

**İNSANSIZ HAVA ARAÇLARINDA FARKLI KONTROL TEKNİKLERİNİN
PERFORMANS KARŞILAŞTIRMASI**

NECDET SİNAN ÖZBEK

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

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

ARALIK 2010

ANKARA

Fen Bilimleri Enstitü onayı

Prof. Dr. Ünver KAYNAK

Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

Doç. Dr. Kahraman Güçlü KÖPRÜLÜ

Anabilim Dalı Başkanı

Necdet Sinan ÖZBEK tarafından hazırlanan İNSANSIZ HAVA ARAÇLARINDA FARKLI KONTROL TEKNİKLERİNİN PERFORMANS KARŞILAŞTIRMASI adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Tez Danışmanı

Tez Jüri Üyeleri

Başkan : Doç. Dr. Kahraman Güçlü KÖPRÜLÜ _____

Üye : Yrd. Doç. Dr. Coşku KASNAKOĞLU _____

Üye : Yrd. Doç. Dr. Yiğit TAŞÇIOĞLU _____

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.

(İmza)

Necdet Sinan ÖZBEK

Üniversitesi : TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Enstitüsü : Fen Bilimleri
Anabilim Dalı : Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Coşku KASNAKOĞLU
Tez Türü ve Tarihi : Yüksek Lisans – Aralık 2010

Necdet Sinan ÖZBEK

İNSANSIZ HAVA ARAÇLARINDA FARKLI KONTROL TEKNİKLERİNİN PERFORMANS KARŞILAŞTIRMASI

ÖZET

Günümüz gelişen teknolojisi ile otonom insansız hava araçları savunma sanayi başta olmak üzere birçok alanda yüksek bir ivme ile artan popülerliğe sahiptir. İnsansız hava araçları pazarında en büyük pay şüphesiz savunma sanayi çalışmalarınıdır. Bu tez çalışmasında insansız hava araçlarında farklı kontrol tekniklerinin performans karşılaştırması ele alınmaktadır. Doğrusal olmayan ve birbiri ile etkileşimli birçok durumu ihtiva eden dönerkanat tipinde bir insansız hava aracı üzerinde çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Aracın Newton-Euler metodu ile elde edilen dinamik modeli kullanılmış ve model katsayıları gerçekleştirilebilir şekilde tutularak elde edilmiştir. İlk olarak dönerkanat sistemine benzer bir sistem olan döner ters sarkaç sistemi ele alınmıştır. Döner ters sarkaç üzerinde doğrusal ve doğrusal olmayan bazı kontrol yöntemleri çalışılmış ve geliştirilen bu algoritmalar dönerkanat kontrolü için bir temel oluşturmuştur. Dönerkanat sistemi için ise sırasıyla kayan kipli kontrol (KKK) yöntemi, oransal integral ve türevsel (PID) kontrol yöntemi, geriadımlamalı kontrol yöntemi, pekiştirmeli öğrenmeli kontrol, geribeslemeli doğrusallaştırılmalı kontrol ve ters dinamik kontrol yöntemleri irdelenmiştir. Gezinge takip performansı, kontrol sinyallerinin uygulanabilirliği ve geçici tepkileri incelenmiş ve ortalama karesel hatalar ile birlikte uygulanan metotlar arasında karşılaştırmalı değerlendirme yapılmıştır. Bahsi geçen kontrol yöntemleri bilgisayar benzetimi kullanılarak test edilmiş ve ana amaçlar doğrultusunda kıyaslanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Döner ters sarkaç, Dönerkanat, Newton-Euler, KKK, PID, , geriadımlamalı kontrol, pekiştirmeli öğrenme, geribeslemeli doğrusallaştırılmalı kontrol, ters dinamik kontrol.

University : TOBB Economics and Technology University
Institute : Institute of Natural and Applied Sciences
Science Programme : Electrical and Electronics Engineering
Supervisor : Assistant Professor Dr. Coşku KASNAKOĞLU
Degree Awarded and Date : M.Sc. – December 2010

Necdet Sinan ÖZBEK

**PERFORMANCE COMPARISON OF DIFFERENT CONTROL
TECHNIQUES ON UNMANNED AERIAL VEHICLES**

ABSTRACT

For today's developing technology autonomous unmanned aerial vehicles have very high acceleration of popularity foremostly in defence industry. The biggest rate of market in unmanned aerial vehicles is undoubtedly defence industry studies. In this thesis, performance comparison of different control techniques on unmanned aerial vehicles is investigated. The control techniques are applied to a quadrotor type unmanned aerial vehicle that has nonlinear and some coupled states. The dynamic model derived from Newton Euler method is used and model coefficient are thought applicable. Firstly, the rotary inverted pendulum system that resembles to quadrotor is investigated. Some linear and nonlinear control techniques are studied on rotary inverted pendulum and due to this study developed algorithms are the preliminary study for control of quadrotor. For quadrotor system, Sliding mode control, Proportional integral derivative control, Backstepping control, Reinforcement learning control, Feedback linearization control and Dynamic inversion control are applied respectively. Trajectory tracking performance, enforceability of control signal and the conformity of transient response are examined and due to mean squared error a comparative assessment is handled. The aforementioned control techniques are applied by simulation to the systems.

Keywords: Quadrotor, Newton-Euler, Fuzzy Logic, PID, SMC, backstepping control, feedback linearization control, reinforcement learning control, dynamic inversion control.

TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren hocalarım Yrd. Doç Dr. Coşku Kasnakoğlu ve Prof. Dr. Mehmet Önder Efe'ye yine kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine ve İnsansız Hava Araçları Laboratuvarında bulunan arkadaşlarım Nevrez İmamoğlu, Aydın Eresen, Mert Önkol ve Yusuf Buğday'a;

Bana desteğini hiçbir zaman esirgemeyen ve zor günlerimde yanımda olan Asuman Metin'e;

Beni her zaman destekleyen ve bugünlere getiren aileme teőekkürü borç bilirim.

Bu çalışma TÜBİTAK 1001 Programı (Kontrat No 107E137) tarafından desteklenmiőtir.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	x
KISALTMALAR	xii
1 GİRİŞ	1
1.1. İHA'ların Tarihsel Gelişimi	1
1.2. İnsansız Hava Araçlarının Görevleri	5
1.2.1 Keşif, Gözetleme, Hedef Tesbiti ve İzleme	5
1.2.2 Bilimsel Çalışmalar	6
1.2.3 Uzaktan Algılama	7
1.3 Dikey Kalkış ve İniş Yapabilen Hava Araçlarının Gelişimi	8
1.4 DKİ Hava Araçları ile ilgili Çalışmalar	10
1.5 Dönerkanat Kontrol Çalışmasının İçerdiği Konular	15
2 Tek Motor Üzerine Uygulamalar	18
2.1 Kontrol Tekniklerinin Döner Ters Sarkaç Sistemi Üzerinde İncelenmesi	18
2.1.1 Döner Ters Sarkacın Dinamik Modeli	21
2.1.2 Doğrusal Kuadratik Denetim	24
2.1.3 Kayan Kip Kontrol Yöntemi	26
2.1.4 Bulanık Mantık Denetim	34
3 Dönerkanat Sistemi	42
3.1 Dönerkanat Sisteminin Hareketleri	43
3.2 Dönerkanat Kontrolü	49
3.2.1 Kayan Kipli Kontrol Yöntemi	50

3.2.2	PID Kontrol Yöntemiyle Kontrol	56
3.2.3	Geriadımlamalı Kontrol Yöntemiyle	64
3.2.4	Pekiştirmeli Öğrenme	73
3.2.4.1.	Model Tabanlı öğrenme	74
3.2.4.1.1	Değer Yineleme Algoritması	75
3.2.4.1.2	Kural Yineleme Algoritma	76
3.2.4.2.	Modelden Bağımsız öğrenme	77
3.2.4.2.1	Q Öğrenme Algoritması	77
3.2.4.2.2	Sarsa Algoritması	78
3.2.4.2.3	Sarsa(λ) Algoritması	79
3.2.5	Geribesleme ile doğrusallaştırma	83
3.2.6	Ters Dinamik Kontrol	88
4	Sonuçlar ve yorumlar	98
4.1	Kontrol çalışmaları ile ilgili gözlemler	97
4.2	Sonuç	97
	KAYNAKLAR	103
	ÖZGEÇMİŞ	107

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Döner ters sarkaç sisteminin parametreleri	23
Çizelge 2.2. Kayan kip denetim parametreleri	31
Çizelge 2.3. Döner ters sarkaç sisteminin kontrol performansı	41
Çizelge 3.1. Kayan kip denetim için benzetim parametreleri	55
Çizelge 3.2. PID kontrolörü katsayıları	57
Çizelge 3.3. PID pozisyon kontrolör katsayıları	60
Çizelge 3.4. PID kontrolü için benzetim değişkenleri	61
Çizelge 3.5. Geriadımlamalı kontrol için benzetim parametreleri	71
Çizelge 3.6. Geri beslemeli doğrusallaştırma ile kontrol için benzetim parametreleri	87
Çizelge 3.7. Ters dinamik kontrol için benzetim parametreleri	96
Çizelge 3.8. Dönerkanatın fiziksel parametreleri	98

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. C.Kettering'in geliştirdiği İHA, [2]	2
Şekil 1.2. Reginal Denny tarafından tasarlanan İHA modeli, [5]	3
Şekil 1.3. V-1 modeli İHA, [4]	3
Şekil 1.4. MQ-1 Predator modeli İHA, [2]	5
Şekil 1.5. İsrail yapımı Pioneer modeli İHA, [2]	6
Şekil 1.6. Aerosonde, [2]	6
Şekil 1.7. Entomopter modeli İHA, [2]	7
Şekil 1.8. Leonardo Da Vinci'nin hava burgusu, [10]	8
Şekil 1.9. George Carey'in buharla çalışan uçağı, [10]	9
Şekil 1.10. Bothezat'ın tasarladığı dört rotorlu hava aracı, [10]	10
Şekil 1.11. Tek ana rotor ve kuyruk rotorlu DKİ hava aracı, [11]	11
Şekil 1.12. Tek rotorlu yapıya sahip DKİ hava aracı, [10]	12
Şekil 1.13. Çift rotorlu eşeksenel yapı, [13]	12
Şekil 1.14. Çift rotorlu koaksiyel düzenleşim, [9-10]	13
Şekil 1.15. Dönerkanat modeli İHA, [10]	13
Şekil 1.16. Dragonfly firmasının ürettiği dönerkanat modeli, [14]	14
Şekil 2.1. Döner ters sarkaç sistemi	20
Şekil 2.2. Doğrusal kuadratik kontrolör sinyali	25
Şekil 2.3. Döner ters sarkaç sistem durumları	26
Şekil 2.4. Kayan kip kontrol ile sistem durumlarının değişimi	32
Şekil 2.5. Kayan kip kontrol sinyali	32
Şekil 2.6. Kayan kip kontrol ile faz uzayı davranışı	33
Şekil 2.7. Bulanık mantık denetim üyelik fonksiyonları	35
Şekil 2.8. Bulanık mantık ile salıncı hareketi	37
Şekil 2.9. Bulanık mantık kontrol ile sistem durumları	38
Şekil 2.10. Bulanık mantık kontrol sinyali	39

Şekil 2.11. Bulanık mantık kontrol yüzeyi	40
Şekil 3.1. Dönerkanat hareket tasviri, [9]	42
Şekil 3.2. Dönerkanat sisteminde yanal hareket oluşumu, [9].....	43
Şekil 3.3. Yunuslama hareketinin tasviri, [9]	43
Şekil 3.4. Sapma hareketini tasviri, [9].....	44
Şekil 3.5. Açısal ve doğrusal altsistemleri ifade eden etkileşim, [9]	49
Şekil 3.6. Dönerkanat sisteminin kontrol blokları, [9].....	49
Şekil 3.7. Seçilen KKK katsayıları için gezinme takip performansı	53
Şekil 3.8. Aracın KKK ile kartezyen uzayda göstermiş olduğu hatalar	53
Şekil 3.9. KKK kontrol sinyalleri	54
Şekil 3.10. Dönme, yunuslama ve sapma altsistemleri için faz uzayı	54
Şekil 3.11. Ortalama karesel değerler ve sifıra yakınsama süreleri	55
Şekil 3.12. Türev tekmesi $t=1$ anında	58
Şekil 3.13. Seçilen PID katsayıları için referans takip performansı	61
Şekil 3.14. PID kontrol için kartezyen uzaydaki hatalar.....	62
Şekil 3.15. PID kontrol yöntemi ile kontrol sinyallerinin geçici hal davranışı.....	63
Şekil 3.16. PID kontrol yöntemi ile gerçekleştirilen kontrol sinyalleri	63
Şekil 3.17. PID kontrol için ortalama karesel hata değerleri	63
Şekil 3.18. Seçilen geriadımlamalı kontrolör için referans takip performansı	71
Şekil 3.19. Geriadımlamalı kontrol ile kartezyen uzaydaki hatalar	72
Şekil 3.20. Geriadımlamalı kontrol ile geçici hal performansı	72
Şekil 3.21. Geriadımlamalı kontrol ile gerçekleştirilen kontrolün sürekli hal performansı	73
Şekil 3.22. Geriadımlamalı kontrol ile ortalama karesel hata değerlerinin değişim performansı	73
Şekil 3.23. Pekiştirmeli öğrenme ile açısal hataların durumu.....	81
Şekil 3.24. Pekiştirmeli öğrenme ile pozisyon hatalarının durumu	81
Şekil 3.25. Pekiştirmeli öğrenme ile yunuslama açısının durumu.....	82
Şekil 3.26. Pekiştirmeli öğrenme için kontrol sinyalleri.....	83

Şekil 3.27. Ortalama karesel hata değerlerin değişimi.....	83
Şekil 3.28. Geribesleme ile doğrusallaştırma yöntemine ait takip performansı	86
Şekil 3.29. Kartezyen uzaydaki hatalar.....	86
Şekil 3.30. Geribesleme ile doğrusallaştırmaya ait kontrol sinyallerinin geçici hal performansı	87
Şekil 3.31. Sürekli hal kontrol performansı	88
Şekil 3.32. Ortalama karesel değerlerin değişimi	88
Şekil 3.33. Ters dinamik kontrol yöntemine ait geçici durum performansı.....	95
Şekil 3.34. Ters dinamik kontrol yöntemi ile elde edilen kartezyen uzaydaki hatalar	95
Şekil 3.35. Kontrol sinyallerinin geçici hal performansı	96
Şekil 3.36. Ortalama karesel hataların değişimi	97

KISALTMALAR

Kısaltmalar	Açıklama
İHA	İnsansız hava aracı
DKİ	Dikey Kalkış ve İniş
PID	Oransal İntegral Türevsel kontrol
KKK-KKD	Kayan kipli kontrol, Kayan kipli denetim
$s\theta$	$\sin\theta$
$c\theta$	$\cos\theta$
$t\theta$	$\tan\theta$

BÖLÜM I

1 GİRİŞ

İnsansız Hava Araçları kullanılmaya başlandığı ilk günden bugüne beraberinde getirdiği yeniliklerle son yüzyıldaki savunma stratejileri için bir devrim niteliği taşımaktadır. İHA üzerine yapılan araştırmalar büyük bir ivme ile artmaya devam etmektedir. Bu araştırmaları akademik, sivil ve savunma amaçlı araştırmalar olarak 3 ana başlık altında toplanabilir. Savunma amaçlı yapılan araştırmalar hiç şüphesiz en büyük payı oluşturmaktadır. İHA'lar bilgi toplamak amacıyla kullanılan küçük ölçekli araçlardan savunma ve saldırı amaçlı kullanılabilen büyük uçaklara kadar geniş bir yelpazeyi kapsamaktadır [1]. Özellikle yoğun tehdit içeren tehlikeli bölgelerdeki hassas görevlerde insanlı sistemlere nazaran çok büyük avantajlar sağlayan İHA'lar son dönemde üzerinde en çok çalışılan savunma ve saldırı mekanizmalarından biri haline gelmiştir[1-2].

İHA'lar iki ana grup olarak sınıflandırılabilir; ilki, herhangi bir yer istasyonu vasıtası ile uzaktan kumanda edilerek uçabilen; diğeri ise, daha önceden belirlenmiş bir uçuş planı üzerinde otomatik olarak hareket edebilme kabiliyetine sahip olan hava araçlarıdır [1]. İHA'lar tek kullanımlık veya tekrar kullanılabilir olabilir. Üstlendiği görevleri herhangi bir yaşam birimine ihtiyaç duymadan yerine getirebilen bu araçlar mürettebata ihtiyaç duymaması açısından hem ekonomik hem de stratejik olarak büyük önem taşımaktadırlar [3]. İHA'lar görevlerini birbirine bağlı birçok alt üniteler vasıtası ile yerine getirmektedir. Günümüz gelişen teknolojisinde meydana gelen gelişmelerle birlikte bahsi geçen alt ünitelerde ciddi manada ilerlemeler kaydedilmiş ve bu durum İHA'ların kullanım alanlarını fevkalade genişletmiştir, nihayetinde çok geniş bir yelpazede kullanılmalarını sağlamıştır.[1-3]

1.1. İHA'ların Tarihsel Gelişimi

Günümüzde kullanılan modern İHA'lardan farklı olsa da bu kavrama ait ilk örnekler 19.yy sonlarına uzanmaktadır. Aslında bu Wright kardeşlerin 1903'deki ilk uçuşundan öncelere dayanır. Perley'in zaman ayarlı bomba taşıyan balonu bu tip

araçlar için ilk örnek olarak literatürde yerini almıştır, zamanlamalı olarak birliklerin üzerine gönderilen bu balon belli bir süre sonra bombanın bırakılmasına imkân tanıyordu. Bununla birlikte günümüzde kullanılan modern İHA'lar için ilk çalışmalar I. dünya savaşı öncesinde Amerika Birleşik Devletlerinde aynı dönemlerde ayrı çalışmalar yapan A.M.LOW ve General Motor bünyesinde görevli C.Kettering tarafından gerçekleştirilmiştir [4-5]. LOW, 'Aerial Target' isimli insansız hava aracı platformunu geliştirmiş ve Kettering hedef üzerinde kanatlarını bırakarak hedefe dalış yapabilen ve 150kg ağırlığında bomba taşıma kapasiteli bir hava torpidosunun uçuşunu başarı ile gerçekleştirmiştir. Bu çalışmaların paralelinde ABD donanmasında görevli Sperry ise geliştirdiği jiroskobik stabilazör takılı Curtiss N-9 uçağı ile 150kg'lık bombayı 50mil uçurabilmiştir[4-6].



Şekil 1.1 C.Kettering'in geliştirdiği İHA, [2]

Geliştirilen İHA tipleri I. dünya savaşında daha çok hedef uçak görevi ile uçaksavar eğitiminde kullanılmışlardır. İHA'lar, 1939 yılında Reginald Denny'nin uzaktan kumandalı ilk uçak modelini geliştirmesine kadar tek kullanımlık bir araç statüsünde kalmıştır. Denny bu tasarımı ile II. Dünya Savaşı sürecinde kullanılacak olan çok sayıda İHA modeline ışık tutmuştur [2].



Şekil 1.2. Reginal Denny tarafından tasarlanan İHA modeli, [5]

Özellikle Nazi Almanyasının tüm Avrupayı işgali ile Alman teknolojisi devreye girmiştir. Almanların kullandığı V-1'ler üzerlerindeki güçlü motorları ile yüksek hızlara çıkabiliyor ve taşıdığı 1 tonluk bomba ile üzerindeki zamanlama mekanizması sayesinde 300km içerisindeki bir noktada bombayı bırakabiliyordu. V-1'ler daha çok İngiltere'nin bombalanmasında kullanıldı ve sonucunda onbinlerce insanın ölmesine ve bir o kadarında yaralanmasına sebep oldu [5]. V-1 modeli İHA bu yönüyle, ilk insansız bombardıman uçağı olma ünvanını elde etti ve oluşturdukları tehdit, takip eden yıllarda ABD'li bilim insanlarını bu konuyu enine boyuna incelemeye itmiştir [7]. Bu süreç sonunda ABD donanması V-1 İHA'larının kalkış rampasının imhası için BQ-7 modelini geliştirdi. Bu model İHA'lara karşı kullanılan ilk İHA'dır [4-5]. Takip eden süreçte, ABD Vietnam'da İHA'ları genel olarak gözetleme ve önemli teçhizat taşıyan askeri araçları korumada uçaksavar olarak kullanmıştır. Bu araçlar Vietnam Savaşı süresince uzaktan kumandalı uçak olmaktan öteye geçememiş, olgunlaşmaları ve otonom hale gelmeleri 80'li yıllarla başlamıştır, bunun sebeplerinden biri ise o dönemlerde daha çok güdümlü füze teknolojisi üzerine çalışmalara odaklanılmasıdır. 80'li yıllarda ise İsrail liderliği ele almış ve birçok ülkeye İHA filoları satmaya başlamıştır[2,4,9].



Şekil 1.3. V-1 modeli İHA, [4]

Daha sonrasında günümüze kadar uzanan süreçte elektronik teknolojide boyutların küçülmesi ve haberleşme teknolojisinde güvenilirliğin artması kontrol sistemlerinin başarımını oldukça arttırmış ve bu durum İHA'ların vazgeçilmez birer unsur olmalarını sağlamıştır. Bunun yanı sıra gelişen teknolojik aksamaları ile birlikte aldığı görevlerden başarı ile çıkan ve riskli görevler sırasında yetişmiş personel kaybını sıfıra indiren İHA'lar ordular için çok değerli hale gelmiştir [3].

İnsansız hava araçları herhangi bir olumsuz durumda kayıp maliyetinin çok düşük olması sebebiyle de orduların ilgisini çekmektedir. Çünkü ordular için yetiştirilmesi en zahmetli personel gruplarından birisi de pilotlardır. Bir pilotun yetişmesi çok büyük uğraşlar ve maliyetler gerektirir. Bu sebeple hava aracıyla birlikte yetişmiş personelin de zayi olması ordular için hem maddi açıdan hem de yetenek açısından büyük kayıptır. Bu noktada İHA'lar devreye girmiş ve bu kayıpları tamamen ortadan kaldırmıştır [2-3,7].

Önceleri çoğunlukla keşif ve gözetleme amacıyla kullanılan insansız hava araçları günümüzde büyük oranda silahlandırılmaktadır [2]. İnsansız hava araçlarının otonom ya da bir yer istasyonu ile kontrol edilebiliyor olması, herhangi yaşamsal form veya mürettebat gibi unsurları bulundurmaması, insanlı uçakların manevra ve operasyon kabiliyetinin insan kabiliyetleriyle sınırlanması gibi operasyonel kabiliyetle ilgili durumları aşabilmesi İHA'ları daha da tercih edilir kılan başlıca sebeplerdendir. Teknolojinin çok hızlı ilerlemesi ile sonuç odaklı olan bu sistemlerin kritik bölgelerde kullanımı artmaktadır.

İnsansız uçak sistemlerinin askeri rolü görülmemiş oranlarda büyümektedir. Sonsuz Özgürlük Operasyonu ve Irak Savaşı çerçevesinde Afganistanda görevli Task Force Liberty ve Irakta görevli Task Force ODIN birliklerine destek vermek amacıyla 2005 yılı içerisinde İHA'lar taktiksel ve genel amaçlı olarak toplamda 100,000 uçuş saati süresince havada kalmışlardır. Teknolojinin çok hızlı ilerlemesi ile geliştirilen taşınması ve kullanımı çok kolay olan Küçük İnsansız Uçuş Sistemleri (KIUS) çatışma bölgelerinde çok daha fazla kullanılmaya başlamasını sağlamıştır [2]. Gün geçtikçe kapasiteleri artan İHA'ların geliştirilmesi için ülkeler önde gelen araştırma ve geliştirmeleri desteklemeye olağan hızıyla devam etmektedir. İHA'lar çok ucuz

maliyetlerden on milyonlarca dolar değere ve birkaç kilodan tonlarca ağırlığa kadar ulaşabilmektedir. Şekil 1.4'te Halen Afganistan ve Paskistan da kullanılan MQ-1 Predator modeli araçlar üzerine AGM-114 Hellfire havadan-karaya füze takılmaktadır [2].



Şekil 1.4. MQ-1 Predator modeli İHA, [2]

Yakın gelecekte İHA'ların scramjet teknolojisinin sahip olduğu tüm özelliklere sahip olması tahmin edilmektedir [2].

1.2. İnsansız Hava Araçlarının Görevleri

Günümüz gelişen teknolojisi ile İHA'lar çok geniş bir yelpazede kullanım alanı bulmaya devam etmekte ve çok farklı şekil, ebat ve karakterde İHA'lar üretilmektedir [1-2].

1.2.1 Keşif, Gözetleme, Hedef Tesbiti ve İzleme

İHA'ların en yaygın kullanım şekilleri arasında gözetleme, keşif ve uzaktan algılama bulunmaktadır [2]. Son dönemde Amerika'nın Irak'ta ve Afganistan'da, İsrail'in Filistin'de ve Türkiye'nin Kuzey Irak'ta kullanımı ve başarılı sonuçlar elde etmesi İHA'lar için son derece önemli bir vitrin olmuştur.



Şekil 1.5. İsrail yapımı Pioneer modeli İHA, [2]

1.2.2 Bilimsel Çalışmalar

İHA'ların kullanım alanlarının önemli bir kısmında bilimsel araştırmalardır. Özellikle insan faktörünün devre dışı olduğu durumlarda İHA'lar büyük yarar sağlamışlardır. Bu duruma örnek olarak Amerikan Ulusal Okyanus ve Atmosfer İdaresi bir kasırga araştırmacısı olarak Aerosonde isimli insansız uçak sistemini kullanmaktadır. Aerosonde, kasırga içine girerek Floridada bulunan Ulusal Tayfun Merkezine gerçek zamanlı veriler göndermektedir [2]. Daha önceleri tayfunların uzağından insanlı araçlarla alınan veriler günümüzde Aerosonde sistemi sayesinde tayfunun içerisinde kolaylıkla alınabilmektedir [2]. Buna benzer diğer bir kullanım alanı ise aktif yanardağların görüntülenmesidir.



Şekil 1.6. Aerosonde kasırga avcısı İHA, [2]

Ayrıca son dönemlerde ki uzay araştırmalarında diğer gezegenlerde yeni bulgular elde etmek için insansız hava araçları kullanılmaktadır. Bunun en belirgin örneği NASA'nın Mars'taki araştırmalarda kullandığı "Entomopter" adındaki insansız hava aracıdır. Entomopter kanatlarını çırparak hareket eder. Daha buna benzer birçok örnekle İHA'lar bilimsel çalışmalara büyük katkı sağlamaktadırlar [2-8].



Şekil 1.7. Entomopter modeli İHA, [2]

1.2.3 Uzaktan Algılama

İHA'lar uzaktan algılama amacıyla bünyesinde birçok farklı sensör ihtiva etmektedir. Bunlar; elektromanyetik tayf algılayıcıları, biyolojik ve kimyasal sensörler olarak sıralanabilir ayrıca elektromanyetik sensörler ve içerisinde kızıl ötesi kameraları ile radar sistemleri mevcuttur [2]. Diğer elektromanyetik dalga detektörleri ise mikro dalga ve ultrarviolet algılayıcılarıdır. Biyolojik algılayıcılar havada bulunan çeşitli mikro organizma ve biyolojik etkileri araştırmaya yarar. Kimyasal algılayıcılar ise havada bulunan elementleri inceler [2].

1.3 Dikey Kalkış ve İniş Yapabilen Hava Araçlarının Gelişimi

İHA'lar yapısal olarak temelde kaldırma kuvvetini sabit kanatlar yardımıyla (uçak) ve pervaneler vasıtasıyla elde eden (helikopter) araçlar olmak üzere ikiye ayrılabilir.

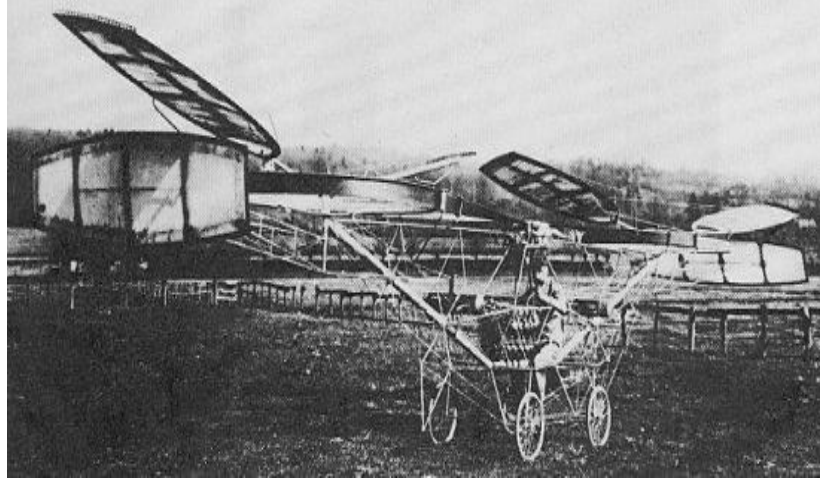
Uzun uçuş zamanına ve menziline sahip olması, kontrollerinin helikopter ve benzeri araçlara oranla kolay olmasından ötürü geleneksel sabit kanatlı İHA'lar sıklıkla kullanılmaktadır. Ancak günümüz değişen koşullarında araştırmalar zorlu arazi şartları ve kısıtlı alanlarda görev yapabilecek araçlar üzerine yoğunlaşmış ve çalışmalar sonunda manevra kabiliyeti daha yüksek İHA'lar ortaya çıkmıştır [2,4,6]. Bu nedenle manevra yeteneği kısıtlı, geleneksel sabit kanatlı yapılar yerine dönerkanat yapısına sahip dikey kalkış ve iniş (DKİ) yapabilen araçların kullanımına sıklıkla rastlanmaktadır. DKİ hava araçları, geleneksel sabit kanatlı araçların aksine sınırlı alanlardan kalkış ve iniş işlevlerini kolaylıkla gerçekleştirebilmekte bununla beraber istenilen hedef üzerinde havada asılı kalabilmektedir [6]. DKİ tipi İHA'ların manevra kabiliyetinin yüksek olmasını sağlayan fiziksel yapıları kontrollerinin daha zor olmasına, beraberinde karmaşık algılayıcılara ve yüksek hızda hesap yapabilme yeteneğine sahip işlemciler gereksinim duymalarına neden olmaktadır[6,9,10]. Bulduğu noktada dikey kalkış ve iniş yapabilen hava araçları, ilk başarılı uçuşlarından bu yana kısa sürede kararsızlaşan ve ancak bir pilot kaldırabilen yapıdan, yüksek manevra kabiliyetine sahip büyük araçlara dönüşmüştür[9].

DKİ hava araçlarının fikri olarak doğuşu 1483'de Leonardo Da Vinci hava burgusu ismini verdiği Şekil 1.8'de görülen havada asılı durabileceğini düşündüğü hava aracını dayanır [9-10]. Hava burgusu, 5 metre çapa sahip ve kaldırma kuvvetini sağlayan pervane benzeri bir yapıya sahipti. Çoğu havacılık kaynağına göre hava burgusu helikopterin atası olarak da kabul edilmektedir [10].



Şekil 1.8. Leonardo Da Vinci'nin hava burgusu, [10]

Dikey kalkış iniş yapabilen hava araçlarının gelişimi için tarih boyunca çok sayıda çalışma ortaya konmuştur. Sanayileşme devrimin başlaması ile teknolojiye hızlı ilerlemeler hava araçlarındaki gelişim sürecinin ivmelenmesine katkı sağlamıştır. Bu gelişmelerden biri de George Cayley tarafından üretilen uçaktır [10]. Cayley aracına buhar makineleri aracılığı ile güç sağlamaktaydı ve bu o dönemde buhar makinelerinin uçaklarda kullanılamayacağı tezine tamamen karşıydı.



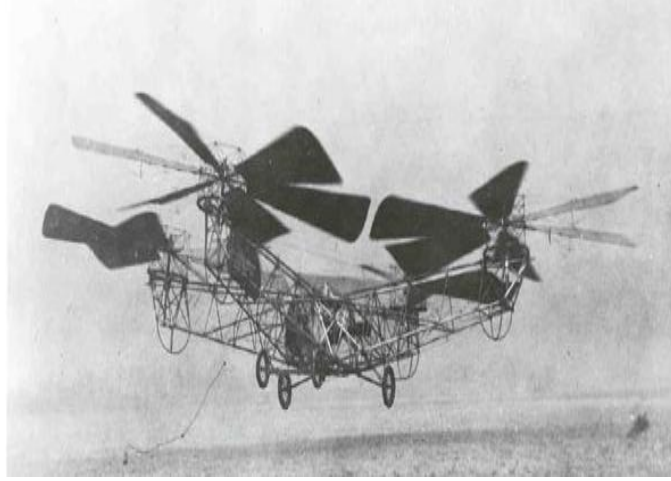
Şekil 1.9. George Carey'in buharla çalışan uçağı, [10]

DKİ hava araçları kısıtlı alanlarda yer şekli ayırmaksızın hızla dikey kalkış ve iniş yapabilmeleri dolayısıyla taşımacılık ve acil müdahale durumlarında sıkça kullanılan hava taşıtlarıdır. 20.yy başlarında DKİ hava araçları ile ilgili birçok çalışma yapılmıştır. Bunların en ilgi çekenlerinden biri Thomas Edison'un elektrik motoruyla beslenen bir düzeneğe değişik pervane tipleriyle yaptığı kaldırma deneyleridir [9-11]. Edison bu deneyler sonucunda en iyi kaldırma performansını büyük yarıçapa ve küçük pervane kanat¹ alanına sahip pervanelerin gösterdiği sonucuna varmıştır.

