

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KÜÇÜK BİR İNSANSIZ HAVA ARACI İÇİN
OTOPİLOTSİSTEMİ TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Sıtkı Yenal VURAL**

Anabilim Dalı : UÇAK-UZAY MÜHENDİSLİĞİ

Programı : UÇAK-UZAY MÜHENDİSLİĞİ

OCAK 2008

**KÜÇÜK BİR İNSANSIZ HAVA ARACI İÇİN
OTOPİLOT SİSTEMİ TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. SITKI YENAL VURAL**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 18 Aralık 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 28 Ocak 2008**

**Tez Danışmanı : Prof.Dr. Çingiz HACIYEV
Diğer Jüri Üyeleri Y.Doç.Dr. Fikret ÇALIŞKAN
Öğr.Gör.Dr. T. Berat KARYOT**

OCAK 2008

ÖNSÖZ

Havacılık alanındaki ilerlemeler günümüzde daha kapsamlı işleri yerine getirebilen araçların kullanılmasını mümkün kılmıştır. Bununla beraber havacılık alanında kontrol sistemleri tasarımının önemi artmıştır. Bu yüksek lisans tezinde, küçük boyutta bir insansız hava aracı için kontrol sistemi dizaynı yapılması üzerinde çalışılmıştır. Bu sebeple değişik metodlar kullanılarak avantajlı tarafları bulunmaya çalışılmıştır.

Çalışma hedef olarak değişik işleri yapabilecek boyutta bir insansız hava aracı için kontrol sistemi tasarımının yapımını ve etkinlik karşılaştırılması yapılmasını almıştır.

Çalışma süresince beni destekleyen hocam Prof.Dr.Çingiz Hacıyev'e, tasarım,aerodinamik etkiler,uçuş kontrolü ve diğer temel bilgiler hakkında gerekli bilgileri almamı sağlayan diğer Uçak-Uzay Bilimleri Fakültesi öğretim üyelerine ve arkadaşlara teşekkür ederim.

Aralık 2007

Sıtkı Yenil Vural

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	ii
İÇİNDEKİLER	iii
KISALTMALAR	vi
TABLO LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
SUMMARY	xiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş	1
1.2. Tezin Amacı	1
1.3. Kaynak Taraması	1
2. HAREKET DENKLEMLERİ	6
2.1. Koordinat sistemlerinin tanımı ve Euler açıları	6
2.2. Hareket denklemlerinin elde edilişi	11
2.3. Lineerleştirme	14
3. UAV İÇİN DURUM DENKLEMLERİ	17
3.1. Zagi UAV	17
3.2. Zagi UAV İçin Durum Denklemlerinin Oluşturulması	18
3.3. Sabitleme Şartı	20
3.3.1. Trim şartı	20
3.3.2. Bir denge durumu civarında lineerleştirme	21
3.4. Durum Denklemleri	22
3.5. Transfer Fonksiyonlarının Eldesi	27
4. KARARLILIK İNCELEMESİ	30
4.1. Uzunlamasına Kararlılık Hesapları	30
4.2. Yanlamasına Kararlılık Hesapları	31
5. KLASİK KONTROL SİSTEMİ TASARIMI	33

5.1. Klasik Kontrol Sistemi	33
5.2. PID Kontrolör Yapısı	33
5.2.1. P orantı etki	33
5.2.2. I integral etki	34
5.2.3. D diferansiyel etki	34
5.2.4. Orantı tipi kontrol organı	34
5.2.5. İntegral tipi kontrol organı	34
5.2.6. PI kontrol organı	35
5.2.7. PD kontrol organı	35
5.2.8. PID kontrol organı	35
5.3. Uzunlamasına Klasik Kontrol Sistemi Tasarımı	36
5.3.1. Yunuslama açısı değişimi ve yunuslama açısı çevrimleri	37
5.3.2. H yükseklik kontrolü çevrimi	40
5.3.3. Hız kontrolörü	48
5.4. Yanlamasına Kontrol Sistemi Tasarımı	57
5.4.1. Yanlamasına klasik kontrol sistemi	57
5.4.2. Yana yatma açısı değişimi çevrimi(p/δ_a)	58
5.4.3. Sapma dengeleyici	59
5.4.4. Yana yatma açısı çevrimi	63
5.4.5. Yönlenme kontrolörü	64
6. LQR KONTROLÖR TASARIMI	70
6.1. Lineer Kuadratik Optimal Kontrol	70
6.1.1. Lyapunov kararlılık kriteri	71
6.1.2. Lyapunov kriteri yardımı ile liner kuadratik optimal kontrol	72
6.2. LQR Yöntemi İle Yükseklik Ve Hız Kontrolörü Tasarımı	75
6.2.1. LQR yükseklik kontrolörü	75
6.2.2. LQR hız kontrolörü	80
6.3. LQR Yanlamasına Kontrolör İçin Hesaplar	84
6.4. Kalman Filtresi Uygulaması	87
6.4.1. Kalman filtresi	87
7. BULANIK MANTIK TEMELLİ KONTROLÖR TASARIMI	99
7.1. Bulanık Mantık Temelli Sistemler	99
7.1.1. Bulanık kural tabanı	100
7.1.1.1 Mamdani tipi bulanık kurallar	100
7.1.1.2 Tekli(singleton) tipi bulanık kurallar	102
7.1.1.3 Takagi-Sugeno tipi bulanık kurallar	102
7.1.2. Bulanık çıkarım mekanizması	103
7.2. Bulanık Mantık Temelli Kontrolör Tasarımı	104
7.2.1. Bulanık mantık temelli hız ve yükseklik kontrolörleri	106

7.2.2. Yanlamasına bulanık mantık temelli kontrolör tasarımı	116
7.3. Bulanık Mantık Temelli Kontrolör Sistemlerinin Kararlılığı	121
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	122
KAYNAKLAR	124
EKLER	128
EKA Boyusuz stabilite katsayılarına ait tablolar	128
EKB Uzunlamasına denklemler için bazı hesaplar	130
EKC Yanlamasına denklemler için bazı hesaplar	131
EKD LQR kontrolör için bazı hesaplar	132
ÖZGEÇMİŞ	133

KISALTMALAR

UAV	: İnsansız hava aracı
LQR	: Lineer kuadratik regülatör
LQG	: Lineer kuadratik gaussian kontrolör

TABLO LİSTESİ

<u>No</u>		<u>Sayfa</u>
Tablo 2.1	Eksen takımlarına göre değişkenler	11
Tablo 3.1	Zagi UAV için parametreler	17
Tablo 4.1	Kısa periyod modu ve phugoid moda ait değerler	32
Tablo 4.2	Yanlamasına harekete ait değerler	33
Tablo 7.1	Hata ve hatanın değişimine bağlı olarak oluşturulmuş kural tablosu	107
Tablo 7.2	Sinyal aralığı yöntemi ile elde edilen sonuçlar	115
Tablo 8.1	P-I-D kontrolöre ait sonuç değerleri	123
Tablo 8.2	LQR kontrolöre ait sonuç değerleri	123
Tablo 8.3	Bulanık mantık kontrolöre ait sonuç değerleri	123
Tablo A.1	Zagi uzunlamasına stabilite katsayı değerleri	128
Tablo A.2	Zagi yanlamasına stabilite katsayı değerleri	129
Tablo A.3	Zagi stabilite katsayı hesapları	129

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : UAVye ait düzlemler	7
Şekil 2.2 : Euler açıları ile 1.dönüşüm	7
Şekil 2.3 : Euler açıları ile 2.dönüşüm	8
Şekil 2.4 : Euler açıları ile 3.dönüşüm	8
Şekil 2.5 : Eksenlerin tanımı ve değişkenlerin gösterilmesi	9
Şekil 5.1 : Yunuslama açısı için P kontrolör yapısı.....	36
Şekil 5.2 : Uzunlamasına hareket denklemleri için Simulinkte oluşturulan blok.....	36
Şekil 5.3 : Yunuslama açısı kontrolü için köklerin yer eğrisi ve kazanç değeri seçimi	38
Şekil 5.4 : θ için kapalı çevrimde birim basamak cevabı	39
Şekil 5.5 : Yükseklik kontrolörü için köklerin yer eğrisi diyagramı	42
Şekil 5.6 : Yükseklik sisteminin kontrol değerleri girilmeden verdiği cevap	43
Şekil 5.7 : Ziegler-Nichols değerleri ile yükseklik PID kontrolörün verdiği cevap	43
Şekil 5.8 : Simulasyonda bulunan PID katsayı değerleri ile yükseklik kontrolörünün basamak cevabı.....	44
Şekil 5.9 : PD kontrolörün birim girişine verdiği cevap	45
Şekil 5.10 : 100m yükseklik girişine PD kontrolör ve hız kontrolörüne sahip sistemin cevabı	46
Şekil 5.11 : Hız 20m/sde tutulmaya çalışılırken sistemin verdiği cevap.....	47
Şekil 5.12 : Yükseklik kontrolörü için Simulink diyagramı	48
Şekil 5.13 : Hız kontrolü için çizilen köklerin yer eğrisi diyagramı	50
Şekil 5.14 : Ziegler-Nichols PID hız kontrolörü ile sistem cevabı	51
Şekil 5.15 : $K_{vt}=0.013$ için hız kontrolör sistem cevabı	52
Şekil 5.16 : $K_{vt}=0.025$ için hız kontrolörüne ait simulasyondan alınan sistem cevabı	53
Şekil 5.17 : $K_{vt}=0.015$ iken yükseklikteki değişim	54
Şekil 5.18 : $K_{vt} 0.025$ için yükseklikteki değişim	55
Şekil 5.19 : $K_{vt} 0.015$ değeri için hız kontrolörü basamak cevabı	56
Şekil 5.20 : Hız kontrolörü için Simulinkte oluşturulan diyagram.....	56
Şekil 5.21 : Yanlamasına kontrol sistemi yapısı	57
Şekil 5.22 : Yalpalama açısı değişimi p için bulunan köklerin yer eğrisi diyagramı.....	58
Şekil 5.23 : Sapma açısı iç çevrimi için köklerin yer eğrisi diagramı.....	63
Şekil 5.24 : Yana yatma açısı iç çevrimi için köklerin yer eğrisi diagramı.....	64
Şekil 5.25 : $K_{\psi}=0.5$ için köklerin yer eğrisi diyagramı	65

Şekil 5.26 : Sistemin yönlenme referans girişine birim basamak cevabı.....	66
Şekil 5.27 : Simulasyondan alınan 0.35 radyan (20.02 derece) girişe yönlenme cevabı.....	67
Şekil 5.28 : 0.35 radyan girişe karşılık gelen rudder cevabı	67
Şekil 5.29 : 0.35 radyan giriş için yana yatma açısı değişimi	68
Şekil 5.30 : 0.35 radyan girişe verilen p yana yatma açısal hız değişimi cevabı	68
Şekil 6.1 : LQR yükseklik kontrolörü	76
Şekil 6.2 : Yükseklik kontrolü için 20m cevabı(Q).....	77
Şekil 6.3 : 20 m girişi için hızdaki değişim(Q).....	78
Şekil 6.4 : 20 m girişi için yunuslama açısı (θ) değişimi(Q)	78
Şekil 6.5 : Yükseklik kontrolü için 20m cevabı(Q_1)	79
Şekil 6.6 : 20 m girişi için hızdaki değişim(Q_1).....	79
Şekil 6.7 : 20 m girişi için yunuslama açısı (θ) değişimi(Q_1)	80
Şekil 6.8 : İleri yönde hız kontrolü için kullanılan sistem şeması.....	81
Şekil 6.9 : LQR hız kontrolörünün 10m/slik değişime verdiği hız cevabı	82
Şekil 6.10 : LQR hız kontrolöründe hız için girilen 10m/s lik değişim için yükseklik değişimi	83
Şekil 6.11 : LQR hız kontrolöründe hız için girilen 10m/s lik değişim için yükseklik değişimi	83
Şekil 6.12 : Yanlamasına LQR kontrolör için MATLAB şeması.....	85
Şekil 6.13 : Lqr kontrolörde Ψ için değişim.....	85
Şekil 6.14 : LQR yanlamasına kontrolörde sapma açısı değişimi(rad/s).....	86
Şekil 6.15 : LQR yanlamasına kontrolörde Φ açısı(yana yatma açısı) değişimi.....	86
Şekil 6.16 : U hızındaki değişim(500adım=50s)	90
Şekil 6.17 : LQG kontrolör U hızındaki değişim yakınlştırılmış (500adım=50s).....	90
Şekil 6.18 : LQG kontrolör için yükseklikteki değişim.....	91
Şekil 6.19 : Yükseklik değerinde filtre kullanımı ve normal hal arasında oluşan farklar.....	91
Şekil 6.20 : Hız değerinde filtre kullanımı ve normal değerler arasındaki farklar	92
Şekil 6.21 : Yükseklik değerinde gürültülü değerler ve normal hal arasında oluşan farklar.....	92
Şekil 6.22 : Hız değerinde gürültülü değerler ve normal değerler arasındaki farklar	93
Şekil 6.23 : Diagonal elemanlardaki değişim(P_1 kovaryans matrisi)	93
Şekil 6.24 : 20 derece yönlenme cevabı	94
Şekil 6.25 : 20 derece için yönlenme cevabı yakınlştırılmış hal	95
Şekil 6.26 : r sapma açısında meydana gelen değişim	95
Şekil 6.27 : Sapma açı değerinde filtre kullanımı ve normal hal arasındaki farklar	96
Şekil 6.28 : Yönlenme açısında Kalman filtresi kullanımı ve normal hal arasında meydana gelen farklar.....	96
Şekil 6.29 : Sapma açısında gürültülü ve normal hal arasında meydana gelen farklar.....	97

Şekil 6.30	: Yönlenme açısında gürültülü değerler ve normal hal arasında meydana gelen farklar	97
Şekil 6.31	: Yanlamasına filtre uygulamasında P_2 matrisi diagonal elemanların değişimi	98
Şekil 7.1	: Bulanık mantık temelli sistemin temel yapısı	100
Şekil 7.2	: Üyelik fonksiyonları tanımı	102
Şekil 7.3	: Çıkarım mekanizması	104
Şekil 7.4	: PD tipi bulanık mantık tipi kontrolör yapısı	105
Şekil 7.5	: Uzunlamasına yükseklik kontrolöründe hataya ait giriş üyelik fonksiyonları	107
Şekil 7.6	: Uzunlamasına yükseklik kontrolöründe hatanın değişimine ait giriş üyelik fonksiyonları.....	108
Şekil 7.7	: h-0ref bulanık kontrolörüne ait çıkış fonksiyonları	109
Şekil 7.8	: h-0ref kontrolörüne ait üyelik fonksiyonlarına dair yüzey diyagramı	109
Şekil 7.9	: Bulanık kontrolörde yükseklik 100 m basamak girildiğinde verilen cevap	111
Şekil 7.10	: Bulanık kontrolörde 100m giriş için hızdaki değişim.....	111
Şekil 7.11	: Bulanık kontrolörde 100 m giriş için elevatör açısındaki değişim	112
Şekil 7.12	: Bulanık kontrolörde yunuslama açısının zamanla değişimi	112
Şekil 7.13	: Sinyal aralığı belirleme metodu ile kazanç değeri eldesine dair grafik	114
Şekil 7.14	: 14m/s hız girişi için basamak cevabı	114
Şekil 7.15	: 14m/s giriş için yükseklik değişimi	115
Şekil 7.16	: Elevatör açısında 14m/s hız girişi için meydana gelen değişim ...	115
Şekil 7.17	: Yunuslama açısında 14 m/slik hız girişi için meydana gelen değişim	116
Şekil 7.18	: Yanlamasına bulanık kontrolör için hataya dair giriş üyelik fonksiyonları	117
Şekil 7.19	: Yanlamasına bulanık kontrolör için yana yatma açısı çıkış fonksiyonları	118
Şekil 7.20	: Yanlamasına bulanık kontrolöre ait yüzey diyagramı	118
Şekil 7.21	: Bulanık kontrolör için yönlenme değerindeki 0.35 radyan girişe verilen cevap	119
Şekil 7.22	: Bulanık kontrolörde 0.35 radyan girişe karşılık yana yatma açısı değişimi	119
Şekil 7.23	: Bulanık mantık yönlenme kontrolörü için dr dümen kontrol girişi değişimi.....	120
Şekil 7.24	: Yönlenme açısı için içsel kontrolör şeması (çıkış için katsayı K_{fl} , giriş için katsayılar K_1 ve K_2).....	120
Şekil 7.25	: Yanlamasına bulanık mantık temelli yönlenme kontrolör şeması	121

SEMBOL LİSTESİ

A_{uz}, B_{uz}	: Uzunlamasına durum matrisleri
A_{en}, B_{en}	: Yanlamasına durum matrisleri
C_l	: Atalet düzlemi
C_v	: Araç düzlemi
C_b	: Gövde düzlemi
C_w	: Hava düzlemi
u, v, w	: Değişik yönlerdeki hız değişkenleri
p, q, r	: Açısal hız değişkenleri
θ, Φ, ψ	: Açılarda değişkenleri
U_0, V_t	: Toplam hız
δ_r, δ_a	: Geri dümen ve elerondaki değişimler
δ_e, δ_t	: Elevatör ve güçteki değişimler
K_θ	: Yunuslama açısı çevrimi kazanç katsayısı
Θ_{ref}	: Yunuslama açısı referans değeri
x_w	: Wash-out filtre değişkeni
T_a, T_r, T_w	: Eleron, geri dümen ve wash-out filtresi için zaman sabitleri
J	: Kuadratik performans indeksi
Q, R	: Optimal kontrol için değişken ve kontrol değerleri ağırlık matrisleri
$\mu(x), \mu(y)$	: Bulanık üyelik fonksiyonları
α	: Hücüm açısı
β	: Yana kayma açısı
ω	: Açısal frekans
K_ψ	: Yönlenme açısı çevrimi kontrolör katsayısı

KÜÇÜK BİR İNSANSIZ HAVA ARACI İÇİN OTOPİLOT SİSTEMİ TASARIMI

ÖZET

Bu çalışmanın amacı küçük bir boyutta insansız hava aracı için otopilot sistemi tasarlamak ve değişik metodlarla tasarlanan sistemlerin etkinliğini karşılaştırmaktır.

Bu amaç için öncelikle istenilen boyutlara yakın bir UAV olan ve çeşitli araştırmalarda kullanılan bir araca ait değerler bulunmuş ve bu lineerleştirilmiş değerler üzerinden bulunan durum denklemleri yardımı ile kararlılık değerleri incelenmiştir. Uzunlamasına ve yanlamasına kontrolör tasarımının 3 metodla yapılmasına karar verilmiştir.

Klasik metod kullanılarak uzunlamasına yunuslama açısı kontrolörü,yükseklik kontrolörü ve hız kontrolörü ayrı ayrı transfer fonksiyonları köklerin yer eğrisine göre incelenerek ve istenilen cevap değerleri gözönünde tutularak tasarlanmıştır. P,I ve D etkiler ve sistemin beraberce cevabı gözönünde tutularak değerler belirlenmiştir. Yanlamasına ise değişik hatlardan kararlılığı artırıcı geri beslemeli bir tasarım yapılmış ve bir yönlenme kontrolörü tasarlanmıştır.

İkinci bir metod olarak lineer kuadratik regülatör tasarımı seçilmiştir. Bu kontrolörü oluşturmak amacı ile optimal kazanç değerini bulacak metod belirlenmiş ve durum denklemlerinden yararlanarak değişik ağırlık matrisleri için kazanç değerleri bulunmuştur. Sonrasında ölçüm hatalarının bu kontrolöre etkisini göstermek amacı ile sisteme gürültü eklenmiş ve bir Kalman filtresi tasarımı yapılarak filtrenin etkinliği ve bozucular olması durumunda optimal kontrolörün durumundaki değişim incelenmiştir.

Son metod olarak ise bulanık mantık temelli bir kontrolör tasarımı kullanılmıştır. Giriş ve çıkış üyelik fonksiyonlarının değer aralıkları ve sayıları tahmin edilen ve bilinen bazı değerler vasıtası ile belirlenmeye çalışılmış yine kural tabanı basit seçilerek kolay kontrol edilebilir ve basit bir dizayn olmasına dikkat edilmiştir. Giriş ve çıkış katsayıları ile ilgili düzenlemeler yapılarak sonuçlar iyileştirilmeye çalışılmıştır.

Tasarımlar yapıldıktan sonra her bir kontrolörün etkinliğinin kıyaslanması amacı ile bazı benzer şartlardaki cevap değerleri bulunmuş,avantaj ve dezavantajları sıralanmıştır.

AUTOPILOT SYSTEM DESIGN FOR A SMALL UNMANNED AIR VEHICLE

SUMMARY

The purpose of this thesis is to design a control system for a small size UAV with different methods and to compare the efficacy of these systems.

For this aim the linearized equations of motion for a small size UAV is firstly obtained. Then the state space equations are used to check the stability characteristics of the UAV. Three different methods are used for the control system design.

Firstly classical control methods are used to design a longitudinal control system which includes a pitch angle controller, an altitude hold controller and a speed hold controller. Root locus of the transfer functions for different systems are investigated and P, I and D control effects are used to obtain the desired response characteristics. The lateral part of the control system is designed with several feedback loops to obtain the desired stability characteristics and a heading hold controller to obtain the desired heading value.

Secondly linear quadratic regulator is used to design a control system for the UAV. The method for obtaining the gain values is decided and the gain values are solved for different weighting matrices to make a comparison of their effects. In order to investigate the effect of Kalman filtering technique and the white noise on the overall response of the controller the system with white noise is then considered and the results are compared.

The third controller design is based on fuzzy logic. The range and quantity of the membership functions are selected with guessed and known values of the dynamic system. The rule base is kept simple to design the controller with ease with changing functions. The gain values are chosen and set as scalars in the last section of the design process so as to reach the desired response.

Finally the responses of the controllers under same conditions are obtained and the advantages of each design technique are examined.

1. GİRİŞ

1.1 Giriş

İnsansız hava araçları son yıllarda çeşitli kullanım amaçları nedeni ile hem resmi hem de özel araştırmaların konusu olmaktadır. Bu çeşit araçlar arama-kurtarma, çeşitli askeri görevleri yerine getirme, atmosferik araştırmalar yapma ve tarımsal veri toplama gibi bir çok amaçla kullanılmaktadırlar. Yeni çalışmalar ise hem askeri amaçlı hem de arama-kurtarma amaçlı mini ve mikro UAV boyutlarında araçların geliştirilmesi konusunda yapılmaktadır[1]. Araç boyutu küçüldükçe hem yapım maliyeti hem de kullanımı için gereken efor azalmaktadır. Hem askeri hem de özel amaçlı işler için bu sebeplerle küçük boyutta insansız hava aracı daha tercih edilebilir durumdadır. Bu tip araçların bir dezavantajı ise boyut değişikliği ile değişen aerodinamik koşullardır.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde amaç küçük boyutta bir insansız hava aracı için çeşitli kontrol yöntemleri kullanarak uzunlamasına ve yanlamasına kontrol sistemi tasarımı yapmak ve kontrol yöntemlerine ait sonuçları karşılaştırmaktır. Bu amaçla bir kaynak taraması yapılmış ve kullanılması düşünülen yöntemler olan klasik kontrol, optimal kontrol(LQR), bulanık mantık temelli tasarımlar öncelikli olmak üzere kontrol sistemleri tasarımı konulu makale ve yazılar incelenmiştir. Amaca uygun olarak Zagi UAV seçilmiş ve lineerleştirilmiş denklemler üzerinden bir tasarım yapılmaya çalışılmıştır. Denklemlerin çıkarılışı ve kararlılık incelenmesi de çalışmaya kontrol sistem tasarımının adımları olması bakımından dahil edilmiştir.

1.3 Kaynak Taraması

Kaynak taraması sırasında çeşitli hava araçları ve özellikle insansız hava araçları üzerine yapılmış modelleme ve kontrol sistemleri tasarımı konulu makaleler ve tez özetleri, tezler incelenmiştir. Ana hedef olarak tezde de kullanılması düşünülen klasik kontrol sistemi uygulaması, optimal kontrol sistemi için lineer kuadratik kontrol sistemi tasarımı ve bulanık mantık uygulamalarını temel alan kontrol sistemi

uygulamalarını içeren özetler daha dikkatlice gözden geçirilmiş,gülbüz kontrol ve non-lineer kontrol uygulamaları da modelde meydana gelen farklar ve kontrol sisteminin etkiliğinin anlaşılması ve gelecekteki çalışmalar açısından araştırmaya dahil edilmiştir.

Modelleme çeşitli şartlardaki sistemin kontrolü için önemli bir adımdır. UAV tipi araçlar için gerekli katsayılar önceden aerodinamik parametreleri bulmak için oluşturulan bir non-lineer model ve sonrasında uçuş testleri ile belirlenen değerler ile sağlanabilir [1]. Gerekli şartları sağlayan simulasyon programları ile de bu veriler test edilebilir. Model daha sonra lineerleştirilerek istenilen kontrol tasarımı için uygun hale getirilebilir [2,3,4]. Aynı şekilde farklı uçuş şartları için de model lineerleştirilerek katsayı ayarlama yöntemi ile genel bir kontrol sistemi tasarımına da gidilebilir [5].

Uçağa ait model istenilen şartlar için elde edildikten ve uzunlamasına ve yanlamasına durum denklemleri bulunduktan sonra çalışmalarda kararlılık kontrolü için köklerin yer eğrisi incelemesi yapılmıştır böylelikle küçük değişimlerin uçağın karakterine nasıl bir etkiye bulunacağı hesaplanmıştır [5,26]. Benzer şekilde uçağa ait denklemler simule edilerek de uçağın bilinen modlarda nasıl davranılacağı anlaşılabilir. Benzer bir çalışma yanlamasına dutch roll ve spiral modlar,uzunlamasına ise short period modu incelenerek yapılmıştır [9]. Aynı yöntemlerle elde var ise reel uçuş verileri ile katsayıları belirlenen modelin kıyaslanması olanağı da bulunmaktadır.

İncelenen çalışmalarda bu değerlendirmeden sonra hangi tür kontrol tasarımı yapılacağına karar verilmiştir. Örneğin klasik kontrol sistemleri kıyaslanarak bir sonuca varılmaya çalışılmış ya da robust bir kontrol tekniği olan Hsonsuz ve optimal kontrol LQG ile sonuç alınmaya çalışılmıştır [5]. Benzer kıyaslamalar Hsonsuz ve QFT sayısal geribesleme teorisi arasında da yapılmıştır [8].

İstenilen kontrol tasarımına karar verildikten sonra kontrolörün meydana getireceği kararlılık veya yön belirleme özelliklerine göre çevrimler oluşturulur. Örneğin küçük ölçekli bir uçak için kontrolör tasarımı klasik rol mod,yunuslama açısı kontrolü,hizalama ve yükseklik kontrolü için yapılan içiçe tasarım yerine uçuş eğrisine göre durumu takip edecek ve hataları belirlenen bir eğriden geçmek üzere düzelterek biçimde bir çalışma yapılmıştır,üçlü kontrol sistemi yüksekliği güç ve elevatör açısına göre olan denklemlerle,yatay pozisyonu eleron ve geri dümen açılarına göre olan denklemlerle ve yönsel kararlılığı yine eleron ve geri dümene göre çıkartılan denklemlerle ayrı ayrı PID kontrol yapısı uygulayarak kontrol etmektedir [10]. Bir diğer çalışmada ise hem uzunlamasına hem de yanlamasına

kontrol için klasik geribeslemeli çevrim kullanılarak köklerin yer eğrisi yardımı ile katsayılar belirlenmiştir,yunuslama açısı için bilinen yunuslama açısı ve açının değişimini içeren kararlılık arttırıcı çevrim,uzunlamasına toplam kontrol için hız kontrolü amaçlı hızı geri beslemeli olarak kullanan ve yunuslama açısına kattığı değişim gözönünde bulundurularak yunuslama açısı kontrolünün güncellendiği toplam çevrim,yanlamasına kontrolde ise rol mod kontrolü için yana yatma açı ve açı değişimini sapma açısı değişimi ile beraber ele alan bir çevrim kullanılarak katsayılar hesaplanmıştır [11]. Klasik kontrol yöntemleri bir çalışmada ise bulunan model için hücum açısı,yalpalama açısı ve hız kontrolü sağlayan bir kontrol sistemi tasarlamak için kullanılmıştır,uzunlamasına kontrolde hücum açısı ve yunuslama açısının kontrolü geri besleme ve PI kontrolör eklenerek sağlanmış,yanlamasına kontrolde sapma açısı dengeleyici bir yana yatma açısı kontrol sistemi yine PI kontrolör eklenmesi ile oluşturulmuştur [13]. Bir diğer çalışmada ise yükseklik,yönlenme,hız gibi dış kontrolörler PID olarak tasarlanmıştır. İç kontrolörler ise yanlamasına hareket için sırasıyla rol mod kontrol amaçlı yana yatma açısı ve yana yatma açı değişimi,sapma için sapma açısı değerleri ile,uzunlamasına hareket için yunuslama açısı ve yunuslama açısı değişimi ve uzunlamasına hız kontrolörlerdir [9]. Görüldüğü gibi değişik metodlar uygulanmakla birlikte genellikle uçağın uzunlamasına ve yanlamasına kontrolü için yunuslama,yana yatma ve sapma açılarına ve birbirleri ile etkileşimlerine dair iç kontrolörler ve yükseklik,uzunlamasına hız,yönlenme açısı gibi dış kontrolörler tasarlanmıştır. Klasik kontrol yöntemlerinin UAVler için de iyi sonuçlar verdiği bilinmektedir ve halen otopilot kontrol sistemlerinde de sıkça kullanılmaktadırlar [33].

Lineer kuadratik kontrol ve benzeri optimal kontrol teknikleri de birçok kontrol sistem tasarımı uygulamasında kullanılmıştır. Buradaki amaç kontrol için harcanılan enerjiyi de düşürmektir. Bunun için yapılan bir çalışmada “uzunlamasına kontrol sistemi” lineer kuadratik kontrol metodu ile önce tüm değişkenlerin bilindiği varsayılarak tasarlanmış sonrasında ise lineer kuadratik gaussian kontrolör için kalman filtresi uygulaması ile değişkenler hesaplatılmış ve kontrol tasarımı yinelenmiştir [14]. Aynı uygulamada ağırlık matrislerinin değerleri ile oynanarak kontrol ve enerji harcanmasına dair etkinlik değiştirilerek kontrol sistemi etkisi üzerindeki etkisi de incelenmiştir. Bir başka çalışmada ise önce tüm değişkenleri tahmin etme amaçlı bir observer tasarlanmış ve Riccati denklemi yöntemi ile minimize edilecek bir performans indeksi belirlenerek K katsayıları bulunmuştur,bulunan değişkenler ile daha sonra kutup yerleştirme tekniği kullanılarak observerin durumu incelenmiştir. Yine aynı çalışmada değişkenlerin integral değişimleri de gözönüne alınarak durum değişimi fonksiyonları belirlenmiş

ve bir kontrolör tasarımı yapılmıştır, sonuçlar ayrık zamanlı integral değişkenleri olmayan sistem sonuçları ile kıyaslanmıştır [5]. Bir başka çalışmada ise helikopter tipi UAVnin kontrolü için geliştirilen model üzerine önce klasik kontrol sistemi ile bir kontrolör tasarımı yapılmış ve optimal lineer kuadratik kontrol daha sonra uygulanarak bir kıyaslamaya gidilmiştir. Bu çalışmada öncelikle klasik LQR tasarımı ile sistemi referans değerlerine getirecek bir düzenlemeye gidilmiş ve integral değişkenlerini katarak son kontrolör tasarımı yapılmış ve etkinlik matrislerinin değişmesi hali incelenmiştir [16]. LQR tasarımı değişkenlerin bulunmadığı durumlarda observer tasarımını da gerektirmekte ancak uçuş kontrol değerlerinin belirli sınırlarda tutulması ve kolayca etkinlik matrislerinin ayarlanabilmesi özellikleri ile UAVlerde kullanılmaktadır.

UAVlerde kullanılan bir başka kontrol tasarım sistemi de bulanık mantık tabanlı olandır. Bu tip sistemler tasarım için uzman bilgisi gerekse de non-lineer sistemi sistem hakkında bilgimiz olmadan kontrol etmemizi sağladığı için yararlıdır. Bu tip bir sistem bir çalışmada UAVnin yükseklik kontrolünü PID kontrolörüne benzer şekilde tasarlanmış bulanık mantık temelli bir kontrolörle yapacak biçimde geliştirilmiştir, çalışmada sistem yükseklik farkı, farkın türevi ve farkların toplamını giriş olarak almakta ve hücum açısı olarak bir çıktı vermektedir. Burada önemli olan kısım başta belirtildiği gibi üyelik fonksiyonlarının ve kuralların istenen şartlara uygun olarak belirlenmesidir, simülasyon sonuçları bahsedilen çalışmada non-lineer bir model ile elde edilmiş ve bulanık mantık kontrolörünün iyi çalıştığını göstermiştir [17]. Bir başka çalışmada ise otopilot sistemi tüm UAV gidiş yolu ve hareketleri için tasarlanmış ve yönsel kayma, yatay kayma ve yükseklik farkı gibi değerler sistemde hata olarak kullanılmıştır. Yanlamasına kontrolör yönsel kayma ve yatay kayma değerlerini kullanarak eleron ve geri dümen için değerleri hesaplatmaya yaramaktadır, uzunlamasına kontrol ise elevatör için yalnızca yükseklik fark değerine bağlı olarak tasarlanmıştır [18]. Yatayda ve dikeyde hareket için basit bir kontrol sistemi yönsel açı farkı ve yatayda sapmaya dayandırılarak PD kontrolöre benzer şekilde üretilen ve sonrasında ise yapısal değişimleri de denetleyen bir iç kontrol mekanizması için bulanık mantık tipli kontrolör tasarlanan ve kazanç değerleri kontrolör üzerinden belirlenen bir çalışmada kontrolörün iç denetim için kullanılmasını göstermektedir. Çalışma sinir ağlarının da UAV modelleme ve kontrolünde kullanılmasını göstermesi açısından da önemlidir [19]. Bulanık mantık tipi kontrolörler uçuş kontrolü için sık kullanılmamasına rağmen konu ile ilgili araştırmalar yürütülmektedir.

Daha ileri tasarım teknikleri adaptif kontrol, robust kontrol tekniklerini içerir. Bu tekniklerden sık kullanılan bir tanesi Hsuz robust kontrol tekniğidir. Bu teknik

80lerde ikili Riccati denklemlerinden türetilmiş olup robust bir kontrolörü garanti etmektedir. Bir çalışmada Uav için ikili çevrimli kontrolör tasarımıdan dış kontrolörün Hsonsuz tekniği ile nasıl bulunabileceği çıkartılmıştır [8]. Burada kontrolör belirli bir M model yapısını izleyecek ve bu şekilde kararlı hal alacaktır.Kontrol etmek istenilen değişkenler burada yükseklik ve dikey hız olarak alınmış ve sistem bir ön bir de son düzenleyiciden oluşturulmuştur. Dizaynda daha geniş bir bakışa izin vermesi nedeni ile bu yöntem daha iyi sonuçlara götürebilir. Bunun dışında adaptif kontrol teknikleri de ileri kontrol teknikleri olarak UAVlere uygulanmıştır. Bu teknik genellikle non-lineer sistemleri nöral sinir ağları yardımı ile modelleme ve sonrasında adaptif modele dayalı kontrol uygulamaya dayalı olarak uygulanmaktadır.Başka bir çalışmada ise non-lineer adaptif kontrolün lineer kontrol tasarımıdan farkları sıralanmış ve non-lineer sistemlere uygulanan ve sistemi lineer-zamandan bağımsız eşdeğerine çeviren bir yöntem olan geribesleme lineerleştirmesi ile beraber sistem modellemesi için uygulanan sinir ağları tekniği kullanılmıştır. Aynı çalışma R-50 helikopter modeli için PD ve sinir ağları temelli 2 kontrolör çalışmasına ait sonuçları ve farkları da içermektedir [20]. Bir başka çalışmada ise uçağın kontrolü için uygulanan model temelli adaptif kontrol sistemi açıklanmıştır, çalışmada sistem sürekli güncellenen adaptif bir yapı vasıtası ile referans bir modele yakınlştırılmaya çalışılmaktadır [22]. Mikro hava araçlarının adaptif kontrol temelinde incelenmesi için bir tez çalışması yapılmıştır,çalışmada Lyapunov temelli model referans adaptif kontrolörler incelenmiş ve bir mikro UAVye yunuslama açısı ve yalpalama açısı kontrolü amaçlı L1 tipi adaptif kontrolör uygulaması yapılmıştır [23]. Model referans adaptif kontrol tekniği ile uzunlamasına hareket kontrolü uygulaması da yapılan çalışmalarda incelenmiştir. Model referans adaptif kontrol ve nöral ağ temelli adaptif kontrol önemli bir araştırma konusu olarak halen incelenmektedir [21].

Çalışmalarda kullanılması düşünülen her üç yöntemle ve daha ileri denebilecek bazı yöntemlerle değişik UAVlere kontrol sistemi tasarlandığı görülmüştür. Ancak çalışmamızda yapıldığı gibi küçük boyutta bir araç(UAV) için birkaç yöntemin bir arada kullanılarak kontrol sistemi tasarımının detaylı olarak hazırlandığı çalışmalar azdır. Hem yöntemlerin çeşitli oluşu ve klasik kontrol sistemi tasarımı teknikleri ve modern teknikler arasındaki farkı anlamamıza yaraması hem de bu boyutta bir araç için bu tarz bir çalışmanın ve karşılaştırmanın yapılmamış olması nedeni ile tezde farklı yöntemlerle kontrol sistemi tasarımına gidilmiştir.

2.HAREKET DENKLEMLERİ

2.1 Koordinat Sistemlerinin Tanımı Ve Euler Açıları

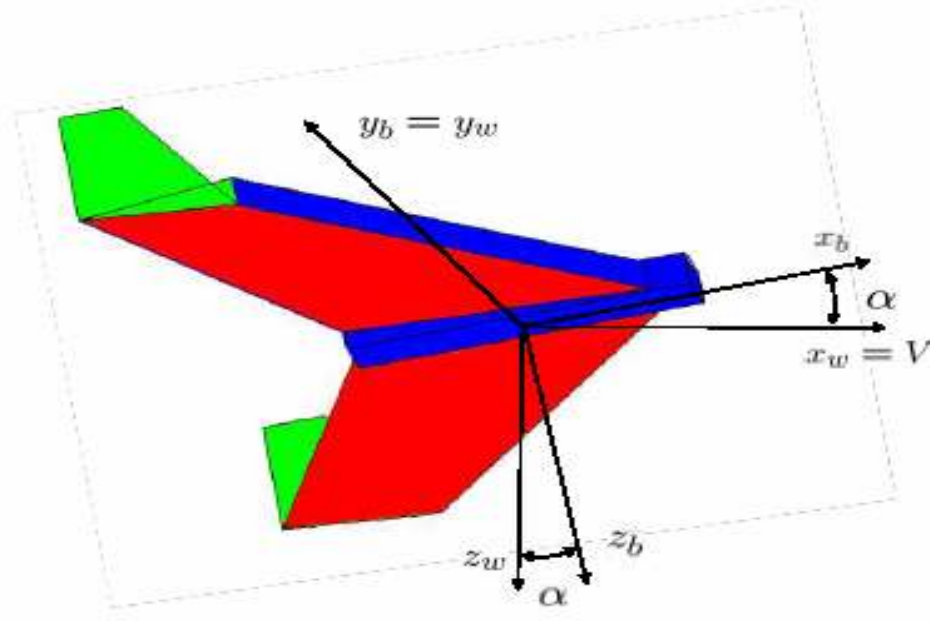
İnsansız hava araçları (UAV) ve diğer hava araçları için çeşitli koordinat sistemi tanımları yapılabilir ve Euler açıları dönüşümü ile istenilen hareket denklemleri elde edilebilir. Hareket denklemlerinin elde edilebilmesi için tanımlanan düzlemler şöyledir:

Atalet düzlemi(C_1): Bu koordinat sistemi dünyayı merkez alan ve orijini tanımlanan noktada bulunan bir sistemdir. X yönü kuzeyi,Y yönü doğuyu ve Z ise dünya merkezini işaret eder.

Araç düzlemi(C_v): Araç koordinat sisteminin merkezi aynı zamanda UAVye ait kütle merkezidir. Ancak C_v ve C_1 nın eksenleri çakışıktır.

Gövde düzlemi(C_b): Bu koordinat sisteminin de merkezi UAVnin kütle merkezidir. X yönü UAVnin burnundan dışarı,Y yönü eksen kanattan dışarı, Z yönü ise gövde ortasından dışarı olacak şekilde tanımlanmıştır. UAV hareket ettikçe gövde düzlemi sabit kalmaktadır.

Rüzgar düzlemi(C_w): Kaldırma kuvveti bir hücum açısı yardımı ile tanımlanır(α). Genellikle gövdeye bağlı eksen takımını hız vektörü ile bir hizada tutmak gereklidir. Bu nedenle rüzgar düzlemi tanımlanmıştır. Kısaca x-z eksenleri α hücum açısı yardımı ile X hız vektörü ile paralel olacak şekilde döndürülür ve Y ekseninin yönüne dokunulmaz ise rüzgar düzlemi elde edilmiş olur.

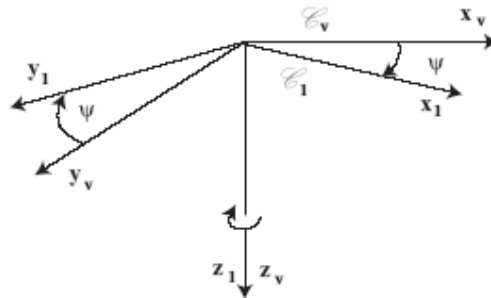


Şekil 2.1: UAVye ait düzlemler [15]

B alt indisi ile gövde ve w alt indisi ile rüzgar düzlemleri gösterilmiştir.

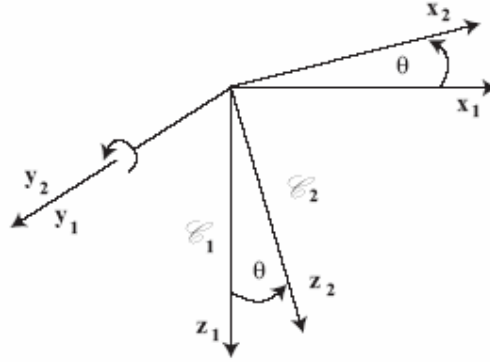
Hıza ait vektör rüzgar düzleminin üstünde tanımlanmıştır ve gövde düzlemi ile arasında α hücum açısı kadarlık bir açı vardır.

Verilen bir eksenel sistemin diğerine göre tanımlanması için açı dönüşümlerine ihtiyaç vardır. Eğer bu eksenlerden birini atalet düzlemi ve diğerini de uçağa bağlı gövde düzlemi olarak düşünersek Euler açıları dönüşümü olarak adlandırılan dönüşüm vasıtası ile iki düzlemin birbirine göre tarifi yapılabilir. Euler açıları θ, Φ ve ψ ile gösterilir ve yunuslama açısı, yana yatma açısı ve yönlenme açısı adları ile adlandırılırlar.



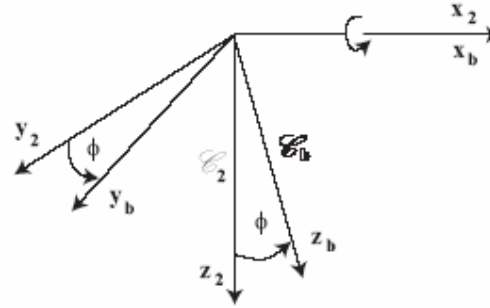
Şekil 2.2: Euler açıları ile 1.dönüşüm

İlk dönüşüm z eksenini etrafında yönelme açısı ile yapılır. Yeni bulunan düzlem C_1 ile gösterilebilir.



Şekil 2.3: Euler açıları ile 2.dönüşüm

İkinci adımda y eksenini etrafında bir dönüşüm yapılır. Bulunan düzlem C_2 ile gösterilebilir. İkinci dönüşümde kullanılan açı yunuslama açısıdır.



Şekil 2.4: Euler açıları ile 3.dönüşüm

3.dönüşüm ise yana yatma açısı kullanılarak x eksenini etrafında yapılabilir. Sonuçta atalet düzlemi olarak alınan düzlem ile gövde düzlemi arasında bir bağ kurulmuş olur.

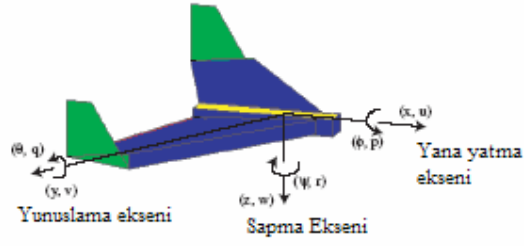
Dönüşüm matrisleri R_1, R_2 ve R_3 böylelikle bulunur:

$$R_1 = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$R_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 \cos(\phi) \sin(\phi) & 1 & 0 \\ 0 - \sin(\phi) \cos(\phi) & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$R_3 = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & 0 & -\sin(\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} x_{1son} \\ y_{1son} \\ z_{1son} \end{bmatrix} = R_1 R_2 R_3 \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$



Şekil 2.5: Eksenlerin tanımı ve değişkenlerin gösterilmesi [15]

Bulunan dönüş matrisleri kullanılarak hava düzleminde gövde düzlemine geçiş ise $\psi = -\beta$ ve $\theta = \alpha$ dönüşümleri yazılarak yapılır. Bu dönüşümle beraber hava düzleminde yazılan uçuş hızı U_0 dönüşüm matrisi ile çarpılarak gövde düzleminde her yöndeki hız bulunabilir.

