

İKİ EKSENLİ BİR HELİKOPTERİN KONTROLÜ

YUSUF BUĞDAY

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

EYLÜL 2010

ANKARA

Fen Bilimleri Enstitüsü onayı

Prof. Dr. Ünver Kaynak
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığımı onaylarım.

Prof. Dr. Mehmet Önder EFE
Anabilim Dalı Başkanı

Yusuf BUĞDAY tarafından hazırlanan İKİ EKSENLİ BİR HELİKOPTERİN KONTROLÜ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. Mehmet Önder EFE
Tez Danışmanı

Tez Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Ünver KAYNAK

Üye : Prof. Dr. Mehmet Önder EFE

Üye : Yrd. Doç. Dr. Tolga GİRİCİ

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Yusuf BUĞDAY

Üniversitesi	: TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Enstitüsü	: Fen Bilimleri
Anabilim Dalı	: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
Tez Danışmanı	: Prof. Dr. Mehmet Önder EFE
Tez Türü ve Tarihi	: Yüksek Lisans – Eylül 2010

Yusuf BUĞDAY

İKİ EKSENLİ BİR HELİKOPTERİN KONTROLÜ

ÖZET

Helikopterler kısıtlı alanlarda zemin tipi ayırmaksızın hızla dikey kalkış ve iniş yapabilmeleri dolayısıyla taşımacılık ve acil müdahale durumlarında sıkça kullanılan hava taşıtlarıdır. Helikopter kontrolünde başarım, rota açısının ve yunuslama açısının denetimi ile doğrudan ilişkilidir. Yunuslama açısındaki bir değişiklik, helikopterin rota açısında istenmeyen bir sapmaya neden olmakta, yine aynı şekilde rota açısında yapılan bir değişiklik helikopterin yunuslama açısını etkilemektedir. İki eksenli (2E) helikopterler sahip oldukları helikopter benzeri yüksek doğrusalsızlıklar ve eksenler arası bağlaşım sebebiyle kontrol laboratuvarlarında sıkça kullanılan test platformlarıdır. Bilgisayar destekli yapıları, tasarlanan kontrol yaklaşımlarının hızla test edilmesine olanak veren bir uygulama ortamı sunar. Bu sayede helikopter kontrolünde karşımıza çıkan zorlayıcı dinamikler daha sadeleştirilmiş bir sistem üzerinde güven altında irdelenip, bu dinamiklerin üstesinden gelebilecek uygun kontrol sistemleri tasarlanabilir. 2E helikopterlerin kontrolü, sahip oldukları iki adet elektrik motorunun hız ayarı ile mümkündür. Bu tezde, kullanılan 2E helikopterin bir tanıtımı Lagrange modellemesiyle birlikte sunulmakta ve ardından birkaç kontrol tekniğinin deneysel uygulamaları, detaylı tasarım adımlarını da içerecek şekilde bu test düzeneği kullanılarak takdim edilmiştir. Sisteme uygulanan kontrol yaklaşımlarından ilki dilsel yapısıyla bilinen bulanık kontroldür. İkinci kontrol yaklaşımı ise Lyapunov kararlılık kistasının iyi bir uygulayıcısı olan geriadımlama tekniğidir. İncelenen üçüncü yaklaşım parametre belirsizliklerine ve bozuculara karşı gürbüzlüğü ile bilinen kayan kipli kontroldür. Dördüncü yöntem, sistemin pasiflik özelliğini temel alan bir kontrol tekniğidir. İçerikte yer verilen son kontrol tekniği kayan kipli kontrol kuralının sistemin pasifliğinin sağlanması şartı altında tanımlandığı, pasiflik tabanlı kayan kipli kontrol olarak adlandırılan bir tekniktir.

Anahtar Kelimeler: 2E helikopter, Lagrange modeli, pasiflik tabanlı kontrol, bulanık kontrol, geri adımlamalı kontrol, kayan kipli kontrol

University : TOBB Economics and Technology University
Institute : Institute of Natural and Applied Sciences
Science Programme : Electrical and Electronics Engineering
Supervisor : Prof. Dr. Mehmet Önder EFE
Degree Awarded and Date : M.Sc. – September 2010

Yusuf BUĞDAY

CONTROL OF A 2 DOF HELICOPTER

ABSTRACT

Helicopters are widely used air vehicles in emergency cases and in transportation sector owing to their capability of rapid landing on and taking off from limited areas and different types of terrains. The performance of the control of a helicopter is directly related to the control of its pitch and yaw angles. Any motion of the helicopter in pitch angle causes an undesired deviation in yaw angle, and in the same way the changes of yaw angle effects the pitch angle. Two-degrees-of-freedom (2-dof) helicopters are widely used test platforms in control labs due to their helicopter-like high nonlinearity and the coupling between its axial motions. Their computer assisted structure provides a rapid prototyping environment for testing the designed control approaches. Thus, the challenging dynamics, encountered in helicopter controlling, can be safely investigated via a more simplified system, and the desired controller systems which can handle these dynamics can be designed. The control of 2-dof helicopters is doable through the adjustment of rotation speed of the two electrical motors. This thesis presents an introduction, including a Lagrangian modeling, to the used 2-dof helicopter and then the experimental applications of several control techniques are demonstrated by utilizing this test setup with detailed design procedures. The first of the applied control approaches is fuzzy control which has a linguistic structure. Second control scheme is backstepping technique which is a good implementation of Lyapunov stability criterion. The third control scheme investigated is sliding mode control known with its robustness against disturbances and parameter uncertainties. Fourth method is a technique that is based on the passivity of the system. The last control technique included in the thesis is called passivity based sliding mode control obtained by defining the sliding mode control law under the circumstance that the passivity of the system is ensured.

Keywords: 2-DOF Helicopter, Lagrangian model, passivity based control, fuzzy control, backstepping control, sliding mode control

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans ve lisans çalışmalarım boyunca göstermiş olduğu güven, sunduğu çalışma ortamı, kıymetli yardım ve katkılarıyla beni bu çalışmayı oluşturabilecek seviyeye getiren değerli hocam Prof. Dr. Mehmet Önder Efe'ye ve yine önemli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü öğretim üyelerine,

İnsansız Hava Aracı Laboratuvarı araştırmaları ve asistanlık sürecinde birlikte çalıştığım her daim desteklerini, önerilerini ve arkadaşlıklarını esirgemeyen takım arkadaşlarım Nevrez İmamoğlu, Aydın Eresen, Mert Önkol, Necdet Sinan Özbek ve Türker Nazmi Erbil'e,

Her koşulda beni tereddütsüz destekleyen başta saygıdeğer Buğday ailesine olmak üzere, tüm büyüklerime ve eşim Anastassia'ya,

ve tabi öğrenim hayatım boyunca desteklerini aldığım T.C. Milli Eğitim Bakanlığı'na, T.C. Kredi ve Yurtlar Kurumu'na ve TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi'ne teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	x
KISALTMALAR	xi
1 GİRİŞ	1
1.1 2E Helikopterler	2
1.2 Modelleme ile İlgili Çalışmalar	4
1.3 Kontrol Üzerine Yapılan Çalışmalar	8
1.4 Tezin İçeriği	14
2 2E HELİKOPTER	16
2.1 2E Helikopter Sistemi	16
2.2 2E Helikopter Modeli	21
3 2E HELİKOPTER KONTROLÜ	29
3.1 Bulanık Kontrol	29
3.1.1 Bulanık Kontrolör Tasarımı	30
3.1.2 Bulanık Kontrolör ile Gerçek Zamanlı Uygulama	35
3.2 Geriadımlamalı Kontrol	38
3.2.1 Geri Adımlamalı Kontrolör Tasarımı	38
3.2.2 Geriadımlamalı Kontrol ile Gerçek Zamanlı Uygulama	41
3.3 Kayan Kipli Kontrol	44
3.3.1 Kayan Kipli Kontrolör Tasarımı	44
3.3.2 Kayan Kipli Kontrolör ile Gerçek Zamanlı Uygulama	47
3.4 Pasiflik Tabanlı Kontrol	52
3.4.1 Pasiflik Tabanlı Kontrolör Tasarımı	53
3.4.2 Pasiflik Tabanlı Kontrolör ile Gerçek Zamanlı Uygulama	57
3.5 Pasiflik Tabanlı Kayan Kipli Kontrol	60

3.5.1	Pasiflik Tabanlı Kayan Kipli Kontrolör Tasarımı	60
3.5.2	Pasiflik Tabanlı Kayan Kipli Kontrolör ile Gerçek Zamanlı Uygulama	64
4	KARŞILAŞTIRMA VE SONUÇLAR	67
5	KAYNAKLAR	68
6	ÖZGEÇMİŞ	74

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1 2E helikopter düzeneğinin parçaları	18
Çizelge 2.2 2E helikopteri betimleyen parametreler	28
Çizelge 3.1 L ve L_B parametreleri seçimleri	34
Çizelge 3.2 Geri adımlamalı kontrolörün parametre ayarları	42
Çizelge 3.3 Kayan kipli kontrolörün parametre ayarları	48
Çizelge 3.4 Pasiflik tabanlı kayan kipli kontrolörün parametre ayarları	65
Çizelge 4.1 İzleme hatalarının ortalaması ve varyansı ile kontrol sinyali kalitesi açısından kontrolörlerin karşılaştırılması	67

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1 İnsansız helikopterler üzerine yayınlanan akademik yayınlar	2
Şekil 2.1 <i>Quanser</i> [®] 2E helikopter düzeneği	17
Şekil 2.2 2E helikopterin parçaları	19
Şekil 2.3 2E Helikopter sistemi için veri toplama kartı	20
Şekil 2.4 2E Helikopter sisteminin dinamik modeli	22
Şekil 3.1 2E Helikopter sistemi için veri toplama kartı	31
Şekil 3.2 Üyelik fonksiyonları	33
Şekil 3.3 Yunuslama açısı bulanık sisteminin tasvir ettiği kontrol yüzeyi	34
Şekil 3.4 Rota açısı bulanık sisteminin tasvir ettiği kontrol yüzeyi	35
Şekil 3.5 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), bulanık kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	36
Şekil 3.6 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), bulanık kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	37
Şekil 3.7 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), geri adımlamalı kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	42
Şekil 3.8 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), geri adımlamalı kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	43
Şekil 3.9 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), kayan kipli kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	48
Şekil 3.10 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), kayan kipli kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	49
Şekil 3.11 Yunuslama açısının hata vektörünün, gerçek zamanlı uygulamanın farklı periyotlarında faz uzayında izlediği yörünge	50
Şekil 3.12 Rota açısının hata vektörünün, gerçek zamanlı uygulamanın farklı periyotlarında faz uzayında izlediği yörünge	51
Şekil 3.13 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), pasiflik tabanlı kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	58
Şekil 3.14 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), pasiflik tabanlı kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	59
Şekil 3.15 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), pasiflik tabanlı kayan kipli kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	65
Şekil 3.16 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), pasiflik tabanlı kayan kipli kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)	66

KISALTMALAR

Kısaltmalar Açıklama

A/D	Analogdan Dijitale
Ar-Ge	Araştırma-Geliştirme
CPCI-S	Conference Proceedings Citation Index – Science
ÇGÇÇ	Çok Girişli Çok Çıkışlı
D/A	Dijitalden Analoga
GAK	Geri Adımlamalı Kontrol
İHA	İnsansız Hava Aracı
İRÇS	İkiz Rotorlu Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistem
KKK	Kayan Kipli Kontrol
LM	Levenberg-Marquardt
PTK	Pasiflik Tabanlı Kontrol
PT-KKK	Pasiflik Tabanlı Kayan Kipli Kontrol
SCI-E	Science Citation Index Expanded
UNBÇS	Uyarlamalı Nöro Bulanık Çıkarım Sistemi
vd.	ve diğerleri
YSA	Yapay Sinir Ağları

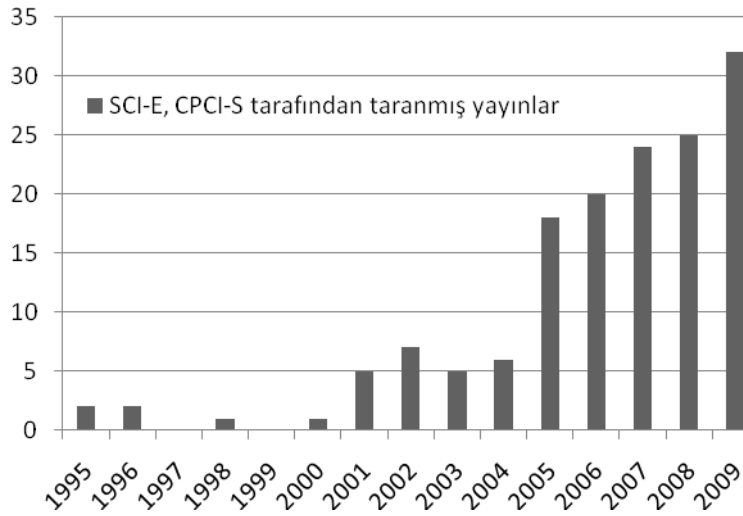
1 GİRİŞ

Helikopterler kısıtlı alanlarda zemin tipi ayırmaksızın hızla dikey kalkış ve iniş yapabilmeleri dolayısıyla taşımacılık ve acil müdahale durumlarında sıkça kullanılan hava taşıtlarıdır. İlk uçuş tarihi 1907 yılına uzanan bu araçlar, havada sabit tutunma özelliği ile de havacılık alanında önemli bir işleve sahiptirler. Çalışma prensipleri diğer hava taşıtlarından farklı olmayan bu araçlar, kanatlarının üst ve alt yüzeylerinde meydana getirilen basınç farkından yararlanarak yeterli taşıma kuvvetini oluşturur ve uçuş eylemini gerçekleştirirler. Kanat yüzeyleri arasında oluşan bu basınç farkı bilindiği üzere uçaklarda, uçağın hava içerisinde hareket etmesi ile elde edilmekteyken, helikopter tarzı dönerkanat araçlarda kanatların hareketi ile sağlanır. Bir döner kanadın geometrik profili ile sabit bir uçak kanadının geometrik profili aynı özelliklere haizdir. Pervane olarak da bilinen bu döner kanatların araç gövdesinin herhangi bir hareketine ihtiyaç duymadan oluşturabildiği bu taşıma kuvveti sayesinde helikopter gibi manevra ve iniş-kalkış kabiliyetleri yüksek hava taşıtları inşa edilebilmiştir. Bu yüksek kabiliyetler dolayısıyla helikopterler, diğer hava taşıtlarına nazaran özel ihtimam gerektiren hassas görevlerde kullanılmakla beraber şehir içi ulaşım amacıyla kullanıma da imkan verir.

Helikopterlerin kullanılma amaçlarının gerektirdiği hassasiyete karşın yapısal olarak barındırdıkları kararsızlığa yatkınlık ve ileri derecede doğrusalsızlıklar, bu araçların kontrolünü zorlu bir probleme dönüştürür. Döner kanatların asıl kuvvet uyguladıkları eksen haricinde aracın diğer hareket eksenlerine olan istenmeyen etkilerinden kaynaklanan bu zorluklar dikkate alındığında, bir pilot bulunmadan İnsansız Hava Aracı (İHA) olarak kullanılan otonom helikopterlerin istenen görevleri yerine getirebilmek için yüksek başarıma sahip gürbüz kontrol sistemleri tarafından kontrol edilmeleri gerektiği açıktır. Hai, Xin-min ve Yan bir çalışmada bu kontrol sistemlerinin gereklerinin genel çerçevesini çizmişlerdir [1]. Bu bölümün devamında, kontrol sistemleri geliştirme anlamında İki Eksenli (2E) helikopterlerin işlevi, modellenmesi ve kontrolüne ilişkin literatür gözden geçirilecek ve sonrasında tezin ana amacı ve yapılan çalışmalar ele alınacaktır.

1.1 2E Helikopterler

İnsansız hava araçlarının giderek önem kazandığı günümüzde bu konu üzerinde yapılan araştırma ve projeler ivme kazanmaktadır. Savunma, sivil ve akademik amaçlı olarak yapılan çalışmalar arasında şüphesiz en büyük payı savunma amaçlı yapılan çalışmalar teşkil eder. Sarris bir çalışmasında 2000’li yılların başına kadar geçerli olan bir pazar araştırmasına yer vermiştir [2]. Döner kanatlı İHA’lar arasında helikopterler en baskın tür konumundadır. İnsansız helikopterler üzerine yapılan çalışmalar da gün geçtikçe artan ihtiyaçlar doğrultusunda artmaktadır. Yapılan akademik yayınların yıllara göre sayıları Şekil 1.1 ile verilmiştir. Bu istatistik Science Citation Index Expanded (SCI-E) ve Conference Proceedings Citation Index – Science (CPCI-S) veri tabanlarınınca taranmış yayınlar arasından oluşturulmuştur. Son 10 yılda yapılan akademik yayın sayısındaki artıştan da bu konu üzerine olan yönelimin ciddi bir hızla arttığı anlaşılmaktadır.



Şekil 1.1. İnsansız helikopterler üzerine yayınlanan akademik yayınlar

Bir helikopterin yükselme alçalma eylemi ana pervane pallerinin açısı ve pervanenin dönüş hızının ayarlanması ile sağlanır. Helikopterin uçuşu sırasında sürekli dönen pervane, gövde üzerinde bir moment oluşturur ve bu moment gövdeyi döndürmeye çalışır. Bu istenmeyen dönmeyi engellemek için kuyruk pervanesi kullanılır. Kuyruk pervanesi gövde üzerine etkiyen dönme momentini sönmeler. Bu sönmeme miktarının ayarlanması ile helikoptere yön verilebilir. Helikopter kontrolünde

başarım rota açısının ve yunuslama açısının denetimi ile doğrudan ilişkilidir. Rota açısı helikopterin yönünü ifade ederken, yunuslama açısı terimi ise helikopterin yükselme ve alçalma eylemleri sırasında yatayla yaptığı açıyı ifade etmektedir. Yunuslama açısında yapılmak istenen bir değişiklik, helikopterin rota açısında istenmeyen bir sapmaya neden olmakta, yine aynı şekilde rota açısında yapılmak istenen değişiklik helikopterin yunuslama açısını etkilemektedir. Bu bağlaşım, helikopter kontrolünde gerekli başarıma ulaşabilmek için giderilmesi gereken unsurlar arasında başı çekmektedir. Kullanılacak kontrolörün yeterli gürbüzlüğü bu etki karşısında sergileyebilmesi olmazsa olmaz bir şarttır. Bu noktada 2E helikopterler laboratuvar şartlarında kolay kullanımlarıyla benzer dinamikleri çalışmak isteyen araştırmacı ve öğrencilere uygun bir test düzeneği imkanı sunarlar. Yere sabitlenmiş yapısı ile bir helikoptere göre çok daha güvenli gerçek zamanlı uygulamalar gerçekleştirilebilir. Bu sayede helikopter kontrolünde karşımıza çıkan zorlayıcı dinamikler daha sadeleştirilmiş bir sistem üzerinde güven altında irdelenip, bu dinamiklerin üstesinden gelebilecek uygun kontrol sistemleri tasarlanabilir.

2E helikopterler normal helikopterlerde bulunan pal açısı ayarından yoksundurlar. Kontrolleri sahip oldukları iki adet elektrik motorunun hız ayarı ile mümkündür. Normal helikopterlerde birçok durumda pallerin pozisyon kontrolü ile gerçekleştirilen davranışlar, 2E helikopterlerde hız kontrolü ile gerçekleştirilir. Bu durum 2E helikopterlerin kontrolünde ekstra zorlayıcı bir etkendir zira başarım tamamen kullanılan elektrikli motorların karakteristiklerine bağlıdır.

Birkaç farklı üretici tarafından sağlanabilen 2E helikopterler, ilgilenen kontrol ve İHA laboratuvarlarınca ticari olarak temin edilebildiği gibi, münferit olarak da laboratuvarlarda kullanım amacıyla inşası mümkündür. Laboratuvarlarda araştırma ve eğitim amaçlarıyla kullanılan 2E helikopterlerin yeni nesilleri internet tabanlı uygulamalara da imkan tanımakta, böylece uzaktan eğitime olanak vermektedir. Zhang ve diğerleri 2E helikopter kullanarak düzenledikleri internet tabanlı bir laboratuvar uygulamasını [3] çalışmasında açıklamışlardır. Benzer birçok internet tabanlı laboratuvar dersi uygulaması günümüzde sıkça bildirilere konu olmaktadır [4, 5, 6].

1.2 Modelleme ile İlgili Çalışmalar

2E helikopterler ile yürütülecek bir çalışma öncesinde şüphesiz ki sistemin yeterli detaya sahip bir matematiksel modeline ihtiyaç duyulur. Matematiksel modelin gerçek sistemi ifade edebilme performansı, tasarlanan kontrolörlerin sistem üzerindeki başarımına direkt olarak yansıtacaktır. Bu nedenle öncelikle sistemin yeterli olgunlukta bir matematiksel modeli tasvir edilmelidir. Toha vd. bir çalışmalarında [7] İkiz Rotorlu Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistem¹ (İRÇS) olarak da literatürde isimlendirilen bir 2E helikopterin Uyarlamalı Nöro Bulanık Çıkarım Sistemi² (UNBÇS) ağı tasarlanarak modellenmesi üzerinde durmuşlardır. UNBÇS'nin yapısında Tagaki-Sugeno-Kang tipi bir bulanık sistemle 36 dilsel kural tanımlanarak sistem girişleri çıkışlara eşlenmiştir. Çalışmada deneysel olarak üretilen modelin geçerlilik sınaması yapılmış doğruluk başarımı ortaya konmuştur. Toha ve Tokhi diğer bir çalışmalarında [8] bu model yapısını özyinelemeli en küçük kareler³ ve parçacık sürü eniyileme⁴ yöntemleri ile geliştirmişlerdir. Rahideh ve Shaheed [9], Newton metodu ile oluşturdukları 2E helikopter modelinde kullanılacak parametrelerin eniyilemesini, gri kutu modelleme yaklaşımı⁵ üzerinden genetik algoritma⁶ kullanarak yapmışlardır. Ölçülebilen parametrelerin haricinde kalan diğer parametreler en başta tahmin edilmiş daha sonra bu tahminler genetik algoritma için popülasyon olarak kullanılmıştır. Bildiride gri kutu ve beyaz kutu⁷ yaklaşımlarının sonuçları karşılaştırılmış, böylece gri kutu yönteminin etkinliği konusunda da sonuçlar çıkarılmıştır. Daha sonra oluşturulan model kullanılarak bir model kestirimli kontrol yaklaşımı uygulanmıştır. Bir diğer çalışmada [10] 2E helikopterin modellemesinde sinir ağları⁸ ve parametrik doğrusal yaklaşımların kullanımına gidilmiştir. Sistem için çok katmanlı algılayıcı⁹ tekniği ile bir nöro-model tasarlanmış ve bu model özyinelemeli en küçük kareler yöntemiyle geliştirilen bir parametrik

¹ İng. *Twin Rotor Multi Input Multi Output System (TRMS)*

² İng. *Adaptive Neuro Fuzzy Inference System (ANFIS)*

³ İng. *Recursive Least Squares (RLS)*

⁴ İng. *Particle swarm optimisation*

⁵ İng. *Grey box approach*

⁶ İng. *Genetic algorithm*

⁷ İng. *White box approach*

⁸ İng. *Neural network*

⁹ İng. *Multi-layer perceptron (MLP)*

model ile karşılaştırmaya tabi tutulmuştur. Sinir ağları yaklaşımının klasik yöntemle oranla sistemi daha iyi ifade ettiği deneysel olarak da test edilerek bildirilmiştir. Ahmad, Chipperfield ve Tokhi yaptıkları iki çalışmada [11, 12] kara kutu tanımlama yaklaşımı¹⁰ ile 2E helikopterin bir eksenini için sistem modeli elde edilmiş bunun üzerinden [11] bildirisinde sistemin açık çevrim kontrolü, [12] bildirisinde ise doğrusal karesel Gauss tipi kontrolü sağlanmıştır. Bu yöntemle doğrusal zamanla değişmeyen bir sistem modeli elde etmek amaçlanmıştır. Aynı yazarlar diğer iki çalışmalarında [13, 14] kara kutu yaklaşımıyla modellemeyi her iki eksen için de geçerli olacak şekilde genişletmişlerdir ve [13] için yine sistemin açık çevrim kontrolü sağlanmıştır. Bu çalışmalarda sistemin tanımlanmasında, sözde-rastgele ikili ardışık¹¹ sinyal kullanılmıştır. Aldebrez vd. [15] sistemin karakterizasyonu için genetik algoritma kullanarak dinamik bir model çıkarmışlardır. Bu model daha sonra titreşim bastırmada¹² kullanılacak bir açık çevrim ileri beslemeli kontrol sistemi tasarlamak ve uygulamak için kullanılmıştır. Ortaya çıkarılan titreşim modlarını temel alarak, düzenek üzerinde sayısal alçak geçiren bir filtreden geçirilmiş giriş kullanılmış, denenen modelleme yaklaşımının yeterli sonuçlar verip vermediği gözlenmiştir. Bir başka çalışmada [16] Rahideh ve Shaheed 2E helikopter sisteminin matematiksel modellemesini iki eksenini de kapsayan, tüm sistemi ifade edecek bir şekilde yapmanın yanında ayrıca iki serbestlik derecesi için ayrı ayrı da yapmışlardır. Bu modellemeler Newton ve Lagrange metotları için ayrı ayrı yapılmış olup, iki teknik sonucunda çıkan modeller arası yapılan kıyaslamalar sonucunda Lagrange metodu ile elde edilen modelin diğerine göre bir adım daha ileride olduğu saptanmıştır. Bu çalışmanın devamı niteliğinde olan başka bir çalışmada [17] analitik ve ampirik metotlar vasıtasıyla bir dereceli serbestlik durumu için modelleme yapılması üzerinde durulmuştur. 2E helikopterin yatay ve dikey açıdan modellemesi hem Newton hem de Lagrange metotlarıyla gerçekleştirilmiş, ampirik bulgular ise sinir ağları yaklaşımları kullanılarak elde edilmiştir. Analitik modelleme birisi DC motorlar ile pervane temelli kuvvetlerin ve diğeri bunlar dışında sistem üzerinde etkisi olan tüm kuvvetlerin göz önüne alındığı iki aşamayla yapılmıştır. Sinir ağları

