

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İKİ SERBESTLİK DERECELİ HELİKOPTER SİSTEMİNİN
MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

ZAFER ÖCAL

KOCAELİ 2013

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

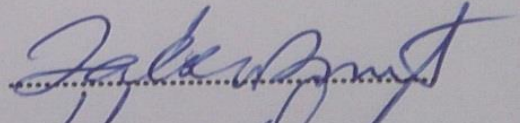
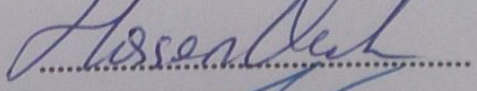
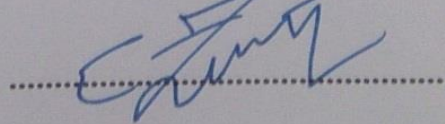
**İKİ SERBESTLİK DERECELİ HELİKOPTER SİSTEMİNİN
MODELLENMESİ VE KONTROLÜ**

ZAFER ÖCAL

Prof.Dr. Zafer BİNGÜL
Danışman, Kocaeli Üniversitesi

Doç.Dr. Hasan OCAK
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi

Doç.Dr. Erkan ZERGEROĞLU
Jüri Üyesi, GYTE

Tezin Savunulduğu Tarih: 06.11.2013

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

İki serbestlik dereceli helikopter sistemi, karmaşık yapısı, birbirini etkileyen giriş ve çıkışlara sahip olması dolayısıyla, kontrol teorisi çalışmaları için elverişli deneysel bir platformdur. Bu çalışmada sistemin doğrusal olmayan iki serbestlik dereceli Newton modeli oluşturuldu ve model genetik algoritma kullanılarak en iyileştirildi. Modellenen sistemin iki serbestlik dereceli kontrolü, ileri beslemeli ters model PID kontrolü ve bulanık mantık uyarlamalı PID ile sağlandı.

Tez çalışmam boyunca kılavuzluk eden, ilgisini ve desteğini eksik etmeyen danışmanım Prof. Dr. Zafer Bingöl'e, hayatım boyunca maddi manevi her türlü destekleriyle her zaman yanımda olan aileme, tanıştığımız günden bu yana bana sabrı ve inancı ile yanımda olan biricik eşime, içtenlikle çok teşekkür ederim.

Kasım – 2013

Zafer ÖCAL

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLOLAR DİZİNİ	vii
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR.....	viii
ÖZET	x
ABSTRACT.....	xi
GİRİŞ	1
1. FARKLI ARAŞTIRMALARDA KULLANILMIŞ DÜZENEKLER	2
1.1. Quanser 2DOF Helicopter	2
1.2. Feedback Twin Rotor MIMO	3
1.3. Humosoft CE150	4
1.4. Teze Konu Olan İSHS	5
2. SİSTEMİN MODELLENMESİ	9
2.1. Modelleme ile İlgili Çalışmalar	10
2.2. 2SD Helikopter Sisteminin Modelinin Çıkarılışı.....	10
2.3. Motor Sürücülerinin Modellenmesi	11
2.4. Aerodinamik Torkların modellenmesi	13
2.4.1. Pervanelerin çalışma prensibi	13
2.5. Pervanenin Matematiksel Modeli	15
2.6. İSHS 1SD Yunuslama Açısı Modeli.....	17
2.6.1. Yerçekiminin oluşturduğu torklar	17
2.6.2. Ana pervane torku	18
2.6.3. Sürtünme torku.....	18
2.6.4. Dikey düzlemdeki torklar toplamı	19
2.7. Yatay Eksen Modelinin Çıkarılması.....	20
2.7.1. Kuyruk pervanesi torku.....	21
2.7.2. Sürtünme torku.....	21
2.7.3. Kablo torku	22
2.7.4. Yatay düzlemdeki torklar toplamı.....	22
2.8. İSHS'nin 2SD Modeli.....	23
2.8.1. Merkezkaç Torku	23
2.8.2. Jirokopik tork.....	24
2.8.3. Kuyruk pervanesinin dikey eksen üzerindeki etkisi.....	24
2.8.4. Dikey düzlemdeki torklar toplamı	24
2.8.5. Ana rotor dönüşünün yatay eksen üzerindeki etkisi	24
2.8.6. Yatay düzlemdeki torklar toplamı.....	25
2.8.7. Newton temelli model sonuçları	25
3. İSHS PARAMETRELERİN GA İLE BELİRLENMESİ	27
3.1. Genetik Algoritma	27
3.1.1. Seçme	28
3.1.2. Çaprazlama.....	28
3.1.3. Mutasyon.....	29

3.2. Gerçek Sistem ve Matematiksel Model Cevapları.....	29
4. SİSTEMİN KARARLILIK ANALİZİ	36
4.1. Genel Bilgiler	36
4.1.1. Denge noktası.....	37
4.1.2. Yerel kararlılık	37
4.1.3. Faz düzlemi analizi	38
4.1.4. Limit dalgalanmaları	44
4.2. Lyapunov Bağlamında Kararlılık	45
4.2.1. 1SD yatay dinamikler	45
4.2.2. 1SD dikey dinamikler	46
4.2.3. 2SD İSHS dinamikleri	47
5. İSHS KONTROLÜ	50
5.1. Kontrol ile İlgili Çalışmalar	50
5.2. Ters Model İleri Beslemeli PID Kontrol	53
5.2.1. Ters çevrilmiş sistem modeli	53
5.2.2. Dikey eksen ters model açık döngü kontrolü.....	54
5.2.3. Dikey eksen ters model ileri beslemeli PID kontrolü	55
5.2.4. 2SD kontrolü	56
5.3. İSHS'nin Bulanık Mantık Kontrolü.....	59
5.3.1. Bulanık mantık temelleri.....	59
5.3.2. İSHS bulanık mantık uyarlamalı PID kontrolü.....	60
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	67
KAYNAKLAR	68
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	71
ÖZGEÇMİŞ	72

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Quanser 2DOF Helicopter.....	2
Şekil 1.2.	Feedback Twin Rotor MIMO.....	3
Şekil 1.3.	Humosoft CE150.....	4
Şekil 1.4.	Bu teze konu olan İSHS	5
Şekil 1.5.	TMS32F28335 kontrol kartı	6
Şekil 1.6.	Sistemin rota (a) ve yunuslama (b) açılarını ölçen enkoderler.....	6
Şekil 1.7.	İSHS katı modeli.	7
Şekil 1.8.	İSHS giriş ve çıkışları	7
Şekil 1.9.	Kontrolörün ana yapısı	8
Şekil 2.1.	Motorun Basamak Cevabı.....	11
Şekil 2.2.	Sürme sinyali motor hız ilişkisi.....	12
Şekil 2.3.	FDA motor Simulink modeli	12
Şekil 2.4.	Maksimum hız alt sistem Simulink modeli.....	12
Şekil 2.5.	Pervane ile ivmelenen hava ters yönde bir itme kuvveti oluşturur	13
Şekil 2.6.	Bir kanat profilinin ana hatları	14
Şekil 2.7.	Pervanenin dik kesiti	14
Şekil 2.8.	Normale dik kuvvet oluşumu	15
Şekil 2.9.	Açısal pervane hızı, itme kuvvet ilişkisi	16
Şekil 2.10.	Kuyruk pervanesi hız kuvvet ilişkisi.....	16
Şekil 2.11.	Ana pervane kuvvetinin Simulink modeli.....	17
Şekil 2.12.	Kuyruk Pervane kuvvetinin Simulink modeli.....	17
Şekil 2.13.	Dikey düzlemdeki kuvvetler	18
Şekil 2.14.	Hıza bağlı dikey düzlem sürtünme torku	19
Şekil 2.15.	İSHS 1SD yunuslama açısı Simulink modeli.....	20
Şekil 2.16.	Doğrusal olmayan eşitlik bloğunun Simulink modeli.....	20
Şekil 2.17.	Yatay düzleme etkiyen kuvvetler.....	21
Şekil 2.18.	İSHS'nin 1SD yatay eksen Simulink modeli	23
Şekil 2.19.	Yukarıdaki Simulink modelinin Newton modeli bloğu	23
Şekil 2.20.	İSHS 2SD Simulink modeli	25
Şekil 2.21.	2SD İSHS modelinin, 4D doğrusal olmayan Simulink modeli.....	26
Şekil 3.1.	GA tanımlama prosedürünün blok diyagramı	27
Şekil 3.2.	Çaprazlama.....	28
Şekil 3.3.	Mutasyon.....	29
Şekil 3.4.	Üç temel operatör ile GA'nın çalışmasını gösteren akış diyagramı.	30
Şekil 3.5.	Dikey eksen 0.1Hz, sinüs cevabı.....	31
Şekil 3.6.	Dikey eksen 10s. periyodik basamak cevabı.....	32
Şekil 3.7.	Dikey eksen 5s. periyodik basamak cevabı.....	32
Şekil 3.8.	Yatay eksen 0.2Hz sinüs cevabı (174 rad/s)	33
Şekil 3.9.	Yatay eksen 0.2Hz sinüs cevabı (156 rad/s)	33
Şekil 3.10.	Dikey eksen merkezkaç ve jiroskopik tork cevabı.....	34

Şekil 3.11. Yunuslama açısı kare dalga cevabı (0.04Hz, %69).....	34
Şekil 3.12. Şekil 3.11'in SGY analizi	35
Şekil 3.13. Yunuslama açısı kare dalga cevabı (0.08Hz, %69).....	35
Şekil 4.1. İSHS 2SD blok diyagramı.....	39
Şekil 4.2. İSHS ayrık blok diyagramı.....	39
Şekil 4.3. Motorların durum uzayındaki ifadesi için köklerin yer eğrisi	42
Şekil 4.4. Dikey dinamiklerin faz düzlemindeki ifadesi	42
Şekil 4.5. Yatay dinamiklerin faz düzlemindeki ifadesi	43
Şekil 4.6. Yatay dinamiklerin 3B faz düzlemindeki ifadesi.....	43
Şekil 4.7. Dikey dinamiklerin 3B faz düzlemindeki ifadesi.....	44
Şekil 5.1. Doğrusal olamayan ters model blok diyagramı	54
Şekil 5.2. Ters model tabanlı açık döngü kontrolör blok diyagramı	54
Şekil 5.3. Açık döngü periyodik basamak cevabı	55
Şekil 5.4. Ters model ileri beslemeli PID kapalı döngü kontrol blok diyagramı....	55
Şekil 5.5. 1SD ters model ileri beslemeli PID periyodik basamak cevabı.....	56
Şekil 5.6. 2SD kontrol blok diyagramı.....	57
Şekil 5.7. 2SD ters model ileri beslemeli PID sinüs referans cevabı	57
Şekil 5.8. 2SD ters model ileri beslemeli PID merdiven referans cevabı	58
Şekil 5.9. Yakınlaştırılmış 2SD ters model ileri beslemeli PID kontrol cevabı.....	58
Şekil 5.10. Bulanık mantık sisteminin çalışma yapısı.....	59
Şekil 5.11. Oransal çarpan için kontrol yüzeyi	64
Şekil 5.12. Birikimsel çarpan için kontrol yüzeyi	64
Şekil 5.13. Türevsel çarpan için kontrol yüzeyi.....	65
Şekil 5.14. Bulanık kontrol Simulink modeli.....	65
Şekil 5.15. Uyarlamalı PID ile yunuslama açısının merdiven cevabı.....	65
Şekil 5.16. Uyarlamalı PID ile sinüs referans takibi ve kontrol işareti	66
Şekil 5.17. Uyarlamalı PID ile kare dalga cevabı ve kontrol işareti	66

TABLolar DİZİNİ

Tablo 1.1. Helikopter ve İSHS arasındaki temel farklar.....	8
Tablo 3.1. Optimize edilmiş model hata oranı.....	31
Tablo 5.1. Kontrolör PID katsayıları	57
Tablo 5.2. Oransal katsayı için kurallar tablosu	63
Tablo 5.3. Birikimsel katsayı için kurallar tablosu	63
Tablo 5.4. Türevsel katsayı için kurallar tablosu.....	63

SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

F_h	: Yatay eksen pervane kuvveti, (N)
F_l	: Pervane bileşke itme kuvveti, (N)
F_p	: Pervane normale dik kuvvet, (N)
F_t	: Pervane kaldırma kuvveti, (N)
F_v	: Dikey eksen pervane kuvveti, (N)
g	: Yerçekimi ivmesi, (m/s^2)
Hz	: Hertz,
J_h	: Yatay eksen atalet momenti, ($kg\ m^2$)
J_v	: Dikey eksen atalet momenti, ($kg\ m^2$)
k_{cfh}	: Yatay düzlemdeki Coulomb sürtünme torku sabiti
k_{cfv}	: Dikey düzlemdeki Coulomb sürtünme torku sabiti
k_{chn}	: Negatif kablo torku sabiti
k_{chp}	: Pozitif kablo torku sabiti
k_g	: Jiroskopik tork sabiti
k_{sfh}	: Yatay düzlemdeki statik sürtünme torku sabiti
k_{sfv}	: Dikey düzlemdeki statik sürtünme torku sabiti
k_v	: Motor hız sabiti
k_{vfh}	: Yatay düzlemdeki viskoz sürtünme torkunun katsayısı
k_{vfv}	: Dikey düzlemdeki viskoz sürtünme torkunun katsayısı
l_b	: Karşı denge kolu uzunluğu, (m)
l_m	: Ana kol uzunluğu, (m)
l_t	: Kuyruk kolu uzunluğu, (m)
m_b	: Karşı denge kolu kütlesi, (kg)
m_{cb}	: Karşı denge yükü kütlesi, (kg)
m_m	: Ana kolun kütlesi, (kg)
m_{mr}	: Ana motorun kütlesi, (kg)
m_t	: Kuyruk kolu kütlesi, (kg)
m_{tr}	: Kuyruk motorunun kütlesi, (kg)
S_h	: Yatay eksen, dikey eksenden bağımsız oluşan açısal hız, (rad/s)
S_v	: Dikey eksen, yatay eksenden bağımsız oluşan açısal hız, (rad/s)
V	: Gerilim, (V)
α	: Pervane hücum açısı, (rad)
α_h	: Rota açısı, (rad)
α_v	: Yunuslama açısı, (rad)
τ	: Motorun zaman sabiti
τ_{h1}	: Kuyruk pervanesi torku, (Nm)
τ_{h2}	: Yatay düzlemdeki sürtünme torku, (Nm)
τ_{h3}	: Yatay düzlemdeki kablo torku, (Nm)
τ_{v1}	: Dikey düzlemdeki yerçekimi kuvvetine karşılık gelen tork, (Nm)
τ_{v2}	: Ana pervane torku, (Nm)
τ_{v3}	: Dikey düzlemdeki sürtünme torku, (Nm)
τ_{v4}	: Dikey düzlemdeki merkez kaç torku, (Nm)
τ_{v5}	: Dikey düzlemdeki jiroskopik tork, (Nm)

ω_h	: Kuyruk pervanesi, (rad/s)
ω_v	: Ana pervane hızı, (rad/s)
Ω_h	: Yatay eksen, açısal hızı, (rad/s)
Ω_{hv}	: Kuyruk pervanesinin dikey düzleme etkisi, (rad/s)
Ω_v	: Dikey eksen, açısal hızı, (rad/s)
Ω_{vh}	: Ana pervanenin yatay düzleme etkisi, (rad/s)

Kısaltmalar

1SD	: Bir Serbestlik Derece
2DOF	: Two Degree of Freedom (İki Serbestlik Derece)
2SD	: İki Serbestlik Derece
4D	: Dördüncü Dereceden
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
DSK	: Dijital Sinyal Kontrolörü
FDA	: Fırçasız Doğru Akım
GA	: Genetik Algoritma
İHA	: İnsanz Hava Araçları
İSHS	: İki Serbestlik Dereceli Helikopter Sistemi
PID	: Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegral-Türevsel)
SGY	: Spektral Güç Yoğunluğu
TF	: Transfer Fonksiyonu
UAV	: Unmanned Aerial Vehicles (İnsanz Hava Araçları)

İKİ SERBESTLİK DERECELİ HELİKOPTER SİSTEMİNİN MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

ÖZET

Savunma sanayinde ve askeri projelerde adını sıklıkla duyduğumuz insansız hava araçlarının güvenlik ve istihbarat açısından önemi günden güne artmaktadır. Helikopterler, havada asılı kalabilme, zemin tipi ayırmaksızın iniş kalkış yapabilme yetenekleri sebebiyle İHA içinde önemli bir yere sahiptir. Ancak, yapısının barındırdığı doğrusal olmayan özellikler ve birbirini önemli ölçüde etkileyen ana pervane ve kuyruk pervane dinamikleri, helikopterleri zorluğu yüksek bir kontrol problemi haline getirmektedir. Bu tezde, iki serbestlik dereceli helikopter sisteminin doğrusal olmayan dinamiklerinin Newton metodu ile elde edilmesi, ölçüm ve hesaplama yöntemleri ile elde edilemeyen model parametrelerin genetik algoritma yardımı ile kestirilmesi ve sistemin 2SD gerçek zamanlı kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin 2SD kontrolü iki farklı yöntem ile sağlanmıştır, ilki PID kontrolör destekli ileri beslemeli ters model kontrolü, ikincisi ise bulanık mantık uyarlamalı PID kontrolüdür. İSHS'nin kontrolü için kullanılan yöntemlerin her ikisi de kararlılığı sağlamıştır ancak basamak cevabının daha hızlı, aşmanın ise daha küçük olması sebebiyle bulanık mantık uyarlamalı PID kontrolünün daha iyi olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Bulanık Mantık Uyarlamalı PID kontrol, Doğrusal Olmayan Dinamik Model, Genetik Algoritma, Helikopter Sistemi, Ters Model Temelli Kontrol.

MODELING AND CONTROL OF TWO DEGREE OF FREEDOM HELICOPTER SYSTEM

ABSTRACT

Unmanned aerial vehicles can be mostly heard in defense industry and military projects. In terms of security and intelligence services, the importance of UAV is increasing day by day. Helicopters are very important UAV's with their capability to stay suspended in the air and landing- take off abilities independent from the terrain type. However, the non-linear dynamics and cross coupling between two separate angle creates a difficult control problem. In this thesis, the derivation of nonlinear dynamics of a two degree of freedom helicopter by using Newton Method, deduction of the parameters which cannot obtained by measuring and calculation with the Genetic Algorithm and real time 2DOF control made. Controlling 2DOF is achieved by two different methods. First one is PID controller supported feed forwarded reverse model control, second one is the fuzzy logic adaptive PID control. Both control technique achieved to stabilize the system but fuzzy based adaptive PID control is better than inverted model based control due to the facts that step response is fast and overshoot is lower than inverted model based control.