Bulunan dönüşüm matrisine T_w^b dersek hızlara ait geçiş şu denklemle verilir:

$$\begin{bmatrix} U \\ V \\ W \end{bmatrix} = T_w^b V_w \quad (2.5)$$

Buradan belirlenen hız denklemleri şunlardır:

$$U = U_0 \cos \alpha \cos \beta \quad (2.6)$$

$$V = U_o (\sin \alpha \sin \phi \cos \beta + \sin \beta \cos \phi) \quad (2.7)$$

$$W = U_o (\sin \alpha \cos \phi \cos \beta - \sin \beta \sin \phi) \quad (2.8)$$

Hücum açısı ve yana kayma açısı ise şu denklemlerle tanımlanmıştır:

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{W}{U} \right) \quad (2.9)$$

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{V}{U_o} \right) \quad (2.10)$$

Euler açı değişimi oranları olan p,q ve r değerlerini de benzer dönüşümler yardımı ile bulmak mümkündür.

Bunun için R_2 ve R_3 dönüşüm matrisi kullanılabilir.

Dönüşüm matrisleri ile verilen denklemler ise şu şekildedir:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = R_2 R_3 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + R_3 \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Üç açı değişimine ait denklemler böylelikle bulunur:

$$p = \dot{\phi} - \dot{\psi} \sin \theta \quad (2.12)$$

$$q = \dot{\theta} \cos \phi + \dot{\psi} \sin \phi \cos \theta \quad (2.13)$$

$$r = \dot{\psi} \cos \theta \cos \phi - \dot{\theta} \sin \phi \quad (2.14)$$

Tablo 2.1: Eksen takımlarına göre değişkenler

Eksen	Lineer Yerdeğiştirme [m]	Lineer Hız [m/s]	Aerodinamik Kuvvet [N]	Açısal Yerdeğiştirme [rad]	Açısal Hız [rad/s]	Aerodinamik Moment [Nm]
Uzunlamasına (x_B)	x_B	u	X	ϕ	p	L yuvarlanma momenti
Yanlamasına (y_B)	y_B	v	Y	θ	q	M yunuslama momenti
Yönlemesine (z_B)	z_B	w	Z	ψ	r	N sapma momenti

2.2 Hareket Denklemlerinin Elde Edilişi

Bulunanlardan harekete ait denklemler elde edilebilir. Gövdedeki zamanla meydana gelen toplam momentum değişimini gözönüne alan Newtonun 2. kanunu kullanılarak şu denklemlere ulaşılır:

$$\sum F = \frac{d}{dt}(mV_t) \quad (2.15)$$

$$\sum M = \frac{dH}{dt} \quad (2.16)$$

Burada F ile toplam kuvvet, M ile toplam moment, m ile kütle, V_t ile hız ve H ile açısal momentum kastedilmiştir. Denklemler zaman içinde hızda meydana gelen değişimin cisme etkien toplam kuvveti etkileyeceğini ve zaman içinde açısal momentumda meydana gelen değişimini de toplam moment değişimine eşit olacağını vurgulamaktadır. Kuvvete ait denklemler şu şekilde bulunabilir:

$$\vec{F} = (ma_o) = m(\vec{V}_o)_e = m\left(\frac{d\vec{V}_o}{dt}\right)_e \quad (2.17)$$

Atalet düzleminden gövde düzlemine geçerek:

$$\left(\frac{d\vec{V}_o}{dt}\right)_e = \left(\frac{d\vec{V}_o}{dt}\right)_b + \vec{\omega}_{e,b}^b \times \vec{V}_o \quad (2.18)$$

V_o toplam hızı ve w açısal hızı için vektörel açılımlar yazılır ve çarpım da gerçekleştirilirse denklemin her eksenindeki kuvvet karşılıkları ile eşitlenmesiyle kuvvet denklemleri oluşturulabilir [4,27].

$$\vec{V}_o = \hat{i}U + \hat{j}V + \hat{k}W \quad (2.19)$$

$$\vec{w}_e^b = \hat{i}p + \hat{j}q + \hat{p}r \quad (2.20)$$

$$F_x = m(\dot{U} + qW - rV) \quad (2.21)$$

$$F_y = m(\dot{V} + rU - pW) \quad (2.22)$$

$$F_z = m(\dot{W} + pV - qU) \quad (2.23)$$

Benzer bir yoldan momente ait denklemler de bulunabilir.

$$\vec{H}_b = \sum r_b x \delta m \vec{V}_i \quad (2.24)$$

$$\vec{H}_b = \sum \delta m r_b x \vec{w}_{i,b}^b x \vec{r}_b \quad (2.25)$$

Eğer düzlem üzerindeki noktanın yerine ve açısal hıza ait vektörleri yazıp vektörel çarpım yaparsak H açısal momentumunu bulabiliriz.

$$\vec{w}_{i,b}^b = \hat{i}p + \hat{j}q + \hat{k}r \quad (2.26)$$

$$\vec{r}_b = \hat{i}x_b + \hat{j}y_b + \hat{k}z_b \quad (2.27)$$

$$\vec{H}_{xb} = \sum p \delta m (x_b^2 + y_b^2 + z_b^2) - \sum \delta m (px_b^2 + qx_b y_b + rx_b z_b) \quad (2.28)$$

$$\vec{H}_{yb} = \sum q \delta m (x_b^2 + y_b^2 + z_b^2) - \sum \delta m (qy_b^2 + px_b y_b + ry_b z_b) \quad (2.29)$$

$$\vec{H}_{zb} = \sum r \delta m (x_b^2 + y_b^2 + z_b^2) - \sum \delta m (rz_b^2 + qz_b y_b + px_b z_b) \quad (2.30)$$

Eylemsizlik momentleri ve bu momentlerin çarpımlarını bu denklemlerde yerine yazabiliriz.

$$I_x = \int (y^2 + z^2) dm \quad (2.31)$$

$$I_y = \int (x^2 + y^2) dm \quad (2.32)$$

$$I_z = \int (y^2 + x^2) dm \quad (2.33)$$

$$I_{xy} = \int xy dm \quad (2.34)$$

$$I_{yz} = \int yz dm \quad (2.35)$$

$$I_{xz} = \int xz dm \quad (2.36)$$

Uçağın xz düzleminde simetrik olduğu gözönüne alınarak çarpım eylemsizlik momentlerinin xz dışındakilerinin sıfır olduğu söylenebilir.

$$H_{xb} = pI_x - qI_{xy} - rI_{xz} \quad (2.37)$$

$$H_{yb} = qI_y - pI_{yx} - rI_{yz} \quad (2.38)$$

$$H_{zb} = rI_z - qI_{zy} - pI_{zx} \quad (2.39)$$

Toplam moment değişimi de sonuç olarak açısal momentum değişimine eşittir:

$$\vec{G}_b = \left(\frac{d\vec{H}_b}{dt} \right)_e = \left(\frac{d\vec{H}_b}{dt} \right)_b + \vec{\omega}_{e,b}^b \times \vec{H}_b \quad (2.40)$$

Gerekli vektör çarpımı bulunan denklemler kullanılarak ve H türevi kullanılarak yapılırsa her yöndeki moment değişimlerine ait şu denklemlere ulaşılır:

$$\sum \Delta L = \dot{p}I_x - \dot{r}I_{xz} + qr(I_z - I_y) - pqI_{xz} \quad (2.41)$$

$$\sum \Delta M = \dot{q}I_y + pr(I_x - I_z) + (p^2 - r^2)I_{xz} \quad (2.42)$$

$$\sum \Delta N = \dot{r}I_z - \dot{p}I_{xz} + pq(I_y - I_z) + qrI_{xz} \quad (2.43)$$

Harekete ait bu denklemler hareketi etkileyen aerodinamik, itme ve yerçekimi gücüne ait kuvvetlerinin denklemleri ile birleştirilerek genel denklemler elde edilir.

Denklemleri çıkartılmak istenilen UAV için de benzer bir yol izlenerek gerekli genel denklemler elde edilmiştir. Bundan sonra eğer non-lineer diferansiyel denklemler lineerleştirilebilirse her yöndeki değişkenlere ait durum denklemleri bulunabilir.

2.3 Lineerleştirme

Lineerleştirme için küçük değişimler yaklaşımı kullanılır. Eğer harekete ait denklemlerde her yönde denge durumundan bir sapma olduğu düşünülerek bir ekleme yapılırsa ve değişimlerin çarpımlarının her zaman küçük değerler aldığı varsayılarak bu değerler sıfıra eşitlenirse yeni lineerleştirilmiş denklemler elde edilebilir. Burada uçağa ait denklemlerin incelenmesi için kullanılan yöntem 6lı denklem takımını uzunlamasına ve yanlamasına olmak üzere ikiye bölmek ve incelemektir. Böylelikle F_x, F_z ve M denklemleri kullanılarak uzunlamasına ve diğer denklemlerden yola çıkarak yanlamasına hareket tanımlanabilir [4,31].

Bu denklem dönüşümü için yapılan kabullerden bazıları şunlardır:

- a) Uçağın bir bozucu etki verilmeden önce her zaman denge durumunda olduğu varsayılır.
- b) Uçak kütlelerinin zamanla değişmediği varsayılır.
- c) Uçak rijit bir cisim gibi gözönüne alınır.
- d) Dünya düzlemi atalet düzlemi olarak alınır ve dünyanın kendi dönüş hareketi yadsınır.

Sonuç olarak verilen kabullerle beraber küçük harflerle verilen değişkenler denge durumundan sapmayı belirtmek üzere denklemler şu hale dönüşür:

$$F_x = m(\dot{u}) \quad (2.44)$$

$$F_y = m(\dot{v} + rU_o) \quad (2.45)$$

$$F_z = m(\dot{w} - qU_o) \quad (2.46)$$

$$\sum \Delta L = \dot{p}I_x - \dot{r}I_{xz} \quad (2.47)$$

$$\sum \Delta M = \dot{q}I_y \quad (2.48)$$

$$\sum \Delta N = \dot{r}I_z - \dot{p}I_{xz} \quad (2.49)$$

Her denkleme ait aerodinamik kuvvet ve momentleri tahmin etmek için o yöndeki kuvvet veya momentin hangi değişkenlere bağlı olduğunu yazmamız gerekir. X yönündeki kuvvet için bu değişim denklemi şu şekilde yazılabilir:

$$\sum dF_x = \frac{\partial F_x}{\partial U} dU + \frac{\partial F_x}{\partial W} dW + \frac{\partial F_x}{\partial \dot{W}} d\dot{W} + \frac{\partial F_x}{\partial \theta} d\theta + \frac{\partial F_x}{\partial \dot{\theta}} d\dot{\theta} \quad (2.50)$$

X yönündeki aerodinamik kuvvetler ileri yöndeki hız, dikey hız, yunuslama açısı ve açı oranının değişiminden etkilenmektedir. Aynı şekilde itme kuvveti ve elevatör açısı değişimi gibi etkilerden de etkilenmektedirler.

$\frac{u}{U} = u'$, $\frac{w}{U} = \alpha'$, $\frac{\dot{w}}{U} = \dot{\alpha}'$ tanımları kullanılır ve her yönde q dinamik kuvveti ile oranlı olan katsayılar yazılırsa kararlılık ve kontrol stabilite katsayıları cinsinden denklemi ve benzer biçimde diğer denklemleri ifade etmek mümkün olur.

$$\sum \Delta F_x = U \frac{\partial F_x}{\partial u} u' + \frac{\partial F_x}{\partial \alpha} \alpha' + \frac{\partial F_x}{\partial \dot{\alpha}} \dot{\alpha}' + \frac{\partial F_x}{\partial \theta} \theta + U \frac{\partial F_x}{\partial \dot{\theta}} \dot{\theta} \quad (2.51)$$

İlk denklem de benzer bir dönüşümle yazılabilir:

$$\sum \Delta F_x = m\dot{u} = m\dot{u}\left(\frac{U}{U}\right) = mU \frac{\dot{u}}{U} = mU\dot{u}' \quad (2.52)$$

Denklemler eşitlenirse x yönündeki değişime ait şu bilinen denkleme ulaşılır:

$$\frac{mU}{Sq} \dot{u}' - \frac{U}{Sq} \frac{\partial F_x}{\partial u} u' - \frac{1}{Sq} \frac{\partial F_x}{\partial \alpha} \alpha' - \frac{1}{Sq} \frac{\partial F_x}{\partial \theta} \theta - \frac{1}{Sq} \frac{\partial F_x}{\partial \dot{\theta}} \dot{\theta} = \frac{F_{xa}}{Sq} \quad (2.53)$$

Denklem boyutsuz duruma getirilerek inceleme yapılabilir.

$$\frac{mU}{Sq} \dot{u}' - \frac{U}{Sq} \frac{\partial F_x}{\partial u} u' - \frac{1}{Sq} \frac{\partial F_x}{\partial \alpha} \alpha' - \frac{c}{2U} \frac{1}{Sq} \left(\frac{U}{2c}\right) \frac{\partial F_x}{\partial \dot{\alpha}} \dot{\alpha}' + \frac{mg}{Sq} (\cos\theta) \theta - \frac{c}{2U} \frac{1}{Sq} \frac{2U}{c} \frac{\partial F_x}{\partial \dot{\theta}} \dot{\theta} = \frac{F_{xa}}{Sq} = C_{fxa} \quad (2.54)$$

Böylelikle hareket denklemleri boyutsuz stabilite katsayılarına bağlı olarak ifade edilebilirler. X,Z yönünde hareket denklemleri ve M yönünde moment denklemleri şunlardır:

$$\frac{mU}{Sq} \ddot{u}' - C_{xu} u' - C_{x\alpha} \alpha' - \frac{c}{2U} C_{x\dot{\alpha}} \dot{\alpha}' + \frac{mg}{Sq} (\cos \theta) \theta - \frac{c}{2U} C_{x\dot{q}} \dot{\theta} = C_{fxa} \quad (2.55)$$

$$-C_{zu} u' + \left(\frac{mU}{Sq} - \frac{c}{2U} C_{z\dot{\alpha}} \right) \dot{\alpha}' - C_{z\alpha} \alpha' + \left(-\frac{mU}{Sq} - \frac{c}{2U} C_{z\dot{q}} \right) \dot{\theta} - C_w (\sin \theta) \theta = C_{fza} \quad (2.56)$$

$$-C_{Mu} u' - \frac{c}{2U} C_{M\dot{\alpha}} \dot{\alpha}' - C_{M\alpha} \alpha' + \frac{I_y}{Sq c} \ddot{\theta} - \frac{c}{2U} C_{M\dot{q}} \dot{\theta} = C_{Ma} \quad (2.57)$$

Benzer şekilde yanlamasına denklemler de elde edilebilir.

Verilen denklemlere itme kuvvetine ait değişimler de eklenirse boyutsuz katsayılar cinsinden genel hareket denklemleri bulunmuş olur.

3. UAV İÇİN DURUM DENKLEMLERİ

3.1 Zagi UAV

Kontrol sistemi tasarımının yapılması amacı ile küçük boyutta bir UAV olan Zagi seçilmiştir. Zagi normalde kontrol için eleron,elevatör ve güç girişini kullanmaktadır ancak geri dümen kontrol sistemi tasarımı ve karşılaştırılması için denklemlere mevcutmuş gibi eklenmiştir.

Zagi UAVye ait parametreler aşağıda verilmiştir. Stabilite katsayıları ve diğer değerler eklerde görülebilir ve kaynaklardan bulunabilir [6,15,32].

Tablo 3.1: Zagi UAV için parametreler

m	1.56 kg
J	$\begin{pmatrix} 0.1147 & 0 & -0.0015 \\ 0 & 0.0576 & 0 \\ -0.0015 & 0 & 0.1712 \end{pmatrix} (\text{Kg m}^2)$
S	0.2589 (m ²)
b	1.4224 (m)
$\bar{c}$	0.3302 (m)
S_{prop}	0.0314 (m ²)
ρ	1.2682
$C_{X\delta_t}$	1
k_{motor}	1

Parametrelerde S kanat alanını,c kord boyunu,b kanat açıklığını,S_{prop} motor tarafından süpürülen alanı,k pervaneli motora verilen güç ile çıkış hızı arasındaki doğrusal oranı,p hava yoğunluğunu ve C_{Xδ_t} ise güç girişine bağlı olarak etki eden boyutsuz stabilite katsayısını göstermektedir.

3.2 Zagi Uav İçin Hareket Deklemlerinin Oluşturulması

UAV üstünde etki eden kuvvet ve momentler sırası ile yerçekimi kuvvetleri,aerodinamik kuvvetler,ıtme gücü,kontrol organlarının etkisi ve atmosferik bozucular olarak gösterilebilir.

Bahsedilen etkiler ele alınıp 2.bölümdeki gibi hesaplanan hareket denklemleri ile eşitlenirse UAVye ait hareket denklemleri her değişken için bulunmuş olur.

Seçilen UAVye benzer prosedür uygulanarak bulunan durum değişkenlerine ait denklemler şu şekildedir.

Uzunlamasına harekette değişkenlere ait denklemler:

$$\dot{h} = u \sin \theta - v \sin \Phi \cos \theta - w \cos \phi \cos \theta \quad (3.1)$$

$$\dot{u} = rv - qw - g \sin \theta + \frac{\rho V^2 S}{2m} \left[C_{x0} + C_{x\alpha} \alpha + C_{xq} \frac{cq}{V} + C_{x\dot{\alpha}} \dot{\alpha} \right] + \frac{\rho S_{prop}}{2m} C_{prop} [(k\dot{\alpha})^2 - V^2] \quad (3.2)$$

$$\dot{v} = pw - ru + g \cos \theta \sin \phi + \frac{\rho V^2 S}{2m} \left[C_{y0} + C_{y\beta} \beta + C_{yp} \frac{bp}{2V} + C_{yr} \frac{br}{2V} + C_{y\dot{\alpha}} \dot{\alpha} + C_{y\dot{r}} \dot{r} \right] \quad (3.3)$$

$$\dot{w} = qu - pv + g \cos \theta \cos \phi + \frac{\rho V^2 S}{2m} \left[C_{z0} + C_{z\alpha} \alpha + C_{zq} \frac{cq}{2V} + C_{z\dot{\alpha}} \dot{\alpha} \right] \quad (3.4)$$

$$\dot{\phi} = p + q \sin \phi \tan \theta + r \cos \phi \tan \theta \quad (3.5)$$

$$\dot{\theta} = q \cos \phi - r \sin \phi \quad (3.6)$$

Yanlamasına harekette değişkenlere ait denklemler:

$$\dot{\psi} = q \sin \phi \sec \theta + r \cos \phi \sec \theta \quad (3.7)$$

$$\dot{p} = \Gamma_1 pq - \Gamma_2 qr + \frac{\rho V^2 S b}{4} \left[C_{p0} + C_{p\beta} \beta + C_{pp} \frac{bp}{2V} + C_{pr} \frac{br}{2V} + C_{p\dot{\alpha}} \dot{\alpha} + C_{p\dot{r}} \dot{r} \right] \quad (3.8)$$

$$\dot{q} = \frac{J_{xz}}{J_y} (r^2 - p^2) + \frac{J_z - J_x}{J_y} pr + \frac{1}{2J_y} \rho V^2 c S \left[C_{mo} + C_{M\alpha} \alpha + C_{Mq} \frac{cq}{V} + C_{M\dot{\alpha}} \dot{\alpha} \right] \quad (3.9)$$

$$\dot{p} = \Gamma_3 pq - \Gamma_4 qr + \frac{\rho V^2 S b}{4} \left[C_{ro} + C_{r\beta} \beta + C_{rp} \frac{bp}{2v} + C_{rr} \frac{br}{2V} + C_{r\dot{\alpha}} \dot{\alpha} + C_{r\dot{r}} \dot{r} \right] \quad (3.10)$$

Denklemlerdeki Γ değişkenleri J ler her eksene bağlı eylemsizlik momentini göstermek üzere şu şekilde tanımlanmışlardır:

$$\Gamma = (J_x J_z - J_{xz}^2) \quad (3.11)$$

$$\Gamma_1 = J_{xz} (J_x - J_y + J_z) / \Gamma \quad (3.12)$$

$$\Gamma_2 = J_z (-J_y + J_x + (J_{xz}^2) / \Gamma \quad (3.13)$$

$$\Gamma_3 = J_x (-J_y + J_z + (J_{xz}^2) / \Gamma \quad (3.14)$$

$$\Gamma_4 = J_{xz} (-J_y + J_x + J_z) / \Gamma \quad (3.15)$$

$$C_{po} = \frac{J_z}{\Gamma} C_{lo} + \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{no} \quad (3.16)$$

$$C_{p\beta} = \frac{J_z}{\Gamma} C_{l\beta} + \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{n\beta} \quad (3.17)$$

$$C_{pp} = \frac{J_z}{\Gamma} C_{lp} + \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{np} \quad (3.18)$$

$$C_{pr} = \frac{J_z}{\Gamma} C_{lr} + \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{nr} \quad (3.19)$$

$$C_{p\dot{\alpha}} = \frac{J_z}{\Gamma} C_{l\dot{\alpha}} + \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{n\dot{\alpha}} \quad (3.21)$$

$$C_{p\dot{r}} = \frac{J_z}{\Gamma} C_{l\dot{r}} + \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{n\dot{r}} \quad (3.22)$$

$$C_{ro} = \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{lo} + \frac{J_x}{\Gamma} C_{no} \quad (3.23)$$

$$C_{r\beta} = \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{l\beta} + \frac{J_x}{\Gamma} C_{n\beta} \quad (3.24)$$

$$C_{rp} = \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{lp} + \frac{J_x}{\Gamma} C_{np} \quad (3.25)$$

$$C_{rr} = \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{lr} + \frac{J_x}{\Gamma} C_{nr} \quad (3.26)$$

$$C_{r\delta a} = \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{l\delta a} + \frac{J_x}{\Gamma} C_{n\delta a} \quad (3.27)$$

$$C_{r\delta r} = \frac{J_{xz}}{\Gamma} C_{l\delta r} + \frac{J_x}{\Gamma} C_{n\delta r} \quad (3.28)$$

3.3 Sabitleme Şartı

3.3.1 Trim Şartı

Bir non-lineer sistem şu şekilde tarif edilebilir:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (3.29)$$

Burada x sistem durumunu ve u da kontrol girişlerini belirtir. Sistem için denge durumu şu şekilde bulunabilir:

$$f(\hat{x}, \hat{u}) = 0 \quad (3.30)$$

Eğer x girişleri ve u kontrol değerleri ile sistem dengede ise değişkenlerde bir değişiklik görülmez. Örnek bir durum UAV için kararlı bir uçuş durumudur. Bu durumda UAVye ait değişkenlerin bir alt kümesi denge durumundadır. Bu duruma literatürde trim durumu adı verilir ve wings-level, sabit yükseklik dönüşü, çıkış-iniş manevraları gibi trim durumları mevcuttur.

3.3.2 Bir Denge Durumu Civarında Lineerleştirme

Trim durumundaki değişkenler verilen bir minimizasyon fonksiyonu yardımı ile hesaplanarak değişik denge durumları bulunabilir. Ancak seçilen Zagi UAV için zaten lineerleştirilmesi yapılmış bir durumdan hareket edilecektir.

Zagi için verilen denklemlerden hareketle lineerleştirme yapılarak uzunlamasına ve yanlamasına denklemler elde edilebilir. Başta verilen non-lineer denklem 3.29 UAV için de geçerlidir.

Sabitlenen nokta civarında ise şu durum mevcuttur:

$$\hat{\dot{x}} = f(\hat{x}, \hat{u}) \quad (3.31)$$

Eğer denge durumundan bir sapma söz konusu olursa:

$$\tilde{x} = x - \hat{x} \quad (3.32)$$

$$\dot{\tilde{x}} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (3.33)$$

$$\tilde{\dot{x}} = f(x, u) - f(\hat{x}, \hat{u}) \quad (3.34)$$

$$\tilde{\dot{x}} = f(x + \tilde{x} - \tilde{x}, u + \tilde{u} - \tilde{u}) - f(\hat{x}, \hat{u}) \quad (3.35)$$

$$\tilde{\dot{x}} = f(\hat{x} + \tilde{x}, \hat{u} + \tilde{u}) - f(\hat{x}, \hat{u}) \quad (3.36)$$

denklemleri bulunur.

Taylor serisi açılımı yapılırsa;

$$\tilde{\dot{x}} = f(\hat{x}, \hat{u}) + \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{u})}{\partial x} \tilde{x} + \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{u})}{\partial u} \tilde{u} + \dots - f(\hat{x}, \hat{u}) \quad (3.37)$$

Zamanla denge noktası civarındaki değişimler şu denklemle ifade edilebilir:

$$\tilde{\dot{x}} \cong \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{u})}{\partial x} \tilde{x} + \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{u})}{\partial u} \tilde{u} \quad (3.38)$$

Lineerleştirme için o nokta etrafındaki $\frac{\partial f}{\partial x}$ ve $\frac{\partial f}{\partial u}$ değerlerini bulmak gerekir.

3.4 Durum Denklemleri

Uzunlamasına ve yanlamasına denklemleri ayrı ayrı ele alarak sonuca varmak mümkündür. Uzunlamasına hareket için değişkenler h, V, α, u, w, q ve θ ve yanlamasına hareket için değişkenler β, v, p, r, Φ ve ψ dir.

UAV hareketi için verilen ilk 5 denklem ele alınarak,yanlamasına değişkenler ($\beta=v=p=r=\Phi=0$) sıfıra eşitlenerek ve gerekli kabuller yapılarak ($\alpha = \arctan(\frac{w}{u}), Vt = \sqrt{u^2 + w^2}$) uzunlamasına lineerleştirilmiş denklemler bulunabilir.

Burada durum değişkenlerine ait matris şu şekildedir:

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial \dot{u}}{\partial u}\right), \left(\frac{\partial \dot{u}}{\partial w}\right), \left(\frac{\partial \dot{u}}{\partial q}\right), \left(\frac{\partial \dot{u}}{\partial \theta}\right), \left(\frac{\partial \dot{u}}{\partial h}\right) \\ \left(\frac{\partial \dot{w}}{\partial u}\right), \left(\frac{\partial \dot{w}}{\partial w}\right), \left(\frac{\partial \dot{w}}{\partial q}\right), \left(\frac{\partial \dot{w}}{\partial \theta}\right), \left(\frac{\partial \dot{w}}{\partial h}\right) \\ \left(\frac{\partial \dot{q}}{\partial u}\right), \left(\frac{\partial \dot{q}}{\partial w}\right), \left(\frac{\partial \dot{q}}{\partial q}\right), \left(\frac{\partial \dot{q}}{\partial \theta}\right), \left(\frac{\partial \dot{q}}{\partial h}\right) \\ \left(\frac{\partial \dot{\theta}}{\partial u}\right), \left(\frac{\partial \dot{\theta}}{\partial w}\right), \left(\frac{\partial \dot{\theta}}{\partial q}\right), \left(\frac{\partial \dot{\theta}}{\partial \theta}\right), \left(\frac{\partial \dot{\theta}}{\partial h}\right) \\ \left(\frac{\partial \dot{h}}{\partial u}\right), \left(\frac{\partial \dot{h}}{\partial w}\right), \left(\frac{\partial \dot{h}}{\partial q}\right), \left(\frac{\partial \dot{h}}{\partial \theta}\right), \left(\frac{\partial \dot{h}}{\partial h}\right) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Benzer şekilde kontrol girişlerin ait kısmi türevlere dair matris de yazılarak ve verilen kabuller ışığında hesap yapılarak sistemi tanımlamak için gerekli Auz,Buz uzunlamasına durum matrisleri bulunabilir. Hesaplamalar sonunda bulunan boutlu stabilite katsayılarına ait denklemler verilmiştir.

$$X_u = \frac{u\rho S}{m} [c_{x0} + c_{x\alpha} \alpha + c_{x\dot{\alpha}} \dot{\alpha}] - \frac{\rho S w c_{x\alpha} u}{2m} + \frac{\rho S \bar{c}_{xq} u q}{2mV} - \frac{\rho S_{prop} c_{prop} u}{m} \quad (3.40)$$

$$X_w = -q + \frac{u\rho S}{m} [c_{x0} + c_{x\alpha} \alpha + c_{x\dot{\alpha}} \dot{\alpha}] - \frac{\rho S V c_{x\alpha} u}{2m} + \frac{\rho S \bar{c}_{xq} w q}{2mV} - \frac{\rho S_{prop} c_{prop} w}{m} \quad (3.41)$$

$$X_q = -w + \frac{\rho S V c_{xq} q \bar{c}}{2m} \quad (3.42)$$

$$X_{\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} = \frac{\rho V^2 c_{\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} S}{2m} \quad (3.43)$$

$$X_{\hat{\alpha}} = \frac{\rho S_{prop} c_{xp} \delta_a h}{m} \quad (3.44)$$

$$Z_u = q + \frac{u \rho S}{m} [c_{zo} + c_{z\alpha} \alpha + c_{z\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} \delta \epsilon] - \frac{\rho S c_{z\alpha} w}{2m} + \frac{\rho S \bar{c}_{zq} u q}{m V} \quad (3.45)$$

$$Z_w = \frac{w \rho S}{m} [c_{zo} + c_{z\alpha} \alpha + c_{z\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} \delta \epsilon] - \frac{\rho S c_{z\alpha} u}{2m} + \frac{\rho S \bar{c}_{zq} u q}{m V} \quad (3.46)$$

$$Z_q = u + \frac{\rho S c_{zq} V \bar{c}}{2m} \quad (3.47)$$

$$Z_{\hat{\alpha}} = \frac{\rho S c_{z\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} V^2}{2m} \quad (3.48)$$

$$M_u = \frac{u \rho S \bar{c}}{J_y} [c_{mo} + c_{m\alpha} \alpha + c_{m\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} \delta \epsilon] - \frac{\rho S w \bar{c}_{mq} u}{2 J_y} + \frac{\rho S \bar{c}^2 c_{mq} u q}{2 J_y V} \quad (3.49)$$

$$M_w = \frac{w \rho S \bar{c}}{J_y} [c_{mo} + c_{m\alpha} \alpha + c_{m\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} \delta \epsilon] + \frac{\rho S \bar{c}_{mq} w}{2 J_y} + \frac{\rho S \bar{c}^2 c_{mq} w q}{2 J_y V} \quad (3.50)$$

$$M_q = \frac{\rho S c_{mq\epsilon} V \bar{c}}{2 J_y} \quad (3.51)$$

$$M_{\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} = \frac{\rho S c_{m\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} V^2 \bar{c}}{2 J_y} \quad (3.52)$$

$$Y_v = \frac{v \rho b S}{4m V_{air}} [c_{yp} p + c_{yr} r] + \frac{\rho S v}{m} (c_{yo} + c_{y\beta} \beta + c_{y\hat{\alpha}\bar{\epsilon}} \delta \alpha + c_{y\hat{\alpha}} r) + \frac{\rho S c_{y\beta}}{2m} \sqrt{u^2 + w^2} \quad (3.53)$$

$$Y_p = w + \frac{\rho S V_{air} b}{4m} c_{yp} \quad (3.54)$$

$$Y_r = -u + \frac{\rho S V_{air} b}{4m} c_{yr} \quad (3.55)$$

$$Y_{\hat{\alpha}i} = \frac{\rho S V_{air}^2}{2m} c_{y\hat{\alpha}i} \quad (3.56)$$

$$Y_{\hat{r}} = \frac{\rho S V_{air}^2}{2m} c_{y\hat{r}} \quad (3.57)$$

$$L_v = \frac{\nu \rho b^2 S}{8m V_{air}} [c_{pp} p + c_{pr} r] + \frac{\rho S b \nu}{2m} (c_{po} + c_{p\beta} \beta + c_{p\hat{\alpha}} \hat{\alpha} + c_{p\hat{r}} \hat{r}) + \frac{\rho S b c_{p\beta}}{4m} \sqrt{u^2 + w^2} \quad (3.58)$$

$$L_p = \Gamma_1 q + \frac{\rho S V_{air}^2 b}{8m} c_{pp} \quad (3.59)$$

$$L_r = -\Gamma_2 q + \frac{\rho S V_{air}^2 b}{8m} c_{pr} \quad (3.60)$$

$$L_{\hat{\alpha}i} = \frac{\rho S b V_{air}^2}{4m} c_{p\hat{\alpha}i} \quad (3.61)$$

$$L_{\hat{r}} = \frac{\rho S b V_{air}^2}{4m} c_{p\hat{r}} \quad (3.62)$$

$$N_v = \frac{\nu \rho b^2 S}{8m V_{air}} [c_{rp} p + c_{rr} r] + \frac{\rho S b \nu}{2m} (c_{ro} + c_{r\beta} \beta + c_{r\hat{\alpha}} \hat{\alpha} + c_{r\hat{r}} \hat{r}) + \frac{\rho S b c_{r\beta}}{4m} \sqrt{u^2 + w^2} \quad (3.63)$$

$$N_p = \Gamma_3 q + \frac{\rho S V_{air}^2 b}{8m} c_{rp} \quad (3.64)$$

$$N_r = -\Gamma_4 q + \frac{\rho S V_{air}^2 b}{8m} c_{rr} \quad (3.65)$$

$$N_{\hat{\alpha}i} = \frac{\rho S b V_{air}^2}{4m} c_{r\hat{\alpha}i} \quad (3.66)$$

$$N_{\hat{r}} = \frac{\rho S b V_{air}^2}{4m} c_{r\hat{r}} \quad (3.67)$$

Yanlamasına hareket için de verilen denklemleri önce kabuller ile sadeleştirerek ve sonra kısmi türevlerini her değişkene göre yazarak durum matrisleri hesaplanır. Meydana gelen durum denklemleri şöyledir:

$$\begin{pmatrix} \dot{u} \\ \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \\ \dot{h} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} (Xu)(Xw)(Xq)(-g \cos(\theta))0 \\ (Zu)(Zw)(Zq)(-g \sin(\theta))0 \\ Mu Mw Mq 0 0 \\ 0 0 1 0 0 \\ -\sin(\theta) -\cos(\theta) 0 t 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \\ h \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} X_{\dot{\alpha}} & X_{\ddot{\alpha}} \\ Z_{\dot{\alpha}} & 0 \\ M_{\dot{\alpha}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_e \\ \delta_t \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

$$t = u \sin(\theta) + w \cos(\theta) \quad (3.69)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{v} \\ \dot{p} \\ \dot{r} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} (Yv) & v & -u & g \cos(\theta) & 0 \\ (Lv) & (Lp) & (Lr) & 0 & 0 \\ (Nv) & (Np) & (Nr) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \tan(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sec(\theta) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v \\ p \\ r \\ \phi \\ \psi \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{\dot{\alpha}} & Y_{\ddot{\alpha}} \\ L_{\dot{\alpha}} & L_{\ddot{\alpha}} \\ N_{\dot{\alpha}} & N_{\ddot{\alpha}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Görüldüğü gibi 10 adet değişkene sahip uzunlamasına ve yanlamasına hareketi ifade eden iki durum denklem takımı bulunmuştur. Yönlenme açısına(Ψ) ait değer kolaylık için matrislere eklenmiştir.

Sonuçta Aviones adlı simülör programında ve çeşitli testler için kullanılan Zagi UAVlerde hesap için bulunmuş olunan lineerleştirilmiş durum denklemleri UAVmiz için elde edilmiş olur.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.71)$$

$$A_{uz} = \begin{bmatrix} -0.3356 & 1.3181 & -1.9276 & -9.6610 & 0 \\ -1.7916 & -3.9003 & 9.8215 & -1.7035 & 0 \\ 0.7020 & -3.5375 & -11.3920 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ -0.1736 & -0.9848 & 0 & 17.4865 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

$$B_{uz} = \begin{bmatrix} -0.7436 & 6.8728 \\ 3.7855 & 0 \\ 47.9170 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

$$u_{uz} = \begin{bmatrix} \delta e \\ \delta t \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

$$X_{uz} = \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \\ h \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

değerleri uzunlamasına denklemler için linerleştirilmiş şartlardan elde edilmiştir.

Yanlamasına ise matrisler şu şekildedir:

$$A_{en} = \begin{bmatrix} -1.0502 & 1.9276 & -9.8215 & 9.6610 & 0 \\ -1.2213 & -1.9155 & 1.0096 & 0 & 0 \\ 1.7255 & 0.0919 & -1.7198 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0000 & 0.1763 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0154 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

$$B_{en} = \begin{bmatrix} 0 & -1.8218 \\ 8.348 & 0 \\ 4.24 & -2.1272 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

$$u_{en} = \begin{bmatrix} \delta a \\ \delta r \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

$$X_{en} = \begin{bmatrix} v \\ p \\ r \\ \phi \\ \Psi \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

3.5 Transfer Fonksiyonlarının Eldesi

Durum denklemlerinden elevatör ve güç girişlerinin değişkenler üzerinde yaptığı değişim Laplace transformasyonu kullanılarak hesaplanabilir.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = C[sI - A]^{-1} B + D \quad (3.80)$$

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{C \text{adj}(sI - A)B - |sI - A|}{|sI - A|} \quad (3.81)$$

Burada $Y(s)$ çıkış fonksiyonu, $U(s)$ kontrol giriş fonksiyonudur. $|sI - A|$ determinant değeri ise karakteristik denklemi verir. Her bir denklemin çıkartılması için Matlab kodları kullanılmıştır, örneğin çıkış değişkenini A matrisindeki ilk durum olan ileri yöndeki hız olarak alarak ve durum değişimi fonksiyonunu kullanarak $\frac{u}{\delta e}$ ve $\frac{u}{\delta t}$ değişkenleri bulunabilir.

Statespacelongitudinal=ss(Auz, Buz,[1,0,0,0,0],0) komutu ile durum denklemlerini içeren model oluşturulur ve transferfunctionslong=tf(statespacelongitudinal) ile ileri yönde hıza ait denklemler bulunur [25,27,29].

$$\frac{u}{\delta e} = \frac{-0.7436s^3 - 98.75s^2 - 179.1s - 1779}{s^4 + 15.63s^3 + 88.02s^2 + 62.64s + 87.23} \quad (3.82)$$

$$\frac{u}{\delta t} = \frac{6.873s^3 + 105.1s^2 + 544.2s - 41.42}{s^4 + 15.63s^3 + 88.02s^2 + 62.64s + 87.23} \quad (3.83)$$

Benzer biçimde çıkış matrisi olarak adlandırılan C matrisinin okunabilen değerleri değiştirilerek δe ve δt nin dikine hız, yunuslama açısı, yunuslama açısının değişimi ve yükseklik üzerindeki etkisini veren transfer fonksiyonları da bulunabilir.

$$\frac{w}{\delta e} = \frac{3.785s^3 + 516.3s^2 + 179.1s + 828.5}{s^4 + 15.63s^3 + 88.02s^2 + 62.64s + 87.23} \quad (3.84)$$

$$\frac{w}{\delta t} = \frac{-12.31s^2 - 92.89s + 8.219}{s^4 + 15.63s^3 + 88.02s^2 + 62.64s + 87.23} \quad (3.85)$$

$$\frac{q}{\delta e} = \frac{47.92s^3 + 189.1s^2 + 168.1s}{s^4 + 15.63s^3 + 88.02s^2 + 62.64s + 87.23} \quad (3.86)$$

$$\frac{q}{\delta t} = \frac{4.825s^2 + 68.38s}{s^4 + 15.63s^3 + 88.02s^2 + 62.64s + 87.23} \quad (3.87)$$

$$\frac{\theta}{\delta e} = \frac{47.92s^2 + 189.1s + 168.1}{s^4 + 15.63s^3 + 88.02s^2 + 62.64s + 87.23} \quad (3.88)$$

$$\frac{\theta}{\delta t} = \frac{4.825s + 68.38}{s^4 + 15.63s^3 + 88.02s^2 + 62.64s + 87.23} \quad (3.89)$$

$$\frac{h}{\delta e} = \frac{-3.6s^3 + 346.5s^2 + 62.64s + 2433}{s^5 + 15.63s^4 + 88.02s^3 + 62.64s^2 + 87.23s} \quad (3.90)$$

$$\frac{h}{\delta t} = \frac{-1.193s^3 - 6.124s^2 + 81.35s + 1106}{s^5 + 15.63s^4 + 88.02s^3 + 62.64s^2 + 87.23s} \quad (3.91)$$

Üstte elevatör ve güç girişlerine karşılık gelen uzunlamasına değer çıkışları verilmiştir. Altta yanlamasına denklemlerden elde edilen transfer fonksiyonları da verilmiştir.

$$\frac{v}{\delta a} = \frac{-25.55s^2 + 36.49s + 195.2}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (3.92)$$

$$\frac{v}{\delta r} = \frac{-1.822s^2 + 35.2s + 157.5 + 154.4}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (3.93)$$

$$\frac{p}{\delta a} = \frac{8.348s^3 + 27.4s^2 + 211.9s - 33.36}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (3.94)$$

$$\frac{p}{\delta r} = \frac{10.86s^3 + 30.15s^2 + 176.5s - 27.48}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (3.95)$$

$$\frac{r}{\delta a} = \frac{4.24s^3 + 13.34s^2 + 47.08s + 189.2}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (3.96)$$

$$\frac{r}{\delta r} = \frac{-2.127s^3 - 8.454s^2 + 22.05s + 155.9}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (3.97)$$

$$\frac{\phi}{\delta a} = \frac{9.096s^2 + 29.76s + 220.2}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (3.98)$$

$$\frac{\phi}{\delta r} = \frac{10.48s^2 + 28.66s + 180.4}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (3.99)$$

$$\frac{\psi}{\delta a} = \frac{4.305s^3 + 13.55s^2 + 47.81s + 192.1}{s^5 + 4.686s^4 + 26.32s^3 + 44.27s^2 - 1.977s} \quad (3.100)$$

$$\frac{\psi}{\delta r} = \frac{-2.16s^3 - 8.585s^2 + 22.39s + 158.3}{s^5 + 4.686s^4 + 26.32s^3 + 44.27s^2 - 1.977s} \quad (3.101)$$

Görüldüğü gibi her bir durum değişkeninin giriş kontrol değerleri ile nasıl değiştiği bulunmuştur. Karakteristik denklemlerin incelemesi bir sonraki bölümde yapılmıştır.

4.KARARLILIK İNCELEMESİ

4.1 Uzunlamasına Kararlılık Hesapları

Kontrol sistemi tasarımının 3 metodla yapılacağından zaten bahsedilmişti. Öncelikli olarak UAVlerde daha sıkça kullanılan klasik kontrol sistem tasarımı kullanılmıştır. Bunun için karakteristik denklemler incelenip kararlılık artırıcı işlemler köklerin yer eğrisi metodu ile yapılmış,kontrolörler içinse P-I-D tipi yapılar kullanılmıştır. Alışlageldiği üzere uzunlamasına ve yanlamasına iki ayrı kontrol sistemi tasarımı yapılmıştır.

Kontrol sistemi tasarımından önce karakteristik denklemler incelenmiştir. Uzunlamasına harekete ait karakteristik denklemler şöyledir:

$$(s^2 + 15.043s + 78.0719)(s^2 + 0.587s + 1.1174) = 0 \quad (4.1)$$

Görüldüğü üzere uzunlamasına hareketin karakterini temsil eden iki ayrı denklem ve iki ayrı davranış biçimi vardır: Phugoid olarak adlandırılan,uzun zaman devam eden ve daha düşük sönümlemeye sahip olan ancak daha kolay kontrol edilebilen bir mod ve kısa periyod modu olarak adlandırılan,daha kısa sürede meydana gelen,yüksek sönümleme oranına sahip bir diğer davranış biçimi.

Kısa period modu ileri yönde hızın değişmediği ancak hücum açısı ve yunuslama açısı gibi değişkenlerin değiştiği bir davranış biçimi olarak bilinir. Phugoid davranış biçimiyse havada kinetik ve potansiyel enerjinin birbirine değişimi ile tasvir edilir ve bu modda hücum açısında fazla değişiklik olmadığı ancak ileri yönde hız ve yunuslama açısının değiştiği bilinir. Denkleme ait kökler incelenerek bu davranış biçimlerinin karakteristikleri bulunmaya çalışılmıştır [4,27,29,34].

Denklemin kökleri $-7.5215 + 4.6367i, -7.5215 - 4.6367i, -0.2935 + 1.0155i, -0.2935 - 1.0155i$ dir. Beklendiği gibi imajiner eksene yakın phugoid modu temsil eden iki kök ve imajiner eksenden daha uzak kısa periyod modunu temsil eden iki kök bulunmaktadır. Bu davranış biçimlerine ait açısal frekans,sönümleme faktörü,periyod

değerleri gibi değerler hesaplanmıştır. Köklerin eksenindeki durumu nedeni ile genelde kararlı bir durumun söz konusu olduğu söylenebilir.

Tablo 4.1: Kısa periyod modu ve phugoid moda ait değerler

Hareket	Açısal frekans	Sönümlleme f.	Periyod	Yarı genliğe inme
Kısa periyod	8.8538 rad/s	0.8513	1.3553 s	0.0917 rad/s
Phugoid	1.0566 rad/s	0.0815	5.9664 s	2.3509 rad/s

Üstte 1,2 kısa periyod moduna ve 3,4 phugoid moda ait olduğunu göstermek üzere iki moda ait w dogal frekans, ζ damperleme faktörü, T periyod ve t yarı genliğe düşme veya 2 kat genliğe çıkma zaman değerleri verilmiştir.

Kökler kararlı tarafta yer aldığı gibi sönümlleme faktörü ve açısal frekans değerleri de bu şartlarda verilen standart değerlerin üstündedir.

4.2 Yanlamasına Kararlılık Hesapları

Yanlamasına karakteristik denklem incelenerek de kökler bulunmuştur ve her davranış için kararlılık durumu gözden geçirilmiştir. Denklem şu şekildedir:

$$(s^2 + 2.5638s + 20.9734)(s - 0.0435)(s + 2.1658) = 0 \quad (4.2)$$

Yanlamasına denklem normalde 4.derecedendir ve temsil ettiği 3 adet mod vardır. Bunlar yana yatma, dutch roll ve spiral mod olarak adlandırılırlar [4,27,31].

Yana yatma hareketi rol mod adı ile adlandırılır. Eğer uçak kararlı değilse bu hareket bir bozuntu veya komut halinde sürekli olarak dönmenin olduğu tarafta artmaya yol açacaktır. Yana yatma gerçek bir kökle temsil edilir ve salınımsız 1.dereceden bir cevap verir. Genellikle düşük hücum açılarında kararlıdır.

Spiral uzaklaşma da 1.dereceden bir cevap verir ve gerçel bir kökle temsil edilir. Bu hareket hem yana sapma(yönsel sapma) hem de yana yatma hareketini içerir. Kararlı değilse dönme hareketi sırasında yana yatma hareketi artar ve uçak spiral bir biçimde hem yana yatma hem de sapma hareketi yapacaktır. Ancak spiral moddaki kararsızlığa belirli şartlar altında izin verilebilir.