¹⁰ İng. *Black box identification approach*

¹¹ İng. *Pseudo-random binary sequence (PRBS)*

¹² İng. *Vibration suppression*

tabanlı iki model oluşturulmuştur. Bunlardan birisi Levenberg-Marquardt (LM) diğeri bayır inişi¹³ algoritmalarıyla geliştirilmiştir. Çalışmada geliştirilen tüm modellerin gerçek sistem kullanılarak geçerlilikleri kıyaslanmıştır. Shih vd. [18] ayar noktası kararlaştırma kontrolör¹⁴ tasarlanmasını içeren bildirimlerinde, 2E helikopterin Lagrange metodu ile bir matematiksel modelini türetmişler ve sistemin dinamik karakteristiğini, denge noktalarını, pervanenin itme gücünü, yerçekiminin denkleştirilmesini¹⁵ incelemişlerdir. Elde edilen model temel alınarak gerçek zamanlı mikrokontrolör ayar noktası kararlaştırma kontrolü için bir doğrusal olmayan oransal türevsel kontrolör ve bir bulanık oransal integral türevsel¹⁶ kontrolör tasarlanmıştır. Bulanık PID kontrolörünün, doğrusal olmayan PID kontrolörüne göre daha uzun tepki süresine sahip olduğu ancak aşım ve yatışkın durum hatası bakımından daha iyi sonuçlar sergilediği paylaşılmıştır. Diğer bir çalışma [19] yapay sinir ağları (YSA) yaklaşımı ile çok katmanlı algılayıcılar ve LM eğitim yöntemi kullanarak sistemi modelleme yoluna gitmiştir. Bu çalışmanın daha önceki benzer çalışmalardan farkı diğer bir yöntem olarak Elman'ın yinelemeli sinir ağı yönteminin önerdiği algılayıcı katman mimarisi kullanılmış olmasıdır. Model ve sistem karşılaştırmasında hem zaman hem de frekans alanında elde edilen sonuçlar sunulmuş, kullanılan iki farklı mimari kıyaslanmıştır. Bildiri kullanılan bu metodoloji sonucunda sistem modeli için müspet bulgulara ulaşıldığını iletmektedir. Ahmad vd. bir çalışmada [20] yeni bir modelleme tekniği önererek, 2E helikopterin doğrusal olmayan bir modelini Radyal Tabanlı Fonksiyon¹⁷ ağları kullanarak çıkarmışlardır. Subudhi ve Jena [21] sinir ağları kullanarak sistem tanımlamasını gerçekleştirdikleri çalışmalarında, çok katmanlı algılayıcı sinir ağlarının eğitimi için memetik algoritma¹⁸ üzerinde durmuşlardır. Sistem tanımlanmasında genetik algoritma, parçacık sürü eniyilemesi ve diferansiyel evrim¹⁹ ile bayır inişinin bir hibridi olmak üzere üç evrensel yöntem açıklanmıştır. Geri yayılma algoritması²⁰ ile evrilen sinir ağlarının yavaş

¹³ İng. *Gradient descent*

¹⁴ İng. *Set-point stabilizing controller*

¹⁵ İng. *Gravity compensation*

¹⁶ İng. *Proportional integral derivative (PID)*

¹⁷ İng. *Radial basis function (RBF)*

¹⁸ İng. *Memetic algorithm*

¹⁹ İng. *Differential evolution*

²⁰ İng. *Back propagation algorithm*

yakınsamasının üstesinde gelinmeye çalışılmıştır. Böylece geri yayılmalı yerel araştırma yapılan ve yapılmayan olmak üzere 6 farklı yöntem deneysel olarak denenmiştir. Sonuç olarak geri yayılmalı diferansiyel evrim yönteminin başarımının diğerlerine göre daha üstün olduğu ifade edilmiştir. Bir diğer çalışmada [22] sistemin parametrik modellemesi için dinamik yayılı faktörlü²¹ parçacık sürü eniyilemesi kullanan bir yaklaşım denenmiştir. Yazarların önerdikleri yöntem dinamik yayılı faktör kullanarak oluşturulmuş bir değiştirilmiş atalet ağırlık algoritması²² ifade eder. Atalet ağırlığı, evrensel ve yerel aramalar arasında dengeyi sağlamada önemli bir yere sahiptir. Çalışmada zaman ve frekans alanında gözlenen sonuçlar doğrultusunda önerilen algoritma başarılı bulunmuştur. Darus vd. [23] genetik algoritma ve özyinelemeli en küçük kareler yöntemleri ile sistem modellemesini gerçekleştirmişlerdir. Genetik algoritma ile yapılan modellemede bir-adım-ileri²³ öngörme tekniği kullanılmıştır. Sonuç olarak yazarlar, genetik algoritma ile elde edilen 2E helikopter modelinin en küçük kareler yöntemi ile elde edilene göre daha avantajlı olduğunu bildirmişlerdir. Toha ve Tokhi [24] gerçek-kodlu genetik algoritma kullanarak yeni bir parametrik modelleme önermişlerdir. Alışıldık bit işlemleri yerine, hem geçiş operatörü²⁴ hem de dönüşüm operatörü²⁵ gerçek değerlidir. Sistem tanımlamasında dördüncü dereceden doğrusal bir özbağlanımlı yürüyen ortalama²⁶ yapısı ile helikopterin uçuş hareketi tasvir edilmiştir. Çalışmada ikili olarak kodlanmış genetik algoritma ile önerilen tekniğin hem zaman hem de frekans alanında elde edilmiş sonuçlarının karşılaştırılması da yer almaktadır. Kim vd. yaptıkları çalışmada [25] sistemin analitik doğrusal olmayan bir modelini geliştirmişlerdir. Yazarlar bu bildiride yeni bir *bumpless* transfer algoritması²⁷ önererek bu tekniği bir doğrusal karesel kontrolörü desteklemekte kullanmışlardır. Geliştirilen model ve kontrolör için gerçek zamanlı denemeler yapan yazarlar, önerdikleri yeni algoritma ile başarılı sonuçlar aldıklarını bildirmişlerdir.

²¹ İng. *Dynamic spread factor*

²² İng. *Modified inertia weight algorithm*

²³ İng. *One-step-ahead*

²⁴ İng. *Crossover operator*

²⁵ İng. *Mutation operator*

²⁶ İng. *Auto-regressive moving average (ARMA)*

²⁷ İng. *Bumpless transfer algorithm*

1.3 Kontrol Üzerine Yapılan Çalışmalar

Araştırmacılar için 2E helikopterler zorlu dinamikleriyle tasarlanan kontrolörlerin sınanmasında sıkça kullanılan düzeneklerdir. Önerilen kontrolörlerin başarımı ölçmek için 2E helikopterlerin kullanıldığı birçok çalışma da literatürde mevcuttur. Martinez, Vivas ve Ortega [26] yaptıkları bir çalışmada doğrusal olmayan çok değişkenli bir \mathcal{H}_∞ kontrolör tasarlamışlardır. Önerdikleri yaklaşım \mathcal{H}_∞ yöntemi ile takip hatasının integralinin de dahil edildiği bir bozucu önleme prosedürü içermektedir. Sonuçta elde edilen kontrolörün doğrusal olmayan zamanla değişen parametrelere sahip bir PID özelliği gösterdiğini belirtmektedirler. Bildiri tasarlanan kontrolörün gerçek zamanlı olarak sistem üzerinde denenmesini de sunmaktadır. Şüphesiz kontrolör tasarımında gözleyicilerin önemli bir işlevi vardır. Shaik ve Purwar 2E helikopter için yapay sinir ağları kullanarak doğrusal olmayan bir gözleyici tasarlamışlardır [27]. İlk adımda yerel bir gözleyici sundukları çalışmalarında, bu gözleyicinin etkinliğinin sistem modelinin doğruluğuna bağlı olması nedeniyle, YSA tabanlı bir yeni gözleyici daha tasarlamışlardır. Önerilen bu gözleyici sistem dinamikleri açısından hiçbir ön bilgiye ihtiyaç duymamaktadır. Yazarlar iki katmanlı bir YSA yapısı kullanmış olup, bu yapının yeterli başarımı elde ettiğini bildirmektedirler. Tao vd. [28] yaptıkları çalışmada 2E helikopter için yeni bir bulanık kayan kipli ve bulanık integral kayan kipli kontrolör geliştirmişlerdir. Kontrolör ile sistemin pozisyon kontrolü amaçlanmıştır. Bulanık kayan kipli kontrol sistemin yunuslama açısı için, bulanık integral kayan kipli kontrol ise sistemin rota açısı için kullanılmıştır. Kayan kipli denetimlerde sıkça karşılaşılan bir problem olan çatırdama etkisinin mevcut kontrolörle kabul edilebilir bir seviyede seyrettiği yazarlar tarafından iletilmiştir. Önerilen kontrolör, değiştirilmiş gerçek değer tipli genetik algoritma ile kuvvetlendirilmiş bir PID kontrolör ile performans açısından karşılaştırılmış ve birçok açıdan başarılı sonuçlar alındığı ifade edilmiştir. Liu ve Juang [29] sundukları akıllı kontrol yapısında tek sinir hücreli PID kontrolör kullanmışlardır. Çalışmada 2E helikopterin istenilen pozisyonlara çabuk ve hatasız bir şekilde yerleşmesi hedeflenmiştir. Yazarlar PID ve YSA tekniklerini harmanladıkları kontrolörlerini izleme ve tutunma görevleri için klasik PID, bulanık

PID ve gri öngörme²⁸ tabanlı kontrolör ile karşılaştırılarak önerilen kontrolörün olumlu yönlerine dikkat çekmişlerdir. Yang ve Hsu [30] bildirimlerinde 2E helikopter için yeni bir geriadımlama²⁹ tekniği tabanlı uyarlamalı kontrolör sunmuşlardır. Sistem parametrelerinin mevcut olmadığı kabul edilerek çevrim içi tahmin yapılmıştır. Kapalı çevrim sistemin kararlılığı Lyapunov teoremi temel alınarak yakınsak olarak tasarlanmıştır. Bir başka çalışmada [31] 2E helikopter için YSA ve genetik algoritmalar kullanarak, uyarlamalı dinamik doğrusal olmayan model evirme kontrol³⁰ kuralının geliştirilmesi amaçlanmıştır. Model evirme hataları olmadığına, genetik algoritmayla ayarlanmış bir PD kontrolör sistemin takip karakteristiğini geliştirmek için kullanılmıştır. Uyarlamalı bir sinir ağı elementi, model evirme hatalarını gidermek için kontrol sistemine entegre edilmiştir. Mahmoud, Marhaban ve Hong'un çalışması [32], 2E helikopter sisteminin doğrusalsızlığının ve bağlaşım³¹ etkilerinin üstesinden gelebilmek için ANFIS ve bulanık eksiltmeli sınıflandırma³² yöntemlerini kullanmıştır. Önce kontrol hedeflerini yerine getirecek dört adet bulanık kontrolör sunulmuş, ancak bu kontrol sistemlerinin hafıza ve işlem zamanı açısından yüksek talepleri göz önüne alınarak belirtilen yeni tekniklere başvurulmuş, elde edilen olumlu sonuçlar paylaşılmıştır. Diğer bir çalışma [33] bu kontrol problemini çözmek için bir beyincik model boğumlama³³ tabanlı kontrolör³³ kullanmıştır. YSA sistemlerinin bir türü olan bu önerilen kontrol sistemi hem klasik şekliyle hem de uyarlamalı olarak uygulanmıştır. Yazarlar kontrol donanımı olarak bir Altera Nios II FPGA'yı³⁴, C ve VHDL³⁵ komut dilleri ile kullanmışlardır. Inoue vd. [34] bir çalışmalarında, 2E helikopterin duruş kontrolü için yeni bir doğrusal olmayan uyarlamalı gürbüz ve doğrusal olmayan geribesleme bileşimi bir kontrol sistemi önermişlerdir. Juang, Lin ve Liu 2E helikopter ile ilgili bir kontrolör karşılaştırma çalışması yapmışlardır [35]. Karşılaştırma klasik ve akıllı kontrol yöntemlerini kapsamaktadır. Bu yöntemlere Ziegler-Nichols PID'si, kutup yerleştirme tekniği,

²⁸ İng. *Grey prediction*

²⁹ İng. *Backstepping*

³⁰ İng. *Model inversion control*

³¹ İng. *Coupling*

³² İng. *Subtractive clustering*

³³ İng. *Cerebellar model articulation controller (CMAC)*

³⁴ İng. *Field Programmable Gate Array (FPGA)*

³⁵ İng. *Very-high-speed integrated circuit hardware description language (VHDL)*

kazanç marjini ve faz marjini kuralı ile bir akıllı kontrol metodu dahildir. Çalışma sonucunda akıllı kontrol yönteminin klasik yöntemlere göre geçici hal ve yatışkın durum bakımından daha başarılı olduğu ifade edilmiştir. Agudelo vd. [36] yaptıkları çalışmada, bir 2E helikoptere uyguladıkları doğrusal ve bulanık kontrol tekniklerini sunmuşlardır. Yazarlar, çok değişkenli tanımlama yöntemleri kullanarak sistem için bir model tahmin etmişler ve sistemin bu doğrusal modelini kullanarak Doğrusal Karesel Gauss kontrolörü tasarlamışlardır. Ardından ise sisteme doğrusal matris eşitsizliği yaklaşımı³⁶ üzerinden bir bulanık kontrolör uygulamışlardır. Bulanık kontrolör sistemin birkaç farklı çalışma noktası için geçeli doğrusal modellerini içeren bir model seti temel alınarak tanımlanmıştır. Denenen bulanık kontrolör Tagaki-Sugeno tipi bulanık model kullanıyor olup paralel dağıtımlı denkleme³⁷ yaklaşımı ile geliştirilmiştir. Bir başka çalışma [37] girdi-çıkı geri beslemeli doğrusallaştırmayı³⁸ kullanarak tasarlanan bir kontrol yapısından bahsetmektedir. Tam ve kısmi girdi-çıkı doğrusallaştırmaları yapılmış ve bunlar arasında anahtarlama yapacak bir kural belirlenmiştir. Doğrusallaştırma, ilki doğrusal olmayan eyleyici için ve ikincisi tüm sistem için olmak üzere iki adımda gerçekleştirilmiştir. Benzer başka bir çalışma da yine tam geri beslemeli doğrusallaştırma ile kontrolör tasarımı üzerinde durmaktadır [38]. Islam vd. bir çalışmada [39] bulanık mantık ile hazırladıkları kontrolörlerini benzetimler üzerinden PID ve LQR³⁹ kontrolörler ile kıyaslamışlardır. Wen ve Lu [40], 2E helikopteri tek giriş tek çıkış iki sistem olarak ele alıp, sistem içerisinde var olan bağlaşımı bozucu olarak düşünerek iki tam hedef kontrolör⁴⁰ vasıtasıyla sistemi kontrolünü sağlama yöntemine gitmişlerdir. Yazarlar önerilen yöntemin geleneksel bir PID uygulamasına göre daha başarılı ve kolay olduğunu savunmaktadırlar. Tao, Taur ve Chen yaptıkları çalışmada [41], karmaşık doğrusal olmayan fonksiyonların doğrusal fonksiyonların kombinasyonu olarak ifadesiyle bir Tagaki-Sugeno sistem modellemesi gerçekleştirmişlerdir. Bu model üzerinden sistem için bir bulanık doğrusal karesel regülatör kontrolü tasarlanmış ve sistemin kararlılığı irdelenmiştir.

³⁶ İng. *Linear Matrix Inequality* (LMI)

³⁷ İng. *Parallel Distributed Compensation* (PDC)

³⁸ İng. *Input-output feedback linearization*

³⁹ İng. *Linear Quadratic Regulator* (LQR)

⁴⁰ İng. *Deadbeat controller*

Toha ve Tokhi [42], bir dinamik doğrusal olmayan evrik-model tabanlı kontrol⁴¹ sistemi önermişlerdir. Geliştirdikleri uyarlamalı modele bu model evirme kontrolünü uygulamışlardır. Kontrol cevabını iyileştirmek adına kontrol sistemine bir ANFIS yapısı eklenmiştir. Bir başka çalışmada Wang vd. [43], basitleştirilmiş bir genetik algoritma kullanarak 2E helikopteri denetleyen PID kontrolörlerin parametrelerinin otomatik bir şekilde üretilmesini içeren yeni bir taslak sunmuşlardır. Geçiş operasyonunda istenen geçiş noktasını bulmak için ardışık arama yöntemi⁴² kullanılmıştır. Sonuç olarak en uygun PID parametreleri ile benzetim ve deneyler yapılarak tetkikler tamamlanmıştır. Zarikian ve Serrani [44], Euler-Lagrange sistemlerinin izleme gerçekleştirmesini sağlayacak bir kontrolör tasarladıkları çalışmalarında, harici model tabanlı bozucuların engellemesi⁴³ üzerinde dururken, yaklaşımlarını 2E Helikopter üzerinde test etmektedirler. Sisteme rastgele izleme güzergahları vererek, harici model tabanlı yaklaşımları ile sistem girişinde ya da sensörlerde meydana gelen bilinmeyen harmonik bozucular engellenmeye çalışılmıştır. Diğer bir çalışma [45], helikopterin duruş kontrolünü gerçekleştirecek gerçek değerli genetik algoritma kullanan bir bulanık PID kontrolör sunmaktadır. Çalışmada gerçek zamanlı uygulamalar için Xilinx Spartan II SP200 tipi FPGA kullanılmış olup kodlama VHDL dili ile gerçekleştirilmiştir. Bir başka çalışma [46], bir hibrit bulanık PID tabanlı kontrol yapısı açıklamaktadır. Çalışma, önerilen kontrolör ile klasik bir PID'nin kıyaslamasını da içermektedir. Sonuç olarak değişik referans girdilerine rağmen hız ve doğruluk açısından önerilen yöntemin yeterli performansı sergilediği bildirilmektedir. Aynı yazarlar yaptıkları bu çalışmanın devamı olarak başka bir bildirimlerinde [47], geliştirdikleri bu kontrolün gerçek zamanlı uygulamalarına da yer vermişlerdir. Liu vd. 2E helikopter kontrolü ile ilgili bir çalışmalarında [48], PID için en uygun parametreleri bulmak adına optimal yöntem ile model indirgeme yöntemlerinin⁴⁴ bir kombinasyonunu önermektedirler. Çalışmada, çoklu-bölgeli kazançlar⁴⁵ ve türevleriyle oluşturulan bir bulanık kontrolörün izleme performansı ve hava akışından kaynaklanan bozucuların

⁴¹ İng. *Dynamic nonlinear inverse-model based control*

⁴² İng. *Sequential search method*

⁴³ İng. *External model-based disturbance rejection*

⁴⁴ İng. *Model reduced method*

⁴⁵ İng. *Multi-section gain*

giderilmesindeki kazanımlar sunulmuştur. Diğer bir çalışmada [49], 2E helikopterin izleme ve titreşim kontrollerinin yapılması üzerinde durulmuştur. Kontrol yapısının tasarlanmasında hem ileribesleme hem de geribesleme kavramlarından yararlanılmaktadır. Bir 4-darbe giriş şekillendiricinin⁴⁶ ileribesleme kontrolör olarak kullanılmasıyla sistemin tanımlanan titreşim modları dikkate alınarak sisteme uygulanan komut sinyali ön işleme tabi tutulmaktadır. Çalışmada iki kapalı çevrim denkleyci, biri PID diğeri ivme geribeslemeli PID olmak üzere kullanılmıştır. Ayrıca geribesleme denkleycilerinin parametre ayarı için genetik algorithmadan yararlanılmıştır. Jafarzadeh vd. sundukları bir bildiriye [50], 2E Helikopter kontrolü için yeni bir akıllı kontrol yaklaşımı üzerinde durmuşlardır. Yazarların, Beyin Duyarlı Öğrenme Tabanlı Akıllı Kontrol⁴⁷ (BDÖTAK) olarak duyurdukları yaklaşım, insan beyninin duyarlılık modelini temel almaktadır. Bu kontrolör, 2E helikopter sisteminin bir doğrusal olmayan modeli üzerinde uygulanmıştır. Ayrıca bildiriye sisteme bir de girdi-durum doğrusallaştırma yöntemi uygulanmış ve böylece önerilen akıllı kontrol yöntemi BDÖTAK ile bir klasik kontrol yöntemi arasında kıyaslamalar yapılmıştır. Mohamed vd. [51], içsel model kontrol⁴⁸ (İMK) stratejisinden yararlanarak bir gürbüz kontrolör tasarımı yapmışlardır. Çalışmada 2E Helikopter için İMK, İMK-PID ve kutup yerleştirme yöntemleri kıyaslanmış ve İMK-PID kontrolörünün etkinliğine dikkat çekilmiştir. Kaloust, Ham ve Qu'nun yaptığı çalışma [52], sistem kararlılığının Lyapunov'un doğrudan yönteminin kullanılmasıyla sağlanmasını içermektedir. Oluşturulan doğrusal olmayan gürbüz kontrol yöntemi için, yinelemeli⁴⁹ bir tasarım tekniği kullanılmıştır. Önerilen bu kontrol sisteminin yarı evrensel bir kararlılaştırma sağladığı görülmüştür. Diğer bir çalışma [53] ise 2E Helikopterin doğrusal olmayan bir L_2 kontrolör ile denetimini bildirmektedir. Önerilen bu kontrol yapısı bozuculara karşı gürbüz olacak şekilde tasarlanmıştır. Kontrolör, harici doğrusal olmayan PID'li bir kısmi geribesleme doğrusallaştırması yapısına sahiptir. Yazarlar, eksenler için birbirinden bağımsız olarak parametre ayarı yapma imkanı veren bir sistematik prosedür de önermektedir. Juang vd. yaptıkları bir çalışmada [54], bulanık anahtarlamalı gri öngörmeli PID

⁴⁶ İng. *4-impulse input shaper*

⁴⁷ İng. *Brain Emotional Learning Based Intelligent Control (BELBIC)*

⁴⁸ İng. *Internal Model Control (IMC)*

⁴⁹ İng. *Recursive*

kontrolör kullanılmıştır. Önerilen yapı, fark denklemlerinin gri öngörmesini geliştirmektedir. Çalışmada gerçek değerli genetik algoritma kullanılıp, hata ile zamandan oluşan bir fonksiyonun integrali ile oluşturulan *fitness* matrisinden yararlanılmıştır. Shaheed yaptığı bir çalışmada [55], 2E helikopter sistemini harici girişle doğrusal olmayan özbağlanımlı⁵⁰ işleme tabi tutarak YSA ile modellemiştir. Shaheed çalışmada, dört farklı tipte eşlenik gradyan algoritması⁵¹ kullanarak YSA eğitiminde performans karşılaştırması da yapmıştır. Yazarın kullandığı dört algoritma, Fletcher-Reeves eşlenik gradyan algoritması, Polak-Ribiere CGA, Powell-Beale yeniden başlama⁵² yöntemi ve son olarak ölçeklenmiş CGA'dır⁵³. Bir başka çalışma [56], gerçek değerli tipte genetik algoritma ile PID parametrelerinin eniyilenmesinde yeni bir yaklaşım önermiştir ve bu yöntemle 2E helikopterin kontrolü üzerinde durulmuştur. Tasarlanan kontrolör dört adet birbirinden bağımsız girişe sahip PID kontrolörden teşkil olmaktadır. Su vd. [57], yeni bir gürbüz kontrol sistemi önerdikleri çalışmalarında, bir ideal ters tümleyen kayan kipli kontrol kuralı tanımlamışlar ve daha sonra bir terminal kayan kipli kontrol ile ideal kontrolün pratikte gerçekleşen kontrole göre olan sapmasından kaynaklanan hatalar giderilmeye çalışılmıştır. Önerilen bu kontrol yaklaşımının gerçek zamanlı uygulamalar ile parametre belirsizlikleri ve harici bozuculara karşı başarımı irdelenmiştir. Diğer bir çalışma [58], \mathcal{H}_∞ yaklaşımı ile çevrim şekillendirme tasarım prosedürünün⁵⁴ sentezi olan bir kontrol yapısı oluşturmuşlardır. Bu kontrol yapısında sistemde mevcut olan bağlaşımları aşmak için Hadamard ağırlıkları⁵⁵ kullanılmıştır. Yu bildirdiği bir çalışmasında [59], 2E helikopter için bir gürbüz-optimal kontrolör tasarlamıştır. Helikopterin modeli, Tagaki-Sugeno bulanık yaklaşımı ile kestirilip, bir bulanık kontrolör tasarlamak için doğrusal matris eşitsizliği kullanılmıştır. Paralel dağıtımlı denkleyici vasıtasıyla, doğrusal olmayan bulanık kontrol DC motorların giriş voltajlarını düzenleyerek helikopterin izleme yapabilmesi sağlamıştır. Sistemin optimalitesi, doğrusal karesel yaklaşım ile bir maliyet fonksiyonu üzerinden tanımlanmıştır. Aynı yazar ve Liu diğer bir çalışmada [60], kayan kipli kontrol ve

⁵⁰ İng. *Nonlinear AutoRegressive process with eXternal input* (NARX)

⁵¹ İng. *Conjugate Gradient Algorithms* (CGAs)

⁵² İng. *Powell-Beale restarts*

⁵³ İng. *Scaled conjugate gradient algorithm*

⁵⁴ İng. *Loop-shaping design procedure* (LSDP)

⁵⁵ İng. *Hadamard weights*

doğrusal karesel düzenleyici kullanarak yeni bir uçuş kontrolörü sunmuşlardır. Doğrusal karesel düzenleyici ile sistemin eksen kontrolü sağlanmış olup, kayan kipli denetleyici ile de gürbüzlük garantilenmiştir. Bu şekilde bir optimal gürbüz kontrol tesis edilmiştir. Bir diğer bildiri [61], bir kararlı uyarlamalı model öngörülü kontrol yaklaşımı geliştirmeyi amaçlamaktadır. Kullanılan yöntem, çokluadım Newton-tipi kontrol stratejisi olarak bilinip, ancak formülasyonlarda orijinalinden farklı yaklaşımlara gidilmiştir. Sistemin doğrusal olmayan modeli, öngörme sırasında uyarlamalı olarak doğrusallaştırılmıştır. Doğrusallaştırma sadece kontrol sisteminin her örneklenmesinde değil, aynı zamanda her öngörme ufkunda⁵⁶ gerçekleştirilmiştir. Çalışma noktalarında doğrusallaştırma ile modeller elde edilmiş, doğrusal karesel hedef fonksiyonu tanımlanmış ve sistemin kararlılığını sağlamak için terminal eşitlik kısıtları⁵⁷ belirlenmiştir. Oluşturulan bu kontrol sistemi 2E helikopter üzerinde gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. Lu ve Wen'in [62], 2E helikopter üzerinde denedikleri yeni kontrol yöntemi, sistemi iki ayrı tek giriş tek çıkış sistem olarak kabul edip iki ayrı optimal zamanlı gürbüz kontrolör üzerinden sistem kontrolünü sağlamıştır. Yazarlar tasarladıkları kontrolörün, sistem parametrelerindeki %50 oranına kadar olan sapmaların üstesinden gelebildiğini ifade etmektedir.