Performans isterlerinin artması ile daha çok sayıda rotorlu araçlar üzerinde durulmuş ve George de Bothezat bilinen ilk dört rotorlu araç 1922 yılında Amerikan ordusu desteği ile üretilmiştir [9-11]. Şekil 1.10'da görüldüğü üzere aracın her pervanesinin altı adet kanatçığı bulunmaktaydı. Pervaneler, eksenleri içe doğru eğimli şekilde bulunmaktaydı. Böylelikle pervaneler ağırlık merkezinin üzerinde konumlanarak

¹ İng. *Blade*

sistemin kararlılığını arttırmaktaydı. Tasarlanan bu hava aracının bir diğer yeni özelliği de değişken açılı pervane kanatların kullanılmasıydı. Ancak kararlılığının çabuk bozulması ve taşıma kapasitesinin olmaması sebebiyle belirgin bir ilerleme kaydedilememiştir[10].



Şekil 1.10. Bothezat'ın tasarladığı dört rotorlu hava aracı, [10]

80'li yıllara gelindiğinde bilimsel araştırmalar genellikle aerodinamik sınırlamalar gibi teknik problemlerin çözümüne odaklanmış, bu sebeple geleneksel helikopterlerle birlikte manevra kabiliyeti daha yüksek alternatif tasarımlar üzerine de çalışılmaya başlanmıştır[9-10]. Günümüzdeyse helikopter ve türevi DKİ hava araçları gelişen teknolojiyle beraber güvenli, kullanışlı ve yüksek manevra kabiliyetine sahiptirler. Yeni nesil DKİ hava araçları gelişen motor ve pervane teknolojisiyle giderek daha az enerjiye gereksinim duymakta, küçülmekte ve otonom hale gelmektedir [9].

1.4 DKİ Hava Araçları ile İlgili Çalışmalar

DKİ hava araçlarının kullanımı sivil ve askeri alanlar olmak üzere geniş bir yelpazede değişmektedir [10-11]. Sivil alandaki uygulamalar takip, arama ve kurtarma, yangınla mücadele, askeri alandaki uygulamalar ise personel sevkiyatı, mayın tarama, muharebe alanı keşfi gibi görevler olarak sıralanabilir [9].

Dikey kalkış iniş yapabilen hava araçları birkaç ana başlık altında incelenmektedir. Bu başlıklar şöyle sıralanabilir;

1. Tek rotorlu düzenleşim
2. Tek ana rotor ve kuyruk rotorlu düzenleşimi
3. Çift rotorlu düzenleşim
4. Çok rotorlu düzenleşim

Tek ana rotor ve kuyruk rotorlu düzenleşime sahip hava araçları günümüzde en çok rastlanan modellerden biridir [10-12]. Ana rotorda oluşan tork ve dönme kuyruk rotoru tarafından dengelenir ve istenen yn helikoptere verilebilir [11]. Kontrol edilebilirliğinin iyi olmasının yanında manevra kabiliyetide oldukça yüksektir.



şekil 1.11. Tek ana rotor ve kuyruk rotorlu DKİ hava aracı, [11]

Tek rotorlu yapıya sahip araçlar rotorunda meydana gelen torku üzerindeki kanatçıklar sayesinde dengelemektedir. Ancak yunuslama ve dönme hareketlerini gerçekleştirmesi oldukça zordur ve daha fazla aksama ihtiyaç duyar. Havada kararlı bir şekilde askıda kalabilmesi için yüksek miktarda güce ihtiyaç duymaktadır [9].



Şekil 1.12. Tek rotorlu yapıya sahip DKİ hava aracı, [10]

Yan yana çift rotorlu yapı ise daha çok büyük boyutlu DKİ hava araçlarında bulunan bir özelliktir. Şekil 1.13’de Boeing üretimi V-22 Osprey modeli görülmektedir. Rotorlar arasındaki sürtünme minimum olsa bile kontrolleri oldukça karmaşıktır. Osprey’i diğerlerinden ayıran en büyük özelliği dikey kalkış yaptıktan sonra rotorlarını 90 derece yatay eksene doğru döndürebilmesi ve neredeyse sabit kanatlı bir hava aracı kadar hızlı hareket edebilmesidir [9-13].



Şekil 1.13. Çift rotorlu eşeksenel yapı, [13]

Çift rotorlu koaksiyel yapıda bulunan DKİ hava araçlarında; aracın üzerinde bulunan 2 adet pervane birbirine zıt yönde hareket ederek sürüklenme momentini yok etmekte ve aracın pervaneleri arasında oluşan hız farkından dolayı araç dönme hareketini gerçekleştirmektedir. Ancak güç tüketiminin yüksek olması ve yavaş hareket etmeleri sebebiyle çok yaygın olarak kullanılmamaktadırlar [9-10].



Şekil 1.14. Çift rotorlu koaksiyel düzenleşim, [9-10]

Çok rotorlu yapıya sahip İHA'lar son dönemlerde gereksinimlerin ve isterlerin artması ile yaygınlaşmıştır. Şekil 1.15 ve 1.16'da görülmekte olan dört rotora sahip dönerkanat modeli çalışmalar arasında en ilgi çekenidir[10].



Şekil 1.15. Dönerkanat modeli İHA, [10]



Şekil 1.16. Dragonfly firmasının ürettiği dönerkanat modeli İHA, [14]

DKİ hava araçlarının çalışma prensiblerini temelde daha iyi kavramak amacıyla tezin içeriğinde öncelikle yapısal benzerliği olmasından dolayı tek motor üzerindeki sarkaç sisteminin kontrolü ele alınmıştır. DKİ hava araçları tek bir noktadan asılı gövde olarak düşünülebilir. Gövde, yatay ve uzunluk eksenlerinde bir sarkaç gibi serbest hareket olanağına sahiptir. Bu bağlamda sarkacın kontrol problemi DKİ hava araçları incelemesinde temel bir çalışma olarak düşünülmüştür.

DKİ hava araçları; gövde sarkaç, denge ve ataletle ilgili kurallarla hareket ederler. Rotor sistemleri ise dönü ölçer, dinamik ve aerodinamikle ilgili kurallara uyar. Birbiriyle yakın bir ilişki içerisinde olan bu iki sistem (rotor ve gövde) normal olarak birbirine ciddi problemler yaratmazlar.

1.5 Dönerkanat Kontrol Çalışmasının İçerdiği Konular

Tez çalışmasında öncelikle İnsansız hava araçları için özellikle dikey kalkış iniş yapabilen araçlar için hem model çıkarımında ve kontrol algoritmalarının uygulanabilirliği sebebiyle döner ters sarkaç sistemi ele alınmış ve sistem analizini daha iyi yapabilmek amacı ile belirli kontrol teknikleri sarkaç sistemi üzerinde çalışılmıştır. Doğrusal kuadratik kontrol, kayan kipli denetim ve bulanık mantık kontrol çalışılan kontrol yöntemleridir.

Daha sonraki kısımda dönerkanatın dinamik modeli ve aracın kontrolü incelenecektir. Dönerkanat sahip olduğu birçok olumlu özellikle son yıllarda yaygın

bir şekilde çalışılan önemli konulardan biri olmuştur. Bu sebeple çeşitli üniversite ve kurumlar, kendilerinin tasarladığı veya hazır modeller üzerinde çalışmalarını yürütmekte, çeşitli yeni yöntemler sunmayı amaçlamaktadırlar. Bu çalışma, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi İnsansız Hava Araçları laboratuvarında tasarlanmış olan bir dönerkanat modelinin farklı kontrol metotlarının incelemeyi ve performanslarını karşılaştırmayı amaçlamaktadır [9].

Dinamik modeli elde edilen sisteme Matlab/Simulink® ortamında kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Dönerkanat kontrolü için göz önünde bulundurulmuş yöntemler sırasıyla kayan kipli kontrol (KKK) , klasik oransal integral türevsel (PID) kontrol, pekiştirmeli öğrenmeli denetim, geriadımlamalı kontrol ve geribeslemeli doğrusallaştırılmalı kotroldür.

Kayan Kipli Kontrol (KKK) sıklıkla kullanılan doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden biridir. KKK yaklaşımında amaç; durum uzayında uygun bir şekilde ifade edilmiş bir kayma yüzeyi aracılığı ile seçilen durum değişkenlerinin, hata ve hatanın zamana bağlı türevini sıfır yaparak durum değişkenlerini tanımlanan bir denge noktasına taşımaktır [18-20]. Bu durum, hatanın anahtarlama yüzeyi ya da kayma yüzeyine itilerek bu kipte tutmak olarak da açıklanabilir. Sistem bundan sonra bu yüzey üzerinde kalarak dış etkilere karşı duyarsız hale gelir. Dönerkanat kontrolünde sıkça karşılaşılan bozucu etkenlere ve modellenmedeki hatalara karşı gürbüz olması KKK'in tartışmasız en büyük avantajıdır [9].

PID kontrol üç farklı terimden oluşan ve bir geribesleme mekanizması ile kolay ve hızlı tasarlanabilen bir yöntemdir [9]. Hâlen PID kontrol üzerine birçok çalışma bulmak mümkündür ve endüstride kullanılan kontrolörlerin pek çoğunun PID denetimin türevi olduğu bilinmektedir[9]. Bu metodun temelinde yatan ana fikir hata, hatanın değişimi ve hatanın toplamından meydana gelen kontrol sinyali elde etmektir. PID kontrol yöntemi her ne kadar tasarımcıya sistem kontrolü hakkında kolaylık sağlasa da özellikle doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde her zaman yüksek verim elde edilememektedir. PID kontrol yönteminde verimin daha da artması için birçok yaklaşım bulunmaktadır [21-23,25].

Dönerkanat kontrolünde yer verilen bir başka yöntem ise doğrusal olmayan kontrol tekniklerinden biri olan geriadımlamalı kontroldür [25]. Geri adımlamalı kontrol, indirgenemez alt sistemlerin kararlılık analizinde kullanılan Lyapunov fonksiyonları yardımıyla doğrusal olmayan bir sistemi adım adım kararlı hale getirilerek kontrol etme temeline dayanır [9,26-27]. Lyapunov teoremiyle kararlılığı bilinen alt sistemden başlanarak ve Lyapunov fonksiyonları yardımıyla her bir dış alt sistem dışarıdan uygulanan kontrol terimine ulaşınca kadar kararlılaştırılma şekline ifade edilebilir [9,25].

Uygulanan diğer bir yöntem ise geribeslemeli doğrusallaştırma yöntemidir. Bu yöntem geribesleme yardımıyla doğrusal olmayan bir sistemi doğrusallaştırma temeline dayanmaktadır [27-28]. Doğrusal model elde edildikten sonraysa doğrusal kontrol yöntemleri uygulanarak sistem kararlı duruma getirilmekte ve istenilen yörüngeye takip etmesi sağlanmaktadır.

Tez çalışmasında akıllı sistem uygulamalarından pekiştirmeli öğrenme yöntemi dönerkanat kontrolünde kullanılmıştır. Akıllı sistem kuramının temel öğrenme biçimlerinden ikisi öğreticili ve öğreticisiz öğrenme yöntemleridir. Her ne kadar öğreticili öğrenme yaygın olarak kullanılıyor olsa da bir çocuğun bisiklet sürmeyi öğrenmesi gibi doğal bazı süreçlerde öğrenme olgusu öğreticisiz öğrenme şeklindedir ve istenen değer için hâlihazırda bir bilgi yoktur. Geçmiş deneyimlere göre daha iyi veya daha kötü diye nitelendirilebilecek davranışların kusursuzlaştırılmasıyla istenen değerlerin elde edilmesi sürecinde ödül/ceza stratejisi uygulayan pekiştirmeli öğrenme yapıları pek çok problemin çözümüne doğal yöntemlerden esinlenen çözümler önerir. Cezalandırma mantığına dayanan bu yöntem son yıllarda çokça uygulama bulmaktadır. Ancak eksik yönlerinden biri gidilecek durumların daha önceden bilinmesidir [29-31].

Bölüm 2’de DKİ İHA’lar için temel çalışmaları teşkil eden sarkaç sistemi ve tek motor üzerine uygulamalar incelenmiş, farklı kontrol teknikleri ile sistemin kontrolü anlatılmıştır. Tez Çalışmasında Döner Ters Sarkaç sisteminin öncelikli olarak çalışılmasındaki en büyük gaye Sarkaç sistemlerinin uçakların kontrolünü kolaylaştıracak kontrol algoritmalarının geliştirilmesi için temel bir sistem olmasıdır.

Özellikle İnsansız hava araçlarının yanal kontrolü ve iniş kontrol çok büyük bir benzerlik göstermektedir. Döner ters sarkaç sistemine doğrusal kuadratik kontrol, kayan kipli kontrolü bulanık mantık kontrol metotları uygulanmış ve buna dair bulgular verilmiştir. Bölüm 3'te dönerkanat sisteminin dinamik modelinin elde edilmesi ve dönerkanat için farklı kontrol tekniklerinin uygulanması incelenmiştir. Bölüm 4'te ise uygulanan farklı kontrol tekniklerinin performanslarının karşılaştırılması ve sonuçlar verilmiştir.

BÖLÜM II

2 Tek Motor Üzerine Uygulamalar

Çoğu mevcut fiziksel sistem doğrusal olmamakla beraber gerçekte bu tür sistemlere denetleyici tasarımı otomatik kontrol araştırmacıları için ciddi manada önemli bir konudur. Özellikle var olan kontrol girdisi, kontrol edilecek durum sayısından az olan sistemlerin, istenen kapalı çevrim davranışını elde etmek önemli bir problem olduğundan günümüzde pek çok araştırmaya konu olmaktadır. Bu tür sistemler serbestlik derecesinden daha az eyleyiciye sahip olmasıyla karakterizedir. Gerçek hayatta hava araçları, sualtı araçları, ters sarkaç sistemleri eksik eyleyicili sistemlerin en yaygın örneklerindendir.

Gerçek hayatta sıkça karşılaşılan sistemlere benzerliği ve yüksek dereceli kararsızlığa sahip olmasına rağmen tasarlanan denetim metotlarının üzerinde uygulanabilirliğinin kolay olması ters sarkaç sistemlerinin bugüne kadar birçok çalışmaya konu olmasını sağlamıştır. Döner ters sarkaç sistemi doğrusal ve doğrusal olmayan denetim tekniklerinin üzerinde çalışılması açısından fevkalade elverişli bir düzenek olduğundan otomatik kontrolde hem pedagojik çalışmalarda hem de yeni yöntem araştırmalarında sıkça kullanılmaktadır. Bundan dolayı kontrol araştırmacıları tarafından ortaya konan yeni yaklaşımların başarıml ve performans analizlerinin incelenmesinde halen bir denektaşı olarak kullanılmaktadırlar. Bu bağlamda hem yapısal olarak hemde insansız hava araçlarında uygulanacak olan kontrol tekniklerinin daha iyi analiz edilebilmesi için ilk olarak döner ters sarkaç sistemi incelenmiştir.

2.1 Kontrol Tekniklerinin Döner Ters Sarkaç Sistemi Üzerinde İncelenmesi

Doğasındaki yüksek dereceli doğrusalsızlık, birbirine bağlımlı durumlardan oluşan kararsız yapısı ve minimum fazlı olmama karakteristiği ile DKİ hava araçlarına benzer özellikler gösteren döner ters sarkaç sistemi, eksik eyleyicili sistemlerin en

tipik örneklerinden biridir. Pratikte roketlerin dengelenmesi, uzay mekiklerinin kalkış sırasındaki denetimi ve robot kol denetimi gibi problemlere benzerliğinden dolayı bu konulara da ters sarkaç sistemleri ile cevap aranmaktadır. Literatürde arabalı ters sarkaç ve döner ters sarkaç düzenekleri en fazla tercih edilen sistemler olmuşlardır. Dişli sistemi ile bir doğru akım servo motoruna bağlı döner biçimde hareket edebilen sistemde, sarkacın kararsız denge noktası etrafında durağan kalması problemi üzerinde durulmuştur. Doğrusal kuadratik denetleyici, kayan kipli denetim, geri besleme ile doğrusallaştırma ve bulanık mantık denetim yöntemleri ile gerçek zamanda sistem performansı incelenmiştir.

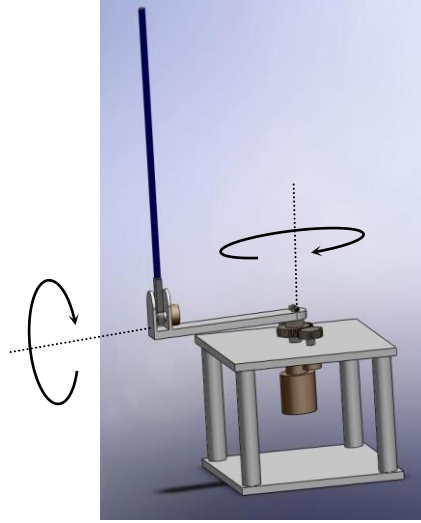
Wang vd. [32] döner ters sarkaç sisteminin minimum zamanda salınarak³ kararsız denge noktası etrafına yaklaşımı problemi üzerinde durmuştur. Khanesar vd. [33] döner ters sarkacın kayan kipli denetiminin benzetimini yapmış ve sıfır dinamikleri kararsız bir sistemin geri besleme ile doğrusallaştırılmasından çıkan başarısız sonuçları ortaya koymuştur. Becerra ve Krishen [34] doğrusal kuadratik düzenleyiciyi bulanık mantık üzerine haritalayarak döner ters sarkacın dengeleyici denetimini yapmış ve gürbüzlüğün son derece iyi olduğunu belirtmiştir. Sukontanakarn ve Manukid [35] PD ve doğrusal kuadratik düzenleyici ile sistemin gerçek zamanlı denetimi üzerinde durmaktadır. Li vd. [36] oransal-integral-türevsel (PID) denetiminin parametrelerini yapay sinir ağının gizli katmanındaki nöronlar olarak kabul ederek parametre ayarını bu şekilde sunmuştur. Son vd. [37] dinamik çıkış geri beslemesinin, alçak geçiren filtre özelliği kullanılarak sistemin dengelenmesi üzerinde durmuştur. Yan [38] doğrusal olmayan denetleyici ile eksik eyleyicili döner ters sarkaç sisteminde çıkışın izlenmesi üzerinde yoğunlaşmış ve buna dair benzetimleri ortaya koymuştur. Kuo vd. [39] kayan kip denetimini uyarlamalı oransal-integral-türevsel (PID) yöntemi ile birleştirerek sarkaç sisteminin benzetimini yapmıştır. Maravall vd. [40] çalışmasında PD ve bulanık mantık yöntemlerini birleştirerek sistemin salınıcı ve dengeleyici denetimini yapmıştır. Lhee vd. [41] kayan kipli denetim parametrelerini bulanık mantık denetim yöntemine bağlı olarak seçmiş ve bu bağlamda sistemin benzetimini sunmuştur. Döner ters sarkaç sistemi üzerinde yapılan birçok araştırma kontrol alanında yaygınlığını gözler önüne sermektedir.

Tezin bu kısmında doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol tekniklerinin döner ters sarkaç sistemi üzerinde uygulanması incelenmiş ve bu tekniklerin denetim amacı olan kararsız denge noktasındaki durağanlığına dair sonuçlar sunulmuştur [71]. Bu sonuçlarla birlikte DKİ yapabilen hava aracı tipindeki bir dönerkanat sisteminin kontrol algoritmaları geliştirilmiştir. Doğrusal kuadratik denetleyici, geri besleme ile doğrusallaştırma, kayan kipli denetim ve bulanık mantık yaklaşımı yöntemleri üzerinde durulmuştur.

İlk olarak ele alınan yöntem optimal kontrol'ün temel uygulamalarından bir olan doğrusal kuadratik denetimdir [42]. Bu yöntem ile istenen sistem davranışının minimum enerjili bir kontrol sinyali ile elde edilmesi amaçlanmaktadır. Diğer aşama da incelenen yöntem değişken yapılı sistem denetiminin önemli uygulamalarından biri olan kayan kipli denetim (KKD) tekniğidir [43]. KKD tekniği 1950'lerden sonra özellikle Emelyanov ve arkadaşları tarafından ortaya atılmış ve Utkins'in ortaya koyduğu sonuç ile yaygınlaşmıştır. Doğrusal olmayan sistemler için son derece güçlü ve gürbüz bir kontrol tekniği olan kayan kipli denetim sisteme dışarıdan karışabilecek bozucuları bastırabilmesi ve sistemin kapalı çevrim cevabını olası belirsizliklere karşı duyarsız hale getirebilmesi açısından, geniş bir yelpazede uygulanmakta ve üzerinde yeni teknikler geliştirilmektedir [43]. Son yıllarda özellikle bulanık mantık yöntemi ve yapay sinir ağları gibi diğer yöntemlerle birleştirilerek çok daha tatminkâr bulgular elde edilmiştir. Ancak eksik eyleyicili sistemler [43] için kayan kipli denetim kullanılarak tüm durumları kontrol düzeni kabul edilen sınıra yakınsayacak bir kayma yüzeyi tasarlamak kolay bir problem değildir. Park ve Chwa [44] ters sarkaç sisteminin salınım ve dengeleyici kontrolünü birbiri ile bağlaşımlı kayan kipli denetim ile gerçeklemiştir. Yine [33] çalışmasında Khanesar vd. döner ters sarkaç sistemini kayan kipli denetim yöntemi ile sistemin benzetimini yapmakta, aynı çalışmada minimum faz olmayan bu sistemin geri besleme ile doğrusallaştırılmasında sıfır dinamiklerinin kararsızlığı sebebiyle sarkacın tüm durumlarının denetiminin gerçekleşemediğini belirtmektedir. [45] çalışmasında kayan kipli denetim yöntemi ve bulanık mantık denetimi birleştirilerek döner ters sarkaç sisteminin denetim benzetimi yapılmış ve burada sistemin kayma yüzeyine erişmesindeki performansın ve gürbüzlüğün iyileştiği gözlemlenmiştir.

2.1.1 Döner Ters Sarkacın Dinamik Modeli

Fiziksel olarak dişli sistemi ile bir doğru akım servo motoruna bağlı olan bir kol ve bu kolun ucuna mesnetli durumda bulunan sarkaç düzeneğinden oluşmakta olan sistemin temsili resmi Şekil 2.1’de gösterilmektedir.



Şekil 2.1. Döner ters sarkaç sistemi,

Döner ters sarkaç sisteminin dinamik denklemlerinin elde edilebilmesi için Euler-Lagrange formülasyonu kullanılarak denklem (2.1) ve (2.2) ile verilen eşitliklere ulaşılır. Sarkaca ait kinetik ve potansiyel enerjilerinin ifadesi sırasıyla verilmektedir [46].

$$V = mgl \cos(\alpha) \quad (2.1)$$

$$T = \frac{1}{2} J_{eq} \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} m \cdot (r\dot{\theta} - L \cos(\alpha) \cdot (\dot{\alpha}))^2 + \frac{1}{2} m (-L \sin \alpha \cdot (\dot{\alpha}))^2 + \frac{1}{2} J_{cm} \dot{\alpha}^2 \quad (2.2)$$

Sistemin enerji tabanlı denklemlerinden istifade edilerek, (2.3) eşitliği ile verilen L ifadesi “Lagragian” yazılır ve (2.3) numaralı genel denklem elde edilir.

$$L = T - V \quad (2.3)$$

Sisteme ait çıkış tork ifadesi ise denklem (2.4) eşitliğinde verilmektedir [46].

$$T_{output} = \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g (V_m - K_g K_m \theta)}{R_m} \quad (2.4)$$

Döner ters sarkaç sisteminin serbestlik derecesini ifade eden genelleştirilmiş koordinatların değişkenleri olan θ ve α için eşitlikler, denklem (2.5)’te belirtildiği gibi yazılır[46].

$$\begin{aligned} \frac{\delta}{\delta t} \left(\frac{\delta L}{\delta \dot{\theta}} \right) - \frac{\delta L}{\delta \theta} &= T_{output} - B_{eq} \dot{\theta} \\ \frac{\delta}{\delta t} \left(\frac{\delta L}{\delta \dot{\alpha}} \right) - \frac{\delta L}{\delta \alpha} &= 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} a\ddot{\theta} - b \cos(\alpha)\ddot{\alpha} + b \sin(\alpha)\dot{\alpha}^2 + G\dot{\theta} &= \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g}{R_m} V_m \\ c\ddot{\alpha} - b \cos(\alpha)\dot{\theta} - d \sin(\alpha) &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Burada; $a = J_{eq} + mr^2$, $b = mLr$, $c = 4mL^2/3$, $d = mgL$, $E = ac - b^2$, $G = (\eta_m \eta_g K_t K_m K_g^2 + B_{eq} R_m) / R_m$, $k = (\eta_m \eta_g K_t K_g) / R_m$ ‘dir.

(2.3) ifadesindeki L (Lagrangian) sarkaç sistemine ait toplam kinetik enerji ve toplam potansiyel enerji arasındaki farkı temsil etmektedir. T_m motor torku, B_{eq} viskoz sürtünme katsayısını belirtmektedir. Sisteminin doğrusal olmayan dinamiği (2.6) ifadesinde verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} a & -b \cos(\alpha) \\ -b \cos(\alpha) & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -b \sin(\alpha) \dot{\alpha}^2 - G\dot{\theta} \\ d \sin(\alpha) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.7)$$

Sistemin $\alpha = 0$ etrafında doğrusallaştırılmasından elde edilen durum uzayı gösterimi (2.8) ile verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{bd}{E} & \frac{-cG}{E} & 0 \\ 0 & \frac{ad}{E} & \frac{-bG}{E} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \alpha \\ \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ c \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g}{R_m E} \\ b \frac{\eta_m \eta_g K_t K_g}{R_m E} \end{bmatrix} V_m \quad (2.8)$$

Sistemin durum uzayı ifadesinde yer alan η_m motor verimini, η_g sarkıcın mesnetli olduğu kola bağlı dişli verimini, K_t motor tork sabitini, K_m elektromotor sabitini, R_m armatür direncini betimlemektedir [46].

Çizelge 2.1. Sarkaç sisteminin parametreleri

Sarkacın Kütle merkezine uzaklığı	L	0.167 m
Sarkaç Kolunun Kütlesi	m	0.125 kg
Döner Kol uzunluğu	r	0.215m
Sarkacın ağırlık merkezi etrafındaki Ataleti	Jeq	0.036kg/m ²

2.1.2 Doğrusal Kuadratik Denetim

Bu kısımda döner ters sarkaç düzeneğinin, doğrusal kuadratik denetleyici tekniğine dayalı durum geri beslemeli denetim yönteminin uygulanması izah edilecektir. Doğrusal sistemlerin durum uzayı alanında denetimi için önemli yöntemlerden biride doğrusal kuadratik denetimdir. Temelde durum geri beslemesi ile denetim yöntemine dayanan bu yaklaşım, en uygun durumun bulunması problemi söz konusu olduğundan (2.9) ifadesi ile verilmiş ve performans indeksi olarak seçilmiş olan fonksiyonun minimize edilmesi felsefesi ile çözümlenmektedir. Sisteme ait nümerik değerlerin kullanılması ile elde edilen durum uzayı gösteriminde sistem matrisi ve girdi matrisi (2.10) ifadesindeki şekilde elde edilir.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + V_m^2) dt \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 39.32 & -14.52 & 0 \\ 0 & 81.78 & -13.78 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \alpha \\ \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 25.54 \\ 24.59 \end{bmatrix} V_m \quad (2.10)$$

$x = (\theta \ \alpha \ \dot{\theta} \ \dot{\alpha})^T$ Durum matrisi olarak ifade edilmektedir. Doğrusal kuadratik denetleyicide ulaşılmak istenen en uygun K katsayısı için Q ve R matrislerinin seçimi sırasıyla durum değişkenlerinin ve kontrol sinyalinin birbirlerine göre ağırlıklandırılma durumları göz önünde bulundurularak seçilmektedir. Döner ters sarkaç sistemi için düşünülen cezalandırma matrisleri (2.11) ile verilmektedir.

$$Q = \text{diag}(5 \ 20 \ 0.5 \ 0.5), R = 1 \quad (2.11)$$

(2.11) ile verilmekte olan eşitlikte en iyilendirilmiş olan K katsayı matrisine uygun olarak seçilen Q ve R matrislerinin içinde bulunduğu (2.12) ile verilen Riccati denkleminin çözümü ile ulaşılmaktadır. Q ve R seçimi çeşitli iterasyonlara dayanmaktadır. Bu metotla elde edilen kontrol sinyali (2.13) ifadesinde görülmektedir.

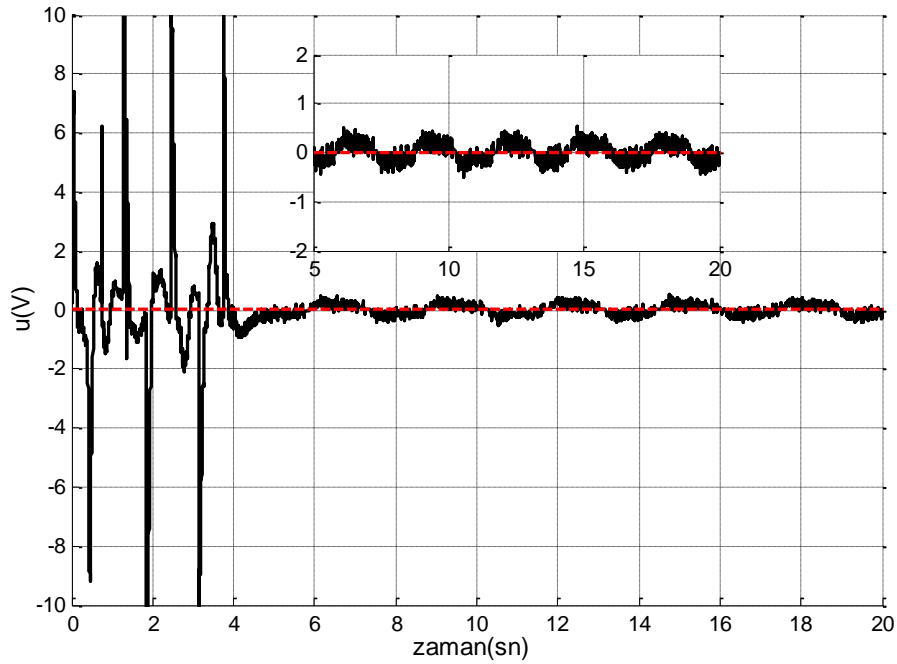
$$KA - KBB^T K + Q + A^T K = 0 \quad (2.12)$$

$$V_m = -(B^T K)x \quad (2.13)$$

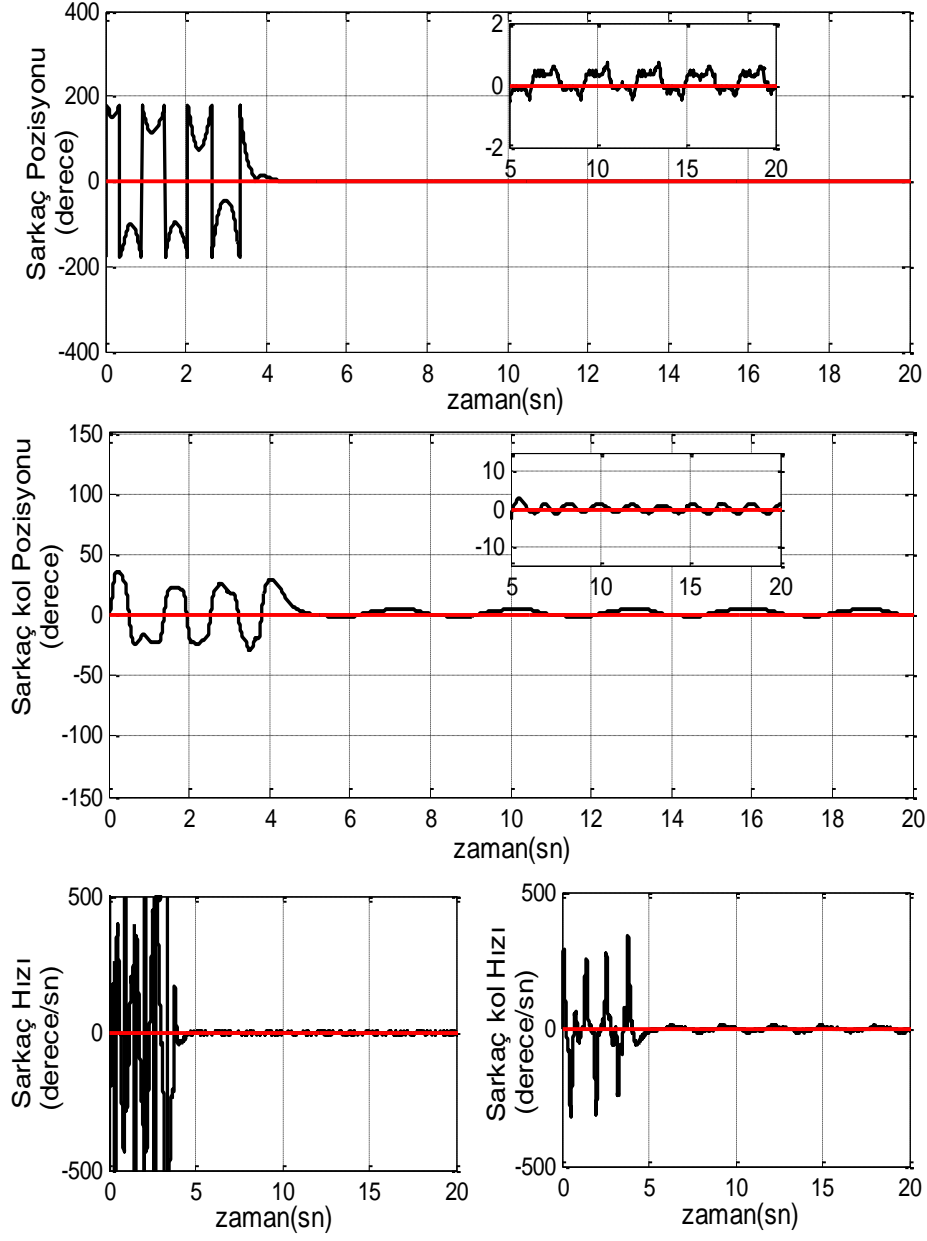
Yukarıda izahı geçen Riccati denkleminin çözümü ile Doğrusal kuadratik durumda kontrol matrisi olan K , (2.14) ile verildiği gibi en uygun olarak elde edilir.

$$K = [-3.3212 \quad 26.7740 \quad -2.5294 \quad 3.8841] \quad (2.14)$$

(2.14) ile verilen ifade kullanılarak sarkacın kararsız olan denge noktasında durağan kaldığı gözlemlenmiş denetim performansı tatminkâr bulunmuştur.