Key words: Fuzzy Based Adaptive PID Control, Nonlinear Dynamic Model, Genetic Algorithms, Helicopter System, Inverted Model Based Control.

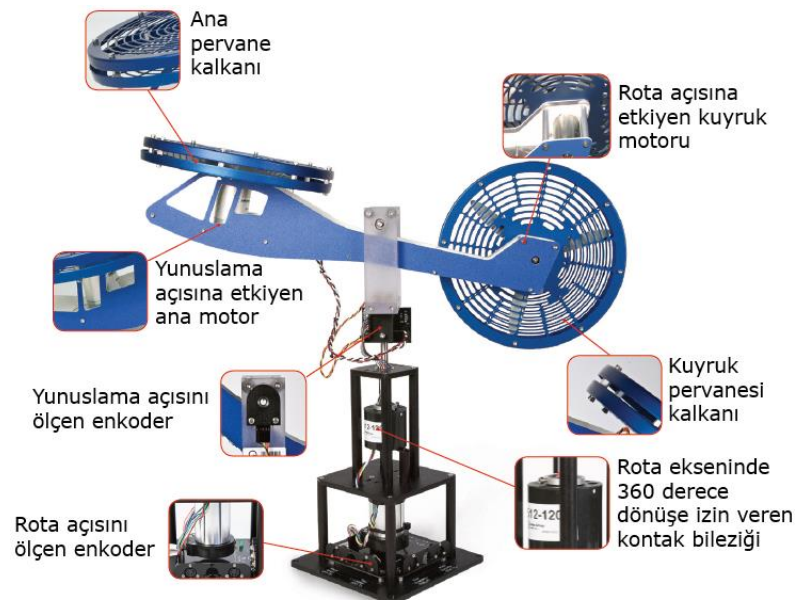
GİRİŞ

İnsansız hava araçlarının güvenlik ve istihbarat açısından önemi günden güne artmaktadır. Helikopterler, havada aslı kalabilme ve zemin tipi ayırmaksızın iniş kalkış yapabilme yetenekleri sebebiyle İHA içerisinde özel bir yere sahiptirler. Ancak, doğrusal olmayan yapısının, birbirini önemli ölçüde etkileyen ana pervane ve kuyruk pervane dinamikleri, helikopterleri zorluğu yüksek bir kontrol problemi haline getirmektedir. İki serbestlik dereceli helikopter sistemi, helikopterlerin yunuslama ve rota açılarını benzeterek laboratuvar ortamında çalışmalar yapabilmek için geliştirilmiş bir deney düzeneğidir. Gerçek helikopterlere göre sadeleştirilmiş bir yapı olsa da en kritik iki serbestlik derecesini de içerdği için bu deney düzeneği ile yapılan çalışmalar gerçek helikopterlere kolaylıkla uygulanabilir.

Bu tezde, İSHS'nin; tasarlanıp uygulaması, doğrusal olmayan dinamiklerinin Newton metodu ile çıkarılışı, ölçüm ve hesaplama yöntemleri ile elde edilemeyen model parametrelerin GA yardımı ile kestirilmesi ve 2SD gerçek zamanlı kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin 2SD kontrolü; ters model ileri beslemeli PID kontrol ve bulanık mantık uyarlamalı PID kontrol ile sağlanmıştır.

1. FARKLI ARAŞTIRMALARDA KULLANILMIŞ DÜZENEKLER

Helikopter benzeri deney düzenekleri, birçok teze ve/veya yayına konu olmuştur. Bunlardan karşımıza en çok çıkan ticarileşmiş üç deney seti, ana hatlarıyla bu bölümde incelenecektir. Ardından da bu çalışmada tasarlanarak uygulanan deney düzeneği de bu bölümde detaylı bir biçimde tanımlanacaktır.



Şekil 1.1. Quanser 2DOF Helicopter [1]

1.1. Quanser 2DOF Helicopter

Quanser firmasının satışa sunduğu bu deney düzeneği Şekil 1.1’de verilmiştir. Düzenek iki adet doğru akım motoru tarafından sürülen iki ayrı pervane ve yunuslama ve rota açılarını ölçebilecek iki adet artımlı enkoderden oluşmaktadır. Deney düzeneğini benzerlerinden ayıran en önemli özellik kullanılan kontak bileziği sayesinde rota ekseninde 360 derece dönebilmesidir. Yine bu bilezik sayesinde rota açısı üzerinde bozucu kuvvet olarak kontrolü zorlaştıran kablo torku da devreden kalkmaktadır. Ve düzeneği gerçek helikopter serbestliğine daha yakın bir hale getirmektedir.

Fiziksel özellikleri Şekil 1.1’de görülen deney düzeneği, MATLAB®/Simulink® ve LabVIEW™ ile uyumlu bir veri toplama cihazı¹(DAQ) ve de Quanser Rapid Control Prototyping yazılım aracını içermektedir. Ayrıca cihazın basitleştirilmiş dinamik modeli, durum uzayı modeli, durum geri besleme kontrolü ve doğrusal kuadratik regülatör² kontrol tasarımı da cihaz ile birlikte verilmektedir.



Şekil 1.2. Feedback Twin Rotor MIMO [2]

1.2. Feedback Twin Rotor MIMO

Feedback firmasının satışa sunduğu bu laboratuvar düzeneği Şekil 1.2’de görülmektedir. Düzenek birbirinden farklı iki pervane ve bunları süren iki doğru akım motorun yanı sıra bu motorların hızını ve düzeneğin açısal pozisyonlarını ölçebilecek toplam dört farklı enkoder içermektedir. Ayrıca düzeneği diğer emsallerinden ayıran bir karşı denge ağırlığı da içermektedir. Düzenek, gerçek zamanlı kontrol sinyallerini iletme ve durum bilgilerini okumak için kullanılan bir Advantech PCI DAQ kartı da içermektedir. Düzenek beraberinde MATLAB®/Simulink® aracını ve detaylı eğitim kılavuzunu da sunmaktadır. Kullanım kılavuzu sistem modeli PID kontrol ve doğrusal kuadratik regülatör kontrol modellerini de detaylı bir şekilde anlatmaktadır. Literatür taramasında karşımıza en çok bu deney düzeneği çıkar.

¹ İng. Data acquisition device (DAQ)

² İng. Linear-quadratic regulator

1.3. Humosoft CE150

Humosoft firmasının ürettiği helikopter sistemi Şekil 1.3'te görünmektedir. Sistem iki farklı doğru akım motoru tarafından sürülen iki farklı ebatta pervaneden ve sistemin yunuslama ve rota açılarını ölçecek iki enkoderden oluşmaktadır. Ayrıca sistem kontrolü için kullanılan MF624 multifunction I/O PCI kartı da içermektedir. Emsallerinden farklı olarak MATLAB®/Simulink® aracının yanı sıra C programlama dili ile yazılmış kontrol uygulamalarının kaynak kodunu içermektedir. Eğitim dokümanlarında detaylı sistem modeli, çeşitli kontrol örnekleri ve ileri kontrol uygulamaları için deneyler de yer almakta. Benzerlerinden farklı olarak bu cihaz pervanelerin etrafında koruyucu bir kabuk içermemektedir.



Şekil 1.3. Humosoft CE150 [3]



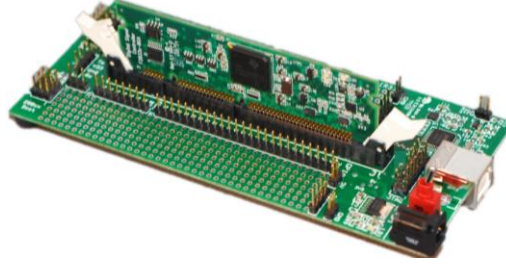
Şekil 1.4. Bu teze konu olan İSHS

1.4. Teze Konu Olan İSHS

Tez çalışması için hazırlanmış deney düzeneği Şekil 1.4’te görüldüğü gibidir. Düzenek, kuyruk pervanesi 5" ve ana pervane 7" olacak şekilde birbirine dik iki pervaneye sahiptir. Pervaneler iki adet 750K_V fırçasız doğru akım motoru ile sürülmektedir. FDA motorlar Hobbyking Blueseries 30A sensörsüz motor sürçüşü ile sürülmüştür. Ancak sürücülerin yazılımı [4]’te verilen açık kaynak kodu ile değiştirilerek 2,5ms’lik kontrol sinyaline cevap verebilir hale getirilmiştir. Burada özellikle belirtmek gerekir ki standart 20ms’lik kontrol sinyali ile sistemi kontrol etmek neredeyse imkânsızdır. Sistemin rota açısını ölçmek için, 1024 vuruşlu¹ Hanyong marka HE50B-8-1024 artımlı enkoder (Şekil 1.6a) ve yunuslama açısını ölçmek için, 1000 vuruşlu Avago marka HEDM-5500 artımlı enkoder (Şekil 1.6b) kullanılmıştır. Düzeneğin kontrolü ve modellenmesi için MATLAB/SIMULINK® kullanıldığı için MATLAB/SIMULINK® ile uyumlu bir dijital sinyal kontrolörü² olarak Texas Instrument firmasının TMS32F28335 (Şekil 1.5) seçilmiştir. Bu sayede “Target Support Package” araç kutusu yardımı ile tasarlanan kontrolör DSK’ne yüklenmiştir.

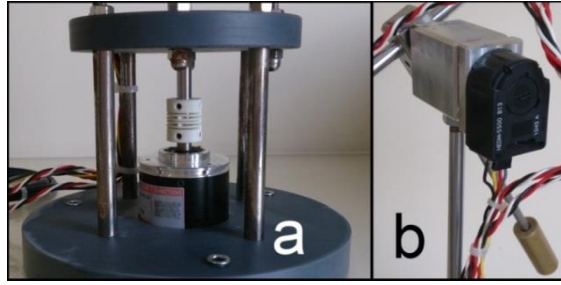
¹ İng. Pulse

² İng. Digital Signal Controller



Şekil 1.5. TMS32F28335 kontrol kartı

Helikopterlerde aerodinamik kuvvetlerinin değişimi, kanat açıları ile kontrol edilir. İSHS'nin kanat açılarının sabittir, bu yüzden aerodinamik kuvvet, motorların dönme hızının değişimi ile kontrol edilir. Pervanelerin dönüş hızının değiştirilmesi; sisteme uygulanan kuvvetin değişmesine, dolayısıyla da yunuslama ve rota açılarının değişimine yol açar.

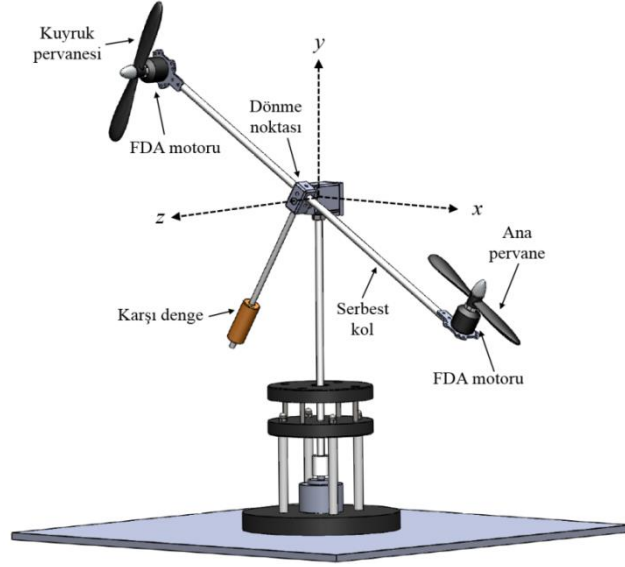


Şekil 1.6. Sistemin rota (a) ve yunuslama (b) açılarını ölçen enkoderler

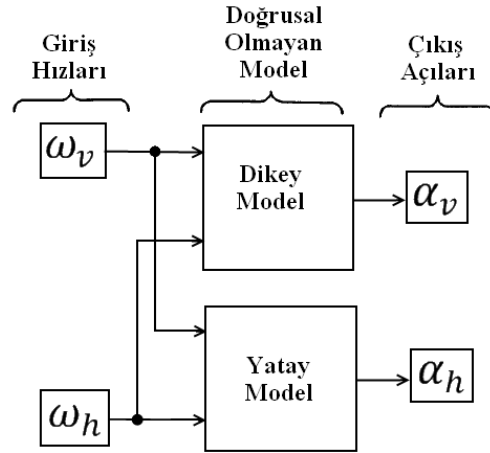
Pervanelerin dönüşü, İSHS'nin gövdesi ile dengelenmesi gereken (açısal momentum korunumu yasasına göre) açısal bir momentum üretir. Bu da iki düzlem hareketi arasındaki etkileşime sebep olur. Dahası, bu etkileşim yatay ve dikey düzlemde kirişin hızını doğrudan etkiler. İki eksen arasındaki bu ilişkinin Şekil 1.8'deki gibi gösterilmiştir. Benzer çapraz etkileşimler helikopterin yanı sıra birçok çok girişli ve çok çıkışlı¹ sistem için de geçerlidir. Farklı çıkışlar arasındaki bu tarz çapraz ilişkiler sistemin modellenmesini ve kontrolünü zorlaştırır. Şekil 1.8'de ω_v, ω_h sırasıyla sistemin, ana rotor ve kuyruk rotoru dönüş hızını, α_v, α_h ise sırasıyla sistemin yunuslama ve rota açısını ifade etmektedir.

¹ İng. Multiple-input and multiple-output (MIMO)

Bazı yönleriyle İSHS'nin davranışları helikopterin davranışlarına benzemektedir. Yine de bir dizi temel özelliği itibarı ile İSHS ve helikopter birbirinden farklıdır. Tablo 1.1'de helikopter ve İSHS arasındaki temel tutarsızlıklar listelenmiştir.



Şekil 1.7. İSHS katı modeli



Şekil 1.8. İSHS giriş ve çıkışları

	İSHS	Helikopter
Dönme noktasının ¹ konumu	İki rotorun arasında	Ana rotorun ağırlık merkezi
Dikey kalkış kontrol yöntemi	Ana rotor hızı	Kanat açısı değişimi*
Rota açısı kontrol edilir	Kuyruk rotor hızı	Kuyruk kanat açıları
Dönüş kontrolü**	Hayır	Evet, (yön kontrolü için)
Uçabilme	Hayır	Evet

^{**} Dönüş kontrolü, bir helikopterin yönünü değiştirmek için ana rotor kanat hizaları değiştirilir.



8

2. SİSTEMİN MODELLENMESİ

Bu bölümde, Newton metodu kullanılarak İSHS için; 1SD ve 2SD dinamikleri analitik olarak modelleneyecektir. Gerçek sistemin ve modelin, zaman ve frekans uzayındaki cevapları karşılaştırılarak, modellerin yeterliliği incelenecektir. Benzeri düzenekler temel alınarak yayınlanmış çalışmaların özetleri de bu bölümde yer alacaktır.

Neredeyse bütün modern kontrol tekniklerinin temeli modellemedir. Sistem ile ilgili öncelikli bilgilere bağlı olarak beyaz-kutu veya siyah-kutu modelleme teknikleri kullanılabilir. Bazı durumlarda her iki yaklaşımın da avantajlarından faydalanmak gerekir. Bu durumlarda kullanılan teknik gri-kutu olarak bilinir. Beyaz-kutu modelleme tekniği, sistemin fiziksel özelliklerinin detaylandırılarak oluşturulmuş sistem modelidir. Birçok durumda beyaz-kutu modelleme tekniğinin çıktısı sıradan ya da kısmi diferansiyel denklemler bütünüdür. Kontrol mühendisliğinde sıradan diferansiyel denklemler, doğrusal ya da doğrusal olmayan durumlarına bakılmaksızın durum uzayı formunda ifade edilebilirler. Mekanik sistemler söz konusu olduğunda sistemin temel denklemlerini elde etmek için, çoğunlukla Newton ve Lagrange tekniklerinden faydalanılır. Analitik sistem modeli oluşturma prosedürü çoğunlukla sistematik olmasına rağmen, model parametrelerinin belirlenmesi zaman alan ve zor bir işlemdir bu çalışmada bu işlem için GA kullanılmış ve takip eden bölümde detaylandırılmıştır. Model doğrulama testleri, elde edilen modelin yeterince uygun olup olmadığını değerlendirmek için yapılır. Analitik modeller ile ilgili olarak, zaman ve frekans uzayındaki testler modelin yeterlilik derecesini belirlemek için kullanılır. Bu çalışmada, modelin doğrulanması için zaman uzayındaki testlerin yanında, frekans uzayında da spektral güç yoğunluğu¹ analizi de yapılmıştır.

¹ İng. Power Spectral Density (PSD)

2.1. Modelleme ile İlgili Çalışmalar

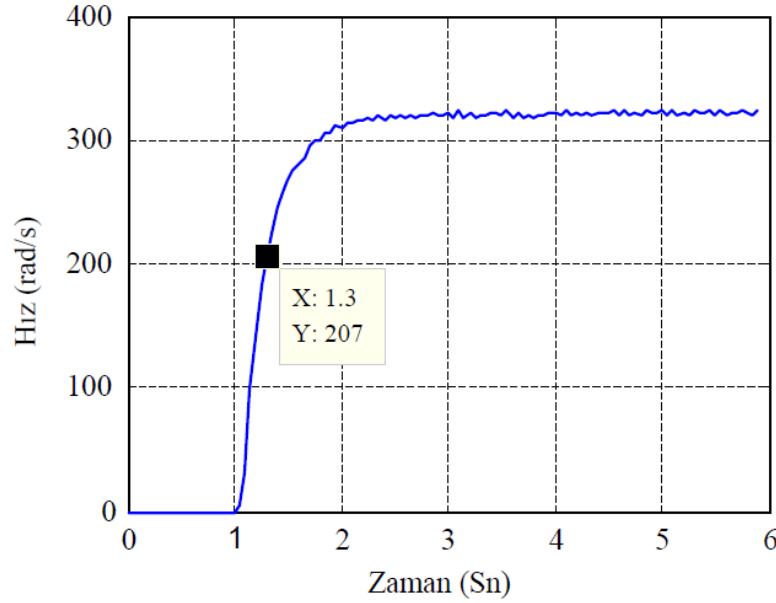
Literatürde İSHS benzeri sistemlerin, analitik ve yapay zekâ temelli deneysel yaklaşımlarla modellenmesi üzerine önemli çalışmalar yayınlanmıştır. Örneğin, [6] kaynağında kara kutu sistem tanımlama tekniği kullanılarak, sistemin bir serbestlik dereceli modeli üzerine çalışılmıştır, elde edilen model, geri beslemeli doğrusal kuadratik gaussian kontrol kompensatör tasarımı için kullanılmıştır. [7] kaynağında ise sistem, doğrusal parametrik tanımlama tekniği, GA kullanılarak çalışılmıştır. [8] kaynağında sistemin 2SD'li transfer fonksiyonları (TF), kara kutu sistem tanımlama tekniği kullanılarak elde edilmiştir. Çalışmada, elde edilen TF sistemin açık döngü kontrolü için kullanılmıştır. [9] kaynağında ise sistemin 1SD'li yatay ve dikey dinamikleri, Newton ve Lagrange metotları temel alınarak analitik yaklaşımla ve yapay sinir ağları temelli deneysel yaklaşımla elde edilmiştir. [10] kaynağında sistemin 2SD'li dinamik denklemleri Newton metodu ile elde edilmiş ve ölçülemeyen parametreler GA kullanılarak gerçek değerlerine yakınsanmıştır.