1.4 Tezin İçeriği

Bu çalışmada 2E bir helikopterin kontrolü üzerinde durulmaktadır. İleride yer alan bölümlerde, gerçek zamanlı kontrol uygulamalarında kullanılan 2E helikopter düzeneğinin tanıtılmasının ardından, 2E helikopterin bir modeline yer verilmiştir. Bu modelin [16] kaynağında irdelendiği ve belirtildiği üzere avantajları nedeniyle Lagrange yöntemiyle elde edilmesi yoluna gidilmiştir. Sisteme uygulanacak kontrol yaklaşımlarından ilki olarak, sunulan literatür taramasında görüldüğü üzere araştırmacılar tarafından sıkça üzerinde durulmuş Bulanık Mantık tercih edilmiştir. İkinci kontrol yaklaşımı ise kontrol alanında büyük bir öneme sahip Lyapunov kararlılık ölçütünün iyi bir uygulayıcısı olan geriadımlama tekniği tercih edilmiştir. İncelenen üçüncü kontrol yaklaşımı bozuculara ve parametre belirsizliklerine karşı

⁵⁶ İng. *Prediction horizon*

⁵⁷ İng. *Terminal equality constraints*

gürbüzlüğü ile bilinen kayan kipli kontrol yöntemidir. Dördüncü yöntem, literatürde dinamik sistemler üzerinde kullanımına sıklıkla rastlanmayan, sistemin pasiflik özelliğini temel alan bir kontrol tekniğidir. İçerikte yer verilen son kontrol tekniği kayan kipli kontrol tekniğinin sistemin pasifliğinin sağlanması şartı altında tanımlandığı, pasiflik tabanlı kayan kipli kontrol olarak adlandırılan kontrol tekniğidir. Tezde son olarak, sunulan ve gerçek zamanlı performansları incelenen bu kontrol tekniklerinin karşılaştırılmasına yer verilmiştir.

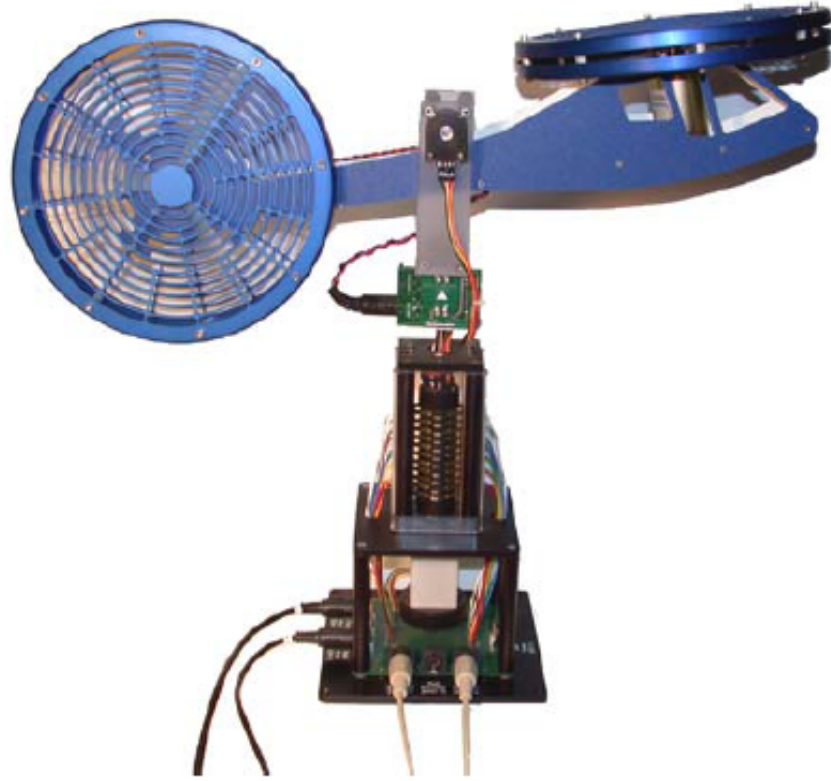
2 2E HELİKOPTER

2E Helikopterler daha önce vurgulandığı üzere bilinen helikopter sistemlerinininkine benzer dinamikleri laboratuvar ortamında öğrenci, eğitimci ve araştırmacılara sunan düzeneklerdir. Helikopterlerde bulunan eksenler arası bağlaşımın incelenmesine ve çözüm üretilmesine imkan sağlayan bu birimler, özellikle kontrol mühendisliği için tasarlanan kontrol yaklaşımlarının test edilmesi ve olgunlaştırılması aşamasında, sahip olduğu zorlayıcı dinamikler sebebiyle sıkça kullanılmaktadır. Birçok kontrol ve insansız hava araçları laboratuvarlarınca talep gören bu düzenek tipinin ticari olarak elde edilmesi mümkün olan en bilinenleri *Quanser*[®] (Kanada) ve *Feedback*[®] (İngiltere) firmaları tarafından üretilenlerdir. Giriş kısmında yer alan literatür taramasında görülecektir ki çalışmaların büyük bir bölümü bu firmaların ürünleri gerçekleştirilmiştir. Birkaç yayında araştırmacıların kendi geliştirdikleri sistemler ile çalışmalarını yürüttükleri de görülmektedir.

Bu bölümde bu tez çalışmasında kullanılan *Quanser*[®] 2E helikopter düzeneği ele alınacak ve ardından bu sistemin bir matematiksel modeli sunulacaktır.

2.1 2E Helikopter Sistemi

Bu çalışmada kullanılan *Quanser*[®] 2E helikopter düzeneği, Şekil 2.1'de görüldüğü üzere sabit bir taban üzerine yerleştirilmiş bir helikopter modelinden oluşmaktadır. Birbirine dik pozisyonda iki pervaneye sahip olan helikopter, biri büyük biri küçük iki adet DC motor ile sürülmektedir. Helikopterin yükselme ve alçalma hareketini diğer bir deyişle yunuslama hareketini sağlayan ana motor, 25V'a kadar giriş genliğine olanak veren büyük motordur. Modelin rotasını belirleyen kuyruk motoru ise maksimum 15 V genlikli giriş ile çalışan, ana motora oranla daha küçük bir motordur. Ana pervane ve kuyruk pervanesi güvenlik açısından metal bir kafes içerisinde dönüş hareketlerini gerçekleştirmektedirler.



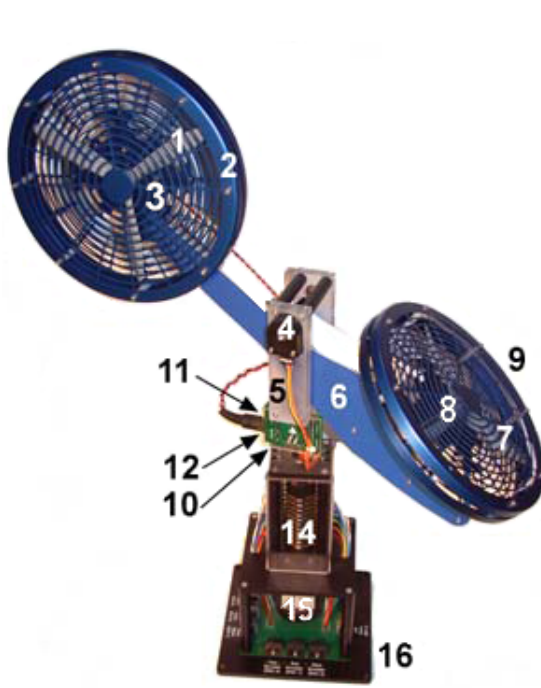
Şekil 2.1 Quanser® 2E helikopter düzeneği

Ana ve kuyruk motorları, pervaneleri ve pervane korumaları dayanıklı plastikten bir gövde üzerine tutturulmuştur. Bu gövde, ucunda açı ölçümünü sağlayan yüksek çözünürlüklü enkoder bulunan bir mile bağlı olarak havada yukarı aşağı serbest bir hareket gerçekleştirebilir. Bu hareket yatayla $-40,5^\circ$ ve 35° arasında sınırlıdır. Gövdenin bağlı olduğu mil ve yunuslama açısını ölçen enkoder Şekil 2.2.b'de 5 numaralı parça olarak görünen boyunduruğa bağlıdır. Bu boyunduruk mekanizması, sabit bir taban üzerinde bağlantı bilezikleri kullanan bir yapı ile bağlıdır. İletken bağlantı bilezikleri, helikopter gövdesindeki motorlara gönderilen sinyalleri ve enkoderden alınan açı bilgilerini, sabit taban ve hareketli helikopter gövdesi arasında herhangi bir kablolamaya ihtiyaç bırakmadan iletebilmektedir. Bu sayede helikopter gövdesi sabit taban üzerinde sınırsız olarak sağa ve sola dönebilmektedir. Bağlantı bileziklerinin çevrelediği silindirin merkezinde bulunan mile bağlı ikinci bir yüksek çözünürlüklü enkoder ile rota açısı ölçümü gerçekleştirilmektedir. Düzeneğe gelen

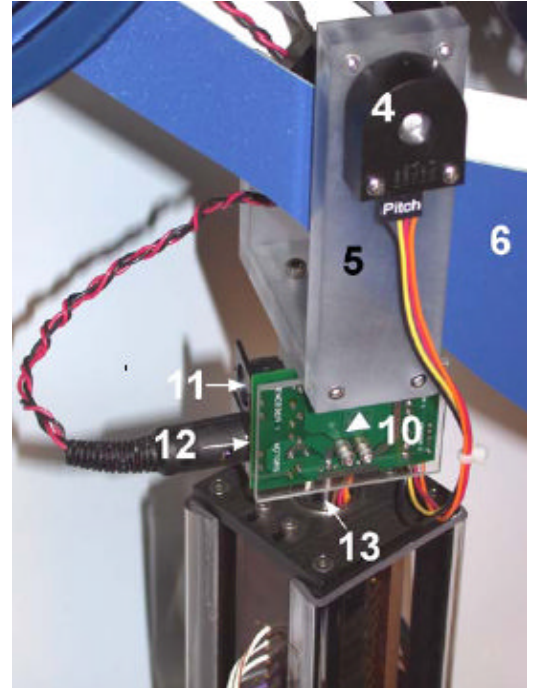
ve düzenekten çıkan tüm sinyaller sabit tabanın en altına yerleştirilmiş devre ile iletilmektedir. Düzeneği oluşturan tüm parçalar ayrıntılı olarak Çizelge 2.1 ile numaralandırılıp Şekil 2.2 ile gösterilmiştir.

Çizelge 2.1 2E helikopter düzeneğinin parçaları

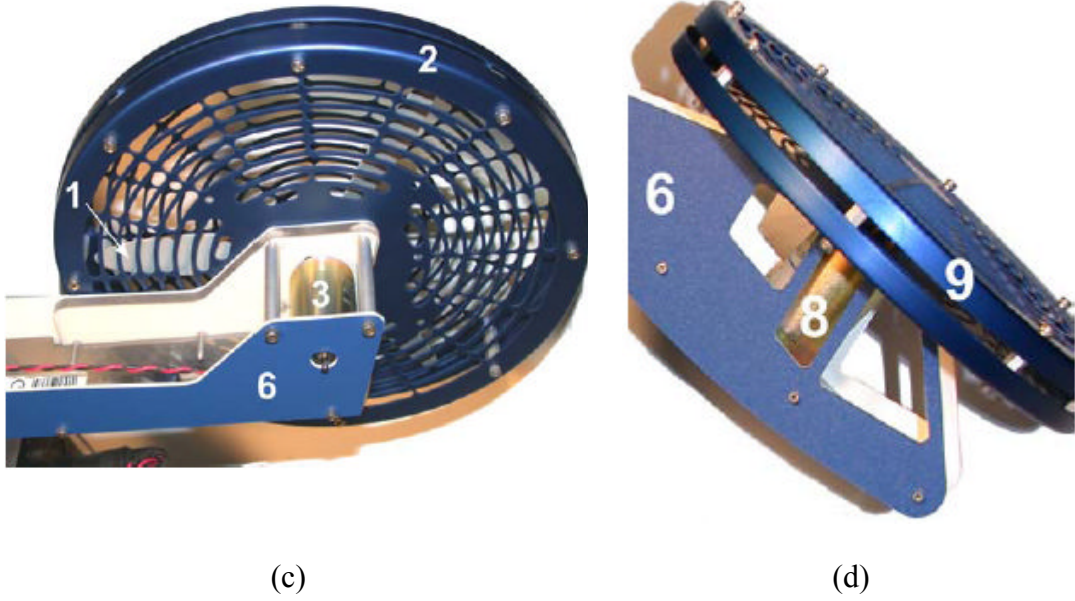
Numara	Parça	Numara	Parça
1	Kuyruk pervanesi	9	Ana pervane koruması
2	Kuyruk pervane koruması	10	Enkoder-motor devresi
3	Kuyruk motoru	11	Yedek enkoder çıkışı
4	Yunuslama açısı enkoderi	12	Motor güç bağlantısı
5	Boyunduruk	13	Rota hareketi metal şaftı
6	Helikopter gövdesi	14	Bağlantı bilezikleri
7	Ana pervane	15	Rota açısı enkoderi
8	Ana motor	16	Temel platform



(a)



(b)



Şekil 2.2 2E helikopterin parçaları (a) 2E helikopter düzeneği (b) Helikopter modelini tutan boyunduruk ve sabit tabana yerleştiği bağlantı bölgesi (c) Helikopterin kuyruk kısmı (d) Helikopterin ana motor kısmı

2E helikopter düzeneği ile bilgisayar arasındaki haberleşmeyi sağlayan donanım Şekil 2.3 ile gösterilmiştir. Bu donanım, helikopterden gelen yunuslama ve rota açılarının pozisyon bilgilerini bilgisayara, bilgisayarda üretilen ana ve kuyruk motorları gerilim sinyallerini helikoptere aktaran, yapısında A/D ve D/A çeviriciler ihtiva eden bir veri toplama kartıdır. Helikopter ve bilgisayar arasındaki haberleşme en yüksek 10KHz frekansında gerçekleşebilmektedir. En yüksek haberleşme hızı için, bilgisayar üzerinde çalışan kontrol sistem yazılımının 100 μ s içerisinde helikopter gönderilecek kontrol sinyalini hesaplayabilmesi gerekmektedir. Aksi durumda iletişim frekansı azaltılarak kontrolör yazılıma hesaplamalar için gerekli süre sağlanabilir. Helikopterin ana motoru, direnci 0,83 Ω ve akım-tork sabiti 0,0182 Nm/A olan bir *Pittman*[®] *Model 9234* motorudur. Kuyruk motoru ise bir *Faulhaber*[®] *Series 2842 Model 006C* olup bu motorun direnci 1,6 Ω ve akım-tork sabiti 0,0109 Nm/A'dir. Helikopterde *Graupner*[®] 20cm ve 15 cm tipi pervaneler sırasıyla ana pervane ve kuyruk pervanesi olarak kullanılmıştır. Bu pervanelerin saptanan itki-gerilim sabiti 1,04 N/V ana pervane için ve 0,43 N/V kuyruk motoru içindir. Yunuslama ve rota açılarını ölçen yüksek çözünürlüklü enkoderlerden yunuslama

enkoderi dönüş başına 4096, rota enkoderi 8192 sayım yapar. Bu durumda sistemin yunuslama açısı hassasiyeti 0,791 derece/sayım olup, rota açısı hassasiyeti 0,0439 derece/sayım'dır.



Şekil 2.3 2E Helikopter sistemi için veri toplama kartı

Veri toplama kartı, masaüstü bilgisayarlarla bir PCI kart aracılığı ile haberleşmektedir. Bilgisayar anakartına bağlanan bu PCI kart bilgisayar üzerinde yürütülen yazılım ile veri toplama kartı arasında senkronizasyonu sağlamaktadır. Haberleşmeyi sağlayan bu donanımların yanında *Wincon*[®] ve *RTX*[®] yazılımları ile de gerekli haberleşme protokolleri belirlenip uygulanmaktadır. *RTX*[®] yazılımı bilgisayar üzerindeki *Microsoft Windows*[®] işletim sistemine gerçek zamanlı uygulamalar için bir yetenek kazandırmakta olup, *Wincon*[®] yazılımı ise mevcut işletim sistemi üzerinde kullanılan kontrol yazılımının ürettiği ve talep ettiği verilerin aktarımını PCI kartı aracılığı ile sağlamaktadır. Kontrol sistemlerini tasarlamak üzere kullanılan yazılım *MATLAB/Simulink*[®]'tir. Bu yazılım üzerinde, blok diyagramlar ve komut dosyaları ile tasarımı yapılan kontrol sistemi *Microsoft Visual C++*[®] ile derlenmektedir.

2.2 2E Helikopter Modeli

Dinamik sistemlerin matematiksel modelleri, başarılı kontrolörlerin tasarlanmasında önemli bir rol oynamaktadır. Model tabanlı kontrolörler ile sistemin kontrolünden yeterli verimi alabilmek için detaylı bir model en önemli ihtiyaçtır. Diğer taraftan model tabanlı olmayan kontrol yöntemleri için, benzetimler aracılığı ile kontrolörün gerçek zamanlı uygulamalara hazırlanma ve olgunlaştırılma sürecinde, tasarlanan kontrolörün istenen gerçekçiliğe ulaşabilmesi, bu matematiksel modellerin sistemi tasvir edebilme derecesine bağlıdır.

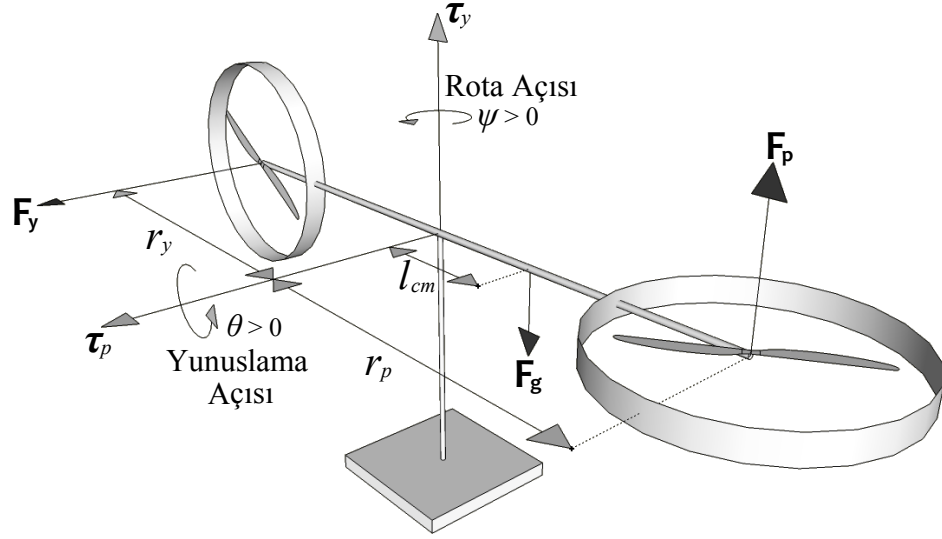
Analitik yöntemler ile dinamik sistemlerin matematiksel modelini oluşturma hususunda genel geçer iki yöntem vardır. Bu yöntemlerden birincisi Newton yöntemi olarak bilenen, sistem üzerine etkiyen kuvvetlerin ifade edilmesine dayanan bir yöntemdir. İkinci yöntem ise Lagrange yöntemi olarak anılan, Euler-Lagrange denklemlerinden yola çıkarak sistemin potansiyel ve kinetik enerjisini ifade etmeyi temel alan bir yaklaşımdır. Bu bağlamda matematiksel model başarımının önemi dikkate alınarak bu çalışmada, Rahideh ve Shaheed'in de bir bildirimlerinde [16] belirttikleri üzere, Newton yöntemine göre avantajları olması sebebiyle, Lagrange yöntemi kullanılarak oluşturulan bir matematiksel model esas alınmıştır.

2E helikopter için yunuslama açısı⁵⁸ (θ), helikopter burnunun, yukarı hareket pozitif, aşağı hareket negatif yönlü olmak üzere yatayla yaptığı açıdır. Rota açısı⁵⁹ (ψ) ise helikopter gövdesinin, saat yönünde hareket pozitif, saatin tersi yönünde hareket negatif olmak üzere başlangıç pozisyonuna göre sağa sola dönerek yaptığı açı olarak tanımlanmıştır. Helikopter burnunun alçalabildiği en düşük açı yataya göre -40.5 derece olup, gerçek zamanlı uygulamalarda başlangıç koşulu da aynı değerdir. Helikopter burnunun yükselebileceği en yüksek açı ise yatayla 35 derecedir. Bu durumda 2E helikopterin yunuslama açısı için başlangıç koşulu $\theta_0 = -40.5^\circ$, çalışma aralığı ise $-40.5^\circ \leq \theta \leq 35^\circ$ 'dir. Rota açısı için daha önce değinildiği üzere herhangi bir sınırlama yoktur. Helikopter gövdesi kendi etrafında sınırsız olarak

⁵⁸ İng. *Pitch angle*

⁵⁹ İng. *Yaw angle*

dönebilmektedir ($|\psi| \leq 360^\circ$). Gerçek zamanlı uygulamalarda rota açısı başlangıç değeri ise her zaman $\psi_0=0^\circ$ olarak kabul edilmektedir. 2E helikopter sisteminin dinamik modeli Şekil 2.4 ile verilmiştir.



Şekil 2.4 2E Helikopter sisteminin dinamik modeli

Sistemi üreticisi tarafından da [63] kaynağında detaylıca incelenen 2E helikopter sisteminin modeli için geliştirilmiş koordinatlar ya da diğer adıyla Lagrange koordinatları ve koordinatların birinci derece zamana göre türevi,

$$q = [\theta \quad \psi] \quad (1)$$

$$\dot{q} = \frac{dq}{dt} = [\dot{\theta} \quad \dot{\psi}] \quad (2)$$

olarak tanımlanmaktadır. Helikopterin ağırlık merkezini xyz kartezyen koordinat sisteminde yunuslama (θ) ve rota (ψ) açıları gözetilerek tarif etmek gereklidir. Temel koordinat sistemi O_0 , helikopterin dönme noktası olan aynı zamanda yunuslama ve rota açılarının merkezi olan pivot noktasına konuşlanmıştır. Koordinat sistemi O_3 ise helikopterin ağırlık merkezi orijinlidir. Bu durumda ihtiyaç bir koordinatlar arası dönüştürme matrisidir. Dönüştürme işlemi üç aşamada tamamlanacaktır. Bunun için O_0 koordinat sistemini rota açısı etrafında döndürerek O_1 koordinat sistemine, O_1

koordinat sistemi yunuslama açısı etrafında döndürülerek O_2 koordinat sistemine, O_2 koordinat sistemi pivot noktasından ağırlık merkezine kaydırılarak O_3 koordinat sistemine dönüştürülecektir. O_0 koordinat sistemini O_1 koordinat sistemine dönüştüren matris,

$$T_{O_0 \rightarrow O_1} = \begin{bmatrix} \cos(\psi(t)) & \sin(\psi(t)) & 0 & 0 \\ -\sin(\psi(t)) & \cos(\psi(t)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

O_1 koordinat sistemini O_2 koordinat sistemine dönüştüren matris,

$$T_{O_1 \rightarrow O_2} = \begin{bmatrix} \cos(\theta(t)) & 0 & -\sin(\theta(t)) & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin(\theta(t)) & 0 & \cos(\theta(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

O_2 koordinat sistemini O_3 koordinat sistemine dönüştüren matris,

$$T_{O_2 \rightarrow O_3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & l_{cm} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

burada l_{cm} helikopterin ağırlık merkezinin dönme merkezine olan uzaklığıdır. Bu durumda O_0 koordinat sistemini O_3 koordinat sistemine dönüştüren matris şöyledir.

$$\begin{aligned} T_{O_0 \rightarrow O_3} &= \begin{bmatrix} \cos(\psi(t)) & \sin(\psi(t)) & 0 & 0 \\ -\sin(\psi(t)) & \cos(\psi(t)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta(t)) & 0 & -\sin(\theta(t)) & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin(\theta(t)) & 0 & \cos(\theta(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & l_{cm} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\psi(t))\cos(\theta(t)) & \sin(\psi(t)) & -\cos(\psi(t))\sin(\theta(t)) & \cos(\psi(t))\cos(\theta(t))l_{cm} \\ -\sin(\psi(t))\cos(\theta(t)) & \cos(\psi(t)) & \sin(\psi(t))\sin(\theta(t)) & -\sin(\psi(t))\cos(\theta(t))l_{cm} \\ \sin(\theta(t)) & 0 & \cos(\theta(t)) & \sin(\theta(t))l_{cm} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6) \end{aligned}$$

2E helikopterin üç boyutlu Kartezyen koordinat sisteminde ağırlık merkezinin yeri

$$x_{cm} = \cos(\psi(t)) \cos(\theta(t)) l_{cm} \quad (7)$$

$$y_{cm} = -\sin(\psi(t)) \cos(\theta(t)) l_{cm} \quad (8)$$

$$z_{cm} = \sin(\theta(t)) l_{cm} \quad (9)$$

Kartezyen koordinatlarda ağırlık merkezinin hızı

$$\dot{x}_{cm} = -\sin(\psi(t)) \dot{\psi}(t) \cos(\theta(t)) l_{cm} - \cos(\psi(t)) \sin(\theta(t)) \dot{\theta}(t) l_{cm} \quad (10)$$

$$\dot{y}_{cm} = -\cos(\psi(t)) \dot{\psi}(t) \cos(\theta(t)) l_{cm} + \sin(\psi(t)) \sin(\theta(t)) \dot{\theta}(t) l_{cm} \quad (11)$$

$$\dot{z}_{cm} = \cos(\theta(t)) \dot{\theta}(t) l_{cm} \quad (12)$$

Burada daha önce belirttiğimiz yön konvansiyonları

$$\theta = 0 \quad ; \text{ helikopterin yatay pozisyonda olduğunu} \quad (13)$$

$$0 < \dot{\theta}(t) \quad ; \text{ yunuslama açısı için saat yönünün tersini} \quad (14)$$

$$0 < \dot{\psi}(t) \quad ; \text{ rota açısı için saat yönünü} \quad (15)$$

ifade edecek şekilde tanımlanmaktadır.