3.hareket ise yana kayma açısı nedeni ile tetiklenen ve yana yatma ve sapma hareketleri ile birlikte üç değişkene bağlı olarak ortaya çıkan dutch roll hareketidir. Yönsel kararlılık spiral moda sürükleyecek kadar büyük değilse dutch roll modu gözkükür ve uçak dönme ve yalpalama hareketlerini osilasyonlu bir şekilde yapar.

Burada her 3 hareketi simgeleyen denklemlere ait kökler bulunmuştur.

Tablo 4.2: Yanlamasına harekete ait değerler

Hareket	Açısal frekans	Sönümlleme f.	Kök değeri	Zaman sabiti
Yana yatma	x	x	-2.1658	0.4616 s
Spiral mod	x	x	0.0435(kararsız)	16s (iki katına çıkma)
Dutch roll	4.58 rad/s	0.27	-1.282+4.397i, -1.282-4.397i	0.808 s

Bulunan sonuç yanlamasına denklemlerde spiral mod için bir pozitif kök olduğunu ve bu nedenle kararlılığın bu mod için bulunmadığını göstermektedir. Rol mod ise 2.1658 deki kök nedeni ile kararlıdır. Dutch roll mod değeri ise 0.27ye yaklaşan bir sönümlleme faktörünü ve 4.58 rad/s civarındaki açısal frekansı göstermektedir. Kararlı modlar için genliğin %36.8ine dönme zamanları ve kararsız mod için genliğin 2 katına çıkma zamanı verilmiştir.

5.KLASİK KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

5.1 Klasik Kontrol Sistemi

UAVnin değişik modlarda nasıl davrandığının belirleyicisi olan karakteristik denklemleri inceledikten sonra kontrol sistemi tasarımına başlanmıştır. Kontrol sistemi tasarımında birden fazla yol kullanılacağından daha evvel bahsedilmişti. Tasarıma klasik kontrol sistemi ile başlanmış,P-I-D yapılar kontrolörler kullanılmış,uzunlamasına ve yanlamasına denklemler köklerin yer eğrisi analizi metodu kullanılarak incelenmiştir. Uzunlamasına ve yanlamasına olmak üzere 2 ayrı kontrol sistemi tasarlanmıştır.

5.2 PID Kontrolör Yapısı

Kontrol organı olarak kullanılan yapılar $G(s)$ transfer fonksiyonlarına göre belirlenir ve farklı karakteristiklere sahiplerdir.Çeşitli kontrol tiplerini oluşturan 3 etki mevcuttur:

- 1)Orantı etki
- 2)İntegral etki
- 3)Diferansiyel etki

Bu etkilerin özellikleri elecek bölümlerde açıklanmıştır.

5.2.1 Orantı Etki(P)

Orantı etki kontrol organına giren hata değerinin bir kazanç katsayısı ile çarpılarak çıkış olarak beslenmesinden oluşur. O halde;

$$c(t) = Ke(t) \text{ dir.}$$

K değerine orantı sayısı veya kazanç adı verilir.

5.2.2 Integral Etki(I)

Integral etki giriş değeri olan hatanın integralini alır ve böylelikle;

$c(t) = \frac{1}{\tau_i} \int_0^t e(t) dt$ denkleminde hareketle toplam hatayı çıkışa bağlayan

$c(s) = \frac{1}{\tau_i s} e(s)$ bağlantısı sağlanır. Burada τ_i integral zaman adını alır.

5.2.3 Diferansiyel Etki(D)

Diferansiyel etki hatanın türevini alır ve böylece

$c(t) = \tau_d \frac{de(t)}{dt}$ ve $c(s) = \tau_d s e(s)$ olur. τ_d diferansiyel zamandır ve zaman

boyutundadır.

Diferansiyel etki hatanın türevini alır, sabit kalan hataya etki etmez. Diferansiyel etki hatanın türevini bularak bir değişim halinde harekete geçer ancak sabit hata üzerinde etkisi yoktur. Bu nedenle D etki tek başına bir kontrol sisteminde kullanılmaz.

Kontrol organı tipleri P, I ve D etkilerinin beraberce kullanılması ile oluşturulabilir.

5.2.4 Orantı Tipi Kontrol Organı

Kontrol etkinin tek başına kullanılması ile P tipi kontrol organı elde edilebilir.

$c(t) = K e(t)$ transfer fonksiyonu ise $\frac{C(s)}{E(s)} = K$ ile verilebilir. P kontrol organı

normal olarak kararlı bir çalışma oluşturur. K artırılarak sürekli rejim hatası düşürülebilecek olsa da sistem davranışı büyük değerler için kararsızlığa gidebilir.

5.2.5 Integral Tipi Kontrol Organı

Bazı durumlarda yalnızca integral etki kullanılarak kontrol organı elde edilebilir.

$c(t) = \frac{1}{\tau_i} \int_0^t e(t) dt$ ve transfer fonksiyonu $\frac{C(s)}{E(s)} = \frac{1}{\tau_i s}$ olur.

I etki sistemdeki hatayı sıfıra götürür ancak tek başına kullanıldığında yavaş bir cevap sağlar.

5.2.6 PI (orantı+integral) Kontrol

PI kontrol organının cevabı

$$c(t) = Ke(t) + \frac{K}{\tau_i} \int_0^t e(t)dt \text{ ve transfer fonksiyonu } \frac{C(s)}{E(s)} = K(1 + \frac{1}{\tau_i s}) \text{ şeklindedir.}$$

PI kontrol iki kontrol etkisini birleştirir ve sistemde sürekli rejim hatası sıfırdır. I etkisi sistemi sıfırda bir kök ekleyerek sürekli rejim hatasını sıfıra götürmektir. Ancak bu etki sistemin genel rejim cevabını etkilemektedir. Bu sebeple P etkisi kullanılarak istenen cevap elde etmeye çalışılır.

5.2.7 PD(orantı+diferansiyel) Kontrol

PD kontrol organının cevabı ,

$$c(t) = Ke(t) + K\tau_d \frac{de(t)}{dt} \text{ ve transfer fonksiyonu } \frac{C(s)}{E(s)} = K(1 + \tau_d s) \text{ dir.}$$

Burada K kontrol kazancı , τ_d ise diferansiyel zamanıdır.

PD kontrol organı D etkiden ötürü hızlı çalışır ancak sürekli rejim hatasına sahiptir. İstenilen çalışma noktasına sistemi getirmek için belirli şartlar altında bu tarz bir kontrolör kullanılabilir.

5.2.8 PID(orantı+integral+diferansiyel) Kontrol

Her bir etkinin davranış özelliklerine sahiptir. Üç etkinin biraraya gelmesi ile oluşur.

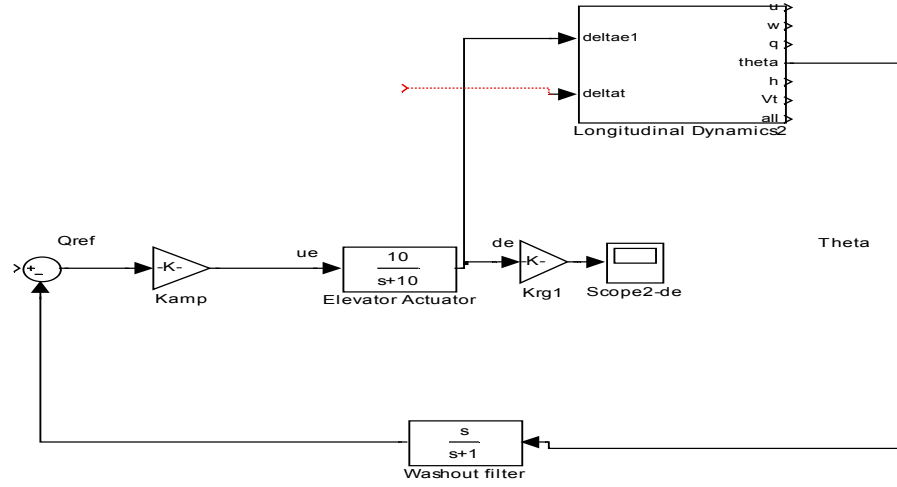
$$C(t) = Ke(t) + \frac{K}{\tau_i} \int_0^t e(t)dt + K\tau_d \frac{de(t)}{dt} \text{ şeklinde cevap verir ve transfer fonksiyonu } \frac{C(s)}{E(s)} = K(\frac{1}{\tau_i s} + 1 + \tau_d s) \text{ şeklindedir.}$$

PID kontrolör hızlı çalışır ve daimi rejim hatasını sıfıra taşır. Katsayıların uygun ayarlanması ile iyi bir kontrol sağlanabilir [28].

Kontrol sistemimizde P-I-D tipi etkiler yunuslama açısı,hız,yönlenme ve yükseklik kontrolü için kullanılmış ve aralarında karşılaştırma yapılarak uygun kontrolör seçilmeye çalışılmıştır. Katsayılar köklerin yer eğrisi metodu kullanılarak yapılan incelemede gerekli köklerin bulunması(K belirlenmesi) ve simüle etme,sinyal aralığı belirleme ile belirli kriterleri minimum yapacak değerleri arama gibi yöntemlerin birarada kullanılması ile elde edilmeye çalışılmış ve tasarımın basit olması isteği ile gerekli şartlar sistem için sağlandığında ileri kontrol yöntemlerine gidilmemiştir.

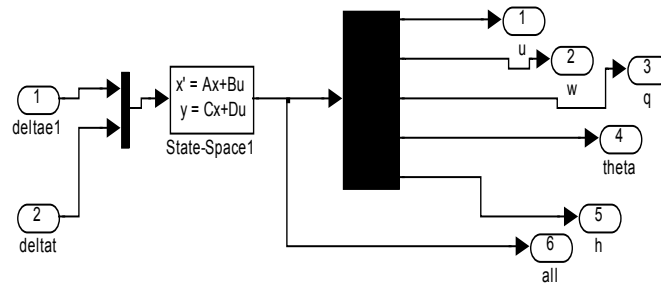
5.3 Uzunlamasına Klasik Kontrol Sistemi Tasarımı

Uzunlamasına kontrol hız kontrolü ve yunuslama momenti kontrolü olmak üzere iki iç bölüm ve dış kontrolör olarak yükseklik kontrolü kullanılacak şekilde düşünülmüştür. Yunuslama açısı için iç kontrol şeması şekildeki gibidir:



Şekil 5.1: Yunuslama açısı kontrolü için P kontrolör yapısı

UAVye ait uzunlamasına denklemler δe ve δt girişlerine karşılık gelen u, w, q, θ ve h çıkışlarını verecek biçimde durum denklemleri formunda elde edilmiş ve model şekilde görüldüğü gibi bir blok haline getirilmiştir.



Şekil 5.2: Uzunlamasına hareket denklemleri için Simulinkde oluşturulan blok

Buna göre δ e y i q değişimine bağlayan denklemden yola çıkarak ve elevatör aktuatörünü de hesaba katarak iç çevrim için bir köklerin yer eğrisi analizi yapıp K_q seçilebilir. Dış çevrimde ise washout filter yükseklik kontrolü için gerekli olan girişin sifıra yönlenmesi durumunda gereksiz sinyal üretimini durdurmak için tasarlanmıştır. θ açısına dayalı çevrimde ise P filtresi de kontrol için devreye sokulmuştur. Benzer biçimde K_θ değeri de köklerin yer eğrisi incelenerek seçilebilir.

5.3.1 Yunuslama Açı Değişimi ve Yunuslama Açısı Çevrimleri

Hem q hem de açı geri beslemesi yapılmasının nedeni öncelikle iç çevrimde kısa periyod moduna ait sönümlleme faktörü ve açısal frekans gibi değerleri istenilen değere getirmek ve sonrasında phugoid harekete ait değerleri ayarlamaktır. Ancak burada lineerleştirme yapılarak belirli uçuş şartı için bulunan ve katsayıları verilen denklemlerde görüldüğü gibi kısa periyod hareketine ait değerler herhangi bir ilave geri besleme olmaksızın istenilen sönümlleme faktörünü sağlamaktadır. Bunu kontrol etmek için MIL-F-8785C ordu standardı veya FAR ticari uçak standardı kullanılabilir ancak yine de yapılan yeni çalışmalarda kontrol için gerekli standartların küçük boyutta UAVler için daha değişik olması gerektiğine dair sonuçlar da bulunmuştur [4,7].

$$w_{1,2} = 8,8358 \text{ rad} / s, \xi_1 = 0.8513, T_{1,2} = 1.3553 \text{ sec}, t_a = 0.0917 \text{ rad/sec}$$

$$w_{3,4} = 1,0566 \text{ rad} / s, \xi_2 = 0.0815, T_{3,4} = 5.9664 \text{ sec}, t_b = 2.3509 \text{ rad/sec}.$$

Toplamda iç çevrimin de etkisi ile arttırılması istenebilecek olan kısa periyod mod damperleme faktörü 0.8513 gibi yüksek bir değerdedir. Bu sebeple tasarımda bir K_q iç çevrim değeri kullanmak yerine öncelikle phugoid harekete ait değerleri geliştirmek için bir K_θ geri besleme değeri belirlemeye karar verilmiştir.

Başka uçuş şartlarında değişecek bağlayıcı denklemler için yine de K_q nun etkisi incelenmelidir.

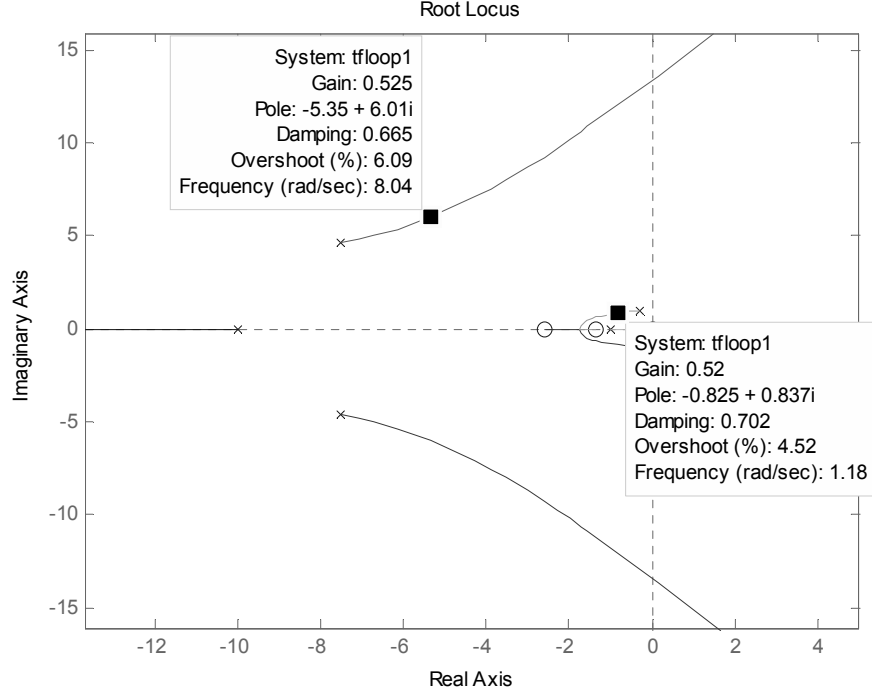
θ yunuslama açısı çevrimi için gerekli hesaplar yapılarak açık çevrim denklemini bulunan transfer fonksiyonlarından hesaplayabiliriz:

$$\frac{\theta}{ue} = \frac{479.2s^3 + 1891s^2 + 1681s}{s^6 + 26.63s^5 + 269.9s^4 + 1187s^3 + 1656s^2 + 1586s + 872.3} \quad (5.1)$$

Elevatöre ait transfer fonksiyonu ise elevatör zaman sabiti 0.1s olacak şekilde şöyle alınmıştır(modellenmiştir):

$$TF_{elevator} = \frac{-10}{s + 10} \quad (5.2)$$

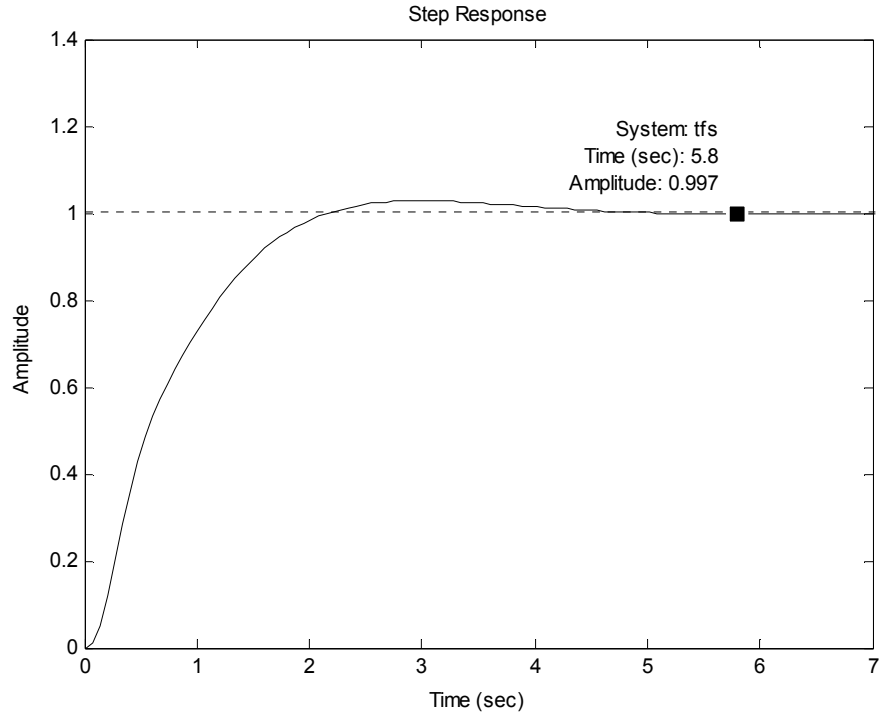
Negatif kazanç değerleri için bir köklerin yer eğrisi incelemesi yapılmaya çalışılmıştır



Şekil 5.3: Yunuslama aç kontrolü için köklerin yeri eğrisi ve kazanç değeri seçimi

K_0 geri beslemesi ile bulunan transfer fonksiyonuna ait köklerin yer eğrisi diyagramından K_0 nın 0,5e yakın değerleri için hem kısa period sönümlleme değerinin fazla düşmediği(0.665 civarında) hem de phugoid hareket değerlerinin üst seviyelere yaklaştığı görülmüştür örneğin sönümlleme oranı için yaklaşık 0.7. Bu sebeple yunuslama açısı geri besleme çevrimi kullanılarak phugoid mod değerleri düzeltilmiş, yunuslama açısı değişimi yani q geri çevrimi ise kullanılmamıştır. Wash-out filterın da etkisi ile oluşan çevrime ait transfer fonksiyonu ve basamak fonksiyon girişine cevabı şu şekildedir:

$$\frac{\theta}{\theta_{ref}} = \frac{2492s^8 + 7619s^7 + 94320s^6 + 584500s^5 + 1816000s^4 + 3062000s^3 + 3225000s^2 + 2244000s + 762500}{10^7(0.001s^{11} + 0.05226s^{10} + 1.197s^9 + 15.8s^8 + 131.2s^7 + 695.4s^6 + 2279s^5 + 4372s^4 + 5669s^3 + 4881s^2 + 2768s + 760.9)} \quad (5.3)$$



Şekil 5.4: Θ için kapalı çevrimde birim basamak cevabı

Görüldüğü gibi sistem kısa süre içinde kararlı hale gelmektedir ve sürekli rejim zaman hatası çok azdır.

Eşdeğer birim geribeslemeli sistem için transfer fonksiyonu şu şekilde verilebilir:

$$TF_{geribesleme} = \frac{G(s)}{1 + G(s)(H(s) - 1)} \quad (5.4)$$

Burada $G(s)$ elevatör aktüatörü ile yunuslama açısını elevatöre bağlayan denklemin çarpımı ile kazanç değerinin çarpımı, $H(s)$ ise wash-out filter fonksiyonudur [27].

Pozisyon sabiti denklemini zn sıfırları ve pn polleri göstermek üzere şu şekildedir:

$$Kp = \frac{k \times zn}{pn} \quad (5.5)$$

Sürekli rejim hatası ise pozisyon sabiti denklemi yardımı ile hesaplanabilir:

$$e_{\infty} = \frac{1}{1 + Kp} \quad (5.6)$$

Başka bir metoda ihtiyaç duymadan kazanç değeri pozisyon sabiti ve sürekli rejim hatası yardımı ile denetlenerek seçilebilir ancak burada bu değeri giderici bir tasarım sürekli hata değerinin 0.003 civarında çıkması ve bir sonraki çevrimde bir PID kontrolör uygulaması olması bakımından kullanılmamıştır.

5.3.2 H Yükseklik Kontrol Çevrimi

Yükseklik kontrol uygulaması için PID kontrolör kullanılması düşünülmüştür. Bu amaçla istenilen yunuslama açısı referans değerini yüksekliğe bağlayan transfer fonksiyonu bulunmaya çalışılmıştır. Öncelikle giriş referans ve çıkış yunuslama açısı değerlerini birbirine bağlayan çevrime ait transfer fonksiyonu bulunmuş, sonrasında h/δ_e ve θ/δ_e çarpımı ile elde edilen h/θ değeri ile birleştirilerek h/θ_{ref} fonksiyonu elde edilmiştir. Denklemin eldesine ve diğer uzunlamasına hesapların yapılışına ait kod verilmiştir. h/θ_{ref} denklemine dair bir köklerin yer eğrisi çalışması düzenlenmiştir.

$$\left(\frac{h}{\theta_{ref}} \right)_1 = \frac{-18.72(s-1045)(s+10)(s+7.34)(s+2.6)(s+1.34)(s+1)(s+0.88)}{s(s+1226)(s+11.33)(s+2.6)(s+1.35)(s+0.74)(s^2+0.59s+1.12)}$$

(5.7)

$$\left(\frac{h}{\theta_{ref}} \right)_2 = \frac{(s^2+0.58s+1.11)(s^2+0.587+1.117)(s^2+15.04s+78)(s^2+15.04s+77.9))}{(s^2+0.59s+1.12)(s^2+15.04s+75)(s^2+15.04s+78)(s^2+10.7s+65)}$$

(5.8)

$$\left(\frac{h}{\theta_{ref}} \right) = \left(\frac{h}{\theta_{ref}} \right)_2 \left(\frac{h}{\theta_{ref}} \right)_1 \quad (5.9)$$

Karasızlığa geçiş kazanç değerinin 0.299 civarında olduğu bulunmuştur. Bir PID kontrolör yapısına değişik şartlarda lineerleştirme yapıldığında denklemlerin durumu değişeceğinden ihtiyaç olabilir ve başta belirtildiği gibi kontrolörün bu tarz tasarlanması düşünülmüştür ancak ilginç bir özellik karakteristik denklemin kökleri incelenerek de görülebileceği gibi köklerin imajiner eksenin solunda olması ve h/θ arasındaki geçiş denklemlerinden ötürü zaten sıfırda integratör özelliğini sağlayan bir kökün bulunması dolayısı ile sadece P tip kontrolör uygulaması ile de istenilen

değerlere yaklaşılabilmektedir. Bu son özellik sinyal oluşturma MATLAB signal constraint arama metodu ile yapılan denemelerde de ortaya çıkmıştır ve ileride konudan bahsedilecektir. Sonuç olarak PD kontrolörün hızlı bir cevap ve yerleşme oranı için yeterli değerleri verdiği gözlenmiştir ve bu tarz bir tasarım yapılmıştır.

Öncelikle evvelce düşünülen PID kontrolör yapısı için Ziegler-Nichols tekniği ile hatanın integralini aza indirgeyecek şekilde kontrol uygulaması yapılmaya çalışılmış olup P,I ve D ye ait katsayılar hesaplanmıştır [31].

$K_{hpu}=0.299$ ve $w_u=2.35$ rad/s kiritik kazanç ve açısal frekans değerleri grafikten okunabilir.Buradan istenen kazanç değerleri hesaplanabilir.

Ziegler-Nichols kriterine göre kritik kazanç değerinin 0.6 katı orantı kontrol katsayısı olarak alınmalı ve integral,türev katsayıları buna göre belirlenmelidir [31,39].

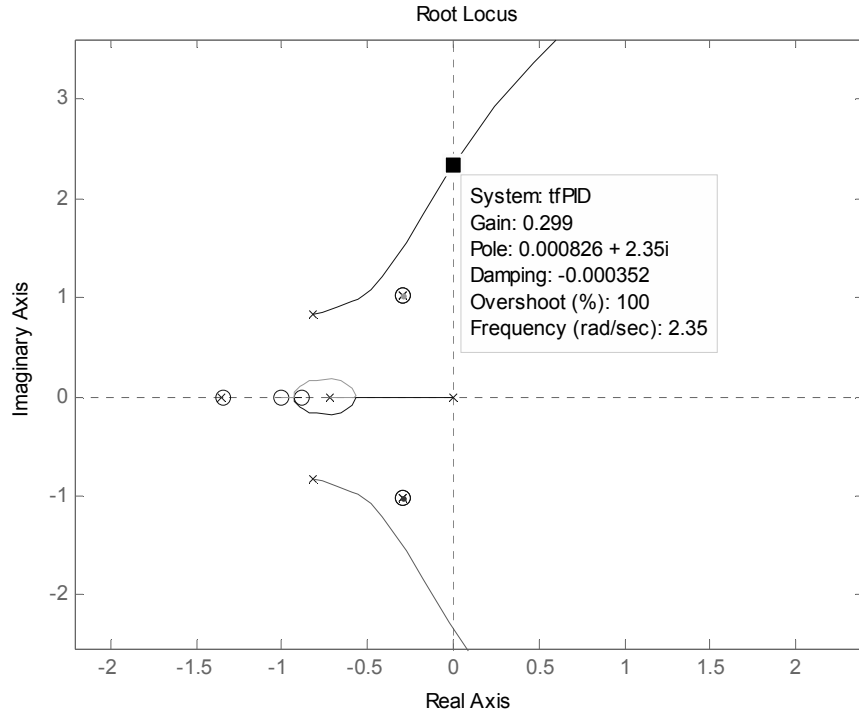
$$Tu = \frac{2\pi}{wu} = 2.72s \quad (5.10)$$

$$Kp = 0.6 \times Kpu = 0.1794 \quad (5.11)$$

$$Kd = 0.6 \times Kpu \times 0.125 \times Tu = 0.06 \quad (5.12)$$

$$Ki = \frac{0.6 \times Kpu}{0.5 \times Tu} = 0.134 \quad (5.13)$$

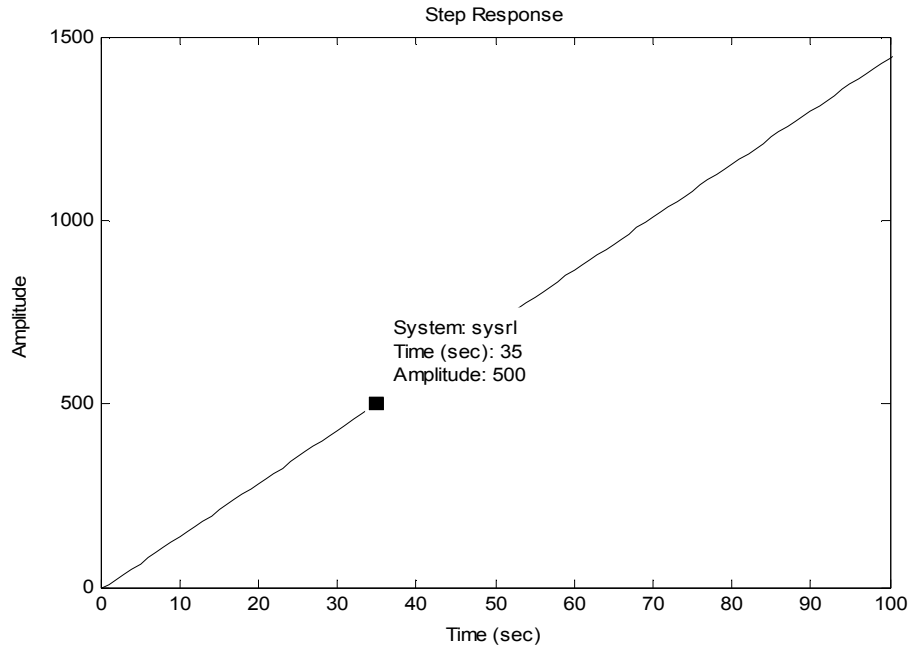
PID için Ziegler-Nichols metodu ile elde edilen değerler yukardadır. Girilen değerlere referans yunuslama açısını belirli limitlerde tutacak çözücülerin de eklenmesi ile kontrolör çalıştırılmış ve istenen değerlere yaklaşılmıştır. Hem yunuslama açısı hem de yükseklik değerleri kısa sürede istenilen değerlere yaklaşmaktadır.



Şekil 5.5: Yükseklik kontrolörü için köklerin yer eğrisi diyagramı

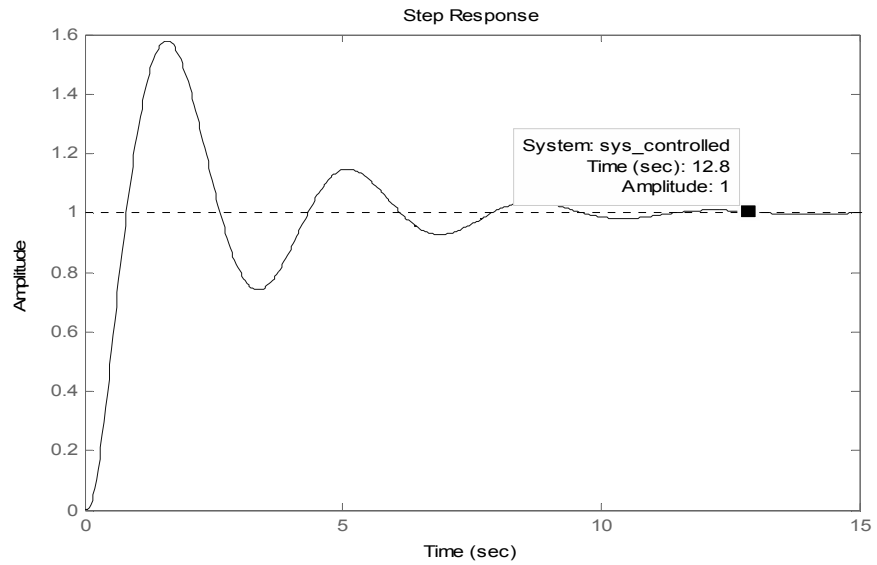
Ancak sistemde normal olarak V_t hız kontrolünden gelen dt güç girişlerinin bulunması ve cevabı etkilemesi, sistemin genel cevabının hızını ve aşma oranını daha etkili biçimde kontrol etme isteği nedeni ile kontrolör simülasyon üzerinden düzenleme (çıkış değerlerine ve grafiklerine göre kazanç katsayılarını ayarlama), sinyal cevap aralığı belirleyerek yönlendirme (optimizasyon yardımcısı altında MATLABda bulunan signal constraint ile referans çıkış sinyali belirleme) kullanılarak kazanç katsayıları bulma yöntemleri ile yeniden tasarlanmaya çalışılmıştır.

Sistemin (h/θ_{ref}) basamak fonksiyonuna cevabı aşağıdaki gibidir ve aşma zamanı ve oranı gelişimi gibi değerleri geliştirmek mümkün gibi gözükse de kontrol uygulanmamış sistemden ne kadar kararlı bir duruma götürüldüğü gözlemlenebilir.

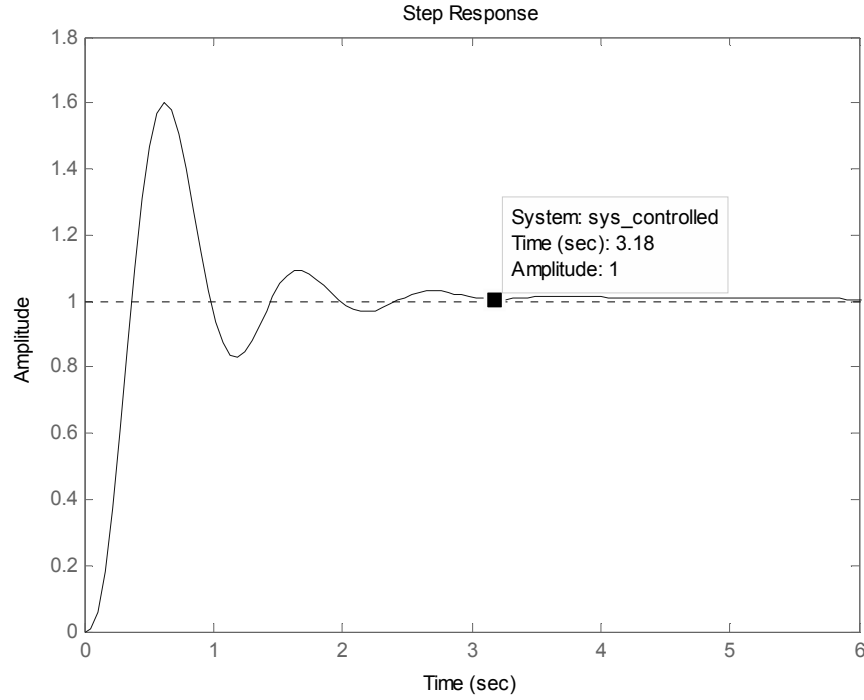


Şekil 5.6: Yükseklik sisteminin kontrolör değerleri girilmeden önce verdiği cevap

Simülasyonda bulunan değerler ve Ziegler-Nichols tekniği ile bulunan değerlere verilen cevaplar da gösterilmiştir. Simulasyonda $K_p = 0.58$, $K_i = 0.25$ ve $K_d = 0.2$ değerleri ile uygun bir cevap alındığı gözlenmiştir.

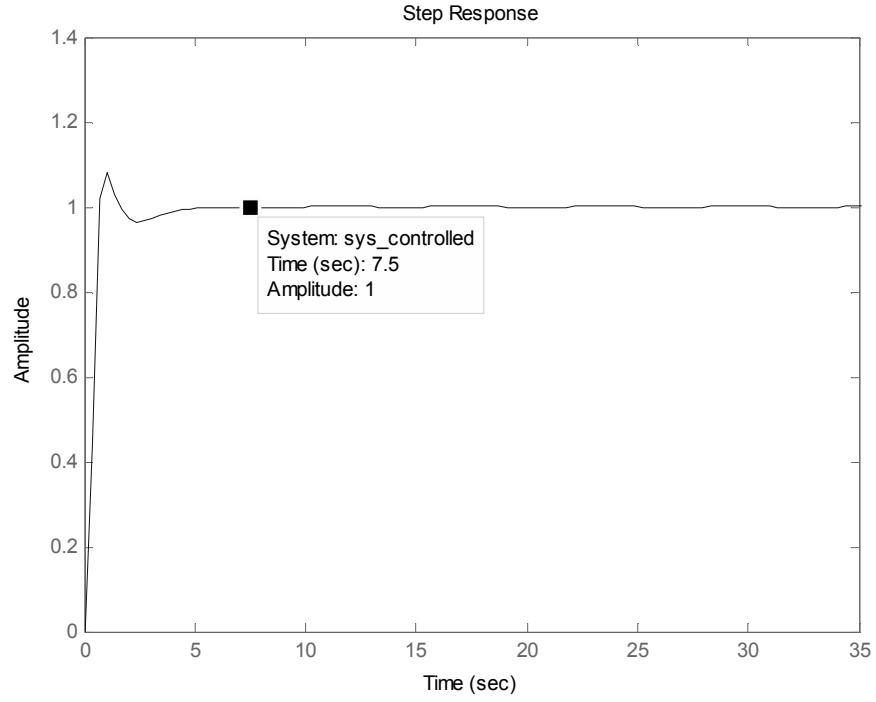


Şekil 5.7: Ziegler-Nichols değerleri ile yükseklik PID kontrolörünün verdiği cevap



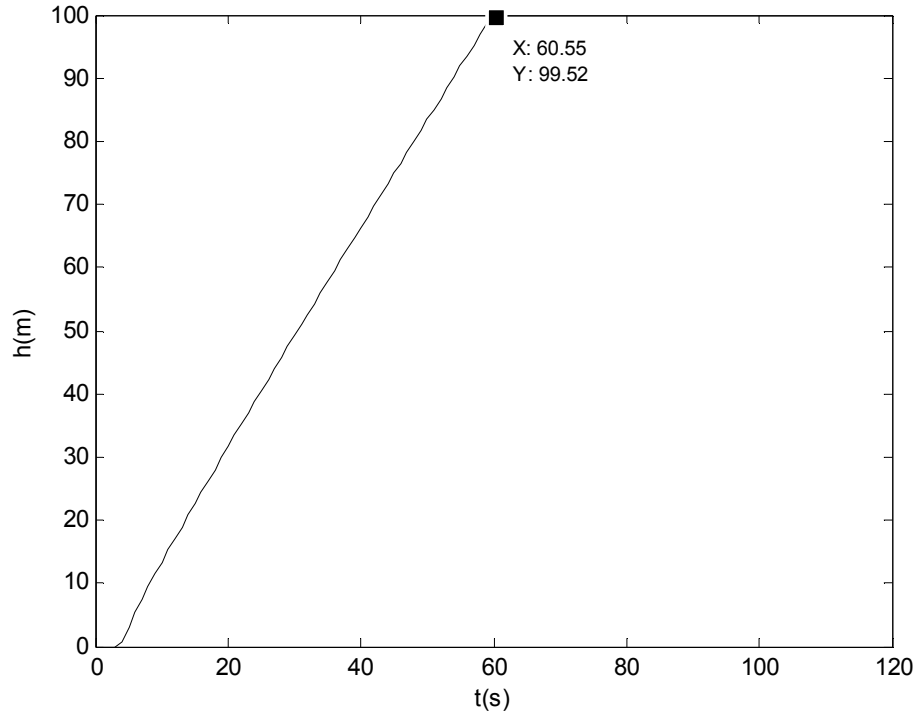
Şekil 5.8: Simülasyonda bulunan PID katsayıları değerleri ile yükseklik kontrolörünün basamak cevabı

Bu değerler gözönüne alındığında hatanın integralini minimize eden kontrolör değerlerin kullanılması istenilen değerler için bir adım olmaktadır. Ancak integral etkinin denklemin içinde olması ve karakteristik denklem köklerinin imajiner eksenin solunda yer alması nedeni ile katsayıları online olarak bulunan PID katsayılar veya hatayı minimize eden PID katsayılar yerine yalnızca Ziegler-Nichols tekniği ile bulunan P ve D katsayılarından hareketle belirli bir sönümlleme oranı ve yerleşme zamanının yakalanması için bir PD kontrolör tasarlanmıştır. K_p 0.1794 olarak seçilmiş, türev etki için hatayı küçük tutacak şekilde önceden seçilen değerinden başlayarak ve T_u değerinin sekizde biri yerine dörtte biri ve ikide biri gibi değerler alınarak denemeler yapılmıştır. Toplam hata değeri bu değişimlerden az etkilenmektedir ve K_d nin büyüyen değerleri için toplam değer artmaktadır. Ancak K_d nin küçük değerleri için cevabın yavaş olacağı bilindiğinden K_d 0.06 yerine 0.132 civarlarına ayarlanmıştır. Bu durumda açık çevrime -1.33de bir sıfır eklenmekte olup istenen hızlı ve titreşimsiz cevap sağlanmaktadır. Bu değerlerle bulunan basamak cevabı şu şekildedir:



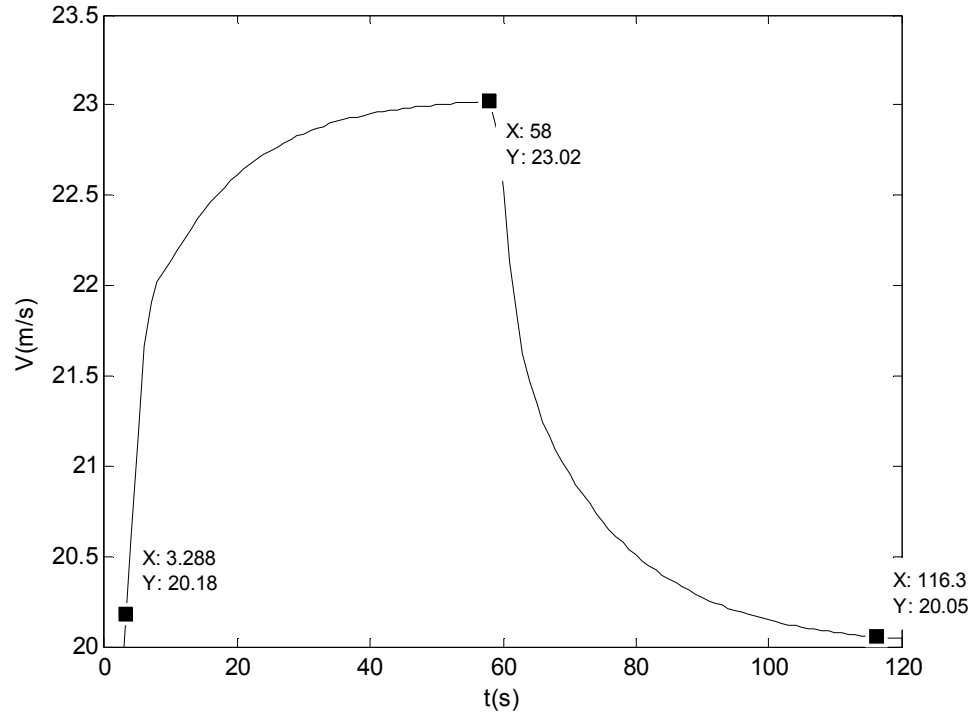
Şekil 5.9: PD kontrolörün birim girişe verdiği cevap

Örnek olarak bu değerlerle çalışan ve dt girişinin de hız kontrolü üzerinden sağlandığı sisteme $h=100$ m basamak girişinin verildiği ve hızın 20m/s de tutulmaya çalışıldığı durum verilebilir. Ayarlanan değerlerle sistem aşağıdaki şekilde dengeye gelmektedir.



Şekil 5.10: 100 m yükseklik girişine PD kontrolör ve hız kontrolör girişine sahip sistemin cevabı

Aynı durumda hız istenilen seviye olan 20m/s civarında tutulurken denge noktasından hemen önce 0,5m/s farkla istenilen değerine yaklaşmaktadır. Bulunduğu gibi PD kontrolör yükseklik kontrol sistemi için bu durumda daha basit bir tasarım olmaktadır ve etkilidir. Ancak sisteme ayarlanan yapı sonrasında girebilecek sabit bozucuların etkisi nedeni ile PID kontrolör uygulaması da kullanılabilir.



Şekil 5.11: Hız 20m/s değerinde tutulmaya çalışılırken sistemin verdiği cevap

Uygulanan diğer yöntemde ise Signal Constraint arayüzü $K_p=0.25$, $K_d \approx 0$ ve $K_i \approx 0$ değerlerini sinyal aralığı dar olacak biçimde ayarlanmasına rağmen seçmekte ancak genel sistemi titreşimli bir sürekli rejim haline getirecek kadar iyileştirebilmekte ve genelde istenen cevap daha fazla bir sürede elde edilebilmektedir. Aralık seçiminin iyileştirilmesi ile bu yöntemle de daha iyi bir sonuç elde edilebilir.

Eğer belirli bir uçuş şartı için lineerleştirme yapılarak denklemlerin bulunduğu düşünülürse $\frac{u}{V_t}$ ile $\frac{w}{V_t}$ oranlarının uçuşun tasarlanan kontrol değerlerinin işleyeceği kısmında sabite yakın kaldığı ve yana doğru hızın aynı şartlarda sifıra yakın olduğu varsayılarak verilen denklem yardımı ile hava hızını denklemlere eklemek üzere bir formül çıkarılabilir. Burada unutulmaması gereken oranların verilen denklemlerle paralellik gösterecek şekilde alındığıdır. Genellikle ileri yöndeki hızın hava hızına oranının yüksek olduğu düşünülebilir ancak burada değişik şartlarda lineerleştirme yapıldığı varsayılmıştır verilen denklemler incelenerek de bu görülebilir.

Diğer türevlere bağlı olarak oluşturulan bir 6. satır denklemlere V_t hava hızı denklemi olarak katılabilir. Bulunan yeni Auz matrisi şu şekilde gösterilmiştir:

$$A_{uzvt} = \begin{bmatrix} -0.3356 & 1.3181 & -1.9276 & -9.6610 & 0 & 0 \\ -1.7916 & -3.9003 & 9.8215 & -1.7035 & 0 & 0 \\ 0.7020 & -3.5375 & -11.3920 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1736 & -0.9848 & 0 & 17.4865 & 0 & 0 \\ -1.234 & -3.5261 & 9.1667 & 3.8967 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Yine önceden verilene benzer şekilde ölçülen değeri 6 durum değerinden biri olan hava hızı olarak seçersek güç aktuatörüne ait denklemi de zaman katsayısı 0.5s olacak şekilde alarak V_t/dt girişine ait incelenecek fonksiyonu bulabiliriz.