2.2. 2SD Helikopter Sisteminin Modelinin Çıkarılışı

Modern kontrol yöntemlerinin tasarımı ve gerçek zamanlı kontrolörlere adaptasyonu kaliteli matematiksel sistem modelini gerektirir. Yüksek dereceli doğrusal olmayan ve çapraz ilişkili sistemlerin modellenmesinde, klasik yöntem Lagrange denklemlerinin kullanılmasıdır. Bunun yanı sıra Newton'un hareket denklemlerini temel alan daha basit yaklaşımlarla da modelleme yapılabilir. Bu araştırmada İSHS, Newton yöntemi ile modellenmesi sunulmuştur. İSHS modellenmesinde modüler bir sistem oluşturabilmek için, sistem çeşitli alt sistemlere bölünmüştür. Modellemenin ilk aşamasında, sistem üzerindeki tüm kuvvetler ayrı ayrı modellenmiştir. Ardından bu kuvvetler yardımıyla 1SD'li modeller oluşturulmuştur. Son olarak eksenler arasındaki ilişkiler belirlenip 2SD'li sistem modeli elde edilmiştir. Daha sonra motorun dönme hızı ile sisteme uygulanan kuvvet arasındaki ilişki elde edilmiş ve ardından, aerodinamik kuvvet ve sistemin pozisyonu arasındaki etkileşimi ifade eden dinamik denklemler çıkarılmıştır. Son olarak da, 1SD'li dikey model, 1SD'li yatay model ve 2SD sistem parametreleri sırasıyla tespit edilmiştir.

2.3. Motor Sürücülerinin Modellenmesi

Bir önceki bölümde de bahsedildiği üzere sistemin içinde iki farklı pervane ile yüklenmiş iki özdeş FDA motoru bulunmaktadır. Bu motorlar birer hız kontrol ünitesi (Hobbyking Blueseries 30A ESC) ile kontrol edildiğinden, klasik DA motor modeli oluştururken kullanılan iç direnç ve empedans gibi parametreler kullanılmayacaktır. Burada model tamamen ölçülen değerler sonucu oluşturulacaktır.



Şekil 2.1. Motorun Basamak Cevabı

Şekil 2.1'de giriş olarak 400Hz'lik ve %90 çalışma çevrimli¹ sürme sinyali uygulanmış ve çıkış olarak da motorların şaftlarına bağlı enkoderlerden hız bilgisi alınmıştır. Şekil 2.1'de yer alan motorun basamak cevabına göre sistemin transfer fonksiyonu, bir DC motor transfer fonksiyonu Denklem (2.1)'deki gibi ele alınmıştır;

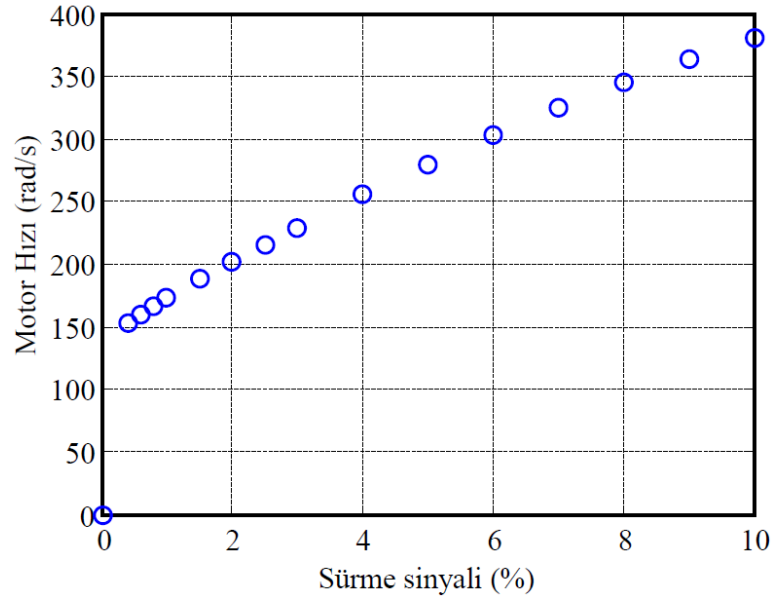
$$G_m = \frac{\omega(s)}{U(s)} = \frac{k_m}{s\tau + 1} \quad (2.1)$$

$$k_m = 0,038u^3 - 2,027u^2 + 3,665u + 136,63 \quad (2.2)$$

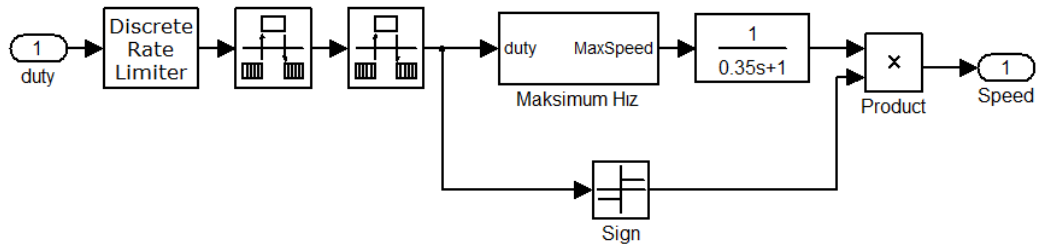
Şekil 2.1 ve 2.2'de yer alan ölçümlerden elde edilen τ ve k_m değerleri kullanılarak, Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'te yer alan Simulink modelleri oluşturulmuştur. Şekil 2.4'te yer alan $f(u)$ fonksiyon bloğu Denklem (2.2) deki gibidir ve giriş sinyaline karşılık gelen motor kararlı hal hızını veren fonksiyondur. Şekil 2.3'de yer alan ardışık oran

¹İng. Duty cycle

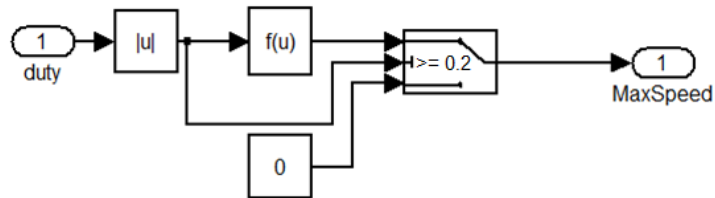
geçiş bloğu¹ ve ayırık oran sınırlayıcısı² motor sürücüsünün ayırık zamanlı çalışmasını modellemek amacıyla konulmuştur. Zira sistemde kullanılan motor sürücü 2,5ms'den daha küçük bir hız değişim sinyaline cevap verememektedir.



Şekil 2.2. Sürme sinyali motor hız ilişkisi



Şekil 2.3. FDA motor Simulink modeli



Şekil 2.4. Maksimum hız alt sistem Simulink modeli

¹ İng. Rate transition block

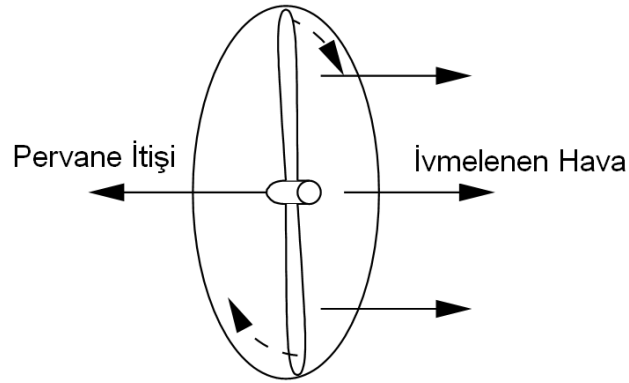
² İng. Discrete rate limiter

2.4. Aerodinamik Torkların modellenmesi

İSHS'nin içinde rota ve yunuslama doğrultusunda itme kuvvetini oluşturan iki motordan oluşmaktadır. Bu bölümde pervaneler tarafından üretilen itme kuvvetinin modellenmesi ele alınacaktır. Öncelikli olarak pervane teorisine değinilecek ardından yapılan ölçümler sonucu elde edilen değerler yardımı ile matematik modelinin çıkarılışı üzerinde durulacaktır.

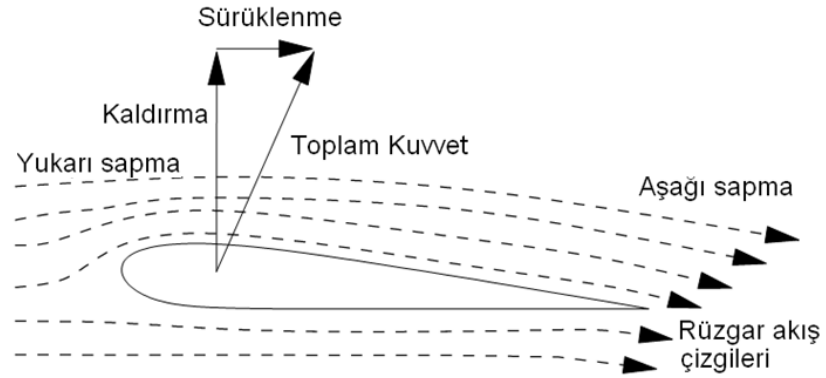
2.4.1. Pervanelerin çalışma prensibi

Pervaneler, önlerindeki hava kütlesini arkaya doğru hareket ettirerek Şekil 2.5'de görüldüğü gibi bir itme kuvveti oluştururlar. Korunum yasasına göre pervanelere, ivmelenen havanın ters yönünde bir kuvvet uygulanır. Pervaneler kanatların aerodinamik prensibine göre havayı hareket ettirirler. Bununla ilgili gösterim Şekil 2.5'de verilmiştir. Pervaneler, Coanda etkisi “Hareket eden akışkan, objeyi takip eder” ve Bernoulli prensibine “Hızlı akışkanların basıncı daha düşüktür” göre rüzgârın ivmesini değiştirirler. Newton'un üçüncü yasasına göre; pervaneler üzerinde, rüzgârın tersi yönünde bir itme kuvveti oluşur. Rüzgârın hava direnci nedeniyle ile itme kuvvetine dik bir sürüklenme kuvveti oluşur [31].



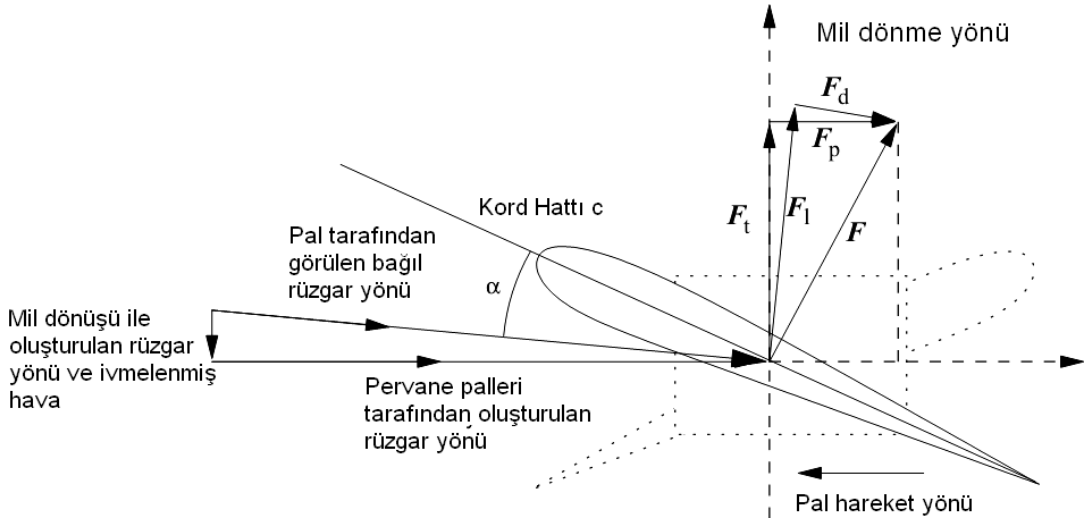
Şekil 2.5. Pervane ile ivmelenen hava ters yönde bir itme kuvveti oluşturur[31]

Pervane üzerindeki önemli kuvvetler ana hatlarıyla Şekil 2.6'da yer almaktadır. Hücum açısı α , kanat genişliği ve kanadın gördüğü bağıl rüzgâr doğrultusu arasındaki açıdır. Kanatların yunuslama açısı değiştirilerek hücum açısı değiştirilebilir. Bu açının değişimi kuvvetlerin yönünü değiştiremez, sadece sürtünme ve kaldırma kuvvetinin şiddetini değiştirebilir. Yalnızca bağıl rüzgâr yönü, kuvvetlerin doğrultusunu değiştirebilir.



Şekil 2.6. Bir kanat profilinin ana hatları [31]

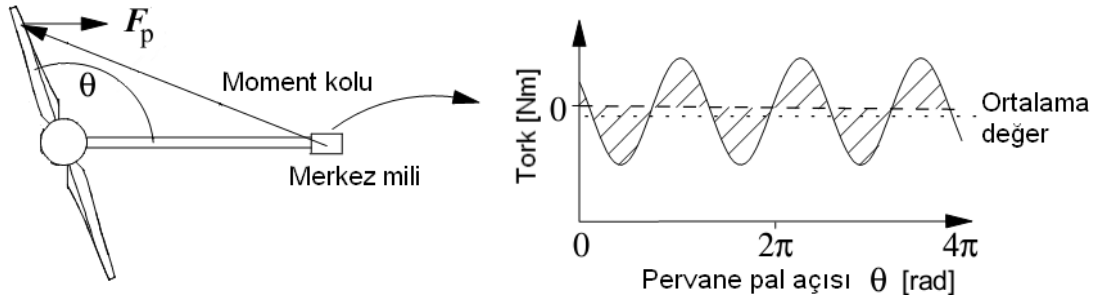
İSHS'nin hiçbir harici rüzgâr ile karşılaşmadığı ve karşılaştıkları tek rüzgâr hızının, pervanelerin kendi hızlarının oluşturduğu rüzgâr hızı olduğu kabul edilir.



Şekil 2.7. Pervanenin dik kesiti [31]

İtme Kuvveti F_l , aynı doğrultuda olan bağıl rüzgâr hızına ve sürüklenme kuvvetine dik bir kuvvettir. Bileşke kuvvet, dönüş doğrultusu ile aynı yönde bir F_t kaldırma kuvveti ve pervane hareketine ters ve kaldırma kuvvetine dik bir F_p normale dik kuvvet olarak iki kuvvet vektörüne ayrılabilir (Bkz. Şekil 2.7).

Tork üretmek için kullanılan kuvvetler; kaldırma kuvveti ve normale dik kuvvetlerdir. Normale dik kuvvetin kaynağı Şekil 2.8'te gösterilmektedir. Pervane kanatları döndükçe, moment kolunun uzunluğu ve yönünün yanı sıra petonormal kuvvetin yönü de değişmektedir. Bu durum net bir normale dik tork oluşmasına sebep olur. İtme kuvvetinin vektörü asla yön değiştirmez ve net itme torkunu oluşturur. Bu yüzden her iki tork da modelin içinde yer almalıdır.