Şekil 2.2. Doğrusal Kuadratik Kontrol Sinyali



Şekil 2.3. Döner ters sarkaç sistem Durumları

2.1.3 Kayan Kip Kontrol Yöntemi

Doğrusal ve doğrusal olmayan kapalı çevrim kontrol sistemleri için iyi performans sağlayan denetim yöntemlerinden biride değişken yapıli sistem özelliği gösteren kayan kipli denetimdir (KKD) [43]. KKD'de felsefe, hata terimi ve hata teriminin türevinin oluşturduğu faz uzayında çekim merkezi orijinde yer alan kararlı alt uzay

oluşturulmasına dayanmaktadır. Başka bir deyişle sistem gezingelerinin bu belirli alt uzayda kalmaları sağlandığında hata üstel olarak orijine yakınsamaktadır. KKD yönteminin en büyük avantajı modelleme hataları, parametrik belirsizlikler ve diğer bozuculara karşı duyarsız olmasıdır. Böylece gürbüz bir denetçi elde edilmiş olur fakat çatırdama problemi bu denetim yöntemi için egale edilmesi gereken bir durumdur.

Değişken yapıli denetim esasen doğrusal olmayan yapıdaki sistemin durum yörüngesini, tasarımcının seçmiş olduğu kayma yüzeyi üzerine taşımak ve sonraki zamanlarda durum yörüngesini bu yüzey üzerinde tutmak felsefesine dayanmaktadır. İzah edilen bu metot için (2.15) ile verilen bir sisteme genellikle (2.16) ile verilen kayma yüzeyi ve (2.16) ile ifade edilen uygun Lyapunov fonksiyonu seçilerek çözüm aranmaktadır.

$$\begin{aligned} x^{(n)} &= F(x) + G(x)u \\ y &= x \end{aligned} \tag{2.15}$$

$$s = \left(\frac{de}{dt} + \lambda e \right)^{n-1}, V_S = \frac{1}{2} s^2 \tag{2.16}$$

(2.6) eşitliği ile döner ters sarkaç sistemine ait doğrusal olmayan ifadeler düzenlenerek (2.15) formatında yazılırsa (2.17) gösterimine ulaşılmaktadır. Sistemin parametreleri kullanılarak durum uzayının uygun şekilde düzenlenmesi ile (2.18) denklemleri elde edilmektedir. Belirtilen ifadelerden anlaşılacağı üzere döner ters sarkaç sisteminin temelde iki alt sistemin birleşiminden oluştuğu durumu düşünülebilir.

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= f_1 + g_1 u \\
\dot{x}_3 &= x_4 \\
\dot{x}_4 &= f_2 + g_2 u
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Denklem (2.17) ile verilen ifadelerde durum değişkenleri denklem (2.18)'de verildiği gibidir.

$$\begin{aligned}
x_1 &= \alpha \\
x_2 &= \dot{\alpha} \\
x_3 &= \theta \\
x_4 &= \dot{\theta}
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Sistemin (2.6) eşitlikleri ile verilen doğrusal olmayan dinamik denklemlerinden yararlanılarak (2.19) eşitliğindeki ifadeler türetilmektedir.

$$\begin{aligned}
f_1 &= \frac{ad \sin(\alpha) - b \cos(\alpha) (b \sin(\alpha) \dot{\alpha}^2 + G \dot{\theta})}{ac - b^2 \cos^2(\alpha)} \\
g_1 &= \frac{ak}{ac - b^2 \cos^2(\alpha)} \\
f_2 &= \frac{bd \cos(\alpha) \sin(\alpha) - bc \sin(\alpha) \dot{\alpha}^2 - Gc \dot{\theta}}{ac - b^2 \cos^2(\alpha)} \\
g_2 &= \frac{kb \cos(\alpha)}{ac - b^2 \cos^2(\alpha)}
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Doğrusal olmayan eksik eyleyicili yapıdaki sistemlerin geri besleme ile doğrusallaştırmaya dayalı denetiminde dikkat edilmesi gereken en önemli unsurlardan biride sıfır dinamikleridir. Özellikle bu tür sistemlerin girdiden çıktıya

geri besleme ile doğrusallaştırılmasına dayalı denetiminde sıfır dinamiklerinin etkisi ortaya çıkmaktadır. Bu durumda sıfır dinamikleri kararsız olan sistemler için direkt olarak uygun bir sonuca ulaşılamamaktadır. Minimum fazlı olmayan eksik eyleyicili sistemlerin tipik bir örneği olan döner ters sarkaç sistemi içinde bu durum incelenmiş ve kararsız yapıda olan sıfır dinamikleri sebebiyle çıktı geri beslemesi ile doğrusallaştırmaya dayalı yöntemin uygun bir çözüm olmadığı anlaşılmıştır. Sistemin göreceli derecesinin, $r=2$ 'dir. Sarkacın pozisyonu olan α çıktı olarak düşünüldüğünde uygulanan denetçi (2.20), (2.21) ve (2.22) ifadelerinde gösterilmekte ve kontrol sinyali (2.23) ile ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{D} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} u \quad (2.20)$$

$$u = \frac{v - f_2 / D}{g_2 / D} = \frac{Dv - f_2}{g_2} \quad (2.21)$$

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} f_1 + g_1 u \\ f_2 + g_2 u \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} f_1 + g_1 \frac{Dv - f_2}{g_2} \\ f_2 + g_2 \frac{Dv - f_2}{g_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{f_1}{D} + g_1 \frac{Dv - f_2}{Dg_2} \\ v \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$v = -k_1 \alpha - k_2 \dot{\alpha} - k_3 \operatorname{sgn}(\alpha) - k_4 \operatorname{sgn}(\dot{\alpha}) \quad (2.23)$$

Sisteme ait sıfır dinamikleri ise (2.24) ifadesinde verilmektedir. (2.25) ifadesinde ise kararsız olan sıfır dinamiklerine ait denklem verilmektedir. (2.23) ile ifade edilen kontrol sinyalinin uygulanması durumunda sıfır dinamiklerinin kararsızlığından dolayı, servo motorun bağlı bulunduğu kol pozisyonu sürekli tek yönde artarak, sarkacın istenen kararlı davranışı sergilemesine engel olmaktadır.

$$\ddot{\theta} = -\frac{Gc}{ac-b^2}(\dot{\theta}-1) \quad (2.24)$$

KKD kullanarak tüm durumları kontrol düzeni kabul edilen sifıra yakınsayacak bir denetçi, bağışlımlı bir kayma yüzeyi ihtiva etmektedir. Kanonik formu (2.19) ifadesi ile verilen döner ters sarkaç sistemi için (2.25) ve (2.26) eşitlikleri ile verilen kayma yüzeyleri kullanılmaktadır.

$$s_\alpha = \dot{\alpha} + c_1\alpha = 0 \quad (2.25)$$

$$s_\theta = \dot{\theta} + c_2\theta = 0 \quad (2.26)$$

Kanonik formu (2.19) ile verilen sisteme (2.25) ve (2.26) ifadelerindeki, sırasıyla s_α ve s_θ olmak üzere 2 adet kayma yüzeyi uygulanmaktadır. Eşitliklerde belirtildiğı üzere s_α yüzeyi sarkacın açısal pozisyonunun hatası ve açısal hız hatası kullanılarak, s_θ yüzeyi kolun açısal pozisyon hatası ve açısal hız hatası kullanılarak tasarlanır. Döner ters sarkaç sistemi için, s_α ve s_θ yüzeylerinin iç içe kullanıldığı genel bir kayma yüzeyi tasarlanarak tüm durumların denge noktası olan sifıra yakınsaması sağlanmaktadır. Bu yüzey (2.27) eşitliğı ile verilmektedir.

$$S_{pendulum} = s_\alpha + c_3s_\theta$$

$$V_S = \frac{1}{2}S_{pendulum}^2 \quad (2.27)$$

Denklem (2.27) ile verilen ifadede c_3 katsayısı sarkaç ve sarkacın bağılı olduğu kol arasındaki ilişkiyi belirtmekte, buradaki katsayı 0 ile 1 arasında değer alarak sarkacın kontrolünün sarkacın bağılı bulunduğu kolun kontrolünden daha çok önem arz ettiğini belirtmektedir.

$$\dot{S}_{pendulum} := -k_1 \operatorname{sgn}(S_{pendulum}) \quad (2.28)$$

$$u = -\left(\frac{f_1 + f_2}{g_1 + g_2}\right) - \frac{D}{g_1 + g_2} (k_1 \operatorname{sgn}(S) + c_2 \dot{\theta} + c_1 \dot{\alpha}) \quad (2.29)$$

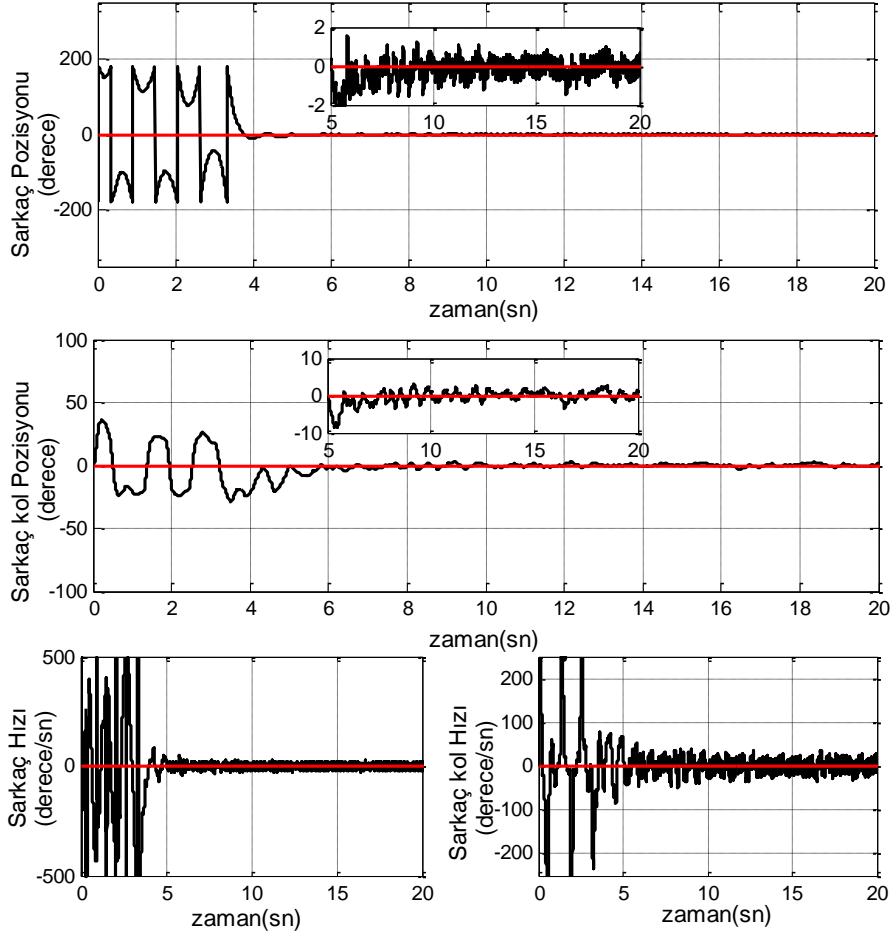
$$u = -\left(\frac{f_1 + f_2}{g_1 + g_2}\right) - \frac{D}{g_1 + g_2} \left(k_1 \frac{S}{|S| + \varepsilon} + c_2 \dot{\theta} + c_1 \dot{\alpha} \right) \quad (2.30)$$

Yukarıda belirtilen eşitlikler kullanılarak sistemin kayan kipli denetimi için uygulanacak kontrol sinyali (2.30) eşitliği ile verilmektedir.

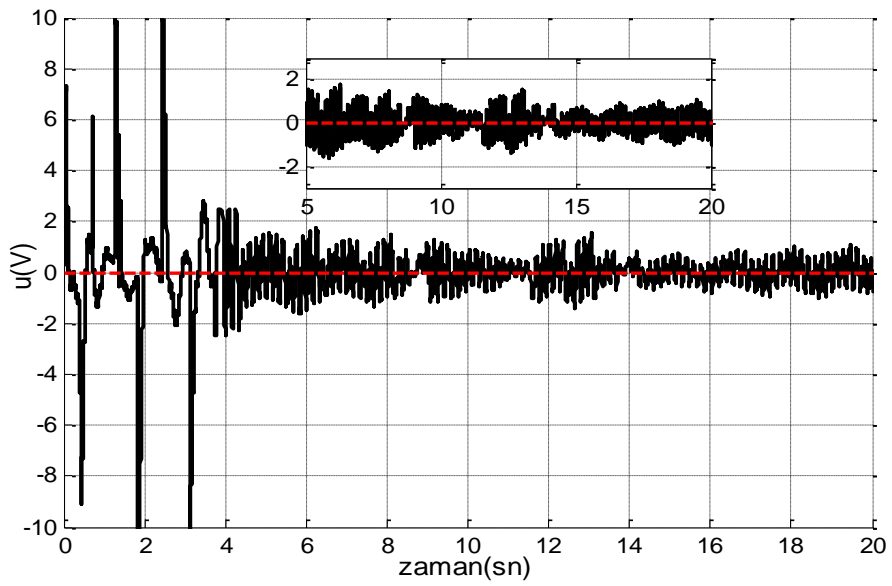
Çizelge 2.2. Kayan kip kontrol parametreleri

k_1	1.7	c_2	4
E	0.05	c_3	1.9
c_1	13		

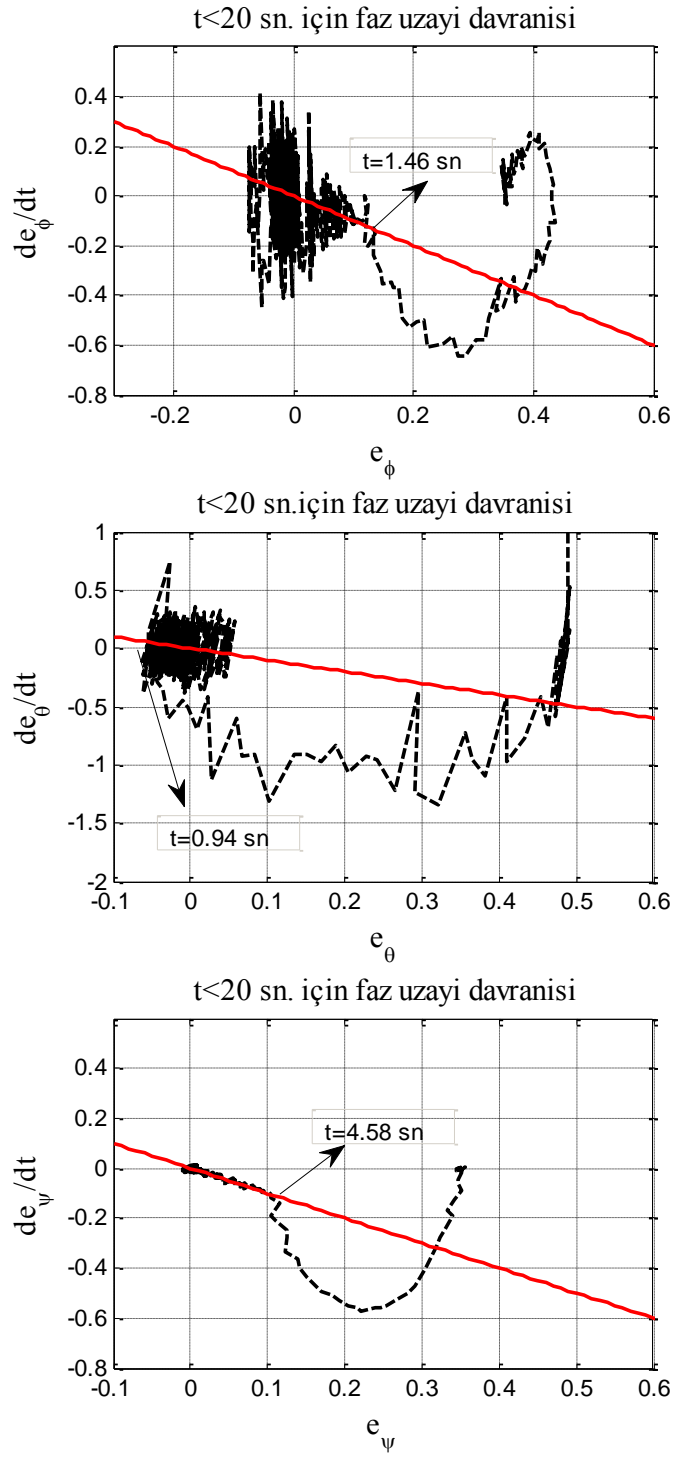
Döner ters sarkaç sisteminin kayan kipli denetimi ile durumlara ait gerçek zamanlı değişim Şekil 2.20’de verilmekte ve kontrol sinyali Şekil 2.21’de gösterilmektedir.



Şekil 2.4. Kayan kip kontrol ile sistem Durumlarının değişimi



Şekil 2.5. Kayan kipli kontrol sinyali



Şekil 2.6. Kayan kip kontrol faz uzayı davranışı

2.1.4 Bulanık Mantık Denetim

Bulanık mantık denetim L.A Zadeh tarafından ortaya atılmasından bu yana otomatik kontrol uygulamalarında yoğun bir şekilde kullanılmaya devam etmektedir. Özünde insanın herhangi bir sistemi denetlemesindeki düşünce ve önsezilerine bağlı hareketlerinin benzetimine dayanan bu yaklaşım, verilerin makinelerde işlenebilmesi için insanların deneyimlerinden ve sezgilerinden istifade ederek çalışabilme kabiliyeti verir. Bu kabiliyeti kazandırırken sayısal ifadeler yerine dilsel ifadeler kullanılır [47-48].

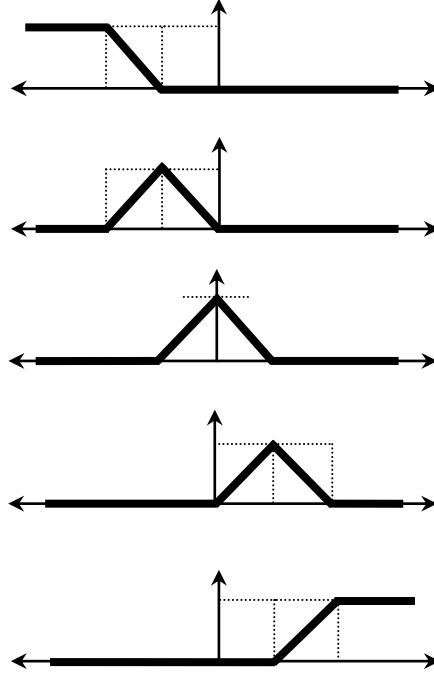
Geleneksel sistem denetiminin aksine, denetlenmek istenen sistemin matematiksel modeline gerek duymaması, özellikle denetlenmek istenen sistemin karmaşık olduğu, sistem analizinin klasik yöntemlerle yapılamadığı ve sisteme ait bazı niteliklerin belirsiz olduğu gibi durumlar olmak üzere bulanık mantık denetim yöntemi geniş bir yelpazede uygulanmaktadır.

Tasarlanan Tagaki-Sugeno-Kang tipi bulanık kontrolörün giriş çıkış ilişkisi, aşağıdaki bulanık taban fonksiyonu ile verilmektedir.

$$u_{(p,y)} = \frac{\sum_{i=1}^R y_{i;(p,y)} \prod_{j=1}^m \mu_{ij;(p,y)}(e_{j;(p,y)})}{\sum_{i=1}^R \prod_{j=1}^m \mu_{ij;(p,y)}(e_{j;(p,y)})} \quad (2.31)$$

$$y = [1 \quad 0.9 \quad 0.8 \quad 0.76 \quad -0.5 \quad 0.5 \quad 0.33 \quad .24 \quad 0 \\ -0.25 \quad 0.22 \quad 0.5 \quad 0 \quad -0.4 \quad -0.52 \quad .58 \quad -0.3 \\ -0.18 \quad -0.2 \quad -0.4 \quad 1 \quad -0.5 \quad -0.8 \quad -0.9 \quad -1]^T \quad (2.32)$$

Eşitlik (2.32)'de kullanılan üyelik fonksiyonları ($\mu_{ij,p}$, $\mu_{ij,y}$) Şekil 2.7 ile tasvir edilmiştir.



Şekil 2.7. Üyelik fonksiyonları

Üyelik fonksiyonlarının matematiksel tanımları (2.33) ve (2.37) 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.

$$\mu_{BN}(x) = \max\left(\min\left(-\frac{x+L}{L_B-L}, 1\right), 0\right) \quad (2.33)$$

$$\mu_N(x) = \max\left(\min\left(-\frac{x}{L}, \frac{x+L_B}{L_B-L}\right), 0\right) \quad (2.34)$$

$$\mu_Z(x) = \max\left(\min\left(1+\frac{x}{L}, 1-\frac{x}{L}\right), 0\right) \quad (2.35)$$

$$\mu_P(x) = \max\left(\min\left(\frac{x}{L}, -\frac{x-L_B}{L_B-L}\right), 0\right) \quad (2.36)$$

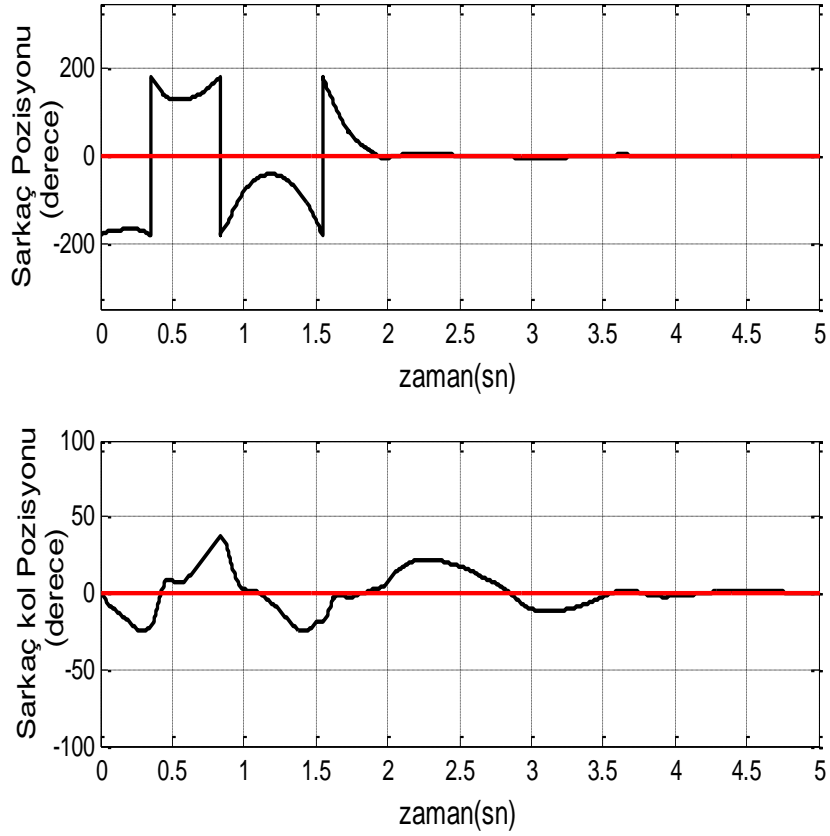
$$\mu_{BP}(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-L}{L_B-L}, 1\right), 0\right) \quad (2.37)$$

Bulanık mantık denetleyiciler yüksek derecede doğrusalsızlık içeren sistemler için de literatürde birçok başarılı sonuç ortaya koymuştur. Doğrusal olmayan sistemlere uygulandığında tatminkâr sonuçlar elde edilebilen bulanık mantık denetim yöntemi, son yıllarda yapılan araştırmalarda birçok farklı denetim yöntem ile birlikte kullanılarak amaçlanan denetim işlevlerinin ciddi manada iyileştirilebileceği ortaya konulmuştur [49-51]. Bu bağlamda döner ters sarkaç sisteminin de bulanık mantık denetimi amaçlanmıştır.

Döner ters sarkaç sistemine uygulanması planlanan bulanık mantık denetleyici ile öncelikle doğrusalsızlık karakteristiği yüksek olan salınım hareketi ile sarkacı kararlı denge noktası olan askıda kalma durumundan saldırgan salınımlar yaparak karasız denge noktası olan ters duruma getirme ve burada dengede kalmasını sağlayacak denetim sinyalinin oluşturulmasını amaçlamaktadır. Salınıcı hareketinin bulanık mantıkla denetimi şu şekilde özetlenebilir.

- Bu tasarımda kol hareketini ± 0.8 rad arasında sınırlamakta ve bu değişim daha sonra θ' nin katkı oranını belirlemede kullanılmaktadır.
- Bütün durum değişkenleri sıfır olduğunda kontrol sinyali maksimum olarak sisteme verilmelidir.
- Sarkaç açısal pozisyonu olan α bir yönde arttığı ve sarkaç açısal hızının 0 olduğu durumda kontrol sinyali zıt yönde hareketi sağlayacak şekilde sistemi etkilemelidir.
- Servo motora bağlı kol her iki yönde belirli frekanslarda hareket ettikçe, her salınımda sarkacın momentumu artar.

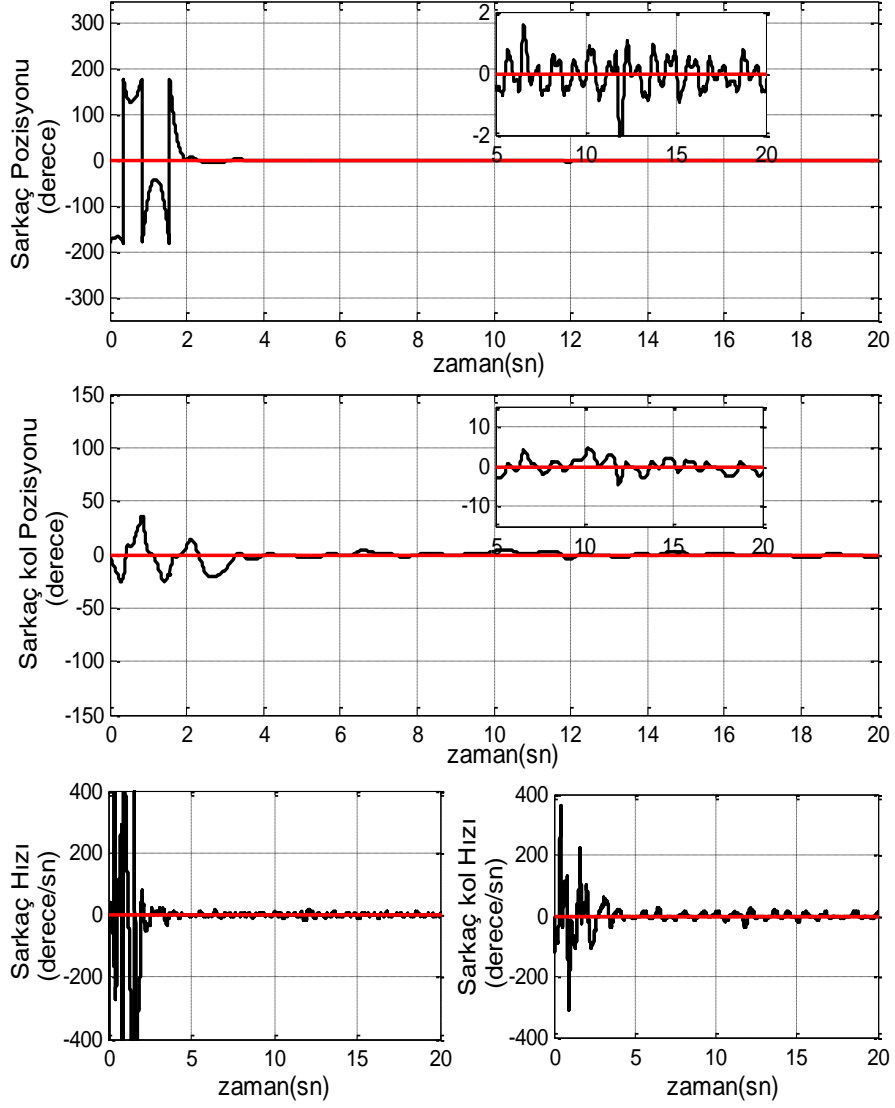
Salınıcı hareketi ile elde edilen sarkaç ve kol pozisyonu Şekil 2.8 ile verilmektedir.



Şekil 2.8. Bulanık mantık ile agresif salıncı hareketi

Tek girişli ve çok çıkışlı bir sistem olan döner ters sarkaç için $\alpha, \dot{\alpha}, \theta, \dot{\theta}$ durum değişkenlerinin her birini kullanmak suretiyle denetleyiciye girdi olarak 5 adet üçgensel fonksiyondan oluşan bulanık kümeler seçildiği düşünülürse $n=4$, $N=5$ ve $N^n=625$ ile belirtildiği gibi çok sayıda kural yazılmak durumundadır. Bu durum hem kuralların yazımı açısından zor olmakta hemde gerçek zamanlı uygulamayı ciddi manada engellemektedir. Buna alternatif olarak sistemi dengede tutan denetleyici iki ayrı alt sistem düşünülerek tasarlanmıştır. Sırasıyla sarkacın açısal pozisyonunu ve açısal hızını ifade eden durum değişkenleri olan α ve $\dot{\alpha}$ kullanılarak üçgensel üyelik fonksiyonlarına sahip $R=25$ kurallı bir bulanık denetleyici bununla servo motorun bağlı olduğu kolun açısal pozisyonunu ve açısal hızını gösteren θ ve $\dot{\theta}$ değişkenleri kullanılarak tasarlanmıştır. Tasarlanan denetleyicide sarkaca ait durum değişkenleri ile motora bağlı kolun önem ilişkisi bir K katsayısı ile ayarlanmış ve sistemin denge durumunda denetimini başarılı bir şekilde gerçekleştirdiği gözlemlenmiştir.

Şekil 2.9 ve Şekil 2.10 sırasıyla döner ters sarkaç sistemine uygulanan bulanık denetim ile durumların değişimini ve denetim sinyalinin vermektedir.

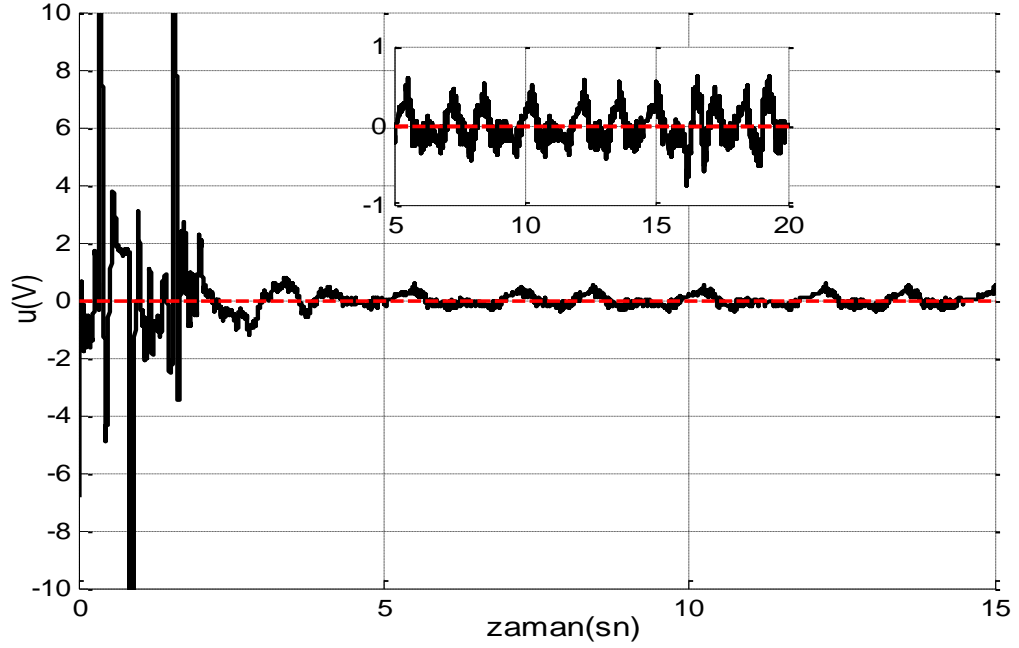


Şekil 2.9. Bulanık mantık kontrol ile sistem durumları

Şekil 2.11 sırasıyla bulanık mantık denetim uygulanmış sistemin denge durumunda kalması için oluşan ve bulanık yüzeyi verilmektedir.

