dridi, M., El Moudni, A. J. N. C. ve Applications, 2019, Recursive least-squares temporal difference learning for adaptive traffic signal control at intersection, 31 (2), 1013-1028.
- Yu, B., Zhang, Y., Yi, Y., Qu, Y. ve Lu, P., 2014, Fault detection for partial loss of effectiveness faults of actuators in a quadrotor unmanned helicopter, *Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 3204-3209.

- Zhang, W., Nan, N., Yang, Y., Zhong, W. ve Chen, Y. J. I. t., 2019a, Force ripple compensation in a PMLSM position servo system using periodic adaptive learning control, 95, 266-277.
- Zhang, W., Zhao, Y., Abbaszadeh, M., Ji, M. J. J. o. D. S., Measurement, ve Control, 2019b, Full-order and reduced-order exponential observers for discrete-time nonlinear systems with incremental quadratic constraints, 141 (4).
- Zhang, X., Ding, F. J. I. J. o. R. ve Control, N., 2020, Adaptive parameter estimation for a general dynamical system with unknown states, 30 (4), 1351-1372.
- Zhang, Y., Fidan, B. ve Ioannou, P. A. J. I. T. o. A. C., 2003, Backstepping control of linear time-varying systems with known and unknown parameters, 48 (11), 1908-1925.
- Zhi, Y., Li, G., Song, Q., Yu, K. ve Zhang, J. J. I. J. o. A. R. S., 2017, Flight control law of unmanned aerial vehicles based on robust servo linear quadratic regulator and Kalman filtering, 14 (1), 1729881416686952.
- Zhong, Y., Zhang, Y. ve Zhang, W., 2018, Active Fault-Tolerant Tracking Control of a Quadrotor UAV, *2018 International Conference on Sensing, Diagnostics, Prognostics, and Control (SDPC)*, 497-502.
- Zhou, Z., Duan, B., Kang, Y., Cui, N., Shang, Y. ve Zhang, C. J. J. o. P. S., 2019, A low-complexity state of charge estimation method for series-connected lithium-ion battery pack used in electric vehicles, 441, 226972.