Sistemin Lagrange'ının hesaplanabilmesi için sistemin toplam potansiyel enerji ve toplam kinetik enerji ifadelerine ihtiyaç vardır. Sistemin toplam potansiyel enerjisi (V_T), helikopterin potansiyel enerjisi (V_g) ve toplam elastik potansiyel enerjisinin (V_e) toplamıdır.

$$V_e = 0 \quad (16)$$

$$V_g = m_h g \sin(\theta(t)) l_{cm} \quad (17)$$

$$V_T = V_g + V_e = m_h g \sin(\theta(t)) l_{cm} \quad (18)$$

Burada m_h helikopterin kütlesi, g yerçekimi ivmesidir. Sistemin toplam kinetik enerjisi T_T ,

$$T_T = T_{r,\theta} + T_{r,\psi} + T_t \quad (19)$$

$$T_{r,\theta} = \frac{1}{2} J_p \left(\frac{d}{dt} \theta(t) \right)^2 \quad (20)$$

$$T_{r,\psi} = \frac{1}{2} J_y \left(\frac{d}{dt} \psi(t) \right)^2 \quad (21)$$

$$T_t = \frac{1}{2} m_h \sqrt{\dot{x}_{cm}^2 + \dot{y}_{cm}^2 + \dot{z}_{cm}^2} \quad (22)$$

$T_{r,\theta}$ yunuslama dönüş kinetik enerjisini⁶⁰, $T_{r,\psi}$ rota dönüş kinetik enerjisini, J_p ve J_y sırasıyla yunuslama ve rota eksenleri için tüm helikopter parçalarını kapsayan eşdeğer eylemsizlik momentlerini ifade etmektedirler. T_t ise (7), (8) ve (9) ile verilen ağırlık merkezinin üç boyutta hız ifadelerinden oluşan dönüşümsel kinetik enerjidir⁶¹. Bu durumda T_t 'nin tam ifadesi

$$\begin{aligned} T_t = & \frac{1}{2} m_h \left(\left(-\sin(\psi(t)) \dot{\psi}(t) \cos(\theta(t)) l_{cm} - \cos(\psi(t)) \sin(\theta(t)) \dot{\theta}(t) l_{cm} \right)^2 \right. \\ & \left. + \left(-\cos(\psi(t)) \dot{\psi}(t) \cos(\theta(t)) l_{cm} + \sin(\psi(t)) \sin(\theta(t)) \dot{\theta}(t) l_{cm} \right)^2 \right. \\ & \left. + \cos(\theta(t))^2 \left(\dot{\theta}(t) \right)^2 l_{cm}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (23) \end{aligned}$$

şeklinindedir. Böylece sistemin kinetik ve potansiyel enerjileri ifadelendirilmiştir.

⁶⁰ İng. *Rotational kinetic energy*

⁶¹ İng. *Translational kinetic energy*

Euler-Langrange eşitlikleri yardımıyla sistemin doğrusal olmayan hareket denklemleri, L Langrange değişkeni sistemin kinetik ve potansiyel enerjisinin farkı olmak üzere $L = T_T - V_T$, (24) ve (25) eşitliklerindeki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = Q_\theta \quad (24)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\psi}} - \frac{\partial L}{\partial \psi} = Q_\psi \quad (25)$$

Sistemin genelleştirilmiş kuvvetleri Q_θ ve Q_ψ sırasıyla yunuslama ve rota açıları için

$$Q_\theta = \tau_p (V_{m,p}, V_{m,y}) - B_p \dot{\theta} \quad (26)$$

$$Q_\psi = \tau_y (V_{m,p}, V_{m,y}) - B_y \dot{\psi} \quad (27)$$

olarak tanımlanmıştır. İfadelerde yer alan p alt indisi yunuslama açısını, y alt indisi ise rota açısını simgelemektedir. B_p ve B_y yunuslama ve rota açısı için viskoz dönme sürtünmelerini, τ_p ve τ_y yunuslama ve rota eksenlerine etkileyen dönme momentlerini simgelemektedir. Dönme momentleri helikopterin ana motor giriş geriliminin ($V_{m,p}$) ve kuyruk motoru giriş geriliminin ($V_{m,y}$) birer fonksiyonlarıdır. Helikopter sisteminde mevcut olan eksenler arası bağlaşım nedeniyle bir eksen üzerine etkileyen dönme momentinin ifadesinde helikopterin her iki motorunun giriş gerilimi de yer alır. Dönme momentlerinin ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$\tau_p (V_{m,p}, V_{m,y}) = K_{pp}(\theta) V_{m,p} + K_{py} V_{m,y} \quad (28)$$

$$\tau_y (V_{m,p}, V_{m,y}) = K_{yp} V_{m,p} + K_{yy} V_{m,y} \quad (29)$$

İfadede yer alan K_{pp} parametresi helikopter ana motorunun giriş geriliminin, yunuslama ekseninde oluşturduğu dönme momentini ifade eden bir fonksiyondur. Diğer parametreler K_{py} , K_{yp} ve K_{yy} sabit değerler olduğu halde, doğrusalsızlığı

nedeniyle K_{pp} parametresi için ikinci dereceden θ cinsinden bir polinom ile model geliştirilmiştir. Diğer sabit parametreler Çizelge 2.1 ile listelenmiştir.

$$K_{pp}(\theta) = -9.535 \cdot 10^{-6} \theta^2 - 7.281 \cdot 10^{-4} \theta + 0.1624 \quad (30)$$

Verilen Euler-Lagrange denklemleri (24,25), kinetik ve potansiyel enerji ifadeleri (18,19) ve genelleştirilmiş kuvvetler (26,27) dikkate alınarak yapılacak matematiksel çıkarımlarla aşağıda verilen 2E helikopterin sırasıyla yunuslama ve rota açılarında doğrusal olmayan hareket denklemleri elde edilir.

$$\begin{aligned} (J_p + m_h l_{cm}^2) \ddot{\theta} &= K_{pp}(\theta) V_{m,p} + K_{py} V_{m,y} \\ &\quad - B_p \dot{\theta} - m_h l_{cm}^2 \sin(\theta) \cos(\theta) \dot{\psi}^2 - m_h g l_{cm} \cos(\theta) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} (J_y + m_h l_{cm}^2 \cos^2(\theta)) \ddot{\psi} &= K_{yp} V_{m,p} + K_{yy} V_{m,y} \\ &\quad - B_y \dot{\psi} - 2m_h l_{cm}^2 \sin(\theta) \cos(\theta) \dot{\theta} \dot{\psi} \end{aligned} \quad (32)$$

Sistemin hareket denklemleri durum uzayı formunda aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(\theta, \psi) + g(\theta)u \end{aligned} \quad (33)$$

Burada yer alan durum değişkenleri ve diğer değişkenler aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$x_1 = \begin{bmatrix} \theta \\ \psi \end{bmatrix} \quad x_2 = \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} V_{m,p} \\ V_{m,y} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$g(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{K_{pp}}{J_p + m_h l_{cm}^2} & \frac{K_{py}}{J_p + m_h l_{cm}^2} \\ \frac{K_{yp}}{J_y + m_h l_{cm}^2 \cos(\theta^2)} & \frac{K_{yy}}{J_y + m_h l_{cm}^2 \cos(\theta^2)} \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$f(\theta, \psi) = \begin{bmatrix} \frac{-B_p \dot{\theta} - m_h l_{cm}^2 \sin(\theta) \cos(\theta) \dot{\psi}^2 - m_h g l_{cm} \cos(\theta)}{J_p + m_h l_{cm}^2} \\ \frac{-B_y \dot{\psi} - 2m_h l_{cm}^2 \sin(\theta) \cos(\theta) \dot{\theta} \dot{\psi}}{J_y + m_h l_{cm}^2 \cos(\theta^2)} \end{bmatrix} \quad (36)$$

Kullanılan parametreler, açıklamaları ve değerleriyle Çizelge 2.2 ile listelenmiştir.

Çizelge 2.2 2E helikopteri betimleyen parametreler

Sembol	Açıklama	Değer
B_p	Viskoz sürtünme (yunuslama eksenini)	0.8000 N/V
B_y	Viskoz sürtünme (rota eksenini)	0.3180 N/V
g	Yerçekimi ivmesi	9.8100 m/s^2
J_p	Eylemsizlik momenti (yun. eks.)	0.0384 $kg \cdot m^2$
J_y	Eylemsizlik momenti (rota eks.)	0.0432 $kg \cdot m^2$
m_h	Helikopterin kütlesi	1.3872 kg
r_p	Pivot noktası-yunuslama motoru mesafesi	0.1969 m
r_y	Pivot noktası-rota motoru mesafesi	0.1683 m
l_{cm}	Ağırlık merkezinin uzaklığı	0.1857 m
K_{pp}	Gerilim – burgu ilişkisi (yunuslama eksenine ön motorun etkisi için)	(30)'a $N \cdot m/V$ bakın.
K_{py}	Gerilim – burgu ilişkisi (rota eksenine ön motorun etkisi için)	0.0068 $N \cdot m/V$
K_{yp}	Gerilim – burgu ilişkisi (yunuslama eksenine arka motorun etkisi için)	0.0219 $N \cdot m/V$
K_{yy}	Gerilim – burgu ilişkisi (rota eksenine, arka motorun etkisi için)	0.0720 $N \cdot m/V$

3 2E HELİKOPTER KONTROLÜ

Sisteme uygulanacak kontrol yaklaşımlarından ilki olarak, sunulan literatür taramasında görüldüğü üzere araştırmacıların sıkça değindiği Bulanık Mantık tercih edilmiştir. İkinci kontrol yaklaşımı ise kontrol alanında büyük bir öneme sahip Lyapunov kararlılık ölçütünün iyi bir uygulayıcısı olan geriadımlama tekniği tercih edilmiştir. İncelenecek üçüncü kontrol yaklaşımı bozuculara ve parametre belirsizliklerine karşı gürbüzlüğü ile bilinen kayan kipli kontrol yöntemidir. Dördüncü yöntem, literatürde dinamik sistemler üzerinde kullanımına sıklıkla rastlanmayan, sistemin pasiflik özelliğini temel alan bir kontrol tekniğidir. İçerikte yer verilen son kontrol tekniği kayan kipli kontrol tekniğinin sistemin pasifliğinin sağlanması şartı altında tanımlandığı, pasiflik tabanlı kayan kipli kontrol olarak adlandırılan kontrol tekniğidir. Tezde son olarak, sunulan ve gerçek zamanlı performansları incelenen bu kontrol tekniklerinin karşılaştırmasına yer verilmiştir.

3.1 Bulanık Kontrol

Bulanık mantık [64] ilk olarak Prof. Zadeh tarafından 1960'lı yıllarda önerilmiş, birçok farklı bilim alanında kullanılan dilsel bir tekniktir. Bulanık kontrol, bir kural tabanı oluşturan bir takım dilsel değişkenler kullanarak, sistem davranışları üzerinden kontrol işlemine olanak veren küme tabanlı bir kontrol tekniğidir. Uygun şekilde tasarlanmış bir çıkarım sistemi sayesinde kesin girişler kesin çıkışlara eşlenir. Bilginin bulanık kontrolör üzerinden akışında maruz kaldığı bulanıklaştırma ve netleştirme aşamaları, tasarımcıya birçok farklı olasılık arasından seçim imkanı vermektedir. Kural tabanının hassasiyeti ve çıkarım şekli tasarımcıya ayrıca esneklik sağlayabilmektedir. Bulanık kontrolün geleneksel kontrol yaklaşımlarına göre temel avantajı dilsel tanımları kullanarak sistem dinamiği ve onun karmaşıklığının tasarıma yansıttığı güçlükleri rahatlıkla aşabilmesidir. Bu yönüyle biyokimyasal süreç denetiminde, asansör sistemlerinde, hızlı tren ve ABS fren sistemlerinde, robotik ve havacılıkta, ses ve görüntü işleme problemlerinde başarıyla kullanılan bir yaklaşım olan bulanık mantık, bu çalışmada 2E helikopter kontrolünde kullanılmaktadır. Bu teknik vasıtasıyla helikopter sisteminin doğrusal olmayan dinamikleri ve yapısal

olarak barındırdığı ileri dereceli bağlaşımlar kolaylıkla aşılmaktadır. Bu çalışmada, kontrolörün bulanık mantık tekniği ile oluşturulmasıyla aşılacak bu güçlüklerin, kaynak [36]'da 2E helikopter modelinin bulanık mantık tekniği ile doğrusallaştırılmasıyla aşılabileceği de ortaya konmakta olup, bulanık denetimle ilgili ayrıntılı bir çalışma [65] kaynağında ve doğrusalsızlıklar içeren bir DC motor sistemi için bulanık denetleyicinin diğer bazı denetim yaklaşımlarıyla mukayesesi [66] kaynağında mevcuttur.

3.1.1 Bulanık Kontrolör Tasarımı

Bu çalışma, yunuslama ve rota açılarının her birine özel iki bulanık kontrolör ile bir izleme görevi başarmayı amaçlamaktadır. Bir eksenindeki hareketin diğer eksene bozucu olarak yansıdığı bu durumda, kontrol sisteminin gürbüz bir yapıya sahip olması, sistemin kontrolü için olmazsa olmaz bir gerekliliktir. Tasarlanan Tagaki-Sugeno-Kang tipi bulanık kontrolörün giriş çıkış ilişkisi, aşağıdaki bulanık taban fonksiyonu ile verilmektedir.

$$u_{(p,y)} = \frac{\sum_{i=1}^R y_{i;(p,y)} \prod_{j=1}^m \mu_{ij;(p,y)}(e_{j;(p,y)})}{\sum_{i=1}^R \prod_{j=1}^m \mu_{ij;(p,y)}(e_{j;(p,y)})} \quad (37)$$

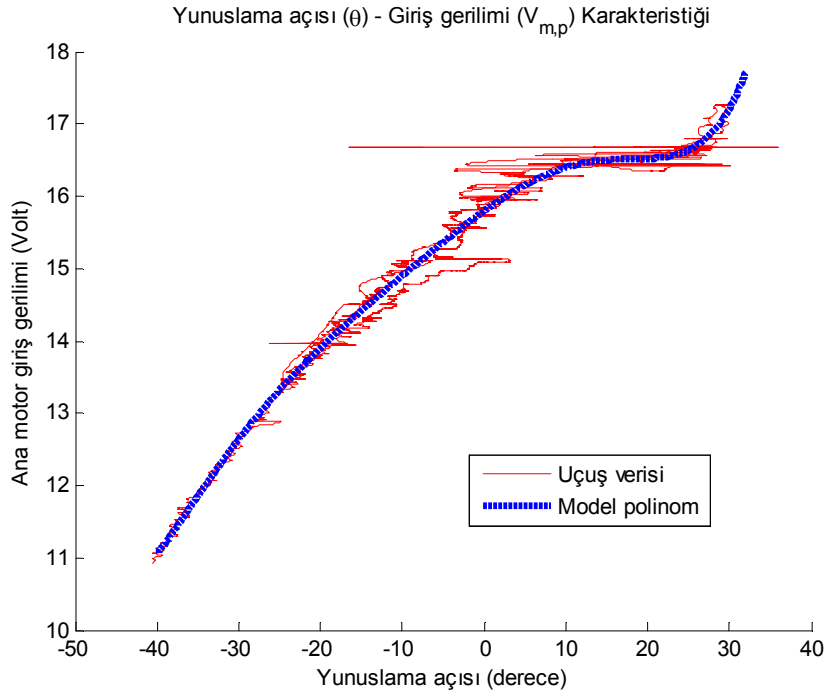
Burada p ve y alt indisleri kontrolörün sırasıyla yunuslama açısına ya da rota açısına ait olduğunu göstermektedir. Ayrıca biri izleme hatası diğeri izleme hatasının türevi olmak üzere $m=2$ 'dir. Açısal pozisyon hataları $e_{1,p}$ ve $e_{1,y}$ ile, açısal hız hataları $e_{2,p}$ ve $e_{2,y}$ ile simgelenmektedir. Yunuslama ve rota açıları için üyelik fonksiyonları ise $\mu_{ij,p}$ ve $\mu_{ij,y}$ ile gösterilmiştir. Her iki kontrolör de üçgensel üyelik fonksiyonlarıyla tasvir edilmiş $R = 25$ kuralla oluşturulmuştur. Tasarlanan bulanık kontrolörlerin girişleri açısal pozisyon ve hız hatalarından teşkil olmaktadır. Yunuslama açısı kontrolörünün girişleri $e_{1,p}$, $e_{2,p}$, rota açısı kontrolörünün girişleri $e_{1,y}$, $e_{2,y}$ 'dir. Sonuç olarak kontrolörlerden u_p ve u_y kontrol sinyalleri sırasıyla yunuslama ve rota açıları için ana motora ve kuyruk motoruna uygulanacak motor giriş gerilimleri olarak

üretilmektedir. Yunuslama ve rota açıları için kural tabanının yapısı aşağıda verildiği gibidir.

EĞER $e_{1,p} \in P_p$ ve $e_{2,p} \in Q_p$ **O HALDE** $u_p = y_{i,p}$ $i = 1, 2, \dots, R$

EĞER $e_{1,y} \in P_y$ ve $e_{2,y} \in Q_y$ **O HALDE** $u_y = y_{i,y}$ $i = 1, 2, \dots, R$

Ana motoru sürmek için gerekli kontrol sinyallerinin üretilmesinde, hem yunuslama açısı hem de yunuslama açısı izleme hatası önem taşımaktadır. Daha açık şekilde söylemek gerekirse, ana motora verilmesi gereken giriş voltajı, helikopter burnunu yukarı bir pozisyonda tutmak için daha yüksek, aşağı bir pozisyonda tutmak için daha az olmalıdır. Yani 2E helikopterin yunuslama açısı davranışı yatayın üzerinde ve yatayın altında simetrik olmayıp, izleme hatası olmadığı durumda bile helikopterin yunuslama açısı dikkate alınarak motor giriş sinyalinde bir ayarlama yapılmalıdır. Bu durumda elde edilecek bulanık kontrol yüzeyi de asimetrik olacaktır. Buna bağlı olarak, yunuslama kontrolörünün netleştirme parametreleri ($y_{i,p}$), Şekil 3.1 ile verilen deneysel olarak elde edilmiş bir aç-gerilim karakteristiği üzerinden üretilmiştir.



Şekil 3.1 2E Helikopter sistemi için veri toplama kartı

Bu karakteristik bir dizi açık çevrim gerçek zamanlı uygulamanın ardından elde edilmiş olup, ana motorun girişine uygulanan gerilim sonucunda oluşan yatışkın durum için yunuslama açısını gösterir. Bu karakteristiğe, altıncı dereceden bir polinomla (38) yaklaşılmaya çalışılıp, netleştirme parametreleri sistem üzerinde yapılan deneyler sonucunda bu polinom kullanılarak (39) ile verildiği gibi belirlenmiştir. (39) eşitliğinde bulanık mantık kontrolün standart uygulamalarından farklı olarak, doğrusal olmayan bir $p(x)$ eğrisi kullanarak yukarıda belirtilen asimetri sağlanmıştır.

$$p(x) = 1.153 \cdot 10^{-9} \theta^6 + 6.621 \cdot 10^{-8} \theta^5 - 5.047 \cdot 10^{-7} \theta^4 - 6.48 \cdot 10^{-5} \theta^3 - 0.00144 \theta^2 + 0.08096 \theta + 15.79 \quad (38)$$

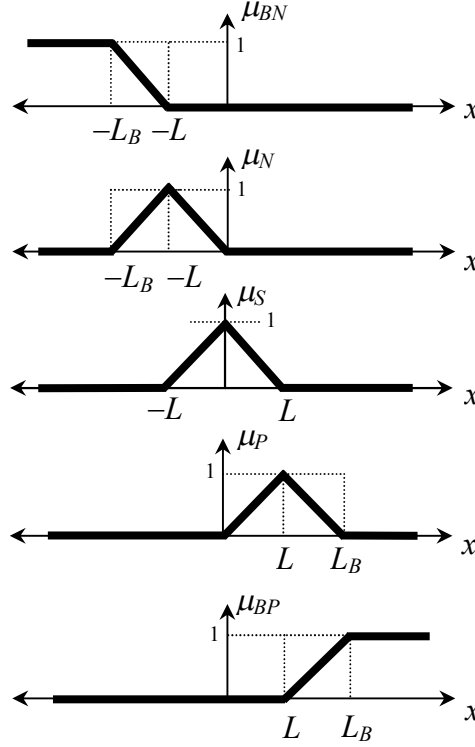
$$y_p = p(x) + \begin{bmatrix} 10 & 9 & 8 & 6 & -1.5 & 4.5 & 3 & 2 & 0 \\ -2.5 & 2 & 0.5 & 0 & -0.4 & -1.5 & 1.5 & -0.3 \\ -1.5 & -2.5 & -4 & 1 & -5 & -8 & -9 & -10 \end{bmatrix}^T \quad (39)$$

Rota kontrolörünün netleştirme parametreleri ($y_{i,y}$) ise sistem davranışının yunuslama açısındaki tersine bu açıda neredeyse simetrik olmasından dolayı deneysel tecrübelerle belirlenmiş doğrudan sabit değerler kullanarak (40) ile verildiği gibi seçilmişlerdir. Bu durumda oluşacak kontrol yüzeyi ise simetrik olacaktır.

$$y_y = \begin{bmatrix} -15 & -14 & -13 & -12 & -11 & -13 & -11 & -9 & -8 \\ -7 & -9 & -6.5 & -6 & -5.5 & -3 & -5 & -4 \\ -3 & -1.2 & -0.6 & -3.5 & -1.5 & -1 & -0.8 & -0.5 \end{bmatrix}^T \quad (40)$$

Yunuslama ve rota kontrolörleri netleştirme parametreleri için yapılan bu seçimler motorların giriş gerilimleri aşılmayacak şekilde düzenlenmiştir. Bu giriş gerilimleri ana motor için $[0V, 24V]$, kuyruk motoru için $[-15V, 0V]$ arasındadır. Yerçekimi kuvveti (F_g), ana motor giriş gerilimi 11V civarında iken helikopter dengelenir ve havalanmaya başlar. Yani bu gerilim değerinin altında iken helikopter iniş yapar. Benzer şekilde bir durum rota açısı için geçerlidir. Helikopterin ana pervanesinin dönüşünün rota eksenine uyguladığı dönme momenti helikopterin rota açısının

artmasını sağladığı için, kuyruk motoruna pozitif değerli gerilim uygulamaya gerek kalmamaktadır. Eşitlik (37)'de kullanılan üyelik fonksiyonları ($\mu_{ij,p}, \mu_{ij,y}$) Şekil 3.2 ile tasvir edilmiştir.



Şekil 3.2 Üyelik fonksiyonları

Üyelik fonksiyonlarının matematiksel tanımları (41) ve (45) arasında ilgili dilsel değişkenler ile verilmiştir. Dilsel değişkenler, Büyük Negatif (BN), Negatif (N), Sıfır (S), Pozitif (P) ve Büyük Pozitif (BP) olarak alt indislerde kısaltılmışlardır.

$$\mu_{BN}(x) = \max\left(\min\left(-\frac{x+L}{L_B-L}, 1\right), 0\right) \quad (41)$$

$$\mu_N(x) = \max\left(\min\left(-\frac{x}{L}, \frac{x+L_B}{L_B-L}\right), 0\right) \quad (42)$$

$$\mu_Z(x) = \max\left(\min\left(1+\frac{x}{L}, 1-\frac{x}{L}\right), 0\right) \quad (43)$$

$$\mu_P(x) = \max\left(\min\left(\frac{x}{L}, -\frac{x-L_B}{L_B-L}\right), 0\right) \quad (44)$$

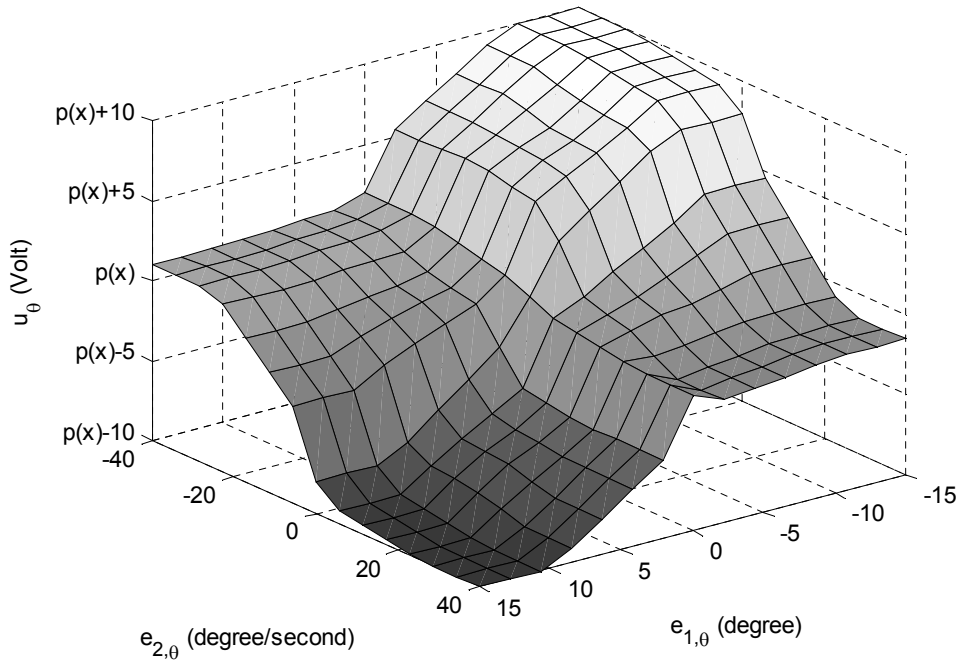
$$\mu_{BP}(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-L}{L_B-L}, 1\right), 0\right) \quad (45)$$

Üyelik fonksiyonları için ne anlama geldikleri Şekil 3.2'den görülebilen L ve L_B parametreleri için seçilen değerler Çizelge 3.1 ile sunulmuştur.

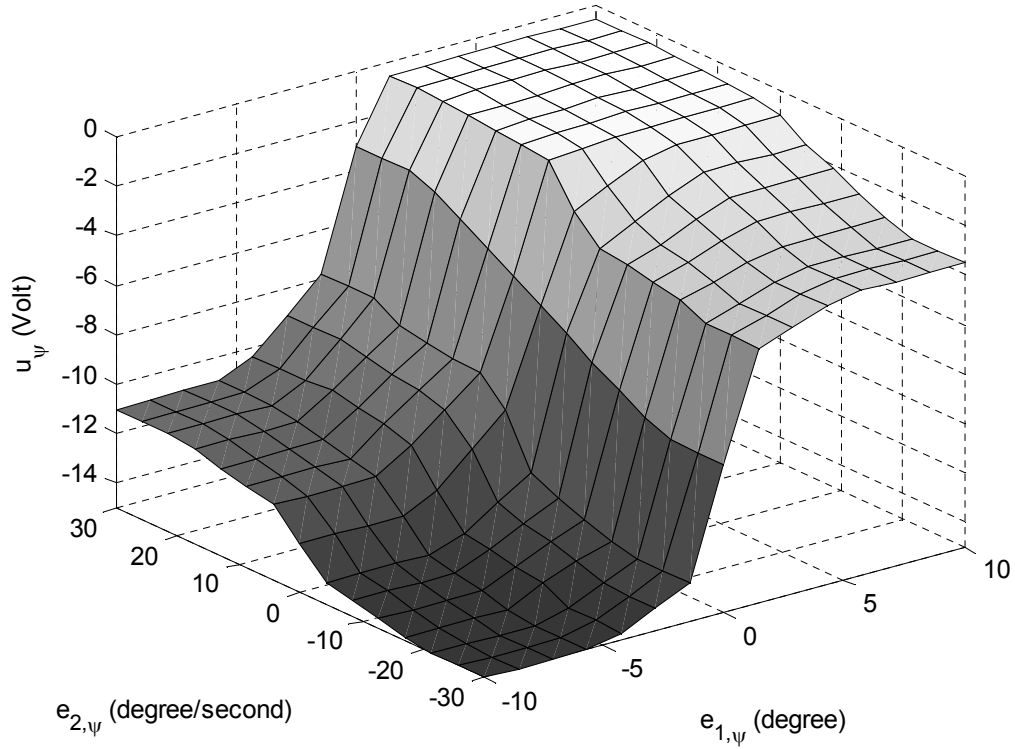
Çizelge 3.1 L ve L_B parametreleri seçimleri

Parametre	Açıklama	Değer
L	Yun. açısı pozisyon hatası için	0.5 derece
	Yun. açısı hız hatası için	1.5 derece/saniye
	Rota açısı pozisyon hatası için	0.5 derece
	Rota açısı hız hatası için	3 derece/saniye
L_B	Yun. açısı pozisyon hatası için	10 derece
	Yun. açısı hız hatası için	25 derece/saniye
	Rota açısı pozisyon hatası için	5 derece
	Rota açısı hız hatası için	20 derece/saniye

(41)'den (45)'e kadar olan eşitliklerle verilmiş üyelik fonksiyonları daha sonra Matlab/Simulink® ortamında Çizelge 3.1 ile sağlanan ayarlar ışığında gerçekleştirilmiştir. Böylelikle, bulanık kontrol sisteminin tasarımı tamamlanmış olup, bu tasarım sonucunda yunuslama ve rota açıları kontrolörlerinin tasvir ettiği kontrol yüzeyleri sırasıyla Şekil 3.3 ve Şekil 3.4 ile verilmiştir.