Şekil 2.8. Normale dik kuvvet oluşumu [31]

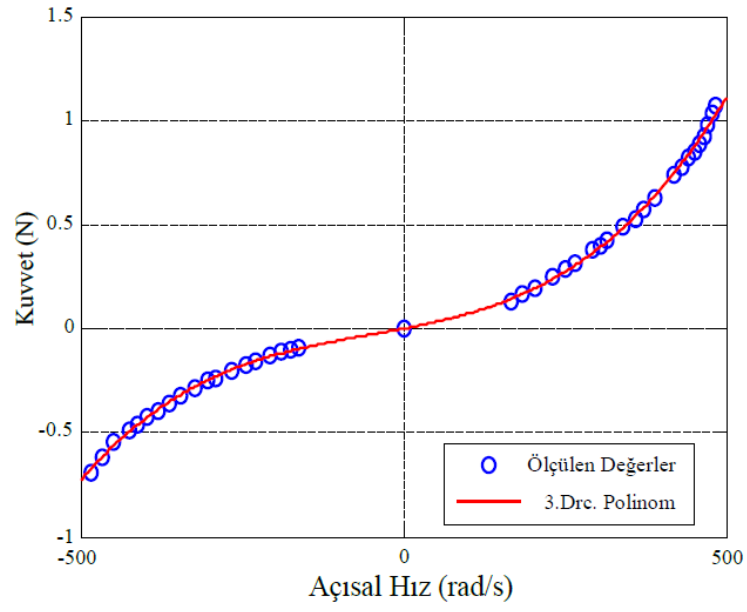
2.5. Pervanenin Matematiksel Modeli

Aerodinamiklerin modellenmesinde, birinci prensibin kullanılması gerçek davranıştan farklı sonuçların elde edilmesine sebep olabilmektedir. Bu yüzden karakutu modelini kullanmak daha basit ve daha doğru sonuçlar üretilmesine yardımcı olabilir. Ana pervanenin üzerinde yerçekiminin etkili olması ana pervanenin tek yönlü dönüş yapmasına sebep olacaktır. Kuyruk pervanesi ise, her iki yönde de hareket edebilmektedir. Ölçüm ve eşleştirilmiş model sonuçları Şekil 2.5 ve Şekil 2.6'daki gibidir. Ölçüm sonuçları Denklem (2.3) ve (2.4) deki gibi;

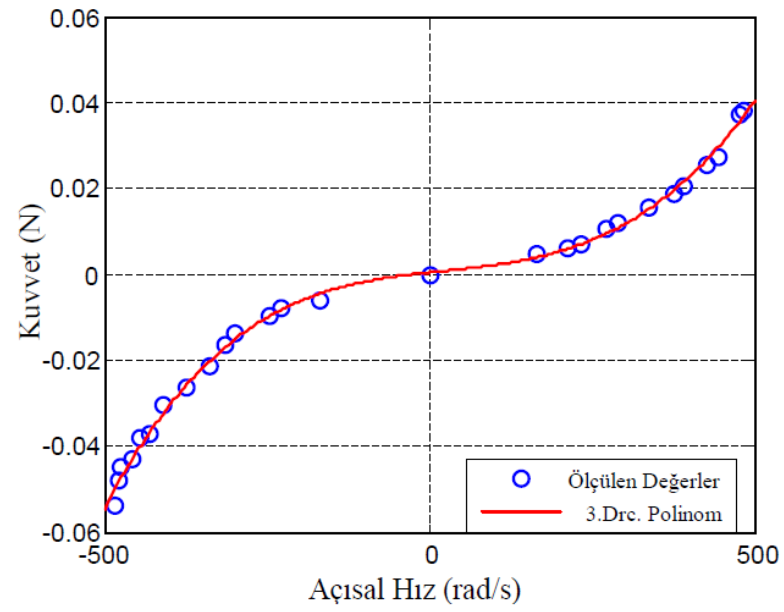
$$F_h(\omega_h) = \begin{cases} k_{\phi p} \omega_h^2 & \omega_h \geq 0 \\ -k_{\phi n} \omega_h^2 & \omega_h < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

$$F_h(\omega_v) = \begin{cases} k_{\phi p} \omega_h^2 & \omega_h \geq 0 \\ -k_{\phi n} \omega_h^2 & \omega_h < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

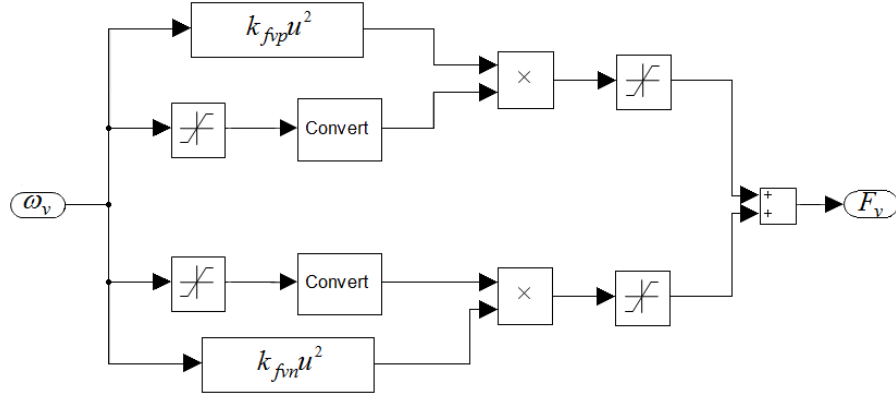
ifade edilmiş, Şekil 2.11 ve Şekil 2.12'deki gibi SIMULINK modeli oluşturulmuştur.



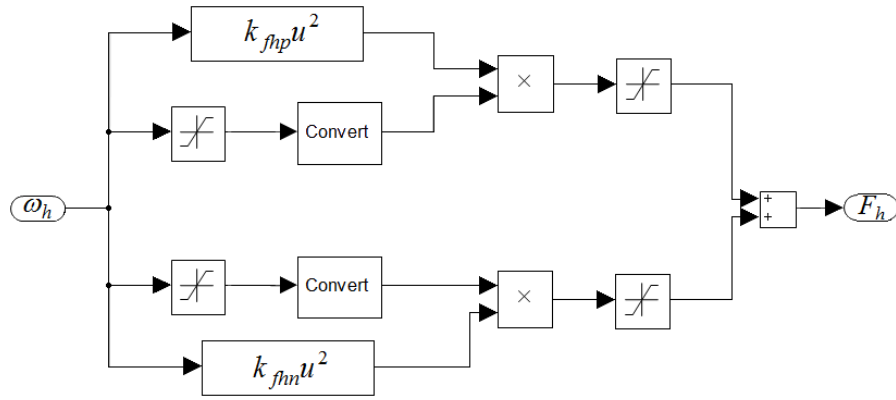
Şekil 2.9. Açısal pervane hızı, itme kuvvet ilişkisi



Şekil 2.10. Kuyruk pervanesi hız kuvvet ilişkisi



Şekil 2.11. Ana pervane kuvvetinin Simulink modeli



Şekil 2.12. Kuyruk Pervane kuvvetinin Simulink modeli

2.6. İSHS 1SD Yunuslama Açısı Modeli

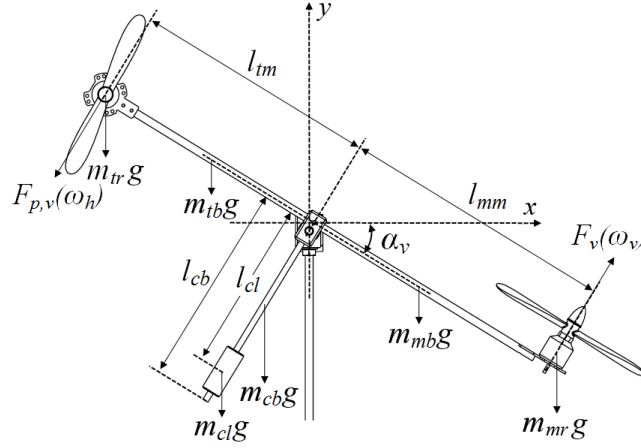
Düzeneğin 2SD dereceli modeli elde edilirken her iki serbestlik derecesi de birbirinden bağımsız modellenecek ardından aralarındaki çapraz etkileşimler modele eklenerek 2SD model tamamlanacaktır.

2.6.1. Yerçekiminin oluşturduğu torklar

2SD helikopter sisteminin ön görünüşünün Şekil 2.13'daki gibi olduğunu varsayalım. Bu durumda 2SD helikopter sistemine uygulanan yerçekimi kuvveti, Şekil 2.13'teki gibi altı parçaya ayrılabilir. Birinci terim $m_t g$, kuyruk motorunun ve koruyucusunun kütlesiyle ilgilidir. Kuyruk ve ana kısımdaki terazi kolunun kütlesinden kaynaklanan yer çekim kuvvetleri; $m_t g$ ve $m_m g$ sırasıyla ikinci ve üçüncü bileşeni oluşturur. Ana rotorun kütlesi, dördüncü kısımda gösterildiği gibi bir yerçekimi kuvveti $m_{mr} g$ uygular. Beşinci kısım ise $m_{cb} g$ dengeleyici cismin kütlesinden kaynaklanan yerçekimi kuvvetini gösterir ve son olarak $m_b g$, dengeleyici kütlenin terazi kolundan

kaynaklı kısmı göstermektedir. Sonuç olarak bu yerçekimi kuvvetlerine karşılık gelen torklar Denklem (2.5)'teki gibidir;

$$\tau_{v1} = g \left\{ \left[\left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} \right) l_t - \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} \right) l_m \right] \cos \alpha_v - \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb} \right) \sin \alpha_v \right\} \quad (2.5)$$



Şekil 2.13. Dikey düzlemdeki kuvvetler

2.6.2. Ana pervane torku

Terazi koluna dikey düzlemde uygulanan itici kuvveti göz önüne almak için Şekil 2.12'yi referans almak gerekir. Ana rotor tarafından üretilen itici kuvvetin momenti, ana motorun pervane kuvveti ve ana motor ile eklem noktası arasındaki mesafenin çarpımı şeklinde hesaplanır;

$$\tau_{v2} = l_m F_v(\omega_v) \quad (2.6)$$

2.6.3. Sürtünme torku

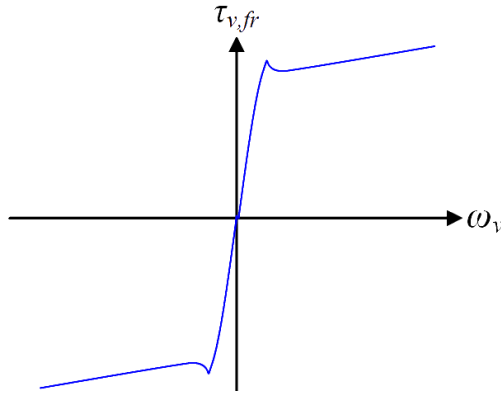
Ana rotor ve taşıma kolu dikey ekseninde hareket ederken, ortam basıncı olası hareketleri kısıtlayan zıt bir kuvvet uygular. Bu kısıtlayıcı kuvvet sürtünme kuvveti olarak tanımlanır. Sürtünme kuvvetinin Coulomb, viskoz ve statik türdeki kuvvetlerden oluştuğu varsayılır. Böylelikle dikey düzlemde sürtünme torku aşağıdaki Denklem (2.7)'deki gibi ifade edilebilir;

$$\tau_{v3} = k_{fv} \Omega_v + k_{cfv} \text{sign}(\Omega_v) + \begin{cases} k_{sfv} & \Omega_v = 0^+ \\ -k_{sfv} & \Omega_v = 0^- \\ 0 & \text{farklı} \end{cases} \quad (2.7)$$

Denklem (2.7)'de birinci terim viskoz sürtünme torkunu, ikinci terim Coulomb sürtünme torkunu ve son terim de statik sürtünme torkunu ifade eder.

Bu formdaki sürtünme torku ifadesi, $\Omega_v = 0$ 'daki süreksizliği nedeniyle sorunludur ve kontrolör tasarımında bazı problemlere yol açabilmektedir. Bu yüzden modellemede için Şekil 2.14'de gösterilen sürtünme torku formu kullanılmıştır. Böylelikle bu model; viskoz, Coulomb ve statik sürtünmeleri içine alırken kabul edilebilir bir yaklaşımla süreksizlikleri ortadan kaldırılmıştır. Denklem (2.8)'de gösterildiği şekilde ifade edilmiştir.

$$\tau_{v3} = \tau_{v,fr} \quad (2.8)$$



Şekil 2.14. Hıza bağlı dikey düzlem sürtünme torku

2.6.4. Dikey düzlemdeki torklar toplamı

Şekil 2.18' e göre dikey düzlemdeki atalet momentleri Denklem (2.9)'daki gibi ifade edilebilir;

$$J_v = m_{mr}l_m^2 + m_m \frac{l_m^2}{3} + m_{cb}l_{cb}^2 + m_b \frac{l_b^2}{3} + m_{tr}l_t^2 + m_t \frac{l_t^2}{3} \quad (2.9)$$

Kuyruk rotoru ve pervaneler, tek bir kütle gibi kabul edilip ve m_{tr} olarak ifade edilmiştir. Aynı kabul ana rotor için de yapılmıştır. Karşı ağırlık ise, karşı ağırlık kiriş ucunda bulunan bir kütle gibi kabul edilip ve m_{cb} olarak ifade edilmiştir.

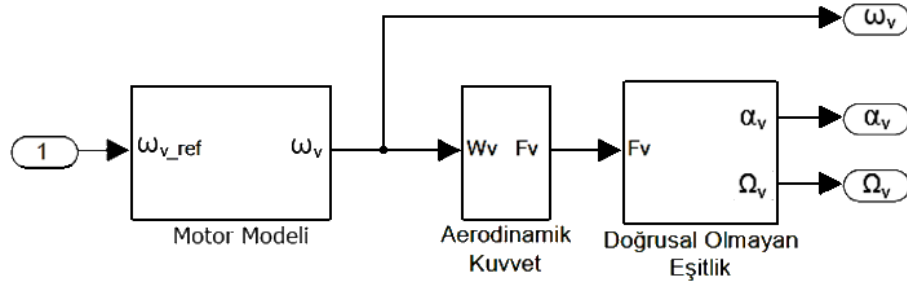
Newton'un ikinci hareket kanunundan $\sum_{i=1}^3 \tau_{vi} = J_v \frac{d^2 \alpha_v}{dt^2}$, aşağıdaki Denklem (2.10) ve Denklem(2.11) yazılabilir;

$$\frac{d\Omega_v}{dt} = \frac{l_m F_v(\omega_v) - M_{fr,v} + g[(A-B)\cos\alpha_v - C\sin\alpha_v]}{J_v} \quad (2.10)$$

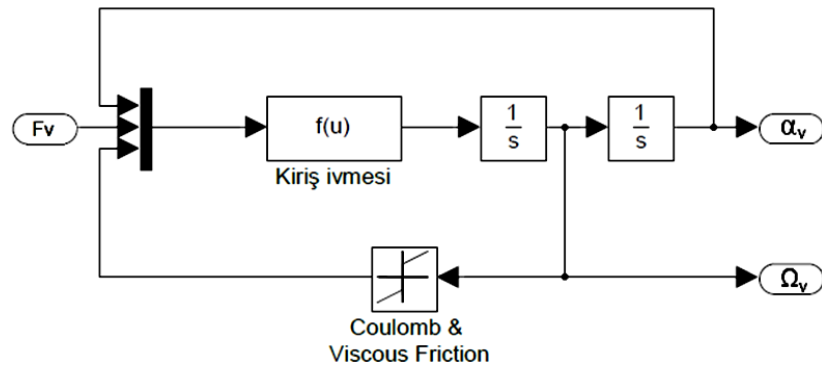
$$\frac{d\alpha_v}{dt} = \Omega_v \quad (2.11)$$

Şekil 2.15'te verilen 1SD yunuslama açısının Simulink modelinde; soldaki blok Şekil 2.3'te verilen motor modelini, ortadaki blok Şekil 2.11'de verilen aerodinamik kuvvetin Simulink modelini ve sağdaki blok ise sistemin İSHS'nin Newton emelli Simulink modelini vermektedir ve içeriği şekil 2.16'daki gibidir.

İSHS'nin bir serbestlik dereceli dikey modelinin dördüncü-dereceden bir sistem olduğu açıktır. Sistemin çıkışı; yunuslama açısı ve onu oluşturan iki durum değişkeni, ana motorun dönüş hızı ve kirişin açısal hızından oluşmaktadır. İntegratörlerin başlangıç değerlerinin değiştirilerek sıfır olmayan başlangıç durumlarındaki tepkilerinin modellenebileceği unutulmamalıdır.



Şekil 2.15. İSHS 1SD yunuslama açısı Simulink modeli

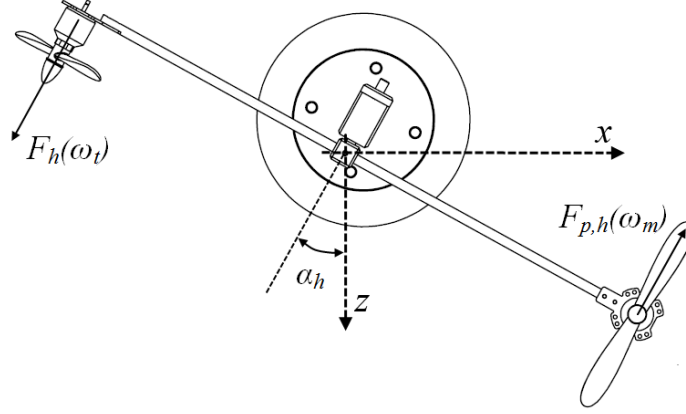


Şekil 2.16. Doğrusal olmayan eşitlik bloğunun Simulink modeli

2.7. Yatay Eksen Modelinin Çıkarılması

Ana rotorun sabit tutulduğu ve sistem üzerinde sadece tek yük gibi davrandığını kabul edelim. Bu durumda sistemin tek girişi kuyruk rotorunun hızı ve tek çıkışı da

rota açısındaki değişim olacaktır. Yunuslama açısındaki herhangi bir hareketin oluşmasını engellemek için sistemin yunuslama açısı vidalar yardımı ile sabitlenmiştir.



Şekil 2.17. Yatay düzleme etkiyen kuvvetler

2.7.1. Kuyruk pervanesi torku

Yatay düzlemde kiriş üzerine etkiyen itici kuvvet Şekil 2.18’de gösterilmektedir. Verilen şekle göre kuyruk rotoru tarafından üretilen tork aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\tau_{h1} = l_t F_h(\omega_h) \cos \alpha_v \quad (2.12)$$

1SD yatay modelde yunuslama açısı sabit olmasına rağmen, itici kuvvet yunuslama açısına ve kuyruk rotorunun dönüş hızına göre ifade edilmiştir. Çünkü aynı denklem 2SD dinamik modelinin çıkarılışında da kullanılacaktır.

2.7.2. Sürtünme torku

Dikey düzleme benzer olarak, yatay düzlemde sistem üzerine etkiyen sürtünme kuvvetinin Coulomb, viskoz ve statik türdeki kuvvetlerden oluştuğu varsayılmıştır. Kirişin yatay düzlemdeki açısal hızına bağlı olan sürtünme momenti aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\tau_{h2} = k_{vfh} \omega_h + k_{cfh} \text{sign}(\omega_h) + \begin{cases} k_{sfh} & \omega_h = 0^+ \\ -k_{sfh} & \omega_h = 0^- \\ 0 & \text{farklı} \end{cases} \quad (2.13)$$

2.7.3. Kablo torku

İSHS, motorların gücünü sensörlerden gelen ölçüm değerlerini ileten kablolarla sahiptir. Daha yüksek doğruluktaki bir dinamik model için, kablolar tarafından üretilen tork bir yay torku gibi ifade edilir ve Denklem (2.14)'deki gibi yazılabilir;

$$\tau_{h3} = \begin{cases} k_{chp}\alpha_h & \alpha_h \geq 0 \\ k_{chn}\alpha_h & \alpha_h < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

Bu tork küçük etkisine rağmen yatay düzlemdeki tek direnç kuvveti olması nedeniyle bu torku dikkate almak büyük önem taşır.