Üçgensel üyelik fonksiyonları kullanılarak oluşturulan bulanık mantık denetleyicisi için giriş çıkış ilişkisini veren ifade (2.38) ile verilmektedir.

$$u = \frac{\sum_{i=1}^R y_i \prod_{j=1}^m \mu_{ij}(e_j)}{\sum_{i=1}^R \prod_{j=1}^m \mu_{ij}(e_j)} \quad (2.38)$$

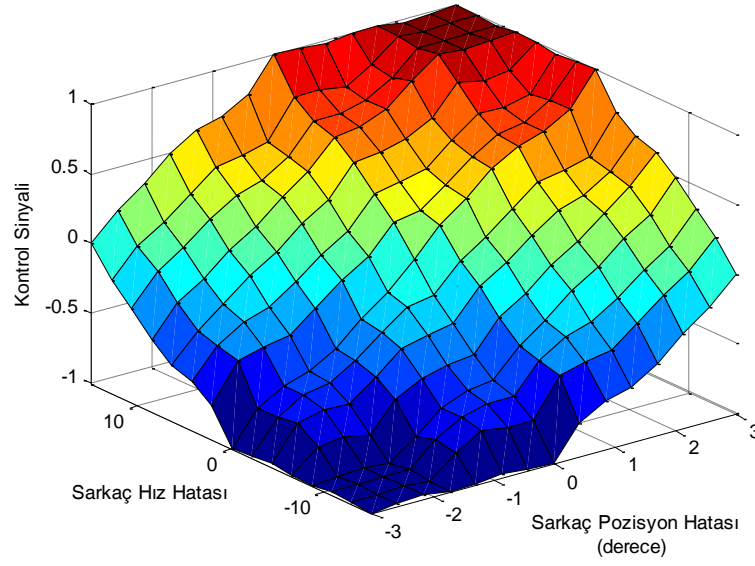


Şekil 2.10. Bulanık mantık kontrol sinyali

Sisteme uygulanan bulanık mantık denetleyici için oluşturulan kural tabanları şu şekilde özetlenebilir, μ_{ij} ile gösterilen ifade üçgensel üyelik fonksiyonlarını göstermektedir. Üçgensel üyelik fonksiyonlarında kullanılan ifadeler dilsel olarak *büyük negatif*, *negatif*, *sıfır*, *pozitif*, *büyük pozitif* şeklindedir.

EĞER ($e_1 \in KN$) ve ($e_2 \in KN$) ise **O HALDE** ($u = y_1$)

EĞER ($e_1 \in BP$) ve ($e_2 \in BP$) ise **O HALDE** ($u = y_{25}$)



Şekil 2.11. Bulanık mantık kontrol yüzeyi

Tez çalışmasının bu kısmında otomatik kontrolün en yaygın problemlerinden biri olan ve günümüzde uzay ve havacılık, savunma sanayi ve robotik gibi ciddi manada önem arzeden alanlarda denetlenmek istenen birçok sistemle benzer karakteristiğe sahip olan döner ters sarkaç sisteminin denetimi üzerinde durulmuştur. Tasarlanan denetleyicinin sarkacı kararsız olan ters konumdaki denge noktasında durağan şekilde dengede tuttuğu gözlemlenmiştir.

Bu bağlamda ele alınan denetleyicilerle kapalı çevrim sistemin farklı yanıtlar verdiği ve özellikle enerji tabanlı tasarlanan bulanık denetimci agresif salıncı hareketi ile pozitif geri beslemeli, salınım ile yukarı kaldırma hareketinden daha kısa sürede sarkacı kararsız denge noktası etrafına getirebilme ve bu nokta etrafında dengede tutabilme başarımını gösterdiği sonucuna ulaşılmıştır.

Bunun yanı sıra performans indeksinin minimize edilmesi ile oluşturulan doğrusal kuadratik denetleyicinin sarkacın istenen bölgeye geçişlerde ve bu konumda daha düzgün bir denetim sinyali oluşturduğu belirtilmelidir.

Tasarlanan diğer bir denetleyici olan kayan kipli denetleyici deney düzeneğindeki titremelere ve dış bozuculara rağmen (Dışardan fiziksel etkiler) sarkacın kararsız karakteristikteki ters konumundaki sistemi küçük kol açısı aralıklarında dengede

tutabilme başarısı gösterdiği gözlemlenmiştir. Kontrol sinyalleri anlamında inceleme yapıldığında kayan kipli kontrole ait sinyalin değişim değerinin çok yüksek olması ve varyansının büyük olması uygulanabilirliği açısından bir eksiklik olarak göze çarpmaktadır. Burada en düzgün sinyal doğrusal kuadratik kontrol aracılığı ile elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar dengede kalma başarımı için tatminkâr bulunmuştur.

Çizelge 2.3. Döner ters sarkaç kontrol sonuçları

Uygulanan kontrol metodu	Salıncı hareket süresi	Kontrol sinyalinin varyansı	Uygulanan gürültü varyansı	Kontrol sinyali aralığı
Doğrusal kuadratik denetim	5 sn	0.0306rad	$1e-3$ rad	0.5V 0.5V
Kayan kipli kontrol	4 sn	0.820rad	$1e-3$ rad	-2V +2V
Bulanık mantık kontrol	2sn	0.401rad	$1e-3$ rad	-1V +1V

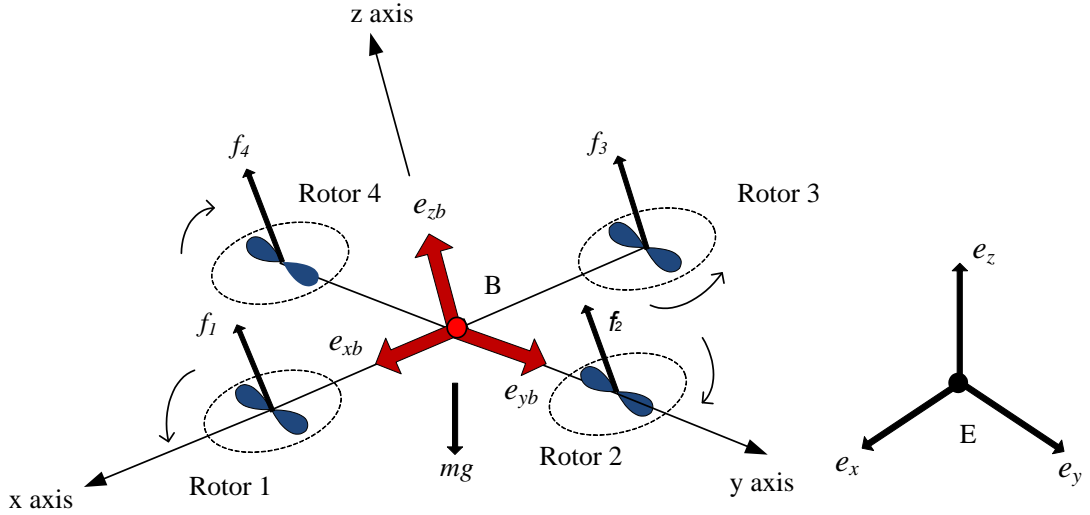
Uygulanan kontrol metotları dönerkanat tipinde bir insansız hava aracının kontrolü için temel teşkil etmektedir ve bu metotlar kontrolü farklı yöntemlerle gerçekleştirilen dönerkanat için oldukça yarar sağlamaktadır.

BÖLÜM III

3 Dönerkanat Sistemi

Uçakların aerodinamiği ile dönerkanat tipinde hava araçlarının aerodinamiği temel olarak aynıdır. Her ikisi de kaldırma kuvveti yaratmak için aerodinamik kesit kullanırlar ve her ikisinde kaldırma kuvveti, geri sürüklenme kuvveti, ileri çekici kuvvet ve yer çekimine maruz kalırlar. Ancak Dönerkanat uçuş karakteristikleri, sabit kanatlı araçlardan büyük oranda farklıdır.

Dönerkanat tipinde İHA Şekil 3.1’de gösterildiği üzere dört adet pervanesi bulunan bir araç olarak tasvir edilebilir. Pervanelerin dönme eksenleri sabit ve birbirine paraleldir. Pervanelerin sadece açısal hızları değiştirilerek istenen itki değerleri elde edilmektedir [7,9,52].

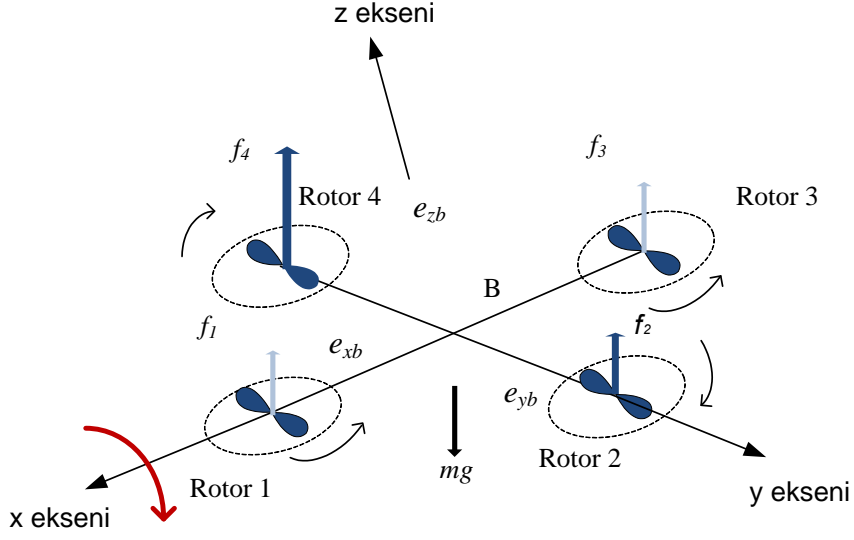


Şekil 3.1. Dönerkanat hareket tasviri

Pervane çiftleri (1,3) ve (2,4) birbirlerine ters yönlerde döndürülmekte buda dönme ve sürüklenme etkisini azaltmaktadır [52]. Pervane hızları değiştirilerek dönerkanatın yüksekliği ve yanal hareketleri istenen değerlere getirilebilmektedir. Dört pervanenin birden hızlarını arttırmak veya azaltmak düşey ekseninde hareket sağlamaktadır [9,52]

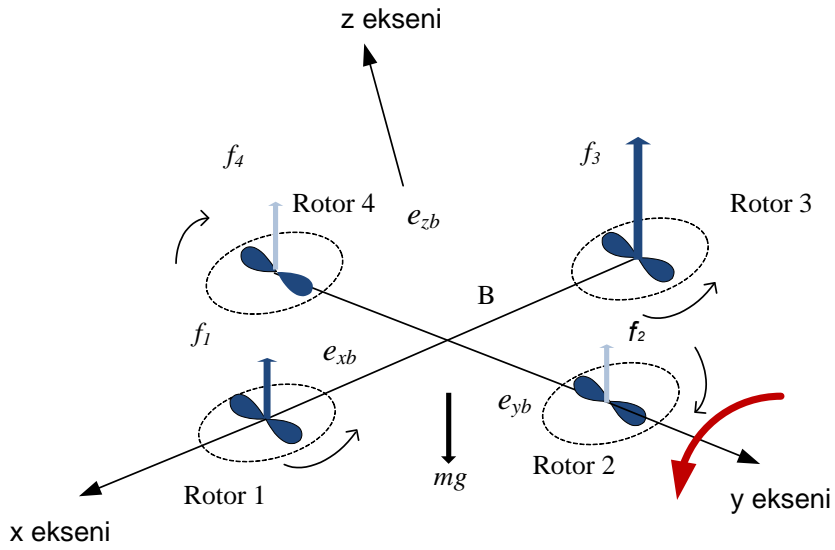
3.1. Dönerkanat Sisteminin Hareketleri

Şekil 3.2’de görüldüğü üzere 2 ve 4 numaralı pervanelerin hızlarının ters orantılı olarak değiştirilmesi dönme hareketine yani x ekseninde yanıl hareketi sağlamaktadır.



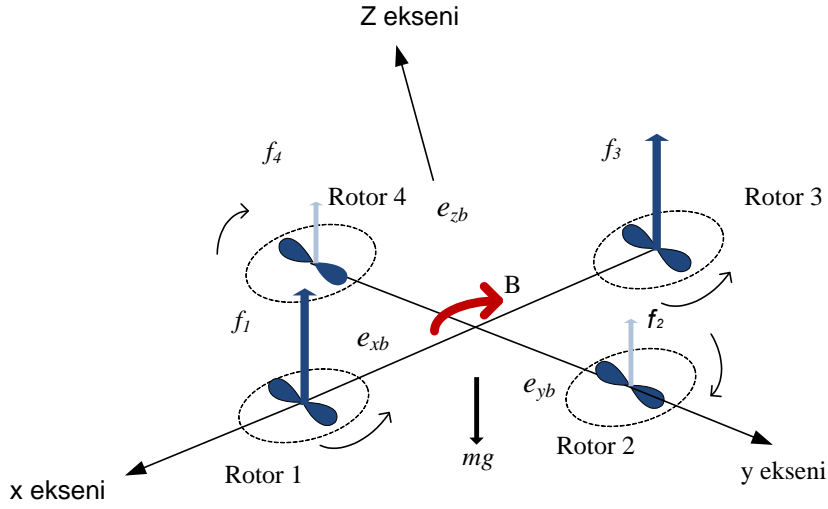
Şekil 3.2. Dönerkanat sisteminde yanıl hareket oluşumu

Şekil 3.3’de ifade edildiği gibi ise 1 ve 3 numaralı pervanelerin hızlarının ters orantılı olarak değiştirilmesi ise yunuslama hareketine yani y ekseninde harekete,



Şekil 3.3. Yunuslama hareketinin tasviri

Şekil 3.4'te görüldüğü üzere pervanelerin birbirine göre hızlarının farklarının oluşturduğu sürüklenme torku ise sapma hareketine sebep olmaktadır [9].



Şekil 3.4. Sapma hareketini tasviri

Dönerkanat davranış kontrolünün yapılabilmesi için açıl hareketleri tasvir eden dinamik denklemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu denklemler (3.1) 'de verilmektedir. Şekil 3.4'te dönerkanat modeli simgelenmektedir[9,52,53,54].

$$\begin{aligned}
 \ddot{\phi} &= \dot{\theta} \dot{\psi} \left[\frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \right] + \frac{J_r}{I_{xx}} \dot{\theta} \Omega_d + \frac{l}{I_{xx}} U_2 \\
 \ddot{\theta} &= \dot{\phi} \dot{\psi} \left[\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \right] - \frac{J_r}{I_{yy}} \dot{\phi} \Omega_d + \frac{l}{I_{yy}} U_3 \\
 \ddot{\psi} &= \dot{\theta} \dot{\phi} \left[\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \right] + \frac{1}{I_{zz}} U_4
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

(3.1) ifadesinde yer alan Ω_d değişkeni ve U_1, U_2, U_3, U_4 kontrol girişleri (3.2) ve (3.3) ifadelerinde tanımlanmaktadır. Ω_i değişkeni i -nci rotorun açıl hızını

(radyan/saniye) tasvir etmektedir. (3.3) ifadesindeki b ve d katsayıları sırasıyla itki² ve sürüklenme³ katsayılarını ifade etmektedir [9].

$$\Omega_d = -\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_3 + \Omega_4 \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & b & b & b \\ 0 & -b & 0 & b \\ -b & 0 & b & 0 \\ d & -d & d & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1^2 \\ \Omega_2^2 \\ \Omega_3^2 \\ \Omega_4^2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Dönerkanat dinamik modeli aracı diferansiyel eşitlikler şeklinde tasvir etmektedir. Bu tasarlanan denetçinin matematiksel olarak uygulanabilirliğini zorlaştırmaktadır, bundan dolayı bu gösterim şekli, dinamik sistemleri modellemede, çözümlemede ve kontrolde, tasarımcı için daha anlaşılır bir yol olan durum uzayı yöntemine geçmek önem arz etmektedir. Durum uzayında dinamik sistem modeli birinci dereceden diferansiyel eşitlikler şeklinde gösterilmektedir. Dönerkanat dinamik modeli durum uzayında yazılırsa [9,52,53,54]

$$\dot{X} = f(X, U) \quad (3.4)$$

(3.4) ifadesinde X durum vektörünü, U giriş vektörünü ifade etmektedir. X durum vektörü dönerkanat dinamik modeli göz önüne alınarak yazılmaktadır:

$$X = [\phi \ \dot{\phi} \ \theta \ \dot{\theta} \ \psi \ \dot{\psi} \ x \ \dot{x} \ y \ \dot{y} \ z \ \dot{z}]^T \quad (3.5)$$

(3.5) ifadesindeki yer alan değişkenler (3.6) şeklinde ifade edilebilir.

² İng. Thrust Coefficient

³ İng. Drag Coefficient

$$\begin{aligned}
x_1 &= \phi, & x_2 &= \dot{\phi}, \\
x_3 &= \theta, & x_4 &= \dot{\theta}, \\
x_5 &= \Psi, & x_6 &= \dot{\Psi} \\
x_7 &= x, & x_8 &= \dot{x}, \\
x_9 &= y, & x_{10} &= \dot{y}, \\
x_{11} &= z, & x_{12} &= \dot{z}.
\end{aligned} \tag{3.6}$$

U giriş vektörü ve dönerkanat dinamiklerine uygun olarak açısal hızlar cinsinden ifadeler (3.7) ve (3.8) şeklinde ifade edilebilir [52].

$$U = [U_1 \ U_2 \ U_3 \ U_4]^T \tag{3.7}$$

$$\begin{aligned}
U_1 &= b(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2) \\
U_2 &= b(\Omega_4^2 - \Omega_2^2) \\
U_3 &= b(\Omega_3^2 - \Omega_1^2) \\
U_4 &= d(\Omega_1^2 + \Omega_3^2 - \Omega_2^2 - \Omega_4^2)
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Dönerkanat genel olarak durum uzayında ifadesi (3.9) daki şekilde yazılabilir [9].

$$f(X,U) = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_4x_6a_1 - x_4a_2\Omega_r + b_1U_2 \\ x_4 \\ x_2x_6a_3 + x_2a_4\Omega_r + b_2U_3 \\ x_6 \\ x_4x_2a_5 + b_3U_4 \\ x_8 \\ \left(c_\phi s_\theta c_\psi + s_\phi s_\psi\right) \frac{1}{m} U_1 \\ x_{10} \\ \left(c_\phi s_\theta s_\psi + s_\phi c_\psi\right) \frac{1}{m} U_1 \\ x_{12} \\ -g + \left(c_\phi c_\theta\right) \frac{1}{m} U_1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

(3.9) ifadesi ile Şekil (3.1)'de gösterilen dönerkanat sistemine ait genel durum denklemlerinin ifadesini elde ederiz. (3.10) da ise (3.9) ifadesindeki değişkenler görülmektedir.

$$\begin{aligned} a_1 &= (I_{yy} - I_{zz}) / I_{xx} & b_1 &= l / I_{xx} \\ a_2 &= J_r / I_{xx} & b_2 &= l / I_{yy} \\ a_3 &= (I_{zz} - I_{xx}) / I_{yy} & b_3 &= 1 / I_{zz} \\ a_4 &= J_r / I_{yy} \\ a_5 &= (I_{xx} - I_{yy}) / I_{zz} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Boyutları küçük İHA'ların kontrolör tasarımı aşağıda sayılan hava araçlarına özgü bazı sorunların üstesinden gelmeyi gerektirmektedir [9,52,53].

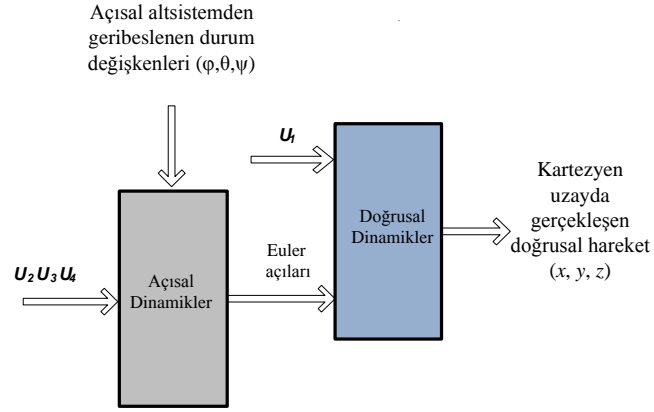
- Durum değişkenlerinin birbirini etkileyen yapıda olması
- Doğrusallaştırılmış modellerin çok kısıtlı bölgelerde kullanılması.
- Yaygın olarak bilinen tanılama yöntemleri ile dinamik modellerinin tam olarak çıkarılamaması
- Açık çevrimdeki kararsızlıklar ve dinamiklerin çok hızlı olması

- Çok sayıda gürültü ve bozucu etki üreten kaynağa sahip olmaları

Doğrusal kontrol yöntemleri, kapalı çevrim sistemlerin performans, kararlılık ve gürbüzlük hakkında kesin ölçütlere ulaşılmasını sağlamaktadır. Ancak doğrusal yöntemler, doğrusal olmayan dinamik sistemin denge noktası etrafında doğrusallaştırılması ile elde edilmiş doğrusal sisteme dayandığından, doğrusal olmayan sistem denge noktasının dışına çıktığında performansından uzaklaşmaktadır. Bu nedenle daha gerçekçi ve daha verimli sonuçlar elde etmek amacıyla doğrusal olmayan sistemler İHA'ların kontrolünde sıklıkla kullanılmaktadır [55,56,57].

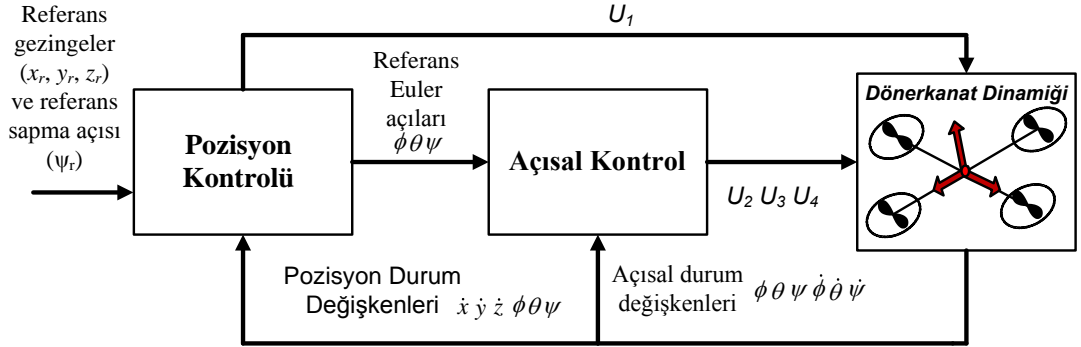
Dönerkanatın dinamik modelinden görüleceği üzere sistem dinamikleri birbirini etkiler yapıdadır. Dönerkanatın kartezyen uzaydaki doğrusal hareketlerini (x, y, z) betimleyen dinamiklere doğrusal, açısal hareketleri (yunuslama, dönme, sapma) betimleyen dinamiklerine açısal dinamikler olarak tanımlanmaktadır [9,10]. Dönerkanat sisteminin kontrolünün yapılabilmesi için bilinmesi gereken bir diğer önemli nokta doğrusal dinamiklerin açısal dinamiklerin birbirini etkilediğidir.

Dönerkanat sistemi dört kontrol girişi ve altı adet serbestlik derecesine sahip olduğundan eksik eyleyicili bir dinamik yapıya sahiptir. Bu sebeple her bir kontrol girişi doğrudan tüm dinamikleri kontrol edememektedir. Doğrudan kontrol edilemeyen dinamiklere iç dinamikler olarak adlandırılmaktadır [9]. Dönerkanatta yer alan iç dinamiklere ait olan durum değişkenleri x, \dot{x}, y, \dot{y} olup, doğrudan kontrol edilebilen dinamikler üzerinden istenilen davranışı sergilemektedir. Bu sebeple aracın x ekseninde hareket edebilmesi için yunuslama (θ) ve y ekseninde hareket edebilmesi için dönme (ϕ) açılarının değiştirilmesi gerektiği açıktır. Şekil 3.1'de tasvir edilen sisteme göre denklem (3.9) ifadesi ve araç özellikleri dikkate alınarak açısal ve kartezyen (pozisyon) dinamiklerin iki altsistem halinde tasviri yer almaktadır [9,52].



Şekil 3.5. Açısal ve doğrusal alt sistemlerin ifade eden etkileşimi [9]

Dönerkanat kontrol sistemi iki farklı kontrol döngüsü halinde gerçekleştirilmektedir. Şekil 3.5’de görüldüğü üzere aracın izleyeceği yörünge kartezyen pozisyon (dış döngü) kontrol bloğuna gelmektedir. Kartezyen pozisyon kontrol bloğu, aracın referans gezinmeleri izleyebilmesi için yapması gereken referans açıları $(\phi_r, \theta_r, \psi_r)$ oluşturmaktadır. Referans açıları, iç döngü bloğuna iletilmekte ve araç istenen açı değerlerini takip ederek istenen pozisyona (x, y, z) ulaşmaktadır.



Şekil 3.6. Dönerkanat sisteminin kontrol blokları [9]

3.2 Dönerkanat Kontrolü

Dönerkanat kontrol çalışmalarındaki amaç aracın otonom hareket edebilmesi için gereken kontrol yöntemlerini, dönerkanat dinamik modeline Matlab/Simulink®

ortamında uygulayarak sistemin gerçekleştirilebilir bir denetçi aracılığı ile analizini yapmaktır. Bu amaç doğrultusunda kontrol çalışmaları esnasında sırasıyla, KKK, PID kontrol, geriadımlamalı kontrol, geribeslemeli doğrusallaştırılmalı kontrol, ve pekiştirmeli öğrenmeli kontrol yöntemlerinden yararlanılmıştır [52-56]

Dönerkanat aracın performansını en çok etkileyen esas kısım açısal dinamikleridir. Bu yüzden öncelikle açısal dinamiklerin kontrolü ve istenen performansı sağlanması amaçlanmıştır. Bundan dolayı doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden yunuslama, dönme ve sapma açılarının kararlı hale getirilmesi için yararlanılmıştır. Kartezyen uzaydaki kontrol bu dinamiklerin kontrolüne nazaran daha kolaydır. Bu sebeple dönerkanat kontrolün ilk amaç daha hızlı dinamiklere sahip olan yunuslama, dönme ve sapma açılarını düzgün bir şekilde kontrol etmektir.

3.2.1 Kayan Kipli Kontrol Yöntemi

Kayan kipli denetim, model belirsizliklerine ve modellenemeyen dinamiklere karşı gürbüzlüğü nedeniyle araştırmacılar tarafından özellikle doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde sıklıkla çalışılmakta olan bir kontrol yöntemidir. Ayrıca çevreden sisteme karışabilecek parazitlere ve bozuculara karşı olan gürbüzlüğü sayesinde otomotiv, robotik gibi uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır [9,18]. Gürültüye karşı hassas olması ve çatırdama⁴ sorunu KKK yönteminin eksik yanları gibi gözükmesine karşın bu eksiklikleri gürbüzlük özelliğinden vazgeçmeksizin ortadan kaldıracak birçok çalışma bulunmaktadır [9,52].

KKK iki adımdan oluşmaktadır. İlk aşamada hata vektörü önceden tanımlanmış olan durum uzayının kayma yüzeyi olarak adlandırılan alt kümesine yönlendirilir. Bu evreye ulaşma evresi⁵ olarak adlandırılmaktadır [9,18,55]. Bu evrede yüksek seviye kontrol sinyali uygulanmasından dolayı kontrol sinyali saturasyona

⁴ İng. Chattering

⁵ İng Reaching Mode

uğrayabilmektedir. İkinci evre kayma evresi⁶ kararlı bir alt uzay olup hata vektörünü faz uzayının orijinine yönlendirir. Kontrol yöntemi ismini ikinci evreden almakta ve Kayan Kipli Kontrol olarak adlandırılmaktadır. Dönerkanat sistemi için tasarlanması düşünülen kayan kipli kontrol için ilk adım olarak dönme dinamikleri ele alınır.

Dönme dinamiklerinde $e_\phi = \phi - \phi_d$ dönme dinamiği için kayma yüzeyi $s_\phi = \dot{e}_\phi + \lambda_\phi e_\phi$ olarak tanımlanırsa ve $s_\phi = 0$ koşuluna t_0 anında ulaşıldığı düşünülürse $s_\phi(t) = s_\phi(t_0) \exp(-\lambda_\phi(t-t_0))$ çözümdür [52-55]. Bu bilgiler ışığında Lyapunov fonksiyonu tanımlanırsa (3.11).

$$V(s_\phi) = s_\phi^2 / 2 \quad (3.11)$$

Denklem (3.11) ile tanımlanan Lyapunov fonksiyonun türevi

$$s_\phi \dot{s}_\phi < -k_\phi |s_\phi| \quad (3.12)$$

(3.12) ile verilen koşulu $k_\phi > 0$ iken sağlarsa dönme hatası $s_\phi = 0$ ile nitelendirilen yörüngeye yönlendirilir.

Denklem (3.12) ile verilen koşulu sağlamak için kontrol sinyali (3.13) gibi seçilmektedir. Bu seçim aşağıdaki kontrol sinyalinin uygulanmasını öngörür ki işaret fonksiyonunun (3.14) denklemindeki gibi yumuşatılarak çatırdama etkisinin bir nebze de olsa azaltılabildiği kayan kipli kontrol uygulamalarında yaygın yapılarına bir değişikliktir [9-10,52,55].

⁶ İng. Sliding Mode

$$U_2 = \frac{1}{a_3} \left(-a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_d + \ddot{x}_{1d} - \lambda_\phi (x_2 - \dot{x}_{1d}) - k_\phi \text{sign}(s_\phi) - k_1 s_\phi \right) \quad (3.13)$$

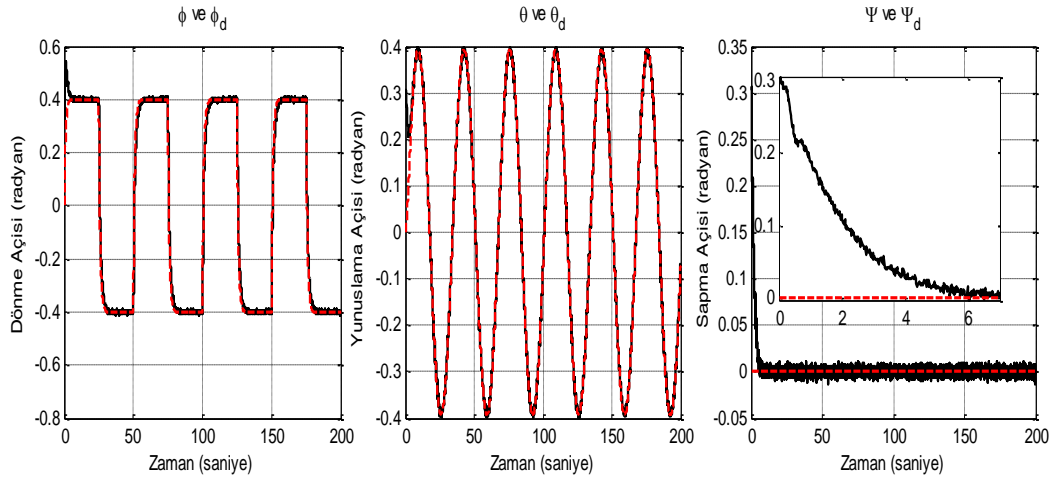
$$\text{sign}(x) \cong x / (|x| + \varepsilon) \quad (3.14)$$

Denklem (3.13) ve (3.14) de verilen \dot{x}_{1d} istenen açısal dönme hızlarını, \ddot{x}_{1d} istenen açısal ivmeleri ve ε ise $s=0$ etrafında keskinliği ifade etmektedir[52,55]. Diğer kontrol sinyalleri U_3 ve U_4 benzer şekilde denklem (3.15)-(3.16) 'de verilmektedir.

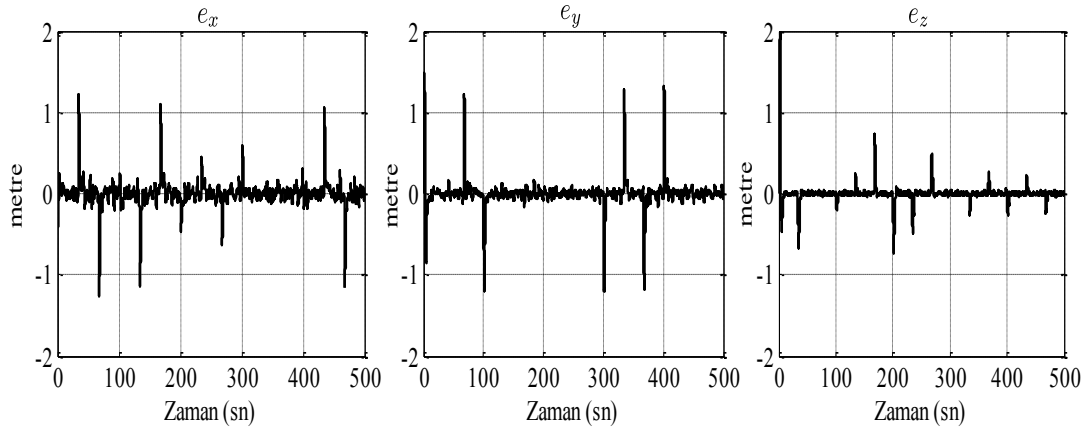
$$U_3 = \frac{1}{b_1} \left(-a_4 x_2 x_6 - a_5 x_2 \Omega_d + \ddot{x}_{3d} - \lambda_\theta (x_4 - \dot{x}_{3d}) - k_\theta \text{sign}(s_\theta) - k_2 s_\theta \right) \quad (3.15)$$

$$U_4 = \frac{1}{b_3} \left(-b_2 x_2 x_4 + \ddot{x}_{5d} - \lambda_\psi (x_6 - \dot{x}_{5d}) - k_\psi \text{sign}(s_\psi) - k_3 s_\psi \right) \quad (3.16)$$

Kontrol sinyallerinin büyüklükleri ve değişimleri istenilen seviyelerde olup meydana gelen küçük değişimler ile istenilen hareket sağlanmaktadır. Şekil 3.10'da görüldüğü üzere aracın açısal dinamiklerini meydana getiren açısal durum değişkenlerine ait başlangıç hataları hızlı bir şekilde kayma yüzeyine ulaşmaktadır. Kayma yüzeyine ulaşan hata vektörleri sisteme eklenen gürültüye karşın orijine üstel şekilde ulaşmakta ve orada kalmaktadır [9].