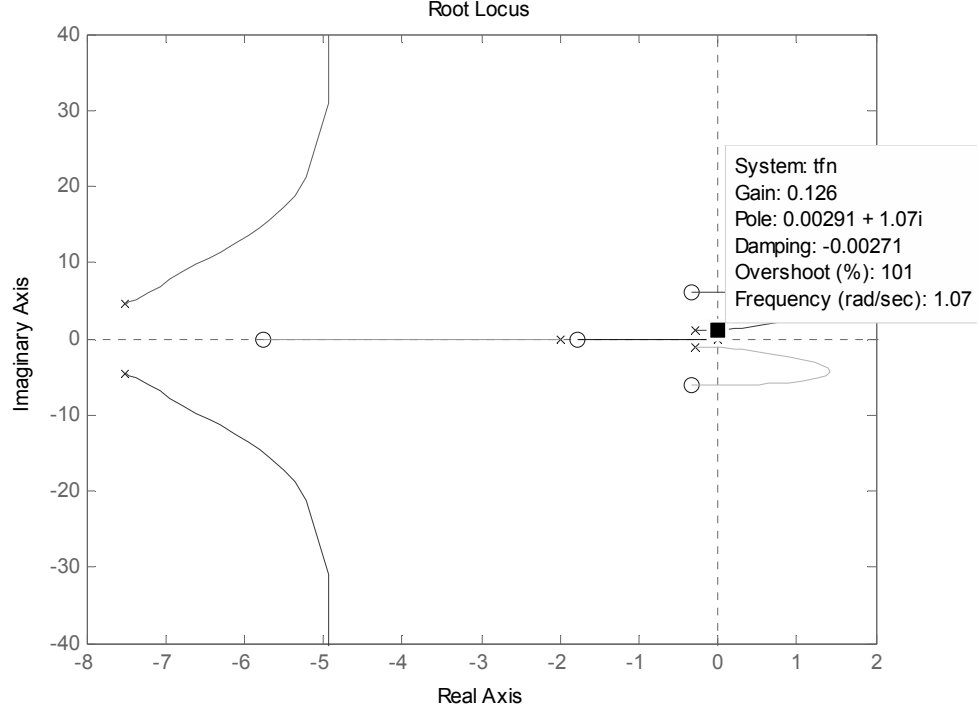
$$\frac{V_t}{dt} = \frac{1.146s^4 + 9.433s^3 + 58.81s^2 + 318.8s + 423.2}{s^5 + 15.63s^4 + 88.02s^3 + 62.64s^2 + 87.24s} \quad (5.16)$$

$$G_{\text{GüçAktüatörü}} = \frac{2}{s + 2} \quad (5.17)$$

Denklemleri birleştirerek açık çevrim fonksiyonu bulunur:

$$\frac{V_t}{ut} = \frac{2.292s^4 + 18.87s^3 + 117.6s^2 + 637.6s + 846.4}{s^6 + 17.63s^5 + 119.3s^4 + 238.7s^3 + 212.5s^2 + 174.5s} \quad (5.18)$$

Bu transfer fonksiyonuna ait köklerin yer eğrisi diyagramı şu şekildedir:



Şekil 5.13: Hız kontrolü için çizilen köklerin yer eğrisi diyagramı

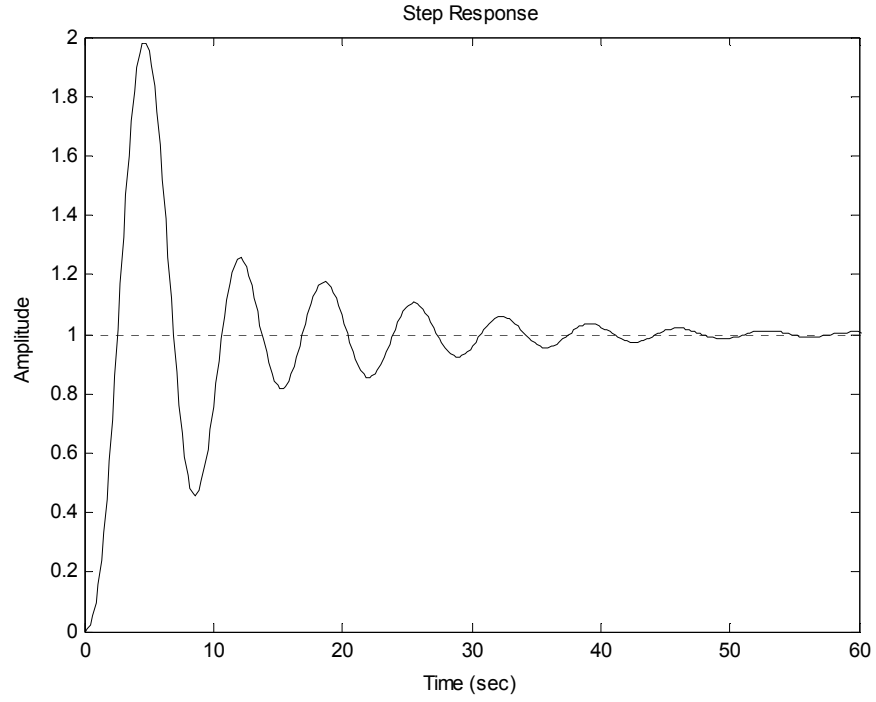
Görüldüğü üzere K_n ın küçük değerleri için ($K < 0.126$) sistem kararlı bir yapıdadır. Burada öncelikle Ziegler-Nichols tarafından önerilen yöntem kullanılmış ve yükseklik kontrolörü için tasarlanana benzer şekilde kullanılmıştır. Kritik değerler $K_{hpu} = 0.126$ ve $w_u = 1.07$ rad/s dir. Katsayılar şöyle hesaplanabilir:

$$T_u = \frac{2\pi}{w_u} = 5.8721s \quad (5.19)$$

$$K_p = 0.6 \times K_{pu} = 0.6 \times 0.126 = 0.0756 \quad (5.20)$$

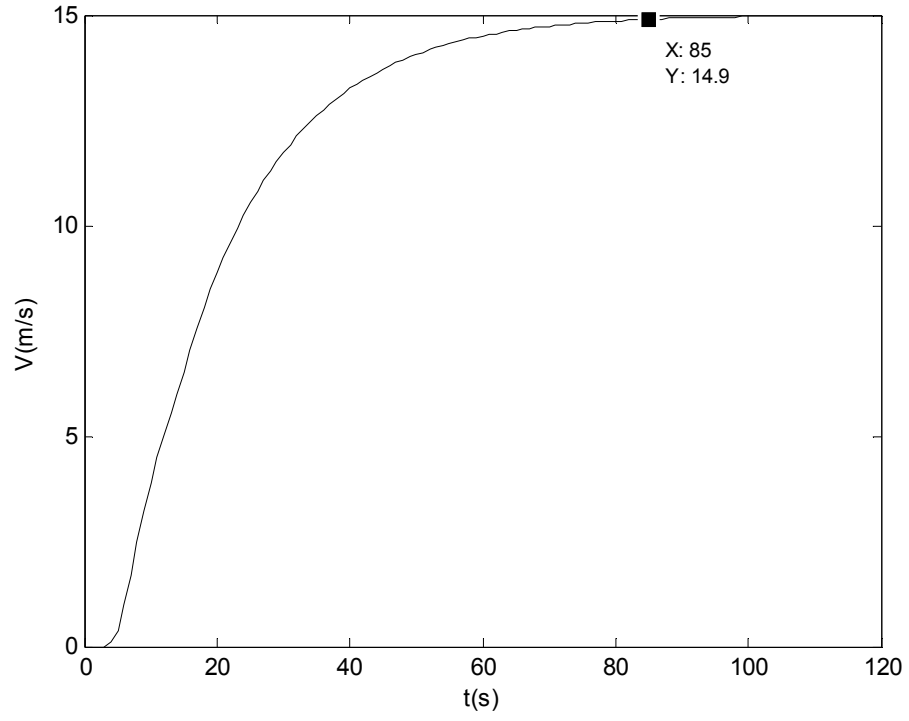
$$K_d = 0.6 \times K_{pu} \times 0.125 \times T_u = 0.0257 \quad (5.21)$$

$$K_i = \frac{0.6 \times K_{pu}}{0.5 \times T_u} = 0.0555 \quad (5.22)$$



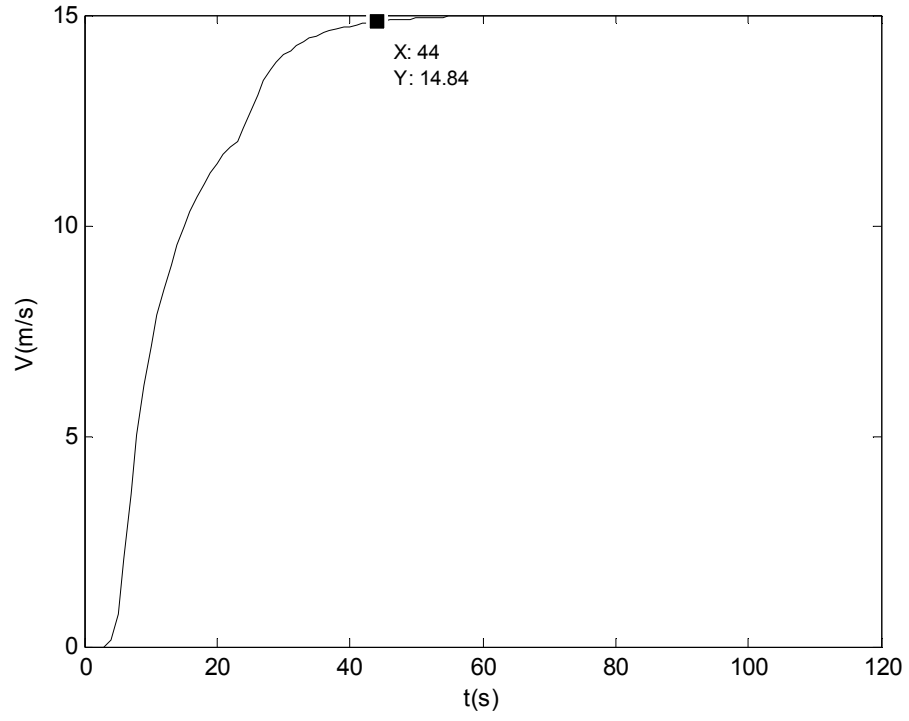
Şekil 5.14: Ziegler-Nichols PID kontrolörü ile hız sistem cevabı

Ancak görüldüğü gibi bu sistem aşma oranı ve aşma zamanı bakımından V_t kontrolörü olarak pek iyi çalışmamaktadır. Bu nedenle, basit bir tasarım elde etme isteği ve sistemin zaten kökler nedeni ile kararlı olması dolayısı ile yalnızca P orantısal kontrolörü kullanılmasına karar verilmiştir. K_p katsayısının 0.01 civarındaki değerleri için V_t basamak girişine istenilene yakın cevap vermektedir.



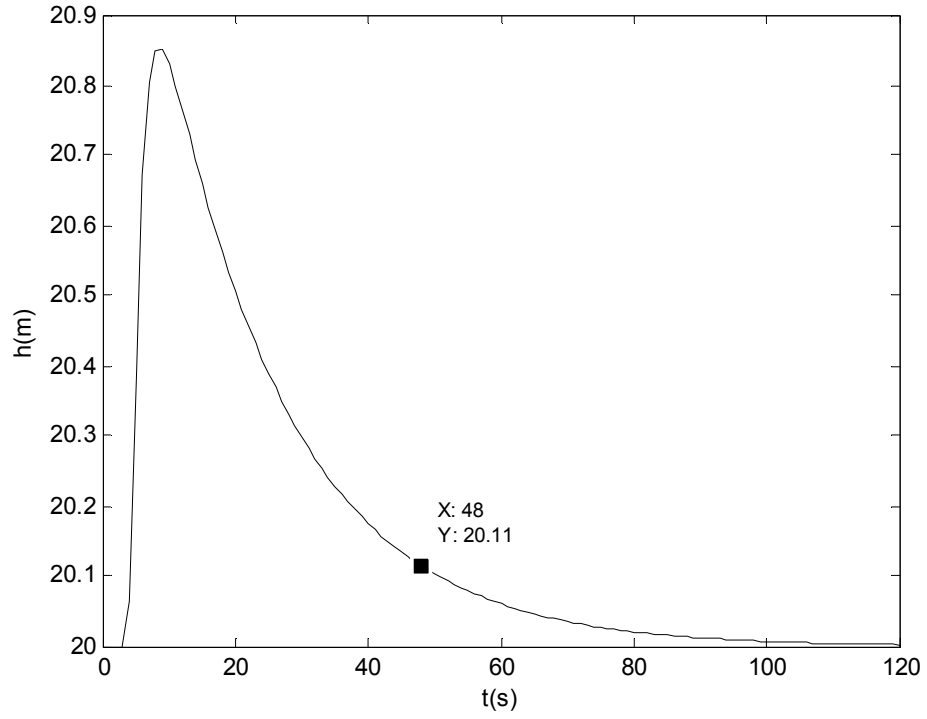
Şekil 5.15: $K_{vt}=0.013$ için hız kontrolör sistem cevabı

Bunun dışında gözlemlenen başka bir etki K_{vt} nin biraz daha arttırılması sonucu sistem cevabında iyileşme görüleceğidir ancak bu olumlu etki güç girişinde daha hızlı bir değişime yol açmakta ve sistemin genel cevabını etkilemektedir.



Şekil 5.16: $K_{vt}=0.025$ için hız kontrolörüne ait simulasyondan alınan sistem cevabı

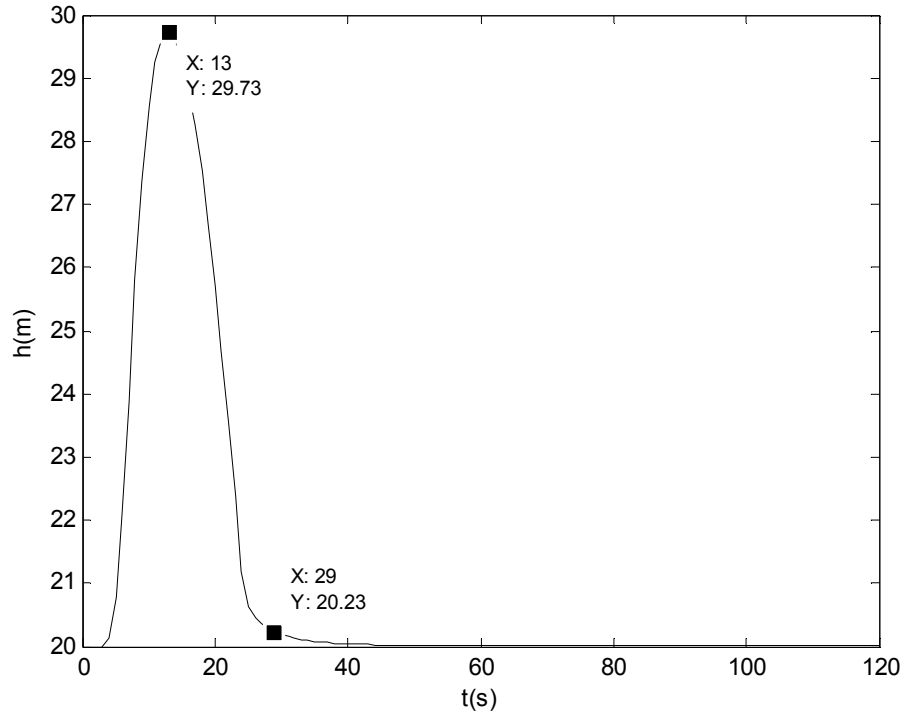
Görüldüğü gibi iyileştirme hemen hemen 2 kattır ancak genel sistem cevabında istenmeyen değişimler olmaktadır. Hız değişimi verildiğinde sabit tutulmaya çalışılan yükseklik değerindeki değişim için bulunan grafikler verilmiştir.



Şekil 5.17: $K_{vt}=0.015$ iken yükseklikteki değişim (İstenilen yükseklik=20m)

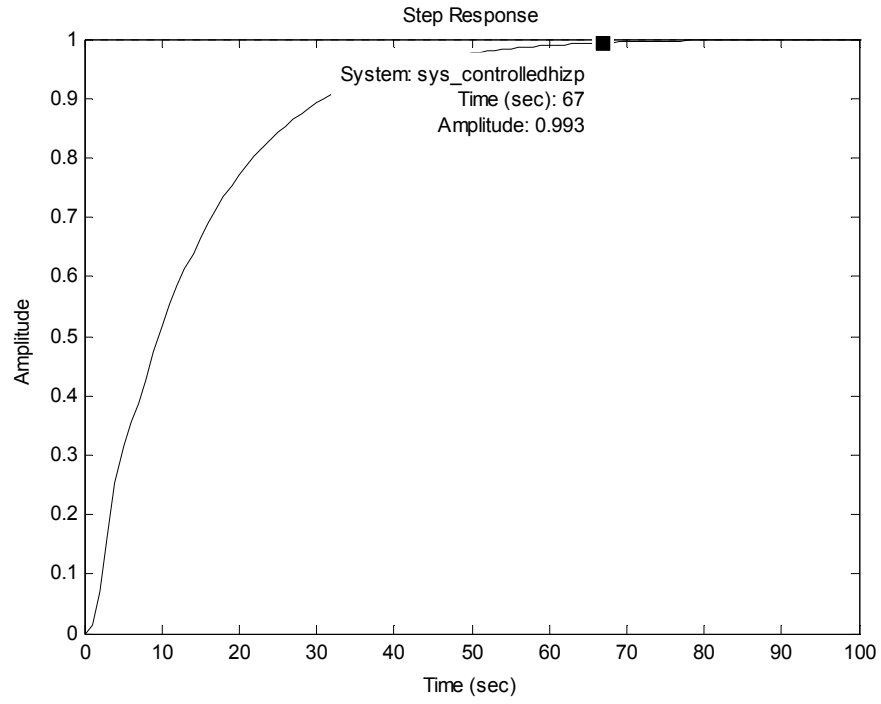
Bu durumda V_t için 15m/s lik bir değişim fonksiyonu girildiğinde h deki değişim daha az olmaktadır.

Benzer şekilde kontrolör tasarımı $K_{vt}=0.025$ için yapılırsa diğer grafikte görülebileceği gibi yükseklik değerinde büyük değişimler oluşmaktadır. Bu sebeple V_t hız girişine verilen cevap yavaş olsa da küçük UAV boyutlarında sayılabilecek bir araç için yeterli seviyeye ayarlanıp kontrolör bu şekilde çalıştırılabilir.

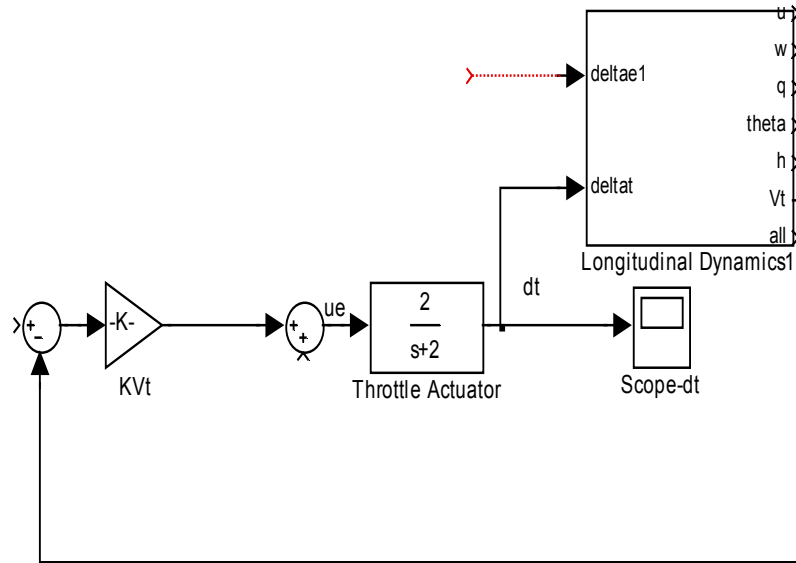


Şekil 5.18: K_{vt} 0.025 için yükseklikteki değişim($h_{ref}=20m$)

Burada görüldüğü üzere V_t 15m/s lik hız farkı değerine 100s civarında gelmektedir. Cevapta bir ilerleme yükseklikte büyük değişimlere yol açmayacak şekilde 9-10m/s civarında ve altındaki hız değişimlerinde $K_{vt}=0.02-0.025$ civarında seçilerek sağlanabilir.



Şekil 5.19: K_{vt} 0.015 değeri için basamak cevabı



Şekil 5.20: Hız kontrolörü için Simulinkte oluşturulan diyagram

5.4.2 Yana Yatma Açısı Değişimi Çevrimi(p/δa ve p/ua hesabı)

Kontrolör tasarımına etkisi daha az olarak görülen yana yatma açısı değişiminden durum denklemlerini değiştirmeden başlayabiliriz [24]. Burada p/δa yanlamasına denklemler kullanılarak bulunabilir.

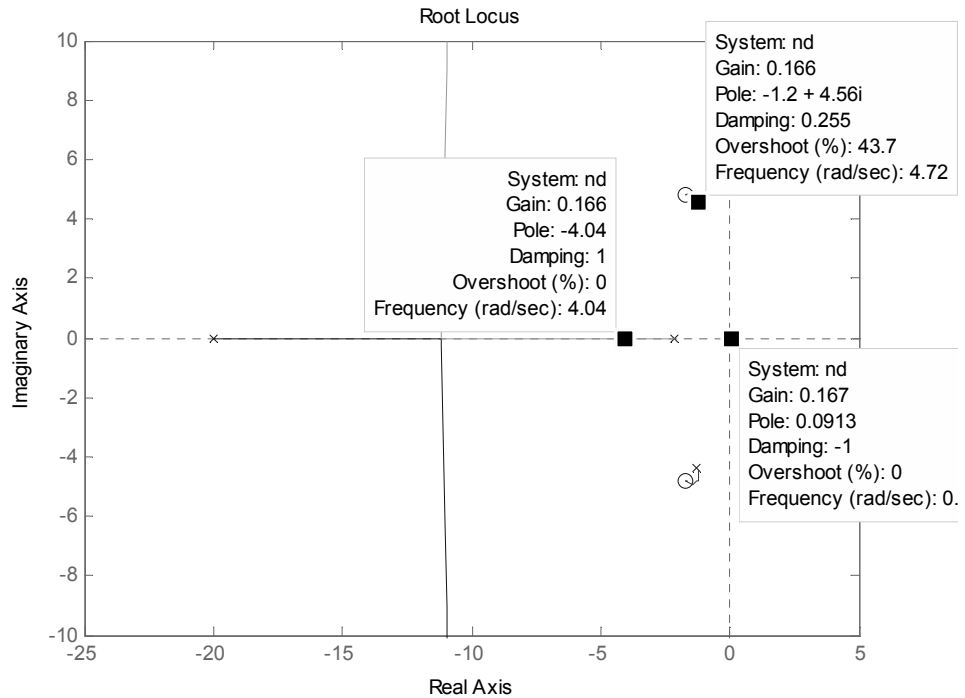
Eleron aktüatörü $\frac{20}{20 + s}$ transfer fonksiyonuna haizdir.

$$\frac{p}{\delta a} = \frac{8.348s^3 + 27.4s^2 + 211.9s - 33.36}{s^4 + 4.686s^3 + 26.32s^2 + 44.27s - 1.977} \quad (5.23)$$

Üstte önceden bulunan denklem kullanılarak ve aktüatör denklemleri ile birleştirilerek p/ua kontrol girişine bağlayan denklem hesaplanabilir.

$$\frac{p}{ua} = \frac{167s^3 + 548s^2 + 4238s - 667.2}{s^5 + 24.69s^4 + 120s^3 + 570.7s^2 + 883.4s - 39.54} \quad (5.24)$$

Bulunan denkleme bir köklerin yer eğrisi çalışması düzenlenmiştir.



Şekil 5.22: Yalpalama açısı değişimi p için bulunan köklerin yer eğrisi diyagramı

Yana yatma açısı değişimi sönümleme faktörünün arttırımı için rol moda ait denklem kökünün reel ekseninde sola kaydırılması gerekmektedir.

Önceden bulunan kök değerleri şöyledir:

$$s_{spiral} = 0.0435, s_{roll} = -2.1658$$

$$s_{dutchroll} = -1.2819 + 4.3966i, -1.2819 - 4.3966i.$$

Rol mod için kökün 2.1658 den $K_p=0.165$ kazanç değeri için yaklaşık 1,85 katı olan 4,03 civarına getirilebildiği bulunmuştur. Aynı zamanda bu değer dutch roll moda ait sönümleme faktörünü biraz düşürür. Ancak burada spiral moda ait kökün de kontrolü gereklidir. Bu kökün kararsız olması durumunda bile genliğin büyümesine ait denklem kontrol edilerek gerekli şartlar sağlanabilmektedir. 0.165 değeri için bu kök 0.09 civarına kaymakta, iki katına çıkma zamanı için;

$$T = \frac{\log(2)}{0.09} = 7.5s \quad (5.25)$$

değerini vermekte ve yeterli şartı sağlamaktadır. $K_p=0.165$ olarak seçilebilir.

İkinci olarak kapatılması gereken çevrim yön dümenini kontrol edecek olan sapma açısı değişimi sönümleme çevrimidir.

5.4.3 Sapma Dengeleyici

Tasarımın bu aşamasından itibaren hem kupling etkisi hem de yön dümeni için komut değerini sıfıra götürecek wash-out filter kullanımı nedeni ile durum denklemlerinin yeniden düzenlenmesine ve K kazanç katsayısı matrisi ile C çıkış matrisi tanımlanmasına ihtiyaç vardır.

Durum denklemlerinin yeni halleri şu şekilde tanımlanabilir:

$$A_{en} = \begin{bmatrix} -1.0502 & 1.9276 & -9.8215 & 9.6610 & 0 \\ -1.2213 & -1.9155 & 1.0096 & 0 & 0 \\ 1.7255 & 0.0919 & -1.7198 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0000 & 0.1763 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0154 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

idi.

Yeni A matrisi şu şekilde bulunur:

$$X = \begin{bmatrix} A_{en} & B_{en} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/T_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/T_r & 0; \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1/T_w \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Burada A_{en} enlemesine durum matrisine eklenen durumlar δa eleron girişi, δr dümen girişi ve x_w wash-out durumudur. T_a , T_r ve T_w eleron,yön dümeni ve wash-out için filtresi için zaman sabitlerini belirtmektedirler. Bulunan yeni A matrisi X şu şekildedir:

$$X = \begin{bmatrix} -1.0502 & 1.9276 & -9.8215 & 9.6610 & 0 & 0 & -1.8218 & 0 \\ -1.2213 & -1.9155 & 1.0096 & 0 & 0 & 8.3479 & 10.8560 & 0 \\ 1.7255 & 0.0919 & -1.7198 & 0 & 0 & 4.2400 & -2.1272 & 0 \\ 0 & 1.0000 & 0.1763 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0154 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -20.0000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -20.0000 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 & 0 & -5 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

B kontrol matrisi ise şu hale gelir:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 20 & 0 \\ 0 & 20 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

20 değerleri dümen ve eleron aktüatör zaman katsayılarından gelmektedir.

Kontrol girişleri ve değişkenlere ait matrisler ise şu hale gelir.

$$u_{en} = \begin{bmatrix} ua \\ ur \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

$$X_{en} = \begin{bmatrix} v \\ p \\ r \\ \phi \\ \Psi \\ \delta a \\ \delta r \\ xw \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Bundan sonra eğer K ve C matrisleri doğru tanımlanabilirse

$$X_{en} = X - BKC \quad (5.32)$$

matris eldesi ile gereken denklemler her adımda elde edilebilir. Kısacası çıkış geri beslemesi adım adım güncellenebilir.

C için geri besleme xw,p ve Φ üzerinden yapılacak biçimde bir matris belirlenmiştir.

B içinse 1 giriş eleron üzerinden 1 giriş ise dümen üzerinden geri besleme noktalarına uygun olacak biçimde verilmektedir.

K ise her adımda gerekli geri besleme noktası gözönüne alınarak güncellenmelidir.

Örneğin ilk adım için kazanç matrisi;

$$K = \begin{bmatrix} 0.1650 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

olur.

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -5 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

olarak sırası ile p,xw ve Φ geri besleme hatları gözönüne alınarak seçilir.

Böylelikle;

$$BKC = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3.3000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

ilk adım için hesaplanabilir.

Güncelleme bulunan yeni A matrisi üzerinden yapılarak ve xw durumu gözönüne alınarak ryi dümen girişine bağlayan yeni denklem inceleme için elde edilebilir.

X1 yeni A matrisi olacak şekilde;

$$X1 = \begin{bmatrix} -1.0502 & 1.9276 & -9.8215 & 9.6610 & 0 & 0 & -1.8218 & 0 \\ -1.2213 & -1.9155 & 1.0096 & 0 & 0 & 8.3479 & 10.8560 & 0 \\ 1.7255 & 0.0919 & -1.7198 & 0 & 0 & 4.2400 & -2.1272 & 0 \\ 0 & 1.0000 & 0.1763 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0154 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -3.3000 & 0 & 0 & 0 & -20.0000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -20.0000 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 & 0 & -5 \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

olur.

Şimdi istenen çıktı yeni durum denklemleri tanımlanarak bulunabilir.

$$\frac{r}{\delta r} = \frac{-42.54s^4 - 1020s^3 - 7151s^2 + 5162s + 62350}{s^6 + 44.69s^5 + 641.3s^4 + 3613s^3 + 14810s^2 + 31510s - 2992} \quad (5.36)$$

$$\frac{r}{ur} = \frac{-42.54s^5 - 1020s^4 - 7151s^3 + 5162s^2 - 62350s}{s^7 + 49.69s^6 + 864.8s^5 + 6820s^4 + 32875s^3 + 105560s^2 + 154558s - 14960}$$

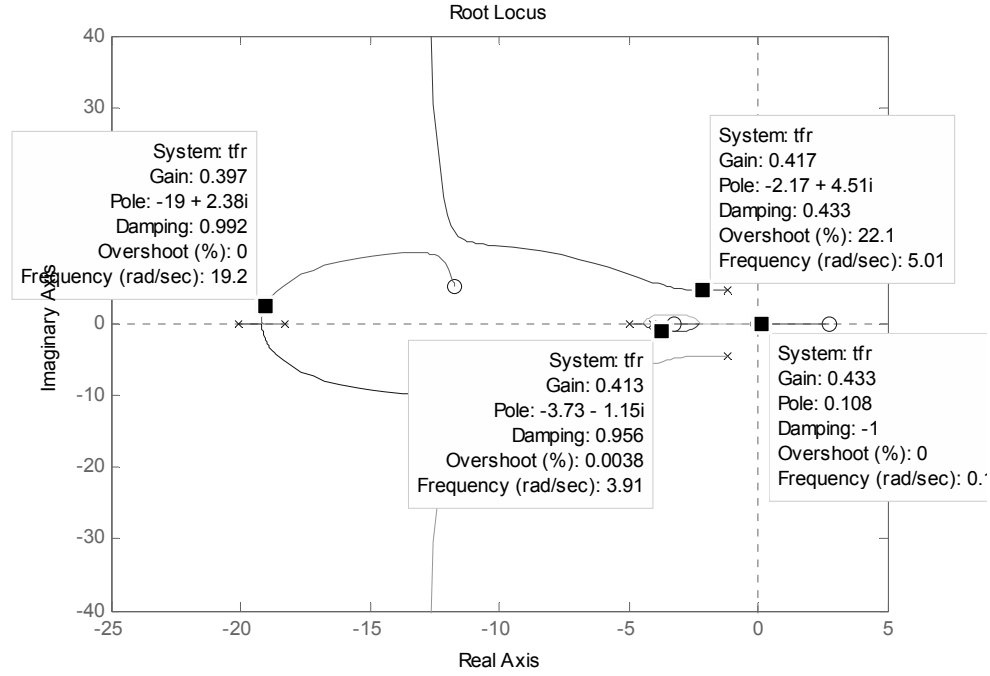
(5.37)

Denklemleri ise wash-out filtresi transfer fonksiyonu eklenerek bulunabilir.

Hesaplarda A matrisinin nasıl değiştiği ve değişen denklemler ile r girişinin hesaplanması belirtilmiştir.

Denkleme ait kök değerleri ise -20.0642, -18.2896, -1.1988 + 4.5611i, -1.1988 - 4.5611i, -5.0000, -4.0297 ve 0.0910 olarak hesaplanabilir.

Burada geri besleme yaparken amacımız sapma derecesine ait olan (dutch roll modu) sönümlleme faktörü değerini geliştirmektir. Negatif kazanç değerleri için çizilen köklerin yer eğrisi grafiğinden görülebileceği gibi 0.405 civarındaki kazanç değerleri için sönümlleme faktörü 0.43 değerlerine yaklaşır ve spiral mod kökü çok da değişmez. Bu sebeple K_r -0.4 seçilebilir. Bu seçimle beraber Φ için gerekli $\Phi/\delta a$ denklemini yeniden bulmamız gereklidir.



Şekil 5.23: Sapma açısı iç çevrimi için köklerin yer eğrisi diagramı

5.4.4 Yana Yatma Açısı Çevrimi

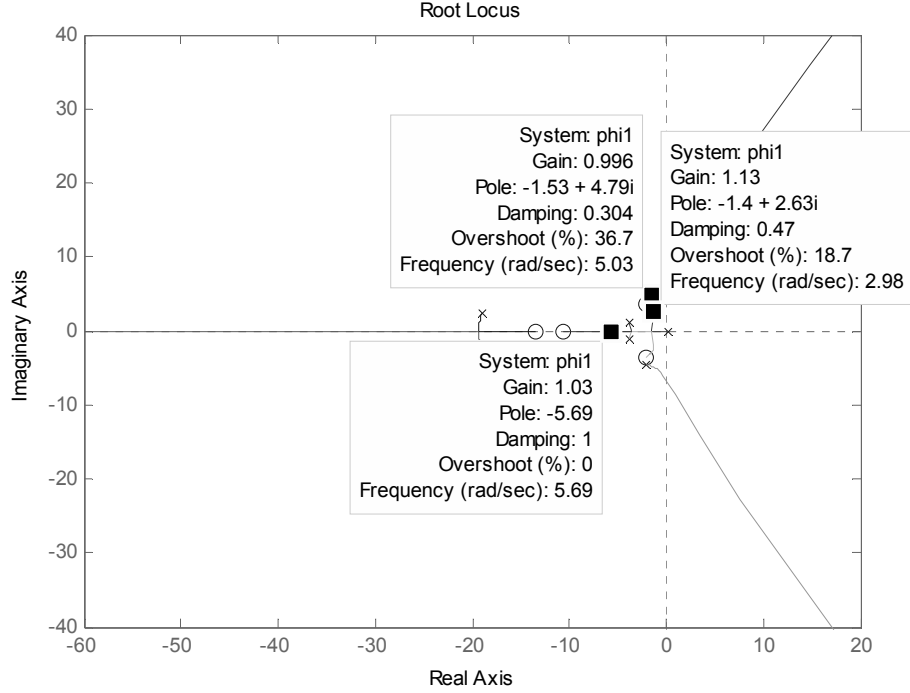
Benzer adımlar uygulanarak yana yatmayı ua kontrol girişine bağlayan denklem bulunur.

$$\frac{\Phi}{ua} = \frac{181.9s^4 + 5143s^3 + 4768s^2 + 186000s + 440400}{s^7 + 49.69s^6 + 881.7s^5 + 7227s^4 + 35730s^3 + 103500s^2 + 129600s - 14960}$$

(5.38)

Denklemin kökleri şunlardır; $-19.0107 + 2.3780i$, $-19.0107 - 2.3780i$, $-2.1175 + 4.5109i$, $-2.1175 - 4.5109i$, $-3.7698 + 1.1211i$, $-3.7698 - 1.1211i$ ve 0.1061 .

Köklerin yer eğrisi grafiği incelenerek bir K değeri belirlenmeye çalışılmıştır.



Şekil 5.24: Yana yatma açısı iç çevrimi için köklerin yer eğrisi diagramı

$K_{\Phi}=1$ değeri ile spiral moda ait kök kararlı hale yakınlaştırılırken dutch roll moddaki az düşmeye rağmen sönümlleme faktörü yüksek tutulmuş olur. Rol mod kök değeri ise 5.5 civarlarında korunmaktadır. Böylelikle titreşimli olmayan ve istenilen değerlere yakın bir sistem elde etmiş oluruz ve yüksek P seçimi ile beraber yana yatma açısı için sürekli rejimdeki zaman hatası sıfıra yaklaşır, 0.04 civarında kalır.

5.4.5 Yönlenme kontrolörü

Yönlenme kontrolör değeri için sonraki adım 3 kazanç değerini de yazarak yeni denklemini bulmak ve bir kontrolör tasarımına gitmektir. Bunun için son bulunan kazanç da kullanılarak denklemler yeniden belirlenir ve son kazanç matrisi

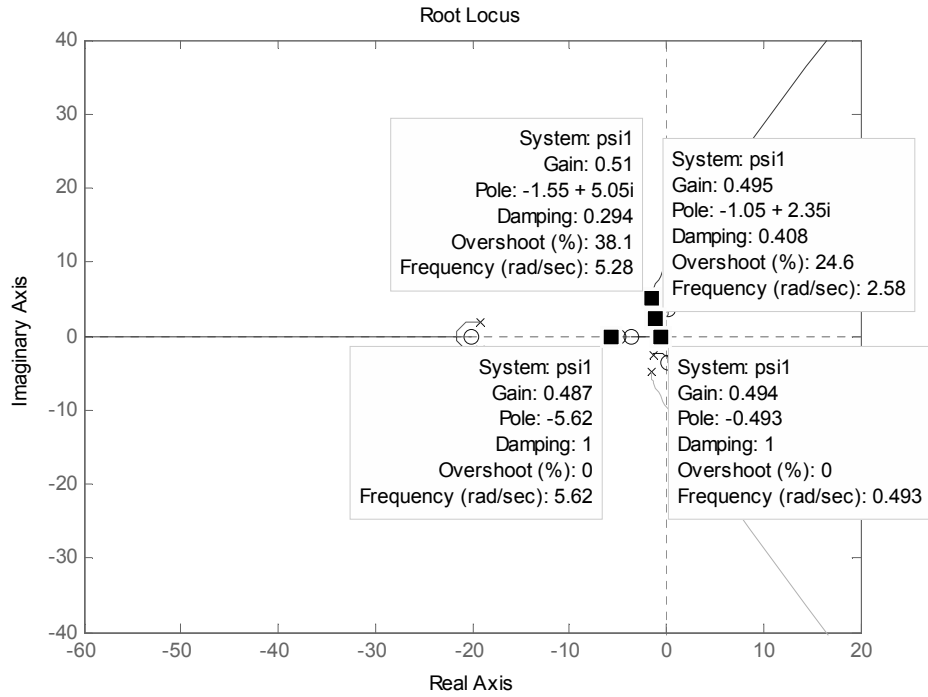
$$K_{sonkazanc} = \begin{bmatrix} 0.1650 & 0 & 1 \\ 0 & -0.4 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

için X üzerinden güncelleme yapılarak Ψ yönlenmesinin elerona bağlı olarak değişimini göstere transfer fonksiyonu elde edilebilir.

$$\frac{\psi}{ua} = \frac{86.11s^5 + 2424s^4 + 16340s^3 + 54840s^2 + 191700s + 384200}{s^8 + 49.69s^7 + 881.7s^6 + 7409s^5 + 40870s^4 + 151100s^3 + 315600s^2 + 425400s} \quad (5.49)$$

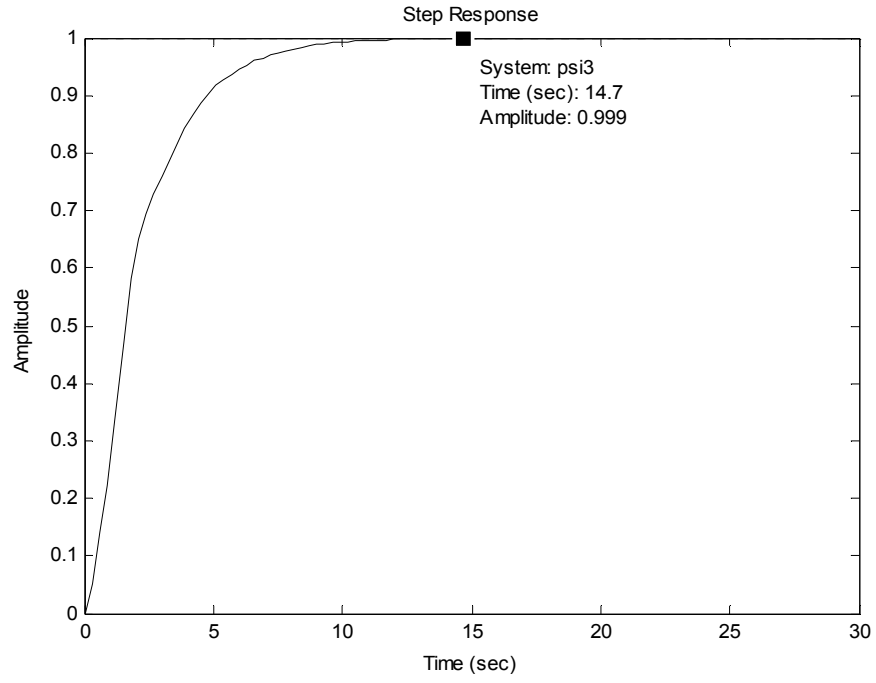
Bu son çevrime ait açık çevrim kök değerleri ise şu değerlerdedirler:

-19.117 + 1.92i, -19.117 - 1.92i, -1.5285 + 4.79i, -1.5285 - 4.79i, -5.6534, -1.3728 + 2.4857i, -1.3728 - 2.4857i.



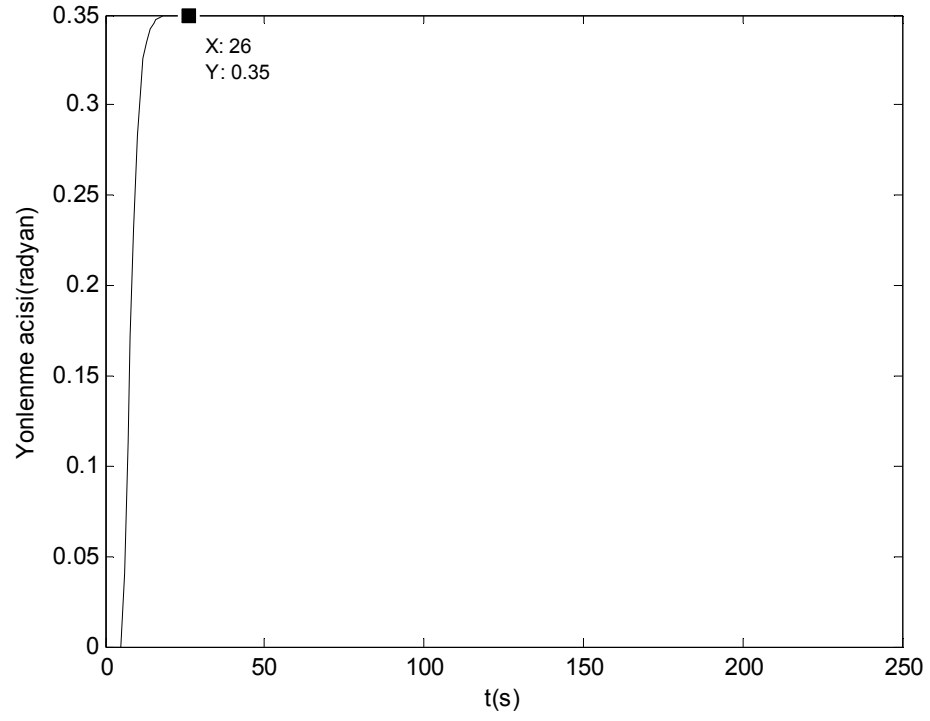
Şekil 5.25: $K_\Psi=0.5$ için köklerin yer eğrisi diyagramı

Orantı kazanç değeri 0.5 olarak seçilmiştir. Yana yatma için kök değeri geliştirilmiş, spiral mod kararlı hale getirilmiştir. Dutch roll mod için 0.3 civarlarında bir sönümlleme faktörü elde edilmiş olur, fazla gelişme olmamasına rağmen diğer modlara ait değerlerin geliştirilmesi öncelikli olarak ele alındığından istenilen sonuç elde edilmiştir. Daha ileri bir kontrol tekniği uygulamasına sistemin bir yönlenme referans değerine verdiği cevap incelenerek ihtiyaç duyulmamıştır.

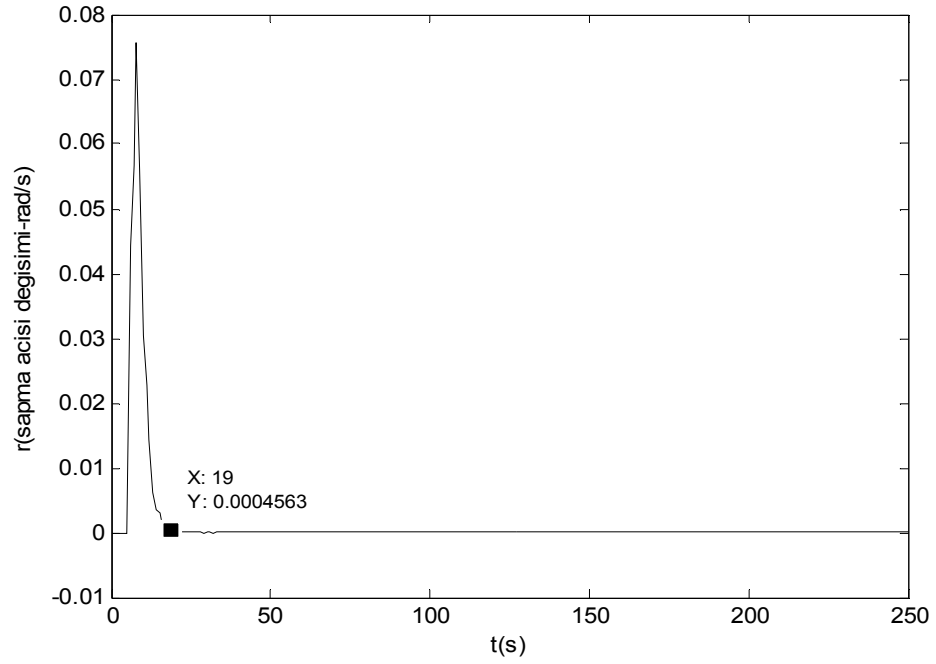


Şekil 5.26: Sistemin yönlenme referans girişine basamak cevabı

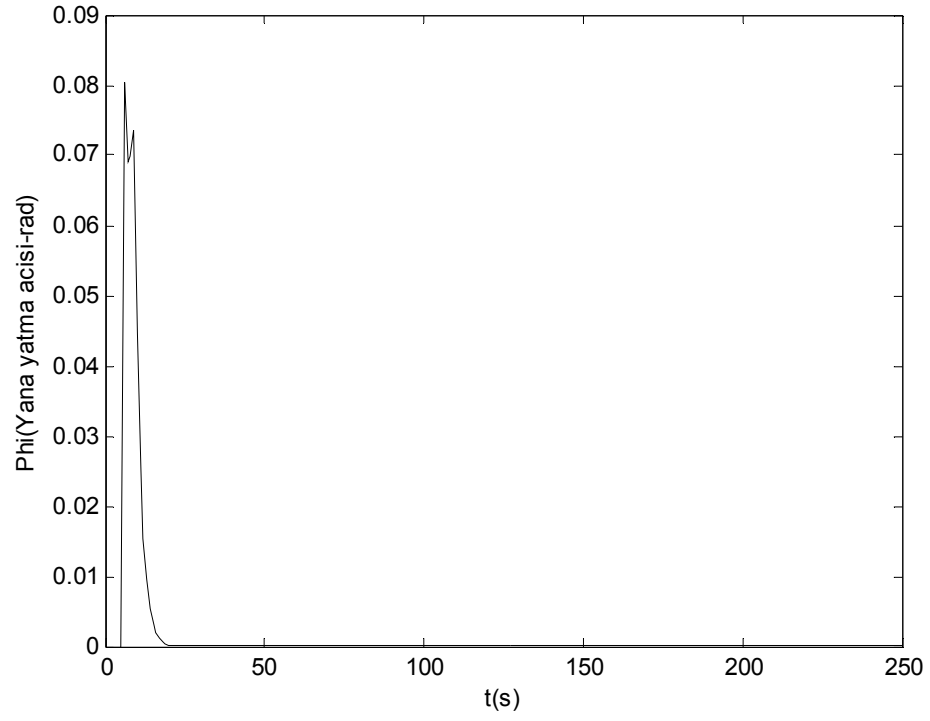
Sistemin simülasyondan alınan yönlenme cevap değerleri ve bu sırada diğer değişkenlerde meydana gelen değişiklikler de grafiklerde verilmiştir.