2.7.4. Yatay düzlemdeki torklar toplamı

Şekil 2.18 dikkate alınırsa, eylemsizlik momenti bileşenleri Denklem (2.15)'deki gibi çıkarılabilir;

$$J_h = D \cos^2 \alpha_h + E \sin^2 \alpha_v$$

$$D = \left(\frac{m_m}{3} + m_{mr} \right) l_m^2 + \left(\frac{m_t}{3} + m_{tr} \right) l_t^2 \quad (2.15)$$

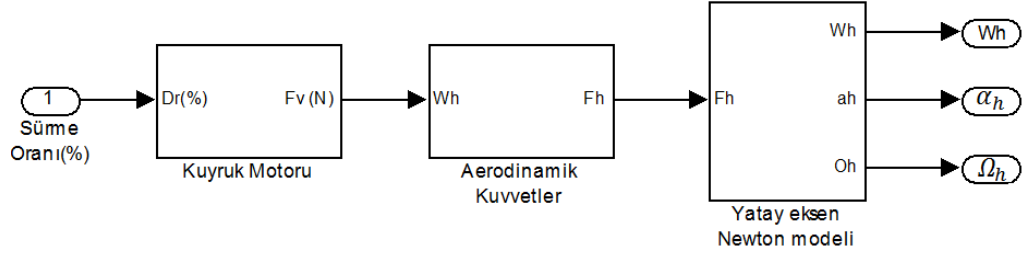
$$E = \frac{m_m}{3} l_b^2 + m_{cb} l_{cb}^2$$

Newton'un ikinci hareket kanunundan $\sum_{i=1}^3 \tau_{hi} = J_h \frac{d^2 \alpha_h}{dt^2}$, Denklem(2.16) ve Denklem(2.17)'deki denklemler yazılabilir;

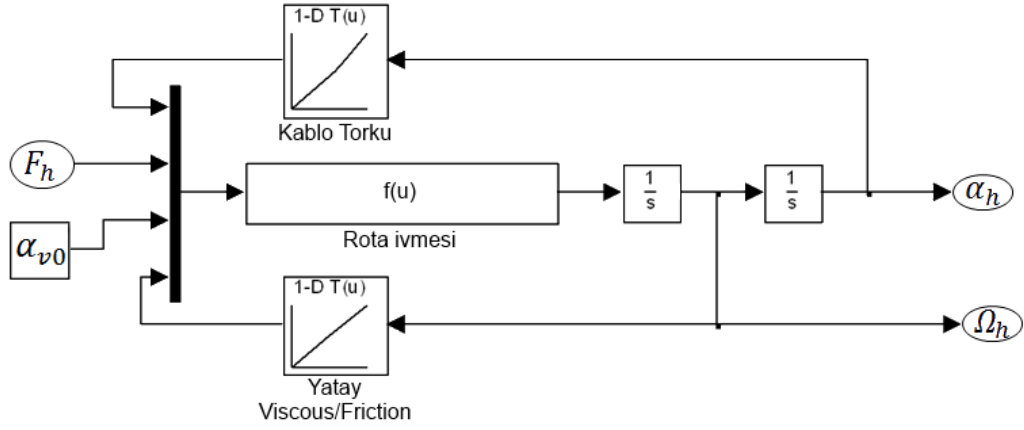
$$\frac{d\Omega_h}{dt} = \frac{l_t F_h(\omega_h) \cos \alpha_v - M_{fr,h} - M_{h3}}{D \cos^2 \alpha_v + E \sin^2 \alpha_v} \quad (2.16)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h \quad (2.17)$$

İSHS'nin 1SD yatay modelinin tüm blok diyagramı Şekil 2.18'de gösterilmektedir. Şekil 2.19 Denklem (2.15) ve (2.16)'ya göre oluşturulmuş yatay eksen Newton modeli bloğunun içini göstermektedir.



Şekil 2.18. İSHS'nin 1SD yatay eksen Simulink modeli



Şekil 2.19. Yukarıdaki Simulink modelinin Newton modeli bloğu

2.8. İSHS'nin 2SD Modeli

Yerçekimi kaldırma kuvveti ve sürtünme ile ilgili tüm denklıklar 2SD'li dinamiklerinde de 1SD'li dinamiğindekiyle aynıdır. Bu bölümde her iki serbestlik derecesinin karşılıklı etkileşimleri incelenecektir. Ardından bir önceki bölümde elde edilen 1SD'li sistem dinamiklerine eklenerek 2SD sistem modeli elde edilecektir.

2.8.1. Merkezkaç Torku

Kirişin yatay düzlemdeki dönüşü kirişin dikey düzlemdeki açısı üzerine bir merkez kaç kuvveti oluşturur. Merkezkaç kuvvetinin oluşturduğu moment Denklem (2.18)'de verilmiştir.

$$\tau_{v4} = -\Omega_h^2 \left\{ \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} \right) l_t^2 + \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} \right) l_m^2 - \left(\frac{m_b}{2} l_b^2 + m_{cb} l_{cb}^2 \right) \right\} \sin \alpha_v \cos \alpha_v \quad (2.18)$$

2.8.2. Jiroskopik tork

Ana rotorun pervanesinin dönüşünü bir disk gibi kabul edelim. Söz konusu bu disk yatay düzlemde dönmesine rağmen ve kirişin açısal hızı rotorun açısal hızından önemli ölçüde az olduğu için jiroskopik etki Denklem (2.19)'daki gibi basitleştirilmiş halde ifade edilebilir,

$$\tau_{v5} = k_g F_v(\omega_h) \Omega_h \cos \alpha_v \quad (2.19)$$

2.8.3. Kuyruk pervanesinin dikey eksen üzerindeki etkisi

Bu terim, kuyruk pervane hızının, kirişin dikey düzlem hareketi üzerindeki etkisini ifade etmektedir ve Denklem (2.20)'deki gibi modellenenebilir. Bu denklem sabit bir pervane hızının dikey düzlemde hiç bir kuvvet oluşturmadığı ve sadece kuyruk motoru ivmelendiğinde bu ivmenin dikey düzlem üzerinde bir kuvvet oluşturduğu anlamını taşır. Bu etki deneysel olarak gözlemlenmiştir.

$$\Omega_{vh} = k_t \omega_h \quad (2.20)$$

2.8.4. Dikey düzlemdeki torklar toplamı

Şekil 2.14'ü incelenerek dikey eksendeki atalet momentinin bileşenleri Denklem (2.9)'daki gibi ifade edildiğini görebiliriz. Newton'un ikinci hareket kanunundan, aşağıdaki denklik yazılabilir.

$$\frac{dS_v}{dt} = \frac{l_m F_v(\omega_v) - \tau_{fr,v} + g[(A-B)\cos \alpha_v - C \sin \alpha_v] - 0.5 \Omega_h^2 H \sin 2\alpha_v}{J_v} + \frac{k_g F_v(\omega_h) \Omega_v \cos \alpha_v}{J_v} \quad (2.21)$$

$$\Omega_v = S_v + \frac{k_t \omega_h}{J_v} \quad (2.22)$$

$$\frac{d\alpha_v}{dt} = \Omega_v \quad (2.23)$$

2.8.5. Ana rotor dönüşünün yatay eksen üzerindeki etkisi

Bu terim ana pervane hızının kirişin yatay düzlemdeki hareketine etkisini ifade eder ve aşağıdaki gibi yakınsanarak modellenenebilir.

$$\Omega_{vh} = k_m \omega_v \cos \alpha_v \quad (2.24)$$

2.8.6. Yatay düzlemdeki torklar toplamı

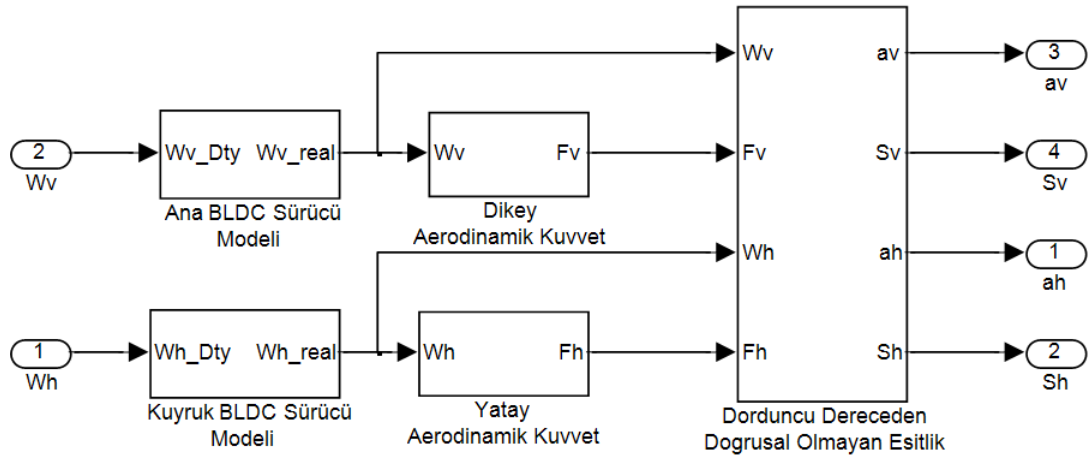
Şekil 2.18 incelenerek yatay eksenindeki atalet momentinin bileşenleri denklem (2.15) teki gibi ifade edilmişti. Yine Newton'un ikinci hareket kanunundan, aşağıdaki denklik yazılabilir;

$$\frac{dS_h}{dt} = \frac{l_t F_h(\omega_h) \cos \alpha_v + \tau_{fr,h} - \tau_{cable}(\alpha_h)}{J_h} \quad (2.25)$$

$$\Omega_h = S_h + \frac{k_m \omega_h \cos \alpha_v}{J_h} \quad (2.26)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h \quad (2.27)$$

2SD İSHS modeli Şekil 2.20'de görülmektedir. Şekil 2.21'de denklem (2.21) den (2.23)'e ve (2.25) ten (2.27)'ye göre sistemin dördüncü dereceden doğrusal olmayan blok diyagramı görülmektedir. Kontrol hızları giriş ve tüm model ise, iki giriş ve iki çıkışlı sistem toplam altı durum değişkeninden oluşur.



Şekil 2.20. İSHS 2SD Simulink modeli

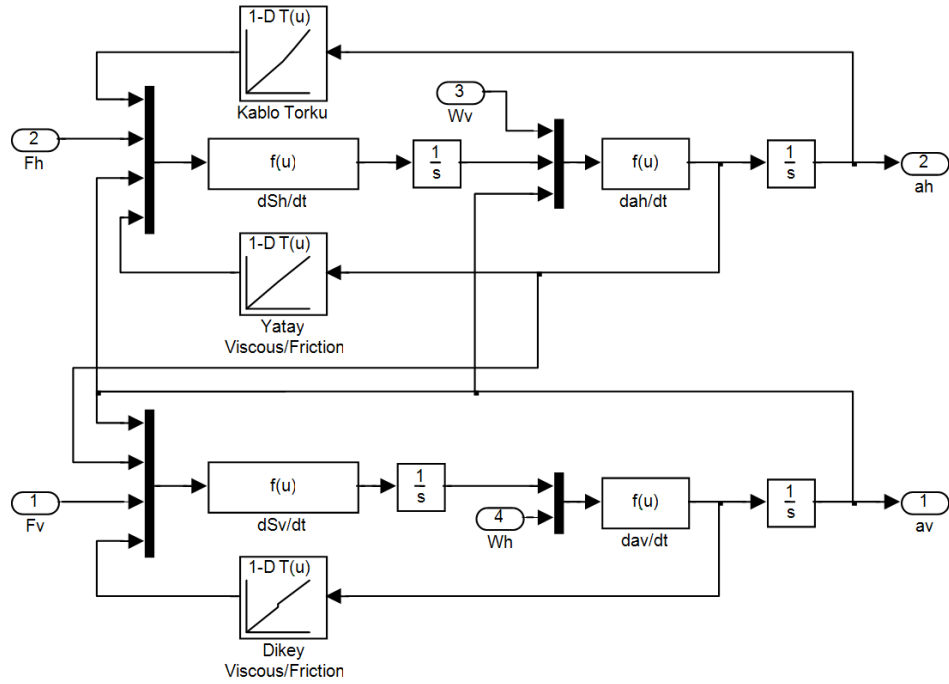
2.8.7. Newton temelli model sonuçları

İSHS en az denge noktası hem yatay, hem de dikey açıların referans noktası olarak kabul edilmiştir. Denge noktasında dikey mil ve karşı denge ağırlığı arasında ki açı dikey düzlemdeki değeri -0,4764 radyandır, bu yüzden bu uyumsuzluk dikkate alınmalıdır. Denklem (2.21)'e göre dikey mil ve karşı denge ağırlığı arasında ki denge açısı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$(A - B)\cos(\alpha_{v0}) - C\sin(\alpha_{v0}) = 0 \quad (2.21)$$

$$\alpha_{v0} = \tan^{-1}(A - B)/C$$

Karşı denge ağırlığının kiriş üzerinde ki konumu değiştiğinde, denge açısının da değişeceği unutulmamalıdır. Şekil 2.13'te ve Şekil 2.17'de yunuslama ve rota açılarının sıfır konumu yönleri ve sembolleri sırasıyla gösterilmektedir. Şaft enkoderlerin başlangıç değerleri kirişin başlangıç pozisyonuna göre ayarlanmıştır. Örneğin dikey açının başlangıç açısı 30 derece ise enkoderin açısı da buna göre uyarlanmıştır. Cevapların sürekli sıfırdan başlamalarına dikkat edilecek olursa bunu anlamak mümkündür. Bu nedenle gerçek İSHS'nin tutarlı bir modelini oluşturabilmek için, α_v 'li tüm denklemlerin $\alpha_v = \alpha'_v + \alpha_{v0}$ ile yer değiştirmesi gerekmektedir.

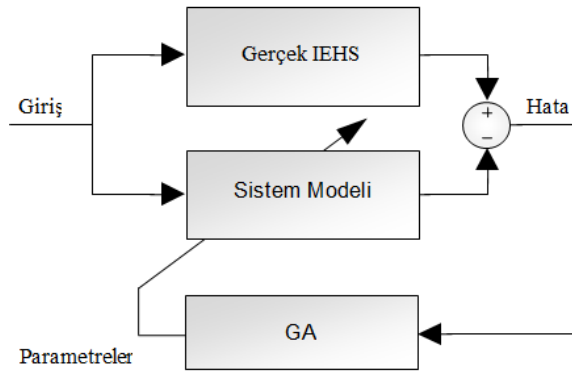


Şekil 2.21. 2SD İSHS modelinin, 4D doğrusal olmayan Simulink modeli

3. İSHS PARAMETRELERİN GA İLE BELİRLENMESİ

Bir önceki bölümde sistemin analitik yöntemler kullanılarak modellenmesi üzerinde duruldu. Bu bölümde ölçülemeyen veya tam hesaplanamayan parametreler GA yardımı ile gerçek değere yakınsanmaya çalışılmıştır.

Bu işlem, girişten uygulanan sinyale sistemin gerçek tepkisiyle, modelinin tepkisinin farkının GA yardımı ile optimize edilmeye çalışılan parametrelerin tekrarlamalı olarak modelde işletilmesi ile yapılmıştır. Bu işlemi ifade eden blok diyagramı Şekil 3.1’de verilmiştir.



Şekil 3.1. GA tanımlama prosedürünün blok diyagramı [9]

3.1. Genetik Algoritma

GA, biyolojik bir süreç içerisinde doğal seçim ve genetik yığınların modellenmesi olarak John Holland tarafından 1975 yılında geliştirilmiştir. Geleneksel eniyileme yöntemlerine göre farklılıkları olan genetik algoritmalar, parametre kümesini değil kodlanmış biçimlerini kullanırlar. GA’nın tanımını yapacak olursak, GA evrimsel prensipler ışığında, rastlantısal araştırma metotlarını kullanarak kendi kendine öğrenme ve karar verme sistemlerinin düzenlenmesini hedef alan bir araştırma tekniğidir [12].

Temelde GA aşağıda detayları verilen üç ana operatör içerir bunlar seçme, çaprazlama ve mutasyondur. Şekil 3.1’de GA tanımlama prosedürünün göstermektedir [12].

3.1.1. Seçme

Bir nesildeki dizilerden bir kısmının bir sonraki nesle aktarılırken bir kısmı da yok olur. İşte bu aşamada hangi dizilerin bir sonraki nesle aktarılacağı, kurulan seçim mekanizmaları ile sağlanır.

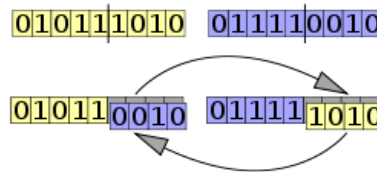
$$P_{seçme}(n) = f(n) / \sum_{k=1}^{pop} f(k) \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)’de n popülasyonun bireyini, pop popülasyonun kaç bireyden oluştuğunu, $f(n)$ ise uygunluk fonksiyonunu ifade etmektedir. İlk nüfus olabildiğince çeşitli genetik materyal sunmak zorundadır. Gen havuzu olabildiğince geniş olmalıdır ki arama uzayındaki herhangi bir çözümü doğurabilsin. Çoğunlukla ilk nüfus rastgele oluşturulur. En çok kullanılan seçme operatörleri rulet tekerleği seçimi, turnuva seçimi ve sıralama seçimidir[12].

3.1.2. Çaprazlama

Bu en kuvvetli genetik operatördür çaprazlama operatörüdür ve GA’nın ana arama motoru olarak düşünülebilir. Bu operatör, karıştırma ve yapı bloklarının tekrar birleşiminden sorumludur.

Çaprazlama basit olarak eşit uzunluktaki iki kromozomdan seçilen belirli bir noktanın yer değiştirmesidir. Daha iyi bir genetik karışım için çaprazlama, iki veya daha fazla nokta seçimi ile de mümkündür, ancak bu bazen performansı düşürebilir. Çaprazlama Şekil 3.2’deki gibi gösterilebilir.



Şekil 3.2. Çaprazlama

Çaprazlama bir çözümün belirli bir kısmını diğer bir çözümle değiştirerek yeni çözümler oluşturmaktadır. Böylelikle yeni tohumlar elde edilir. Bazı çaprazlama operatörleri iki ayrı bireyden tohumlar oluşturmak için karmaşık geometrik metotlar kullanmaktadır[12].

3.1.3. Mutasyon

Bu yaygın bir genetik tahrif operatörüdür, bir nesilden sonraki bir nesle kopyalama yaparken genlere rasgele başkalaşımlar meydana getirir. Mutasyon basitçe, çözüm oluşturabilecek, parametrelerdeki kopyalama hatalarıdır. Aşağıdaki gibi gösterilebilir.