Şekil 3.3 Yunuslama açısı bulanık sisteminin tasvir ettiği kontrol yüzeyi

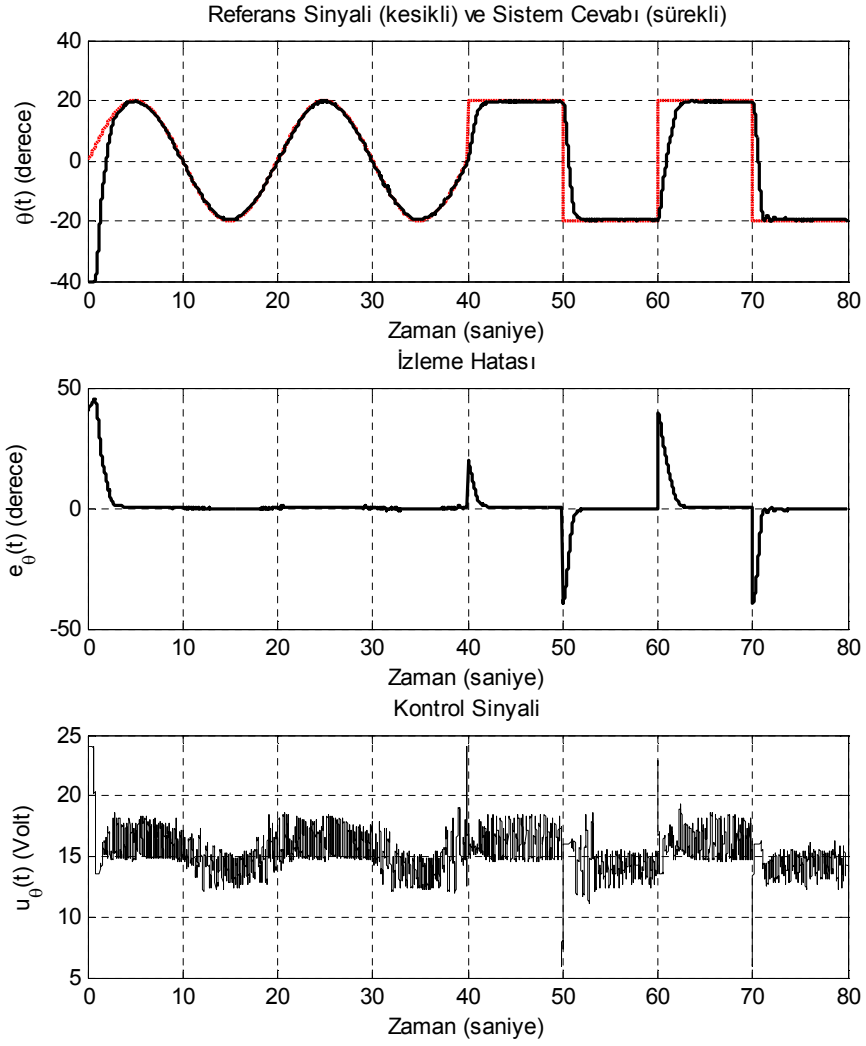


Şekil 3.4 Rota açısı bulanık sisteminin tasvir ettiği kontrol yüzeyi

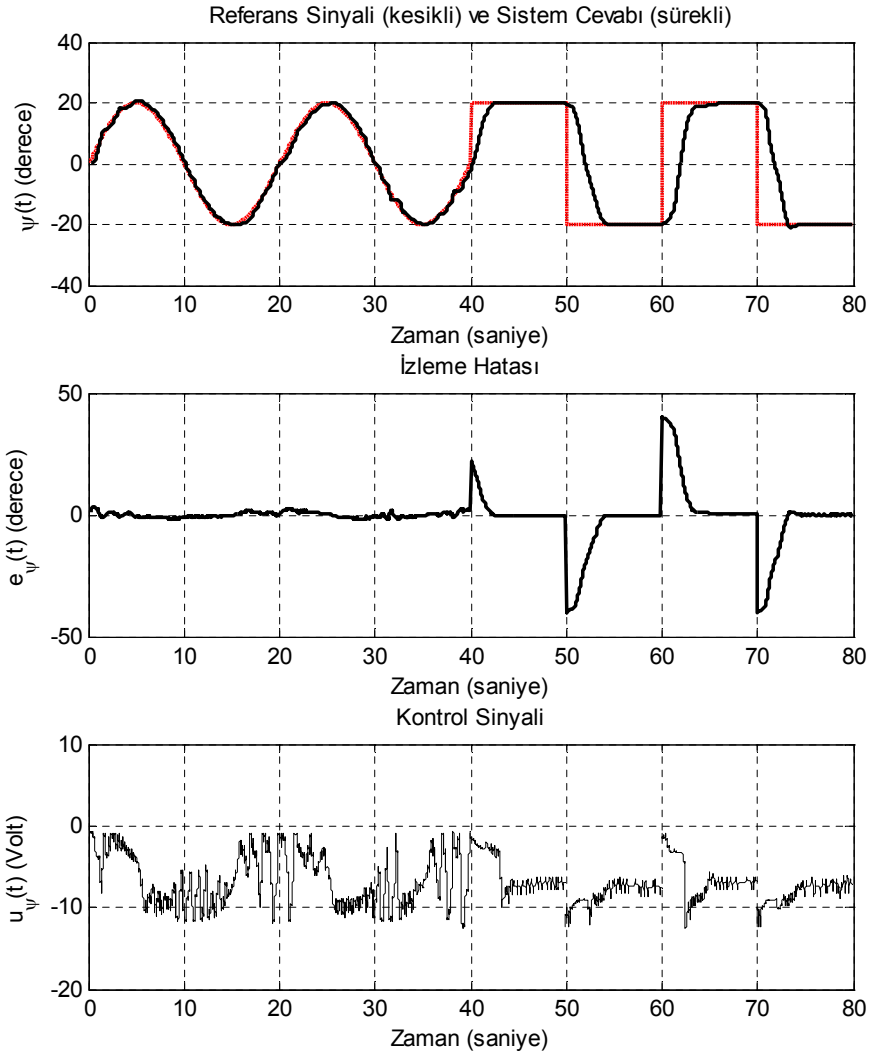
3.1.2 Bulanık Kontrolör ile Gerçek Zamanlı Uygulama

Gerçek zamanlı izleme uygulamaları için referans, 40 saniyelik bir sinüs dalgası ile başlayıp ardından yine 40 saniyelik bir kare dalga ile devam eden bir karışım olarak seçilmiştir. Bu seçim kontrol sistemi başarımının hem referans sinyalinin türevlenebilir olduğu durumda hem de keskin değişiklikler içerdiği durumda gözlemlenebilmesi amacıyla yapılmıştır. Şekil 3.1'den görüleceği üzere helikopterin yunuslama açısında kararsız davranış 15 ile 25 derece arasında çok yoğundur. Aynı gerilim girdisi için helikopter yatışkın durumda büyük salınımlar yapmaktadır. Bu nedenle helikopter kontrolünü daha zorlu hale getirmek için referans sinyali genliği 20 derece olarak seçilmiştir. Bu şekilde helikopterin en kararsız olduğu bölgede kontrolör başarımı test edilmiş olacaktır. Ayrıca aynı referans sinyali hem yunuslama hem de rota açıları için eşzamanlı olarak sisteme uygulanmış ve sistemin kontrolü bu

şekilde sağlanmaya çalışılmıştır. Gerçek zamanlı uygulama için yapılmış parametre seçimleri daha önce değinilen (39), (40) eşitlikleri ve Çizelge 3.1 ile verilmiştir. Gerçek zamanlı uygulamanın yunuslama açısı sonuçları Şekil 3.5 ile, rota açısı sonuçları Şekil 3.6 ile verilmiştir.



Şekil 3.5 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), bulanık kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)



Şekil 3.6 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), bulanık kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)

Bu sonuçlara bakarak, durum değişkenlerinin istenen değerleri tutarlı bir şekilde takip ettiği, geçici hal cevabı ve yatışkın durum sonuçları kabul edilebilir seviyededir. Bulanık mantık kontrolörü, motora uygulanan gerilimlerden görüleceği üzere birkaç dereceli karmaşıklığa sahip kontrol sinyallerini üretebilmiştir. Beklendiği gibi, daha iyi bir kapalı çevrim başarımı sağlanmasında, uzman bilgisinin önemi bu bölümün sonucu olarak ortaya çıkmıştır.

3.2 Geri Adımlamalı Kontrol

Bu çalışmada kullanılan ikinci kontrolör, Kokotovic tarafından önerilen ve birçok araştırmacının da son birkaç on yıldır ilgisini çeken geri adımlama tekniğidir. Kaynak [67], [68] ve [69] geri adımlama tekniğini derinlemesine incelemekte ve yöntemin önemli katkılarını sunmaktadır. Frazzoli vd. bir çalışmada [70], küçük ölçekli bir helikopter için geri adımlama yöntemini kullanarak bir izleme kontrolörü tasarlamışlar ve benzetim çalışmaları gerçekleştirmişlerdir. Diğer bir çalışma [71], dinamikleri Lagrange yöntemi ile ifade edilmiş bir dört motorlu döner kanat için, geri adımlama ile kontrolör oluşturmuştur. Daha önce bahsedilen bir kaynak [30], sistem parametrelerinin bilinmediği bir durum için bir uyarlamalı geri adımlamalı kontrolör (GAK) kullanmış ve gerçek zamanlı olarak bu çalışmadakine benzer bir iki motorlu sistem üzerinde denemeler yapmıştır.

Geri adımlama, literatürde en sık tecrübe edilen doğrusal olmayan kontrol stratejileri arasında yer alır. Bu yöntemin tasarım felsefesi, her durum değişkeninin bir diğerini kararlılaştırma amacıyla kullanımına dayanır. Bu şekilde yapılan bir kontrolör tasarımı sayesinde her bir durum değişkeninin kararlılığı tek tek sağlanmış olur. Tabii bu mantık, sistemin girişinden çıkışına kadar yer alan tüm durum değişkenlerinin bir zincir gibi birbirine bağlı olacak şekilde bir düzene sahip olmasını gerektirir. Geri adımlama tekniğinin bu tasarım gerekliliği nedeniyle istenen kontrol kuralının tanımlanabilmesi için kimi durumlarda sanal durum değişkenleri oluşturulması yoluna da gidilebilir.

3.2.1 Geri Adımlamalı Kontrolör Tasarımı

Bir önceki kontrol yaklaşımında olduğu üzere, bu yaklaşımda da iki hareket eksenini için iki ayrı kontrolör tasarlanacaktır. Bu kısım bulanık kontrol yönteminden farklı olarak model tabanlı bir tasarım sürecini içermekte olup, sistemin (33) den başlayıp (36)'ya kadar devam eden eşitlikler ile verilen modeli temel alınacaktır. Sisteme girdi olarak uygulanacak referans sinyali r_1 ve onun türevi r_2 ,

$$r_1 = [\theta_d \quad \psi_d]^T, \quad \dot{r}_1 = r_2 \quad (46)$$

olarak tanımlanmaktadır. Burada θ_d ve ψ_d , arzu edilen yunuslama ve rota açılarını simgelemektedir ve ayrıca r_2 nin türevlenebilir olduğu kabul edilmektedir. Bu tanımlamanın ardından, gerçekleştirmek istenilen izleme görevini bir kararlılık problemine dönüştürecek olan iki adet ara değişkenin seçimi şöyle yapılmaktadır.

$$z_1 := x_1 - r_1 \quad (47)$$

$$z_2 := x_2 - r_2 - \Lambda \quad (48)$$

Burada kullanılan Λ değişkeni daha sonra karşımıza çıkacak olan kararlılık ölçütünü yerine getirecek şekilde ileride seçilecektir. Bunun ardından Lyapunov fonksiyon adayı seçimi

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1 \quad (49)$$

olarak yapılmış olup, bu fonksiyonun zamana göre türevi aşağıda verildiği gibi düzenlenebilir.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1^T \dot{z}_1 \\ &= z_1^T (\dot{x}_1 - \dot{r}_1) \\ &= z_1^T (x_2 - r_2) \\ &= z_1^T (z_2 + \Lambda) \end{aligned} \quad (50)$$

Burada Λ değişkeni aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$\Lambda := -k_1 \text{sat}(z_1), \quad k_1 := \text{diag}(k_{1,\theta} \quad k_{1,\psi}), \quad k_{1,\theta} > 0, k_{1,\psi} > 0 \quad (51)$$

Λ seçiminde kullanılan $\text{sat}(z_1)$ terimi,

$$\text{sat}(z_1) = \begin{cases} \varphi_h & \text{if } z_1 > \varphi_h \\ z_1 & \text{if } \varphi_l \leq z_1 \leq \varphi_h \\ \varphi_l & \text{if } z_1 < \varphi_l \end{cases} \quad (52)$$

$$\varphi_l = \begin{bmatrix} \varphi_{l,\theta} \\ \varphi_{l,\psi} \end{bmatrix}, \quad \varphi_h = \begin{bmatrix} \varphi_{h,\theta} \\ \varphi_{h,\psi} \end{bmatrix}, \quad \varphi_{l,\theta} < 0, \varphi_{l,\psi} < 0, \varphi_{h,\theta} > 0, \varphi_{h,\psi} > 0 \quad (53)$$

ifadeleriyle tanımlanmıştır. Bu Λ seçimi sayesinde (50) eşitliği

$$\dot{V}_1 = -z_1^T k_1 \text{sat}(z_1) + z_1^T z_2 \quad (54)$$

formunu alır. Bu eşitlikte kararlılığı engelleyen $z_1^T z_2$ terimi, tasarımın ikinci adımında kararlılığa uygun olacak şekilde düzenlenecektir. Şimdi tasarımın bir sonraki adımı için bir Lyapunov fonksiyonu adayı daha seçelim.

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^T z_2 \quad (55)$$

Verilen bu eşitliğin zamana göre türevinin negatif olmasının sağlanması, ara değişkenler ile tasvir edilen koordinatlarda küresel kararlılığı garanti altına almaktadır. (55) eşitliği ile verilen Lyapunov fonksiyon adayının zamana göre türevi alınıp gerekli düzenlemeler yapılırsa,

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2^T \dot{z}_2 \\ &= -z_1^T k_1 \text{sat}(z_1) + z_1^T z_2 + z_2^T \dot{z}_2 \\ &= -z_1^T k_1 \text{sat}(z_1) + z_2^T z_1 + z_2^T \dot{z}_2 \\ &= -z_1^T k_1 \text{sat}(z_1) + z_2^T (z_1 + \dot{z}_2) \\ &= -z_1^T k_1 \text{sat}(z_1) + z_2^T (z_1 + \dot{x}_2 - \dot{r}_2 - \dot{\Lambda}) \\ &= -z_1^T k_1 \text{sat}(z_1) + z_2^T (z_1 + f(\theta, \psi) + g(\theta)u - \dot{r}_2 - \dot{\Lambda}) \end{aligned} \quad (56)$$

şeklinde uygulanacak kontrol sinyalinin (u) açıkça görülebildiği bir ifade elde edilir. Bu durumda (56)'da yer alan $(z_1 + f(\theta, \psi) + g(\theta)u - \dot{r}_2 - \dot{\Lambda})$ terimi $-k_2 z_2$ terimiyle eşitlenir ve bu eşitlik kontrol sinyali u için çözümlerse

$$z_1 + f(\theta, \psi) + g(\theta)u - \dot{r}_2 - \dot{\Lambda} := -k_2 z_2 \quad (57)$$

$$k_2 := \text{diag}(k_{2,\theta} \quad k_{2,\psi}), \quad k_{2,\theta} > 0, \quad k_{2,\psi} > 0 \quad (58)$$

$$u = g(\theta)^{-1}(-f(\theta, \psi) + \dot{r}_2 - k_2 z_2 - z_1 - \dot{\Lambda}) \quad (59)$$

ile ifade edilen kontrol kuralına ulaşılmaktadır. Bu kontrol kuralında $g(\theta)$ 'nin tekil olmamasına ihtiyaç vardır. Nitekim $g(\theta)$ 'nin tekil olmasına sebep olacak $K_{pp} = 0.00207$ değeri, (30) eşitliği ile verilen K_{pp} modeli tarafından üretilebilen minimum değerden daha küçüktür. Bu nedenle $g(\theta)$ 'nin tekil olmaması garanti altındadır. Böylece analitik olarak gerekli tasarım aşamaları tamamlanmış olup, geri adımlama yaparak arzu edilen kontrolör meydana getirilmiştir.

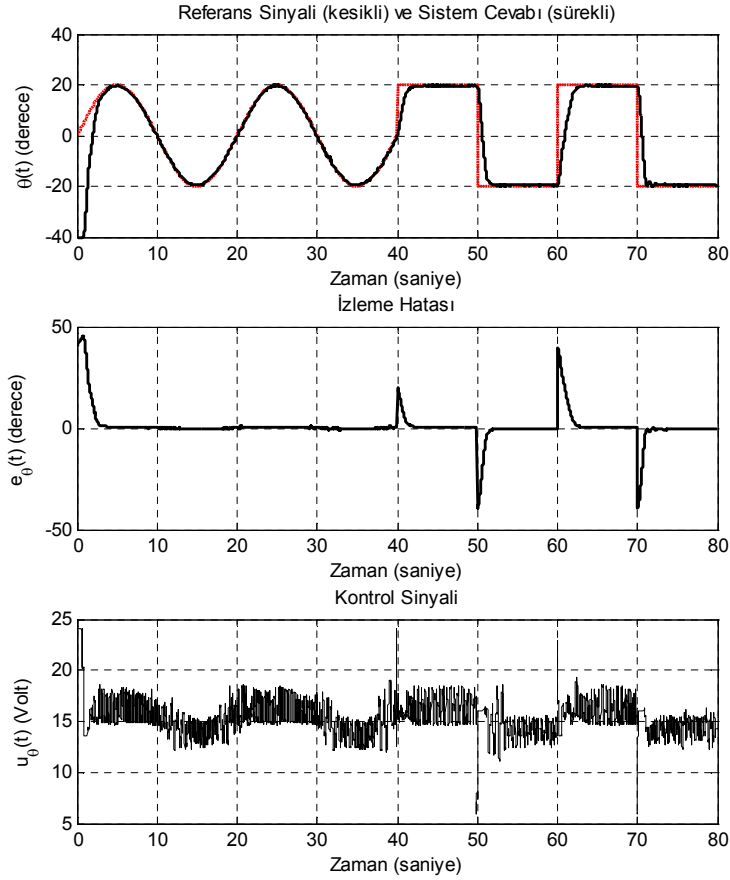
3.2.2 Geri adımlamalı Kontrol ile Gerçek Zamanlı Uygulama

Bu bölümde gerçek zamanlı uygulamalar için gerekli parametre tercihleri yapılacak ve bu parametreler ile yapılan uygulama sonuçları sunulacaktır. (52) ve (53)'de tanımlamalara göre, z_1 üst ve alt limitler arasında ya da bu limitlere eşit olduğu zaman $\dot{\Lambda} = \dot{z}_1$ elde edilmekte, aksi takdirde $\dot{\Lambda} = 0$ 'dır. Bunun yanında, helikopter motorlarına uygulanan gerilimler, motorların izin verdiği fiziksel limitlere çekilmektedir. Oluşturulan bu kontrolör Matlab/Simulink® ortamında Çizelge 3.2 ile listelenen parametre tercihleri eşliğinde gerçekleştirilmiştir.

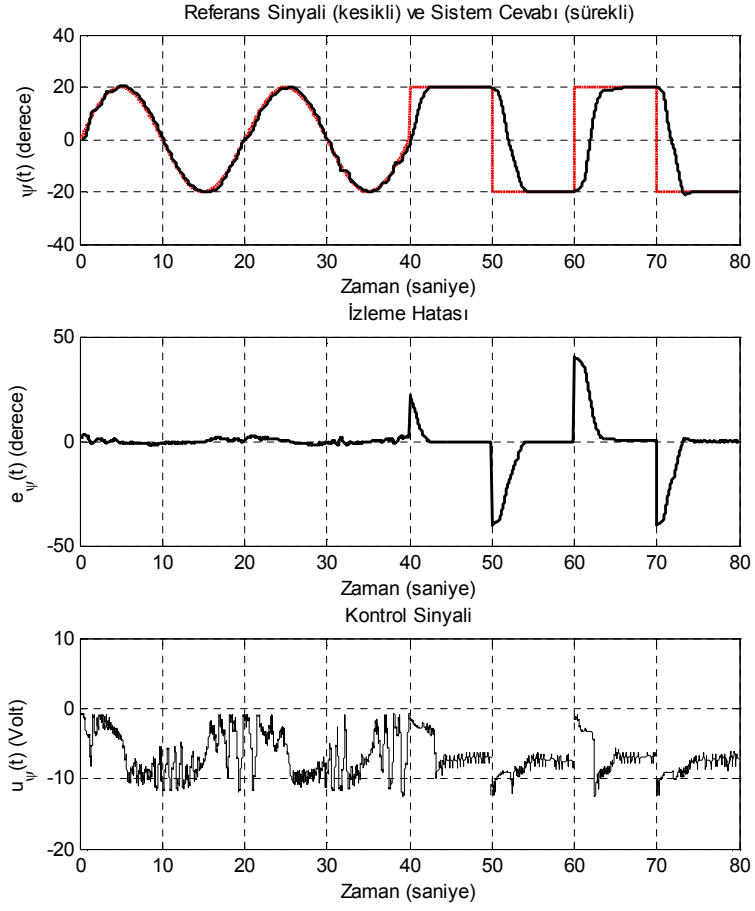
Çizelge 3.2 Geri adımlamalı kontrolörün parametre ayarları

Parametre	Açıklama	Değer
$k_{1,\theta}$	Yunuslama açısı için z_1 'in katsayısı	3
$k_{1,\psi}$	Rota açısı için z_1 'in katsayısı	13
$k_{2,\theta}$	Yunuslama açısı için z_2 'nin katsayısı	40
$k_{2,\psi}$	Rota açısı için z_2 'nin katsayısı	15.4
$\varphi_{l,\theta}$	Yunuslama açısı için $\text{sat}(z_1)$ 'in alt limiti	-0.1
$\varphi_{l,\psi}$	Rota açısı için $\text{sat}(z_1)$ 'in alt limiti	-0.0175
$\varphi_{h,\theta}$	Yunuslama açısı için $\text{sat}(z_1)$ 'in üst limiti	0.116
$\varphi_{h,\psi}$	Rota açısı için $\text{sat}(z_1)$ 'in üst limiti	0.035

Gerçek zamanlı uygulama için kullanılan referans bulanık kontrolör çalışmasında kullanılanla aynıdır. Yukarıda verilen kontrolör ve onun parametre ayarları ile yapılan referans izleme görevinin sonuçları yunuslama açısı için Şekil 3.7, rota açısı için Şekil 3.8 ile verilmiştir.



Şekil 3.7 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), geri adımlamalı kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)



Şekil 3.8 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), geri adımlamalı kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)

Verilen sonuçlardan görüleceği üzere, 2E helikopterin takip etmesi istenen güzergahlar her iki açı tarafından yeterli ölçüde izlenmiştir. İzleme sırasında helikopter motorlarına uygulanan kontrol sinyalleri bulanık kontrolörün ürettiği sinyallere nispeten daha temiz olmasına karşılık olarak beraber izleme eyleminde önemli bir kayıp olmamıştır.

3.3 Kayan Kipli Kontrol

Bu çalışmada yer verilen üçüncü kontrol yöntemi, Emelyanov tarafından 1950'li yılların başında ortaya atılan kayan kipli kontroldür (KKK). KKK, iç ve ya dış etmenlerden kaynaklanan belirsizliklere ve bozuculara karşı olan gürbüzlüğü ile tanınan güçlü bir kontrol yöntemidir. KKK üzerinde yapılmış kapsamlı bir çalışma [71] Hung vd. tarafından sunulmuştur. Bu kontrol yaklaşımının, elektromekanik sistemler üzerine uygulanmasını derinlemesine değerlendiren bir çalışma [73] ise Utkin vd. tarafından kaleme alınmıştır. Bu alanda ilerlenebilecek yeni yönleri ve meydana gelen gelişmeleri konu alan birçok çalışma her yıl rapor edilmekte olup, örnek olarak kesir dereceli bulanık uyarlamalı KKK'yı konu alan Efe'nin çalışması [74] ve Su vd. önerdiği [57] ters tümleyen ve terminal KKK'lar verilebilir.

Kayan kipli kontrolün metodolojisi, arzu edilen durum değişkenlerini içeren vektörünün faz uzayının herhangi bir noktasından, daha önceden tasarlanmış ve faz uzayında yeri tayin edilmiş bir altuzaya yönlendirilmesine dayanır. Daha önceden istenildiği üzere tanımlanan bu alt uzay, küresel bir çekim bölgesi olmasının yanında, kendisine ulaşan durum vektörünü kendi komşuluğunda tutmak üzere tasarlanmıştır. Daha sonra durum vektörü, kontrol yöntemine de ad veren kayma davranışını göstererek bu altuzayın orijinine erişmeye zorlanır. Bir izleme görevinin gerçekleştirilmesi için, bu durum vektörü genelde izleme hatası ve onun gerekli görülen derecelere kadar olan türevlerinden teşkil olunur.