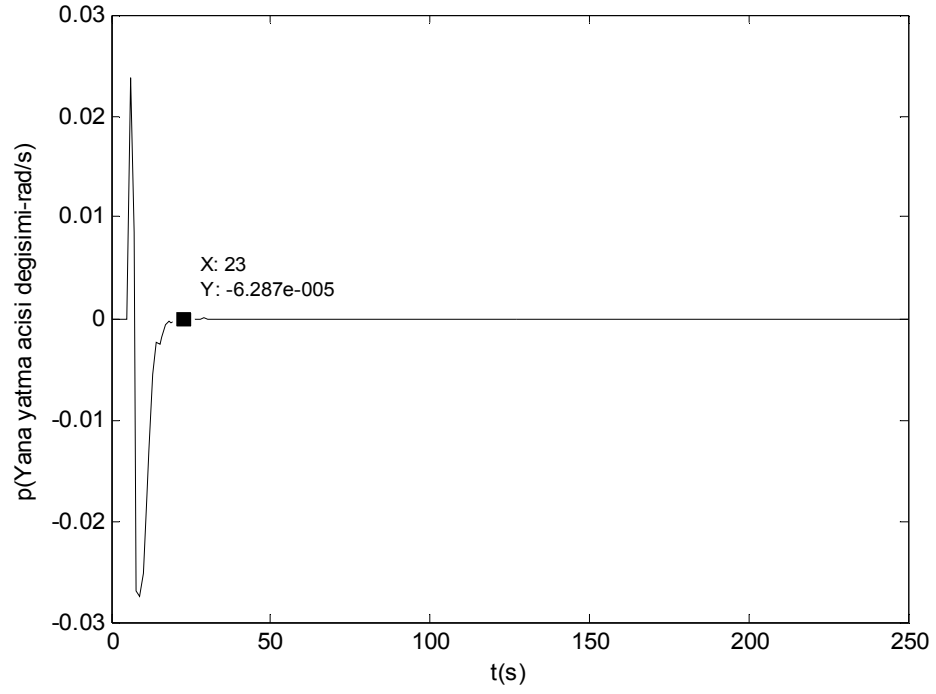
Şekil 5.27: Simulasyondan alınan 0.35 radyan (20.02 derece) girişe yönlenme cevabı



Şekil 5.28: 0.35 radyan girişe karşılık gelen rudder cevabı



Şekil 5.29: 0.35 radyan giriş için yana yatma açısı değişimi (radyan cinsinden)



Şekil 5.30: 0.35 radyan girişe verilen p yana yatma açısal hız değişimi(rad/s) cevabı

Genel kontrolör yapısı ise başlangıçta şemada verildiği gibi oluşturulmuştur. Çözücüler belirli limit değerler dışına geçilmemesi için konulmuştur. Yönlenme kontrolörde PID tipi bir kontrolör tasarımına ise P kontrolörden alınan hızlı cevap ve basit tasarım nedeni ile gerek görülmemiştir. Görüldüğü gibi istenen yönlenme değeri elde edilmekle beraber yana yatma açısı değerlerinde de fazla değişim görülmemektedir.

Burada dümen ve eleron aktuatörleri $T=0.05s$ zaman sabitine sahiplerdir ve transfer fonksiyonları artı ve eksi $\frac{20}{s + 20}$ şeklindedir.

Dümen çevrimindeki wash-out filtresi ise $T=0.2s$ zaman sabitine sahiptir ve transfer fonksiyonu $\frac{s}{s + 5}$ şeklindedir.

6. LQR KONTROLÖR TASARIMI

6.1 Lineer Kuadratik Optimal Kontrol

Optimal bir kontrol tasarımı için Lineer Kuadratik Kontrolör tasarım metodu kullanılmıştır. Bu yöntem $u=-kx(t)$ durum geri beslemesinin belirli bir kriteri minimize edecek şekilde yapılmasına dayanır. Hem her duruma ait değerleri hem de kontrol girişlerini optimize etmek için kullanılan kuadratik performans indeksi şu formülle verilebilir:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (6.1)$$

Bu formülde durum vektörünün bir ölçüm büyüklüğü $\|x\|$ ile gösterilen normdur. $\|x\| = x^T(t)x(t)$ dir ve $x, n \times 1$ büyüklüğündeki durum vektörüdür. Durum büyüklüklerinin karelerine dayanan bu değer sistem cevabının bir ölçüsü olarak kullanılabilir. Ancak kontrol girişlerinin de sistem performansı üzerindeki etkisini gözönüne alarak performans indeksi kontrol girişlerinin de karelerini performans indeksinin içine katmak gereklidir. J formülündeki Q ve R matrisleri ise ağırlık matrisleri olarak adlandırılırlar ve durum değişkenleri ile kontrol girişleri üzerine yüklenen ağırlık değerlerini yani onların performans üzerindeki etkisinin ne kadar olduğunu dizayn edenin ayarlamasına yararlar. Q, boyutları $n \times n$ olan reel, simetrik, pozitif tanımlı(veya pozitif yarı tanımlı) sabit matrisdir. En basit yapısı diagonal elementlerden oluşan şu şekildedir:

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & q_n \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Q matrisinin i. elemanına verilen önem o durum değişkenine harcanan kontrol eforunun bir ölçüsüdür. Eleman ne kadar büyükse o kadar fazla kontrol eforu harcanır.

Boyutları $p \times 1$ olan kontrol vektör girişleri kontrolünün ağırlık matrisi R ise $p \times p$ boyutlarında, reel, simetrik ve pozitif tanımlıdır. Rnin pozitif tanımlı olması ise bir optimal çözüm için gerekli bir şarttır.

$\dot{x} = Ax + Bu$ ile tanımlanan sistemde verilen J performans indeksini minimum yapacak $u = -kx(t)$ geri besleme kontrol değerini bulursak optimal kontrol problemini çözmüş oluruz. Bu sebeple yapılan Lyapunov kararlılık kriteri ile kuadratik performans ölçütleri arasında bir bağ kurmaktır.

6.1.1 Lyapunov Kararlılık Kriteri

Lyapunov kararlılık kriteri sistemin bir kararlı halden ayrıldığında yeniden denge noktasına gelip gelemeyeceği ile ilgilenir. Sistemin vereceği cevabın sınırlılığı bu kriterin bir ölçüsüdür. Bir sistemin zorlanmasız cevabı denge noktasına yeterli yakınlıkta olacak her x durumundan x^e yakınına gelecek şekilde ise sistem Lyapunov kararlı olarak adlandırılır. Eğer sistem cevabı zaman sonsuza giderken x^e ye ulaşıyorsa sistem Lyapunov asimtotik kararlı olarak adlandırılır.

Bu kriterin kontrolü için $\|x\| = x^T(t)x(t)$ norm değerinin oluşturduğu denge noktası civarındaki hiperkübik bölge tanımı kullanılır. Eğer sistem verilen bir S bölgesi içinde kalacak şekilde cevap verebiliyorsa bu kararlılığın olduğuna işaret eder. Dolayısı ile norm değerinden yararlanarak bir sistemdeki toplam enerjiyi temsil edecek bir şekilde bir skalar fonksiyonu oluşturularak sistem kararlılığı kontrol edilebilir. Bu yol Lyapunov metodu olarak adlandırılır.

Lyapunov tarzı skalar fonksiyonlar kuadratik bir formla genel olarak ifade edilebilirler ve bazı şartlara haiz olmaları gerekir.

$$V(x) = x^T Px \quad (6.3)$$

P burada reel, simetrik, pozitif veya negatif tanımlı matrisdir.

Dolayısı ile P nin pozitif tanımlılığı Lyapunov fonksiyonunun durumunu ortaya koyar.

Eğer sistem için pozitif tanımlı olan bir Lyapunov fonksiyonu bulunabilirse ve fonksiyonun her x değişkeni için kısmi türevleri varsa fonksiyonun türevi kontrol edilerek kararlılık kontrol edilebilir.

Pozitif kararlılık şartları olarak aşağıdaki şartlar verilebilir.

$$V(x) > 0 \quad (6.4)$$

$$V(0) = 0 \quad (6.5)$$

Bahsedilen bu şartlara uygun bir Lyapunov fonksiyonu için şu fonksiyonlar kontrol edilerek sonuca ulaşılır.

a) Asimtotik kararlıdır eğer $\dot{V}(x) < 0$ ve $x \neq 0$ yani türev negatif tanımlı fonksiyon ise veya $\dot{V}(x) \leq 0$ negatif yarı tanımlı ve sıfır haricindeki durum hariç herhangi bir fonksiyon gidiş yolu aynı nokta üzerinde kalmıyorsa;

b) Geniş anlamda asimtotik kararlıdır eğer adaki koşullar sağlanmışsa ve eğer

$$V(x) \rightarrow \infty \text{ iken } \|x\| \rightarrow \infty \text{ ise.}$$

Dolayısı ile kuadratik formda verilen bir Lyapunov fonksiyonu tanımlayarak bir sistemin kararlılığının kontrolünü yapabiliriz ve bu çalışma bize lineer kuadratik optimal kontrol yolunu açar.

6.1.2 Lyapunov Kriteri Yardımı ile Lineer Kuadratik Optimal Kontrol

J performans indeksi $u = -kx(t)$ geri beslemesi eklenmesi ile;

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + x^T K^T R K x) dt \quad (6.6)$$

olur.

Bir Lyapunov kararlılık fonksiyonu $V(x(t))$ J kriteri ile aynı olacak şekilde tanımlanabilir:

$$V(x(t)) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + x^T K^T R K x) dt \quad (6.7)$$

Lyapunov fonksiyonuna ait türev değeri de $x(\infty)$ değerinin sıfır olmasından faydalanarak bulunabilir:

$$\dot{V}(x(t)) = -\frac{1}{2} (x^T Q x + x^T K^T R K x) \quad (6.8)$$

Ayrıca $\dot{V}(x)$ kuadratik formda ve sistem denklemi lineer olduğundan Lyapunov tarzı formdaki denklem şu şekilde de verilebilir:

$$V(x) = \frac{1}{2} x^T P x \quad (6.9)$$

Bu kez türev alınarak şu fonksiyon bulunur:

$$\dot{V}(x) = \frac{1}{2} (x^T P \dot{x} + \dot{x}^T P x) \quad (6.10)$$

Bulunan denklemlerin birleştirilmesi ile Lyapunov tarzı şu denkleme ulaşılır:

$$(A - BK)^T P + P(A - BK) + K^T R K + Q = 0 \quad (6.11)$$

$V(x)$ fonksiyonun sıfırdaki değeri, sıfır noktasından başlayan sistem yoluna ait performans indeksinin değerine eşittir. Böylelikle J fonksiyonu $x(0)$ dan başlayan yol için şu fonksiyona dönüşür:

$$J = \frac{1}{2} x^T(0) P x(0) \quad (6.12)$$

Jnin bu son fonksiyonunu minimize edecek K değerleri, P matrisinin elemanlarının K ya bağlı olarak verilen Lyapunov tarzı denklemden bulunmasından sonra Jnin K ya göre türevlerinin sıfıra eşitlenmesi ile bulunur.

$$\frac{\partial (x^T(0) P x(0))}{\partial k_{ij}} = 0 \quad (6.13)$$

Eğer optimal kazanç değerini sağlayan elemanlar P matrisini pozitif tanımlı yapıyorsa bu Lyapunov fonksiyonu ile tanımlanmış kararlılık şartı dolayısı ile bir kapalı çevrimi garanti eder ve optimal kontrol tasarlanmış olur.

Riccati denklemi yardımı ile de benzer bir sonuç bulunabilir.

R matrisine ait pozitif tanımlılık şartından faydalanarak matris Riccati denklemi elde edilir.

$$R = \Gamma^T \Gamma \quad (6.14)$$

Şeklinde iki matrisin çarpımına dönüştürülür ve K optimal kazanç değerlerinin limitli tutulmaması şartı ile Pnin Kya göre türevlerinin sıfıra eşitlenmesi ile optimal kazanç değerlerinin bulunabileceğinden yola çıkılarak Γ ve K için denklemler geliştirilir.

$$\frac{\partial}{\partial k_{ij}} (\Gamma K - (\Gamma^T)^{-1} B^T P)^T (\Gamma K - (\Gamma^T)^{-1} B^T P) = 0 \quad (6.15)$$

Üstteki denklem Lyapunov tarzı formülden bulunmuştur.

Buradan türev alınarak K ve kontrol girişleri için optimal kurallar bulunabilir.

$$\Gamma K = (\Gamma^T)^{-1} B^T P \quad (6.16)$$

$$K = R^{-1} B^T P \quad (6.17)$$

$$u(t) = -KR^{-1} B^T Px(t) \quad (6.18)$$

Knın önceden verilen Lyapunov tarzı denklemde yerine konulması ile de Riccati matris denklemi bulunabilir [30].

$$A^T P + PA - PBR^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (6.19)$$

Dizayn için hem ilk formül hem de son bulunan Riccati denklemi kullanılabilir ancak Riccati denkleminin kullanımı daha hızlı çözüm verir. Riccati denklemi yöntemi kullanılacaksa öncelikle gerekli uzunlamasına A_{uz}, B_{uz} ve yanlamasına A_{en} ve B_{en} matrisler belirlenmelidir. Bundan sonra P matrisini bulacak biçimde bir denklem yazılabileceği gibi MATLAB fonksiyonları da kullanılabilir.

Lineer kuadratik kontrolör tasarımı hızlı şekilde gerçekleştirilebilir. Bu yöntemin bir eksi yönü ise tanımlanan durumlara ait denklemlerin her an bilindiğinin varsayılmasıdır. Eğer durum geri beslemesi yapılamıyorsa, her durumla ilgili gerekli bilginin elimizde yoksa veya ölçümlerde gürültü varsa bir durum tahmincisi de (Kalman filtresi) kullanılmalıdır. Bununla ilgili bir çalışma da yapılacaktır.

6.2 LQR Yöntemi İle Yükseklik Ve Hız Kontrolörü Tasarımı

6.2.1 LQR Yükseklik Kontrolörü

LQR yöntemi ile tasarım uzunlamasına yükseklik ve hız,yanlamasına ise yönlenme açısını kontrol edecek şekilde yapılabilir. Uzunlamasına denklemlerin yapısı nedeni ile Riccati eşitliğinden bulunan optimal kazanç değeri olduğu hali ile kullanılıp istenilen yükseklik değeri ayrıca beslenerek yükseklik kontrolörü oluşturulabilir.

Burada $\tilde{x}$ istenen noktadan sapmayı ve x_d istenilen vektör değerini belirtmek üzere aşağıda verilen hesap yapılabilir.

$$\tilde{x} = x - x_d \quad (6.20)$$

$$\dot{\tilde{x}} = \dot{x} - \dot{x}_d \quad (6.21)$$

$$\dot{\tilde{x}} = Ax + Bu - \dot{x}_d \quad (6.22)$$

$$\dot{\tilde{x}} = Ax + Bu - \dot{x}_d + A x_d - A x_d \quad (6.23)$$

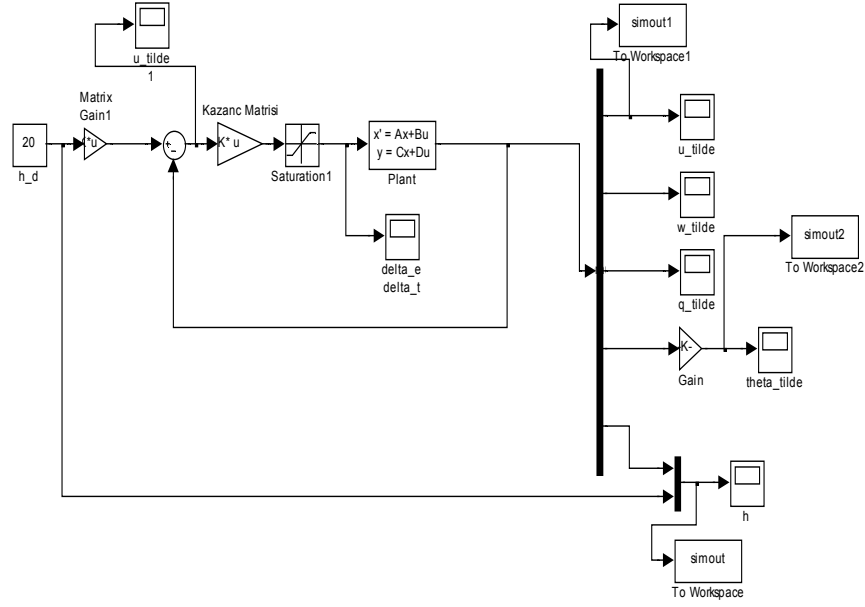
$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + Bu + A x_d - \dot{x}_d \quad (6.24)$$

Anlaşıldığı üzere eğer $A x_d = \dot{x}_d$ geçerli ise $u = -Kx(t)$ ile sadece bulunan optimal kazanç değerlerini kullanarak ve yeniden yapılandırma yapmayarak istenilen değere ulaşılabilir. Burada $x_d = [0;0;0;0;h_d]$ seçilirse denklemlerin yapısından ötürü sadece durum geri beslemesi yapılarak istenilen h_d elde edilebilir.Kısacası eğer diğer değişkenlere etkisi olmayan (A matris sütunu sıfırlardan oluşan) değişkeni kontrol etmek istiyorsak bu yöntemi kolaylıkla kullanabiliriz.

Eğer istenen vektöre ait türev değeri $\dot{x}_d = A x_d$ ye eşitlenebilirse yalnızca $u = -Kx(t)$ kullanılarak ve durum denklemleri korunarak da istenilen sonuca varılabileceği görülmüştür. Burada varılmak istenen denge noktası $x_d = [0;0;0;0;h_d]$ matrisi ile girilirse bu şart sağlanabilir ve istenen yükseklik h_d hatasız şekilde de elde edilir.

Kontrolör için oluşturulan ilk şemada h_d istenen değerinin giriş olarak kazanç matrisi $K_1 = [0;0;0;0;1]$ ile çarpılarak kontrol işareti olan $u = -K_{LQR}x(t)$ 'ye eklendiği ve aracın uzunlamasına denklemlerini içeren durum denklemlerine(plant) beslendiği

hal verilmiştir. Burada h, u, w, q ve θ değerlerinin değişimleri izlenebilmektedir.



Şekil 6.1: LQR yükseklik kontrolörü

Kontrolör burada yükseklik değerini istenen değere götürürken hız ve yunuslama açısına ilişkin değerleri sabit tutmaktadır. İleride verilecek olan denklemlerden ve sonuçlardan da görülebileceği üzere yükseklik haricindeki durum değişimleri sıfıra gitmekte yani o anki durumlarını korumaktadırlar.

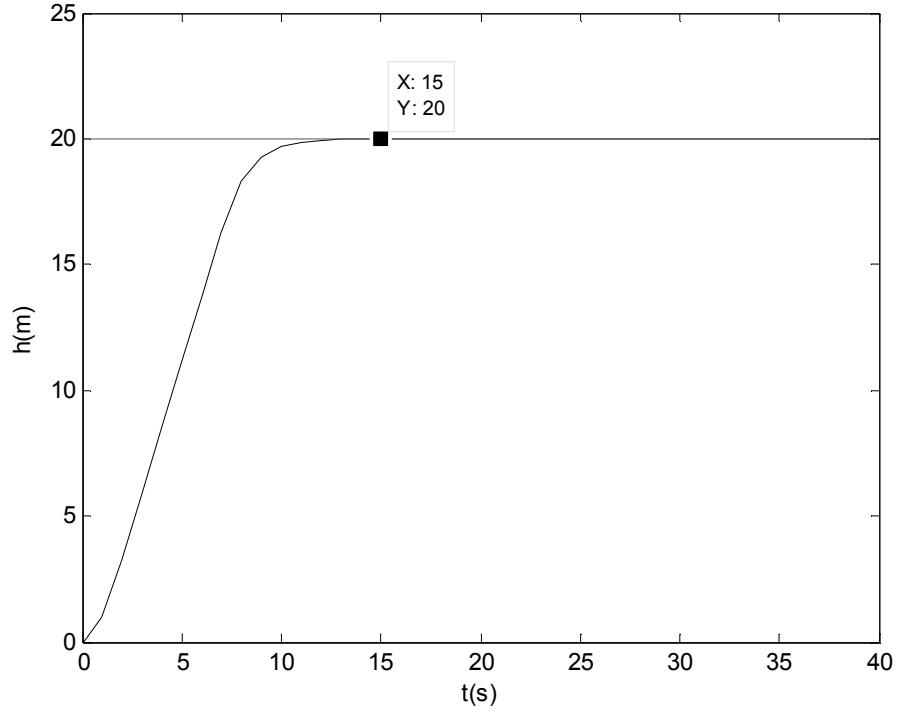
$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 100000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

$$Q_1 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 100000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

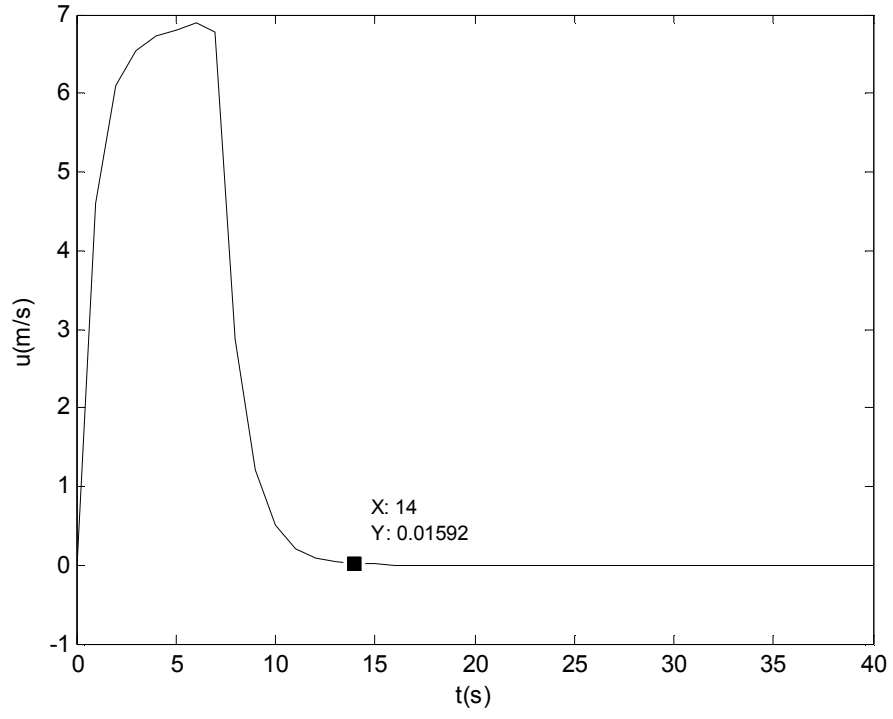
$$R = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

Q, Q_1 ve R ağırlık matrisleri seçilmiştir. U hızında belirli bir yükseklik değeri için meydana gelen değişim ağırlık matrisindeki değerin az seçilmesi nedeniyle biraz

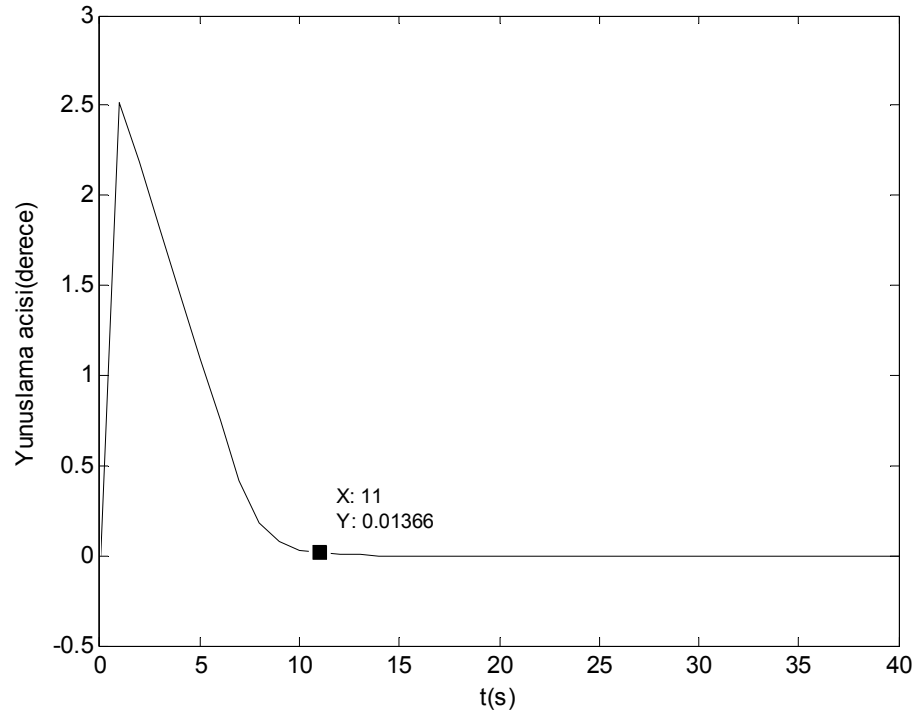
daha fazla olabilir. Q matrisinin ilk elemanı 10 değerine getirilerek bulunan Q_1 matrisi ve değişim değerlerine de çalışmada yer verilecektir. R matrisinde ise elevatör girişi kontrolüne ağırlık verilmiştir.



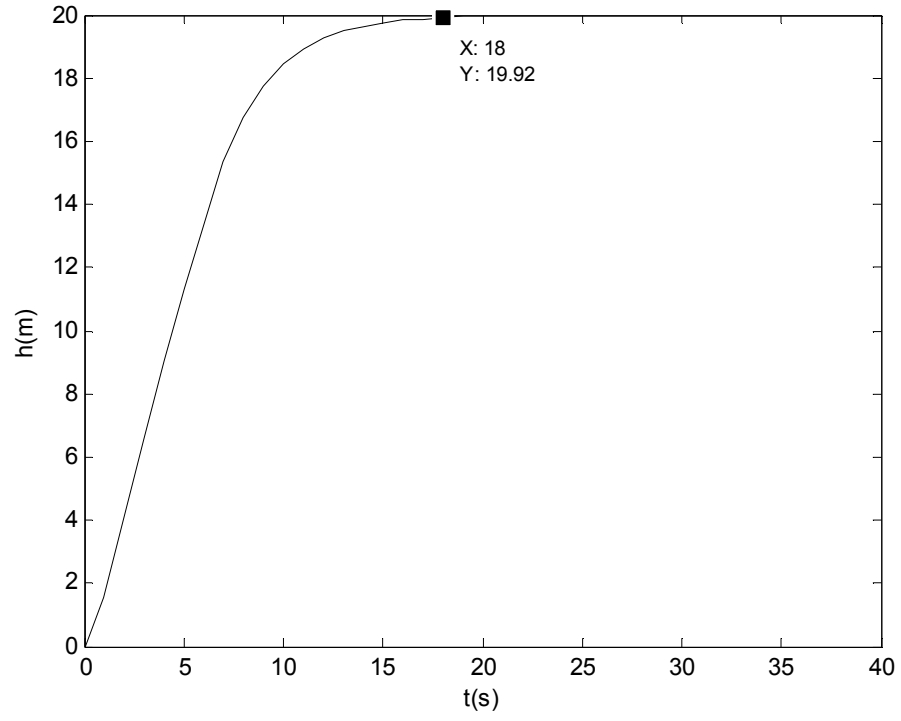
Şekil 6.2: Yükseklik kontrolü için 20m cevabı (Q)



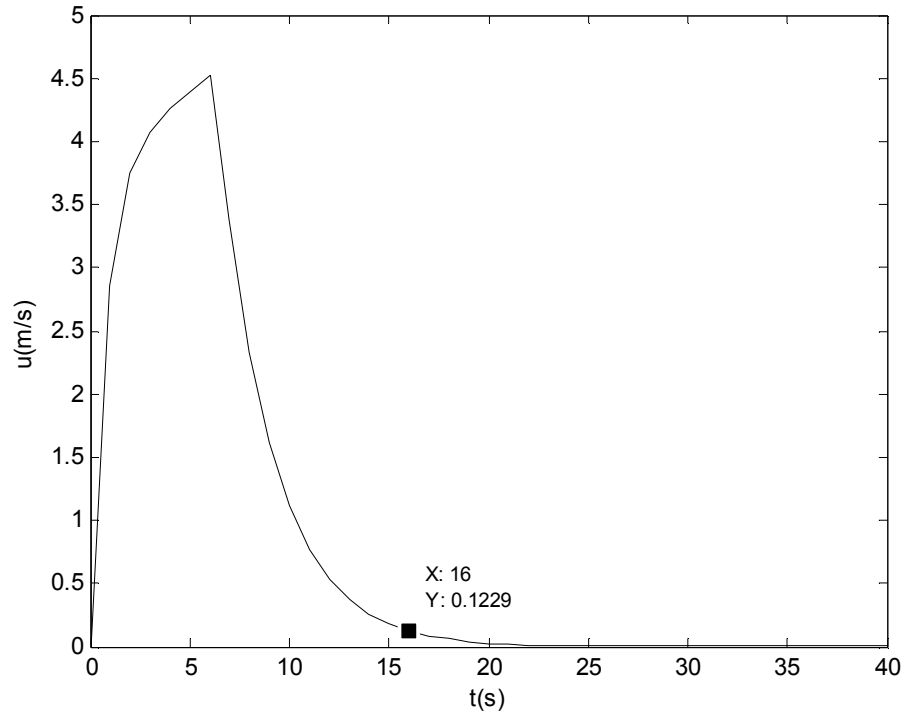
Şekil 6.3: 20 m girişi için hızdaki değişim (Q)



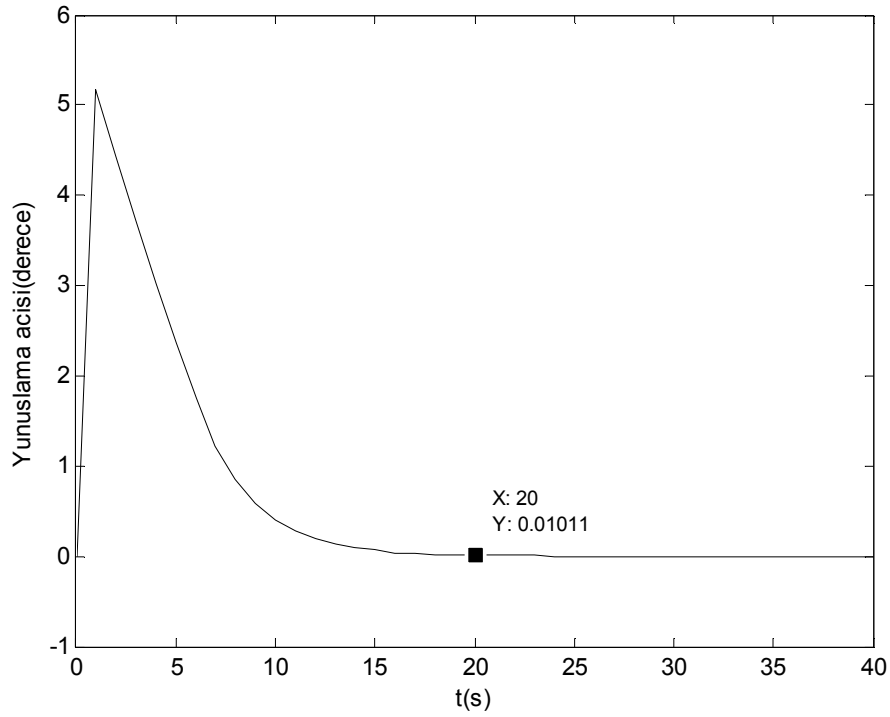
Şekil 6.4: 20 m girişi için yunuslama açısı (θ) değişimi(Q)



Şekil 6.5: Yükseklik kontrolü için 20m cevabı (Q_1)



Şekil 6.6: 20 m girişi için hızdaki değişim (Q_1)



Şeki 6.7: 20 m girişi için yunuslama açısı (θ) değişimi(Q_1)

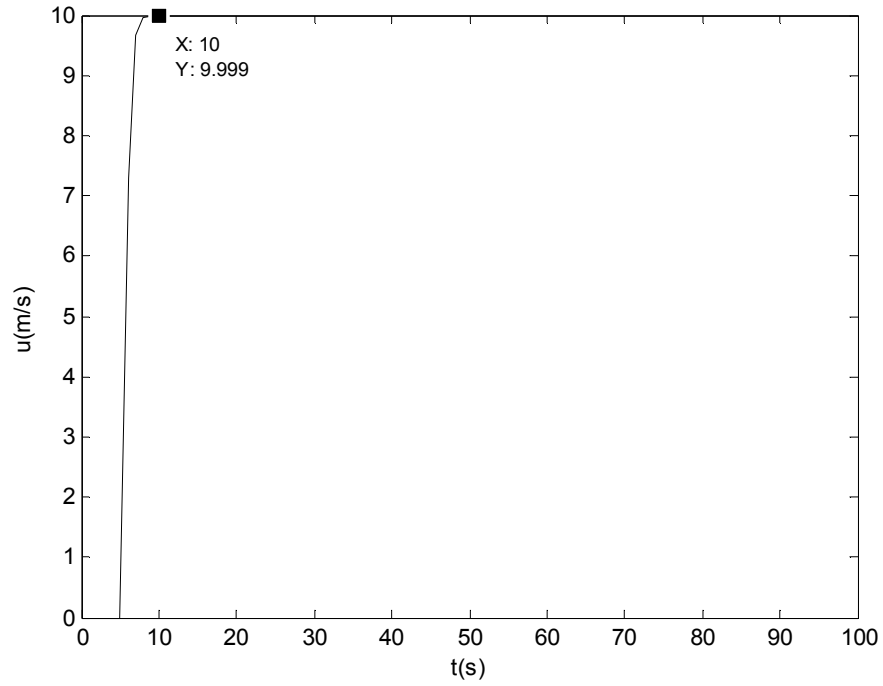
6.2.2 LQR Hız Kontrolörü

Hız kontrolörü için denklemlere bir integratör eklenmesi gereklidir. Böylelikle bu kez ileri yöndeki hızı istenen değere getirecek şekilde integratör durumunun da içinde olduğu denklem yapısı için bir kazanç değeri belirlenmiştir. İkinci şemada hız kontrolünün fazladan integratör durumunun denklemlere eklendiği halde simule edilebilmesi amacı ile oluşturulmuş sistem görülmektedir. Uzunlamasına sistemin 2 ayrı kontrolöre sahip olması hız ve yükseklik değişimini kontrol etme ihtiyacındandır. Integratör durumunu hız için eklemek amacı ile birleştirme(mux) kullanılmış ve u durumları aktüatör ve integratörden geçirilerek beslenmiştir. Birleştirme işleminden sonra kontrolör için bulunan K_{uzu} değeri girilmekte ve simulasyon için durum denklemlerine eklenmektedir. Burada integratör durumunun eklenmesi bilinen bir yol olduğu için hesabı yapılacak olan araç(UAV) için gerekli değerler ve LQRa ait parametreler girilerek simulasyon oluşturulmuştur.

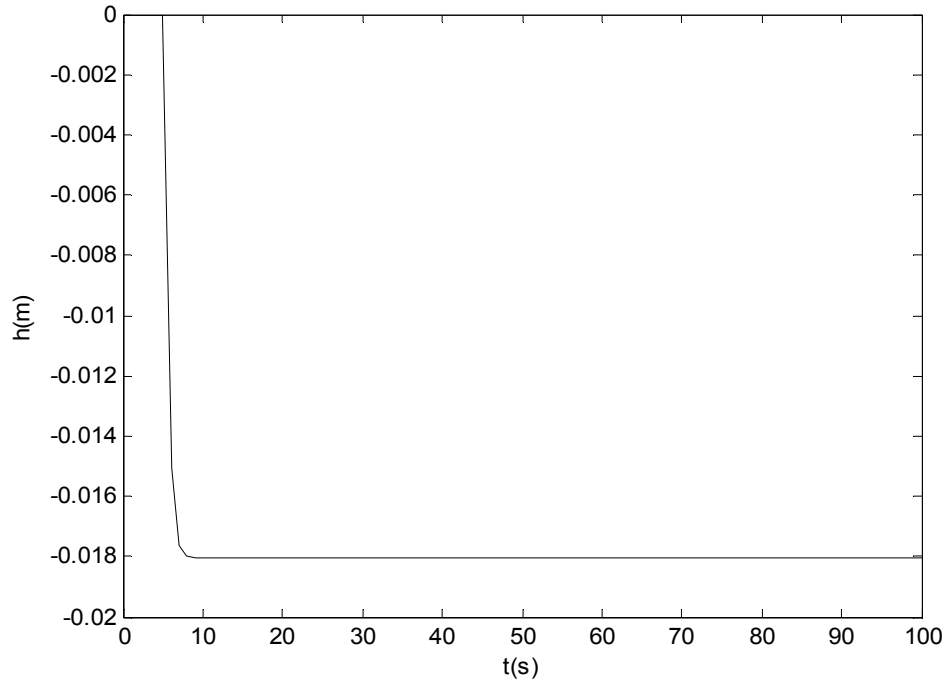
$$Q_{uzl} = \begin{bmatrix} 1000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 30000 \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

$$R_{uzl} = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

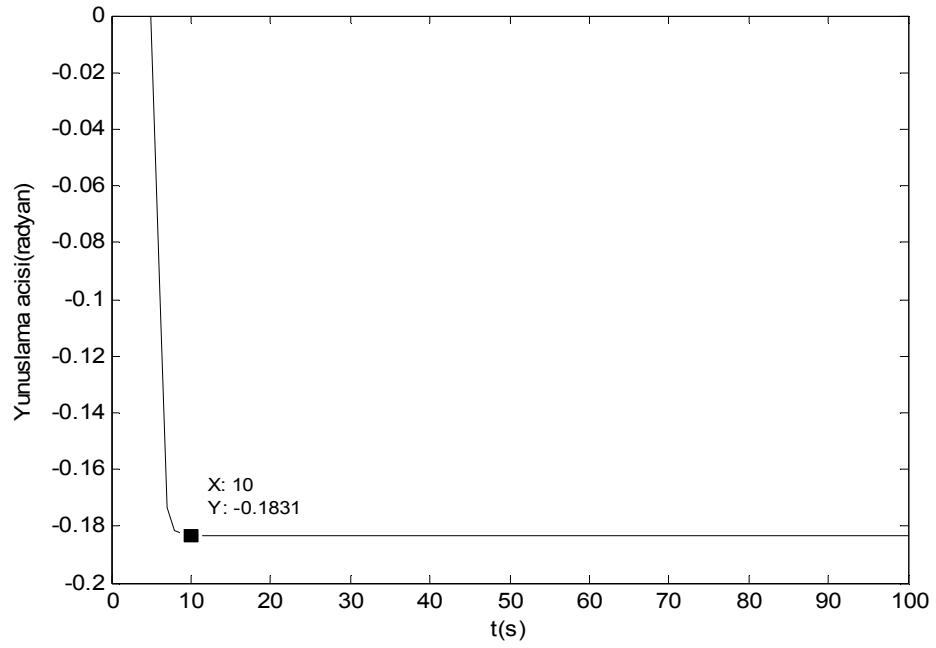
Burada matrislerden görülebileceği gibi fazladan başka durumlar için de integratör konulması sisteminin kontrol edilebilirliğinin kaybolmasına yol açmaktadır. U hızı,yükseklik ve yunuslama açısı için bulunan değerler verilmiştir.



Şekil 6.9: LQR hız kontrolörünün 10m/slik değişime verdiği hız cevabı



Şekil 6.10: LQR hız kontrolöründe hız için girilen 10m/s lik değişim için yükseklik değişimi



Şekil 6.11: LQR hız kontrolöründe hız için girilen 10m/s lik değişim için yunuslama açısı değişimi

6.3 LQR Yanlamasına Kontrolör İçin Hesaplar

Yanlamasına kontrolör için hesap integratör için bir denklemin eklenmesi ve yalnızca geri besleme için matrisin Riccati denkleminde yararlanılarak hesaplanması ile yapılabilir. Hem dümen hem de eleron için geri besleme değerleri hesaplanacağından çıkan sonuç hem yana yatma hem de sapma açısı için düzgün değerler verir. Ancak burada daha evvel bahsedilen yöntem kullanılarak daha basit bir biçimde sonuç matrisi $x_d=[0;0;0;0;\psi_d]$ seçilerek gerekli değerler hesaplanmıştır.

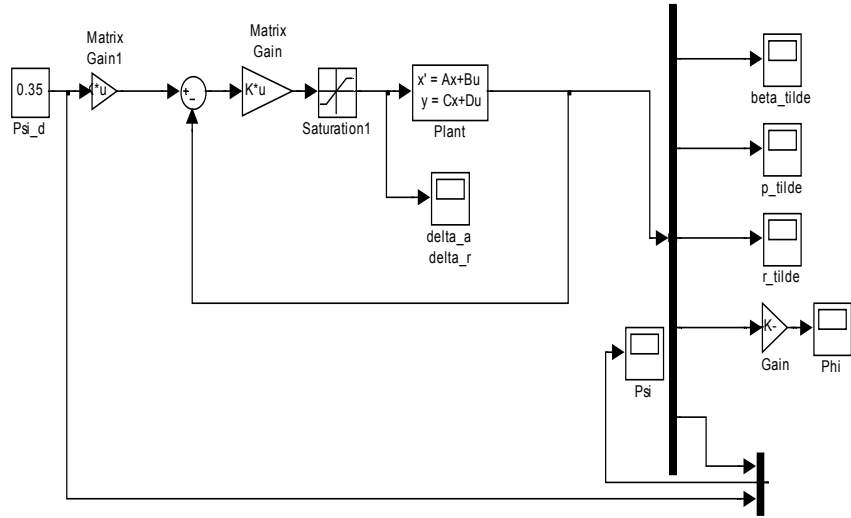
$$\dot{x}_d = A_{en} x_d \quad (6.32)$$

denklemini yalnızca yönlenme girişinin bulunduğu durum için geçerli olur ve optimal kazanç değerleri yanlamasına matrisler kullanılarak Riccati denklemini yardımı ile bulunabilir. Q ve R aşağıdaki gibi seçilmiştir, yerleşme sırasındaki zaman ve osilasyonlar Q ve R matrislerinin etkinlik değerleriyle değiştirilebilir.

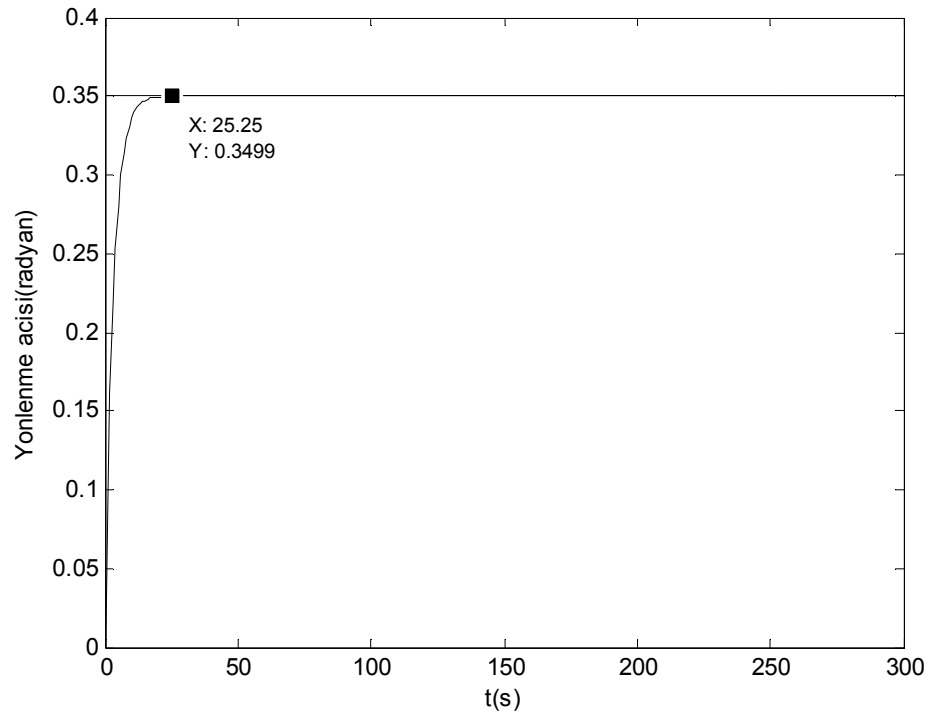
$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1000 \end{bmatrix} \quad (6.33)$$

$$R = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

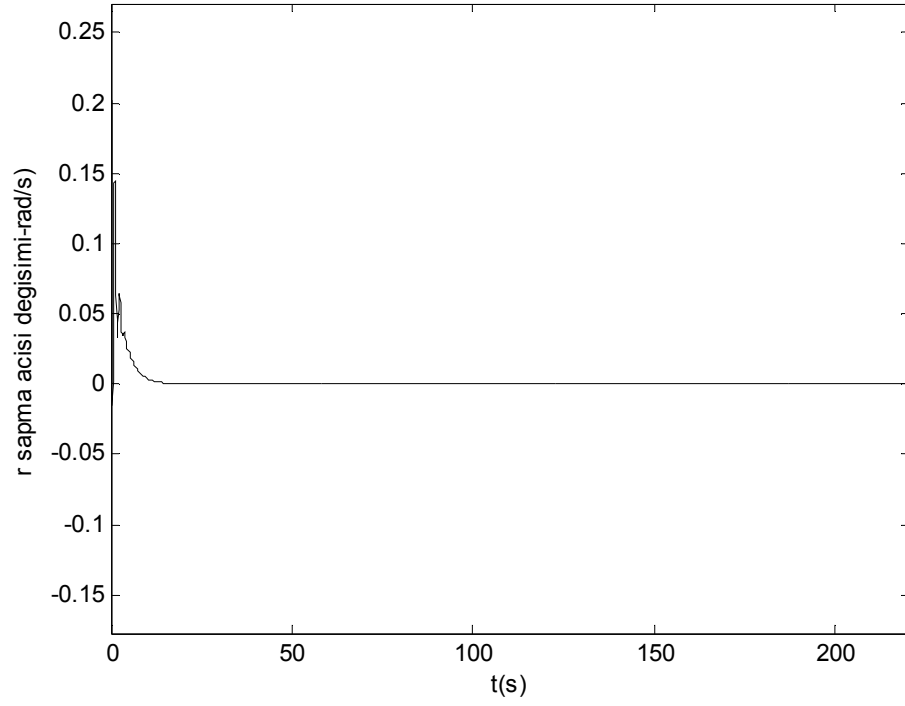
Kontrolöre ait şema ve değişik girişler için devamında gösterildiği gibidir.