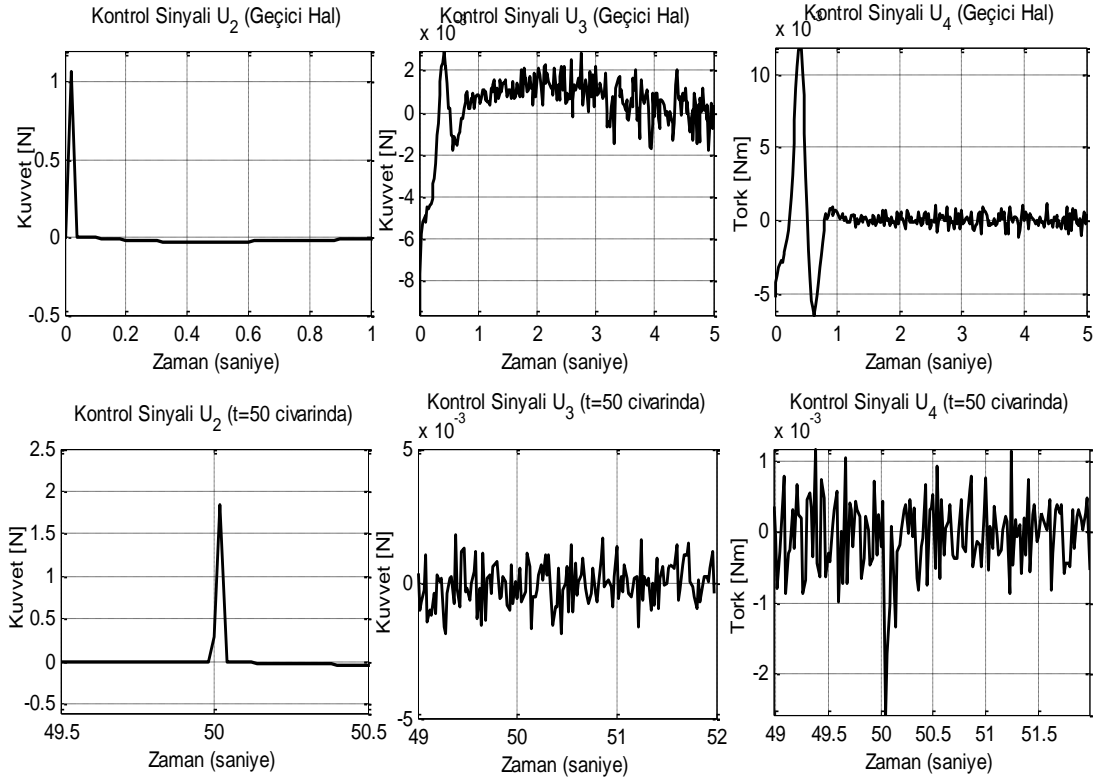


Şekil 3.7. Seçilen KKK katsayıları için gezinge takip performansı



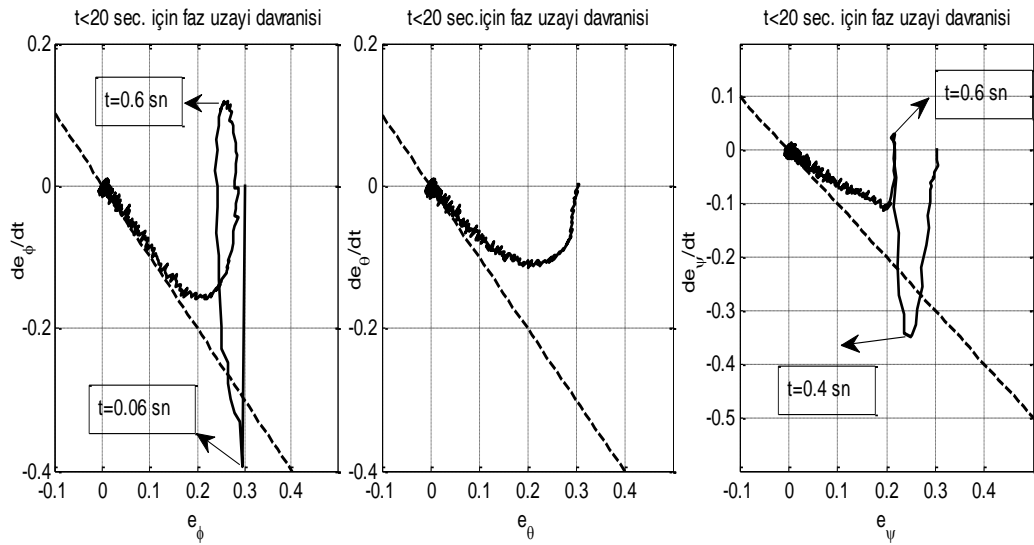
Şekil 3.8. Aracın KKK ile kartezyen uzayda göstermiş olduğu hatalar

KKK için belirgin eksikliklerden biri kontrol sinyallerinin anahtarlamalı bir yapısı olduğu keskin geçişler göstermesidir. Bu durum uygulanabilirliğini azaltmaktadır fakat sınır tabakalar eklenerek çatırdama problemi bir kısım da olsa azaltılabilmektedir. Şekil 3.9 ile aracın asılı pozisyonda yani $U_1 = 7.878$ Newton iken sahip olduğu kontrol sinyalleri gösterilmektedir.



Şekil 3.9 KKK kontrol sinyalleri

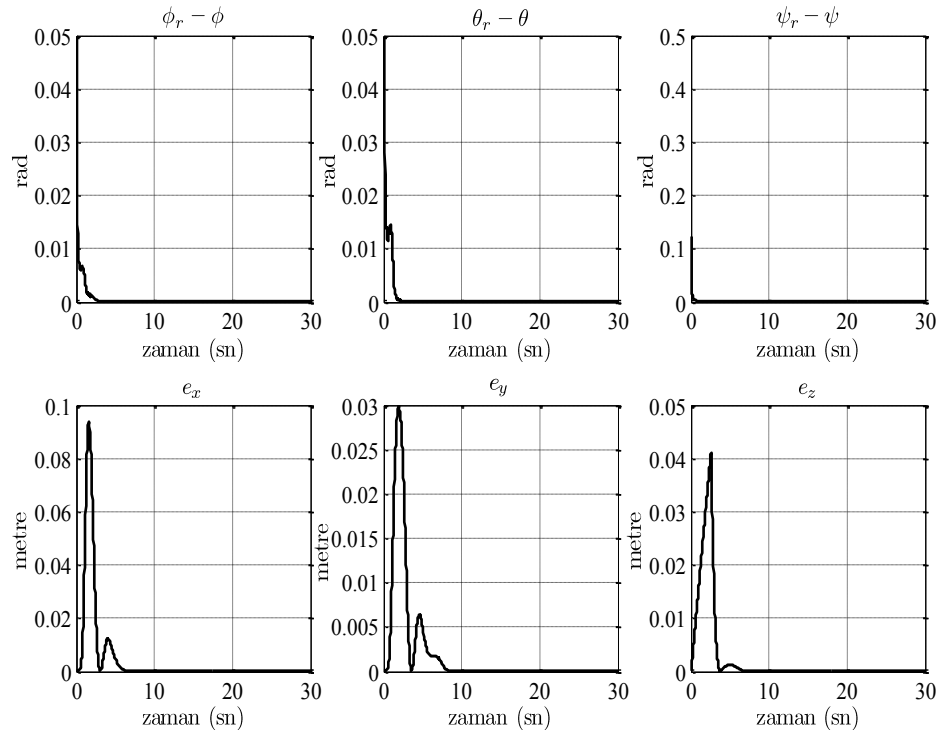
Şekil 3.10’da görüldüğü gibi referans gezingeyi takip eden açılal durum değışkenleri hata vektörleri ilk referans gezinge takibinde olduğu gibi kayma yüzeyine çarpmakta ve orijine ulaşmaktadır.



Şekil 3.10. Dönme, Yunuslama ve Sapma alt sistemleri için faz uzayı

Çizelge 3.1. Kayan kipli kontrol için benzetim parametreleri

Benzetim adım aralığı	Δt	0.02 sn
Gürültü varyansı	$\Delta\phi, \Delta\theta, \Delta\psi$	$1e-5$ radyan
Eğim parametreleri	$\lambda_\phi, \lambda_\theta, \lambda_\psi$	1.00
İşaret fonksiyonu yumuşatma parametresi	ε	0.20
Ulaşma kuralı parametresi	k_1, k_2, k_3	0.90
Euler açılarının başlangıç değerleri	$\phi(t_0), \theta(t_0), \psi(t_0)$	0.34 radyan



Şekil 3.11. Ortalama karesel değerler ve sifıra yakınsama süreleri

Şekil 3.11’de dönerkanat sisteminin KKK uygulanması sonucu sahip olduğu ortalama karesel değerler gösterilmektedir. Aracın kartezyen uzaydaki hatası, açısıl dinamiklerden daha sonra düzeltildiği buradan da anlaşılabilir.

3.2.2 PID Kontrol Yöntemiyle Kontrol

İfade edildiği üzere PID kontrol tekniği hem sanayi uygulamalarında hem de yeni tasarımı yapılan bir sistemin kontrolün çalışılmasında başvurulan en yaygın metotlardan biridir.

Dönerkanat kontrolünde aracın davranışını düzgün istenilen performans doğrultusunda kontrol etmek amacıyla başvurulan yöntemlerden biridir.

PID kontrol tekniğindeki amaç sistem durumlarının istenilen gezingeleri⁷ takip etmesini sağlamaktır [9]. PID kontrolörün katsayılarını uygun şekilde ayarlayarak Euler açılarının istenen gezingeleri başarılı bir şekilde takip etmesini sağlanmaktadır. ϕ (dönme), θ (yunuslama) ve ψ (sapma) dinamikleri için uygulanan PID kontrolörleri (3.17) - (3.19)'deki gibidir.

$$U_2 = K_{p\phi}(\phi_r - \phi) + K_{i\phi} \int (\phi_r - \phi) dt - K_{d\phi} \dot{\phi} \quad (3.17)$$

$$U_3 = K_{p\theta}(\theta_r - \theta) + K_{i\theta} \int (\theta_r - \theta) dt - K_{d\theta} \dot{\theta} \quad (3.18)$$

$$U_4 = K_{p\psi}(\psi_r - \psi) + K_{i\psi} \int (\psi_r - \psi) dt - K_{d\psi} \dot{\psi} \quad (3.19)$$

Dönerkanatın doğrusal olmayan tavır dinamikleri sıfır denge noktası etrafında doğrusallaştırıldığı takdirde (3.20) elde edilir.

$$\phi(s) = \frac{1}{s^2} \frac{l}{I_{xx}} U_2(s) \quad \theta(s) = \frac{1}{s^2} \frac{l}{I_{yy}} U_3(s) \quad \psi(s) = \frac{1}{s^2} \frac{1}{I_{zz}} U_4(s) \quad (3.20)$$

⁷ İng. Trajectory

Kontrol çalışmalarında kullanılan kontrolör katsayıları Çizelge 3.2’de verilmiştir.

Çizelge 3.2 PID kontrolörü katsayıları

	Oransal (K_p)	Integral (K_i)	Türevsel (K_d)
Yunuslama açısı	1	0.13	0.66
Dönme açısı	1	0.13	0.66
Sapma açısı	0.1	0.013	0.066

Dönerkanat kartezyen uzaydaki dinamikleri, açısız dinamikler kadar yüksek hızda güncelleme gerektirmediğinden kartezyen pozisyon kontrolünde, daha basit kontrol yöntemi yapılarıyla istenilen performansı yakalamak mümkündür [9,52,55]. Tez kapsamında aracın kartezyen uzaydaki doğrusal hareketlerini tasvir eden dinamikleri kararlı kılabilmek için öncelikli amaç tavrı kontrolünü düzgün bir şekilde sağlamaktır.

Kartezyen pozisyon kontrolündeki amaç aracın x , y , z kartezyen uzayda istenilen gezinimleri takip etmesini sağlamaktır. Kartezyen uzayda x ve y düzleminde hareket etmenin yunuslama ve dönme açılarıyla gerçekleşeceği daha önceki bölümlerde açıklanmıştır. Diğer taraftan z düzleminde hareket ise dönerkanatın toplam itkisi (U_1) artırıldığında ya da azaltıldığında meydana gelmektedir. Kartezyen uzayda z ekseninde kontrolü sağlayabilmek için aracın z eksenindeki hareketini tasvir eden dinamikler yazılırsa:

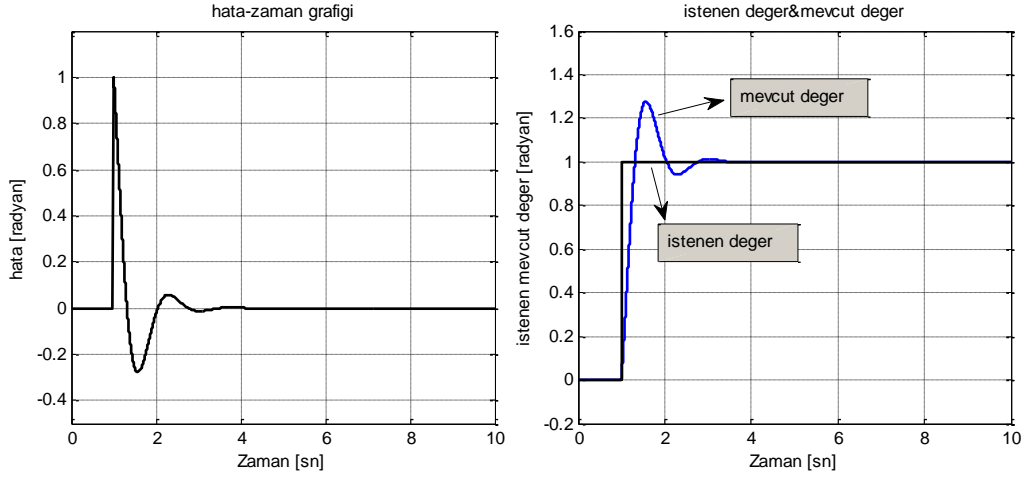
$$\ddot{z} = -g + (\cos \phi \cos \theta) \frac{1}{m} U_1 \quad (3.21)$$

U_1 kontrol sinyali (3.21) ifadesindeki gibi yazıldığı takdirde doğrusal olmayan terimleri ortadan kaldırılmış olur ve (3.22) ifadesinde U_z yerine (3.23)’da yer alan PID kontrolör yerleştirilirse araç z ekseninde istenen yüksekliğe ulaşmaktadır.

$$U_1 = m(U_z + g) / c_\phi c_\theta \quad (3.22)$$

$$U_z = -K_{dz}\dot{z} - K_{pz}(z - z_r) - K_{iz}\int(z - z_r) \quad (3.23)$$

Denklem (3.23)'da görüldüğü üzere kontrolörün türev terimi, kontrolörün ani hata değişimlerinden etkilenip istenmeyen seviyelerde kontrol sinyali üretmemesi amacıyla yeniden tasarlanmıştır. Açık şekilde ifade edilmek istenirse takip edilmek istenen gezinedeki z_r basamak tipindeki değişim hatada ani bir düşey hareket oluşturur. Bu işaretin türevi sonsuzdur.



Şekil 3.12. Türev tekmesi t=1 anında

Bu değerde kontrol sinyalinde büyük bir etki oluşturur [41]. Kontrol sinyalinin taban ve tavan değerleri arasında kalmaması durumunda sistemin zarar görmesi kaçınılmazdır [40]. Bu etkiyi ortadan kaldırmak amaçlı olarak türev terimi hata sinyali yerine sistemin çıkışına uygulanmıştır.

Kartezyen pozisyon kontrolörünün ürettiği referans ϕ (dönme) ve θ (yunuslama) açılarının türetiminde x ve y kartezyen hareketlerine ait dinamikler yazılırsa

$$\ddot{x} = (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) \frac{1}{m} U_1 \quad (3.24)$$

$$\ddot{y} = (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) \frac{1}{m} U_1 \quad (3.25)$$

(3.24) ve (3.25) eşitliklerinin sağ tarafı R_x ve R_y terimleri olarak kısaltıldığı varsayılınsın. Bu varsayım altında (3.26) ve (3.27) ifadelerinin yazımı mümkündür.

$$R_x = \left(\frac{U_1}{m} \right) (c_\phi s_\theta c_\psi + s_\phi s_\psi) \quad (3.26)$$

$$R_y = \left(\frac{U_1}{m} \right) (c_\phi s_\theta s_\psi - s_\phi c_\psi) \quad (3.27)$$

Bahsi geçen bilgiler dâhilinde referans θ (yunuslama) açısının türetimi (3.28)-(3.30) gibi yapılarak;

$$U_x = \frac{R_x m}{U_1} \quad (3.28)$$

$$s_\theta = \frac{U_x - s_\phi s_\psi}{c_\phi c_\psi} \quad (3.29)$$

$$\theta_r = \sin^{-1} \left(\frac{U_x - s_\phi s_\psi}{c_\phi c_\psi} \right) \quad (3.30)$$

Denklem (3.31)'deki gibi elde edilir.

$$R_x = -K_{dx}\dot{x} - K_{px}(x - x_r) - K_{ix}\int(x - x_r) \quad (3.31)$$

Referans ϕ (dönme) açısının türetimi ise (3.32) - (3.37) ifadelerinde verilmektedir.

$$R_y = -K_{dy}\dot{y} - K_{py}(y - y_r) - K_{iy}\int(y - y_r) \quad (3.32)$$

$$R_y = \left(\frac{U_1}{m}\right) \left(c_\phi \left(\frac{U_x - s_\phi s_\psi}{c_\phi c_\psi} \right) s_\psi - s_\phi c_\psi \right) \quad (3.33)$$

$$U_y = \frac{R_y m}{U_1} \quad (3.34)$$

$$U_y = \frac{U_x s_\psi - s_\phi s_\psi^2 - s_\phi c_\psi^2}{c_\psi} \quad (3.35)$$

$$s_\phi = U_x s_\psi - U_y c_\psi \quad (3.36)$$

$$\phi_r = \sin^{-1}(U_x s_\psi - U_y c_\psi) \quad (3.37)$$

Çizelge 3.3. PID pozisyon kontrolör katsayıları

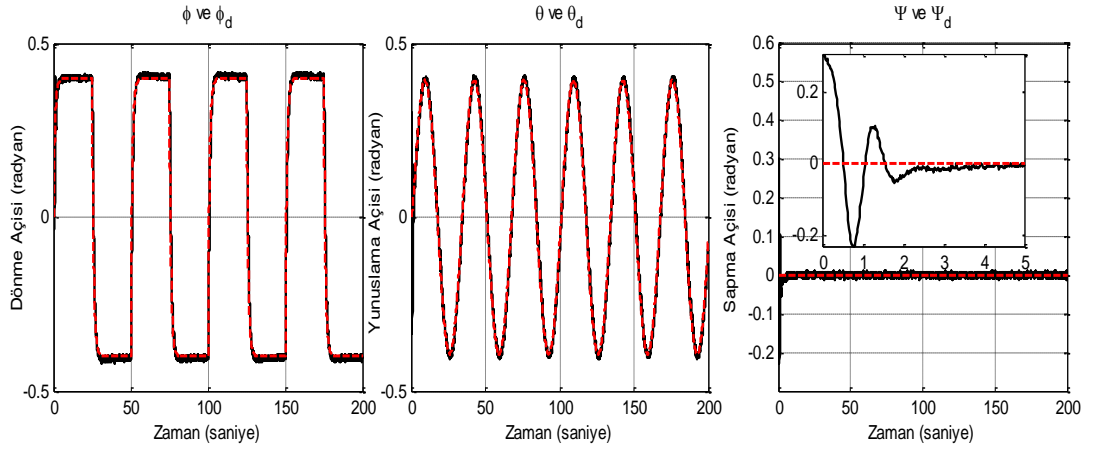
	Oransal (K_p)	Integral (K_i)	Türevsel (K_d)
x eksen pozisyonu	3	1	0.4
y eksen pozisyonu	2	1	0.4
z eksen pozisyonu	5	1	2

Çizelge 3.4. PID kontrol için benzetim değişkenleri

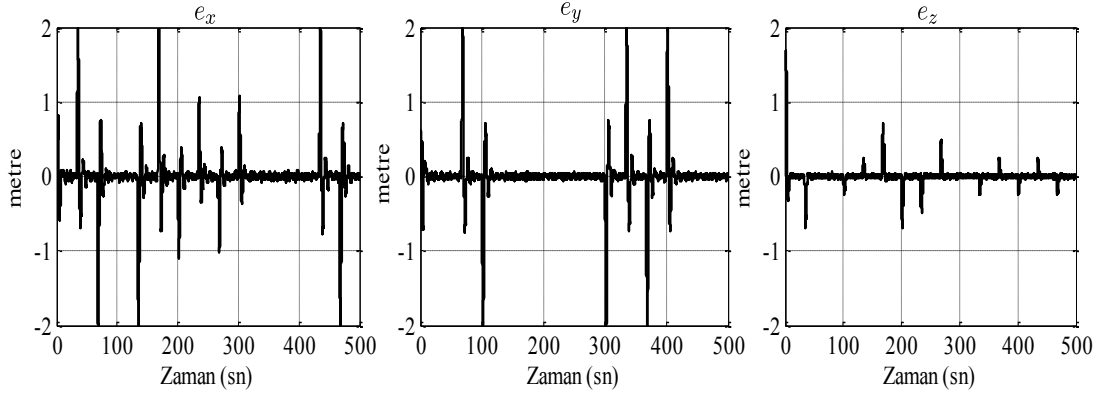
Uçuş süresi	T	1000 sn
Gürültü varyansı	σ	$1e-5$

Benzetim çalışmaları esnasında aracın kartezyen pozisyonları ve türevleri (hızları) başlangıç anında sıfır metre ve sıfır metre/saniye, Euler açıları ve türevleri de başlangıç anında 0.34 radyan ve 0 radyan/saniye olarak alınmıştır.

Şekil 3.13’de aracın kartezyen uzayda gezingeyi takibine ait sonuçlar verilmektedir. Araç kesikli referans gezingeyi takip performansı tatminkâr olarak görülmekte ve araç istenen sürede referansı yakalamaktadır. Bununla birlikte x ve y kartezyen pozisyon hataları sıfır etrafında osilasyon yaparak Şekil 3.13 ve Şekil 3.14’de görülmekte olan hata dinamiği davranışını sergilemektedir. Şekillerde hatanın sıfıra ulaşmasının ardındaki durumlar daha iyi irdelenebilmesi için gösterilmemiştir.



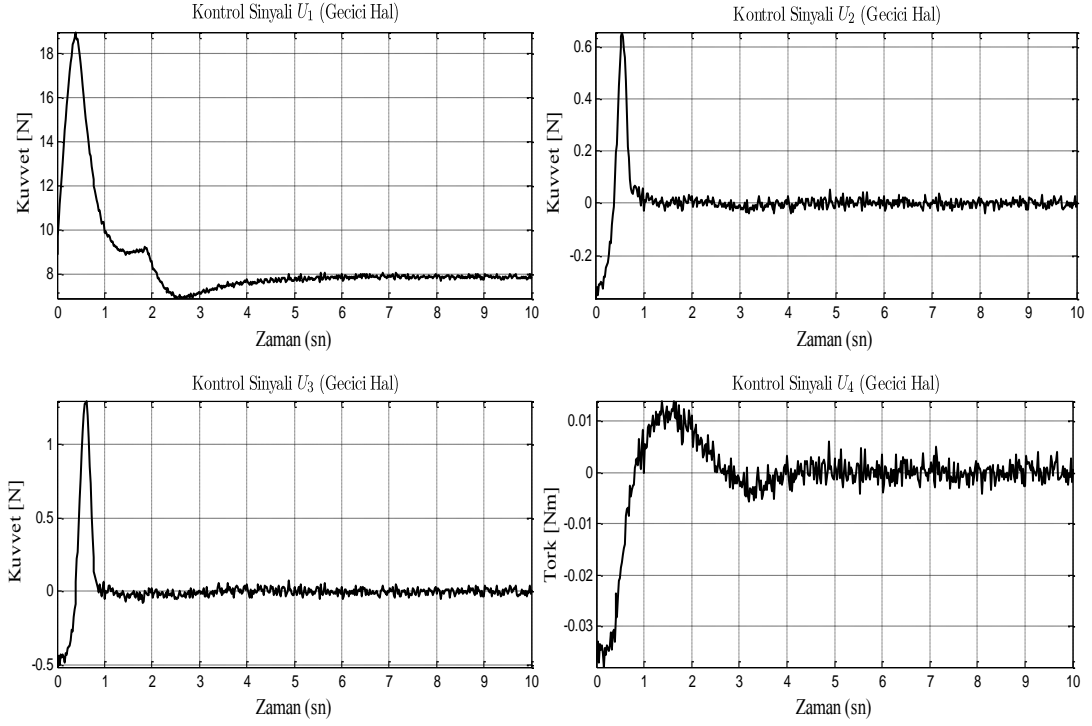
Şekil 3.13. Seçilen PID katsayıları için referans takip performansı



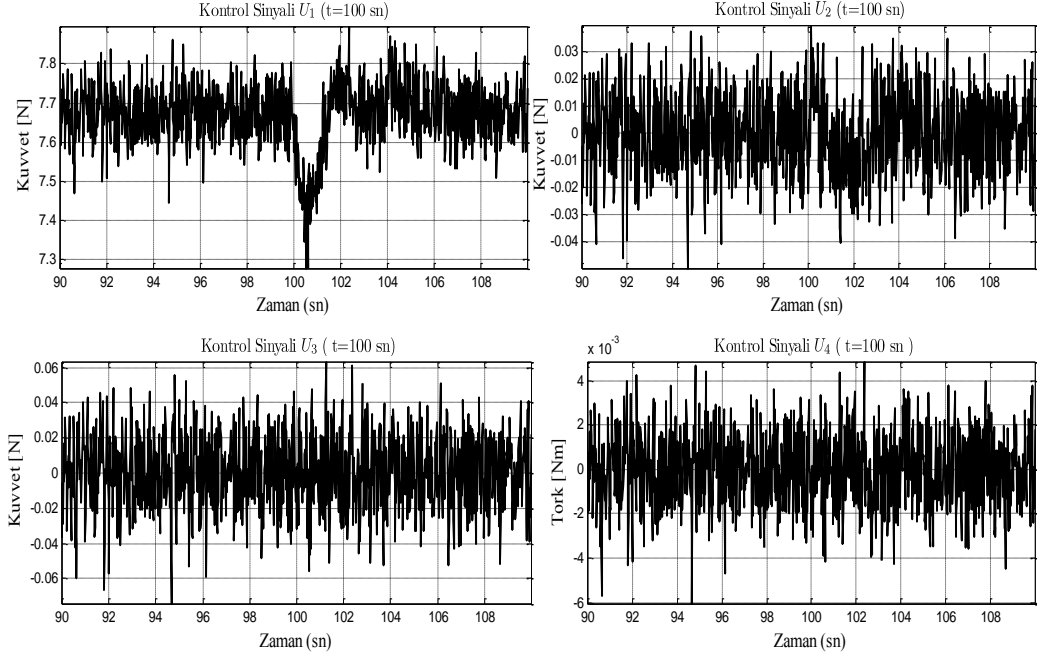
Şekil 3.14. PID kontrol için kartezyen uzaydaki hatalar

Anlaşılaçağı üzere istenen kartezyen pozisyonlara ulaşabilmek için Euler açılarının değıştirilmesi gerektiğinden Şekil 3.14’de yer alan sonuçların oluşması aşikârdır. Şekil 3.15’te yer alan kontrol sinyalleri uygulanabilir yapıdadır.

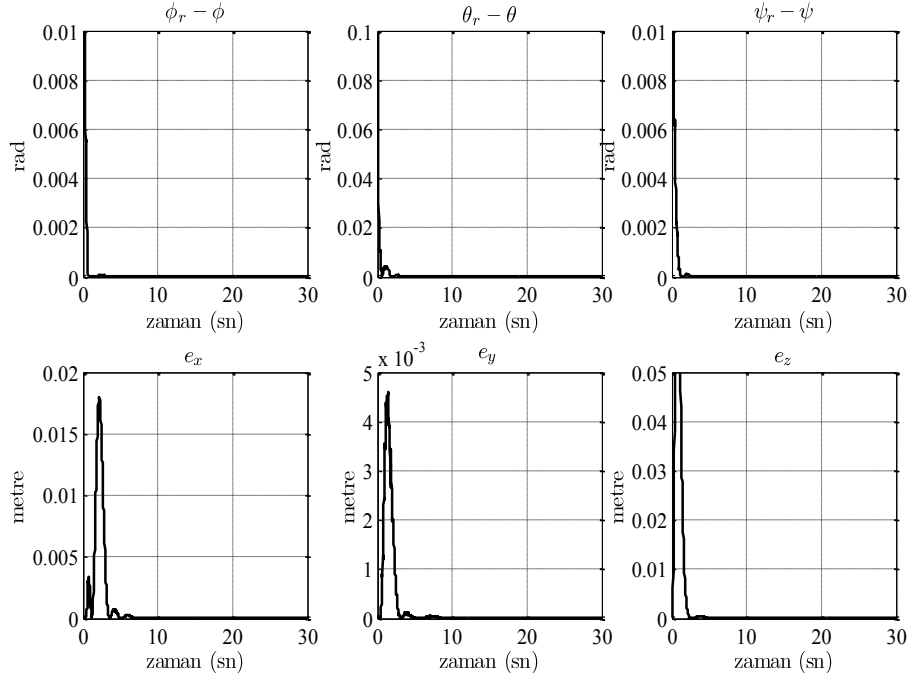
Kontrol sinyalleri 4 saniye civarında sürekli hallerine oturmaktadır. Şekil 3.16’ya bakıldığında kontrolörün 100 saniye civarında ürettiğı kontrol sinyalleri görölmektedir. Kontrol sinyallerinin 100 saniye civarında Şekil 3.1’de görölen aracın referans gezingesinde meydana gelen ani değıişimlere karşı gösterdiği davranış Şekil 3.16’da görölmektedir. Şekil 3.16’da ifade edilen yükseklik kontrolünü sağlayan U_1 kontrol sinyali, bağılaşımly yapıdan dolayı y eksenindeki hareketi kontrol eden R_y sinyalindeki değıişime bağılı olarak değıişim yaşamış ve sonrasında kararlı hale tekrar ulaşmıştır



Şekil 3.15. PID kontrol yöntemi ile kontrol sinyallerinin geçici hal davranışı



Şekil 316. PID kontrol yöntemi ile gerçekleştirilen kontrol sinyalleri



Şekil 3.17. PID kontrol için ortalama karesel hata değerleri

3.2.3 Geriadımlamalı Kontrol Yöntemiyle

Bu çalışmada kullanılan üçüncü kontrolör, birçok araştırmacının son birkaç on yıldır ilgisini çeken ve otomatik kontrol araştırmalarında büyük ölçüde yer verilen geri adımlama tekniğidir. 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. Tabi 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 tekniği ile istenilen kontrol kuralının tanımlanabilmesi için kimi durumlarda sanal durum değişkenleri oluşturulması yoluna da gidilebilir [9,52].

Gerı adımlama, yaygın olarak tecrübe edilen doğrusal olmayan kontrol stratejileri arasında yer alır. Kaynak [36], [43] ve [44] geri adımlama tekniğini derinlemesine incelemekte ve yöntemin önemli katkılarını sunmaktadır. Frazzoli bir çalışmada,

küçük ölçekli bir İHA için geri adımlama yöntemini kullanarak bir izleme kontrolörü tasarlamıştır. Diğer bir çalışma [48], dinamikleri Lagrange yöntemi ile ifade edilmiş bir dört motorlu dönerkanat için, geri adımlama ile kontrolör oluşturmuşlardır. Daha önce bahsedilen bir kaynak [34], sistem parametrelerinin bilinmediği bir durum için bir uyarlamalı geri adımlamalı kontrolör (GAK) kullanmışlar ve gerçek zamanlı denemeler yapmışlardır.

Geriadımlamalı kontrol yöntemi sanal durum değişkenleri tanımlamak suretiyle geliştirilen, kararlılığı Lyapunov kararlılık ölçütü sayesinde sağlanan doğrusal olmayan bir kontrol yöntemidir. Geriadımlamalı kontrol yönteminde daha önce de bahsedildiği üzere Lyapunov fonksiyonu yardımıyla tasarıma başlanmakta ve dışarıdan uygulanan kontrol sinyaline ulaşıncaya kadar geriadımlama olarak tabir edilen işleme devam edilmektedir.