3.3.1 Kayan Kipli Kontrolör Tasarımı

Bu kısımda 2E helikopteri gerçek zamanlı olarak kontrol edebilecek bir kayan kipli kontrolörün tasarlanması üzerinde durulacaktır. Sistemin (33) ve (36) arasında yer alan modeli, (46) ile tanımlanan referans sinyali ve aşağıdaki hata durum değişkenleri tanımlanmışlardır.

$$e_0(t) = \int (x_1 - r_1) dt \quad (60)$$

$$e_1(t) = x_1 - r_1 \quad (61)$$

$$e_2(t) = x_2 - r_2 \quad (62)$$

En üst eşitlikte (60) ile verilen integral işleminde bir sıfırlama işlevi kullanılmıştır. Buna göre (61) ile verilen e_1 sıfır olduğu anda e_0 'a sıfır değeri atanmaktadır. Böylece kontrol sırasında istenen referans değerine ulaşılmasının devamında, integralin geçici hal sırasında biriktirdiği büyük değerler nedeniyle görülen ileri dereceli aşımalar azaltılmış olmakla beraber diğer taraftan sistemde izleme sırasında ortaya çıkan yatışkın durum hataları azaltılmıştır. Tanımlanan hata durumlarının ardından, bu durum değişkenleri kullanılarak bir anahtarlama fonksiyonu

$$\sigma = e_2 + \lambda_1 e_1 + \lambda_0 e_0 \quad (63)$$

$$\lambda_0 = \begin{bmatrix} \lambda_{0,\theta} & 0 \\ 0 & \lambda_{0,\psi} \end{bmatrix}, \quad \lambda_1 = \begin{bmatrix} \lambda_{1,\theta} & 0 \\ 0 & \lambda_{1,\psi} \end{bmatrix} \quad (64)$$

olarak tanımlanmıştır. $\sigma = 0$ ile tasvir edilen kararlı bir yere ihtiyaç duyulmasından dolayı, yukarıda görülen pozitif değerli λ sabitleri, s Laplace değişkeni olmak üzere $s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0 = 0$ eşitliği Hurwitz olacak şekilde seçilmişlerdir. Anahtarlama fonksiyonunun zamana göre türevinin hesaplanmasıyla aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= \dot{e}_2 + \lambda_1 \dot{e}_1 + \lambda_0 \dot{e}_0 \\ &= \dot{x}_2 - \dot{r}_2 + \lambda_1 e_2 + \lambda_0 e_1 \\ &= f(\theta, \psi) + g(\theta)u - \dot{r}_2 + \lambda_1 e_2 + \lambda_0 e_1 \end{aligned} \quad (65)$$

Faz uzayında erişme rejimini tesis etmek için, kontrol sinyali öyle seçilmiştir ki erişme kuralı (66) karşılanmıştır.

$$\dot{\sigma} := -\Phi \operatorname{sgn}(\sigma) \quad (66)$$

Burada kullanılan

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_\theta & 0 \\ 0 & \Phi_\psi \end{bmatrix} \quad (67)$$

olarak tanımlanmıştır. Yapılan bu seçimin doğrultusunda kapalı çevrim sistemin Lyapunov kararlılığının ispatı ise doğrudan bir işlem olup literatürde birçok sefer belirtilmiştir. Pozitif değerli bir Φ için, erişme kuralı hata vektörünün herhangi bir başlangıç değerinden, $s = 0$ ile tasvir edilen anahtarlama altuzayına yakınsamasını garantilemektedir [75]. Anahtarlama yüzeyine çarptıktan sonraki davranış, belirli bir derecede gürbüzlük ve değişmezlik özellikleri sergileyerek bu alt uzayda hapsolme eğilimi gösterir. (65) ve (66) u kontrol sinyaline göre çözülürse

$$u(t) = g(\theta)^{-1}(-f(\theta, \psi) + \dot{r}_2 - \lambda_1 e_2 - \lambda_0 e_1 - \Phi \operatorname{sgn}(\sigma)) \quad (68)$$

olarak elde edilir. Bu kontrol kuralında $g(\theta)$ 'nın her zaman tersi alınabilir olduğu daha önce sunulan geri adımlama bölümünde izah edilmiştir.

Kayma rejimi bir kere başladıktan sonra, yukarıda verilen kontrol kuralı, σ 'nın aldığı genliği çok küçük ve kirli değerler neticesinde ciddi şekilde hassaslaşır. Bu rejimde, eğer bir önlem alınmamışsa, anahtarlama fonksiyonunun işaretini genelde sinyale karışan kirlilik belirler. Bunun sonucu olarak, kontrol sinyalinde şiddetli bir bozulma görülür. Bu fenomen literatürde çatırdama etkisi⁶² olarak anılır. Bu etkiden kaçınmak için, signum fonksiyonunun, sıfırın etrafında daha sürekli bir geçişe sahip olan bir hale yakınsaması sağlanmaya çalışılır.

⁶² İng. *Chattering effect*

$$\text{sgn}(\sigma) \cong \begin{bmatrix} \frac{\sigma_\theta}{|\sigma_\theta| + \delta_\theta} \\ \frac{\sigma_\psi}{|\sigma_\psi| + \delta_\psi} \end{bmatrix}, \quad \delta_{\theta,\psi} > 0 \quad (69)$$

Signum fonksiyonu için yapılan bu tanımlamayla, fonksiyon orijinaline göre daha sürekli bir yapıya kavuşturulmuştur. Bu adımın da tamamlanmasıyla beraber kayan kipli kontrolör için gerekli analitik ve matematiksel tanımlamalar nihayete erdirilmiştir.

3.3.2 Kayan Kipli Kontrolör ile Gerçek Zamanlı Uygulama

Gerçek zamanlı uygulamalar aşamasında, (69) ile verilen signum fonksiyonu vektörünün ikinci elemanı bir sınırlamaya tabi tutulmuştur. Sistem cevabının daha uygun sonuçlar vermesini sağlayan bu hamle, sistemin kararlılık ispatı için de bir sorun oluşturmamaktadır. Sınırlama matematiksel olarak

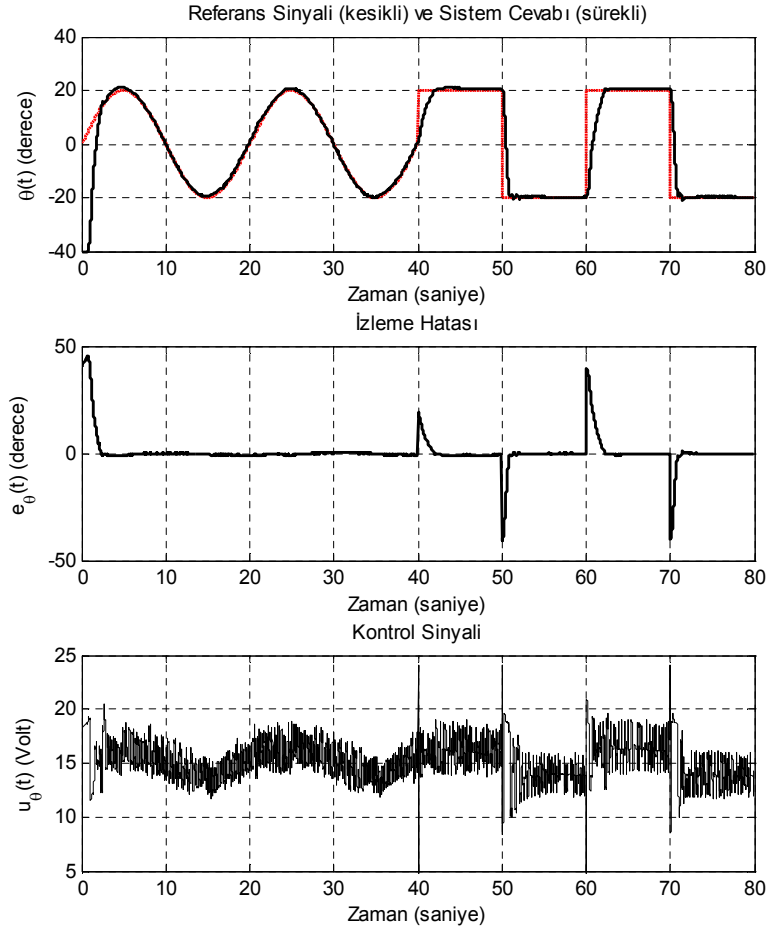
$$\min \left(\max \left(-0.1, \frac{\sigma_\psi}{|\sigma_\psi| + \delta_\psi} \right), 0.5 \right) \quad (70)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Böylece referans takibi sırasında kare sinyalin düşen ve yükselen kenarlarından hemen sonra oluşan aşımalar engellenmiştir. Daha önceden vurgulandığı üzere, üretilen kontrol sinyalleri, motorların kabul ettiği fiziksel sınırlar içerisinde sisteme uygulanmıştır. (68) ile verilen kontrol sinyali, Matlab/Simulink[®] üzerinde oluşturulmuş ve daha önceki kontrol uygulamalarında kullanılan referans sinyali bu adım için de yine aynı şekilde kullanılmıştır. Bir dizi denemeden sonra, kontrol kuralında yer alan parametreler, Çizelge 3.3 ile verilen değerlerine sabitlenmişlerdir.

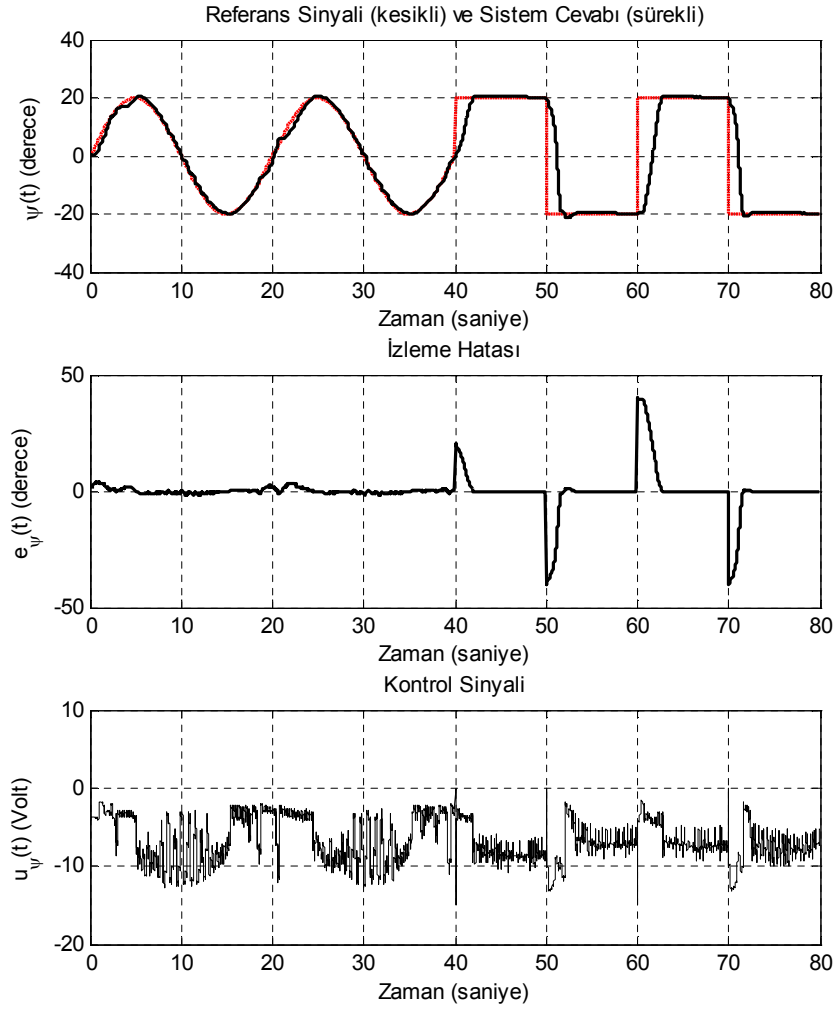
Çizelge 3.3 Kayan kipli kontrolörün parametre ayarları

Parametre	Açıklama	Değer
Φ_{θ}	Yunuslama açısı erişim kuralı parametresi	20
Φ_{ψ}	Rota açısı erişim kuralı parametresi	10.5
$\lambda_{0,\theta}$	Yunuslama açısı hata integralinin eğim parametresi	0.15
$\lambda_{0,\psi}$	Rota açısı hata integralinin eğim parametresi	1
$\lambda_{1,\theta}$	Yunuslama açısı hatasının eğim parametresi	0.8
$\lambda_{1,\psi}$	Rota açısı hatasının eğim parametresi	5
δ_{θ}	Yunuslama açısı signum yumuşatma parametresi	0.25
δ_{ψ}	Rota açısı signum yumuşatma parametresi	0.2

Bu çizelgede verilen parametreler eşliğinde gerçekleştirilen gerçek zamanlı uygulamanın, yunuslama açısı için sonuçları Şekil 3.9 ile, rota açısı sonuçları Şekil 3.10 ile verilmiştir.

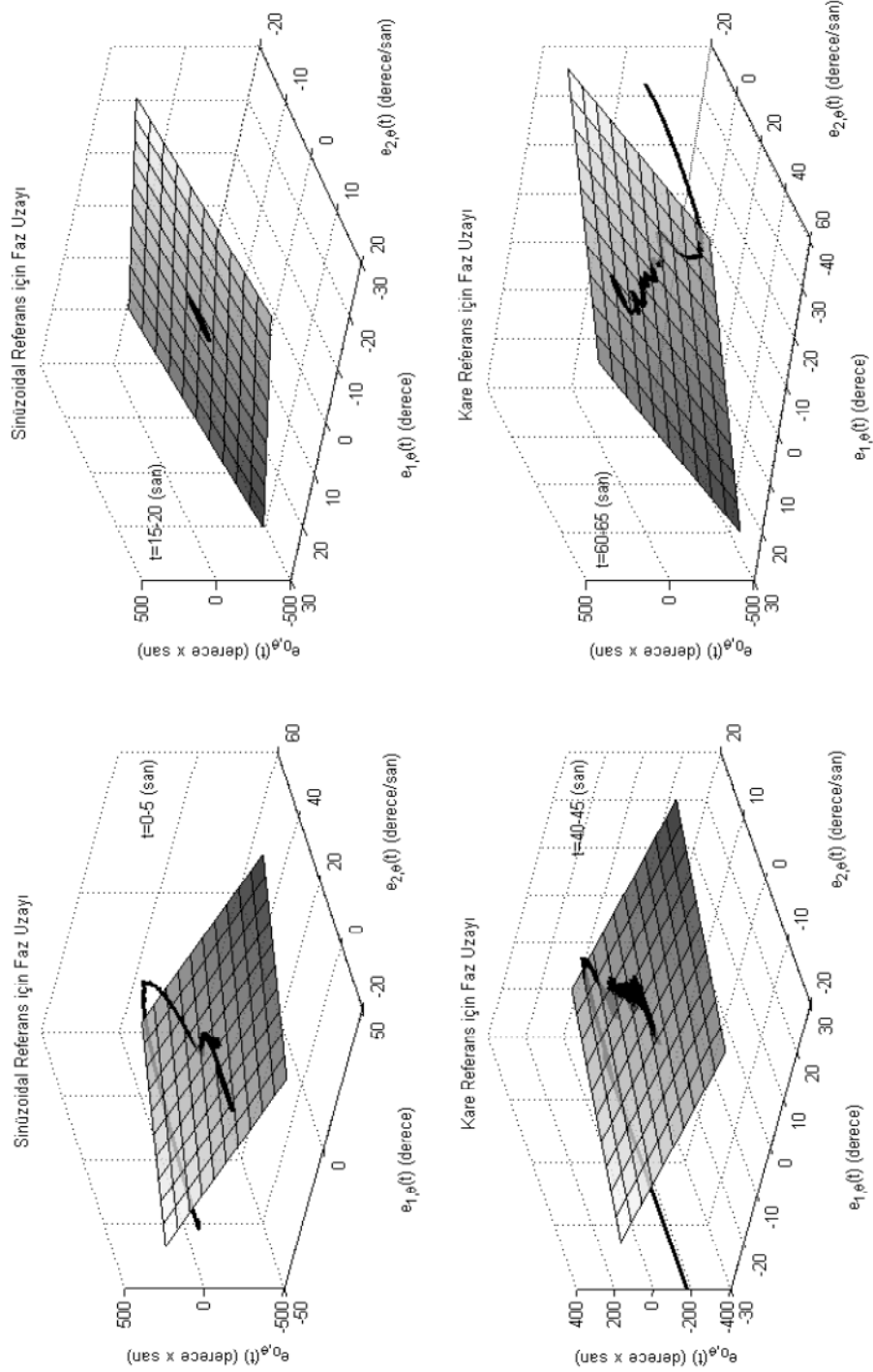


Şekil 3.9 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), kayan kipli kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)

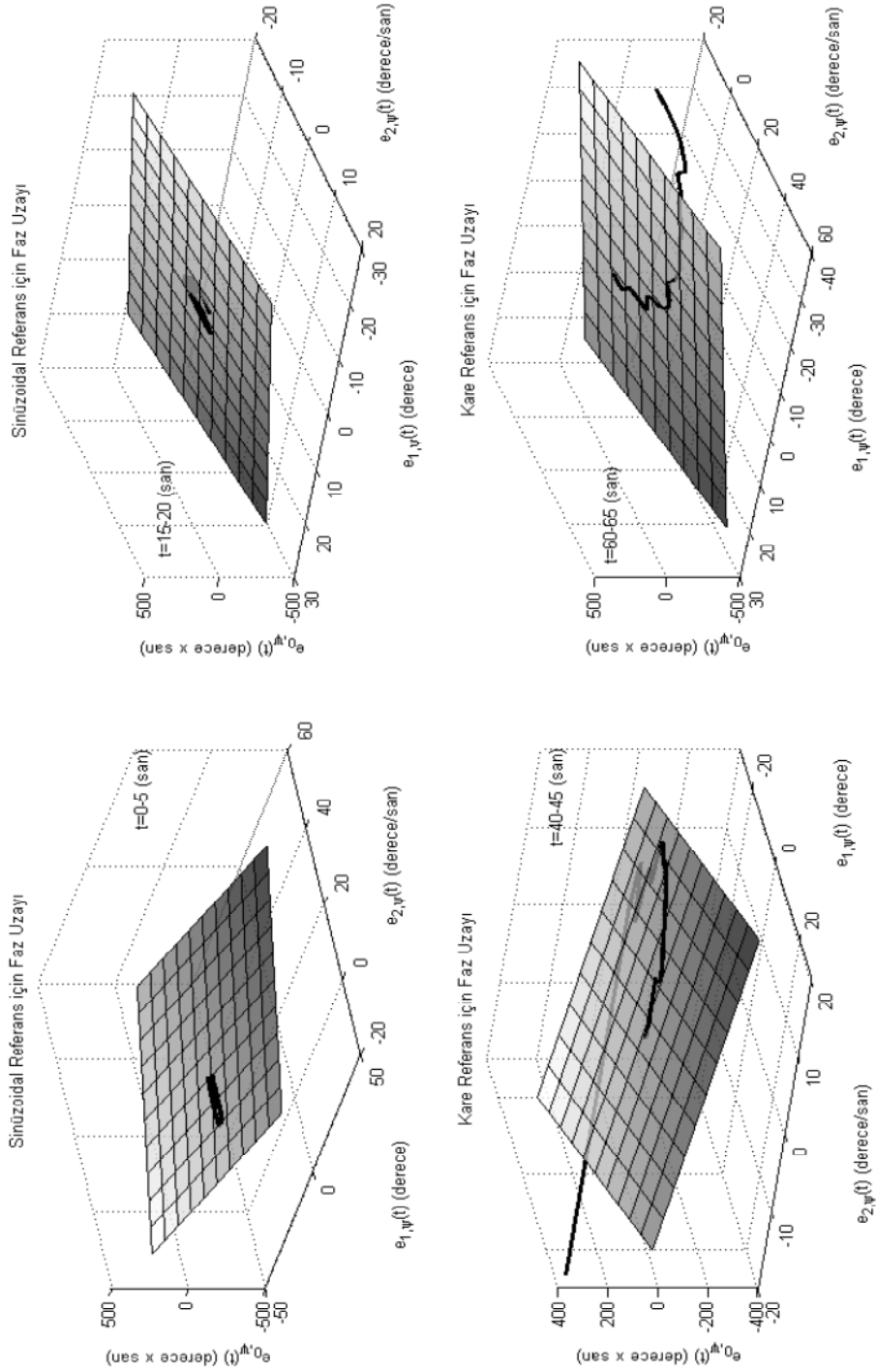


Şekil 3.10 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), kayan kipli kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)

Bu sonuçlarda 2E helikopterin istenen güzergahı kabul edilebilir bir hata oranıyla takip ettiği, ancak kontrol sinyalinde bir ölçüde çatırdama etkisi olduğunun bir göstergesi olan yüksek frekanslı dalgalanmaların varlığı gözlenmektedir. Hata vektörünün faz uzayında izlediği yörünge, yunuslama açısı için Şekil 3.11 ile, rota açısı için Şekil 3.12 ile verilmiştir.



Şekil 3.11 Yunuslama açısının hata vektörünün, gerçek zamanlı uygulamanın farklı periyotlarında faz uzayında izlediği yörünge



Şekil 3.12 Rota açısının hata vektörünün, gerçek zamanlı uygulamanın farklı periyotlarında faz uzayında izlediği yörünge

Şekil 3.11 ve 3.12’de gerçek zamanlı uygulamanın çeşitli aralıklarından alınan bu görüntüler, uygulamanın başlangıç koşulundan, sürekli referans takibinden ve keskin değişimlere sahip referans takibinden elde edilen sonuçları ortaya koymaktadır. Faz uzaylarında elde edilen sonuçlara göre, yunuslama ve rota hataları buldukları başlangıç koşulundan yola çıkıp istenen kayma yüzeylerine çarpmakta ve ardından bu yüzey komşuluğunda tutulmaktadır. Hataların bu yüzey üzerinde sonuç olarak merkez noktasına yakınsadıkları gözlenmektedir. Bu grafikler sayesinde görülmektedir ki kayan kipli kontrolün tüm gerekleri yerine getirilerek gerçek zamanlı uygulamalar başarıyla tamamlanmıştır.

3.4 Pasiflik Tabanlı Kontrol

Dördüncü kontrol yöntemi, birçok değişik alanda çalışılan ve sistemler için temel bir özellik olma niteliği taşıyan pasiflik üzerinden tasarlanmıştır. Pasiflik yaklaşımının kontrol teorisi alanındaki uzantısı pasiflik tabanlı kontroldür (PTK). Rahatlıkla okunabilen bir kaynak olan [76], pasiflik, geri adımlama ve KKK için temel öğretileri içerisinde barındırmaktadır. Ortega oluşturduğu bir kaynakta [77], Euler-Lagrange sistemlerinin pasiflik tabanlı kontrolü üzerinde durmaktadır. Bu kaynakta birçok ayrı sistem ele alınmış ve bu kontrol yaklaşımıyla çok çeşitli uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Diğer bir kaynakta Byrnes vd. durum geri beslemesiyle belirli bir sınıf doğrusal olmayan sistemi pasifleştirmeye çalışarak, bu sistemleri literatürde halihazırda kararlaştırılma yöntemleri var olan pasif sistemler arasına dahil etmişlerdir.

Pasifliğin, geribesleme kontrol teorisi kapsamında geniş bir içerik oluşturabilecek kadar çok uygulaması vardır. Lyapunov kararlılık teorisi ile olan akrabalığı, pasiflik tabanlı kontrol sistemlerinin sağlam bir zemin üzerine oturduğunun göstergesidir. Pasiflik tabanlı kontrolün felsefesi pasiflik, sıfır durum gözlenebilirlik⁶³ ve Lyapunov kararlılığı üzerine kuruludur. Pasiflik tabanlı kontrolde kullanılan depolama fonksiyonunun Lyapunov fonksiyonu adayı olarak da

⁶³ İng. *Zero-state observable*

düşünülerek bir kararlılık kuralı elde edilmesine ek olarak, sistem için sıfır durum gözlenebilirlik şartlarının yerine getirilebilmesiyle, durum uzayı merkezinin kararlı olduğu ifade edilebilir.

Pasiflik tabanlı kontrolün temelini oluşturan kararlılık teoremini tekrar hatırlamak gerekirse, şu sistemi göz önüne alalım,

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{71}$$

Bu sistem için şunları varsayalım,

- i. Pozitif tanımlı bir depolama fonksiyonu (V) için pasiftir ve
- ii. sıfır durum gözlenebilirdir.

Bir sürekli türevlenebilir fonksiyon olan Γ , öyle ki $\Gamma(0) = 0$ olmakta ve tüm sıfırdan farklı y değerleri için $y \Gamma(y) > 0$ eşitsizliğini sağlamaktadır. Bu durumda sistemin kontrol sinyali $u = -\Gamma(y)$ olarak tayin edilirse, sistemin merkezi ($x = 0$) kontrol sinyali u ile kararlılaştırılabilir. Dahası, eğer depolama fonksiyonu (V) ışınsal sınırsızsa⁶⁴, (70) ile verilen sistem u ile küresel kararlılaştırılabilir.

3.4.1 Pasiflik Tabanlı Kontrolör Tasarımı

Kontrolör tasarımının daha rahat yapılabilmesi için sistemin dinamiklerini daha önceki durum uzayı gösteriminden çıkararak aşağıda verilen yeni formda ele alalım.

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + B\dot{q} + G(q) = \tau\tag{72}$$

Bu ifadede kullanılan değişkenlerin karşılıkları ise aşağıdaki gibidir.