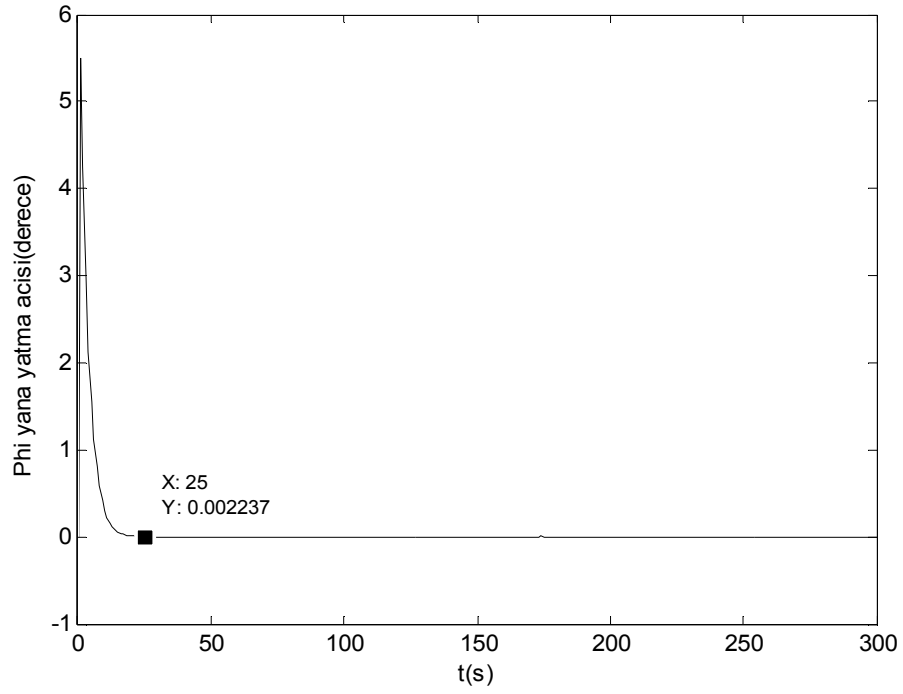
Şekil 6.12: Yanlamasına LQR kontrolör MATLAB-Simulink şeması



Şekil 6.13: Lqr kontrolörde Ψ için değişim ($\psi_d=0.35$ radyan giriş için)



Şekil 6.14: LQR yanlamasına kontrolörde sapma açısı değışimi(rad/s)



Şekil 6.15: LQR yanlamasına kontrolörde Φ açısı(yana yatma açısı) değışimi
($\psi_d=0.35$ radyan)

Anlaşıldığı üzere da ve dr girdilerinde küçük değişimler olmasına rağmen istenilen yönlenmeyi sapma açısı ve Φ değerlerini sıfıra götüren LQR kontrolör sağlamaktadır. Sapma açı değişimi ve vdeki küçük dalgalanma ise Q ve R nin doğru seçilmesi ile giderilebilir.

6.4 Kalman Filtresi Uygulaması

Çalışmamızda ölçüm değerleri her kanaldan normal alınıyormuş gibi tüm durumları geri besleyen bir sistem tasarlanmıştır. Normalde bu sistemin gürültü etkisi altında iyi performans vermesi beklenmemelidir. O sebeple gerçek değerleri tahmin edecek bir Kalman filtresi uygulanarak bulunan değerler üzerinden yapılacak bir LQG kontrolörün etkisi gürültülü hal ve doğru ölçümle yapılanlarla kıyaslanacaktır. Sistem verilen durum denklemlerinden yola çıkarak Euler yöntemi ile ayrıklaştırılmıştır. Öncelikle optimal kazanç değeri ve uzunlamasına 20m yükseklik değeri,yanlamasına 20.02 derece yönlenme değeri için normal tasarım denenmiş, sonra ise gürültü eklenen durum denklemlerine verilen yanıt ve Kalman filtresi uygulamasının kontrolör üzerindeki etkisi incelenmiştir.

6.4.1 Kalman Filtresi

Kalman filtresi uygulaması durum denklemlerini, denklemlere ait matrisi ve başlangıç tahminlerini kullanarak kazanç ve kalıntıların hesabı ile sonraki gerçek sinyale ait değer tahmin edilmesini sağlar. Lineer ayrıklaştırılmış bir durum denklemi gözönüne alınarak filtreye ait adımlar açıklanabilir.

$$X(k+1) = A(k+1, k)X(k) + B(k+1, k)u(k) + G(k+1, k)w(k) \quad (6.35)$$

$$y(k) = H(k)X(k) + v(k) \quad (6.36)$$

Burada denklemi verilen durum modelinden hareketle denklemler çıkartılıp proses gürültü matrisi $E[w(k)w^T(j)] = Q(k)\delta(kj)$, v(k) ölçüm gürültüsü ve ona bağlı ayrık $E[v(k)v^T(j)] = R(k)\delta(kj)$ matrisi kullanılarak elde edilen denklem yardımı ile yeni durum değişkenlerine ait değerler bulunmaya çalışılır. Burada w(k) rastgele gauss bozuntu vektörüdür,ortalaması sıfırdır ve sistem bozuntusu olarak adlandırılır. E istatistik ortalama operatörü, δ_{kj} kronecker deltadır. V(k) ise ölçümlere ait gürültü vektörüdür.Q ve R matrisleri girilerek proses ve ölçüme ait gürültüler tanımlanabilir.

Kalman filtresine ait adımlar şöyle sıralanabilir:

$$P_k(k) = AP_k(k)A' + BD_u B' + GQG' \quad (6.37)$$

$$K_k(k) = P_k(k/k)H_k^T(k)R^{-1}(k) = P_k(k)H_k^T(k)(H_k P_k H_k^T + R(k)) \quad (6.38)$$

$$P_k(k) = (I_{uz} - K_k H_k)P_k(k, k-1) \quad (6.39)$$

$$X_1 = AX_1 + B(K_{LQR}(Xd - X_1)) \quad (6.40)$$

$$\Delta k = Zk_1 - H_k X_1 \quad (6.41)$$

$$X_1 = X_1 + K_k \Delta k \quad (6.42)$$

K_k kalman kazanç katsayısı matrisidir. P_k ise durum kestirimlerinde oluşan hataları gösteren kovaryans matrisidir. Başlangıç için bu hataları tahmin etmemiz(bizim durumumuzda tahminimiz $I*10$), her bir ölçüm hatasına bağlı değerin karesi olan R_k değerlerini girmemiz, proses gürültüsüne dair matris Q yu belirlememiz, H_k ölçüm matrisini her ölçüm için gerekli değerler alındığından birim matris olarak girmemiz, durum değerlerini gösterir matrisin ilk değerlerini girmemiz ve transfer matrisine bağlı olarak hesaplanabilecek D_u değerini hesaplamamız gereklidir. Z_{k1} gürültü matris değerininse önceden verildiği varsayılmıştır.

Sonrasında P_k kovaryans matris değerlerini güncelleyerek kazanç ve d_k kalıntı değerleri bulunur ve Gaussian dağılıma sahip gürültüye haiz sinyalden bulunan değerlerin gerçek değerlerden farkları kullanılarak ve bu fark azaltılmaya çalışılarak gerçek sinyal tahmin edilmeye çalışılır.

Eğer u kontrol girişlerinin olmadığı hali gözönüne alırsak ve sonraki değeri tahmin etmek için ölçüm farklarının bir K optimal değeri ile çarpılarak beslendiğini düşünürsek aradaki farkları minimum yapacak K değeri için denklemler geliştirebiliriz.

$$\tilde{x}(k) = (1 - K_k H) \tilde{x}(k-1) \phi_k + (1 - K_k H) w_k - K_k v_k \quad (6.43)$$

$\Phi(k)$ temel matris olacak şekilde yazılan bu denklemde P kovaryans matrisi durum farklarının karesi, Q_k proses gürültülerinin karesi ve R_k ölçüm gürültülerinin karesi ile istatistik ortalama operatörü kullanılarak ilişkilendirilirse denklem yeniden yazılıp P_k değerini minimum yapacak K değerleri türev alınarak bulunabilir. Bu işlem de

optimal kontrol probleminde olduğu gibi ve bu bölümde daha önce açıklandığı gibi bir Riccati tarzı denklem ortaya çıkarır ve Kalman filtresi uygulaması orataya çıkmış olur.

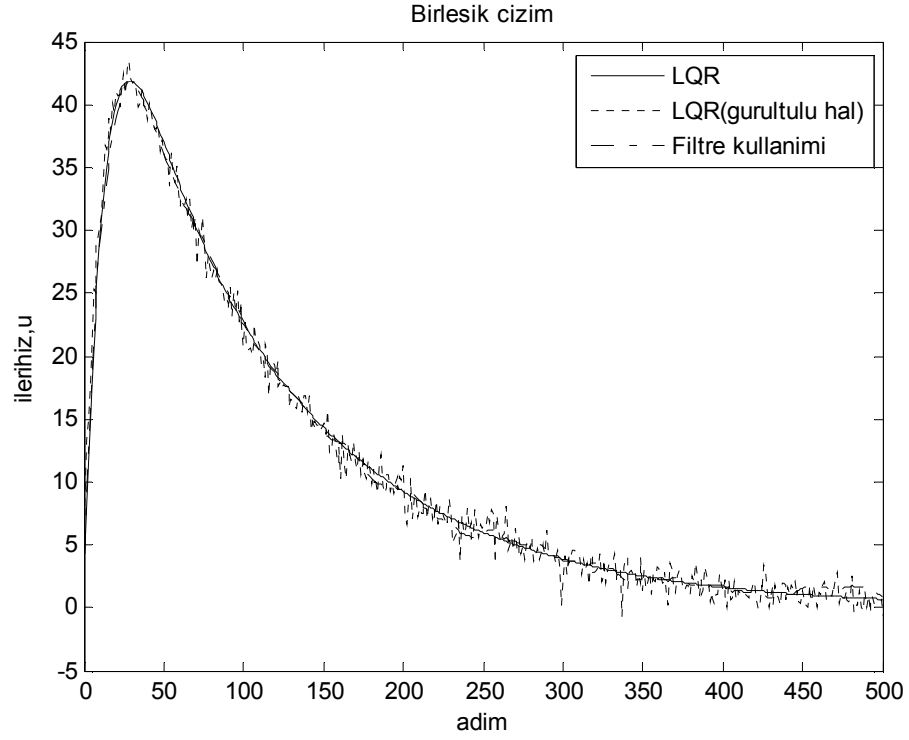
Kalman filtresi uygulaması optimal bir öngürücü oluşturur ve kovaryans matrisine ait değerleri minimize edecek şekilde filtre uygulaması yapılır [40,41].

Modelimizde bulunan gerçek değerler Kalman filtresi uygulaması için Gaussian dağılıma sahip ve Matlab komutları ile üretilen gürültüye tabi tutulmuş olup bulunan son değerlerden gerçek sinyal süzdürülmeye çalışılmıştır.

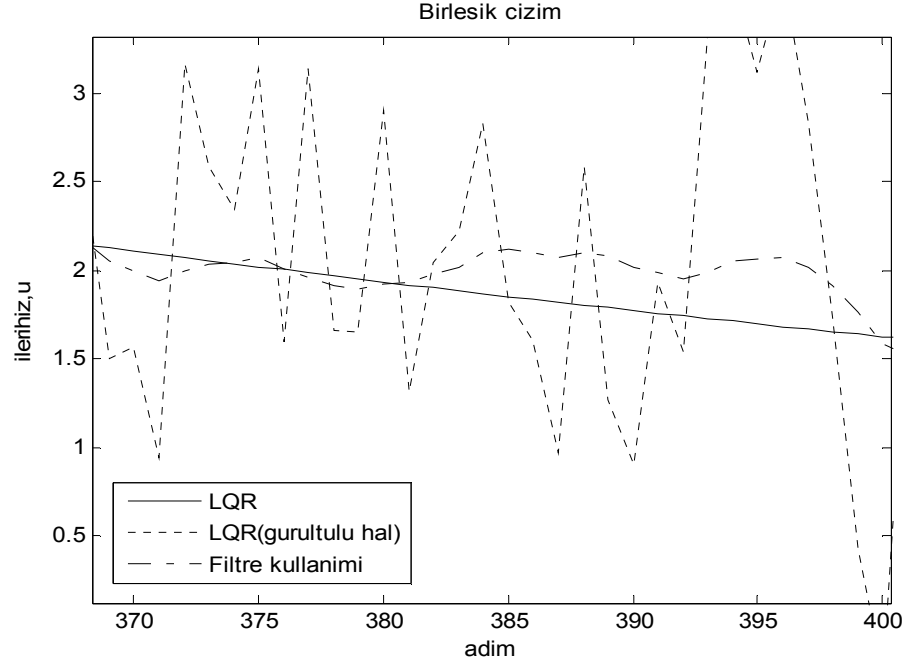
$$\frac{X_{k+1} - X_k}{dt} = A_{uz} X_k + B_{uz} K (X_d - X_k) \quad (6.44)$$

Üstte verilen denklem yardımı ile K optimal kazanç değerleri (uzunlamasına yükseklik ve yanlamasına yönlenme kontrolörü için LQR yöntemi ile bulunan değerler), X_d istenen çıkış vektörü ve dt ayrıklaştırılmak istenen zaman aralığı olarak alınarak sistem Euler yöntemi yardımı ile ayrıklaştırılıp belirli bir adım sayısı için X_k nın elemanları güncellenerek LQR kontrolörün ve X_k nın her bir elemanına gürültü eklenerek gürültülü ölçümlerle kontrolörün çalışması incelenebilir. Benzer biçimde Kalman filtresi uygulaması içine düzeltilmiş değerleri kullanacak bir durum matrisi yazılarak ve sonuçları gözlenerek Kalman filtresinin etkisi de görülebilir. Bunun için bir MATLAB kodu yazılmıştır.

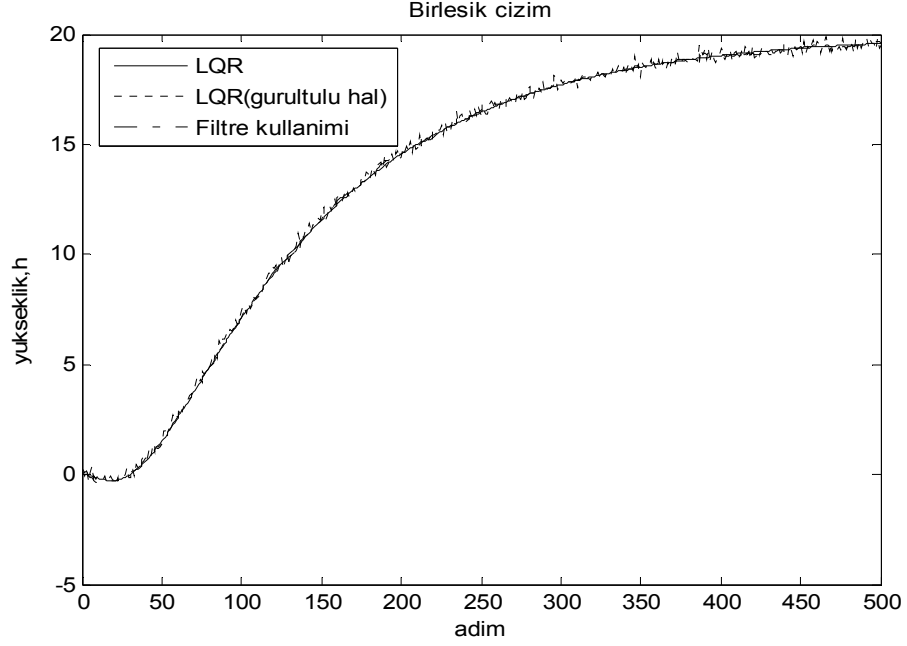
Sonuçlar verilmiştir. Optimal bir observer olarak çalışan Kalman filtresi yeni değerleri düzgün bir biçimde tahmin etmektedir.



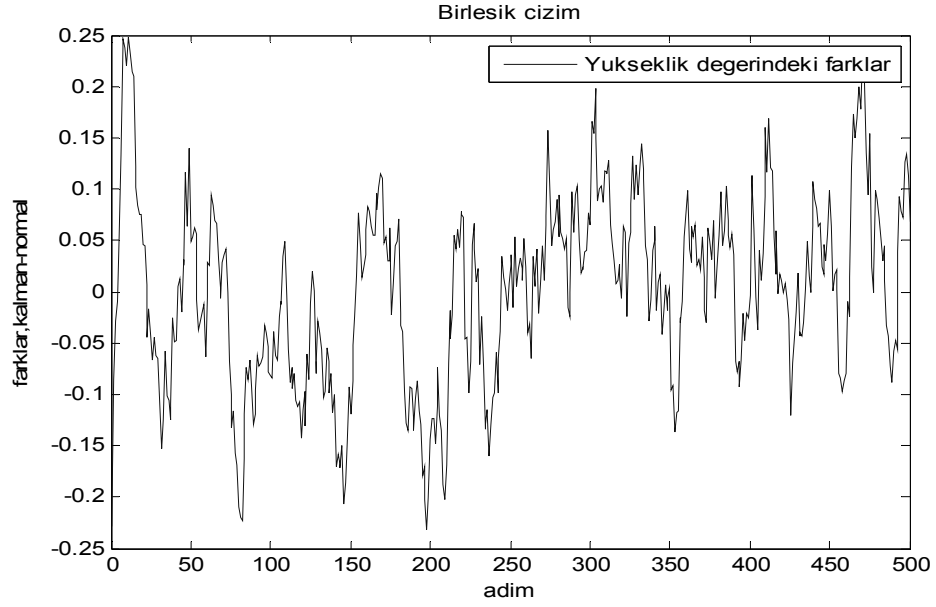
Şekil 6.16: U hızındaki değişim(500adım=50s)



Şekil 6.17: LQG kontrolör U hızındaki değişim yakınlştırılmış(500adım=50s)

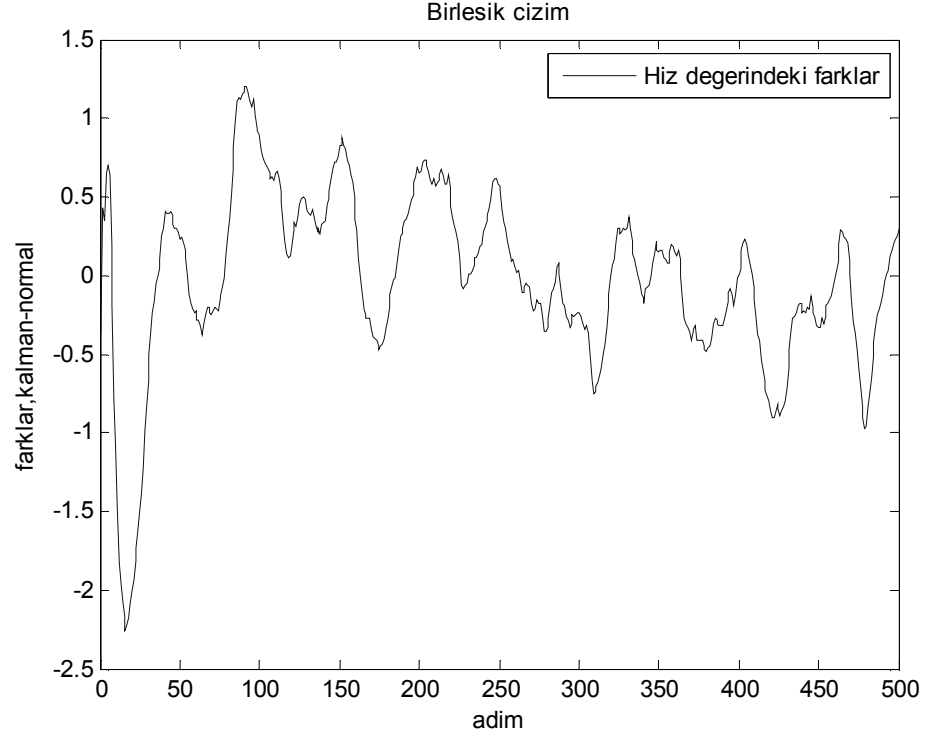


Şekil 6.18: LQG kontrolör için yükseklikteki değişim(500adım=50s)

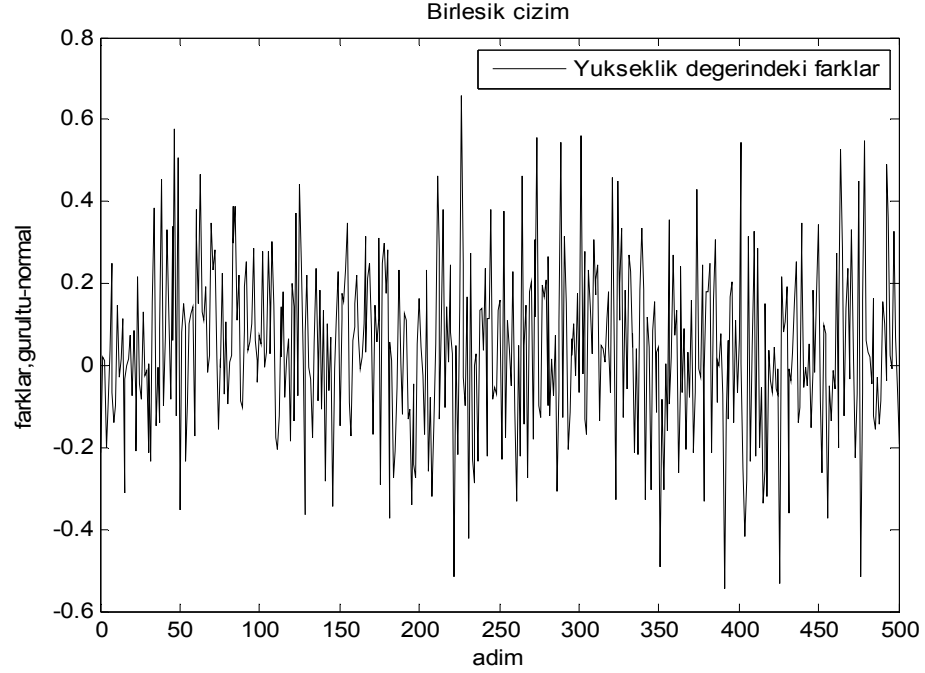


Şekil 6.19: Yükseklik değerinde filtre kullanımı ve normal hal arasında oluşan farklar

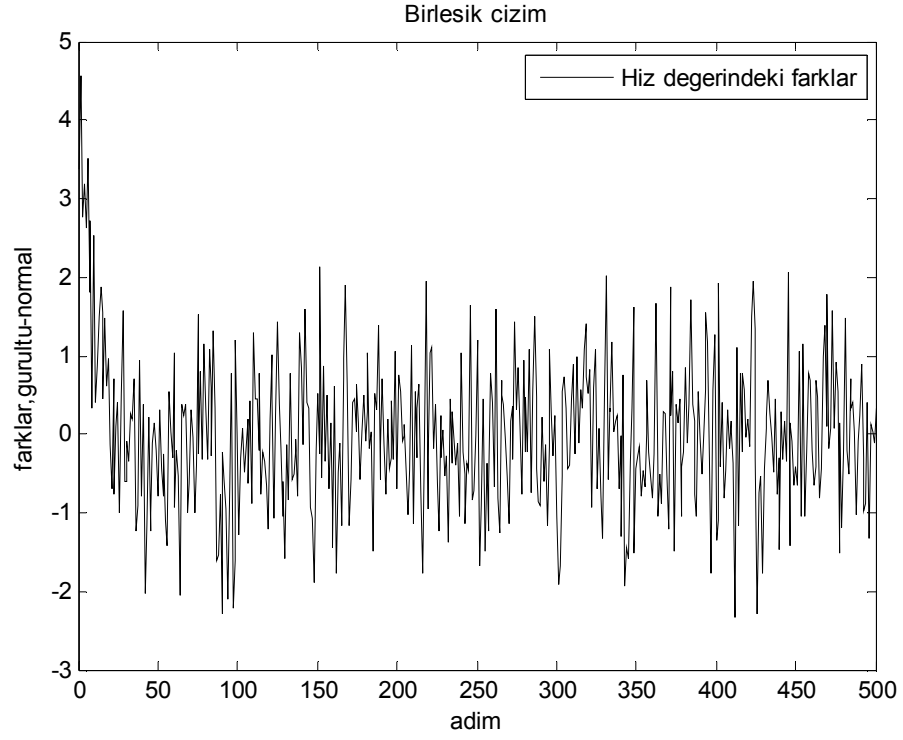
Görüldüğü gibi hem hız değeri hem de yükseklik değeri içintahminler gerçek değerlere yakındır. Karşılaştırma için her bir durumda oluşan farklar da verilmiştir.



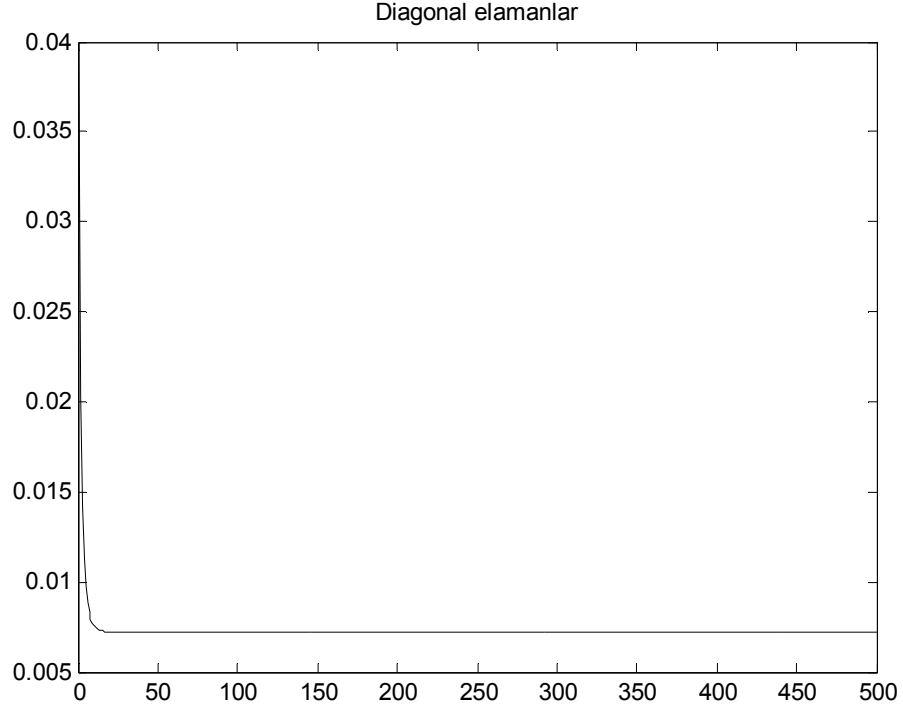
Şekil 6.20: Hız değeriinde filtre kullanımı ve normal değerler arasındaki farklar



Şekil 6.21: Yükseklik değeriinde gürültülü değerler ve normal hal arasında oluşan farklar



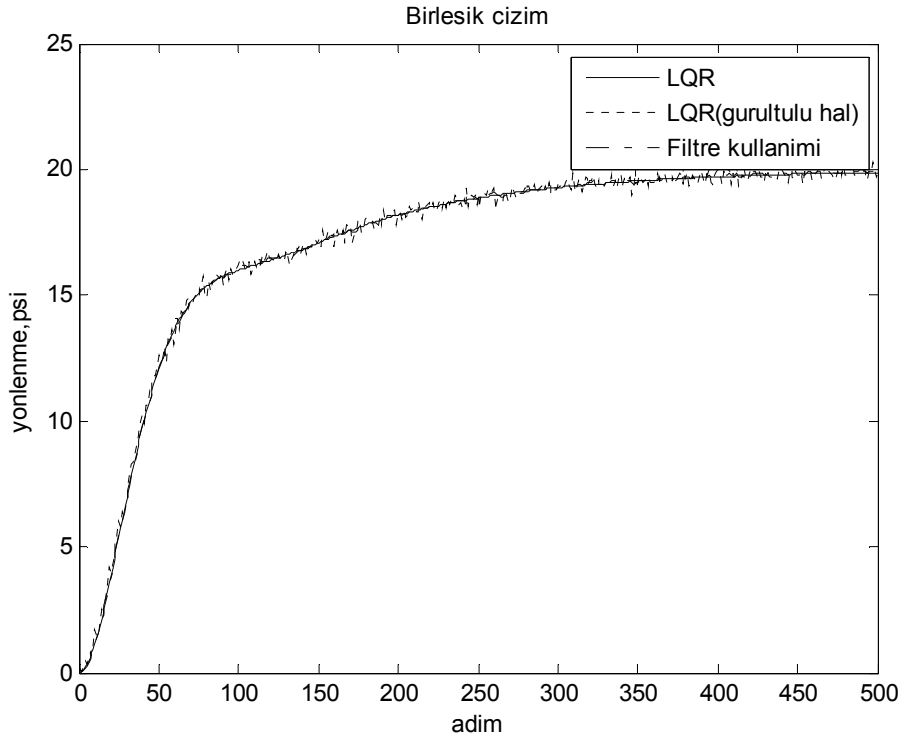
Şekil 6.22: Hız değerinde gürültülü değerler ve normal değerler arasındaki farklar



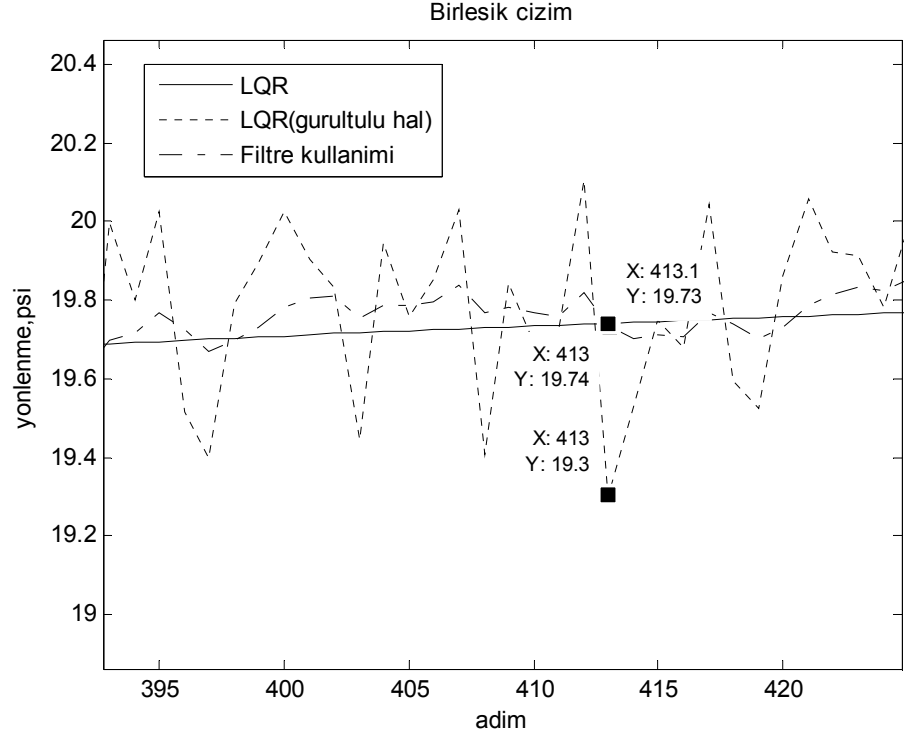
Şekil 6.23: Diagonal elemanlardaki değişim(P_1 kovaryans matrisi)

Yanlamasına Kalman filtresi yardımı ile kontrolör tasarımı da benzer şekilde yapılabilir. Yönlenme referans değeri için bir çalışma yapılmıştır. Bu kez $X_d=[0;0;0;0;\psi_d]$ alınır ve gürültülü değerler için matris girilirse yönlenme kontrolöründe bulunmuş optimal değerler için yönlenme ve diğer değişkenlere ait değişim incelenebilir. MATLAB kodu uzunlamasına kontrole benzer biçimde oluşturulmuştur.

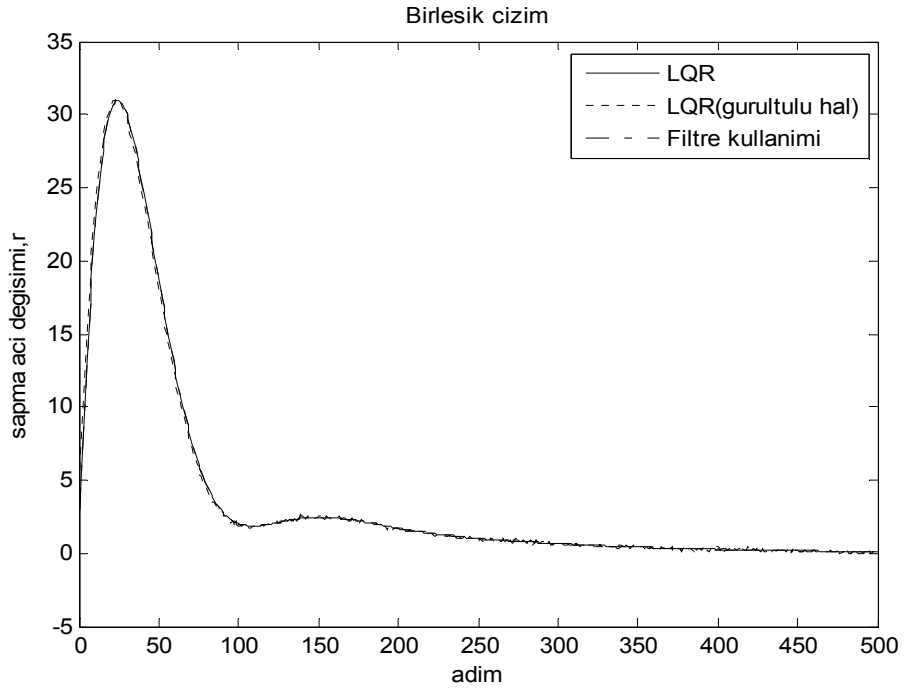
R sapma açısı değişimi ve ψ istenen yönlenme çıktı olarak çizdirilmiştir. Sonuçlar yine Kalman filtresinin etkinliğini ve LQR tasarımının işlerliğini ortaya koymaktadır.



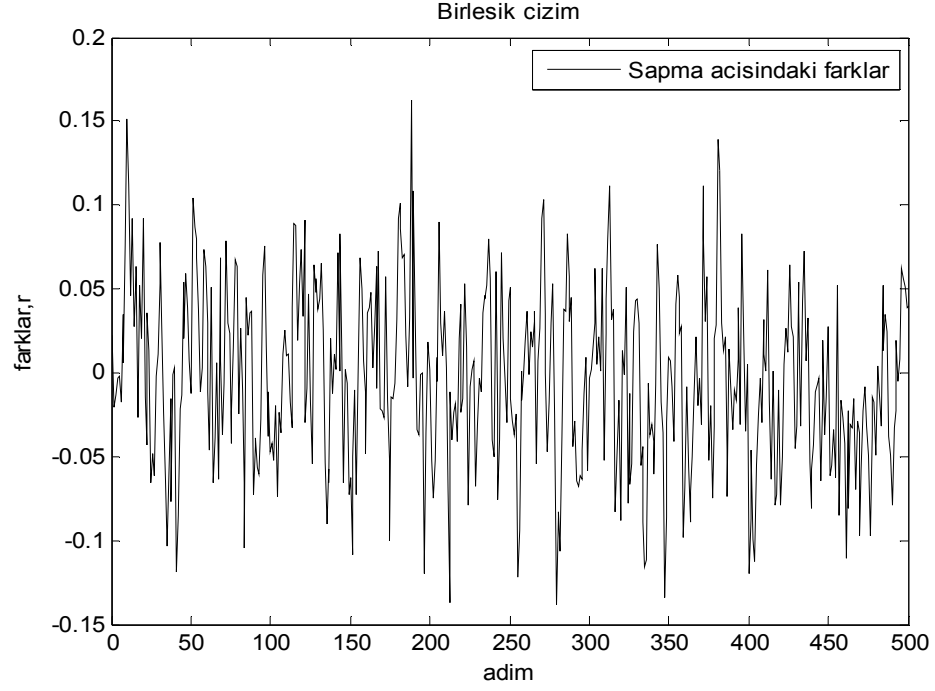
Şekil 6.24: 20 derece için yönlenme cevabı (500 adım=50 s)



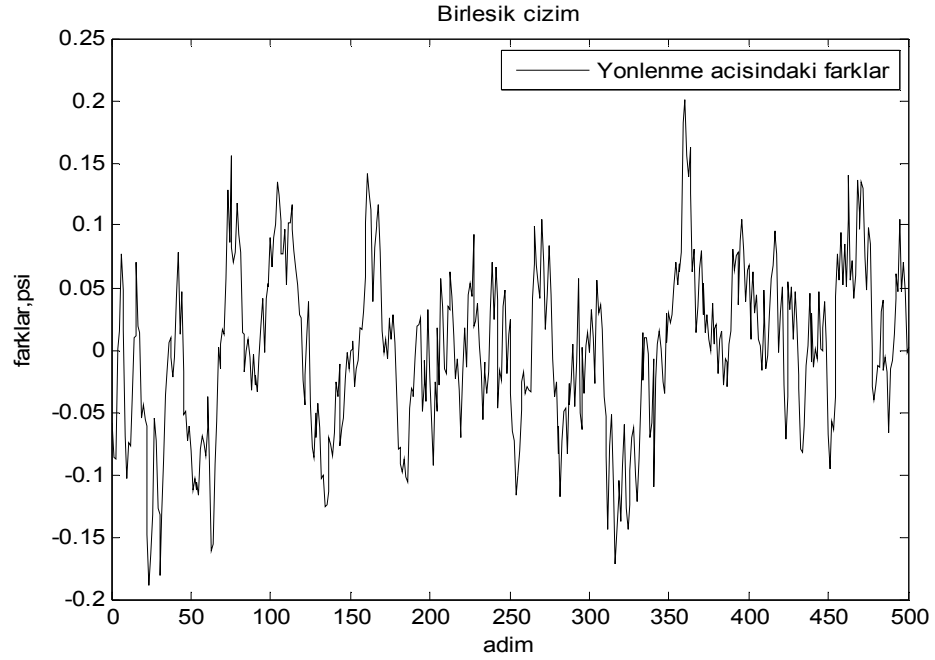
Şekil 6.25: 20 derece için yönlenme cevabı yaklaştırılmış hal(500 adım=50 s)



Şekil 6.26: r sapma açısı değişimi (500 adım=50s)

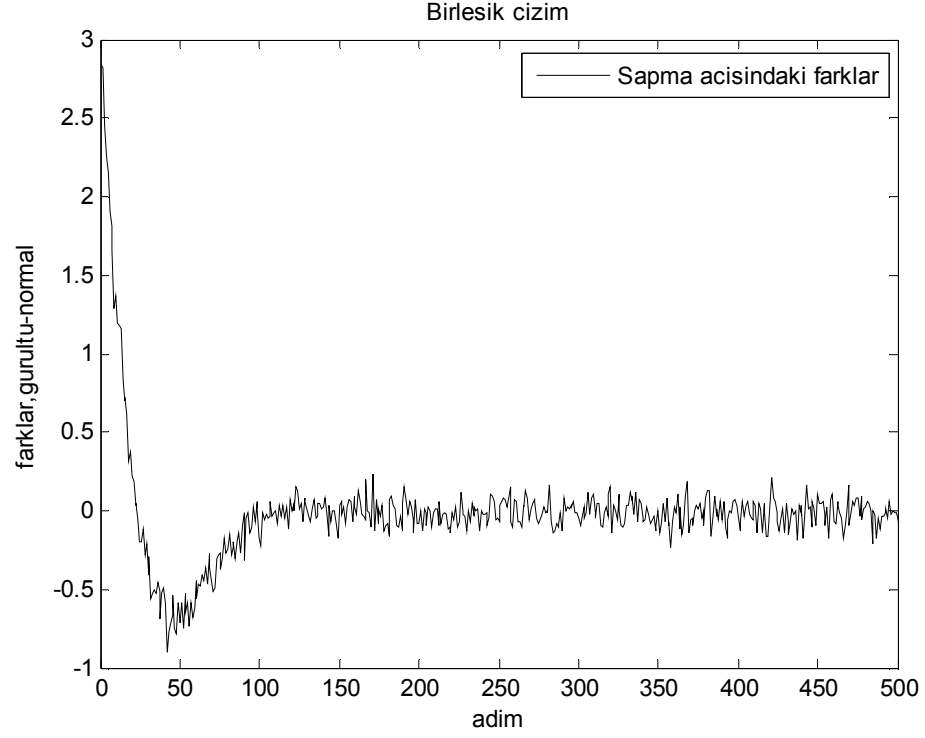


Şekil 6.27: Sapma açısı değerinde filtre kullanımı ve normal hal arasındaki farklar

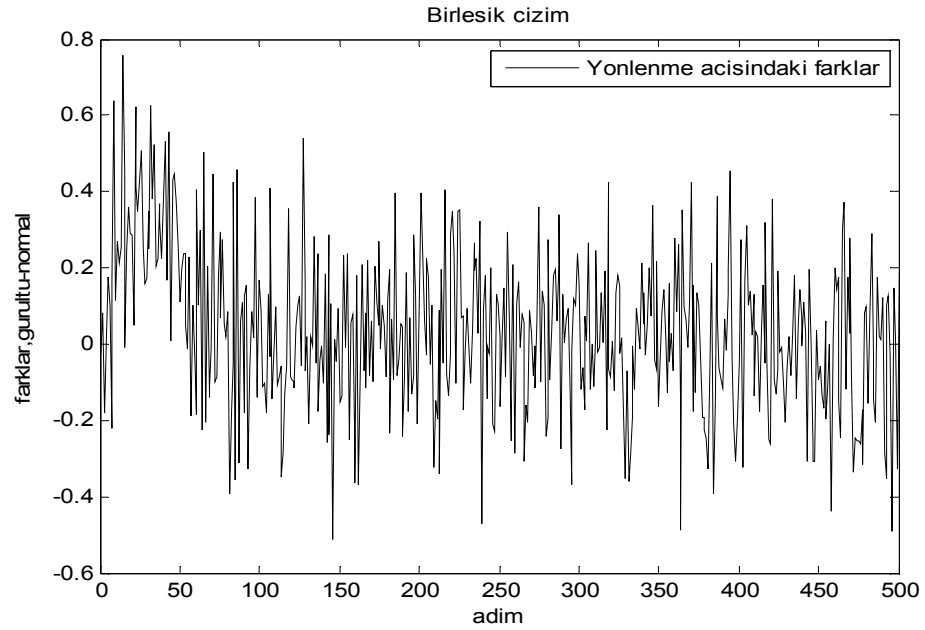


Şekil 6.28: Yönlenme açısında Kalman filtresi kullanımı ve normal hal arasında meydana gelen farklar

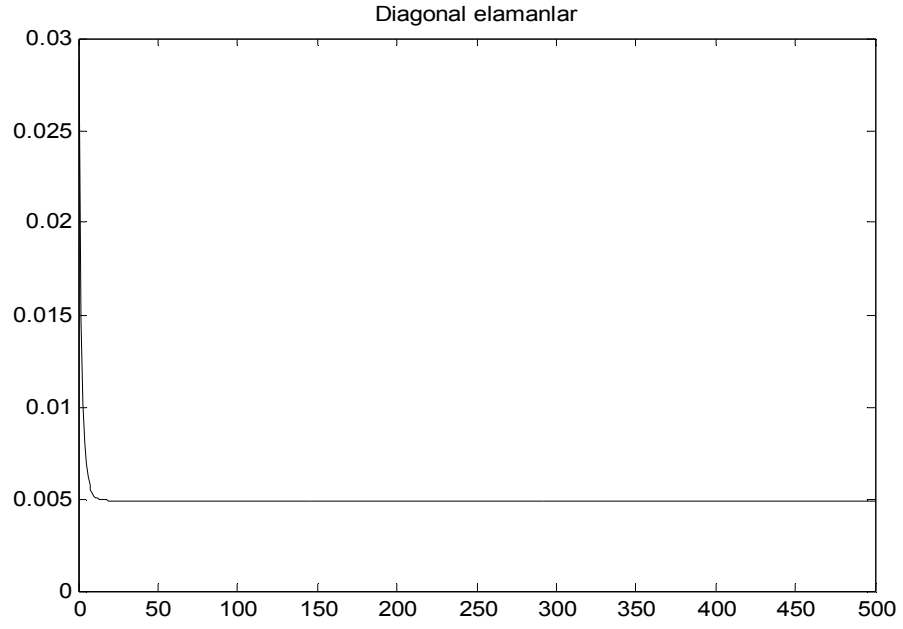
Sapma ve yönlenme açısı için filtrelenmiş değerlerle aradaki farklara benzer biçimde sonra gürültülü değerler ile normal değerler arasındaki farklar da verilmiştir.