(3.4) ve (3.9) ifadeleriyle tanımlanan sistem için sanal durum değişkeni ve türevinin sırasıyla (3.38) ve (3.39) ifadelerindeki gibi tanımlandığı varsayalım:

$$v_1 = x_1 - x_{1d} \quad (3.38)$$

$$v_2 = x_2 - \alpha_1 - \dot{x}_{1d} \quad (3.39)$$

(3.38) ve (3.39) ifadelerinde yer alan x_{1d} dönme açısının referans değerini, \dot{x}_{1d} ise dönme açısının zamana göre değişiminin referans değerini göstermektedir. İlk adım için Lyapunov fonksiyonunu (3.40)'da verildiği üzere çzelim.

$$V_1 = \frac{1}{2} v_1^2 \quad (3.40)$$

(3.40) ifadesinin zaman göre türevi alınırsa $\dot{v}_1 = v_2$ olduğu için (3.41) ile gösterilen ilişki elde edilecektir.

$$\dot{V}_1 = v_1(v_2 + \alpha_1) \quad (3.41)$$

(3.41) ifadesin (3.42) ile verilen fonksiyon kullanılarak yeniden yazılırsa (3.43) ilişkisi elde edilir.

$$\alpha_1 := -k_1 v_1 \quad (3.42)$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 v_1^2 + v_1 v_2 \quad (3.43)$$

Yukarıdaki ifadede görüldüğü üzere (3.43) ifadesini sıfırdan küçük kılmamanın koşulu ancak v_2 sanal değişkeni üzerinden yapılabilir. Bundan dolayı bir sonraki basamak için Lyapunov fonksiyonu (3.44) deki gibi seçilirse:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} v_2^2 \quad (3.44)$$

İkinci sanal durum değişkeninin türevi:

$$\dot{v}_2 = a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_d + a_3 U_2 - (-k_1 \dot{v}_1) - \ddot{x}_{1d} \quad (3.45)$$

V_2 fonksiyonunun türev ifadesi:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + v_2 \dot{v}_2 \\ &= -k_1 v_1^2 + v_2 (a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_d + a_3 U_2 - (-k_1 \dot{v}_1) - \ddot{x}_{1d}) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Kontrol terimi (3.47)'deki gibi seçildiğinde V_2 fonksiyonunun zamana göre türevi (3.48)'deki ifadeye dönüşür.

$$U_2 = \frac{1}{a_3} (-v_1 - a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_d - k_1 (v_2 - k_1 v_1) + \ddot{x}_{1d} - k_2 v_2) \quad (3.47)$$

$$\dot{V}_2 = -k_1 v_1^2 - k_2 v_2^2 \quad (3.48)$$

(3.48) ifadesindeki $k_2 > 0$ seçilerek (3.48) ifadesinin sıfırdan küçük olması garantelenmiştir. Yunuslama açısı için sanal durum değişkenleri ise (3.49) ve (3.50) şeklinde seçilir ve aynı işlemler uygulanarak.

$$v_3 = x_3 - x_{3d} \quad (3.49)$$

$$v_4 = x_4 - \alpha_2 - \dot{x}_{3d} \quad (3.50)$$

(3.49) ve (3.50) ifadesinde yer alan x_{3d} yunuslama açısının istenen değerini, \dot{x}_{3d} ise yunuslama açısının zamana göre değişiminin referans değerini göstermektedir.

$$V_1 = \frac{1}{2} v_3^2 \quad (3.51)$$

(3.51) ifadesi ile verilmekte olan Lyapunov fonksiyonuna göre türev alınır;

$$\dot{V}_1 = v_3 (v_4 + \alpha_2) \quad (3.52)$$

(3.52) ifadesi (3.53) ile verilen fonksiyon kullanılarak yeniden yazılırsa (3.54) ilişkisi elde edilir.

$$\alpha_2 := -k_3 v_3 \quad (3.53)$$

$$\dot{V}_1 = -k_3 v_3^2 + v_3 v_4 \quad (3.54)$$

Yukarıdaki ifadede görüldüğü üzere (3.52) ifadesini sıfırdan küçük kılmamanın koşulu ancak v_4 sanal değişkeni üzerinden yapılabilir. Bundan dolayı bir sonraki basamak için Lyapunov fonksiyonu (3.55) deki gibi seçilirse:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} v_4^2 \quad (3.55)$$

İkinci sanal durum değişkeninin türevi:

$$\dot{v}_4 = a_4 x_2 x_6 + a_5 x_2 \Omega_d + b_1 U_3 - (-k_3 \dot{v}_3) - \ddot{x}_{3d} \quad (3.56)$$

V_2 fonksiyonunun türev ifadesi:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + v_4 \dot{v}_4 \\ &= -k_3 v_3^2 + v_4 (v_3 + a_4 x_2 x_6 + a_5 x_2 \Omega_d + b_1 U_3 - (-k_3 \dot{v}_3) - \ddot{x}_{3d}) \end{aligned} \quad (3.57)$$

Böylelikle geriadımlama yöntemi için kontrol sinyalinin ifadesi (3.58) ile verilmektedir.

$$U_3 = \frac{1}{b_1} (-v_3 - a_4 x_2 x_6 - a_5 x_2 \Omega_d - k_3 (v_4 - k_3 v_3) + \ddot{x}_{3d} - k_4 v_4) \quad (3.58)$$

(3.59) ifadesinde $k_4 > 0$ için bu ifadenin sıfırdan küçük olması garantilenmiştir.

$$\dot{V}_2 = -k_4 v_4^2 - k_3 v_3^2 \quad (3.59)$$

Sapma açısı için sanal durum değişkenleri ise (3.60) ve (3.61) de ifade edilmektedir. (3.60) ve (3.61) ifadelerinde yer alan x_{5d} sapma açısının istenen değeri, \dot{x}_{5d} ise sapma açısının zamana göre değişiminin referans değerini göstermektedir. (3.51) - (3.54) ifadelerinde sırasıyla $\dot{v}_3 = v_4$ ve $\dot{v}_5 = v_6$ olmaktadır.

$$v_5 = x_5 - x_{5d} \quad (3.60)$$

$$v_6 = x_6 - \alpha_3 - \dot{x}_{5d} \quad (3.61)$$

(3.60) ve (3.61) ifadesinde yer alan x_{5d} sapma açısının istenen değerini, \dot{x}_{5d} ise sapma açısının zamana göre değişiminin referans değerini göstermektedir.

$$V_1 = \frac{1}{2} v_5^2 \quad (3.62)$$

(3.62) ifadesi ile verilmekte olan Lyapunov fonksiyonuna göre türev alınır;

$$\dot{V}_1 = v_5(v_6 + \alpha_3) \quad (3.63)$$

(3.63) ifadesi (3.64) ile verilen fonksiyon kullanılarak yeniden yazılırsa (3.65) ilişkisi elde edilir.

$$\alpha_3 := -k_5 v_5 \quad (3.64)$$

$$\dot{V}_1 = v_5 v_6 - k_5 v_5^2 \quad (3.65)$$

Yukarıdaki ifadede görüldüğü üzere (3.65) ifadesini sıfırdan küçük kılmamanın koşulu ancak v_6 sanal değişkeni üzerinden yapılabilir. Bundan dolayı bir sonraki basamak için Lyapunov fonksiyonu (3.66) daki gibi seçilirse:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} v_6^2 \quad (3.66)$$

İkinci sanal durum değişkeninin türevi:

$$\dot{v}_6 = b_2 x_2 x_4 + b_3 U_4 - (-k_5 \dot{v}_5) - \ddot{x}_{5d} \quad (3.67)$$

V_2 fonksiyonunun türev ifadesi:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + v_6 \dot{v}_6 \\ &= -k_5 v_5^2 + v_6 (v_5 + b_2 x_2 x_4 + b_3 U_4 - (-k_5 \dot{v}_5) - \ddot{x}_{5d}) \end{aligned} \quad (3.68)$$

Böylelikle geriadımlama yöntemi için kontrol sinyalinin ifadesi (3.69) ile verilmektedir.

$$U_4 = \frac{1}{b_3} (-v_5 - b_2 x_2 x_4 - k_5 (v_6 - k_5 v_5) - k_6 v_6) \quad (3.69)$$

(3.70) ifadesinde $k_6 > 0$ için bu ifadenin sıfırdan küçük olması garantilenmiştir.

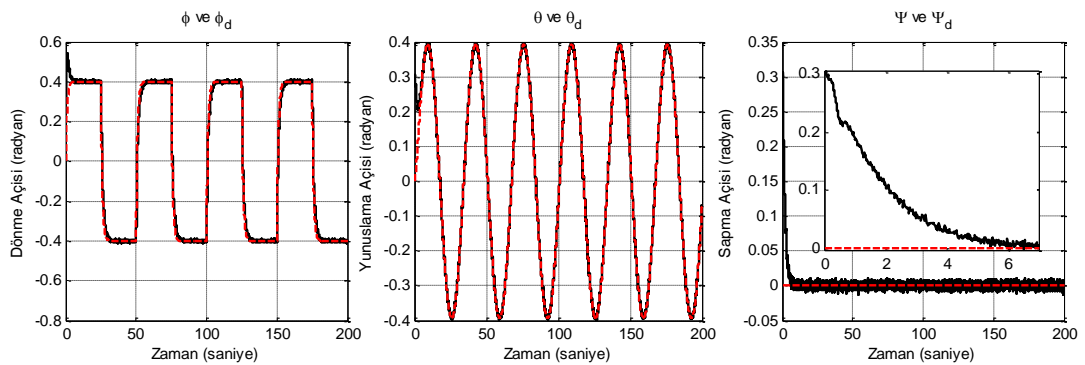
$$\dot{V}_2 = -k_5 v_5^2 - k_6 v_6^2 \quad (3.70)$$

Şekil 3.18’de aracın kartezyen uzayda kesikli referans gezingeye ait takip sonuçları görülmektedir. Şekil 3.18 ve Şekil 3.19’da görüldüğü üzere kartezyen pozisyon kontrolörü referans gezingeyi başarıyla takip etmektedir. Kartezyen uzayda sürekli referans gezingeye göre araç kartezyen koordinatlarda istenen değerlere başlangıçta kesikli referans gezingede olduğu gibi belirli bir süre sonunda ulaşmaktadır

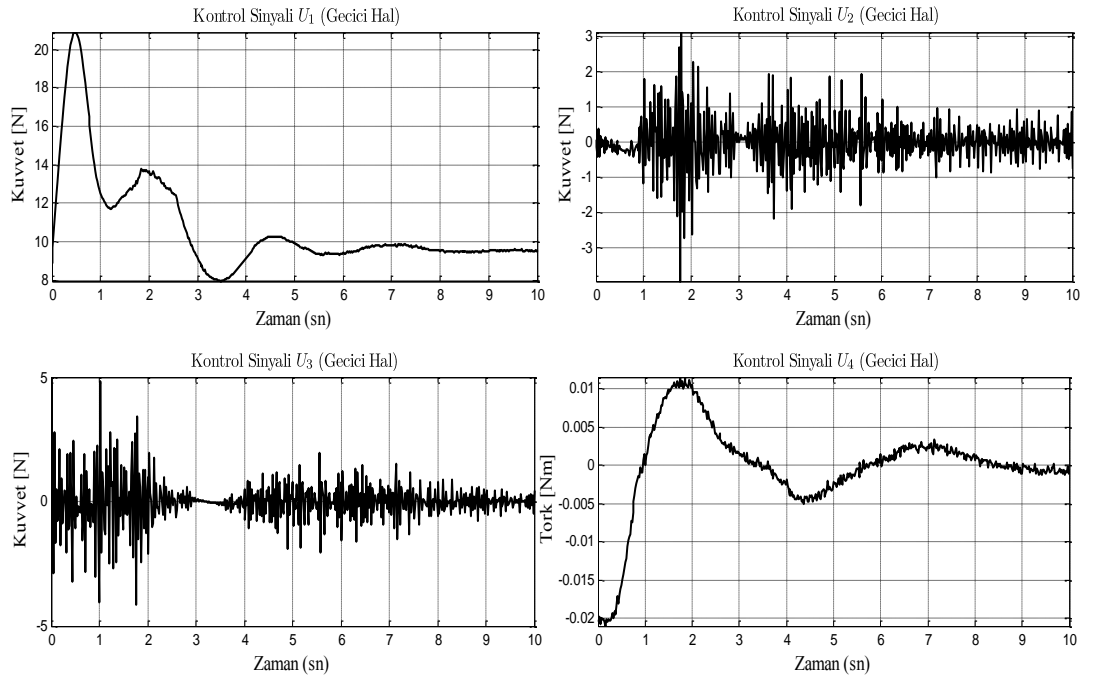
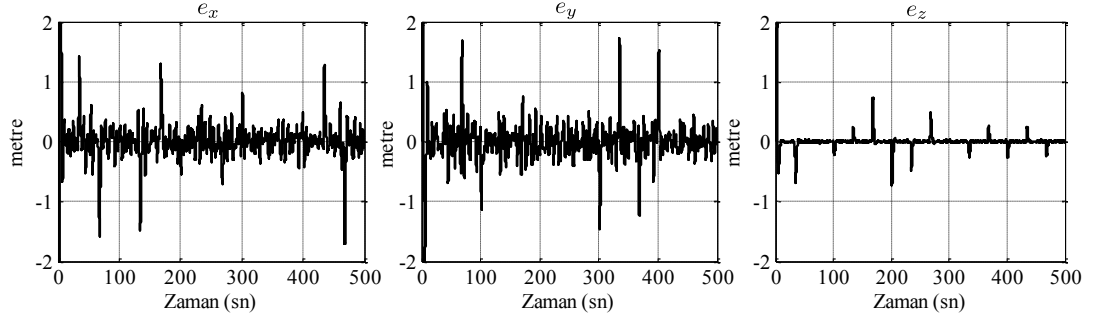
Şekil 3.20’de kontrol sinyallerinin geçici durumda gösterdiği performans görülmektedir. Çizelge 3.5’te Geriadımlamalı kontrol yöntemine ait kontrol çalışmalarının değişkenleri ve sayısal değerleri verilmektedir.

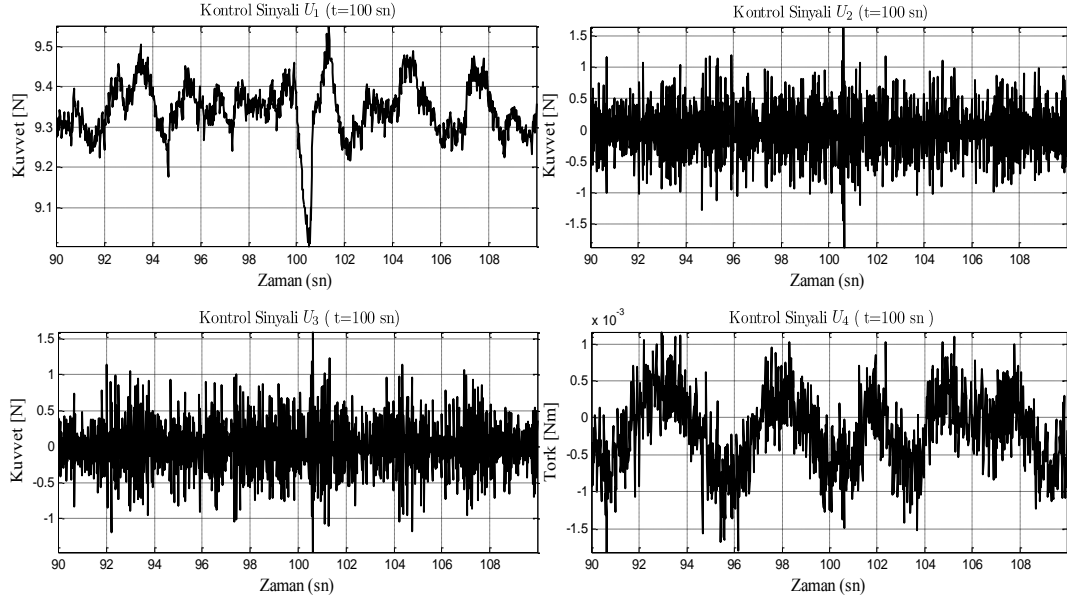
Çizelge 3.5. Geriadımlamalı kontrol için benzetim parametreleri

Benzetim adım aralığı	Δt	0.02 sn
Gürültü varyansı	$\Delta\phi, \Delta\theta, \Delta\psi$	$1e-5$
Geriadımlama parametreleri	k_1, k_3, k_5	0.80
Geriadımlama parametreleri	k_2, k_4, k_6	0.80
Euler açılarının başlangıç değerleri	$\phi(t_0), \theta(t_0), \psi(t_0)$	0.34 radyan



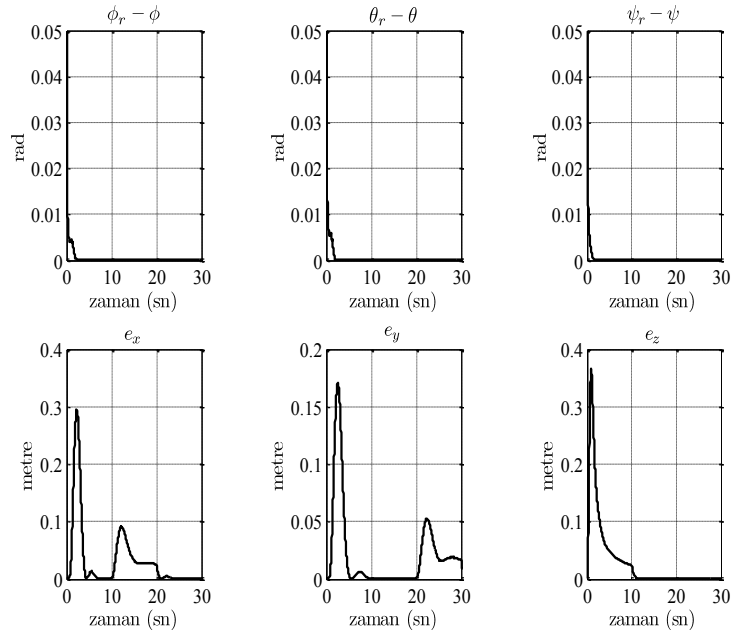
Şekil 3.18. Seçilen geriadımlamalı kontrolör için referans takip performansı





Şekil 3.21. Geriadımlamalı kontrol ile gerçekleştirilen kontrolün sürekli hal performansı

Şekil 3.22’de ise geriadımlamalı kontrol yöntemi her bir durum değişkeninin elde edilen ortalama karesel değerleri gösterilmektedir. Şekillerde hatanın sıfıra ulaşmasının ardındaki durumlar daha iyi irdelenebilmesi için gösterilmemiştir



Şekil 3.22. Geriadımlamalı kontrol ile ortalama karesel hata değerlerinin değişim performansı

3.2.4 Pekiştirmeli Öğrenme

Dönerkanat sisteminin kontrolünde yer verilen diğer bir yöntem pekiştirmeli öğrenme ile kontroldür. Pekiştirmeli öğrenme yaklaşımlarının temel felsefesi gerçekleşen bir olgunun ödüllendirilmesi veya cezalandırılmasını bir mantık içerisinde düzenlenerek istenen bir sonucun ortaya çıkmasını sağlamaktır. Durum vektörünün olası değerleri ve kontrol sinyalinin olası değerleri için oluşturulan tabloda her bir birleşim için belirlenen ödül değerleri tablolandır ve istenen davranışı ortaya çıkaracak kontrol sinyalinin üretilmesi en yüksek ödül değerine sahip durumlar içerisinden seçilir. Bu öğrenme yöntemi hem modele bağlı hem de modelden bağımsız olarak gerçekleştirilebilmektedir.

Öğrenmeye dayalı olmayan klasik tabanlı kontrol yöntemlerinde, sistemin kontrol edilebilmesi için gerekli parametrelerin belirlenmesi ve sistemin kontrol edilebilmesi için sistemin modelinin kesin bir şekilde bilinmesi gerekmektedir. Çevremizde karşılaştığımız gerçek sistemlerin buldukları ortamdaki modellerinin kesin bir şekilde çıkarılabilmesi mümkün olamamaktadır, bundan dolayı sistem davranışına en yakın olan model tespit edilmeye çalışılmaktadır. Bu kapsamda, bilgisayar benzetimlerinde elde edilen kontrolör parametreleri sistemin istenilen şekilde cevap vermesini sağlayamamaktadır. Modelin kesin olarak bilinemediği ya da çıkarılamadığı durumlarda, sistemlerin hareketlerinin öğrenilmesi sistemin kontrol edilebilmesine olanak tanımaktadır. Öğrenmeli bir yapıya sahip olan pekiştirmeli öğrenme yöntemleri model tabanlı (modele ihtiyaç duyan) ve modele ihtiyaç duymayan algoritmalarından oluşmaktadır.

Pekiştirmeli öğrenme teknikleri, yapılan hata miktarının daha önceki adımda yapılan hata miktarına göre daha az ya da daha çok olmasını göz önüne alarak bir ödül ya da ceza değeri üretmektedir. Hesaplanan bu ödül ya da ceza puanına göre sistem öğrenimin devam edilerek en iyi şekilde kontrolü sağlayacak parametreler elde edilmeye çalışılmaktadır. Bu parametrelerin tespiti sonucunda bir durum hareket çizelgesi elde edilecektir, bu çizelge kontrolün sağlanmasında kullanılacaktır.

Pekiştirmeli öğrenmede modele ihtiyaç duyan ve duymayan algoritmalar bulunmaktadır. Bunlardan Değer Yineleme modele ihtiyaç duyan; Q -Öğrenme, Sarsa ve Sarsa(λ) modele ihtiyaç duymayan algoritmalarıdır.

3.2.4.1 Model Tabanlı Öğrenme

Model tabanlı öğrenme yönteminde, çevresel model parametreleri olan $p(r_{t+1}|s_t, d_t)$ ve $p(s_{t+1}|s_t, a_t)$ değerlerinin bilindiği varsayılmaktadır [29–30]. Bu varsayımlar altında, herhangi bir model incelemesine gerek duyulmadan en uygun değer fonksiyonu ve kural dinamik programlama kullanılarak doğrudan hesaplanabilmektedir. En uygun değer fonksiyonunu bildiğimizde, en uygun politika (kural) denklem (3.71) sonraki durumda ödül değerini maksimum yapan hareketi seçmektir [29].

$$\pi^*(s_t) = \arg \max \left(E[r_{t+1} | s_t, a_t] + \gamma \sum_{s_{t+1} \in S} P(s_{t+1} | s_t, a_t) V^*(s_{t+1}) \right) \quad (3.71)$$

3.2.4.1.1 Değer Yineleme Algoritması

Sistem dinamiğinin ve model parametrelerinin bilindiği durumlarda modeli kullanarak eğitim yapan yöntemler yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Model tabanlı Değer Yineleme algoritması, olası bütün durum ve hareket ikililerini ziyaret ederek karşılaşılabilecek durumlarda verilebilecek en uygun cevabı tespit etmeye çalışmaktadır. Değer Yineleme algoritmasında uygun V^* değeri bulunduğunda algoritma sabit bir değere yakınsayacaktır. Yönteme ait sözde kod aşağıdaki gibi verilebilir [29].

$V(s)$ değerini keyfi olarak tanımla

Tekrarla

Tüm $s \in S$ durumları için

Tüm $a \in A$ hareketleri için

$$Q(s,a) \leftarrow E[r|s,a] + \gamma V(s')$$

$$V(s) \leftarrow \max_a Q(s,a)$$

$V(s)$ değişimi belirlenen eşik değerinden küçük olana kadar

Burada s değişkeni durum, S değişkeni önceden belirlenen durum uzayıdır. a hareket, A önceden belirlenen hareket uzayı, $Q(s,a)$ s durumu ve a hareketine karşılık gelen ödül değeridir. $V(s)$ ise $Q(s,a)$ 'nın en büyük olduğu değer olup $V(s')$ uygulanan hareketle gelinmesi beklenen durum için elde edilen en yüksek ödül değeridir ve γ da etkinlik değeridir.

Algoritmanın yakınsamasının tespit edilmesi için bir eşik değeri belirlenir (δ), iki yineleme arasındaki ödül değeri değişimi bu eşik değerinden küçük ise o durum için en uygun hareketin tespit edilmiş olduğu söylenir. l yineleme sayacı olmak şartıyla yakınsama formülü aşağıdaki gibi verilebilir [50],

$$\max_{s \in S} |V^{l+1}(s) - V^l(s)| < \delta \quad (3.72)$$

3.2.4.1.2 Kural Yineleme Algoritması

Kural Yineleme yönteminde, ödül değerleri üzerinden kuralı güncellemek yerine doğrudan kuralı kaydedip güncelleriz. Algoritmanın her yinelemesi Değer Yineleme algoritmasından daha fazla zaman almaktadır, ancak Kural Yineleme Değer Yineleme algoritmasından daha az yinelemeye ihtiyaç duymaktadır. Algoritmanın sözde kodu aşağıdaki gibidir [29-31].

π kuralını isteğe bağlı olarak başlat

Tekrarla

$$\pi \leftarrow \pi'$$

Lineer denklemleri çözüp π değerini kullanarak

$$V^\pi(s) = E[r | s, \pi(s)] + \gamma \sum_{s' \in S} P(s' | s, \pi(s)) V^\pi(s') \text{ denklemini çöz.}$$

Kuralı her durumda

$$\pi'(s) \leftarrow \arg \max \left(E[r | s, a] + \gamma \sum_{s' \in S} P(s' | s, a) V^\pi(s') \right) \text{ bağlantısını kullanarak}$$

güncelle

3.2.4.2 Modelden Bağımsız Öğrenme

3.2.4.2.1 Q -Öğrenme Algoritması

Eğer hareketlerin sonuçları ve ödülleri belirleyici (deterministik) değilse, ödül değeri $p(r_{t+1}|s_t, a_t)$ için olasılıksal bir dağılım mevcuttur [29]. Bu bize sistemdeki kontrol edilemeyen çevresel belirsizliklerin modellenmesine imkân tanımaktadır. Böyle bir durumda durum-hareket ikilisine ait ödül tanımlaması aşağıdaki gibi yapılabilir [29],

$$Q(s_t, a_t) = E(r_{t+1}) + \gamma \sum_{s_{t+1}} P(s_{t+1} | s_t, a_t) \max_{a_{t+1}} Q(s_{t+1}, a_{t+1}) \quad (3.73)$$

Farklı zamanlarda aynı durum için aynı hareket uygulandığında farklı cevaplar alınabileceği veya farklı durumlara gidilebileceğinden dolayı, doğrudan değer atama yapılamamaktadır. Bu durumda Q -Öğrenme algoritması kullanılmaktadır. Q -Öğrenme algoritmasında kullanılan güncelleme fonksiyonu aşağıdaki gibidir [29].

$$\hat{Q}(s_t, a_t) \leftarrow \hat{Q}(s_t, a_t) + \eta \left(r_{t+1} + \gamma \max_{a_{t+1}} \hat{Q}(s_{t+1}, a_{t+1}) - \hat{Q}(s_t, a_t) \right) \quad (3.74)$$

Denklem (80)'de verilen η değeri öğrenme derecesi olarak bilinmektedir ve aşamalı olarak azaltılarak eğitim işlemi yapılmaktadır. Q -Öğrenme algoritması sonucunda elde edilen ödül matrisi $Q(s_t, a_t)$ en uygun (optimal) değerlerden oluşmuş olacaktır [29].

Q -Öğrenme algoritması off-policy bir algoritmadır, yani sonraki adımda uygulanacak en iyi kuralın sonucu kullanılmadan belirlenmektedir. Q -Öğrenme algoritmasına ait sözde kod aşağıda verilmiştir [29].

Bütün $Q(s, a)$ değerlerini keyfi olarak tanımla

Tüm bölümler için

s değerini tanımla

Belirlenen döngü sayısı kadar ya da durum hedef duruma yakınsayana kadar

ϵ açgözlü algoritmasını kullanarak Q matrisinden en uygun hareketi (a) seç

a hareketini sisteme uygula, r ve s değerlerini gözlemler

$Q(s, a)$ değerini güncelle

$Q(s, a) \leftarrow Q(s, a) + \eta (r + \gamma \max_{a'} Q(s', a') - Q(s, a))$

$s \leftarrow s'$

3.2.4.2.2 Sarsa Algoritması

Önceki başlıkta da anlatıldığı üzere Q -Öğrenme algoritması off-policy türünde bir metottü. Q -Öğrenme algoritmasının geliştirilmesiyle Sarsa algoritması elde edilmiştir. Sarsa algoritması on-policy türündedir, yani ödül matrisi sonraki adımda

uygulanacak kural dikkate alınarak hesaplanacaktır. Sarsa algoritmasında, sonraki adımda olası tüm hareketlere bakıp en iyisini seçmek yerine sonraki tek hareket için elde edilen ödül değerlerinden türetilen kural kullanılır ve ödül değeri kullanılarak geçici fark hesaplanır [29-31]. On-policy metotları hareket değerlerini bulmak için kuralı kullanırken kuralın değerini tahmin etmeye çalışır. Sarsa algoritmasına ait sözde kod aşağıdaki gibidir [29],

Bütün $Q(s,a)$ değerlerini keyfi olarak tanımla

Tüm bölümler için

s değerini tanımla

ϵ açgözlü algoritmasını kullanarak Q matrisinden en uygun hareketi (a) seç

Belirlenen döngü sayısı kadar ya da durum hedef duruma yakınsayana kadar

a hareketini sisteme uygula, r ve s' değerlerini gözlemler

ϵ açgözlü algoritmasını kullanarak Q matrisinden en uygun hareketi (a') seç

$Q(s,a)$ değerini güncelle:

$$Q(s,a) \leftarrow Q(s,a) + \eta(r + \gamma Q(s',a') - Q(s,a))$$

$s \leftarrow s', a \leftarrow a'$

3.2.4.2.3 Sarsa(λ) Algoritması

Sarsa (λ)'da daha önceden uğranılmış durumlara ait uğranılma sıklıkları hafızada tutulmakta ve uğranılma sıklıklarını dikkate alarak ödül matrisinin güncellenmesi yapılmaktadır. Sarsa (λ) algoritmasına ait sözde kod aşağıdaki gibidir [29].

Bütün $Q(s,a)$ değerlerini keyfi olarak tanımla

Bütün s,a değerleri için $e(s,a) \leftarrow 0$ olarak tanımla

Tüm bölümler için

s değerini tanımla

ε açgözlü algoritmasını kullanarak Q matrisinden en uygun hareketi (a) seç

Belirlenen döngü sayısı kadar ya da durum hedef duruma yakınsayana kadar

a hareketini sisteme uygula, r ve s' değerlerini gözlemler

ε açgözlü algoritmasını kullanarak Q matrisinden en uygun hareketi (a') seç

$$\delta \leftarrow r + \gamma Q(s', a') - Q(s, a)$$

$$e(s, a) \leftarrow 1$$

Bütün s, a değerleri için

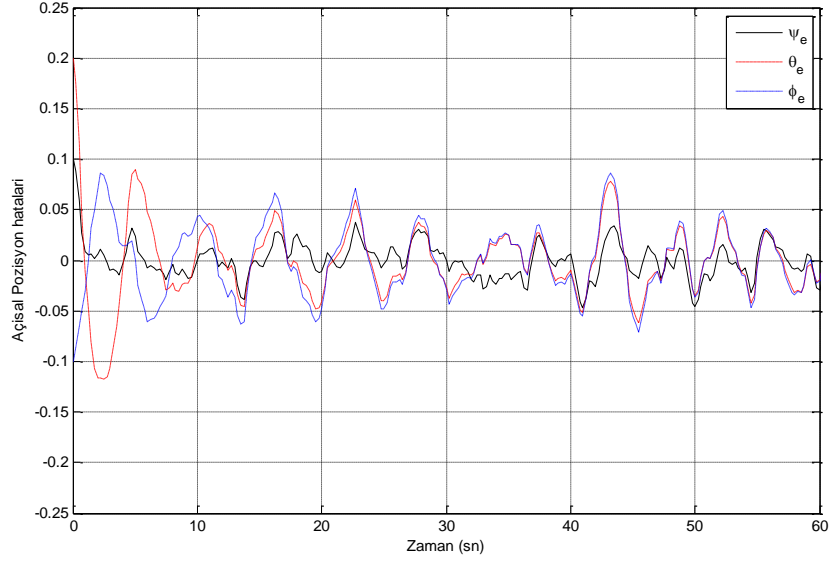
$$Q(s, a) \leftarrow Q(s, a) + \eta \delta e(s, a)$$

$$e(s, a) \leftarrow \gamma \lambda e(s, a)$$

$$s \leftarrow s', a \leftarrow a'$$

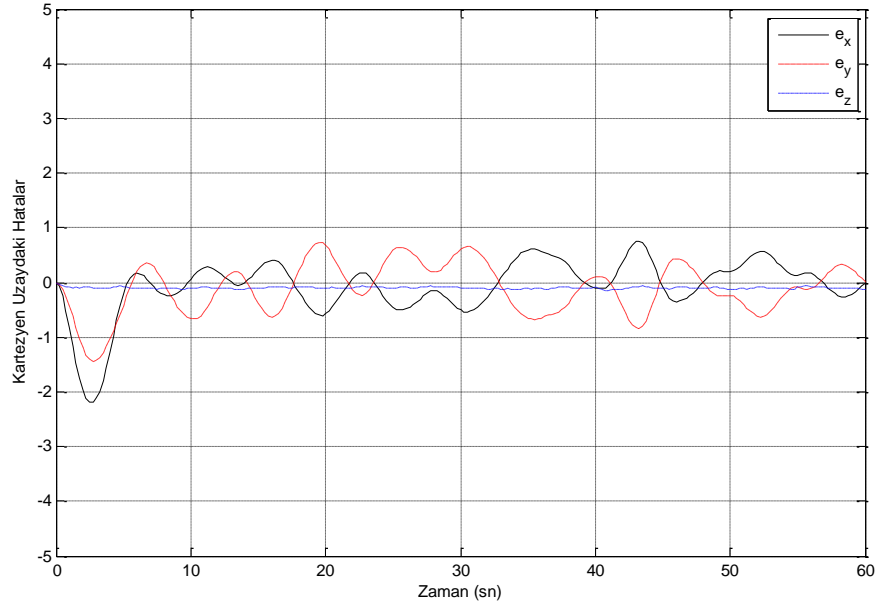
Sarsa (λ)'ya ait döner kanat modeli için uygulama sonuçları yunuslama, dönme ve sapma açıları için ayrı ayrı verilmiştir.