⁶⁴ İng. *Radially unbounded*

$$q = \begin{bmatrix} \theta \\ \psi \end{bmatrix}, g(\theta) = \begin{bmatrix} K_{pp}(\theta) & K_{py} \\ K_{yp} & K_{yy} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} V_p \\ V_y \end{bmatrix} \quad (73)$$

$$D(q) = \begin{bmatrix} J_p + m_h l_{cm}^2 & 0 \\ 0 & J_h + m_h l_{cm}^2 \cos^2 \theta \end{bmatrix} \quad (74)$$

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} 0 & m_h l_{cm}^2 \sin \theta \cos \theta \dot{\psi} \\ -2m_h l_{cm}^2 \sin \theta \cos \theta \dot{\psi} & 0 \end{bmatrix} \quad (75)$$

$$B = \begin{bmatrix} B_p & 0 \\ 0 & B_y \end{bmatrix} \quad (76)$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} m_h g l_{cm} \cos \theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (77)$$

$$\tau = g(\theta)u \quad (78)$$

İzleme hatası vektörü q_e , istenilen pozisyonu $q_d = [q_{d,\theta}, q_{d,\psi}]^T$ ifade etmek üzere aşağıdaki şekilde tanımlanırsa

$$q_e = q - q_d \quad (79)$$

buradan (72) ile verilen sistemin dinamik ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$D(q)(\ddot{q}_e + \ddot{q}_d) + C(q, \dot{q})(\dot{q}_e + \dot{q}_d) + B(\dot{q}_e + \dot{q}_d) + G(q) = \tau \quad (80)$$

Hata vektörü içeren ifadeler yalnız bırakılırsa

$$D(q)\ddot{q}_e + C(q, \dot{q})\dot{q}_e + B\dot{q}_e = \tau - G(q) - D(q)\ddot{q}_d - C(q, \dot{q})\dot{q}_d - B\dot{q}_d \quad (81)$$

ifadesi elde edilir ve bu durumda bir τ seçimi

$$\tau := G(q) + D(q)\ddot{q}_d + C(q, \dot{q})\dot{q}_d + B\dot{q}_d - K_p q_e + \xi \quad (82)$$

$$K_p = \text{diag}(K_{p,\theta}, K_{p,\psi}), K_p > 0 \quad (83)$$

ξ daha sonra belirlenecek bir kontrol bileşeni ve K_p bir katsayılar matrisi olmak üzere yapılarak aşağıda verilen hata sistemi elde edilir.

$$D(q)\ddot{q}_e + C(q, \dot{q})\dot{q}_e + B\dot{q}_e + K_p q_e = \xi \quad (84)$$

Elde edilen bu hata sistemi için bir pasiflik tabanlı kontrolör oluşturulmak amacıyla, aşağıdaki depolama fonksiyonu seçilmiştir.

$$V := \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D \dot{q}_e + \frac{1}{2} q_e^T K_p q_e \quad (85)$$

Depolama fonksiyonu V 'nin zamana göre türevi

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{q}_e^T D \ddot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{q}_e^T \dot{D} \dot{q}_e + q_e^T K_p \dot{q}_e \\ &= \dot{q}_e^T (\xi - C \dot{q}_e - B \dot{q}_e - K_p q_e) + \frac{1}{2} \dot{q}_e^T \dot{D} \dot{q}_e + q_e^T K_p \dot{q}_e \\ &= \dot{q}_e^T \left(\xi - C \dot{q}_e - B \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \dot{q}_e \right) - \dot{q}_e^T K_p q_e + q_e^T K_p \dot{q}_e \\ &= \dot{q}_e^T \left(\xi - C \dot{q}_e - B \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \dot{q}_e \right) - q_e^T K_p \dot{q}_e + q_e^T K_p \dot{q}_e \\ &= \dot{q}_e^T \left(\xi - C \dot{q}_e - B \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \dot{q}_e \right) \end{aligned} \quad (86)$$

sonucunu verir. Bu noktada uygun bir ξ seçimi, v sisteme uygulanan sanal kontrol sinyali olmak üzere

$$\xi := C\dot{q}_e + B\dot{q}_e - \frac{1}{2}\dot{D}\dot{q}_e + v \quad (87)$$

ifadesiyle yapılırsa depolama fonksiyonunun türevi aşağıdaki formu alır.

$${}_{\tau} \dot{V} = \dot{q}_e^T v \quad (88)$$

Bu durumda v için yapılan

$$v = -K_d \dot{q}_e ; K_d = \text{diag}(K_{d,\theta}, K_{d,\psi}), K_d > 0 \quad (89)$$

seçimiyle (88) eşitliği

$$\dot{V} = -\dot{q}_e^T K_d \dot{q}_e \leq 0 \quad (90)$$

kesin negatif tanımlı hale gelir. Böylece (91),(92) ve (93) ile verilen edilgen sistem olma şartları, sistem çıktısı $y = \dot{q}_e$ ve sistem girdisi $v = -\phi(y) = -K_d \dot{q}_e$ olmak üzere sağlanmış olur.

$$v^T y \geq \dot{V} \quad (91)$$

$$y^T \phi(y) > 0, \quad \forall y \neq 0 \quad (92)$$

$$\phi(0) = 0 \quad (93)$$

Buna ek olarak $v = 0$ iken

$$y(t) \equiv 0 \Leftrightarrow \dot{q}_e(t) \equiv 0 \Rightarrow \ddot{q}_e(t) \equiv 0 \Rightarrow K_p q_e(t) \equiv 0 \Rightarrow q_e(t) \equiv 0 \quad (94)$$

olmasıyla, $\ddot{q}_e = f(\dot{q}_e, q_e, v)$ sistemi için $y = h(\dot{q}_e, q_e, v) = 0$ çıktısını sağlayan tek çözümün $(\dot{q}_e, q_e) = (0, 0)$ olduğu gösterilmiştir. Böylece sistemin sıfır durum

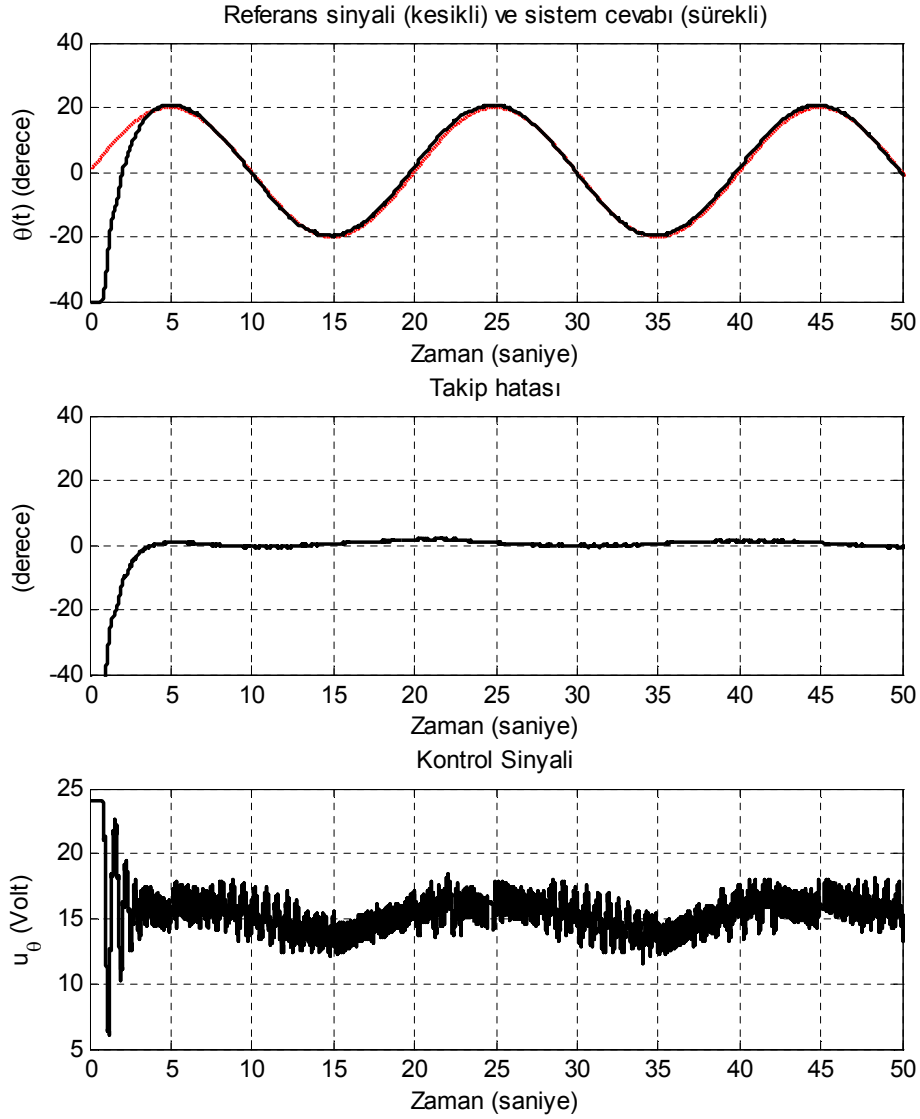
gözlenebilir olduğu söylenebilir. (85) ile verilen depolama fonksiyonunun ışınsal sınırsız olmasıyla birlikte ulaşılr ki; 2E helikopter sistemi (72) mevcut $v = -\phi(y)$ sanal kontrol girdisi ile bütünsel yakınsak kararlılaştırılabilir. Sonuç olarak sistemde motorlara uygulanacak nihai kontrol sinyali (78), (82), (83), (87) ve (89) eşitliklerinin kullanılmasıyla

$$u = g^{-1} \left(G(q) + D(q)\ddot{q}_d + (C(q, \dot{q}) + B)\dot{q} - \frac{1}{2}\dot{D}(q)\dot{q}_e - K_p q_e - K_d \dot{q}_e \right) \quad (95)$$

ifadesiyle elde edilir. Bu kontrol kuralında $g(\theta)$ 'nin her zaman tersi alınabilir olduğu daha önce sunulan geri adımlama bölümünde izah edilmiştir. Bu şekilde pasiflik tabanlı olarak bir kontrolörün ayrıntılı olarak tanımlanması tamamlanmıştır.

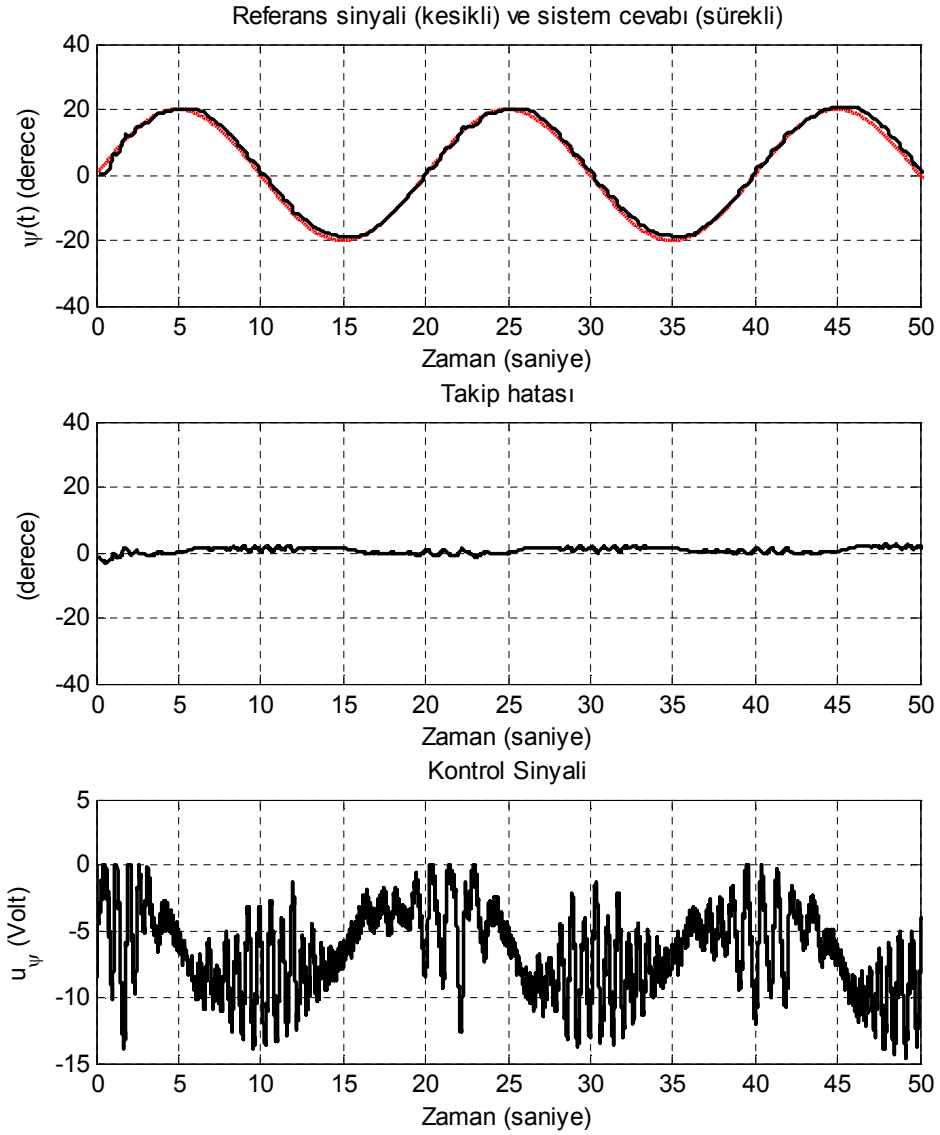
3.4.2 Pasiflik Tabanlı Kontrolör ile Gerçek Zamanlı Uygulama

Gerçek zamanlı uygulama için $K_p = \text{diag}(5, 10)$, $K_d = \text{diag}(5, 3)$ olarak seçilmişlerdir. Bu parametre ayarları eşliğinde, (95) eşitliği ile verilen pasif tabanlı kontrol kuralı Matlab/Simulink® ortamında gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı 50 saniyelik uygulamanın yunuslama açısı için referans izleme, izleme hatası ve bu izleme sırasında ana motora uygulanan gerilimi gösteren sonuçlar Şekil 3.13 ile ve yine aynı içeriğe sahip grafikler gerçek zamanlı rota açısı uygulama sonuçları için Şekil 3.14 ile verilmiştir.



Şekil 3.13 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), pasiflik tabanlı kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)

Pasiflik tabanlı kontrolde diğer kontrolörlerin tersine referans sinyali sadece bir sinüzoidal dalgadan oluşturulmuştur. Kontrolörün örneğin kare dalga gibi keskin geçişlere sahip referans sinyallerinde yüksek salınımlar gerçekleştirdikten sonra diğer kontrolörler göre çok daha uzun bir sürede yatışkın duruma ulaşması nedeniyle başarımı yeterli görülmemektedir. Ancak elde edilen sonuçlardan görülecek olan pasiflik tabanlı kontrol yaklaşımının sağladığı katkılarının bir sonraki kontrol yönteminde yararlanılacaktır.



Şekil 3.14 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), pasiflik tabanlı kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)

Bu sonuçlara bakarak, 2E helikopterin istenen değerleri tutarlı bir şekilde takip ettiği, geçici hal cevabı ve yatışkın durum sonuçlarının kabul edilebilir seviyede olduğu görülmüştür. Pasiflik tabanlı kontrolör, motora uygulanan gerilimlerden görüleceği üzere özellikle ana motorda daha önceki kontrol yöntemlerine göre daha temiz bir sinyalle izlemeyi başarılı bir şekilde tamamlamıştır. Bu, pasiflik tabanlı kontrolörün elde edilmiş en önemli katkısıdır.

3.5 Pasiflik Tabanlı Kayan Kipli Kontrol

Pasiflik yaklaşımının kararlılığa olan katkıları son yıllarda başka tekniklerle beraber kullanılması yöntemiyle giderek arttırılmaktadır. Bu bağlamda, pasiflik tabanlı kayan kipli kontrol (PT-KKK) üzerine birçok müspet bulgu literatürde gün geçtikçe yerini almasına karşın, bu yöntemle yapılmış gerçek zamanlı kontrolleri içeren çalışmalar halen sınırlı sayıdadır. Koshkouei'nin yaptığı bir çalışma [79], bir PT-KKK tasarımını doğrusal ve uyarlamalı doğrusal olmayan şekillerini içerecek şekilde önermiştir. Wang ve Chen ise çalışmalarında [80], gerçek zamanlı sonuçları da vermek suretiyle bir indükleme motorunun pozisyon kontrolünü PT-KKK ile gerçekleştirmiştir.

Pasiflik tabanlı kontrolün metodolojisi bir önceki kısımda incelenmiştir. Bu metodun yanında bu bölümde, sistemin kararlılığı pasiflik tabanlı kontrolöre bir kayan kip rejimi gömülerek güçlendirilecektir. Kayan kipli kontrol yöntemindeki gibi faz uzayında kararlı bir kayma yüzeyi tanımlanacak ve hata vektörü bu altuzayda himaye edilecektir. Buna ek olarak, sistem çıkışı bu altuzay kabul edilecek ve bu alt uzayın ilgili kontrol sinyali ile sistem üzerinde gerekli pasiflik şartlarını sağlaması tesis edilecektir.

3.5.1 Pasiflik Tabanlı Kayan Kipli Kontrolör Tasarımı

Bu adımda da pasiflik tabanlı kontrol tasarımı adımında olduğu gibi sistemin modelinin aşağıdaki ifadesi kullanılacaktır.

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + B\dot{q} + G(q) = \tau \quad (96)$$

Bu modelin içeriği daha önceden (73)-(78) eşitlikleri asarında sıralanmıştır. İzleme hatası vektörü q_e , referans sinyali q_d ve sistemin açısız pozisyonları q 'ya göre ifadesi (79) ile $q_e = q - q_d$ şeklinde verilmiştir. Buradan q yalnız bırakılır ve (96) eşitliğinde yerine koyulursa

$$D(q)(\ddot{q}_e + \ddot{q}_d) + C(q, \dot{q})(\dot{q}_e + \dot{q}_d) + B(\dot{q}_e + \dot{q}_d) + G(q) = \tau \quad (97)$$

ifadesi elde edilir. İlgilendiğimiz hata sistemini oluşturabilmek için bu eşitlikte q_e ve q_d karşı taraflara alınırsa

$$D(q)\ddot{q}_e + C(q, \dot{q})\dot{q}_e + B\dot{q}_e = \tau - G(q) - D(q)\ddot{q}_d - C(q, \dot{q})\dot{q}_d - B\dot{q}_d \quad (98)$$

ifadesine ulaşılır. Böylelikle hata sistemi sol tarafta kalacak şekilde elde edilmiştir. Bu noktada faz uzayındaki kayma yüzeyini teşkil edecek anahtarlama fonksiyonunu şu şekilde tanımlayalım.

$$s := \dot{q}_e + \beta q_e \quad (99)$$

Burada kullanılan β şu şekilde seçilirse

$$\beta = \text{diag}(\beta_\theta \quad \beta_\psi), \quad \beta_\theta > 0, \beta_\psi > 0 \quad (100)$$

anahtarlama fonksiyonunu Hurwitz olmaktadır. Anahtarlama yüzeyinin tanımlanmasından sonra pasiflik için gerekli sorgulamayı yapacak depolama fonksiyonu adayı şu şekilde önerilmiştir.

$$V := \frac{1}{2} s^T D s \quad (101)$$

Daha sonra bu depolama fonksiyonunun türevi alınırsa aşağı verilen ifade elde edilecektir.

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= s^T D \dot{s} + \frac{1}{2} s^T \dot{D} s \\
&= s^T \left(D \dot{s} + \frac{1}{2} \dot{D} s \right) \\
&= s^T \left(D \ddot{q}_e + D \beta \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \beta q_e \right) \\
&= s^T \left(\tau - G(q) - D \ddot{q}_d - C \dot{q}_d - B \dot{q}_d - C \dot{q}_e - B \dot{q}_e + D \beta \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \beta q_e \right) \quad (102) \\
&= s^T \left(\tau - G(q) - D \ddot{q}_d - (B+C) \dot{q} + D \beta \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \dot{q}_e + \frac{1}{2} \dot{D} \beta q_e \right) \\
&= s^T \left(\tau - G(q) - (B+C) \dot{q} + D(\beta \dot{q}_e - \ddot{q}_d) + \frac{1}{2} \dot{D}(\dot{q}_e + \beta q_e) \right)
\end{aligned}$$

Bu noktada uygun bir τ seçimi, v sisteme uygulanan sanal kontrol sinyali olmak üzere

$$\tau := G(q) + (B+C) \dot{q} - D(\beta \dot{q}_e - \ddot{q}_d) - \frac{1}{2} \dot{D}(\dot{q}_e + \beta q_e) + v \quad (103)$$

ifadesiyle yapılırsa (102) eşitliği ile verilen depolama fonksiyonunun türevi aşağıdaki formu alır.

$$\dot{V} = s^T v \quad (104)$$

Bu durumda v için şu şekilde bir tercih yapılmıştır.

$$v = -\omega \operatorname{sat}(s) - \gamma \tan^{-1}(s) \quad (105)$$

Bu tercihte yer alan terimlerden $\operatorname{sat}(s)$ ise bir doyum fonksiyonu olup aşağıda verildiği gibi tanımlanmıştır.

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \phi & \text{if } s > \phi \\ s & \text{if } s \leq \phi \end{cases}, \quad \phi = \begin{bmatrix} \phi_\theta \\ \phi_\psi \end{bmatrix}, \quad \phi_\theta > 0, \phi_\psi > 0 \quad (106)$$

Sanal kontrol sinyali v için yapılan tercihte (105) yer alan diğer parametreler γ ve ω ise şu şekilde tanımlanmaktadır.

$$\begin{aligned} \gamma &= \text{diag}(\gamma_\theta \quad \gamma_\psi), \quad \gamma_\theta > 0, \quad \gamma_\psi > 0 \\ \omega &= \text{diag}(\omega_\theta \quad \omega_\psi), \quad \omega_\theta > 0, \quad \omega_\psi > 0 \end{aligned} \quad (107)$$

Sanal kontrol sinyali v için yapılan tanımlamaların ardından (104) ile verilen depolama fonksiyonunun türevi

$$\dot{V} = -s^T (\omega \text{sat}(s) - \gamma \tan^{-1}(s)) \leq 0 \quad (108)$$

formunu alarak kesin negatif tanımlı hale gelir. Böylece (109), (110) ve (111) ile verilen edilgen sistem olma şartları, sistem çıktısı $y = s$ ve sistem girdisi $v = -\phi(y) = -\omega \text{sat}(s) - \gamma \tan^{-1}(s)$ olmak üzere sağlanmış olur.

$$v^T y \geq \dot{V} \quad (109)$$

$$y^T \phi(y) > 0, \quad \forall y \neq 0 \quad (110)$$

$$\phi(0) = 0 \quad (111)$$

Buna ek olarak $v = 0$ iken

$$y \equiv 0 \Rightarrow s \equiv 0 \quad (112)$$

çıkarsaması yapılabilir. Ancak burada sıfır durum gözlenebilirliğin yalnızca tek noktanın ($q = 0, \dot{q} = 0$) çözüm olmasını öngörmesinin ilerisinde bu noktayı içeren

bir doğru gerekli çözümü oluşturmaktadır. Ancak bu noktada biliniyor ki bu doğru, faz uzayında içerisinde bizim tarafımızdan tanımlanmış bir altuzaydır ve kayma hattını oluşturur. Yani pasiflik için istenilen nihai nokta ($q = 0, \dot{q} = 0$) yerine bu yüzeyin çözüm olması neticeyi değiştirmemekte, zira bu doğruya ulaşan hata vektörünün zamanla bu yüzeyin merkezine yani istenilen çözüm noktası ($q = 0, \dot{q} = 0$)'a yakınsayacağı kayan kipli kontrol teoreminden bilinmektedir. Bu durumda bir sıfır durum gözlenebilirliği yerine bir *altuzay durum gözlenebilirliği* ifadesinden bahsedilebilir. Böylece sistemin pasifliği, sanal kontrol girdisi v ile sistem çıkışı s anahtarlama yüzeyi arasında geçerli olup, bu kontrol girdisi ile hata vektörünün istenen altuzaya erişmesi süreci kararlılaştırılabilir. Bu yaklaşım sayesinde kayan kipli kontrolde hata vektörünün, tanımlanan altuzaya ulaştırılması ve komşuluğunda tutulması süreçlerinde pasiflikten yararlanılmıştır. PT-KKK tasarımında en son adım olarak motorlara uygulanacak asıl kontrol sinyali

$$u = g^{-1} \left(G(q) + (B + C)\dot{q} - D(\beta\dot{q}_e - \ddot{q}_d) - \frac{1}{2}\dot{D}(\dot{q}_e + \beta q_e) - \omega \text{sat}(s) - \gamma \tan^{-1}(s) \right) \quad (113)$$

olarak elde edilir. Bu kontrol kuralında $g(\theta)$ 'nın her zaman tersi alınabilir olduğu daha önce sunulan geri adımlama bölümünde izah edilmiştir. Bu adımınla beraber pasiflik tabanlı kayan kipli kontrolörün ayrıntılı olarak tasarlanması tamamlanmıştır.

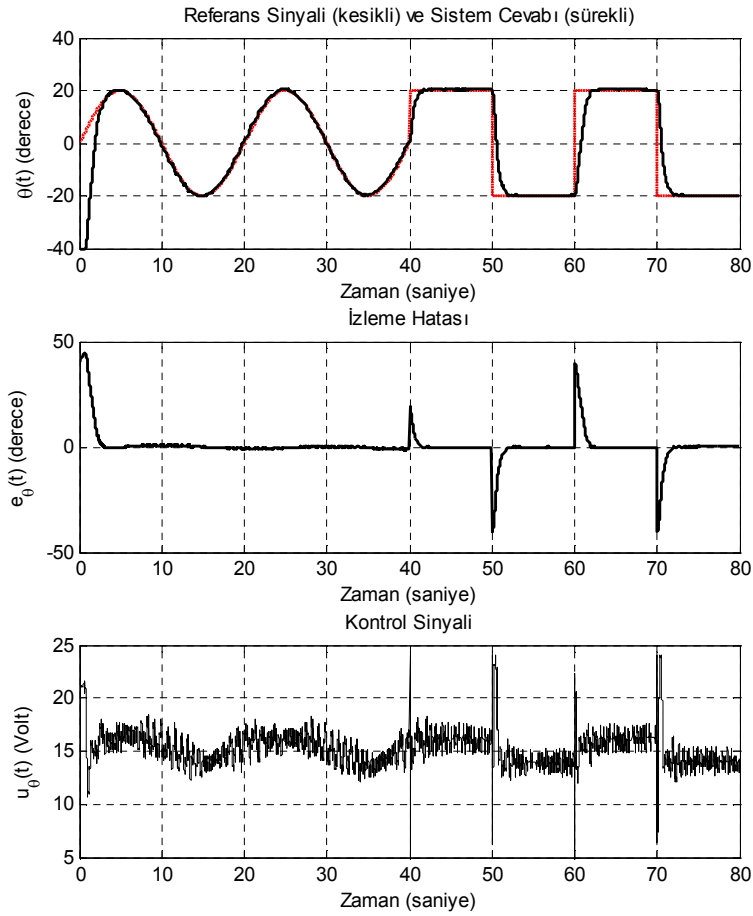
3.5.2 Pasiflik Tabanlı Kayan Kipli Kontrolör ile Gerçek Zamanlı Uygulama

Gerçek zamanlı uygulamalar için daha önceki kontrol yöntemlerinde de yapıldığı gibi sisteme motorların kabul ettiği genlik sınırları dikkate alınarak kontrol sinyali uygulanmıştır. Bu sınırlamanın haricinde halihazırda kontrol sinyali içerisinde de bir doyum fonksiyonu mevcuttur. (109) ile verilen nihai kontrol sinyalinde yer alan parametrelerin bir dizi denemeden sonra oluşturulmuş ayarları Çizelge 3.4 ile listelenmiştir.