010111010 → 011111010

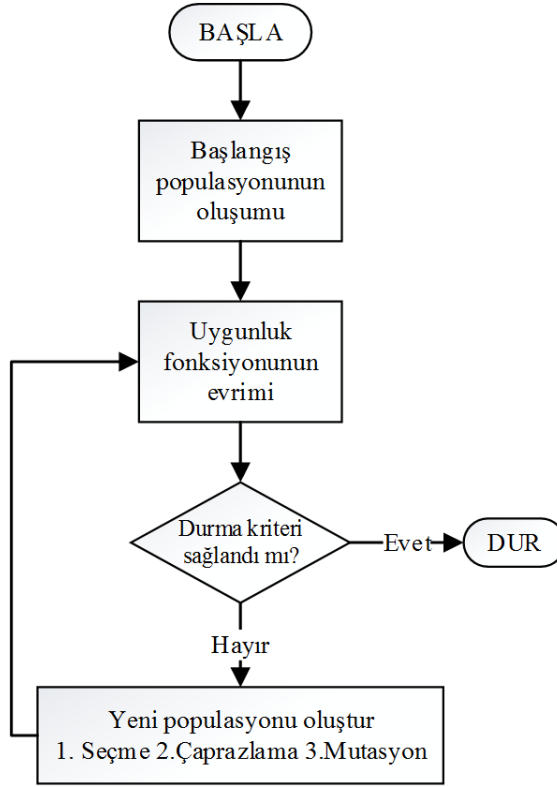
Şekil 3.3. Mutasyon

Mutasyon genellikle, sabit uzunluklu ikili kodlama kullanan GA erken yakınsamaları engellemek için kullanılır. Oransal seçme kullanıldığında optimal sonuca yakınsanmadan tüm bireylerin kromozomları birbirine benzer olur bu da ileri gelişimi engeller. Bunu yeni kromozomlar üreterek yapar ve böylelikle populasyonun lokal maksimumlara yakalanması engellenir. Buna rağmen mutasyon bazen iyi bireylerin yok olmasına sebep olabilir. Bunun önüne geçebilmek için GA içerisine elitizasyon yani en iyi bireyleri bir sonraki nesile aktarılmasını sağlayacak bir yapı oluşturulmuştur [13].

3.2. Gerçek Sistem ve Matematiksel Model Cevapları

Daha öncede bahsedildiği gibi ölçülebilen ve hesaplanabilen tüm değerler mümkün olan en hassas biçimde ölçüldü ancak bu hesaplamalarda çeşitli kabuller yapıldığı için İSHS gerçek cevabı ile modelin cevabı arasında önemli farklar oluştu. Bu çalışmada iyileştirilmesi ve belirlenmesi gereken parametreler; J_v , J_h , τ , k_{ct} , k_{cfv} , k_{vfr} , k_{hfr} , k_g olarak belirlendi. Hesaplanan değerler GA işletilirken, başlangıç popülasyonunun oluşmasında kullanıldı, bu da elde edilebilecek iyi değerlere daha hızlı yakınsamamızı sağladı. Optimize edilmiş model cevapları Şekil 3.5-3.11 arasında verilmiştir. Tablo 2’de sistem matematiksel modelinin gerçek sisteme ne kadar yakınsadığı, ortalama karesel hata cinsinden görülebilir. Tablo 3’te en iyileştirilmiş parametreler verilmiştir. Şekil 3.14’de ana motora 0.1Hz’lik, açısız

hızın tepe değeri 174 rad/s olan sinüzoidal bir sürme sinyali uygulanmıştır. Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'ye giriş olarak ana motor açısai hızı 174, 0, -174, 0 rad/s olacak şekilde sırasıyla 10 ve 5 saniyelik sürme sinyalleri periyodik olarak uygulanmıştır.



Şekil 3.4. Üç temel operatör ile GA'nın çalışmasını gösteren akış diyagramı [12]

Ana motor üzerinde yapılan bu çalışmalarda, gerçek sistem cevabı ve model cevabı arasındaki farklar, ölçülemeyen ve doğrusal olmayan aerodinamik ve mekanik sürtünmelerden kaynaklanır. Sistem cevapların SGY analizinde (Şekil 3.12) iki belirgin pik gözlenmiştir. Bunlardan ilki sürme frekansı, diğeri ise sistemin doğal frekansıdır.

Şekil 3.8 ve 3.9'de kuyruk motoruna 0.2Hz'lik sinüzoidal sinyaller sırasıyla, tepe değeri açısai hızı 174 ve 156 rad/s olacak şekilde sürme sinyali uygulanmıştır.

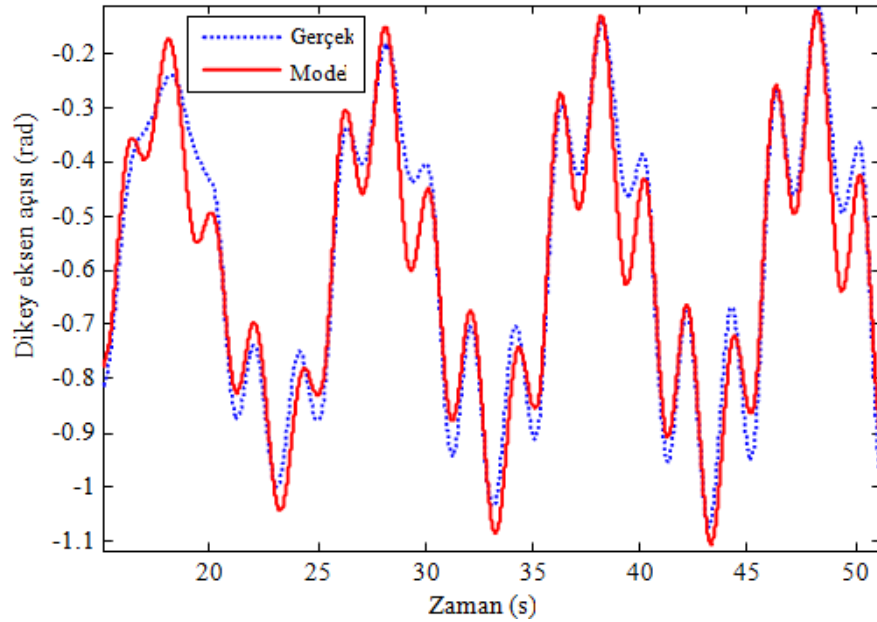
Kuyruk motoru üzerinde yapılan çalışmalarda ortaya çıkan fark ölçülemeyen ve doğrusal olmayan kablo torkundan kaynaklanmaktadır. Her ne kadar modelde temsil edilmeye çalışılmışsa da bu ifade belli bir oranda kalmıştır.

Şekil 3.10’de, Şekil 3.9’da verilmiş yatay eksen hareketinin oluşturduğu merkezkaç ve jiroskopik torklar sonucu oluşan dikey eksen konum değişimi gösterilmiştir. Şekil 3.11’da görünen sonuçlar Şekil 3.12’de ki gibi SGY analizine sokulduğunda gerçek ve model cevaplarının birbirine oldukça yakın olduğu, ancak gerçek sistemde kaynağı modelde yer verilmemiş bir etkinin de çıkış üzerinde etken olduğu gözlenmiştir.

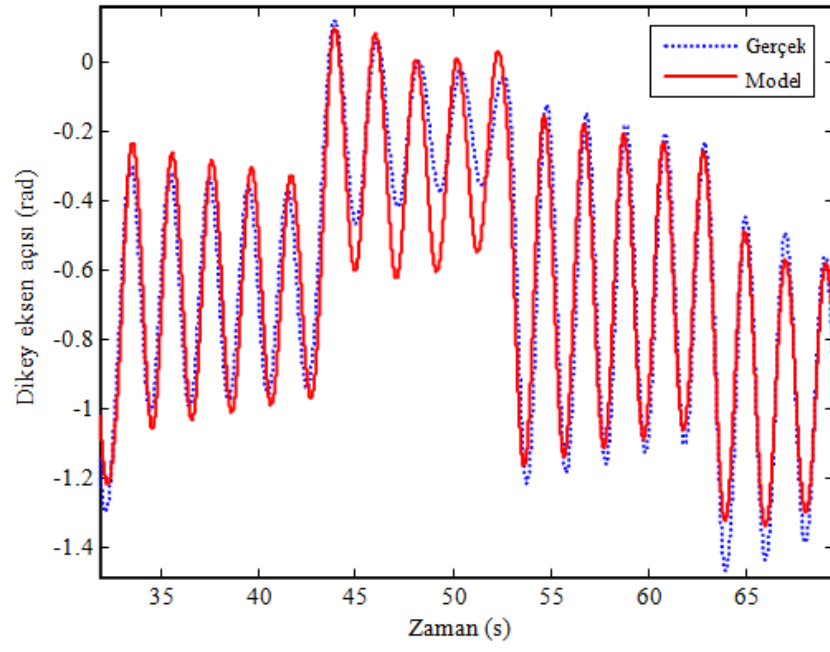
Tablo 3.1 ve Şekil 3.5-3.13’den de anlaşılabileceği gibi oluşturulan Newton modeli ve GA ile elde edilen parametreler gerçek sistemi büyük bir doğrulukla modellenmesini sağlamıştır.

Tablo 3.1. Optimize edilmiş model hata oranı

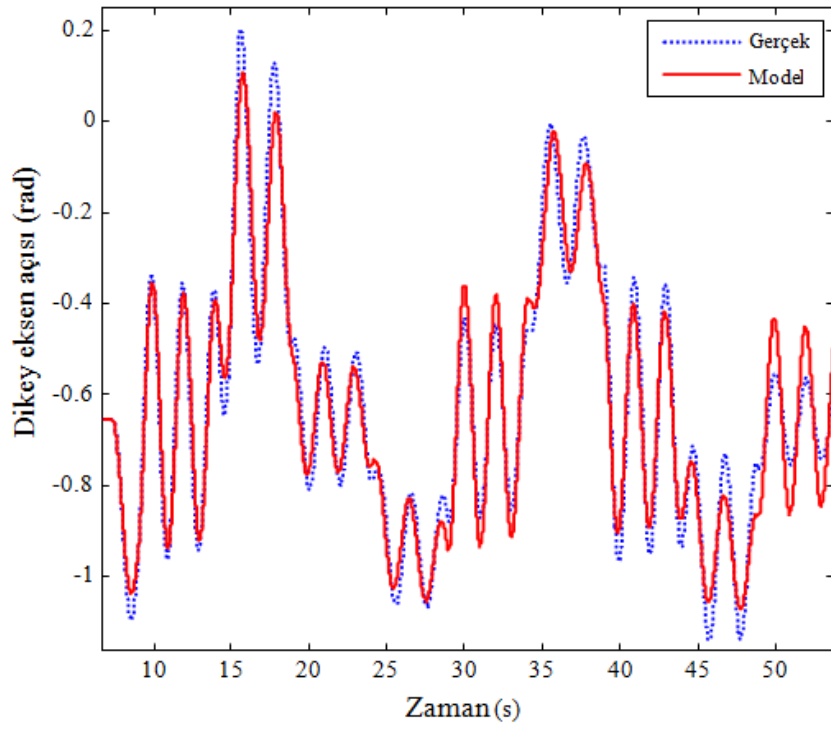
Eksen	Ortalama Karesel Hata
Yatay eksen cevabı	0.0155
Dikey eksen cevabı	0.0033
Dikey eksen merkez kaç jiroskopik etki cevabı	0.0006



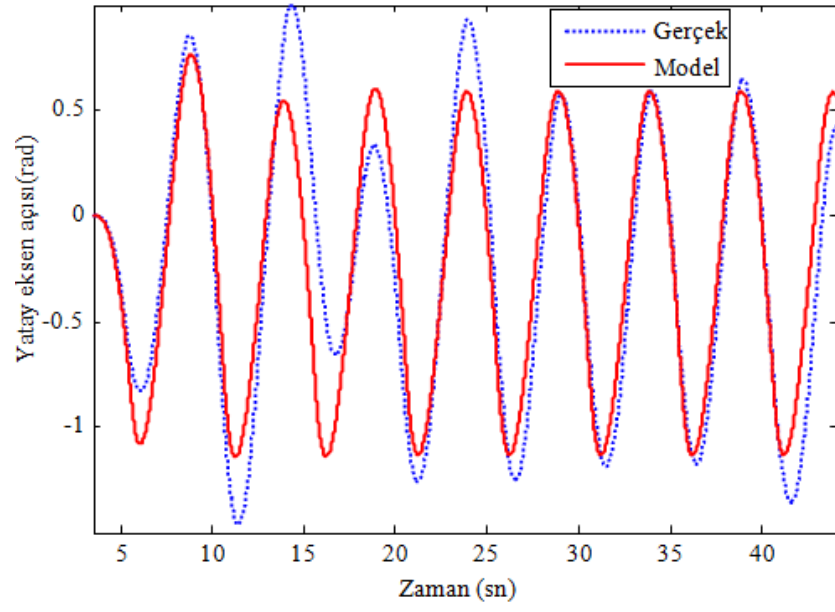
Şekil 3.5. Dikey eksen 0.1Hz, sinüs cevabı



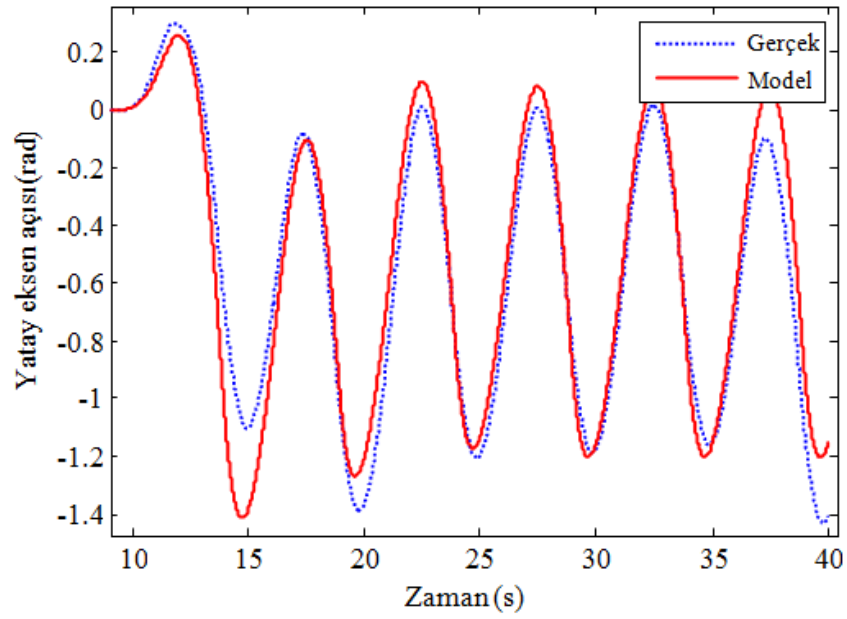
Şekil 3.6. : Dikey eksen 10s. periyodik basamak cevabı



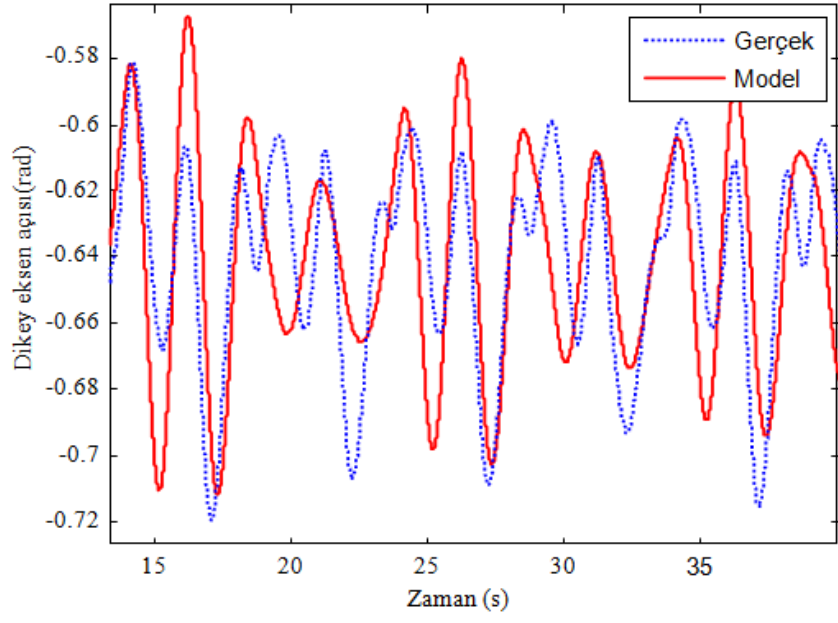
Şekil 3.7. Dikey eksen 5s. periyodik basamak cevabı



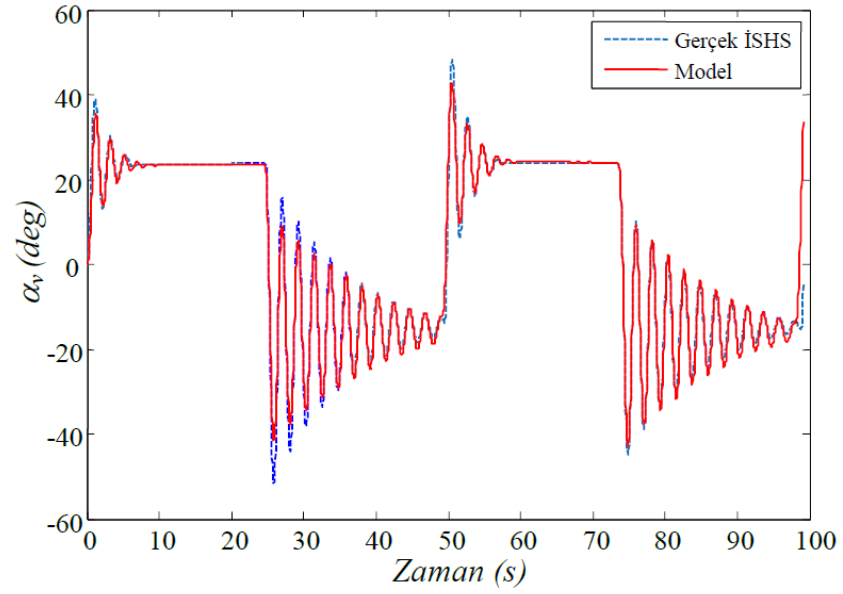
Şekil 3.8.Yatay eksen 0.2Hz sinüs cevabı (174 rad/s)