Pekiştirmeli öğrenme ile dönerkanat için tasarlanan kontrolör sarsa lamda algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Aracın bir referansı takip performansından önce amaç aracı kararlı pozisyonunda tutmaktır. Algoritmanın uygulanması ile hızlı olan dinamiklere açılmal pozisyon hataları Şekil 3.23 ile verilmektedir.

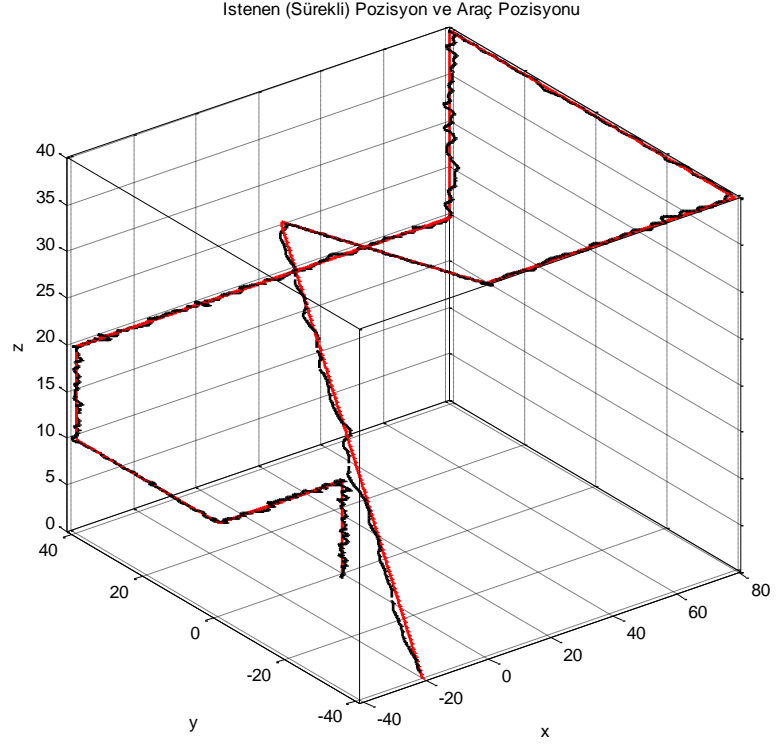


Şekil 3.23. Pekiştirmeli öğrenme ile açısıl hataların durumu

Dönerkanat sisteminin sarsa lamda algoritması ile oluşan pozisyon hataları ise Şekil 3.24 ile verilmektedir. Kartezyen uzayda keyfi olarak belirlenen bir gezingeyi başarılı bir şekilde takip edebilen bu kontrolöre ait performans Şekil 3.25 ile gösterilmektedir.

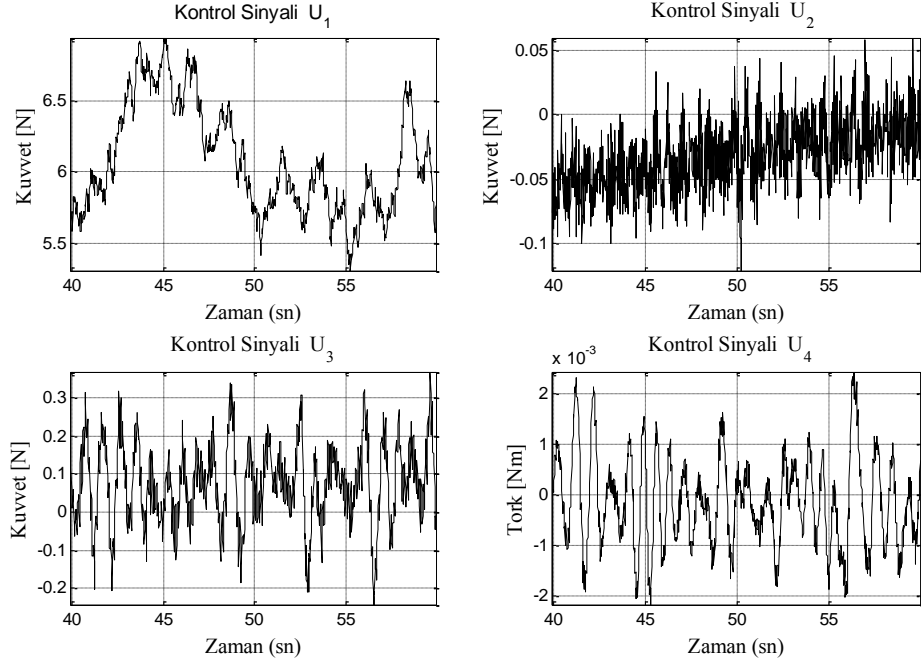


Şekil 3.24. Pekiştirmeli öğrenme ile pozisyon hatalarının durumu

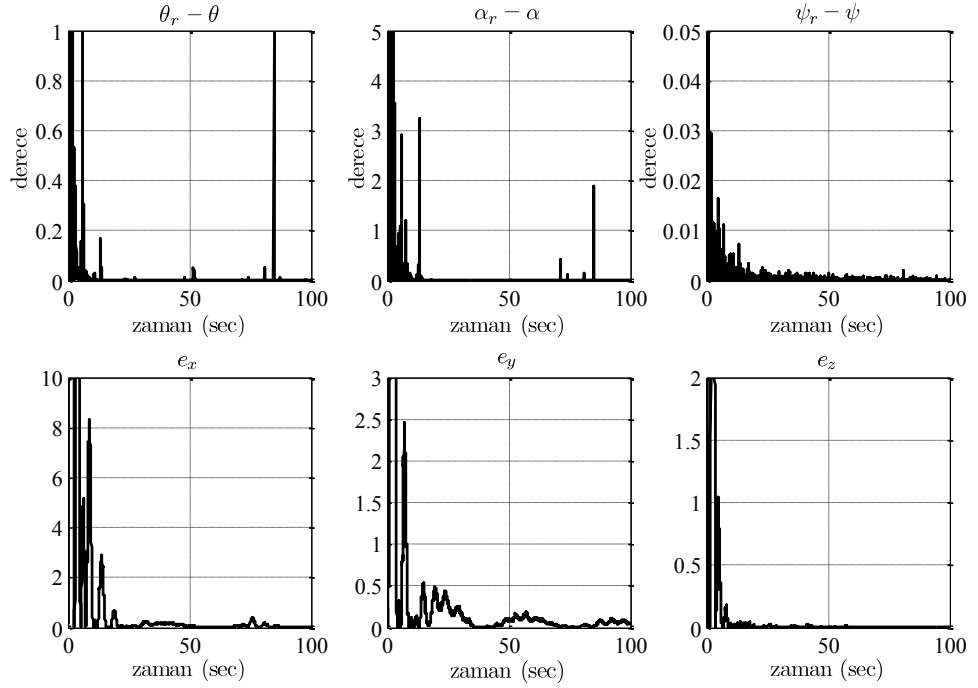


Şekil 3.25. Pekiştirmeli öğrenme ile yunuslama açısının durumu

Kontrol sinyallerinin performansı Şekil 3.26 ile gösterilmektedir. Aracın sarsa lamda algoritması ile kontrolünde elde edilen ortalama karesel hata değişimi Şekil 3.27 ile ifade edilmiştir.



Şekil 3.26. Pekiştirmeli öğrenme için kontrol sinyalleri



Şekil 3.27. Ortalama karesel hata değerlerin değişimi

3.2.5 Geribesleme ile doğrusallaştırma

Geribesleme ile doğrusallaştırma yöntemi lineer olmayan sistem dinamiklerinin cebirsel olarak doğrusal sistem dinamiklerine dönüştürülmesi ve doğrusal denetim tekniklerinin uygulanmasına olarak ifade edilebilir. Tam durum dönüşümü ve geribesleme yöntemlerini kullanarak doğrusal olmayan sistemleri doğrusal hale getirmektedir. Ancak bu yöntemin en büyük eksikliği sistem modelinin iyi biliniyor olmasının gerektirmesidir [29-30].

Kontrol sinyalleri sisteme uygulandıktan sonra dönerkanat sistemi ayrı ayrı üç adet çift integratör sistemine dönüşmektedir. Üç adet çift integratör $\ddot{\phi} = p_1$, $\ddot{\theta} = p_2$, $\ddot{\psi} = p_3$ olmaktadır. p_i sinyalleri (3.75)-(3.77) şekilde ifade edilmektedir [43-55].

$$p_1 = \ddot{\phi}_d + \lambda_1 \dot{e}_\phi + \lambda_2 e_\phi \quad (3.75)$$

$$p_2 = \ddot{\theta}_d + \lambda_3 \dot{e}_\theta + \lambda_4 e_\theta \quad (3.76)$$

$$p_3 = \ddot{\psi}_d + \lambda_5 \dot{e}_\psi + \lambda_6 e_\psi \quad (3.77)$$

Hata terimleri $e_\phi = \phi_d - \phi$, $e_\theta = \theta_d - \theta$ ve $e_\psi = \psi_d - \psi$ olarak tanımlanırsa takip hatası aşağıdaki denklemlerle açıklanabilir.

$$\ddot{e}_\phi + \lambda_1 \dot{e}_\phi + \lambda_2 e_\phi = 0 \quad (3.78)$$

$$\ddot{e}_\theta + \lambda_3 \dot{e}_\theta + \lambda_4 e_\theta = 0 \quad (3.79)$$

$$\ddot{e}_{\psi} + \lambda_5 \dot{e}_{\psi} + \lambda_6 e_{\psi} = 0 \quad (3.80)$$

Doğrusallaştırılmış sisteme istenen özdeğerleri atamak için λ değerleri uygun bir şekilde seçilir. $\xi = 1$ koşulu sağlayacak üç altsistem tasarlanırsa basamak girişine karşı kritik sönümlü cevabı sağlayacak λ değerleri $\lambda_1=2\sqrt{\lambda_2}$, $\lambda_3=2\sqrt{\lambda_4}$, $\lambda_5=2\sqrt{\lambda_6}$ şeklinde seçilecektir.

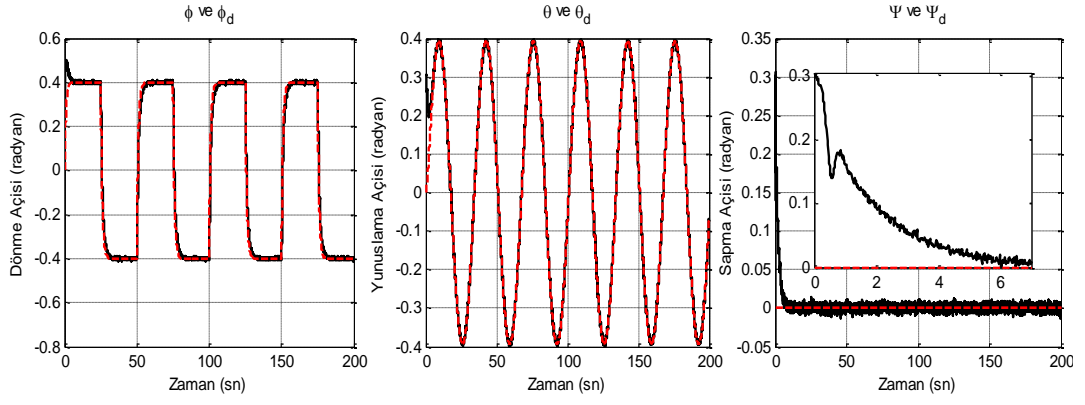
Geribesleme ile doğrusallaştırma için sistem performans isterlerini sağlayan kontrol sinyalleri (3.81)-(3.83) şeklinde ifade edilir.

$$U_2 = \frac{1}{a_3} (-a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_r + p_1) \quad (3.81)$$

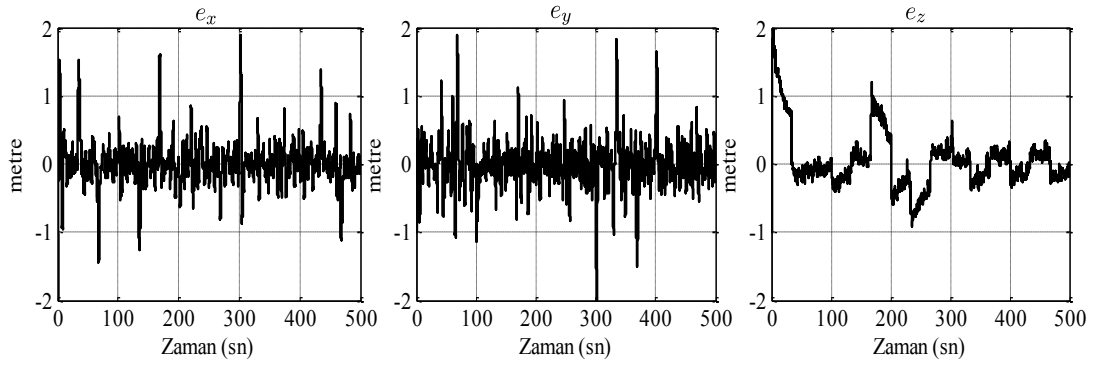
$$U_3 = \frac{1}{a_6} (-a_4 x_2 x_6 - a_5 x_2 \Omega_r + p_2) \quad (3.82)$$

$$U_4 = \frac{1}{b_3} (-b_2 x_2 x_4 + p_3) \quad (3.83)$$

Şekil 3.28'de görüldüğü üzere istenilen gezinge kısa sürede yakalanmış ve referans Euler açıları başarılı bir şekilde takip edilmekte ve açısal hataların kabul edilebilir seviyelerde olduğu görülmektedir. Referans açılar, eklenen gürültü sinyaline rağmen kararlı bir şekilde takip edilebilmektedir

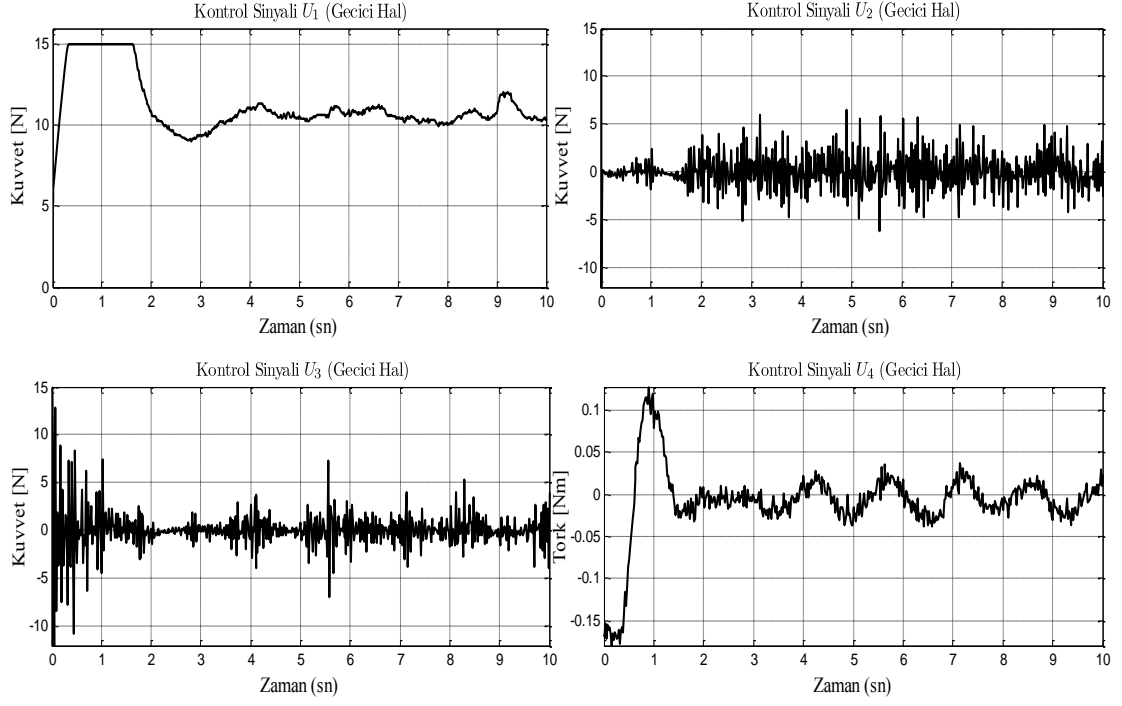


Şekil 3.28. Geribesleme ile doğrusallaştırma yöntemi takip performansı



Şekil 3.29. Kartezyen uzaydaki hatalar

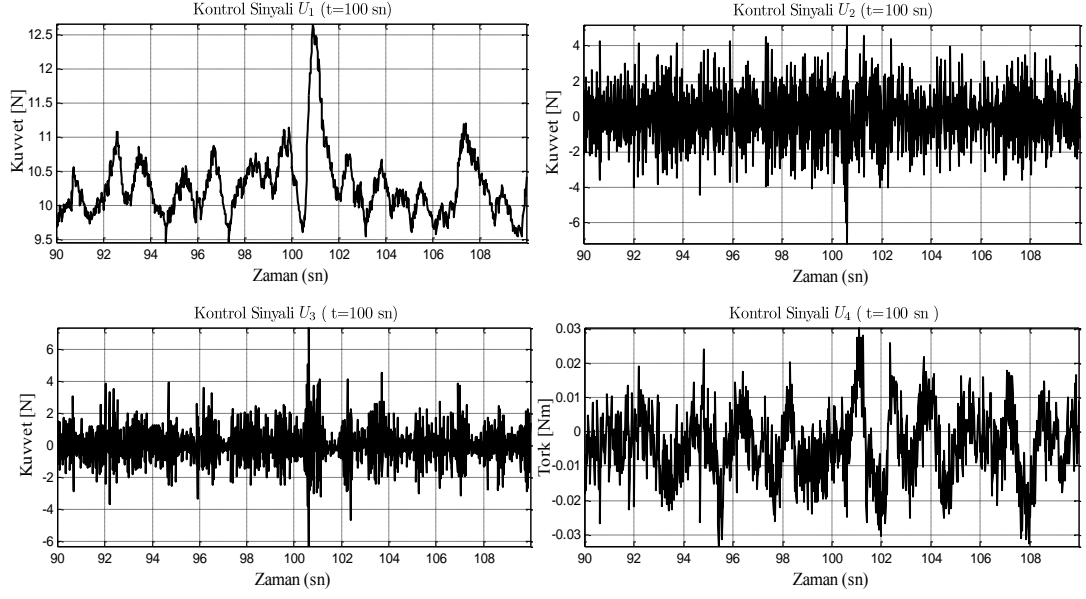
Geçici hal sırasında kontrol sinyalleride uygulanabilir düzeyde seyretmektedir. Geribesleme ile doğrusallaştırma yöntemine ait parametre değerleri Çizelge 3.7’de verilmektedir.



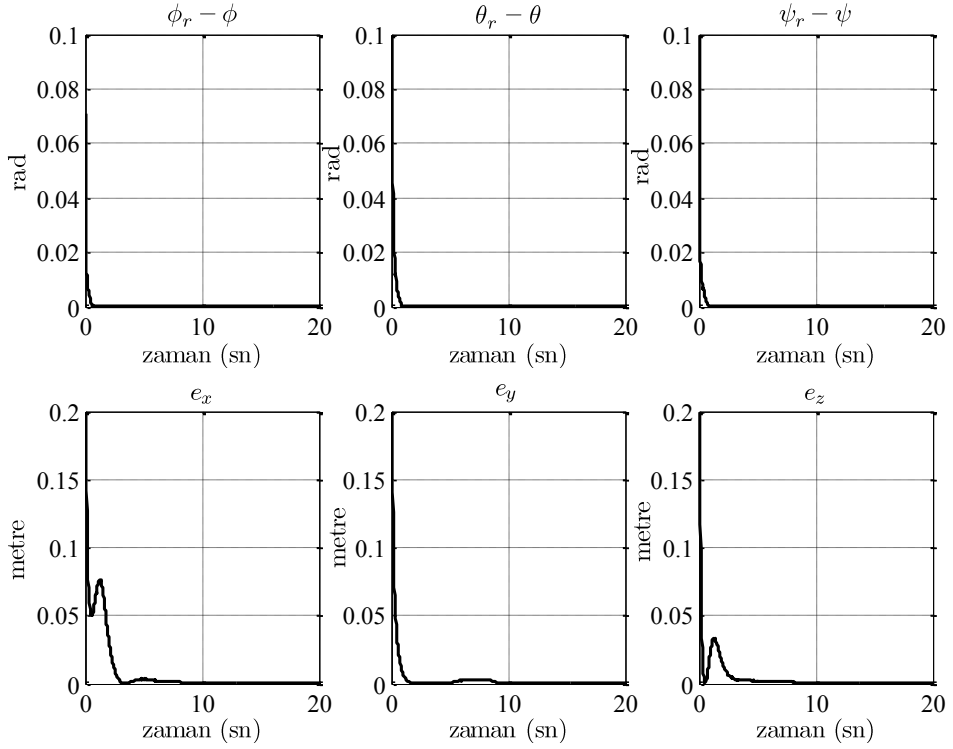
Şekil 3.30. Geribesleme ile doğrusallaştırmaya ait kontrol sinyallerinin geçici hal performansı

Çizelge 3.6. Geribeslemeli doğrusallaştırmayla kontrol için seçilen benzetim parametre değerleri

Benzetim zamanı	T	200 sn
Benzetim adım aralığı	Δt	0.02 sn
Sisteme etkiyen gürültü	$\Delta \phi, \Delta \theta, \Delta \psi$	$1e-4$ radyan
Euler açılarının başlangıç değerleri	$\phi(t_0), \theta(t_0), \psi(t_0)$	0.34 radyan



Şekil 3.31 Geribeslemeli doğrusallaştırma kontrol ile gerçekleştirilen sistemin sürekli hal kontrol performansı



Şekil 3.32 Geribeslemeli doğrusallaştırma sonucunda elde edilen ortalama karesel değerlerin değişimi

3.2.6 Ters Dinamik Kontrol

Doğrusal olmayan sistemler için uygulanan kontrol yöntemlerinden biride ters dinamik kontroldür [61,68,75-76]. Sistemin kendi dinamiğinin tersi ile kontrolü amaçlanmaktadır. Temel fikir sistemin davranışını hesaplayarak istenen çıkışı elde etmek için uygulanacak bir giriş bulmaktır. Ters dinamik kontrol, iç dinamikleri kararlı ve iç ters döngüye sahip doğrusal olmayan sistemler için oldukça etkili bir yöntemdir. Bu yöntem ile çıktıda kararlılaştırılmak istenen sistem durumu seçilerek kontrol bu durum üzerinden yapılır ve istenen çıktı elde edilir bununla beraber iç dinamiklerinde kararlılığı garanti edilmektedir.

Ters Dinamik kontrol özellikle dönerkanat türü eksik eyleyicili sistemler için tercih edilen bir yöntemdir. Geri besleme ile doğrusallaştırma yöntemi için kullanılan girdiden çıktıya doğrusallaştırma ile kontrol yöntemine benzerdir, bu yüzden ters dinamik ile kontrol yönteminin başarılı olabilmesi için sistemin iç dinamiklerinin ya da sıfır dinamikleri olarak tanımlanan dinamiklerin kararlı yapıda olması gerekmektedir.

Tez çalışmasının bu kısmında eksik eyleyicili bir sistem olan dönerkanata ait durumların sahip olduğu bağlaşımlı yapının üstesinden gelmek için ters dinamik kontrol yöntemi uygulanmıştır. Ters dinamik yapıda bir iç döngü tasarlanmış ve iç dinamiklerin kararlılığını garanti altına almak için çıktı kontrol değişkenlerini yeniden tasarlamak yerine iç dinamiklerin kontrolü için gürbüz bir kontrol tasarlanmıştır. Bu tasarım ile ilki ters dinamik yapıda bir iç döngü ve diğeri iç dinamiklerin kararlılığı için bir dış döngü olmak üzere iki döngülü takip kontrolörü sağlanmaktadır. Bu yöntem yaygın olarak bilinen geri adımlamalı kontrolörün ters adımlarını barındıran ileri adımlama yöntemi olarak da ifade edilebilir.

Dönerkanat sistemine ait durum uzayında ifade edilen denklemler tekrar düzenlenirse doğrusal dinamikler ve açısal dinamikler (3.84) ve (3.85) denklemlerinde olduğu gibi ifade edilebilir.

$$\begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{pmatrix} + \frac{1}{m} \begin{pmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \sin \phi \\ \cos \theta \sin \phi \end{pmatrix} u \quad (3.84)$$

Açısal dinamikler (3.85) ile ifade edilmektedir.

$$\begin{pmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{pmatrix} = f(\phi, \theta, \psi) + g(\phi, \theta, \psi)\tau \quad (3.85)$$

Açısal dinamiklere ait doğrusal olmayan bağımlı yapıyı gösteren denklemler f ve g fonksiyonları (3.86) ve (3.87) denklemlerinde verilmektedir.

$$f(\phi, \theta, \psi) = \begin{pmatrix} \dot{\theta}\dot{\psi} \left(\frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \right) - \frac{J_r}{I_{xx}} \dot{\theta}\dot{\Omega} \\ \dot{\phi}\dot{\psi} \left(\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \right) - \frac{J_r}{I_{yy}} \dot{\phi}\dot{\Omega} \\ \dot{\phi}\dot{\theta} \left(\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \right) \end{pmatrix} \quad (3.86)$$

$$g(\phi, \theta, \psi) = \begin{pmatrix} \frac{l}{I_{xx}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{l}{I_{yy}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{l}{I_{zz}} \end{pmatrix}, u \in R^1 \quad (3.87)$$

Dönerkanat sistemine ait hareket denklemleri matris formunda yazılırsa (3.88)

$$\begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a_1 + a_2\Omega & a_1 \\ a_3 + a_4\Omega & 0 & a_3 \\ a_5 & a_5 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & 0 & 0 \\ 0 & a_7 & 0 \\ 0 & 0 & a_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

Öncelikle (3.88) ifadesinde belirtildiği ters dinamikleri kolayca bulmamızı sağlayan uygun bir çıkış vektörü seçilmektedir. Ters dinamikler, sistemi kontrol girdileri ile (3.89) çıkışına doğru geri besleme ile doğrusallaştırmayı sağlayacaktır.

$$y_1 = (z, \phi, \theta, \psi) \quad (3.89)$$

Ters dinamik kontrol, geri besleme ile doğrusallaştırılmış döngünün takip edilecek çıkış durumlarına uygulanması yaklaşımıdır. Ters dinamik kontrolün tipik bir uygulaması sistemin iç dinamiklerinin kararlılığını garanti altına alacak bir çıkış kontrol değişkeni seçerek gerçekleştirilir. Tez çalışmasının bu bölümünde ters dinamik kontrol, dönerkanat sistemine ait düzenlenen (3.86) ve (3.87) ifadelerine uygulanmıştır. Amaç pozisyon çıkışlarını istenen performansta takip etmektir. Başlangıç olarak uygun bir çıkış vektörü seçilerek sistemin ters dinamiklerinin bulunmasını kolaylaştırmak amaçlanmıştır.

$$\dot{q} = f(q, u_q) \quad (3.90)$$

(3.90) ile ifade edilmekte olan doğrusal olmayan bir sistem için ters dinamikleri kullanarak U kontrol sinyali tasarlamak iki adımdan oluşmaktadır. İlk olarak $z=z(q)$ şeklinde durum dönüşümü elde edilmeli ve ardından $u_q=u_q(q, v)$ şeklinde giriş dönüşümü bulunmalıdır. Böylelikle sistem (3.91) şeklinde doğrusal zamanla değişmeyen bir yapıya dönüştürülebilir. Bu aslında geribesleme ile doğrusallaştırılmalı denetimin benzer bir uygulamasıdır.

$$\dot{z} = az + bv \quad (3.91)$$

3.91 denklemi ile verilen ifadede v doğrusal sistemler teorisinden yaygın olarak bilinen kutup yerleştirme işlemine benzer bir kontrol girdisi ile elde edilebilir. İstenen doğrusal denklemi elde etmek amacı ile belirlenen çıkış vektörünün sistemin girdisi olan U görülene kadar zamana göre türevi alınır.

$$y^r = M(q) + E(q)u_q \quad (3.92)$$

Sistemdeki doğrusalsızlıkları yok eden kontrol girdisi (3.93) ifadesindeki gibi elde edilir.

$$u_q = E(q)^{-1}(-M(q) + v) \quad (3.93)$$

Dönerkanat sistemi ifade edildiği üzere 6 serbestlik derecesine ve 4 kontrol girişine sahip eksik eyleyicili bir sistemdir. Bu durumun üstesinden gelmek için istenen doğrultuda seçilen çıkış ifadesinin zamana göre 2 defa türevi alınırsa (3.94) denklemi elde edilmektedir.

$$\ddot{y}_1 = \begin{bmatrix} \ddot{z} \\ \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g \\ \dot{\theta}\dot{\psi} \left(\frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \right) - \frac{J_r}{I_{xx}} \dot{\theta}\dot{\Omega} \\ \dot{\phi}\dot{\psi} \left(\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \right) - \frac{J_r}{I_{yy}} \dot{\phi}\dot{\Omega} \\ \dot{\phi}\dot{\theta} \left(\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{m}\right)c\theta c\phi & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{l}{I_{xx}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{l}{I_{yy}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{l}{I_{zz}} \end{bmatrix} U \quad (3.94)$$

(3.95) denklemi ile sistem ayrıştırılmış halde ifade edilebilmektedir.

$$\ddot{y} = M_h + E_h u_h \quad (3.95)$$

(3.96) ile durumları ifade edilen dönerkanat 12 durumlu iken göreceli derecesi $r=8$ olarak belirlenmektedir. Bu yüzden geri besleme ile ulaşılamayan kalan 4 dinamik iç dinamik olarak tanımlanmaktadır. Şüphesiz sistemin bütünüyle kararlılığını sağlamak için iç dinamiklerinde tam olarak kararlılığı sağlanmalıdır.

$$\begin{aligned} x_1 &= \phi, & x_2 &= \dot{\phi}, \\ x_3 &= \theta, & x_4 &= \dot{\theta}, \\ x_5 &= \Psi, & x_6 &= \dot{\Psi} \\ x_7 &= x, & x_8 &= \dot{x}, \\ x_9 &= y, & x_{10} &= \dot{y}, \\ x_{11} &= z, & x_{12} &= \dot{z}. \end{aligned} \quad (3.96)$$

Sistemin kararlılığını sağlayan kontrol girdisi (3.97) şeklinde ifade edilmektedir.

$$u_q = E(q)^{-1}(-M(q) + v) \quad (3.97)$$

Böylece (3.98) ile belirtilen sistem ayrıştırılmış duruma gelmektedir.

$$\ddot{y}_1 = v_h \quad (3.98)$$

Sistem dinamiğinin tersi denklem (3.99) da ifade edilmektedir.

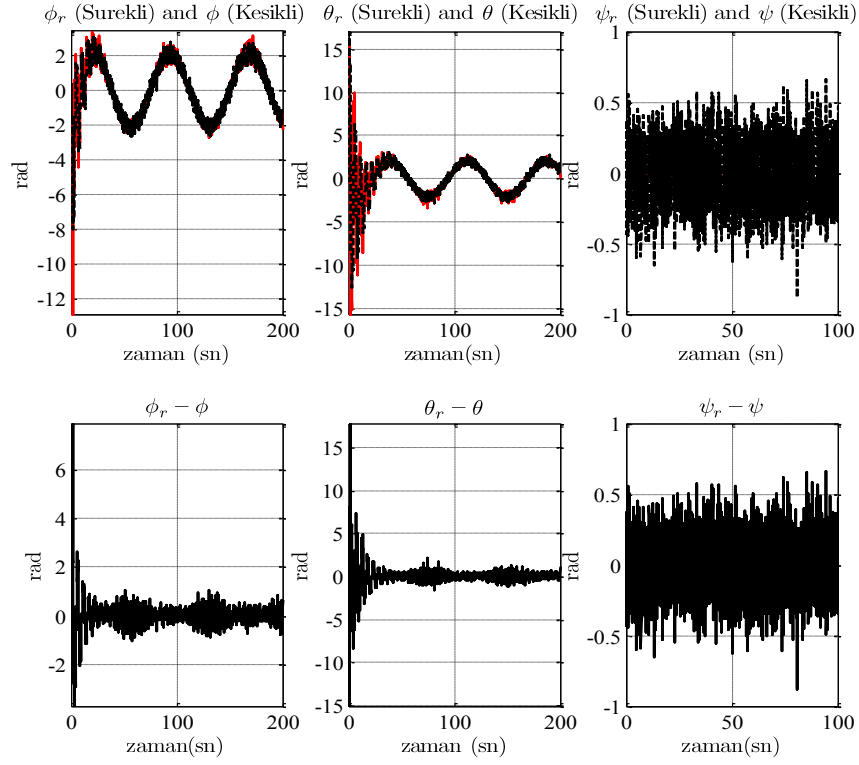
$$\begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_6 & 0 & 0 \\ 0 & a_7 & 0 \\ 0 & 0 & a_8 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} a_6 & 0 & 0 \\ 0 & a_7 & 0 \\ 0 & 0 & a_8 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & a_1 + a_2\Omega & a_1 \\ a_3 + a_4\Omega & 0 & a_3 \\ a_5 & a_5 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (3.99)$$

İstenen çıkış ifadesi için doğrusal kontrolör (3.100) ile ifade edilmektedir.