Şekil 6.29: Sapma açısında gürültülü değerler ve normal hal arasında meydana gelen farklar



Şekil 6.30: Yönlenme açısında gürültülü değerler ve normal hal arasında meydana gelen farklar



Şekil 6.31: Yanlamasına filtre uygulamasında P_2 matrisi diagonal elemanların değişimi

7. BULANIK MANTIK TEMELLİ KONTROLÖR TASARIMI

7.1 Bulanık Mantık Temelli Sistemler

Bulanık mantık temelli sistemler bilgi veya kural temelli sistemler olarak adlandırılabilir. Bulanık sistemlerin temelini “if-then” eğer-o halde kural sistemi bazlı bilgi sistemi oluşturur. Örneğin ;

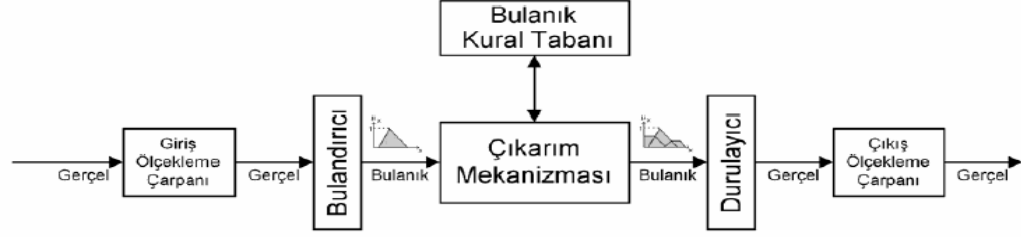
EĞER hız düşük ise;daha fazla güç uygula.

Bulanık mantık temelli sistem tasarımında öncelikle bulanık eğer-o halde kuralları bilinen bilgilerden ve uygulamalardan toplanmalıdır. Sonrasında bu kurallar ve bilinen değerler bir sistemde birleştirilip tek bir sistem elde edilebilir. 3 adet bulanık mantık temelli sistemden söz edilebilir:

- 1.Temel bulanık mantık sistemi
- 2.Takagi-Sugeno (TSK) bulanık sistemi
- 3.Bulanıklaştırma ve durulama sistemine sahip bulanık mantık sistemi

TSK sistemi çıkışı fonksiyon olarak verir diğer sistemlerde ise giriş ve çıkış fonksiyonları bulanık mantık temellidir. Bulanıklaştırıcı ve durulayıcıya sahip sistemlerde ise çok giriş tek çıkışa dönüştürülebilir. Bulanık sistemin genel yapısı grafikte görüldüğü gibidir.

Kısaca bulanık mantık temelli bir sistem ile bilgi tabanından yola çıkarak non-lineer bir geçiş oluşturan bir prosedür elde edilebilir. Bulanık sistemler otomobil kontrol sistemleri,metro kontrol sistemleri ve üretim kontrol sistemlerinde sıkça kullanılmaktadır. Uçuş kontrol sistemleri içinse sırf bulanık mantık temelli ve bulanık mantık temeline ve diğer kontrol sistemlerinin beraber kullanılmasına dayanan çalışmalar bulunmaktadır [36,37].



Şekil 7.1: Bulanık mantık temelli sistemin genel yapısı

7.1.1 Bulanık Kural Tabanı

Bulanık sistemlerde değişkenler arasındaki ilişkiler bulanık

EĞER öncül(antecedent) önerme O HALDE sonuç(consequent) önerme

şeklindeki “EĞER – O HALDE” bulanık kurallar ile ifade edilir. Öncül önerme, her zaman “ $x \sim A$ ’dır” şeklinde bir bulanık önermedir. Burada $x \sim$ bir dilsel değişken ve A ise bir dilsel terimdir. Önermenin doğruluk değeri sıfır ile bir arasında bir gerçel sayıdır ve bu değer $x \sim$ ve A arasındaki uyumun derecesine bağlıdır.

Örneğin otomobil hızı ile gaz kelebeği açıklığı arasındaki non-lineer ilişki “Eğer gaz kelebeği açıklığı fazla ise o halde hız yüksektir” şeklindeki bir bulanık kural ile verilebilir. Elde edilen bulanık model, bulanık kuralların türüne göre adlandırılır. Bulanık önermedeki sonuç ifadesinin yapısına göre bulanık kural tabanı dört farklı yapı oluştururlar:

- i. Mamdani tipi bulanık kurallar,
- ii. Tekli (singleton) tip bulanık kurallar,
- iii. Takagi-Sugeno tipi bulanık kurallar.
- iv. Tsukamoto tipi bulanık kurallar.

7.1.1.1 Mamdani Tipi Bulanık Kurallar

Bu tip “Eğer-O Halde” bulanık kurallar bilgiyi yarı-niteliksel olarak içerirler. Bu kurallar şu şekildedir:

Ki: EĞER $x \sim A_i$ ise O HALDE $y \sim B_i$.

Burada, $x \sim$ giriş dilsel değişken ve A_i ‘ler ise öncül dilsel terimlerdir. Benzer şekilde $y \sim$ çıkış dilsel değişken ve B_i ‘ler ise sonuç dilsel terimlerdir. Kurallarda yer alan $x \sim$ ve $y \sim$ dilsel değişkenlerinin değerleri ve A_i , B_i dilsel terimleri kendi tanım bölgelerinde tanımlı bulanık kümelerdir.

Örneğin:

$$x \in X \subset R^p \quad (7.1)$$

$$y \in Y \subset R^q \quad (7.2)$$

Öncül ve sonuç bulanık kümelerine ilişkin üyelik fonksiyonları şu şekildeki dönüşümlerdir:

$$\mu(x) : X \rightarrow [0,1] \quad (7.3)$$

$$\mu(y) : Y \rightarrow [0,1] \quad (7.4)$$

A_i bulanık kümeleri, ilişkili sonuç önermelerinin geçerli olduğu öncül uzaydaki bulanık bölgelerdir. A_i ve B_i dilsel değişkenleri genellikler daha önceden tanımlanmış çok küçük, küçük, orta, büyük, çok büyük gibi terimlerden seçilir. Bu kümeler, A ve B ile gösterilirse A_i ve B_i 'ler, $A_i \in A$ ve $B_i \in B$ şeklinde ifade edilebilir.

Örneğin sabit gaz girişinin olduğu bir ısıtıcının gücünün verilen oksijen gazı miktarına bağlı olan niteliksel bir bulanık modelini oluşturabiliriz.

Giriş oksijen debisi ve çıkış ısıtma gücü alınabilir. Giriş ve çıkış dilsel terimlere ait kümeler:

$$A = \{Az, Orta, Yüksek\} \quad (7.5)$$

$$B = \{Az, Yüksek\} \quad (7.6)$$

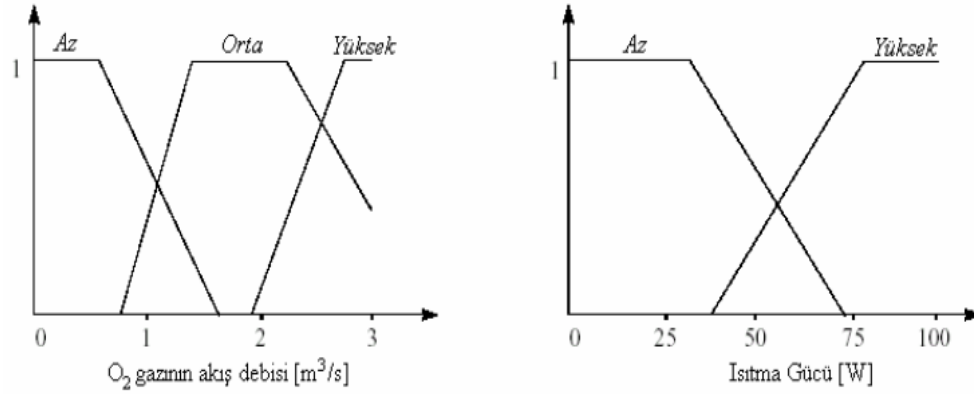
şeklinde ifade edilerek modeldeki giriş ve çıkış değişkenleri arasındaki bağ belirlenebilir:

Kural 1: EĞER O2 debisi Az ise O HALDE ısıtma gücü Azdır.

Kural 2: EĞER O2 debisi Orta ise O HALDE ısıtma gücü Yüksek.

Kural 3: EĞER O2 debisi Yüksek ise O HALDE ısıtma gücü Azdır.

Dilsel terimlerin anlamları üyelik fonksiyonları ile tanımlanmıştır. Bu giriş ve çıkış için şu şekilde bulanık fonksiyonlar belirlenebilir:



Şekil 7.2: Üyelik fonksiyonları tanımı

7.1.1.2 Tekli (singleton) Tip Bulanık Kurallar

Mamdani tipi bulanık kuralların özel bir halidir. Çıkış bulanık kümesinin tekli olarak tanımlanması halidir.

Tekli üyelik fonksiyonu:

$$\mu(x) = \begin{cases} 1, & x = \bar{x} \\ 0, & \text{aksihalde} \end{cases} \quad (7.7)$$

şeklinde tanımlanır.

Tekli kurallar şu şekilde yazılabilir:

K_i: EĞER x, A_i ise O HALDE y=b_i , i= 1, 2, 3,.....,r

7.1.1.3 Takagi-Sugeno tipi bulanık kurallar

Mamdani tipi bulanık EĞER - O HALDE kurallardaki öncül ve sonuç kısımlar bulanık önermeler ile sistemi ifade etmektedir. Takagi-Sugeno (T-S) bulanık modelinin sonuç kısmında, bir belirgin fonksiyon mevcuttur. Dolayısıyla bu model matematiksel ve dilsel ifadelerle oluşturulan bir model olarak görülebilir. T-S modelinde kurallar aşağıdaki yapıdadır:

K_i : EĞER x, A_i ise O HALDE y_i = f_i(x) , i= 1, 2,, r.

Mamdani modelin aksine, x girişi kesin değerlidir. Her kuraldaki $f_i(x)$ fonksiyonu aynı tip yapıdadır, yalnızca parametreler değişiktir. Basitlik ve pratiklik açısından, çıkış fonksiyonu için doğrusal yapıda olan bir fonksiyon kullanılması işleri kolaylaştırır.

7.1.2 Bulanık Çıkarım Mekanizması

Mamdani tipi;

K_i : EĞER $x \sim A_i$ ise O HALDE $y \sim B_i$ 'dir , $i= 1, 2, \dots, r$

şeklindeki her bir bulanık kural, bir bulanık bağıntı olarak gösterilebilir:

$$R_i : (X \times Y) \rightarrow [1,0].$$

Bu bağıntı iki temel şekilde hesaplanabilir: Bulanık bağıntısal kesişim (Mamdani metodu) ve bulanık gerektirme (bulanık mantık metodu). EĞER-O HALDE kuralları A_i gerektirir B_i ($A_i \rightarrow B_i$) şeklinde olduğunda bulanık gerektirme kullanılır [38].

Birleşme kullanıldığı zaman, eğer-o halde kuralları A ve B nin aynı anda sağlandığı doğrudur şeklinde yorumlanabilir. Bağıntı simetrik ve ters çevrilebilir. Kesişim için minimum operatörü $\wedge$ seçilirse $R_i = A_i \times B_i$ bağıntısına ait üyelik fonksiyonu μ_{A_i} A girişine ait üyelik fonksiyonu ve μ_{B_i} B çıkışına ait üyelik fonksiyonunu belirtmek üzere şu hesapla bulunabilir:

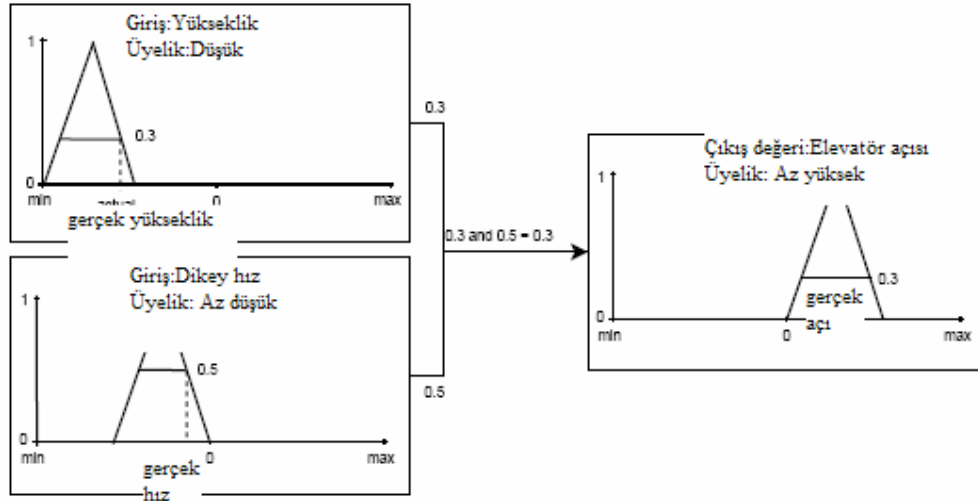
$$\mu_{R_i}(x, y) = \mu_{A_i}(x) \wedge \mu_{B_i}(y) = \min(\mu_{A_i}(x), \mu_{B_i}(y)) \quad (7.8)$$

Minimum işlemi, X ve Y 'nin Kartezyen çarpım uzayında olası her x ve y çifti için hesaplanmıştır. Tüm modeli ifade eden bulanık R bağıntısı, Mamdani kural tablosunda yer alan r adet bulanık kuralın birleşimi ile verilir.

$$R = \bigcup_{i=1}^r K_i \quad (7.9)$$

Birleşim için maximum operatörü seçildiğinde R bağıntısına ilişkin bulanık üyelik fonksiyonu şudur:

$$\mu_R(x, y) = \max_{1 \leq i \leq r} (\mu_{A_i}(x) \wedge \mu_{B_i}(y)) = \max_{1 \leq i \leq r} (\min(\mu_{A_i}(x), \mu_{B_i}(y))) \quad (7.10)$$



Şekil 7.3: Çıkarım mekanizması uygulanması

Örnek olarak tek bir kuralın uygulandığı ve üstteki grafikte gösterilen durumu verebiliriz:

EĞER “yükseklik düşükse (burada 0.3 düşük üyelik değerinde)” ve dikey hız “az düşükse(burada 0.5az düşük değerinde)” O HALDE elevatör açısı “az yüksek” tir.

Min-max. kural çıkarımı kullanılarak çıkıştaki etkinlik değeri bulunabilir ve burada iki giriş değerinin küçüğü olan 0.3 alınarak çıkış değeri az yüksek için meydana getirdiği alan bulunmuştur. Önemli bir durum bir anda birden fazla kuralın etkin olabileceğidir. Bu durumda her bir çıkarılan sonuç değerinin ortalaması seçilen bir yolla alınarak durulama işlemi yapılır.

$$sonuc = \frac{mu(1)cikis(1) + mu(2)cikis(2) + ... + mu(n)cikis(n)}{mu(1) + mu(2) + ... + mu(n)} \quad (7.11)$$

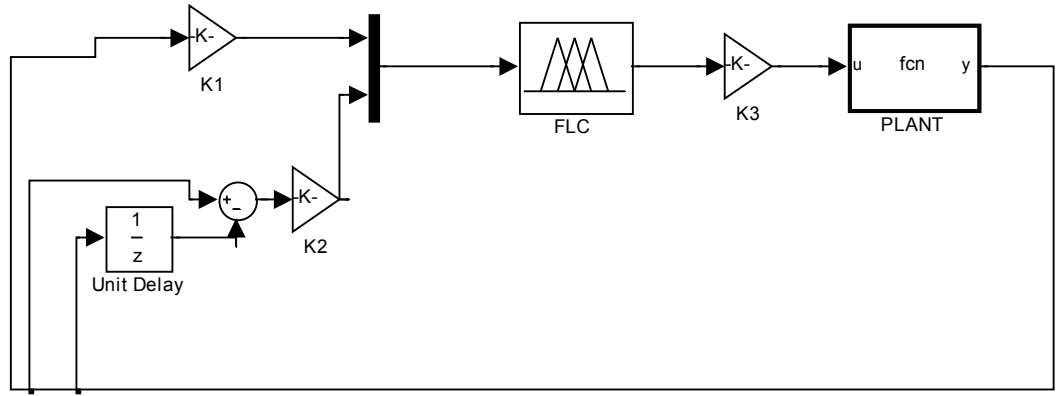
Toplam değer mu ve çıkış değerlerinin çarpımı ile elde edilir. Çıkış değeri için alan merkezli bir yöntem seçilirse alanların ortalaması alınabilir.

7.2 Bulanık Mantık Temelli Kontrolör Tasarımı

Daha evvel yapılan kontrolörlerde de görüldüğü gibi klasik yöntemlerle kontrol tasarımında sisteme ait dinamik denklemlerin,modelin belirlenmesi gereklidir. Ancak bulanık mantık temelli bir kontrolör tasarlanırken sadece sisteme dair önceden bilinen durumlar ve tecrübe gözönüne alınarak(expert’s knowledge) tasarım yapılabilir.

Mamdani tipi kontrolörler sistem hakkında yalnızca bilinen değerler ve istenilen özellikler kullanılarak kural bazlı dile dayanan bir kontrol stratejisi kullanılmasına dayanır. Mamdani,sistem hakkında önceki tecrübe ve istenilen değerlerden yola çıkarak eğer-o halde kurallarına dayanan ve üyelik fonksiyonları ile değiştirilebilen bir kontrolör tasarlanabileceğini öne sürmüştür. Oluşturulacak kontrolörler de Mamdani tipi olarak düzenlenmiştir.

Burada sistem hata ve hatanın türevinin değişimine dayanan biçimde oluşturulmuştur. Eğer PDye benzer bu bulanık kontrolöre giriş ve çıkış çarpanları dışında çıkış kontrol (u) yapısına bir integratör ekleyen bir yapı oluşturulursa veya integratör için 3.bir giriş oluşturulursa PID yapı da elde edilebilir.Ancak yükseklik,hız ve yönlenme kontrolörleri için PD tipi yapı seçilmiş ve katsayılar online olarak ayarlanarak sonuca ulaşılmaya çalışılmıştır.



Şekil 7.4: PD tipi bulanık mantık kontrolörü uygulama yapısı

Kullanılan PD kontrolör yapısı şemada görülmektedir. Hata $e(t)$ ve hatadaki değişim $e(t)-e(t-1)$ gözönüne alınarak bir u çıktısı elde edilmiştir. Giriş ve çıkış için P tipine benzer ve Gaussian dağılıma sahip üyelik fonksiyonları seçilmeye çalışılmış ancak yapıda yalnızca P kontrolör kullanılması yetersiz olduğu için üçgen tip üyelik fonksiyonları ve daha iyi performans için PD hali uygulanmıştır.

Tablo 7.1: Hata ve hatanın değişimine bağlı olarak oluşturulmuş kural tablosu

$e/e(t)-e(t-1)$	NB	NK	S	PK	PB
NB	NB	NB	NO	NK	S
NK	NB	NO	NK	S	PK
S	NO	NK	S	PK	PO
PK	NK	S	PK	PO	PB
PB	S	PK	PO	PB	PB

Kural tablosu hem hız-güç girişi hem de yükseklik-yunuslama açısı θ_{ref} için tablodaki gibi oluşturulmuştur. İç kontrolör olarak uzunlamasına θ kontrolü bir P kontrolörü olarak evvelden klasik tasarımda tasarlandığı değerde bırakılmış ve dış kontrolörler bulanık mantık temelli oluşturulmuştur.

Kurallarla ilgili örnek vermek gerekirse:

1.Eğer yükseklik hatası e negatif büyük ve yükseklik hata değişimi negatif büyük ise o halde istenen yunuslama açısı negatif büyük.

25 adet kural oluşturulmuştur. Kurallarda hatanın kendi değeri hatadaki değişimden öncelikli olarak ele alınmış ve ona göre çıkış değeri belirlenmiştir. Sonrasında kontrolörün çalışma durumuna göre hata ve hatanın değişimine ait katsayılar K_1 ve K_2 oranı ayarlanarak değişik çalışma şartlarına dair öncelik artırılabilir, K_3 değeri istenilen kontrol çıkışına göre şekillendirilebilir. Giriş ve çıkış oranlaması girişte küçülen kazanç değerleri(K_1, K_2) ile üyelik fonksiyonlarının herhangi bir giriş için daha yayılı bir hale gelmesi, çıkışta ise küçülen kazanç değerleri ile çıkış üyelik fonksiyonlarının daha ortaya doğru gelmesi etkisini gösterir [37].

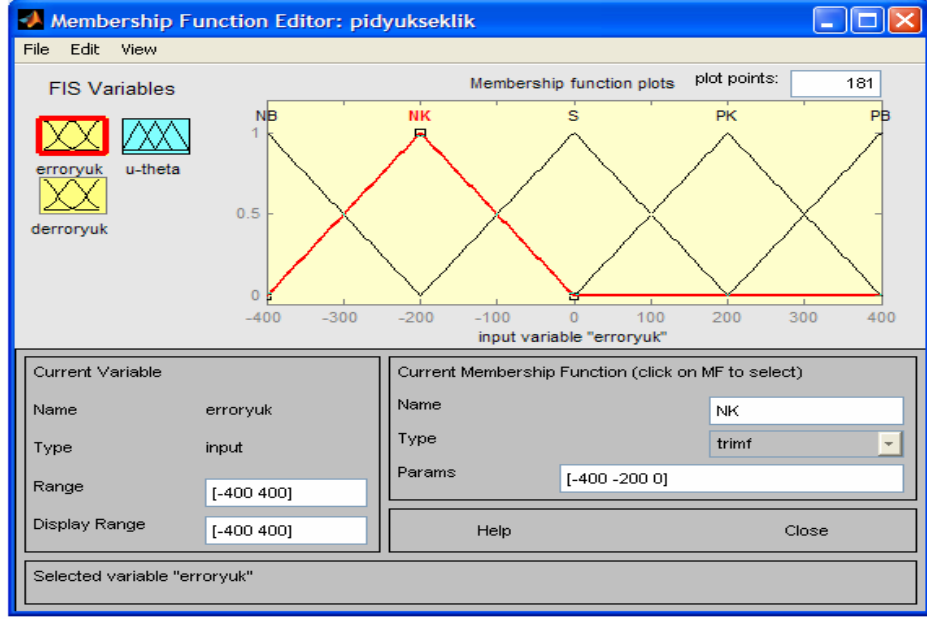
Mamdani tipi olan kontrolör çıkış durulayıcısı olarak alan merkezli yapı kullanılmaktadır.

7.2.1 Bulanık Mantık Temelli Yükseklik ve Hız Kontrolörleri

Öncelikle uzunlamasına kontrol için bulanık mantık kontrolörler kullanılmıştır.

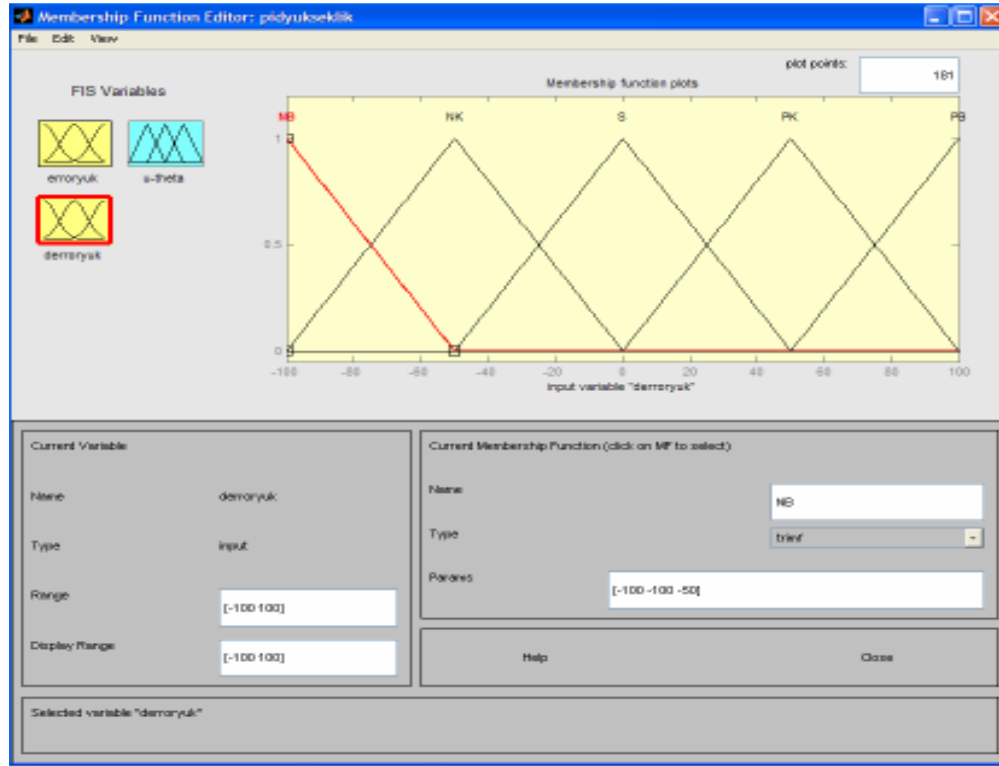
Her kontrolör için oluşabilecek şartlara yakınlaşmaya çalışacak biçimde hata ve hatanın değişimine ait üyelik fonksiyonları aralıkları belirlenmiştir. Bunun için ve bulanık mantık kontrolörü ile ilgili diğer hesaplar için MATLAB kullanılmıştır [35].

Yükseklik kontrolörüne ait üyelik fonksiyonları şu şekilde verilebilir:



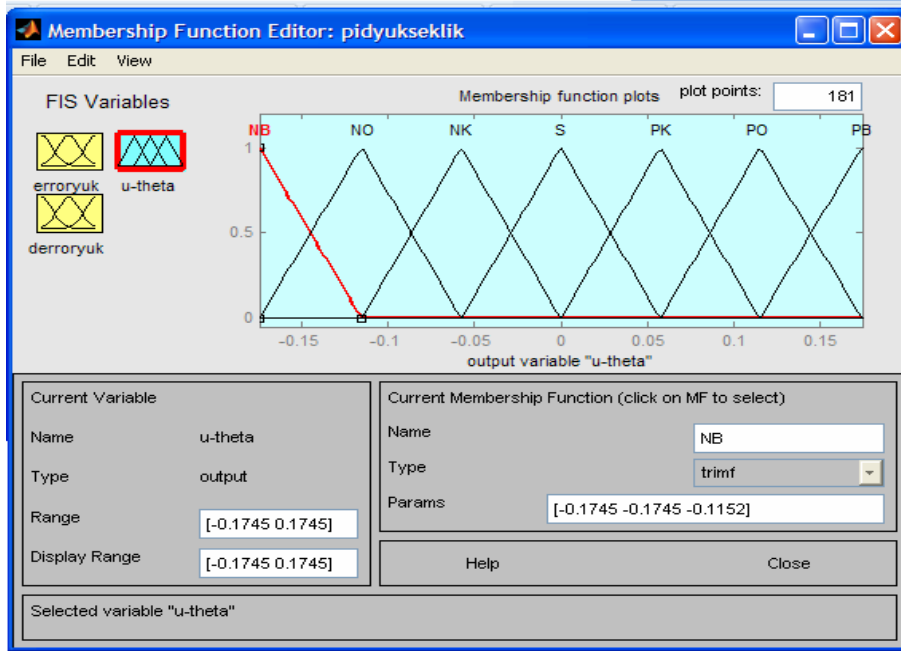
Şekil 7.5: Uzunlamasına yükseklik kontrolöründe hataya ait giriş üyelik fonksiyonları

Hatanın değişimine ait fonksiyonlar yine aynı üyelik fonksiyonlarına sahiplerdir ancak bu kez aralık -100 ve $+100$ arasındadır. Yükseklik hatası $-400/+400$ m, hata değişimi $-100/+100$ ve çıkış yunuslama açısı $+0.1745/-0.1745$ radyan (10 derece) olarak alınmıştır.

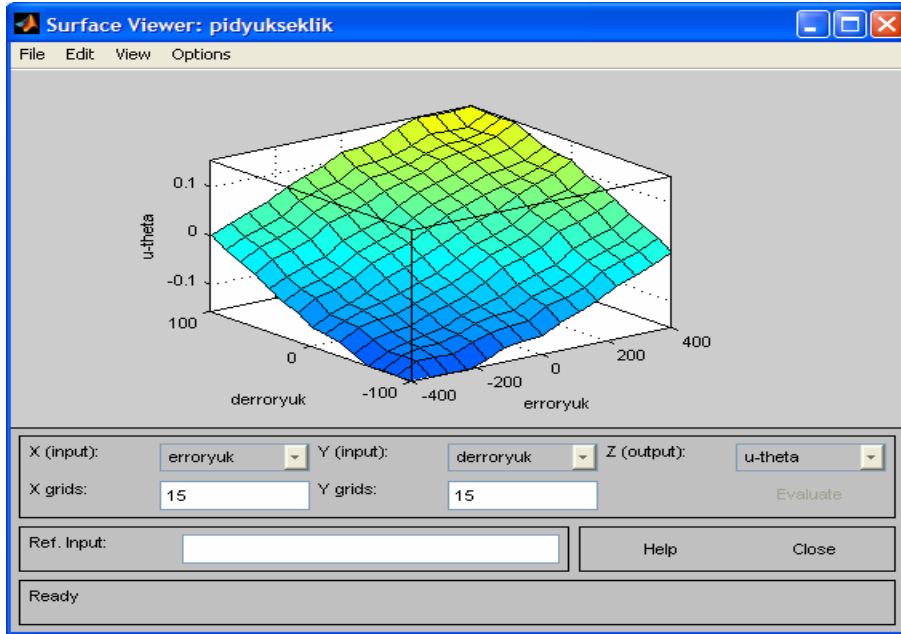


Şekil 7.6: Uzunlamasına yükseklik kontrolöründe hatanın değişimine ait giriş üyelik fonksiyonları

Çıkış üyelik fonksiyonu sayısı ise 5 yerine 7 adet alınmıştır.



Şekil 7.7: h-θref bulanık kontrolörüne ait çıkış fonksiyonları



Şekil 7.8: h-θref kontrolörüne ait üyelik fonksiyonlarına dair yüzey diyagramı

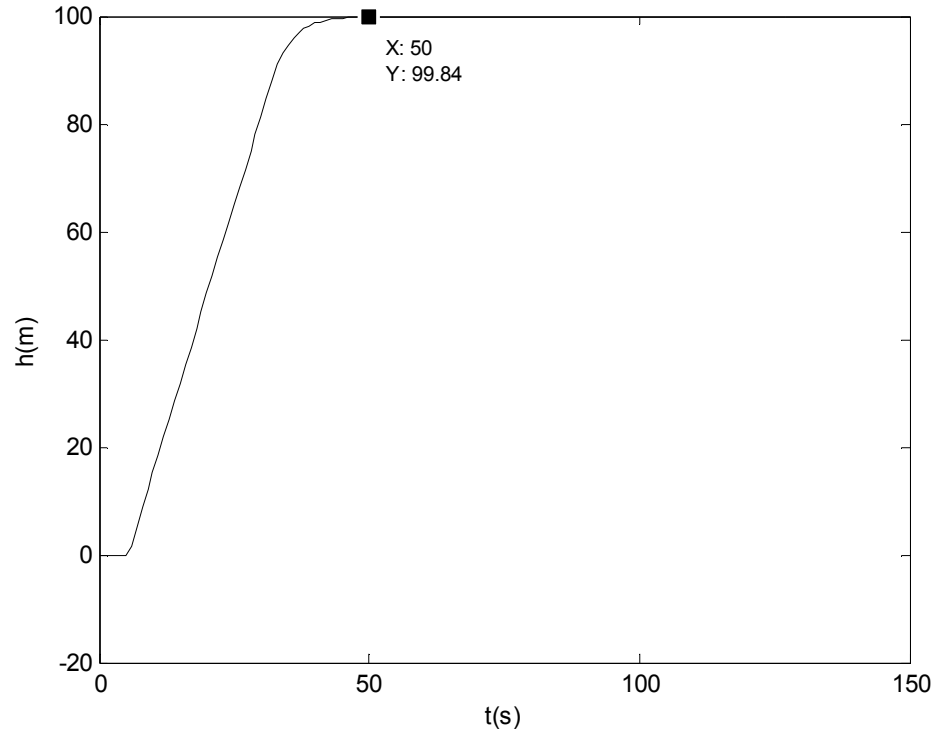
Verilen değerler ve fonksiyonlar hız kontrolöründe yalnızca aralıklar değiştirilerek kullanılmıştır. Hata ve hata değişimi aralığı $-20/+20$ m/s ve $-20/+20$ dt güç çıkışı aralığı $-1/+1$ arasındadır, yüzey fonksiyonu ise aynıdır. Güç değerine ait üyelik fonksiyonlarında sıfır civarı ayarlanmış olan güç değerini temsil etmektedir, eksi ve

artı değerler için tam güç değerine gidiş ve durma noktasına yaklaşma değerleri denebilir.

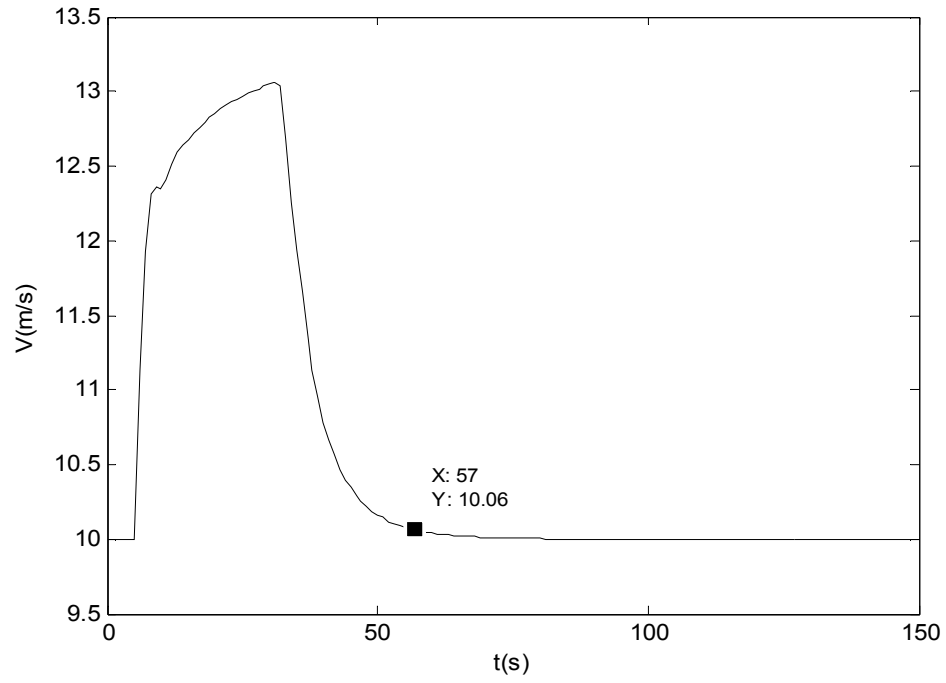
Kontrolör tasarımı sistem hakkındaki tecrübe ve bilgiye uygun olacak şekilde kullanılarak yapıldığında ve değişik şartlar gözönünde bulundurulabildiğinde giriş ve çıkış katsayılarına ihtiyaç olmayabilir. Ancak sisteme ait değerlerin değişimini her halde gözlemleyerek sonucu optimize etmek üyelik fonksiyonları ile ilgili detaylı bir çalışmayı gerektirdiğinden tasarımda sisteme uygun bir kontrolör yapısı oluşturup giriş ve çıkışa ait katsayıları online belirleme yöntemi tercih edilmiştir.

Sonuçlar homojen olarak sıfır civarında dağıtılmış üyelik fonksiyonlarına sahip Mamdani PD kontrolörün katsayıların ayarlanması durumunda yükseklik ve hız değerlerini etkili biçimde kontrol ettiğini göstermiştir. Kontrol sisteminin tasarlanması kolayca yapılabilmesine rağmen hızdaki küçük boyutta meydana gelen ancak insansız hava aracı için büyük sayılabilecek değişimler (örneğin $V=15\text{m/s}$) sırasında yükseklikteki değişimin kısa süreli de olsa birkaç metre civarlarına geldiği ve bu değer altına kolayca indirilemediği (K_1, K_2 oranı ve K_3 değişimi kullanılarak) gözlenmiştir. Ancak kontrolör için dinamik denklemler üzerinden hesaplama yapılmaması ve üyelik fonksiyonları ayarlama yerine yalnızca katsayılarla istenilen cevabın elde edilebilmesi bulanık kontrol tasarımının avantajlarını ortaya koymaktadır. Kontrolöre ait üyelik fonksiyonlarının yerleri(merkezleri) ve değerleri değiştirilerek tasarımın optimuma yaklaştırılması örneğin genetik algoritma gibi çok boyutlu bir arama tekniği kullanılması ile bu sorun da ortadan kaldırabilir.

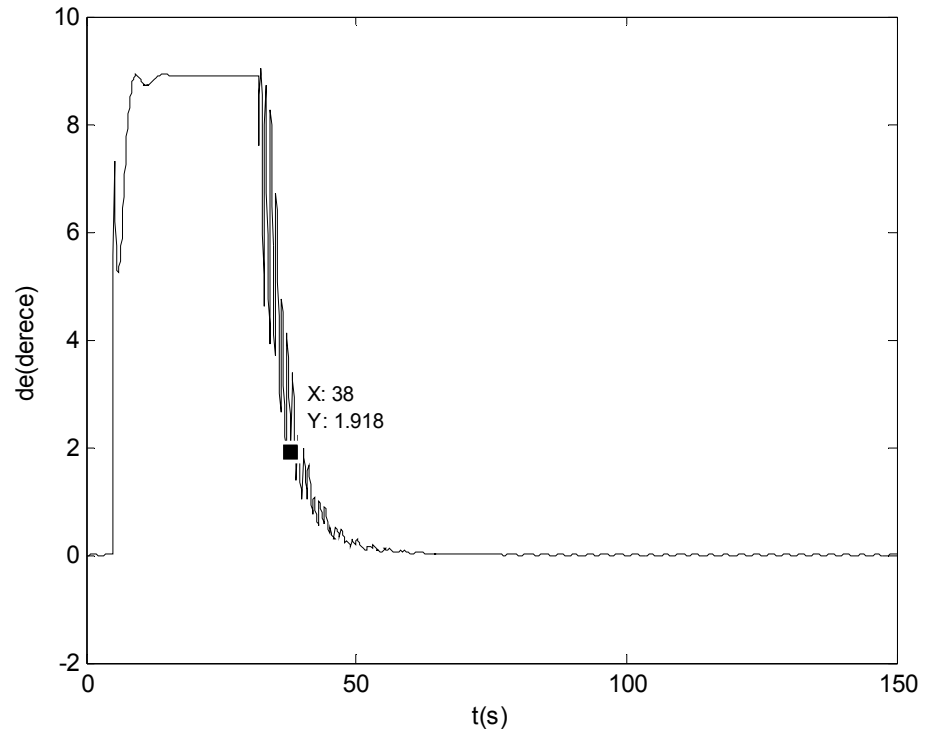
Kontrolörde hız girişi 100m verildiğinde bulunan sonuçlar ve $V=14\text{m/s}$ verildiğinde bulunan sonuçlar verilmiştir.



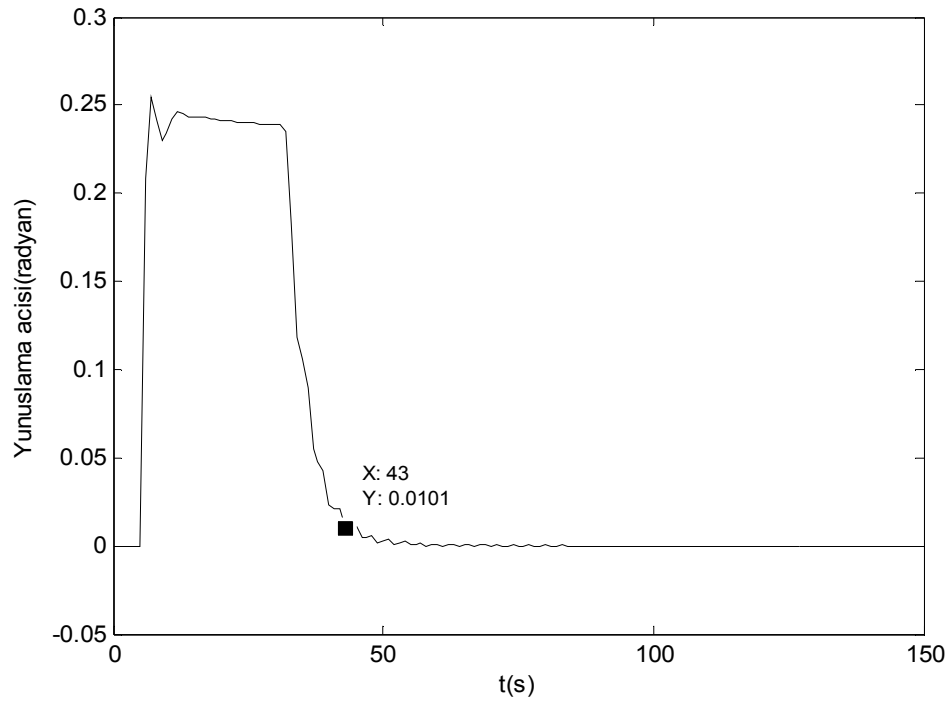
Şekil 7.9: Bulanık kontrolörde yükseklik 100 m basamak girildiğinde verilen cevap



Şekil 7.10: Bulanık kontrolörde 100 m giriş için hızdaki değişim



Şekil 7.11: Bulanık kontrolörde 100 m giriş için elevatör açısındaki değişim



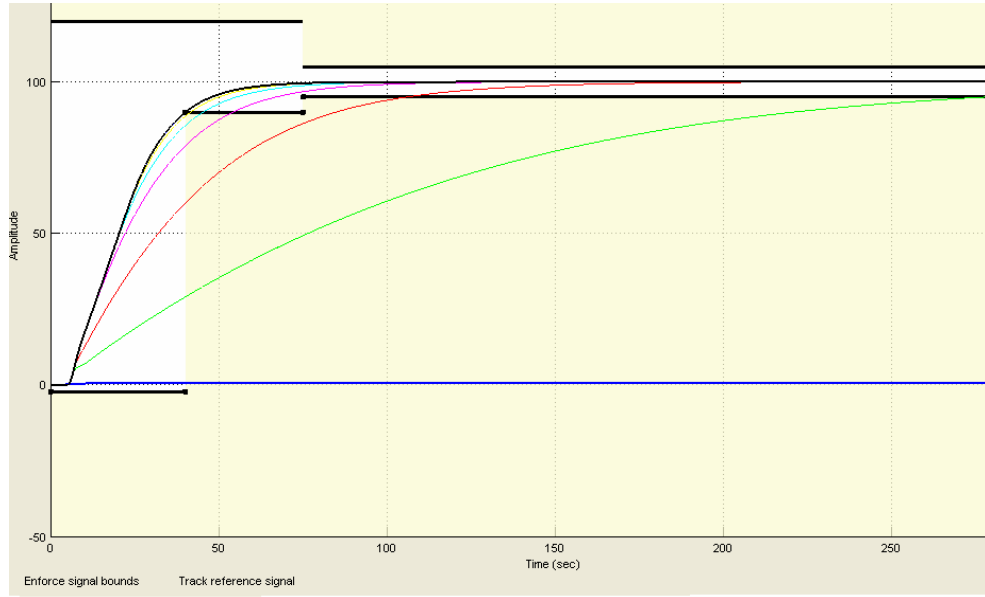
Şekil 7.12: Bulanık kontrolörde yunuslama açısının zamanla değişimi (radyan)

Bulunan bu sonuçlar yükseklik kontrolöründe $K_1=1, K_2=1$ ve $K_3=46,46$ verilerek bulunmuştur. K_3 değeri diğer değerler 1 iken sinyal belirleme metodu ile bulunmuştur. Metod “gradient descent” yöntemi ile sınırları cevap fonksiyonu ile belirlenen fonksiyonu(bu durumda yükseklik çıkışı) optimize edecek K değerlerini bulmaya yarar. Bu metodda iterasyona ait değerler tablodaki gibidir.