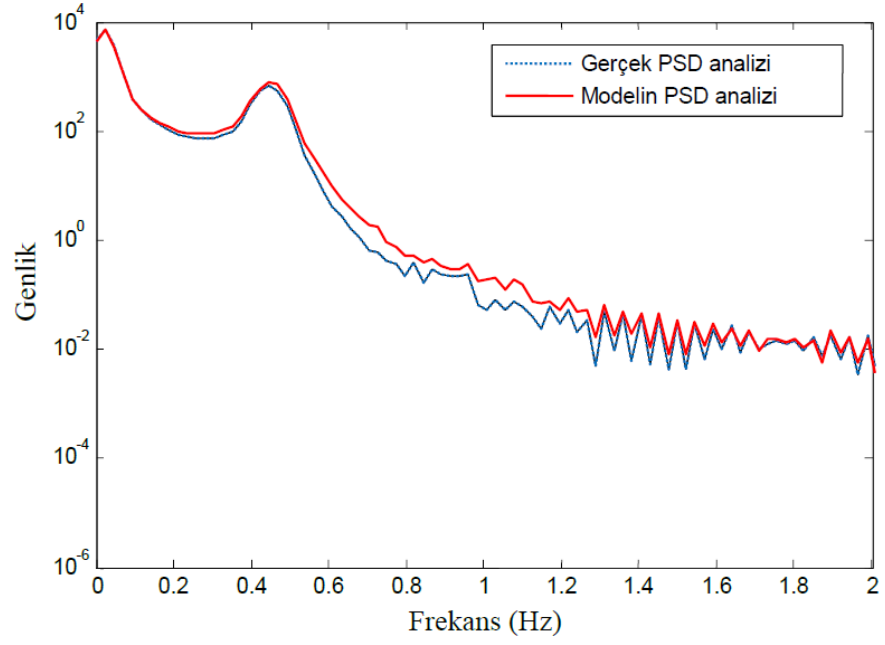
Şekil 3.9. Yatay eksen 0.2Hz sinüs cevabı (156 rad/s)



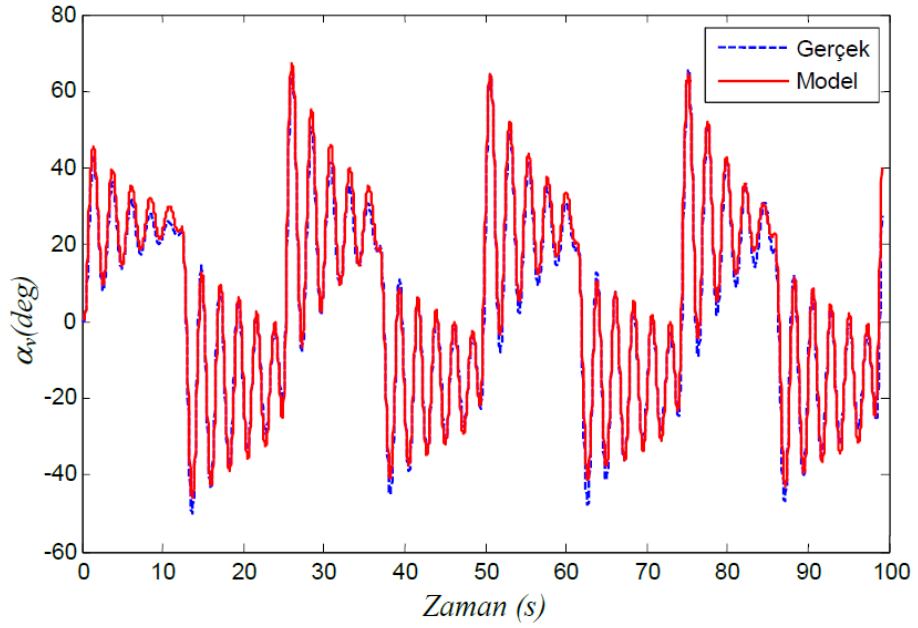
Şekil 3.10. Dikey eksen merkezkaç ve jiroskopik tork cevabı



Şekil 3.11. Yunuslama açısı kare dalga cevabı (0.04Hz, %69)



Şekil 3.12. Şekil 3.11'in SGY analizi



Şekil 3.13. Yunuslama açısı kare dalga cevabı (0.08Hz, %69)

4. SİSTEMİN KARARLILIK ANALİZİ

Bu bölümde, İSHS'nin 1SD ve 2SD dinamiklerine göre kararlılık analizi yapılacaktır. İlk olarak sistemin denge noktaları hesaplanır ve ardından, Lyapunov'un doğrusallaştırma metodu kullanılarak, sistemin 2SD dinamiklerinin yerel kararlılığı kanıtlanır. 1SD dinamikleri ne göre sistemin genel kararlılığı Lyapunov ve değişmez set teoremi¹ kullanılarak analiz edildi. Sistemin 1SD li dinamiklerine göre kararlılığı göstermek için görsel metot olarak faz düzlemini kullanıldı.

4.1. Genel Bilgiler

Doğrusal olmayan sistemlerin doğrusal sistemlerde ortaya çıkamayan bazı özel durumları olabilir. Örneğin, kuvvet uygulanmamış doğrusal zamanla değişmeyen sistem $\dot{x} = Ax$ formunda olsun, A matrisi tekil olmayan bir matris ise sistemin sadece bir denge noktası vardır. Ancak doğrusal olmayan sistemlerde çoğunlukla çoklu denge noktalarıyla karşılaşmak mümkündür. Bu yüzden, doğrusal olmayan sistemlerde kontrolör tasarlamadan önce olası tüm denge noktalarını bulmak büyük önem taşır. Doğrusal olmayan bir sistem herhangi bir harici etki olmaksızın, sabit genlikli ve sabit frekanslı bir salınım gösterebilir, buna limit dalgalanmaları denir. Limit dalgalanmalarının genliğinin sistemin başlangıç durumuna bağlı olduğu unutulmamalıdır. Doğrusal sistemlere benzer olarak doğrusal olmayan sistemlerde de parametrelerin değişimi denge noktasının değişmesine sebep olabilir. Ancak doğrusal olmayan sistemlerde parametrelerin değişimi denge noktalarının adedini de değişmesine yol açabilir. Bu fenomeni oluşturan parametrelerin değerleri, çatalanma değerleri olarak bilinir. Bazı doğrusal olmayan sistemlerin gösterdiği diğer bir özellik ise kaotik davranıştır. Eğer doğrusal olmayan bir sistemin davranışı olağanüstü bir biçimde başlangıç koşullarına duyarlı ise bu sistem kaotik bir sistem olarak kabul edilir ve bu fenomene kaos denir.

¹ İng. Invariant set

4.1.1. Denge noktası

Sistemin denge noktası $\dot{x} = f(x)$ formunda ki özerk bir doğrusal olmayan, $f(x_{eq}) = 0$ doğrusal olmayan eş zamanlı sistemlerin çözümü ile bulunabilir. İSHS denge noktasını elde etmek için aşağıdaki denklemlerin çözülmesi gerekir,

$$l_t f_2(\omega_v) \cos(a'_v + a_{v0}) - f_3(a_h) = 0 \quad (4.1)$$

$$S_h + \frac{k_m \omega_v \cos(a'_v + a_{v0})}{D \cos^2(a'_v + a_{v0}) + E \sin^2(a'_v + a_{v0})} = 0 \quad (4.2)$$

$$l_m f_5(\omega_v) + g[(A - B) \cos(a'_v + a_{v0}) - C \sin(a'_v + a_{av})] = 0 \quad (4.3)$$

$$S_v + \frac{k_t}{J_v} \omega_h = 0 \quad (4.4)$$

Bu sistemin aşağıdaki gibi birden fazla denge noktasının olduğu açıktır,

$$x = [\omega_h \quad S_h \quad \alpha_h \quad \omega_v \quad S_v \quad \alpha'_v]^T$$

$$x_{eq} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad a]^T \quad (4.5)$$

Ancak sistem üzerindeki mekanik bir kısıtlama nedeniyle uygulanabilir tek denge noktası merkezdir.

4.1.2. Yerel kararlılık

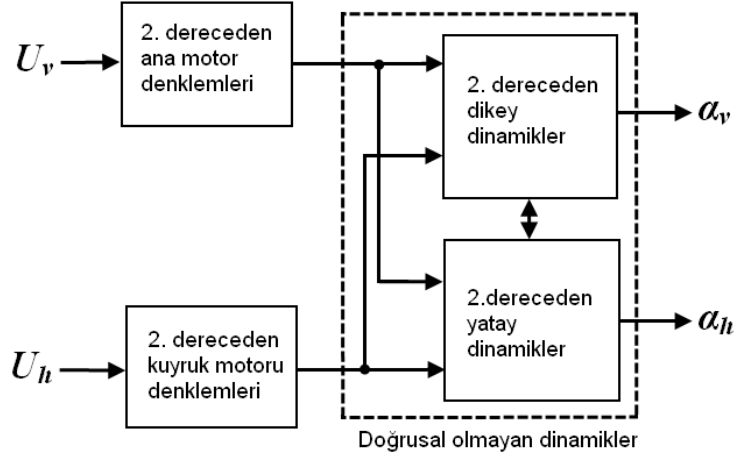
Lyapunov'un doğrusallaştırılmış kararlılığına göre, doğrusallaştırılmış bir sistem denge noktası etrafında kesinlikle kararlı ise, doğrusal olmayan sistemin denge noktası yerel olarak asimptotik karardır. İSHS denge noktası etrafında doğrusallaştırılmış eşitliği $\dot{x} = Ax$ aşağıdaki gibidir. $K = D \cos^2 \alpha_{v0} + E \sin^2 \alpha_{v0}$ ve $k' = (B - A) \sin \alpha_{v0} - C \cos \alpha_{v0}$ iken; A matrisinin öz değeri karmaşık düzlemin sol yarısında olduğu için, doğrusal olmayan sistemin denge noktası yerel olarak asimptotik karardır,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_h \\ S_h \\ \alpha_h \\ \omega_v \\ S_v \\ \alpha'_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_{tr}}{J_{tr}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{k_{vfn}}{k} & -\frac{k_{cfp}}{k} & -\frac{k_{vfn}k_m}{k^2} \cos \alpha_{v0} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \frac{k_m}{k^2} \cos \alpha_{v0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{B_{mr}}{J_{mr}} & 0 & 0 \\ \frac{k_{vfv}k_t}{J_v^2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_{vfv}}{J_v} & \frac{gk'}{J_v} \\ \frac{k_t}{J_v} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_h \\ S_h \\ \alpha_h \\ \omega_v \\ S_v \\ \alpha'_v \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

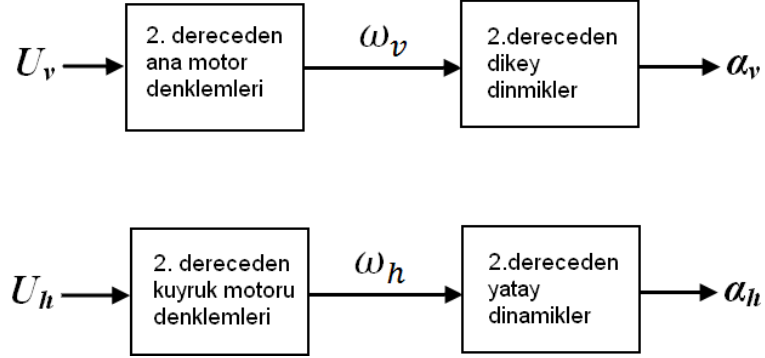
4.1.3. Faz düzlemi analizi

Daha önceden de belirtildiği gibi İSHS 2SD dinamikleri sekizinci dereceden bir sistemdir. Ancak 1SD dinamikleri ile çalışılırken, sistem iki adet dördüncü dereceden iki alt sisteme bölünür. Faz düzlemi analizi, ikinci dereceden sistemlerin kararlılığının grafiksel analizi için kullanılan güçlü bir yöntemdir. Yöntem üçüncü dereceden sistemler için genişletilebilse de, İSHS 1SD dinamikleri gibi yüksek mertebeden sistemler için sınırlıdır. Buna rağmen, 1SD İSHS elektrik motorunun ikinci dereceden denkliği, sistemin sıralı doğası sayesinde diğer kısımlardan bağımsız olarak incelenebilir. Şekil 4.1’de 2SD sistemin blok diyagramı gösterilmektedir. 1SD yatay ve 1SD dikey gibi iki bağımsız sistem olarak ayrıştırılmış sistemler Şekil 4.2’de gösterilmektedir.

Bu nedenle ikinci dereceden dört sistemin (ana motor, kuyruk motoru, dikey dinamikleri ve yatay dinamikleri) analiz edilme analiz edilmesi gerekmektedir. Aynı parçaların kararlılığına dayalı bir sitemde bir parçanın kararlılığı ile sistemin tamamının kararlı olduğu sonucuna varılamayacağını unutmamalıyız. Ancak alt sistemler birbirlerine seri bir şekilde bağlı olduğu durumlarda, genel kararlılık ile ilgili bazı sonuçlara ulaşılabilir.



Şekil 4.1. İSHS 2SD blok diyagramı



Şekil 4.2. İSHS ayırık blok diyagramı

Ana motor denklemleri İSHS'nin diğer kısımlarında bağımsız olduğundan, kararlılık, faz portre kullanılarak analiz edilebilir. Kuvvet uygulanmamış özerk ana motor denklemini tekrar yazarsak,

$$\frac{di_{av}}{dt} = -\frac{R_{av}}{L_{av}}i_{av} - \frac{k_{av}\phi_v}{L_{av}}\omega_v \quad (4.7)$$

$$\frac{d\omega_v}{dt} = \frac{k_{av}\phi_v}{J_{mr}}i_{av} - \frac{B_{tr}}{J_{mr}}\omega_h - \frac{f_4(\omega_v)}{J_{mr}} \quad (4.8)$$

Yukarıdaki doğrusal olmayan diferansiyel denklemler çeşitli başlangıç koşulların göre çözülüp bir grafiğe yansıtılırsa sistemin faz portresi elde edilmiş olur. Ana motorun faz portresi Şekil 4.3 teki gibi kolayca çıkarılabilir. Daha hassas bir grafik elde etmek için, ana motorun faz portresi daha yüksek bir nüve empedansı L_{av} ye göre tekrar çizilir, Şekil 4.4 deki gibi.

Aynı yaklaşım kuyruk motoru için de uygulanır ve Şekil 4.5 ve 4.6 kuvvet uygulanmamış özerk eşitlik aşağıdaki gibidir.

$$\frac{di_{ah}}{dt} = -\frac{R_{ah}}{L_{ah}}i_{ah} - \frac{k_{ah}\varphi_h}{L_{ah}}\omega_h \quad (4.9)$$

$$\frac{d\omega_h}{dt} = \frac{k_{ah}\varphi_h}{J_{tr}}i_{ah} - \frac{B_{tr}}{J_{tr}}\omega_h - \frac{f_1(\omega_h)}{J_{tr}} \quad (4.10)$$

Şekillerden de anlaşılabileceği gibi, tüm faz düzlemleri, başlangıç koşulları ne olursa olsun, denge noktasına yakınsadığı için, denge noktası her iki motor içinde kararlı bir düğümdür.

Sistemin uyarılmamış özerk dikey dinamikleri aşağıdaki denklemlerle göz önüne alırsak,

$$\frac{d\Omega_v}{dt} = \frac{g[(A-B)\cos(\alpha'_v + \alpha_{vo}) - C\sin(\alpha'_v + \alpha_{vo})] - k_{vf}\Omega_v}{J_v} \quad (4.11)$$

$$\frac{d\alpha'_v}{dt} = \Omega_v \quad (4.12)$$

Sistemin ikinci dereceden dikey dinamiklerinin faz diyagramı Şekil 4.4'de yer almaktadır. Tüm yörüngelerin merkeze yakınsadığı için, sistemin denge noktası üzerinde kararlı olduğu açıktır. Yatay dinamiklerin yönetici denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{d\Omega_h}{dt} = \frac{-k_{vh}\Omega_h - f_3(\alpha_h)}{D} \quad (4.13)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h \quad (4.14)$$

Yatay düzlemin faz diyagramı Şekil 4.5 de görülmektedir. İSHS'nin 1SD yatay ve dikey dinamiklerinin kararlılığını göstermek için iki tane dördüncü dereceden sistem sunulup analiz edildi. ISHS 1SD yatay dinamiklerinin denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{di_{ah}}{dt} = -\frac{R_{ah}}{L_{ah}}i_{ah} - \frac{k_{ah}\varphi_h}{L_{ah}}\omega_h \quad (4.15)$$

$$\frac{d\omega_h}{dt} = \frac{k_{ah}\varphi_h}{J_{tr}}i_{ah} - \frac{B_{tr}}{J_{tr}}\omega_h - \frac{f_1(\omega_h)}{J_{tr}} \quad (4.16)$$

$$\frac{d\Omega_h}{dt} = \frac{l_t f_2(\omega_h) - k_{vfh}\Omega_h - f_3(\alpha_h)}{D} \quad (4.17)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h \quad (4.18)$$