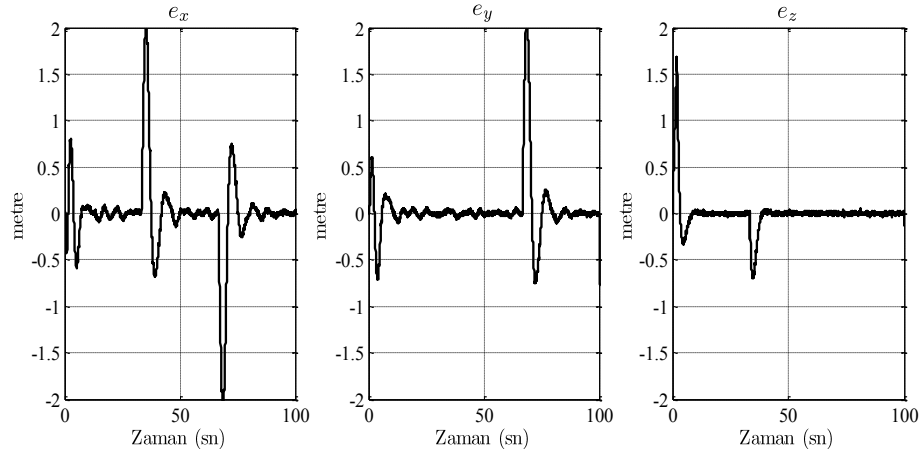
$$v_h = \begin{bmatrix} v_z \\ v_\phi \\ v_\theta \\ v_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ddot{z}_d - K_{1_z}(\dot{z} - \dot{z}_d) - K_{2_z}(z - z_d) \\ \ddot{\phi}_d - K_{1_\phi}(\dot{\phi} - \dot{\phi}_d) - K_{2_\phi}(\phi - \phi_d) + v_{r_\phi} \\ \ddot{\theta}_d - K_{1_\theta}(\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) - K_{2_\theta}(\theta - \theta_d) + v_{r_\theta} \\ \ddot{\psi}_d - K_{1_\psi}(\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) - K_{2_\psi}(\psi - \psi_d) \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

(3.100) ifadesinde belirtilen K katsayıları her bir açısal dinamik için sabit pozitif katsayıları belirtmektedir ve böylece sistemin kutupların sol yarı s düzleminde kalması sağlanarak kararlılık koşulu yerine getirilmektedir. Bu aşamada yükseklik ve sapma açısına ait istenen değerler tasarımcının insiyatifi ile değiştirilebilir. Dönme ve yunuslama açısal dinamiklere ait kontrol terimleri gürbüzleştirme terimleridir. Bu sebeple bu terimler ile iç dinamikler kararlı hale gelmelidir

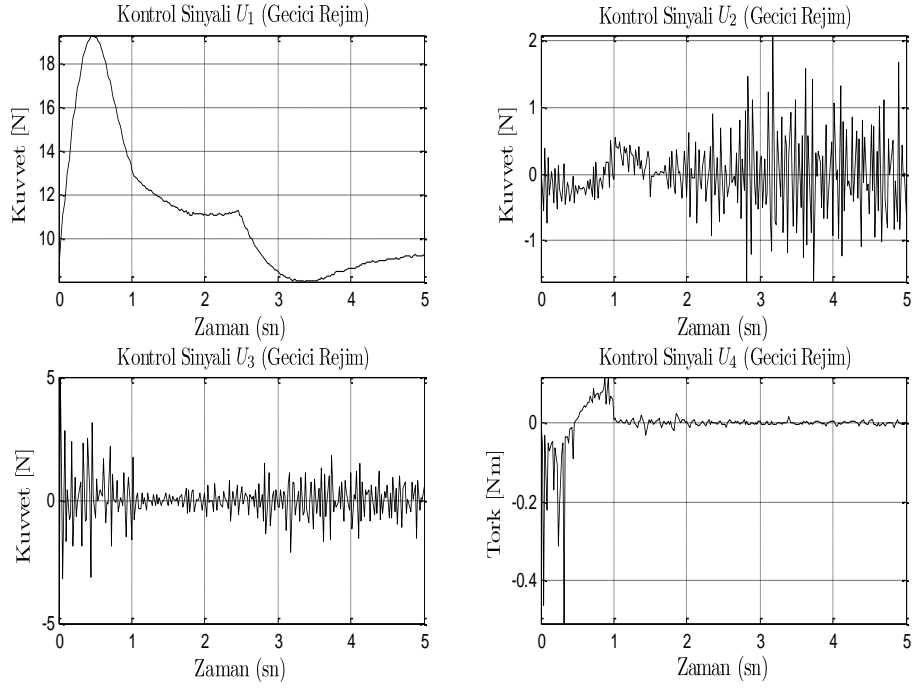
Sistemin bütünüyle kararlılığı ve takip performansının yeterliliği için x ve y durumlarının sınırlı olması gerekmektedir. İfade edildiği üzere yükseklik durumu belirten z durumu doğrusal bir kontrolör tarafından kontrol edilebilmektedir. Şekillerde hatanın sifıra ulaşmasının ardındaki durumlar daha iyi irdelenebilmesi için gösterilmemiştir



Şekil 3.33 Ters dinamik kontrol ile gerçekleştirilen sistemin sürekli hal kontrol performansı



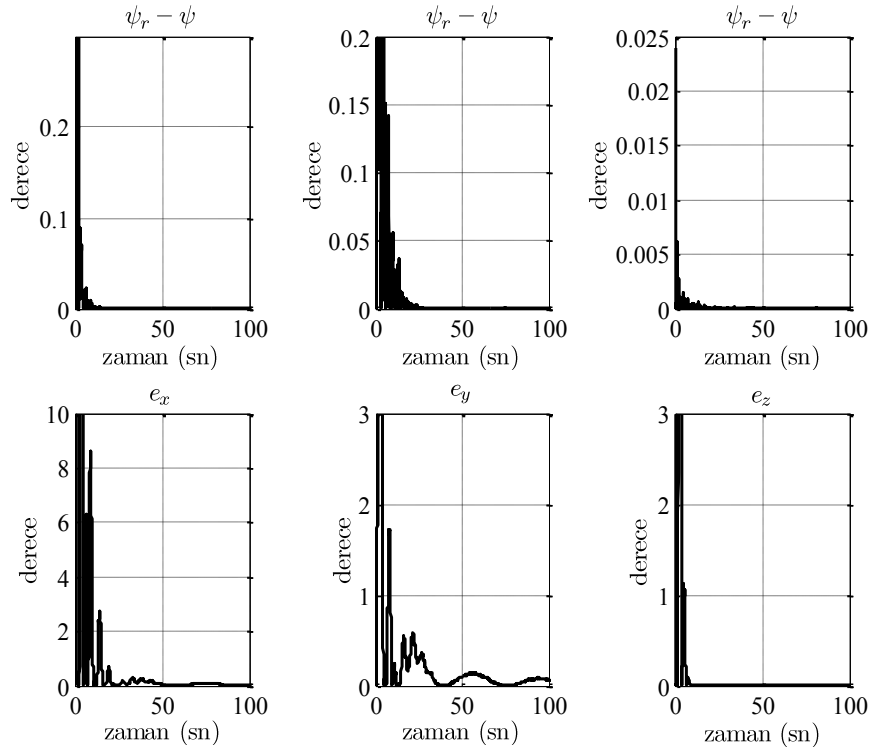
Şekil 3.34 Ters dinamik kontrol ile gerçekleştirilen sistemin Kartezyen uzaydaki hataları



Şekil 3.35 Ters dinamik kontrol ile gerçekleştirilen sistemin geçici hal kontrol performansı

Çizelge 3.7. Ters dinamik kontrol için seçilen benzetim parametre değerleri

Benzetim adım aralığı	Δt	0.02 sn
Gürültü varyansı	$\Delta \phi, \Delta \theta, \Delta \psi$	$1e-5$ radyan
Euler açılarının başlangıç değerleri	$\phi(t_0), \theta(t_0), \psi(t_0)$	0.34 radyan



Şekil 3.36 Ters dinamik kontrol ile gerçekleştirilen sistemin ortalama karesel hata değerleri

Çizelge 3.8. Dönerkanat sistemine ait seçilen parametreler [9]

Aracın toplam ağırlığı	m	0.800 kg
Yerçekimi ivmesi	g	9.81 kg/m ²
Aracın kol uzunluğu (ağırlık merkezi-motor)	l	0.3 m
x eksenindeki atalet momenti	I_{xx}	15.67×10 ⁻³ kgm ²
y eksenindeki atalet momenti	I_{yy}	15.67×10 ⁻³ kgm ²
z eksenindeki atalet momenti	I_{zz}	28.34×10 ⁻³ kgm ²
Sürüklenme momenti katsayısı	d	4.003×10 ⁻⁷ Nms ²
Pervane ataleti	J_r	6.01×10 ⁻⁵ kgm ²

BÖLÜM IV

4 Sonuçlar ve Yorumlar

4.1 Kontrol Çalışmalarıyla İlgili Gözlemler

Bu tez çalışmasında farklı kontrol tekniklerinin dönerkanat üzerinde uygulanması incelenmiştir. Bunlar sırasıyla KKK, PID kontrol, pekiştirmeli öğrenme, geriadımlamalı kontrol, geribesleme ile doğrusallaştırma ve ters dinamik kontroldür. Araç için istenilen performansı hem kartezyen uzayda referans gezintileri hem de bu gezintileri takip etmek için gerekli referans Euler açıları izleme açısından göstermiştir. Ancak uygulanan kontrol yöntemlerinin yapılarındaki farklılıklardan ötürü dönerkanat sistemi farklı davranışlar sergileyerek istenen performans ölçütlerine ulaşmıştır.

Kontrol çalışmaları esnasında PID kontrol yönteminin dönerkanat için uygun bir kontrol yöntemi olduğunu söylenilebilir. Özellikle geçici durum ve sürekli durum ayrı ayrı incelendiğinde PID kontrol metodunun sistem denetimi için sağladığı kontrol sinyali uygulanabilirliği açısından sert geçişlerin diğer kontrol sinyallerine göre daha az olduğu gözlemlenmiştir. Öte yandan kontrol sinyalinin varyans değeri uygulanan yöntemler arasında en az olarak göze çarpmaktadır. PID kontrol yönteminin detaylı bir dinamik modele ihtiyaç duymuyor olması diğer bir avantajı olarak düşünülebilir. Fakat PID kontrol yöntemi basit yapısına ve detaylı sistem dinamiklerine gerek duymamasına karşın bozucu etkilerden etkilenmektedir [9]. Buna karşın doğrusal olmayan kontrol yöntemleri, eldeki dinamik sistem doğrusal değilse ve sıkı performans şartları mevcutsa doğrusal olanlarına göre çok yönlülükleri ile üstünlük sağlamaktadır. PID kontrol yöntemiyle kartezyen uzayda kesikli referans gezintisi için doğrusal olmayan bir dinamik sistem üzerinde doğrusal olmayan KKK, geriadımlamalı kontrol ve geribeslemeli doğrusallaştırma yöntemlerine nazaran kısa sürede referans gezintiyi yakalamasıdır PID kontrol yöntemiyle araç kartezyen uzayda meydana gelen pozisyon hatalarını kısa sürede bertaraf etmektedir [9]

Dönerkanat doğrusal olmayan bir dinamik sistem olduğundan, gürültülere ve dışarıdan gelebilecek bozucu etkilere karşı gürbüz doğrusal olmayan kontrol yaklaşımlarında olduğu yöntemler performanslarını ölçmek ve gerçek zamanlı sisteme uygulanabilirliğini görmek için denenmiştir. Bu kapsamda ilk olarak KKK uygulanmıştır. KKK'de hata vektörleri bozucu etkenlere karşın kayma yüzeyine sınırlı zamanda ulaşmakta ve orijine üstel olarak ulaşmaktadır. Bunu Şekil 3.10'da açıkça görmek mümkündür. Euler açılarına ait hata vektörleri benzetime eklenen gürültü sinyalleri nedeniye tanımlı kayma yüzeyine çarpmalarına rağmen belli süreliğine yüzeyi terk etmekte fakat kontrol yönteminin Lyapunov fonksiyonu tabanlı matematiksel kıstaslarından ötürü kısa sürede kayma yüzeyine tekrar çarparak üstel biçimde orijin noktalarına ulaşmakta ve komşuluğunda gezinmektedir [9].

KKK'e ait kontrol sinyallerinde her kadar işaret fonksiyonu yumuşatılsa da keskin ve PID kontrol yöntemine nazaran büyük genliklere sahip olduğu görülmektedir ve gerçek zamanlı denemeler esnasında eyleyicilere zarar vermeleri muhtemeldir. KKK yöntemi uygulanması esnasında hata vektörleri istenilen şekilde kayma yüzeyine ulaşmakta ve orjine üstel biçimde ulaştığı görülmektedir. Aynı ortam şartlarında KKK diğer yöntemlere göre daha gürbüz cevaplar vermiş ve değişken bozucu etki ve büyük rüzgâr modeli değerlerinde dönerkanatın kararlılığını korumada diğer yöntemlere göre daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir.

Geriadımlamalı kontrol yöntemi kararlılığı Lyapunov kararlılık kıstasına göre sağlamaktadır. Geriadımlamalı kontrol yöntemi, kartezyen koordinatlarda kesikli referans gezinge takibinde doğrusal olmayan KKK kontrol yöntemi benzeri performans gösterse de sürekli referans gezinge takibinde geçici halde çabuk şekilde referans gezinge yakalayamamıştır. Bunun sebebi geribeslemeli kontrol sinyallerinde bulunan katsayıların sistem için en uygun değerler olmayışı ve geriadımlamalı kontrol tabanlı tavır kontrolörünün referans Euler açılarını düşük seviyede hata ile takip edememesidir. Geriadımlamalı kontrol KKK yönteminde olduğu gibi kararlılık koşulunu Lyapunov fonksiyonları ile sağlamakta ve böylece referans gezinmeleri uygun kontrol sinyal seviyeleriyle takip etmektedir. Ancak büyük bozucu etkilerde

geriadımlamalı kontrol uygulanan denetçiler arasında kararlılığın bozulması açısından daha az gürbüz davranmaktadır [9].

Geribesleme ile doğrusallaştırma yöntemi ise doğrusallaştırma sonucunda dinamik modele doğrusal kontrol yöntemleri uygulayarak istenen gezinmeleri takip etmesine olanak sağlamış ve gerçek sistem üzerinde uygulanabilir olduğunu göstermiştir. Geribeslemeli doğrusallaştırma kontrol yönteminde doğrusallaştırılan dönerkanat dinamik sistemine uygun doğrusal kontrol yaklaşımı uygulanarak Euler referans açılarının takibi sağlanmıştır. PID kontrol yöntemi sıfır denge noktası etrafında doğrusallaştırılmış dönerkanat dinamik modelinde yüksek performans göstermesinin sebebi denge noktasının belirli bir komşuluğunda PID kontrolün iyi cevap üretmesidir.

Pekiştirmeli öğrenme ile kontrol yönteminin dönerkanat üzerindeki benzetim çalışmaları sırasında gayet makul sonuçlar elde edilmiş ancak sistemin eğitilmesi sırasında çok uzun bir zaman dilimine ihtiyaç duyulmasından ve hangi durumların ne tür bir ceza parametresi alacağı bilinmesi gerektiğinden dolayı uygulanması dönerkanat gibi birçok durumun mevcut olduğu karmaşık bir sisteme uygulanması fevkalade zorlaşmaktadır

Benzetim çalışmalarında bahsi geçen tüm kontrol yöntemlerinin parametreleri yöntemlerin temel yapısıyla çalışmayacak ve gerçek zamanlı sisteme uygulanabilecek olmasına özen gösterilmiş olup, pek çok denemenin ardından ayarlanmıştır. Benzetimdeki gürültü sinyali arttığında dört kontrol yönteminde de sistem belirli bir süre sonunda kararsız olmaktadır

4.2 Sonuç

Düşük seviyedeki maliyetleri ve çok yönlü kullanımıyla İHA'lar günümüzde teknolojinin hızla gelişmesiyle birçok uygulama alanı bulmaktadır. Benzetim

çalışmaları bölümünde dönerkanat modeline altı farklı kontrol yöntemi uygulanmış ve tatminkâr sonuçlar alınmıştır [52]

Kontrol çalışmalarında sırasıyla KKK, PID kontrol, geriadımlamalı kontrol, pekiştirmeli öğrenmeli denetim, geribesleme ile doğrusallaştırma kontrol ve ters dinamik kontrol yöntemleri denenmiştir.

Denenen tüm yöntemler belli koşullar ve parametre değerleri altında başarılı sonuçlar vermiştir. PID kontrol yöntemiyle gerçekleştirilen kontrol, bilinmeyen dinamiklere, dışarıdan gelen bozucu etkilere (benzetime eklenen gürültü sinyali) rağmen iyi bir performans sergilemiştir. Basit yapısıyla ve kolay ayarlanabilen parametreleriyle gerçek zamanlı uygulamalarda ön plana çıkmaktadır.

KKK, parametrik kesinsizliklere ve dış bozucu etkilere karşı gürbüz olmasına rağmen çatırdama sorunu yaşamaya devam etmektedir. İşaret fonksiyonunun yumuşatma parametresi bir anlamda kontrol sinyalinin genliğini belirlemekte ve belirli bir seviyenin üstünde kararsızlığa neden olmaktadır. Ancak kontrol sinyalinin genliği ve değişimi uygulanabilirliğini oldukça azaltmaktadır.

Geriadımlamalı kontrol, gürbüzlüğü ve kararlılığını koruyarak aracın istenilen gezinmeleri takip etmesini sağlamaktadır. Çalışılan diğer bir yöntem olan geribeslemeli doğrusallaştırma yönteminde doğrusal olmayan dinamik model, doğrusal hale getirelerek doğrusal kontrol ve gürbüzlüğü arttırıcı terim uygulanarak araç istenen gezinmeleri takip etmiş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Benzetim çalışmalarında kullanılan altı adet kontrol yaklaşımında da kontrolörlerde kullanılan katsayı değerleri yöntemlere ait matematiksel gerekliliklerin sınırları içerisinde seçilmiştir. Her ne kadar KKK ve geribeslemeli doğrusallaştırma yöntemleri gürültü ve dış ortamda bulununan bozucu etkilere karşı gürbüz olsa da belirli seviye üzerinde gürültü sinyali uygulandığında kararsız olmaktadır.

KKK yönteminde araç referans kartezyen koordinatlarda referans pozisyonunda bulunmasına rağmen uygulanan kontrol sinyalinin etkisiyle x ve y kartezyen pozisyonunda sert geçişler gözlemlenmektedir.

Dönerkanat sisteminin kontrolü yapısının karmaşıklığı ve kontrolünün zorluğuna rağmen kullanım kolaylığı ve yüksek manevra yeteneği sebebiyle üzerinde çalışmaya değer mühendislik konusu olmaya devam edecektir.

KAYNAKLAR

- [1] http://www.kho.edu.tr/enstitu/savtek/2006/SAVTEK2006_Cilt2_Degerlendirme_Bildirileri/SAVTEK2006_Cilt2_Degerlendirme_Bildirileri.pdf erişim tarihi 5 Mayıs 2009
- [2] http://tr.wikipedia.org/wiki/insansiz_hava_araclari erişim tarihi 3 Eylül 2008
- [3] http://www.ssm.gov.tr/anasayfa/kurumsal/SSM%20Dergisi/SSM_12_web.pdf erişim tarihi 5 Ekim 2010
- [4] <http://www.baykarmakina.com/node/78> Erişim tarihi 4 Nisan 2010
- [5] http://en.wikipedia.org/wiki/History_of_unmanned_aerial_vehicles erişim tarihi 5 Kasım 2010
- [6] <http://www.angelfire.com/hero2/davjostre/Josh%202.html> erişim tarihi 8 mayıs 2010
- [7] Efe, M.Ö., Önkol, M., İmamoğlu, N., Eresen, A., Kaynak, Ü., Dönerkanat Tipinde Bir İnsansız Hava Aracının Anatomisi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'09), Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, Ekim 2009
- [8] <http://en.wikipedia.org/wiki/Entomopter> Entomopter, erişim tarihi 5 Ekim 2009
- [9] Önkol, M., 2010, Dönerkanat Tipinde Bir İnsansız Hava Aracının Tasarımı, Modellenmesi ve Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara
- [10] Castillo P., Lozano R., Dzul A., Modeling and Control of Mini-Flying Machines, *Springer* 2005.
- [11] “National Museum of the United States Air Force” erişim adresi <http://www.wpafb.af.mil/museum/>, erişim tarihi 13 Eylül Ocak 2009.
- [12] “National Air and Space Museum”, erişim adresi <http://centennialofflight.gov/index.htm>, erişim tarihi 10 Mayıs 2009.
- [13] “Wikipedia free encyclopedia” erişim adresi http://en.wikipedia.org/wiki/V-22_Osprey, erişim tarihi 26 Eylül 2010.
- [14] Rc toys” erişim adresi <http://www.rctoys.com/>, erişim tarihi 10 Eylül 2008.
- [15] “History of Helicopters”, erişim adresi <http://helis.com>, erişim tarihi 3 Mart 2008.
- [16] Gordon Leishman J. Principles of Helicopter Aerodynamics, *Cambridge University Press*, Cambridge, 2000.
- [17] “Hiller Aviation Museum” erişim adresi <http://www.hiller.org>, erişim tarihi 5 Kasım 2007.
- [18] Khalil, H., Nonlinear Systems, *Prentice Hall*, New Jersey, 1996.
- [19] Utkin, V, I., Variable Structure Systems with Sliding Modes, IEEE Transactions Automation and Control Society, Vol 22,212-214, 1977.
- [20] Slotine,J,J,E., Li,W, Applied Nonlinear Control, *Prentice Hall*, New Jersey, 1991
- [21] Aström, K., J., Hagglund, T., PID Controllers:Theory,Design and Tuning, ISA Instrumentation, Systems and Automation Society,USA, 1995.
- [22] Karl J. Astrom, Tore Hagglund, PID controllers: Theory, Design and Tuning 2nd Edition, International Society of Measurement and Control. 1993
- [23] Antonio Visioli, Practical PID Control (Advances in Industrial Control) Springer 2006
- [24] Farid Golnaraghi, Benjamin C. Kuo, Automotic Control Systems 9th Edition Wiley Press, 2009

- [25] Young, K.D., Utkin, V., Özgüner, U., A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control, IEEE Transactions Control Systems Technology, 7(3), 328-342,1999.
- [26] Krstic, M., Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P, Nonlinear and Adaptive Control Design, *John Wiley&Sons Inc*,USA,1995.
- [27] http://people.eng.unimelb.edu.au/mcgood/436-459/backstepping/Backstepping2-Basic_backstepping.pdf erişim tarihi 4 Şubat 2009
- [28] Alberto Isidori, Nonlinear Control Systems An Introduction (Lecture Notes in Control and Information Sciences, Volume 72) Springer, 1986
- [29] E. Alpaydın, Introduction to Machine Learning, The MIT Press, 2004.
- [30] Vijaykumar Gullapalli, Reinforcement Learning And Its Application to Control *Doktora Tezi*, University of Massachusetts, Şubat 1992
- [31] R.S. Sutton ve A.G. Barto, Reinforcement Learning – An Introduction, The MIT Press, 1998
- [32] Zhongmin Wang, Yangquan Chen ve Ning Fang, “Minimum-time swing-up of a rotary inverted pendulum by iterative impulsive control” Proc. American Control Conference on Decision and Control, Boston,Massachusetts, U.S.A., s:1335-1340, 2004
- [33] Khanesar, M.A, Teshnehlab M. ve Shoorehdeli, M.A. “Sliding mode control for a rotary inverted pendulum” Proceed on Mediterranean Conference on Control and Automation, Athens, Greece s:1-6, 2007
- [34] Krishen J. ve Becerra V.M “Efficient fuzzy control of a rotary inverted pendulum based on LQR mapping” Proceedings of international conference on control applications, s:2701-2706,Munich, Germany
- [35] V.Sukontanakarn ve M.Parnichkun “Real Time Optimal Control for Rotary Inverted Pendulum” American Journal of Applied Sciences cilt:6 s: 1106-1115, 2009
- [36] Young I. Son, Nam H Jo, Hyungko Shim ve Kab-Il Kim “Low-Pass Filter Property of Dynamic Output Feedback Passivation Controller” International Joint Conference Bexco, Busan, Korea, 2006
- [37] Quiguo Yan “Output tracking of underactuated rotary inverted pendulum system by nonlinear controller” Proceeding of Decision and Control conference s:2395-2400, Hawaii, USA, 2003
- [38] T.C.Kuo, Y.J. Huang ve B.W.Hong “Adaptive PID with Sliding Mode Control for the Rotary Inverted Pendulum System” International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Singapore, 2009
- [39] T.C.Kuo, Y.J. Huang ve B.W.Hong “Adaptive PID with Sliding Mode Control for the Rotary Inverted Pendulum System” International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Singapore, 2009
- [40] D.Maravall, C. Zhou ve J.Alonso, “Hybrid Fuzzy Control of the Inverted Pendulum via Vertical Forces” international Journal of intelligent systems, Cilt:20, s:195-211,2005
- [41] Chin-Gook Lhee, Jae-Sam Park, Hyun-Sik Ahn ve Do-Hyun Kim “Sliding-like fuzzy logic control with self tuning the dead zone parameters” Proceedings of Fuzzy system conference, s:544-549, 1999
- [42] Elbert Hendricks, Ole Jannerup, Paul Haase Sørensen Linear Systems Control Deterministics and Stocastics Methods, Springer, 2008
- [43] Vadim Utkin, Jürgen Guldner ve Jingxin Shi Sliding mode control in Electromechanical System Control

- [44] M.-S. Park ve D. Chwa “Swing-Up and Stabilization Control of Inverted-Pendulum Systems via Coupled Sliding-Mode Control” IEEE Trans. on Industrial Electronics, s:3541-3555, September 2009
- [45] Khanesar M.A, Tesneshlab M., Shoorehdeli M.A “Fuzzy Sliding mode control of the rotary inverted pendulum” IEEE Proceedings Computational Cybernetics , s:57-62 ,Gammarth, Tunisia, 2007
- [46] Quanser SRV02-Series, Rotary Experiment #7 Rotary inverted pendulum, Revision 01.
- [47] Timothy J. Ross, Fuzzy Logic with Engineering Applications, Wiley 2004
- [48] Kevin M. Passino Stephan Yurkovich, Fuzzy Logic Control Addison Wiley Publishing Company, 1997
- [49] Tao Wang ve Shao-Cheng Tong “Fuzzy sliding mode control for nonlinear systems.” Proceeding of international Conferences on Machine Learning and Cybernetics, 26-29 August, Shanghai.
- [50] Y.Liu, Xinjie jia, Jianhai Han ve Xinha Zhao “A robust adaptive fuzzy sliding mode control method of 3-rrrt paralel manipulator”Proceedings of the IEEE international Conference on Automation and Logistic, Shenyang, China.
- [51] F.Qiao Zhu, A. Winfield ve C.Melhuish “Fuzzy sliding mode control for discrete nonlinear systems” Transactions of China Automation Society. Vol.22, No.2, June 2003
- [52] Önkol, M., Efe, M., Ö., Experimental Model Based Nonlinear Control Algorithms for a Quadrotor Unmanned Vehicle, 2nd International Symposium on Unmanned Aerial Vehicles, Reno, U.S.A, Haziran 2009
- [53] Chen, M., 2003, Formation and Flight Control of Affordable Quadrotor Unmanned Aerial Vehicles, *Doktora Tezi*, Vancouver
- [54] Bouabdallah, S., Siegwart, R., Full Control of a Quadrotor IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems, 153-158, Mart 2007
- [55] Bouabdallah, S., Siegwart, R., Backstepping and Sliding Mode Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor, IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2247-2252, Barcelona, Spain, Nisan 2005.
- [56] Kis, L., Regula, G., Lantos, B., Design and Hardware in the Loop Test of the Embedded Control System of an Indoor Quadrotor Helicopter, Inteligent Solutions in Embedded Systems, International Workshop, 1-10, Atlanta, USA, Haziran 2008.
- [57] Fang, Z., Zhi, Z., Jun, L., Feedback Linearization and Continuous Sliding Mode Control for a Quadrotor UAV, 27th Chinese Control Conference, 349-353, Beijing, China, Nisan 2008
- [58] Efe, M.Ö., Robust Low Altitude Behavior Control of a Quadrotor Rotorcraft Through Sliding Modes, Mediterranean Conference on Control and Automation, 1-7, Athens, Greece, 2007
- [59] Tayebi, A., McGilvray, S., Attitude Stabilization of a VTOL Quadrotor Aircraft, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol 14, 562-571, 2006.
- [60] Madani, T., Benallegue, A., control of a Quadrotor Mini-Helicopter via Full State Backstepping Technique, IEEE Conference on Decision and Control, 1515-1520. San Diego, USA, Aralık 2006
- [61] Das, A., Subbarao, K., Frank, L., Dynamic Inversion of Quadrotor with Zero-Dynamics Stabilization, 17th IEEE International Conference on Control Applications, San Antonio, USA, Eylül 2008.

- [62] Hoffmann, G., Rajnarayan, D., Waslander, S.L., Dostal, D., Jang J.S. and Tomlin, C., The Stanford Testbed of Autonomous Rotorcraft for Multi-Agent Control (STARMAC), 23th Digital Avionics System Conference, Salt Lake City, USA, Kasım 2004.
- [63] Benallague, A., Mokhtari, A., Fridman, L., Feedback Linearization and High Order Sliding Mode Observer for a Quadrotor UAV, International Workshop on Variable Structure Systems, 365-372, 2006
- [64] Altug, E., 2003, Vision Based Control of Unmanned Aerial Vehicles with Application to an Autonomous Four rotor Helicopter, *Doktora Tezi*, University of Pennsylvania. Philadelphia.
- [65] Bouchoucha, M., Tadjine, M., Tayebi, A., Müllhaupt, P., Step by Step Robust Nonlinear PI for Attitude Stabilization of a Four Rotor Mini-Aircraft, 16th Mediterranean Conference on Control and Automation, Ajaccio, France, Haziran 2008.
- [66] Bouabdallah, S., Siegwart R., Modeling of the (OS4) Quadrotor, Modeling Course, EPFL, 1999.
- [67] Kokotovic, P., The joy of feedback: nonlinear and adaptive, IEEE Control Systems Magazine, Vol 12, 7-17, 1992.
- [68] Castillo, P., Albertos, P., Garcia, P., Lozano, R., Stabilization of a Mini Rotorcraft with Four Rotors, IEEE Conference on Decision & Control, Vol 25, 45-55, 2006.
- [69] Hamel, T., Mahony, R., Lozano, R., Ostrowski, J., Dynamic Modeling and Configuration Stabilization for an X4-Flyer, IFAC 15th Triennial World Congress, 2002.
- [70] McKerrow, P., Modeling the Draganflyer four-rotor helicopter, University of Wollongong, Avustralya.
- [71] Özbek N.S, Efe M.Ö. A comparative study of different control techniques of Rotary inverted pendulum. An educational study. SMC 2010 İstanbul Türkiye Ekim 2010
- [72] Li, Y., Ang, H. H., Chong, C. Y, PID Control System Analysis and Design, IEEE Control Systems Magazine, Şubat 2008.
- [73] DeCarlo, R.A., Zak, S.H., Drakunov, S.V., Variable structure, sliding mode controller design, IEEE Control Engineering Handbook. CRC Press, 941-951, 1995.
- [74] Hung, J.Y., Gao, W., Hung, J.C., Variable structure control of nonlinear systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics. 40, 45-55, 1993.
- [75] Koo T.J.: 'Output tracking control design of a helicopter model based on approximate linearization' 37. Conf. Decision and Control Tampa Florida 1998
- [76] Stevens B.L., Lewis F.L: 'Aircraft control and simulation' Wiley, New York 2003

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ÖZBEK Necdet Sinan
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 08.07.1986 İskenderun
Medeni hali : Bekar
Telefon : 0 (554) 907 03 60
e-mail : neozbek@etu.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Sakarya Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği	2008

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2008-2010	TOBB ETÜ İnsansız Hava Araçları Lab.	Proje Öğrencisi

Yabancı Dil

İngilizce (iyi)

Yayınlar

[1] Özbek N.S, Efe M.Ö. A comparative study of different control techniques of Rotary inverted pendulum. An educational study. Ekim 10-13, SMC 2010 İstanbul Türkiye, SMC 2010 için sunuldu.

[2] Özbek N.S., Buğday Y., Efe M. Ö. Computer aided nonlinear control experiment for graduate level control engineering education, 4-7 Kasım MEUK 2010 Antalya. MEUK için sunuldu.