Tablo 7.2: Sinyal aralığı yöntemi ile elde edilen sonuçlar

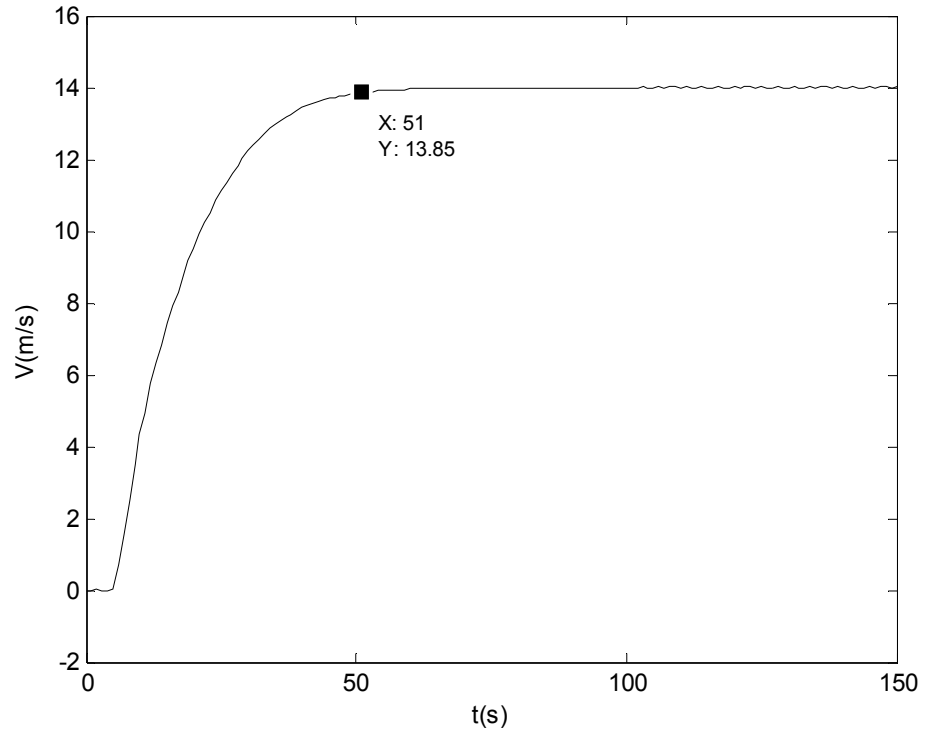
Iter	SCount	f(x)	Mak. Limit	Yönsel adım büy.	1.dereceden Türev	Optimalite
0	1	0	538.6			
1	6	0	251.9	0.635	0	1
2	9	0	0.3245	1	0	1
3	12	0	0.1203	1	0	942
4	15	0	0.04807	1	0	724
5	18	0	0.01452	1	0	389
6	21	0	0.002461	1	0	40.1
7	24	0	0.000126	1	0	2.42

Optimal değer $K_3=46.4599$ olarak bulunmuştur. İstenilen yükseklik giriş değerinin 10 metreden düşük değerleri için sistem daha titreşimli bir cevap vermektedir. Bu nedenle K_3 değeri düşük girdiler için daha düşük alınmalıdır. Örneğin 5mlik giriş için 30 civarında bir değer titreşimsiz bir cevap vermektedir.

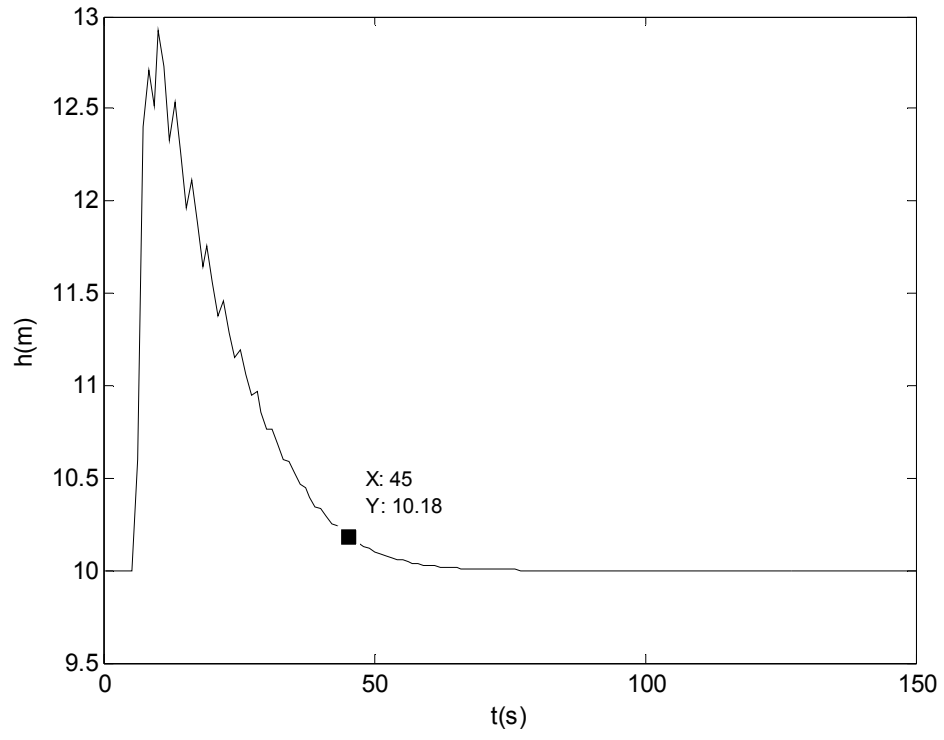


Şekil 7.13: Sinyal aralığı belirleme metodu ile kazanç değeri eldesine dair grafik

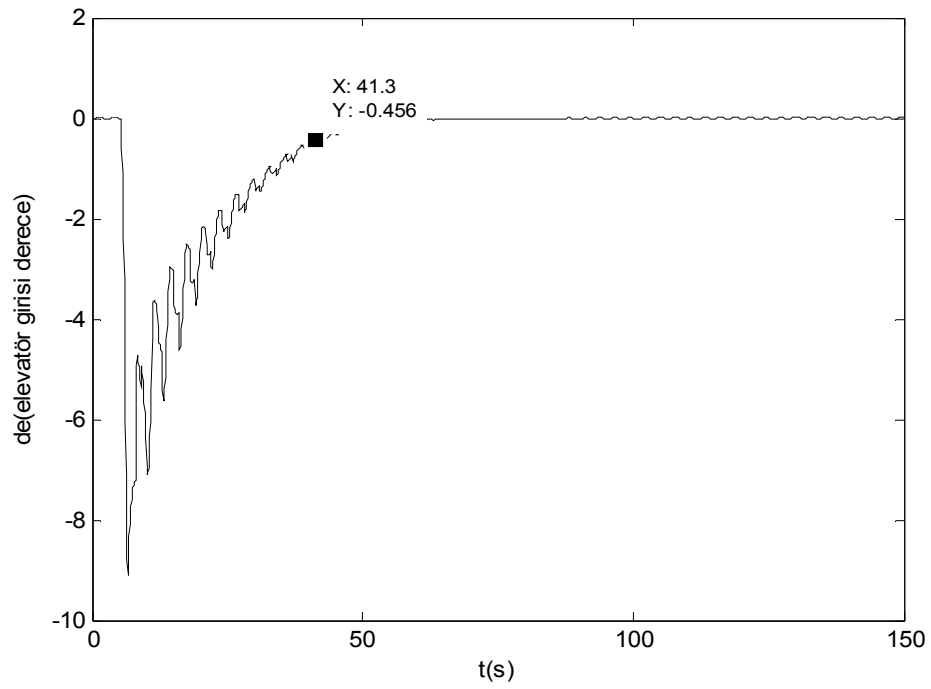
Aralık şekilde görüldüğü gibi ayarlanarak cevap belirli iterasyonlar neticesinde bulunmuştur. Böylelikle u kontrol giriş değeri (yunuslama açısı) oranlanarak beslenmektedir.



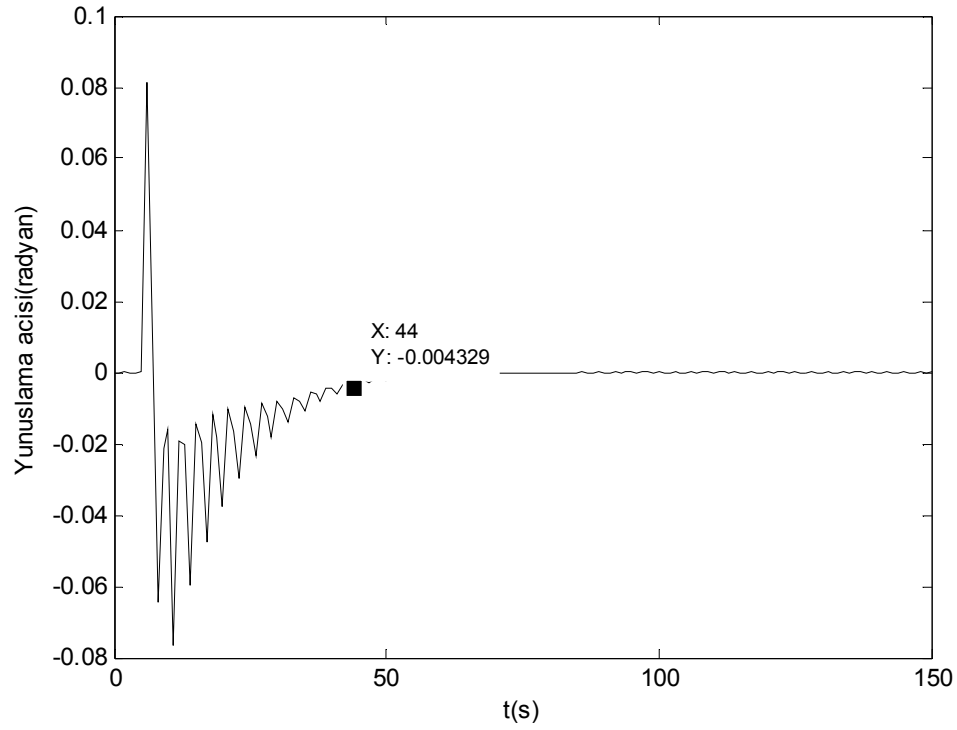
Şekil 7.14: 14m/s hız girişi için basamak cevabı



Şekil 7.15: 14m/s giriş için yükseklik değişimi



Şekil 7.16: Elevatör açısında 14 m/s hız girişi için meydana gelen değişim

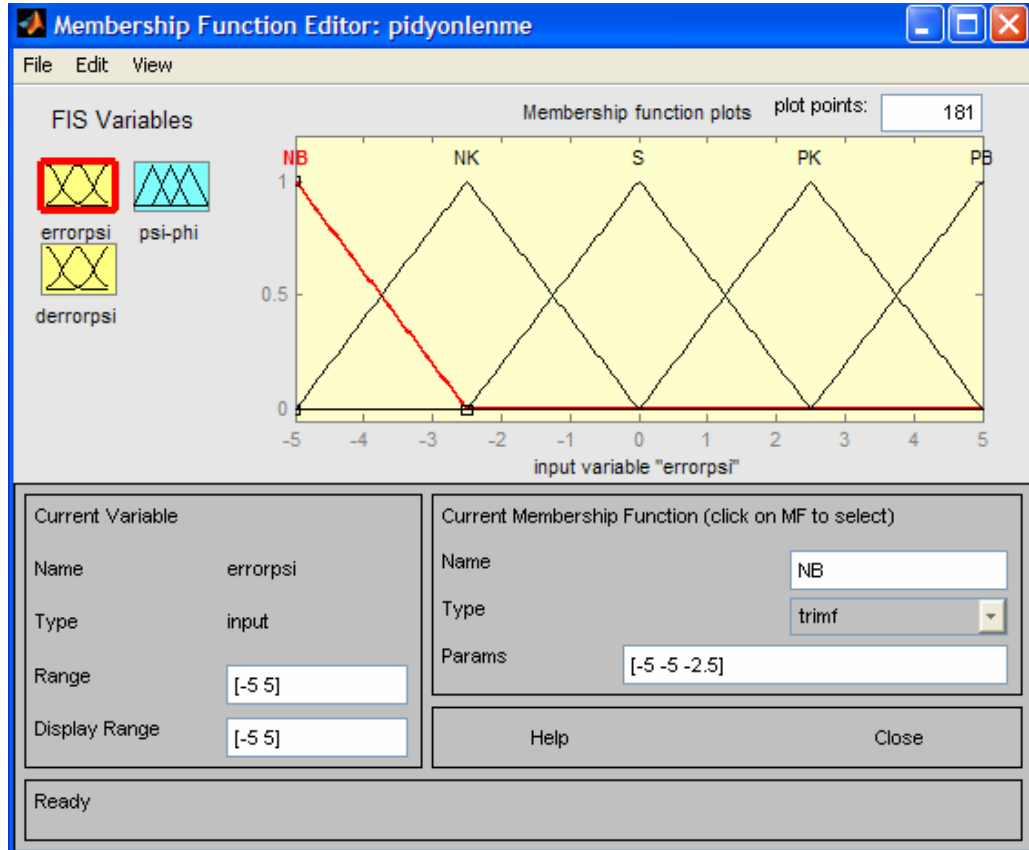


Şekil 7.17: Yunuslama açısında 14m/s hız girişi için meydana gelen değişim

7.2.2 Yanlamasına Bulanık Mantık Temelli Kontrolör Tasarımı

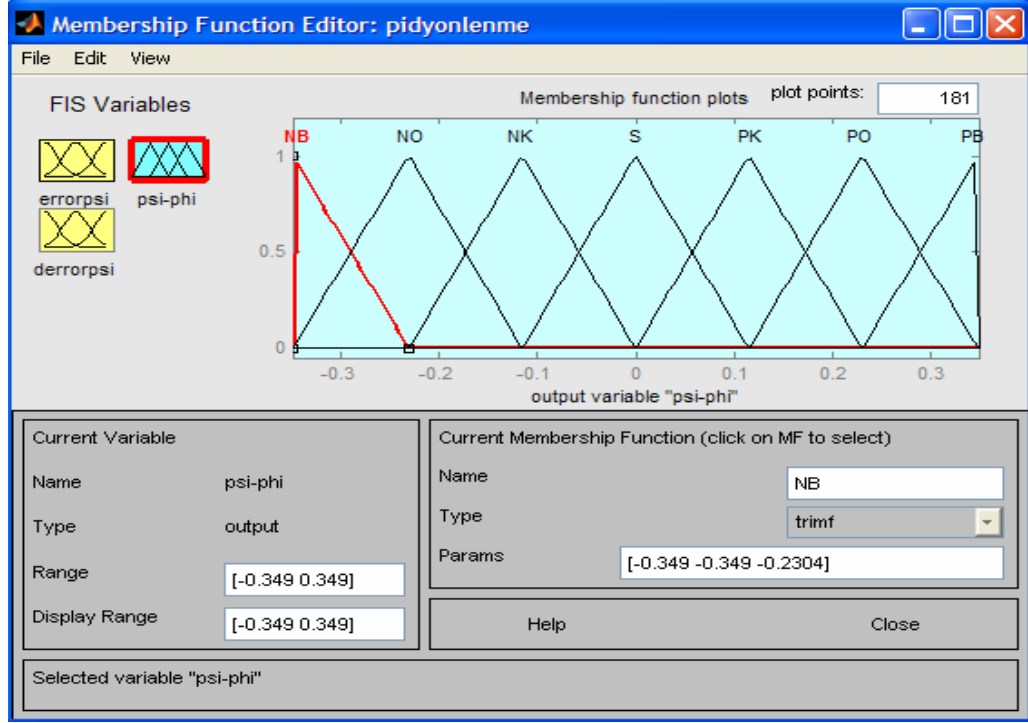
Yanlamasına kontrolör için de benzer bir tasarım yapılabilir. Kurallar ve üyelik fonksiyonu tipleri aynı seçilmiştir. Giriş ve çıkış fonksiyonu ayarlanırken radyan cinsinden girişler verilmiş olup önlenme açısı için alt ve üst sınırlar $-5/+5$ radyan, açı hata değişimi içinse $-1/+1$ aralığında olacak şekilde ayarlanmıştır. Çıkış yana yatma açısı ise $-20/+20$ derece ($-0.349/+0.349$ radyan) arasında olacak şekilde ayarlanmıştır. Değerler çıkış kazanç değeri seçilerek oranlanmıştır. Yana yatma açı değeri arttırılabilir ancak sistemin kararlılığı 20 dereceden itibaren artan değerlerle bozulmaktadır. Bu nedenle verilen değerler kullanılmıştır.

Kullanılan üyelik fonksiyonları aralıklar dışında uzunlamasına olanla aynıdır. Kurallar da önceki bölümde verildiği gibidir.

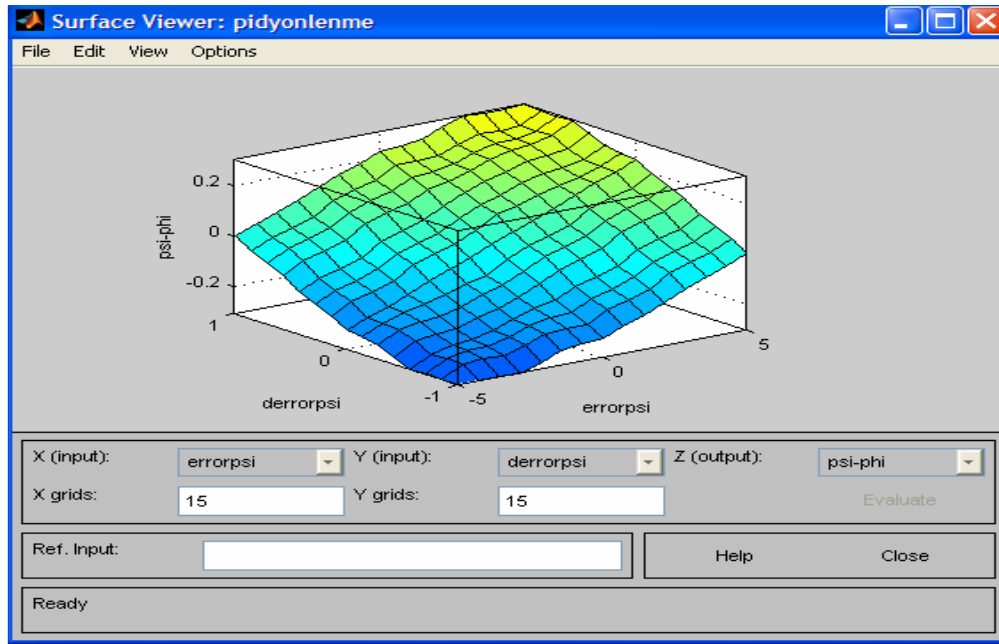


Şekil 7.18: Yanlamasına bulanık kontrolör için hataya dair giriş üyelik fonksiyonları

Hatanın değişimi ile ilgili fonksiyonlar da aynı üyelik fonksiyonlarına sahiptir yalnızca aralıkları değişiktir.

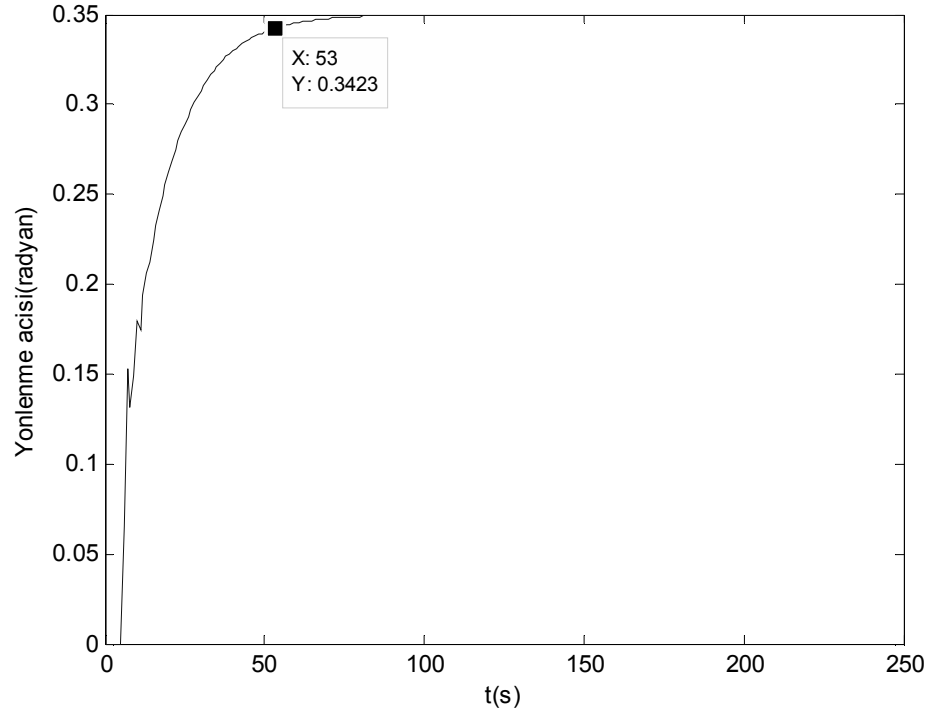


Şekil 7.19: Yanlamasına bulanık kontrolör için yana yatma açısına dair çıkış üyelik fonksiyonları

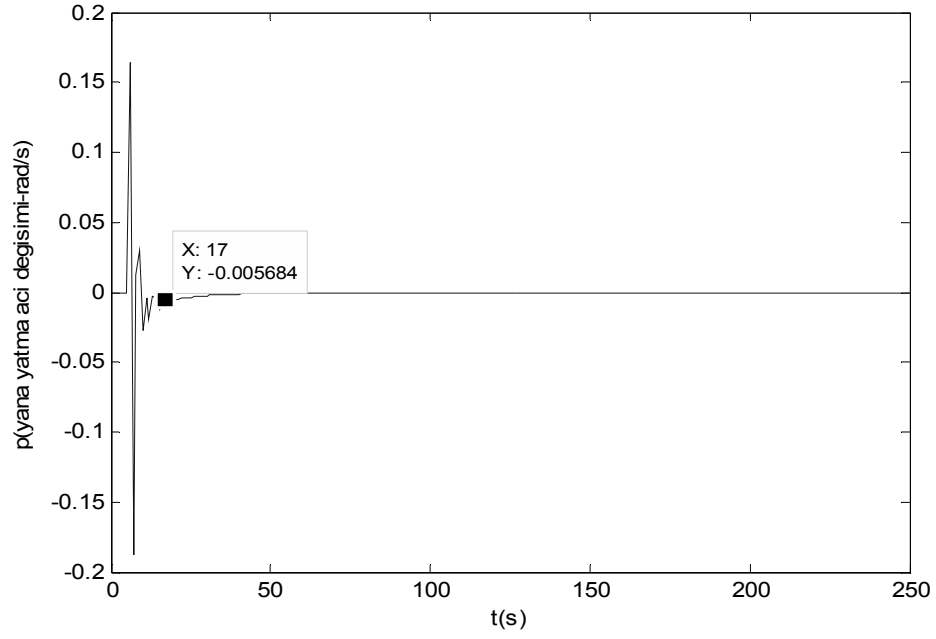


Şekil 7.20: Yanlamasına bulanık kontrolöre ait yüzey diyagramı

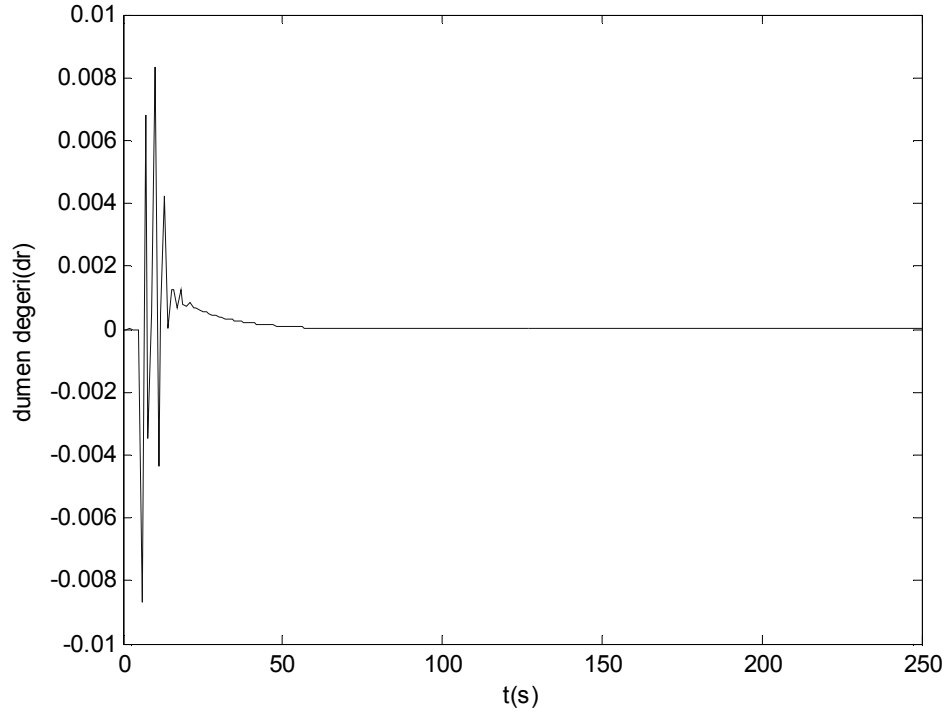
Bulanık mantık temelli kontrolörün yönlenme referans değerine verdiği cevaplar da verilmiştir.



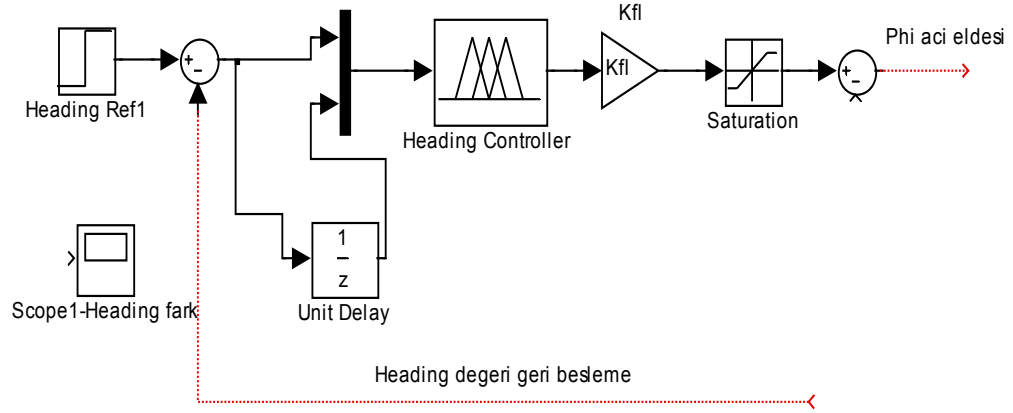
Şekil 7.21: Bulanık kontrolör için yönlendirme değerindeki 0.35 radyan(20.02 derece) girişe verilen cevap



Şekil 7.22: Bulanık yönlendirme kontrolörü için 0.35 radyan girişe karşılık yana yatma açısının değişimi($\dot{\phi}$)

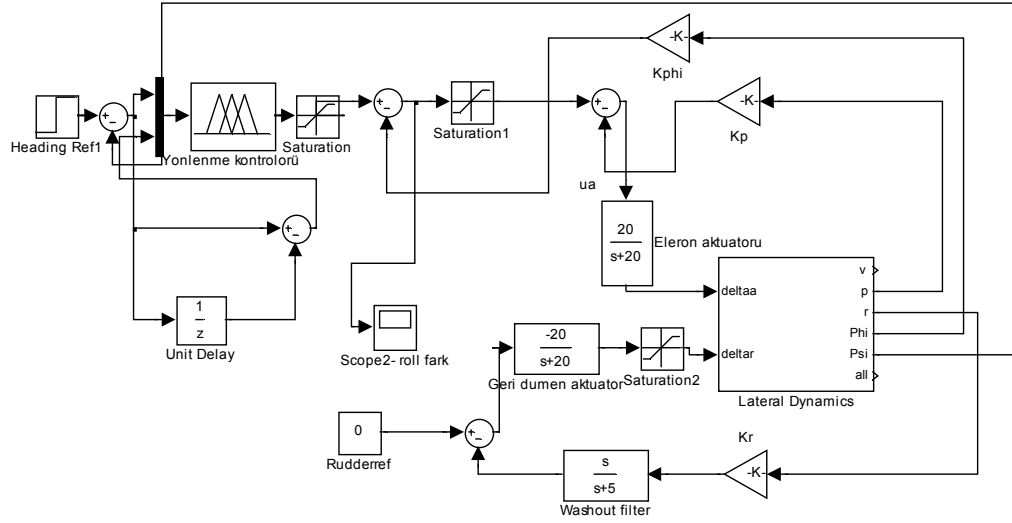


Şekil 7.23: Bulanık mantık yönlenme kontrolörü için dr dümen kontrol girişi değişimi



Şekil 7.24: Yönlenme açısı için içsel kontrolör şeması (çıkış için katsayı K_f , giriş için katsayılar K_1 ve K_2)

Yönlenme kontrolörünün de eklendiği yanlamasına kontrolör yapısı da verilmiştir.



Şekil 7.25: Yanlamasına bulanık mantık temelli yönlenme kontrolör şeması

Bulunan sonuçlar yanlamasına kontrolörün de katsayılar iyi seçilmek kaydı ile iyi bir biçimde çalıştığını ortaya koymaktadır. Cevap değerleri verilen 0.35 radyan giriş için çıkış katsayı değerinin 3 seçilmesi durumunda titreşimsiz olarak elde edilirken daha yüksek giriş değerleri için bu değer kontrol girişleri de gözönünde bulunularak artırılmalıdır.

7.3 Bulanık Kontrol Sisteminin Kararlılığı

Nonlinear bulanık mantık temelli kontrolöre ait bir kapalı çevrim kararlılık çalışması yapmak zordur. Lyapunov ve Popov analitik metodları türünden metodlar prosese ait geçerli bir tanımlı gerektirirler ve kararlılık tesbitini ancak basitleştirilmiş modeller için yapabilirler. Ortaya çıkan kontrolörler ise genellikle konservatiftir, burada konservatiflikle kastedilen kararlılık kriterinin kararlılığın olmadığını göstermesi durumunda bile sistemin kararlı olabileceğidir. Sonuç olarak Lyapunov metodları, mutlak kararlılık ve circle kriteri kullanımı gibi metodlar ancak belirli şartlar altında kararlılık analizinde uygun sonuç vermektedirler ve belirli bir modele yakın olacak şekilde yapılmayan (önceden belirlenen PID, LQR türü bir kontrolöre benzer) bulanık mantık türü kontrolörlerin kararlılık durumu genellikle simülasyon çalışmaları ile analiz edilerek bulunur [36,37].

Burada da verilen şartlar altında simüle edilen kontrolörlerin kararlı bir sistem ortaya çıkarttığı görülmüştür.

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada küçük boyutta insansız bir hava aracı için çeşitli metodlar kullanılarak kontrol sistemi tasarımı yapılmıştır. Klasik kontrol sistemi tasarımı yöntemleri ile bulunan sonuçlar olumlu olmakla ve bu sistem halen UAVlerde en sık kullanılan kontrol yöntemi olmakla beraber LQR tasarımın hızlı yapılabilirliği ve bulanık mantık temelli kontrolörün sisteme ait dinamik model bilinmeden tasarlanabilmesinin etkinliği gözlemlenmiştir.

Küçük boyuttaki bir araç için tasarlanan sisteme ait veriler tablolarda görülmektedir. Değerlerin tamamı simülasyonlarda benzer girişler için alınmıştır (her biri için basamak fonksiyonu girilirken diğer değer sabit tutulmaya çalışılmıştır). P-I-D tarzı hazırlanan kontrolör yükseklik ve yönlenme kontrolörü olarak iyi çalışmaktadır ancak hız kontrolörü için tasarımda bahsedildiği gibi karşılıklı etkileşimden dolayı biraz daha yavaş cevap veren bir kontrolör tasarlanmıştır. LQR kontrolör ise hızlı çalışmakta ancak kontrol eforu ayarlanmasına rağmen bu değerleri bulabilmek için daha çok kontrol girişi sarfetmektedir ayrıca bu tip kontrolörün iyi çalışması için Kalman tasarımında anlatıldığı üzere her kanaldan alınan doğru değer ölçümlerinin gerekliliği bulunmaktadır. Bulanık mantık kontrolörü herhangi özel bir optimizasyon tekniği uygulanmamasına ve dinamik modele ait hesaplar üzerinden tasarlanmamasına rağmen iyi bir sonuç vermektedir ancak üyelik fonksiyonlarının ve katsayıların ayarlanması ile bulunan sonuç geliştirilebilir.

Sonuç olarak küçük boyutta bir insansız hava aracı için her 3 tipteki kontrolörün de etkin bir biçimde işleyebilecek şekilde tasarlanabileceği görülmüştür. P-I-D kontrolör iyi değerler vermesine rağmen LQR kontrolör ve daha etkin bir bulanık mantık kontrolörü de hava aracı için kullanılabilir gözükmektedir. Her yöndeki hareketin birbirleri ile olan etkilerinin de hesaba katılarak kontrolörlerin iyileştirilmesi, simülasyonlarla denemeler yapılarak karşılaştırmanın değişik koşullarda yapılması ve daha etkin ve gürbüz kontrol teknikleri uygulamalarının etkilerinin incelenmesi gelecekte konu ile ilgili yapılacak çalışmalar olabilir.

Tablo 8.1: P-I-D kontrolöre ait cevap verileri

PID kontrolör	Yerleşme zamanı	Yükselme zamanı
Yükseklik (h)	12.13 s	2.17 s
Toplam hız (V_t)	81.5 s	35.63 s
Yönlenme açısı(ψ)	24 s	12.76 s

Tablo 8.2: LQR kontrolöre ait cevap verileri

LQR kontrolör	Yerleşme zamanı	Yükselme zamanı
Yükseklik (h)	6 s	3.05 s
İleri yönde hız (u)	7.82 s	1.6 s
Yönlenme açısı(ψ)	14.3 s	6.7625 s

Tablo 8.3: Bulanık mantık temelli kontrolöre ait cevap verileri

Bulanık mantık kontrolörü	Yerleşme zamanı	Yükselme zamanı
Yükseklik (h) K3=10	37 s	15 s
Toplam hız (V_t) K3=30	37 s	15.32 s
Yönlenme açısı(ψ)	60 s	26 s

KAYNAKLAR

- [1] **Fahlstrom, G.P. and Gleason, T.J.**, 1998. Introduction to UAV systems, UAV Systems Inc., 2nd edition, Columbia
- [2] **Yurt, S.N.**, 1995. İnsansız Hava Aracı için bir borda bilgisayar mimarisi ve tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, İTÜ, İstanbul
- [3] **Jang, J.N.**, 2003. Longitudinal stability Augmentation System Design for the DragonFly UAV using a single GPS receiver, *AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit*, AIAA 2003-5592, Texas
- [4] **Yechout, T.R., Morris, L.S., Bossert, D.E., Hallgren, W.F.**, 2003. Introduction to Aircraft Flight Mechanics, AIAA Education Series, Virginia
- [5] **Ataç, S.**, 2006. GPS based altitude control of an unmanned air vehicle using digital terrain elevation data, *Masters' thesis*, ODTÜ, Ankara
- [6] **Zagi-The original R/C EPP foam wing homepage**, 2007. <http://www.zagi.com>. 10.10.2007
- [7] **Williams, W.**, 2003. UAV Handling Qualities... You Must Be Joking, Aerospace Sciences Corporation Pty. Ltd., S.A., Australia
- [8] **Lopez, J., Dormido, R., Gomez, J.P., Dormido, S. and Diaz, J.M.**, 2007. Comparison of Hinfinitiy with QFT applied to an Altitude Command Tracker for an UAV, *Proceedings of the European Control Conference 2007*, Kos, Greece, July 2-5
- [9] **Christiansen, R.**, 2004. Design of an autopilot for small unmanned air vehicles, *Master's Thesis*, Brigham Young University, Utah
- [10] **Kumon, M., Nagata, M. and Muzimoto, I.**, 2006. Flight path control of unmanned air vehicle, *Journal of Field Robotics*, **23**, 223-244
- [11] **Renzo, D.N.**, 2003. Flocking of UAVs: Software model and limited vision simulations, *Master's Thesis*, University of Essex, Essex

- [12] **Mermoud, M.A.D. and Gonzalez, R.**, 2006. Control of longitudinal movement of a plane using combined model reference adaptive control, *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, **77**, 199-213.
- [13] **Kinoshita, T., Imado, F.**, 2005. A study on the optimal flight control for an autonomous UAV, *Proceedings of the IEEE2006 International conference on mechatronics and automation*, Luyaoang, China, **43**,38.
- [14] **Santoso, F., Liu, M., and Egan, G.K.**,2007. Linear Quadratic Optimal Control Synthesis for an UAV, *12th Australian International Aerospace Congress*, AIAC12, Melbourne, Australia, 16-22 Mar.
- [15] **Beard, R.**, 2004. UAV Coordinate Frames and UAV Dynamics, BYU Library database, <https://dspace.byu.edu/handle/1877/33>. 01.10.2007
- [16] **Baek, T.**, 2007. Hover and forward flight of an autonomous UAV using optimal linear controller and gain scheduling, *Master's Thesis*, Aalborg University, Denmark
- [17] **Mileva, B., Boskolski, P. and Deskoski, S.**, 2005. Fuzzy logic control of the height of the airplane, *6th International PhD Workshop on Systems and Control*, IZOLA, Simonov Zaliv, Slovenia, October 4-8
- [18] **Kumon, M., Udo, Y., Nagata, M. and Mizumoto, I.**, 2006. Autopilot system for kiteplane, Makoto Kumon, Yuya Udo, Masanobu Nagata, Ikuro Mizumoto, *IEEE Transaction on mechatronics*, **11**-5, 615-624
- [19] **Bickraj, K., Yenilmez, A., Li, M. and Tansel, İ.**, 2006. Fuzzy logic based integrated controller for unmanned air vehicles, *Conference on Recent Advances in Robotics*, Florida, May 25-26
- [20] **Kim, N.**, 2003. Improved methods in neural-network based adaptive output feedback control,with applications to flight control, *PhD Thesis*, Georgia Institute of Technology, Georgia
- [21] **Kutay, A.T.**, 2005. Neural network based output feedback control:Applications and Improvements, *PhD Thesis*,Georgia Institute of Technology
- [22] **Johnson, M.D., Calise, A.J., and Johnson, E.N.**, 2003. Evaluation of an adaptive method for launch vehicle flight control, *Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*.
- [23] **Matthews, J.**, 2006. Adaptive control of micro air vehicles, *Master's Thesis*, Brigham Young University, Utah

- [24] **Stevens, L.B., Lewis, F.L.**, 1992. Aircraft control and simulation, John Wiley and Sons, NY
- [25] **Tewari, A.**, 2002. Modern Control Design with Matlab and Simulink, John Wiley and Sons, NY
- [26] **McLean, D.**, 1992. Automatic Flight Control Systems, Prentice Hall International, UK
- [27] **Pamadi, N.B.**, 2003. Performance, Stability, Dynamics and Control of airplanes, AIAA Education Series, Virginia
- [28] **Özdaş, N. ve Dinibütün, T.**, 1995. Otomatik Kontrol Temelleri, Birsen Yayınevi
- [29] **Etkin, B. and Reid, D.L.**, 1996. Dynamics of Flight, Stability and Control, John Wiley and Sons, New York
- [30] **Anderson, B.D. and Moore, J.B.**, 1990. Optimal Control: Linear Quadratic Methods, Prentice Hall, New Jersey
- [31] **Nelson, C.R.**, 1998. Flight Stability and Automatic Control, McGraw-Hill, New York
- [32] **Kingston, D., Beard, R., McLain, T., Larsen, M. and Ren, W.** , 2003. Autonomous vehicle technologies for small fixed wing UAVs, in *AIAA 2nd Unmanned Unlimited Systems, Technologies, and Operations-Aerospace, Land, and Sea Conference and Workshop & Exhibit*, San Diego, CA, 2003, AIAA, 2003-6559
- [33] **De Castro, H.**, 2003. Flying and Handling Qualities of a Fly-by-Wire Blended-Wing-Body Civil Transport Aircraft, *PhD Thesis*, School of Engineering, Cranfield University, England
- [34] **Blakelock, J.** , 1991. Automatic Control of Aircraft and Missiles, John Wiley and Sons, New York, NY.
- [35] **Hines, J.W.**, 1997. MATLAB supplement to Fuzzy and Neural Approaches in Engineering, John Wiley and Sons, New York
- [36] **Klir, G.J., Yuan, B.**, 1995. Fuzzy Sets and Fuzzy Logic Theory and Applications, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ
- [37] **Passino, M.K., Yurkovich, S.**, 1998. Fuzzy Control, Addison-Wesley, Menley Park, California

- [38] **Yeşil, E., Eskin, İ.**, 2006. Bulanık Modelleme ve Kontrol Ders Notları, İ.T.Ü.,İstanbul
- [39] **Haugen, F.**, 2004. PID Control, Tapir Academic Press, Trondheim, Norway
- [40] **Hacıyev, C.**, 1999. Radyo Navigasyon, İ.T.Ü. Rektörlük Ofset Atölyesi, Ayazağa, İstanbul
- [41] **Sage, A.P., Melsa J.L.**, 1971. Estimation Theory with Applications to communications and control, McGraw Hill, New York

EKLER

EK A Boyutsuz stabilite katsayılarına ait tablolar

Tablo A.1: Zagi uzunlamasına stabilite katsayıları

Cl_o	0.28
Cd_o	0.03
Cm_o	0
Cl_a	3.45
Cd_a	0.30
Cm_a	-0.38
Cl_q	0
Cd_q	0
Cm_q	-3.6
$Cl_{\delta\alpha}$	-0.36
$Cm_{\delta\alpha}$	0.5
$Cd_{\delta\alpha}$	0

Tablo A.2: Zagi yanlamasına stabilite katsayıları

Cy_o	0
CL_o	0
Cn_o	0
Cy_β	-0.98
CL_β	-0.12
Cn_β	0.25
Cy_p	0
CL_p	-0.26
Cn_p	0.0222
Cy_r	0
CL_r	0.14
Cn_r	-0.36
$Cy_{\delta a}$	0
$CL_{\delta a}$	0.08
$Cn_{\delta a}$	0.06
$Cy_{\delta r}$	-0.17
$CL_{\delta r}$	0.105
$Cn_{\delta r}$	-0.032

Tablo A.3: Zagi stabilite katsayı hesapları

CX_o	$-Cd_o \cdot \cos(\alpha) + Cl_o \cdot \sin(\alpha)$
CX_a	$-Cd_a \cdot \cos(\alpha) + Cl_a \cdot \sin(\alpha)$
CX_q	$-Cd_q \cdot \cos(\alpha) + Cl_q \cdot \sin(\alpha)$
$CX_{\delta a}$	$-Cd_{\delta a} \cdot \cos(\alpha) + Cl_{\delta a} \cdot \sin(\alpha)$
CZ_o	$-Cd_o \cdot \sin(\alpha) - Cl_o \cdot \cos(\alpha)$
CZ_a	$-Cd_a \cdot \sin(\alpha) - Cl_a \cdot \cos(\alpha)$
CZ_q	$-Cd_q \cdot \sin(\alpha) - Cl_q \cdot \cos(\alpha)$
$CZ_{\delta a}$	$-Cd_{\delta a} \cdot \sin(\alpha) - Cl_{\delta a} \cdot \cos(\alpha)$

EK B Uzunlamasına denklemler için bazı hesaplar

```
% $\theta/\theta_{ref}$  çevrimi%
dentheta=[1 25.63 244.3 942.8 713.6 872.3];%elevatör denklemleri eklenmiş%
numtheta=[-479.2 -1891 -1681];%elevatör denklemleri eklenmiş%
thetaue=tf(numtheta,dentheta);
numwashout=[1 0];
denumwashout=[1 1];
tfwashout=tf(numwashout,denumwashout);

%Acık çevrim TF%
thetaue1=series(tfwashout,thetaue);

%kazanç eğrisi negatif değerler için%
thetaue2=-1*thetaue1;

%Secilen K yaklaşık 0.52 değeri için tfkapalicevrim%
%kapalı çevrim TF%

den=dentheta;
num=[479.2 1891 1681];
Kp=0.52;
num1=num*Kp;
tftheta=tf(num1,dentheta);
GH=series(tfwashout,tftheta);
GH1=1+GH;
tfkapalicevrim=tftheta/GH1;
```


EK C Yanlamasına denklemler için bazı hesaplar

Yonlenme açısına ait denklemin hesabı

%Yeni A matrisi X%

```
X=[ -1.0502  1.9276 -9.8215  9.6610    0    0 -1.8218  0
    -1.2213 -1.9155  1.0096    0    0  8.3479 10.8560  0
     1.7255  0.0919 -1.7198    0    0  4.2400 -2.1272  0
        0  1.0000  0.1763    0    0    0    0    0
        0    0  1.0154    0    0    0    0    0
        0    0    0    0    0 -20.0000    0    0
        0    0    0    0    0    0 -20.0000    0
        0    0  1.0000    0    0    0    0    -5];
```

%Yeni B matrisi tanımı%

```
B=[ 0  0
    0  0
    0  0
    0  0
    0  0
    20 0
    0 20
    0 0];
```

```
K2=[0.1650    0    1;
     0   -0.4    0];
```

%Her besleme noktası için C matrisi girilmesi%

```
C=[0    1    0    0    0    0    0    0
    0    0    1    0    0    0    0    -5
    0    0    0    1    0    0    0    0];
```

Kadim3=K2*C;

Badim3=B*Kadim3;

x3=X-Badim3;

%5.değişken yonlenme açısı%

sr=ss(x3,B,[0,0,0,0,1,0,0,0],0);

psiua=tf(sr);

EK D LQR kontrolör için bazı hesaplar

Hız kontrolörü için istenen optimal K degerinin bulunması

```
Auz = [ -0.3356  1.3181 -1.9276 -9.6610    0  
        -1.7916 -3.9003  9.8215 -1.7035    0  
         0.7020 -3.5375 -11.3920    0    0  
         0    0  1.0000    0    0  
        -0.1736 -0.9848    0  17.4865    0];
```

```
Buz = [ -0.7436  6.8728  
         3.7855    0  
        47.9170    0  
         0    0  
0  0];
```

```
Auzu=[0 -1 0 0 0 0;  
zeros(5,1) Auz];
```

```
Buzu=[0 0;  
      Buz];
```

```
%Q ve R matrislerinin girilmesi%  
Quzu=blkdiag(1000,10,1,1,100,30000);  
Ruzu=blkdiag(100,100);
```

```
%optimal kazanc degerinin belirlenmesi%  
Kuzu=lqr(Auzu,Buzu,Quzu,Ruzu);
```

ÖZGEÇMİŞ

1978 yılında Adanada doğdum. İlk öğrenimimi orada tamamladım. 1996 yılında Kadıköy Anadolu Lisesinden mezun olduktan sonra öğrenimime İ.T.Ü. Makina Fakültesi Makina Mühendisliği bölümünde devam ettim. Lisans yıllarından sonra bir yıldan fazla otomotiv endüstrisinde çalıştım. 2006 yılı başında İ.T.Ü. Uçak-Uzay Mühendisliği Disiplinlerarası Yüksek Lisans Programına başladım. Tez konum olan “Küçük insansız bir hava aracı için otopilot tasarımı” konusunda danışman hocam Prof.Dr.Çingiz Hacıyev ile çalıştım.