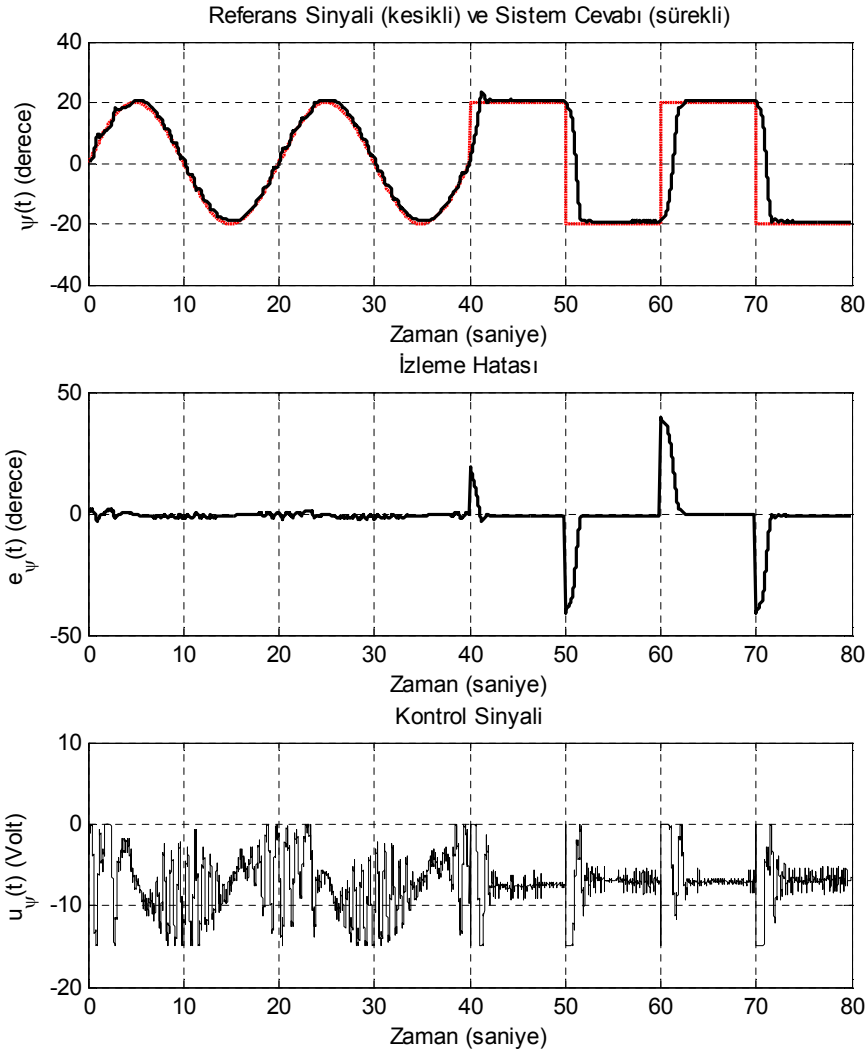
Çizelge 3.4 Pasiflik tabanlı kayan kipli kontrolörün parametre ayarları

Parametre	Açıklama	Değer
γ_θ	Yunuslama açısı erişim kuralı parametresi	2
γ_ψ	Rota açısı erişim kuralı parametresi	2
β_θ	Yunuslama açısı kayma hattının eğim parametresi	1.1
β_ψ	Rota açısı kayma hattının eğim parametresi	2
ω_θ	Yunuslama açısı anahtarlama fonksiyonunun (s) katsayısı	2
ω_ψ	Rota açısı anahtarlama fonksiyonunun (s) katsayısı	2
ϕ_θ	Yunuslama açısı için $\text{sat}(s)$ 'in üst limiti	0.23
ϕ_ψ	Rota açısı için $\text{sat}(s)$ 'in üst limiti	∞

Referans sinyali olarak bu çalışmada standart olarak kullanılan sinüzoidal ve kare dalga karışımı sinyal uygulanmıştır. Gerçek zamanlı uygulamanın, yunuslama açısı için sonuçları Şekil 3.15 ile, rota açısı sonuçları Şekil 3.16 ile verilmiştir.



Şekil 3.15 Yunuslama açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), pasiflik tabanlı kayan kipli kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)



Şekil 3.16 Rota açısının izlenmesi (üstte), izleme hatası (ortada), pasiflik tabanlı kayan kipli kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyali (altta)

Bu sonuçlarda 2E helikopterin istenen güzergahı kabul edilebilir bir hata oranıyla takip ettiği, bunun yanında önceki kontrolör yöntemlerine göre daha temiz kontrol sinyalleri ile bunu başardığı görülmektedir. Bu kontrol sinyallerine bakarak, hata vektörünün istenen alt uzayda tutulması sürecinde pasifliğin kayan kipli kontrole olan katkısı, sade bir kayan kipli kontrole göre sistemin yatışkın durumda uyguladığı kontrol sinyalinde çattırdama etkisine daha az rastlanmasıyla kendisini göstermiştir.

4 KARŞILAŞTIRMA VE SONUÇLAR

Bu tez çalışması 2E bir helikopter üzerinde birkaç kontrol yönteminin tasarlanmasını ve gerçek zamanlı olarak uygulanmasını kapsamaktadır. Bu yöntemler bulanık kontrolör, GAK, KKK, PTK ve PT-KKK'dır. Çizelge 4.1'de bu yöntemlerden elde edilen gerçek zamanlı sonuçların bir karşılaştırması yer almaktadır. Gerçek zamanlı uygulamada diğer kontrolörlerin aksine kare sinyal takibinde yüksek oturma zamanları sergileyen PTK bu kıyaslamaya dahil edilmemiştir.

Çizelge 4.1 İzleme hatalarının ortalaması ve varyansı ile kontrol sinyali kalitesi açısından kontrolörlerin karşılaştırılması

Açı türü	Kontrolör	İzleme hatası		Yükselme Zamanı $t=60s$	Yatışkın durum hatası $t=60-70s$	Kontrol sinyali kalitesi
		Ortalama	Varyans			
Yun. Açısı	Bulanık K.	2.55	64.61	62.33	-0.3	Düşük
	KKK	2.37	58.71	62.02	0.8	Düşük
	GAK	2.70	68.74	61.73	0.5	Orta
	PT-KKK	2.38	58.96	61.59	0.4	Yüksek
Rota Açısı	Bulanık K.	3.80	96.39	63.26	-0.2	Yüksek
	KKK	2.72	65.35	62.50	0.2	Düşük
	GAK	2.95	67.41	63.14	0.3	Orta
	PT-KKK	2.61	62.23	61.96	0.2	Orta

Çizelgeden, PT-KKK ve KKK'nın en düşük yunuslama açısı izleme hatalarına sahip oldukları, ancak PT-KKK'nın daha düzgün bir kontrol sinyali ile bunu sağladığı görülmektedir. Aynı şekilde rota açısı için yine PT-KKK ve KKK en düşük izleme hatalarını sağlamışlar ve yine PT-KKK kontrol sinyalinde daha başarılıdır. Rota açısı kontrolünde en temiz kontrol sinyaline sahip olan bulanık kontrolör, diğer taraftan en yüksek hata ortalamasına sahiptir. Yükselme zamanları 60. saniyede kare dalganın yükselen kenarında ölçülmüş ve devamındaki yatışkın durum hataları izlenmiştir. Bu ölçütlerde PT-KKK yine en önlere yer almaktadır. Bulanık kontrolör ise düşük yatışkın durum hatalarına sahip olup, GAK genelde orta ve sonlarda yer bulmuştur.

Sonuç olarak belirtilen kontrol yaklaşımları başarıyla gerçekleşmiş olup, aralarından başarımlı ve kontrol sinyali kalitesi açısından en uygunu olarak PT-KKK dikkati çekmiştir.

5 KAYNAKLAR

- [1] Chen, H., Wang, X. M., Li, Y., A Survey of Autonomous Control for UAV. 2009 International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence, Vol II, Proceedings, 267-271, 2009.
- [2] Sarris, Z., Survey of Uav Applications in Civil Markets, STN ATLAS-3Sigma AE ve Technical University of Crete DPEM, Haziran, 2001.
- [3] Zhang, J., Chen, J. P., Ko, C. C., Chen, B. M., Ge, S. S. A web-based laboratory on control of a two-degree-of-freedom helicopter. Proceedings of the 40th Ieee Conference on Decision and Control, Vols 1-5, 2821-2826, 2001.
- [4] Coelho, P. R. S. L., Sassi, R. F., Cardozo, E., Guimaraes, E. G., Faina, L. F., Lima, A. Z., Pinto, R.P., A web lab for mobile robotics education. Proceedings of the 2007 Ieee International Conference on Robotics and Automation, Vols 1-10, 1381-1386, 2007.
- [5] Lundgren, P., Jeppson, K. O., Ingerman, A., Lab on the web - Looking at different ways of experiencing electronic experiments. International Journal of Engineering Education, 22(2), 308-314, 2006
- [6] Chao, L., Developing Web-based computer lab through terminal services. Information Technology and Organizations: Trends, Issues, Challenges and Solutions, Vols 1 and 2, 298-299, 2003.
- [7] S. F. Toha, M. O. Tokhi., Z. Hussain., ANFIS modeling of a twin rotor system. UKACC International Conference on Control 2008 (UKACC08), Manchester, UK, pp. P125.pdf, 2008.
- [8] S. F. Toha., M. O. Tokhi., ANFIS modelling of a twin rotor system using particle swarm optimisation and RLS. 8th IEEE International Conference on Cybernetic Intelligent Systems, Birmingham, United Kingdom, 2009.
- [9] Rahideh, A., Shaheed, M.H., Dynamic modelling of a twin rotor MIMO system using grey box approach. Mechatronics and Its Applications, 2008. ISMA 2008. 5th International Symposium on , vol., no., pp.1-6, 2008.
- [10] Aldebrez, F. M., Darus, I. Z. M., Tokhi, M. O., Dynamic modelling of a twin rotor system in hovering position. Isccsp : 2004 First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing, 823-826, 2004.
- [11] Ahmad, S. M., Chipperfield, A. J., Tokhi, M., Dynamic modelling and open-loop control of a twin rotor multi-input multi-output system. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part I-Journal of Systems and Control Engineering, 216(I6), 477-496, 2002.
- [12] Ahmad, S. M., Chipperfield, A. J., Tokhi, M. O., Dynamic modelling and linear quadratic Gaussian control of a twin-rotor multi-input multi-output system. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part I-Journal of Systems and Control Engineering, 217(I3), 203-227, 2003.
- [13] Ahmad, S. M., Chipperfield, A. J., Tokhi, M. O., Dynamic modelling and open-loop control of a two-degree-of-freedom twin-rotor multi-input multi-output system. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part I-Journal of Systems and Control Engineering, 218(I6), 451-463, 2004.
- [14] Ahmad, S. M., Chipperfield, A. J., Tokhi, M. O., Parametric modelling and dynamic characterization of a two-degree-of-freedom twin-rotor multi-input

- multi-output system. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part G-Journal of Aerospace Engineering, 215(G2), 63-78, 2001.
- [15] F. M. Aldebrez, M. S. Alam, M. O. Tokhi and M. H. Shaheed., Genetic modelling and vibration control of a twin rotor system. Proceedings of UKACC International Conference on Control-2004, Bath, 2004.
- [16] Rahideh, A. Shaheed, M. H., Mathematical dynamic modelling of a twin-rotor multiple input-multiple output system. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part I-Journal of Systems and Control Engineering, 221(I1), 89-101, 2007.
- [17] Rahideh, A., Shaheed, M. H., Huijberts, H. J. C., Dynamic modelling of a TRMS using analytical and empirical approaches. Control Engineering Practice, 16(3), 241-259, 2008.
- [18] Shih, C. L., Chen, M. L., Wang, J. Y., Mathematical model and set-point stabilizing controller design of a twin rotor MIMO system. Asian Journal of Control, 10(1), 107-114, 2008.
- [19] Toha, S. F., Tokhi, M. O., MLP and Elman Recurrent Neural Network Modelling for the TRMS. Proceedings of the 2008 7th Ieee International Conference on Cybernetic Intelligent Systems, 391-396, 2008.
- [20] Ahmad, S.M., Shaheed, M.H., Chipperfield, A.J., Tokhi, M.O., Nonlinear modelling of a twin rotor MIMO system using radial basis function networks. National Aerospace and Electronics Conference, 2000. NAECON 2000. Proceedings of the IEEE 2000, vol., no., pp.313-320, 2000.
- [21] Subudhi, B., Jena, D., Nonlinear System Identification of A Twin Rotor MIMO System. Tencon 2009 - 2009 Ieee Region 10 Conference, Vols 1-4, 437-442, 2009.
- [22] Toha, S. F., Abd Latiff, I., Mohamad, M., Tokhi, M. O., Parametric Modelling of a TRMS Using Dynamic Spread Factor Particle Swarm Optimisation. Uksim 2009: Eleventh International Conference on Computer Modelling and Simulation, 95-100, 2009.
- [23] Darus, I. Z. M., Aldebrez, F. M., Tun, M. O., Parametric modelling of a twin rotor system using genetic algorithms. Isccsp: 2004 First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing, 115-118, 2004.
- [24] Toha, S. F., Tokhi, M. O., Real-coded Genetic Algorithm for Parametric Modelling of a TRMS. 2009 Ieee Congress on Evolutionary Computation, Vols 1-5, 2022-2028, 2009.
- [25] Kim, T. S., Yang, J. H., Lee, Y. S., Kwon, O. K., Twin rotors system modeling and bumpless transfer implementation algorithm for LQ control. 2006 SICE-ICASE International Joint Conference, Vols 1-13, 3852-3857, 2006.
- [26] Lopez-Martinez, M., Vivas, C., Ortega, M. G., A multivariable nonlinear H-infinity controller for a laboratory helicopter. 2005 44th IEEE Conference on Decision and Control & European Control Conference, Vols 1-8, 4065-4070, 2005.
- [27] Shaik, F.A., Purwar, S., A Nonlinear State Observer Design for 2-DOF Twin Rotor System Using Neural Networks. Advances in Computing, Control, & Telecommunication Technologies, 2009. ACT '09. International Conference on, vol., no., pp.15-19, 2009.

- [28] Tao, C.-W., Taur, J.-S., Chang, Y.-H., Chang, C.-W., A Novel Fuzzy Sliding and Fuzzy Integral Sliding Controller for the Twin Rotor Multi-Input Multi-Output System. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol.18, no.5, pp.893-905, 2010.
- [29] Liu, T. K., Juang, J. G., A Single Neuron PID Control for Twin Rotor MIMO System. 2009 Ieee/Asme International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Vols 1-3, 186-191, 2009.
- [30] Yang, J. H., Hsu, W. C., Adaptive backstepping control for electrically driven unmanned helicopter. *Control Engineering Practice*, 17(8), 903-913, 2009.
- [31] Rahideh, A., Shaheed, M. H., Bajodah, A. H., Adaptive nonlinear model inversion control of a twin rotor system using artificial intelligence. *Proceedings of the 2007 Ieee International Symposium on Intelligent Control*, Vols 1-3, 1160-1165, 2007.
- [32] Mahmoud, T. S., Marhaban, M. H., Hong, T. S., Ng, S., ANFIS Controller with Fuzzy Subtractive Clustering Method to Reduce Coupling Effects in Twin Rotor MIMO System (TRMS) with Less Memory and Time Usage. *International Conference on Advanced Computer Control : Icacc 2009 - Proceedings*, 2009.
- [33] Zong-Ru Yu., Teng-Chieh Yang., Jih-Gau Juang., Application of CMAC and FPGA to a twin rotor MIMO system. *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on*, vol., no., pp.264-269, 2010.
- [34] Inoue, A., Deng, M. C., Harima, T., Nakao, S., Ueki, N., Attitude control system design of a helicopter experimental system. 2005 IEEE International Conference on Industrial Technology - (ICIT), Vols 1 and 2, 1304-1309, 2005.
- [35] Juang, J. G., Lin, R. W., Liu, W. K., Comparison of classical control and intelligent control for a MIMO system. *Applied Mathematics and Computation*, 205(2), 778-791, 2008.
- [36] Agudelo, O. M., Espinosa, J. J. Vandewalle, J., Control of a Helicopter Laboratory Process using Fuzzy Techniques. ESAT-SISTA Internal Report 06-74. K.U.Leuven (Leuven, Belgium), 2006. *Journal of Intelligent & Fuzzy Systems: Applications in Engineering and Technology*, 2006.
- [37] Lopez-Martinez, M., Diaz, J. M., Ortega, M. G., Rubio, F. R., Control of a laboratory helicopter using switched 2-step feedback linearization. *Proceedings of the 2004 American Control Conference*, Vols 1-6, 4330-4335, 2004.
- [38] Mustafa, G., Iqbal, N., Controller design for a twin rotor helicopter model via exact state feedback linearization. *INMIC 2004: 8th International Multitopic Conference, Proceedings*, 706-711, 2004.
- [39] Islam, B.U., Ahmed, N., Bhatti, D.L., Khan, S., Controller design using fuzzy logic for a twin rotor MIMO system. *Multi Topic Conference, 2003. INMIC 2003. 7th International*, vol., no., pp. 264- 268, 2003.
- [40] Wen, P., Lu, T. W., Decoupling control of a twin rotor MIMO system using robust deadbeat control technique. *Iet Control Theory and Applications*, 2(11), 999-1007, 2008.
- [41] Tao, C. W., Taur, J. S., Chen, Y. C., Design of a parallel distributed fuzzy LQR controller for the twin rotor multi-input multi-output system. *Fuzzy Sets and Systems*, 161(15), 2081-2103, 2010.

- [42] Toha, S.F.; Tokhi, M.O., Dynamic Nonlinear Inverse-Model Based Control of a Twin Rotor System Using Adaptive Neuro-fuzzy Inference System. *Computer Modeling and Simulation*, 2009. EMS '09. Third UKSim European Symposium on, vol., no., pp.107-111, 2009.
- [43] Wang, W. Y., Lee, T. T., Huang, H. C., Evolutionary design of PID controller for twin rotor multi-input multi-output system. *Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Vols 1-4, 913-917, 2002.
- [44] Zarikian, G., Serrani, A., External model-based disturbance rejection in tracking control of Euler-Lagrange systems. *ACC: Proceedings of the 2005 American Control Conference*, Vols 1-7, 3562-3567, 2005.
- [45] Jih-Gau Juang; Wen-Kai Liu., Hardware Implementation of a Hybrid Intelligent Controller for a Twin Rotor MIMO. *Innovative Computing Information and Control*, 2008. ICICIC '08. 3rd International Conference on , vol., no., pp.185-185, 2008.
- [46] Rahideh, A., Shaheed, M. H. Hybrid Fuzzy-PID-based control of a twin rotor MIMO system. *Iecon 2006 - 32nd Annual Conference on Ieee Industrial Electronics*, Vols 1-11, 1258-1263, 2006.
- [47] Rahideh, A., Shaheed, M. H., Real Time Hybrid Fuzzy-PID Control of a Twin Rotor System. *2009 Ieee International Conference on Mechatronics*, Vols 1 and 2, 327-332, 2009.
- [48] Liu, C. S., Chen, L. R., Li, B. Z., Chen, S. K., Zeng, Z. S., Improvement of the twin rotor MIMO system tracking and transient response using fuzzy control technology. *Icica 2006: 1st Ieee Conference on Industrial Electronics and Applications*, Vols 1-3, Proceedings, 179-184, 2006.
- [49] Aldebrez, F. M., Alam, M. S., Tokhi, M. O., Input-shaping with GA-tuned PID for target tracking and vibration reduction. *2005 IEEE International Symposium on Intelligent Control & 13th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Vols 1 and 2, 485-490, 2005.
- [50] Jafarzadeh, S., Mirheidari, R., Motlagh, M. R. J., Barkhordari, M., Intelligent autopilot control design for a 2-DOF helicopter model. *International Journal of Computers Communications & Control*, 3, 337-342, 2008.
- [51] Mofamed, Z., Nor, M.A.M., Anuar, M.A., Manan, N.F.A., Internal Model Control oID for MIMO System. *Computer and Automation Engineering (ICCAE)*, 2010 The 2nd International Conference on , vol.1, no., pp.692-695, 2010.
- [52] Kaloust, J., Ham, C., Qu, Z., Nonlinear autopilot control design for a 2-DOF helicopter model. *Iee Proceedings-Control Theory and Applications*, 144(6), 612-616, 1997.
- [53] Lopez-Martinez, M., Ortega, M. G., Vivas, C., Rubio, F. R., Nonlinear L-2 control of a laboratory helicopter with variable speed rotors. *Automatica*, 43(4), 655-661, 2007.
- [54] Juang, J. G., Tu, K. T., Liu, W. K., Optimal fuzzy switching grey prediction with RGA for TRMS control. *2006 Ieee International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, Vols 1-6, Proceedings, 681-686, 2006.
- [55] Shaheed, M. H., Performance analysis of 4 types of conjugate gradient algorithms in the nonlinear dynamic modelling of a TRMS using feedforward

- neural networks. 2004 Ieee International Conference on Systems, Man & Cybernetics, Vols 1-7, 5985-5990, 2004.
- [56] Juang, J. G., Huang, M. T., Liu, W. K., PID control using presearched genetic algorithms for a MIMO system. Ieee Transactions on Systems Man and Cybernetics Part C-Applications and Reviews, 38(5), 716-727, 2008.
- [57] Su, J. P., Liang, C. Y., Chen, H. M., Robust control of a class of nonlinear systems and its application to a twin rotor MIMO system. Ieee Icit' 02: 2002 Ieee International Conference on Industrial Technology, Vols I and II, Proceedings, 1272-1277, 2002.
- [58] Ahmed, Q., Bhatti, A. I., Iqbal, S., Robust Decoupling Control Design for Twin Rotor System using Hadamard Weights. 2009 Ieee Control Applications Cca & Intelligent Control (Isic), Vols 1-3, 1009-1014, 2009.
- [59] Yu, G. R., Robust-optimal control of a nonlinear two degree-of-freedom helicopter. 6th Ieee/Acis International Conference on Computer and Information Science, Proceedings, 744-749, 2007.
- [60] Yu, G. R., Liu, H. T., Sliding mode control of a two-degree-of-freedom helicopter via linear quadratic regulator. International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Vol 1-4, Proceedings, 3299-3304, 2005.
- [61] Rahideh, A., Shaheed, M. H., Huijberts, H. J. C., Stable adaptive model predictive control for nonlinear systems. 2008 American Control Conference, Vols 1-12, 1673-1678, 2008.
- [62] Lu, T. W., Wen, P., Time optimal and robust control of twin rotor system. 2007 Ieee International Conference on Control and Automation, Vols 1-7, 1435-1439, 2007.
- [63] Quanser Inc. Quanser 2 DOF Helicopter User and Control Manual Revision 1. 119 Spy Court Markham, Ontario L3R 5H6 Canada, 2006.
- [64] L.A. Zadeh., Fuzzy sets. Information and Control, vol.8, pp. 338-353, 1965.
- [65] K.M. Passino, S. Yurkovich, Fuzzy Control, Prentice Hall, 1998.
- [66] A. Yücel, Y. Buğday, M.Ö. Efe., Bir DC Motorun Gerçek Zamanlı Kontrolünde Üç Yöntem. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı; TOK'08, Cilt 1, sayfa 280-285, 2008.
- [67] Bridges, M. M., Dawson, D. M., Abdallah, C. T., Control of Rigid-Link, Flexible-Joint Robots - a Survey of Backstepping Methods. Journal of Robotic Systems, 12, 199-216, 1995.
- [68] Krstic, M., Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P. V., Nonlinear and adaptive control design. New York ; Chichester: Wiley, 1995.
- [69] Freeman, R. A., Robust nonlinear control design : state-space and lyapunov techniques (1st ed.). Boston, MA: Birkhaeuser, 2008.
- [70] Frazzoli, E., Dahleh, M. A., Feron, E., Trajectory tracking control design for autonomous helicopters using a backstepping algorithm. Proceedings of the 2000 American Control Conference, Vols 1-6, 4102-4107, 2000.
- [71] Das, A., Lewis, F., Subbarao, K., Backstepping Approach for Controlling a Quadrotor Using Lagrange Form Dynamics. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 56(1-2), 127-151, 2009.
- [72] Hung, J. Y., Gao, W. B., Hung, J. C., Variable Structure Control - a Survey. Ieee Transactions on Industrial Electronics, 40, 2-22, 1993.

- [73] Utkin, V. I., Guldner, J., Shi, J., Sliding mode control in electromechanical systems (2nd ed.). Boca Raton, FL, London: CRC Press ;Taylor & Francis distributor, 2009.
- [74] EFE, M. O., Fractional Fuzzy Adaptive Sliding-Mode Control of a 2-DOF Direct-Drive Robot Arm. *Ieee Transactions on Systems Man and Cybernetics Part B-Cybernetics*, 38, 1561-1570, 2008.
- [75] Ertuğrul, M., Kaynak, O., Sabanovic, A., Ohnishi, K., Generalized approach for lyapunov design of sliding mode controllers for motion control applications. *Amc '96-Mie - 1996 4th International Workshop on Advanced Motion Control, Proceedings, Vols 1 and 2*, 407-412, 1996.
- [76] Khalil, H. K., *Nonlinear systems* (3rd ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 2002.
- [77] Ortega, R., *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems : mechanical, electrical, and electromechanical applications*. London ; New York: Springer, 1998.
- [78] Byrnes, C. I., Isidori, A., Willems, J. C., Passivity, Feedback Equivalence, and the Global Stabilization of Minimum Phase Nonlinear-Systems. *Ieee Transactions on Automatic Control*, 36(11), 1228-1240, 1991.
- [79] Koshkouei, A. J., Passivity-based sliding mode control for nonlinear systems. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 22(9), 859-874, 2008.
- [80] Wang, W. J., Chen, J. Y., Passivity-based sliding mode position control for induction motor drives. *Ieee Transactions on Energy Conversion*, 20(2), 316-321, 2005.

6 ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : BUĞDAY, Yusuf
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 11.07.1985 Kayseri
Medeni hali : Evli
Telefon : 0 (537) 283 46 47
Faks : 0 (312) 311 77 00
e-mail : ybugday@etu.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Y. Lisans	TOBB ETÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği	2010
Lisans	TOBB ETÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği	2008
Orta ve Lise Öğr.	Ankara Atatürk Lisesi	2003

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2008-2010	TOBB ETÜ	Asistan
2008 (4 Ay)	PETAŞ Ar-Ge Departmanı	Stajyer
2007 (4 Ay)	NABAY Akyurt Üretim Tesisleri	Stajyer
2006 (4 Ay)	ŞA-RA Polatlı Fabrika	Stajyer

Yabancı Dil

İngilizce (iyi)
Rusça (orta)

Yayınlar

Buğday, Y. ve Efe, M. Ö. , “A set of computer aided automatic control experiments for undergraduate students”. Computer Applications in Engineering Education, n/a. doi:/10.1002/cae.20472. Mayıs 2010.

Özbek, N. S., Buğday, Y. ve Efe, M. Ö. , “Computer-Aided Nonlinear Control Experiments for Graduate Level Control Engineering Education”. International Engineering Education Conference 2010. (IEEC'10). (4-6) Kasım, Antalya, 2010.

Buğday, Y. ve Efe, M. Ö. , “An experimental comparison of nonlinear control strategies in control of a 2-dof helicopter.” (yayın aşamasında)

Buğday, Y. ve Efe, M. Ö. , “İki Eksenli Bir Helikopter Düzeneği İçin Bulanık Kontrolör Tasarımı”. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'09), 13-16 Ekim, Yıldız Teknik Üniversitesi, 2009.

Yücel, A.N., Buğday, Y. ve Efe, M.Ö. , “Bir DC Motorun Gerçek Zamanlı Kontrolünde Üç Yöntem,” Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'08), 13-15 Kasım, İstanbul Teknik Üniversitesi, cilt 1, sayfa 280-285, 2008.