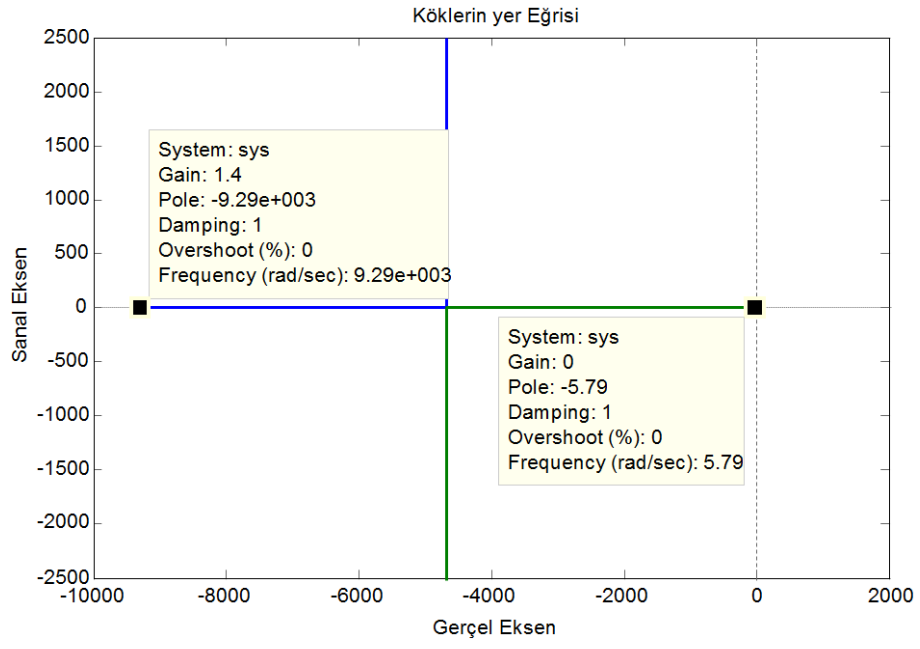
Yukarıdaki sistem dördüncü dereceden bir sistemdir, daha önceden de bahsedildiği gibi kuyruk motorunun yönetici denklemleri son iki durum değişkeninden, Ω_h , α_h , bağımsız olduğu için 2B faz tasviri kullanılarak analiz edilebildiği Şekil 4.5 de gösterildi. Ayrıca, 1SD yatay sistemin tamamının kararlılığı 3B faz tasviri yardımıyla ifade edilebilir. Bu bağlamda Denklem (4.15)-(4.28)'de verilen eşitlikler çeşitli başlangıç koşullarıyla çözüldü. Daha sonra, sadece son 3 durum değişkeni ele alınarak 3B faz portresi çizildi, çünkü ilk durum değişkeninin, i_{ah} , ikinci durum değişkenine doğrudan etki var ve onların kararlılığı 2B faz düzlemi yardımıyla zaten kanıtlandı. Yatay dinamiklerin tamamının 3B faz diyagramı Şekil 4.6 de göstermiştir ki sistem asimptotik karardır. Benzer olarak dikey dinamiklerinin tamamının kararlılığı 3B faz diyagramı olarak Şekil 4.7'de gösterilmiştir. İSHS 1SD dikey dinamiklerinin yönetici denklemleri aşağıdaki gibidir,

$$\frac{di_{av}}{dt} = -\frac{R_{av}}{L_{av}}i_{av} - \frac{k_{av}\varphi_v}{L_{av}}\omega_v \quad (4.19)$$

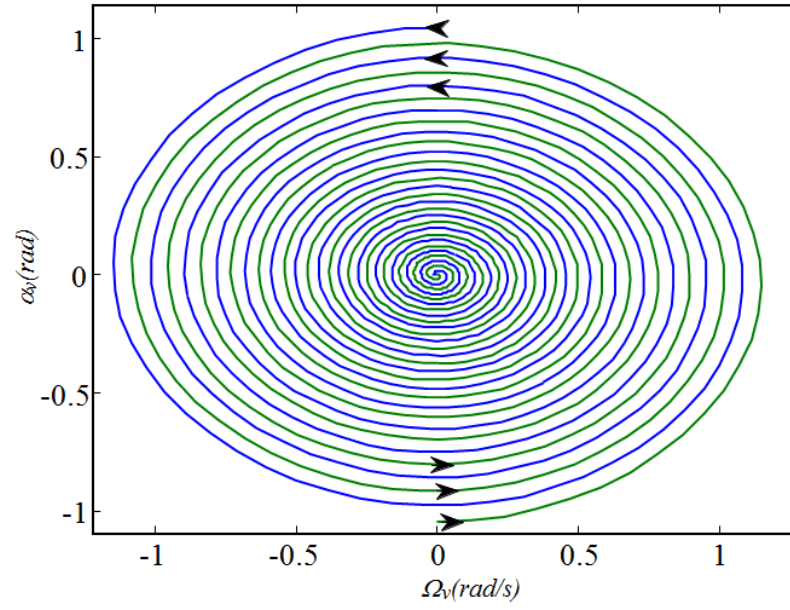
$$\frac{d\omega_v}{dt} = \frac{k_{av}\varphi_v}{J_{mr}}i_{av} - \frac{B_{tr}}{J_{mr}}\omega_h - \frac{f_4(\omega_v)}{J_{mr}} \quad (4.20)$$

$$\frac{d\Omega_v}{dt} = \frac{l_m f_5(\omega_v) + g[(A-B)\cos(\alpha'_v + \alpha_{v0}) - C\sin(\alpha'_v + \alpha_{v0})] - k_{vfv}\Omega_v}{J_v} \quad (4.21)$$

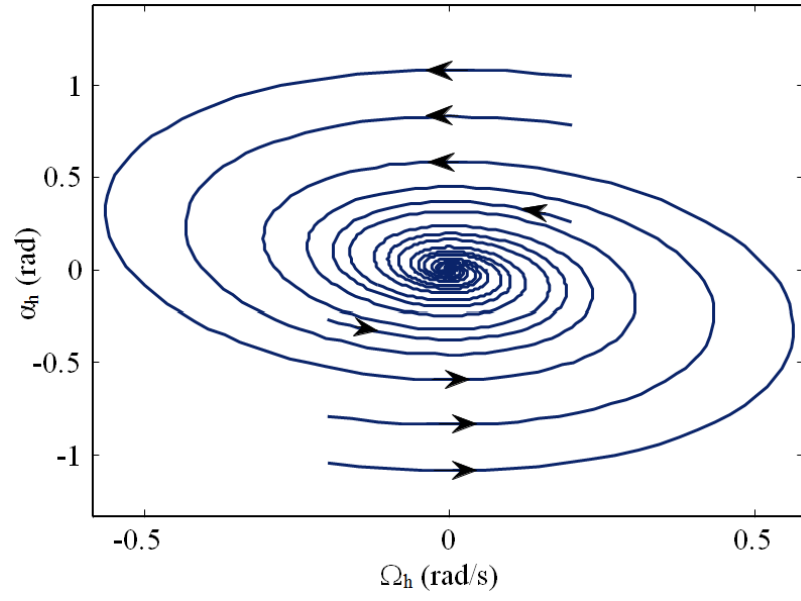
$$\frac{d\alpha'_v}{dt} = \Omega_v \quad (4.22)$$



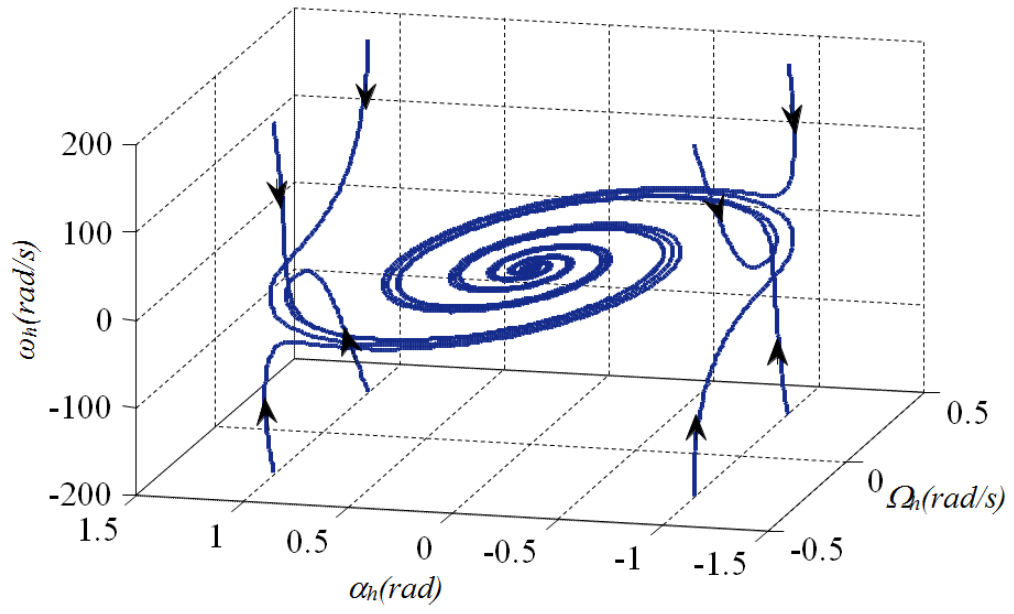
Şekil 4.3. Motorların durum uzayındaki ifadesi için köklerin yer eğrisi



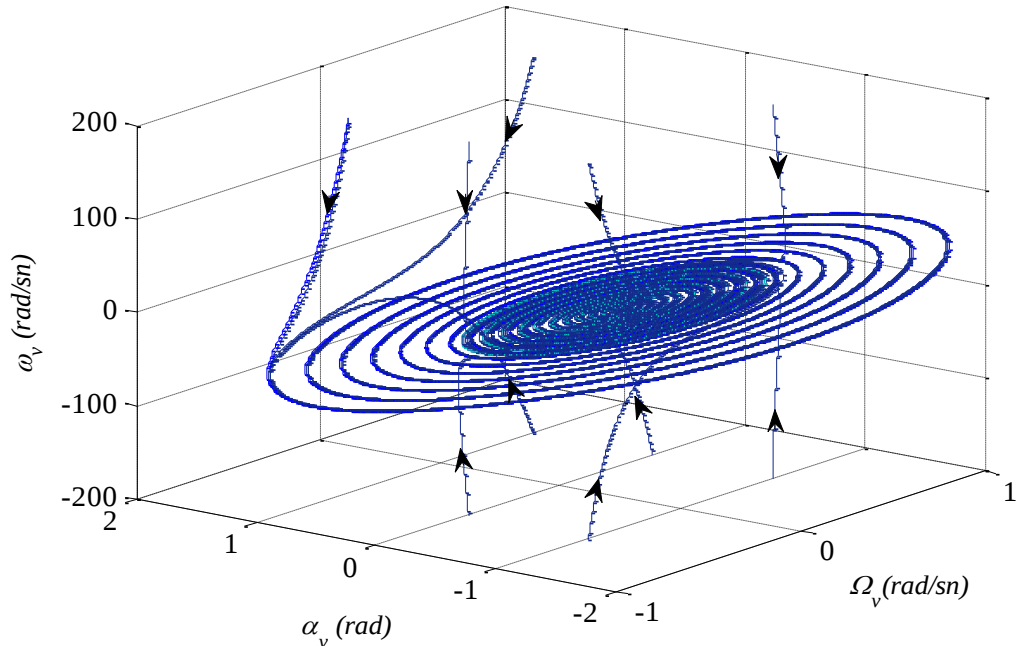
Şekil 4.4. Dikey dinamiklerin faz düzlemindeki ifadesi



Şekil 4.5. Yatay dinamiklerin faz düzlemindeki ifadesi



Şekil 4.6. Yatay dinamiklerin 3B faz düzlemindeki ifadesi



Şekil 4.7. Dikey dinamiklerin 3B faz düzlemindeki ifadesi

4.1.4. Limit dalgalanmaları

Faz diyagramı analizinden de kolaylıkla anlaşılabileceği gibi, her iki serbestlik derecesinde hiçbir limit dalgalanması bulunmamaktadır. Bu durum Bendixson ölçütleri kullanılarak matematiksel olarak da kanıtlanabilir. Bendixson ölçütleri, Denklem (4.23) formundaki ikinci dereceden doğrusal olmayan sistemler için;

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2)\end{aligned}\tag{4.23}$$

Eğer $\partial f_1 / \partial x_1 + \partial f_2 / \partial x_2$ faz düzleminde belirli bir bölgede sıfırdan farklı ve işaret değiştirmiyor ise hiçbir limit dalgalanması yoktur. Aşağıdaki ifadeler bu testi ana motor, kuyruk motoru, dikey dinamikler ve yatay dinamikler için göstermektedir,

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_1} + \frac{\partial f_2}{\partial x_2} = -\frac{R_{av}}{L_{av}} - \frac{B_{mr}}{J_{mr}} - \frac{2k_{tvp/n}}{J_{mr}} |\omega_v| < 0\tag{4.24}$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_1} + \frac{\partial f_2}{\partial x_2} = -\frac{R_{ah}}{L_{ah}} - \frac{B_{tr}}{J_{tr}} - \frac{2k_{thp/n}}{J_{tr}} |\omega_h| < 0\tag{4.25}$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_1} + \frac{\partial f_2}{\partial x_2} = -\frac{k_{vfv}}{J_v} < 0\tag{4.26}$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_1} + \frac{\partial f_2}{\partial x_2} = -\frac{k_{vfv}}{D+F} < 0 \quad (4.27)$$

Ne yazık ki Bendixson ölçütleri daha yüksek dereceli sistemler için kullanılamaz; ancak faz portrelerine göre 1SD yatay ve dikey dinamiklerin hiç bir limit dalgalanması yoktur.

4.2. Lyapunov Bağlamında Kararlılık

Bir sistemin genel kararlılığını göstermek için, Lyapunov doğrusallaştırılmış kararlılık metodu hiçbir şekilde kullanılamaz. Bu bölümde, İSHS'nin genel kararlılığı ele alınmıştır.

4.2.1. 1SD yatay dinamikler

Denklem (3.15-3.18) deki İSHS 1SD yatay dinamiklerinin denklemlerini ele alalım. Kuyruk motorunun dinamikleri diğerler tüm dinamiklerden ayrılmış olduğu için, ilk iki denklik olan kuyruk motorunun üstel kararlılığı garanti edilebilirse, ikinci kısmın olan yatay dinamiklerin üstel kararlılığı ve durum değişkenlerinin Lipschitz olması ile tüm sistemin asimptotik kararlılığı garanti edilebilir. Genel olarak, Şekil 4.5 deki faz diyagramı genel asimptotik kararlılık ve genel üstel kararlılığı ayırt etmek için bir olanak sağlamaz. Ama yine de, Bu etki için, $V(x) = x^T P x$ formundaki Lyapunov fonksiyonu $x = [i_{ah} \quad \omega_h]^T$ iken aşağıdaki gibi seçilir,

$$P = \begin{bmatrix} \frac{k_{ah}\varphi_h}{J_{tr}} & 0 \\ 0 & \frac{k_{ah}\varphi_h}{J_{ah}} \end{bmatrix}$$

Kuyruk motoru aşağıdaki denklemi sağlayan alfanın pozitif herhangi bir değeri için üstel kararlıdır.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \alpha_h \\ \Omega_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{k_{chp/n}}{D+F} & -\frac{k_{vfh}}{D+F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_h \\ \Omega_h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ l_t f_2(\omega_h) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Genel üstel kararlı bir sistem, bağıl matris A'nın son satırındaki tüm katsayılar negatif iken, doğrusal standart kontrol edilebilir formdadır. Yatay dinamikleri α_h ve

Ω_h ve hatta ω_h , global olarak Lipschitz koşulunu sağlar. Böylelikle, dördüncü dereceden 1SD yatay sistem global olarak üstel kararlıdır.

4.2.2. 1SD dikey dinamikler

Kuyruk rotoruna benzer olarak ana motorda üstel kararlıdır. Bu yüzden Denklem (4.19) ve (4.21) da verilmiş sistem dinamiklerinin global üstel kararlılığını göstermek yeterli olacaktır. Denklemlerde ω_v yerine $\bar{\omega}_v$ konularak aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir;

$$\frac{d\Omega_v}{dt} = -\alpha_1\Omega_v - \alpha_2 \sin \alpha'_v + \alpha_3 |\bar{\omega}_v| \bar{\omega}_v \quad (4.33)$$

$$\frac{d\alpha'_v}{dt} = \Omega_v \quad (4.34)$$

Yukarıdaki denklemlerde a_1 , a_2 ve a_3 pozitif sabitlerdir. Aday Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi kinetik ve potansiyel enerjilerin arttırılmasıyla elde edilebilir

$$V = \frac{1}{2}\Omega_v^2 - \alpha_2 \cos \alpha'_v + \alpha_2 \quad (4.35)$$

Ne yazık ki Lyapunov fonksiyonunun türevi negatif tanımlı değil, negatif yarı tanımlı,

$$\dot{V} = -\alpha_1\Omega_v^2 \leq 0 \quad (4.36)$$

Yine de böyle bir durumda sistemin La Salle değişmezlik prensibi yardımı ile asimptotik kararlılığını sağlamak hala mümkün. Otomatik dinamik bir sistem olarak $\dot{x} = f(x)$ 'i ele alalım. 'y'ı pozitif değişmez bir dizi ve bir Lyapunov fonksiyonu V 'nin bahsedilen dinamik sistem için Ω da var olduğunu kabul edelim,

$$N = \{x \in R^n | \dot{V}(x) = 0\} \quad (4.37)$$

Doğal sayılarda N^* en büyük pozitif sabit küme olsun. Ve dinamik sistemin $t \rightarrow +\infty$ Ω da ki her çözümü N^* ne yaklaşır. Bu teorem La Salle değişmezlik prensibi olarak bilinir.

Denklem (4.33) ve (4.34) ile ifade edilmiş dinamik sistem için Ω ve N aşağıdaki tanımlanabilir,

$$\Omega = \{(\Omega_v, \alpha'_v) \in R^2\} \quad (4.38)$$

$$N = \{(0, \alpha'_v) | \alpha'_v \in Z\} \quad (4.39)$$

ve dolayısıyla, N pozitif olarak değişmeyen en büyük set olarak N aşağıdaki gibi bulunur,

$$N^* = \{(0, k\pi) | k \in Z\} \quad (4.40)$$

4.2.3. 2SD İSHS dinamikleri

2SD sistemin kararlılığını göstermek için, daha önceden de gösterildiği gibi ana ve kuyruk motorun genel üstel kararlılığı ele alınır. Dördüncü dereceden sistemin tamamının dinamikleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\Omega_h = \dot{\alpha}_h \text{ ve } \Omega_v = \dot{\alpha}_v$$

$$\frac{dS_h}{dt} = \frac{l_t f_2(\bar{\omega}_h) \cos \alpha_v - k_{vf} \Omega_h - f_3(\alpha_h)}{D \cos^2 \alpha_v + E \sin^2 \alpha_v} \quad (4.41)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = S_h + \frac{k_m \bar{\omega}_v \cos \alpha_v}{D \cos^2 \alpha_v + E \sin^2 \alpha_v} \quad (4.42)$$

$$\frac{dS_v}{dt} = \frac{f_5(\varpi_v)(l_m + k_g \Omega_h \cos \alpha_v) - k_{vf} \Omega_v}{J_v}$$

$$+ \frac{g[(A - B) \cos \alpha_v - C \sin \alpha_v] - 0.5 \Omega_h^2 H \sin 2\alpha_v}{J_v} \quad (4.43)$$

$$\frac{d\alpha'_v}{dt} = S_v + \frac{k_t}{J_v} \bar{\omega}_h \quad (4.44)$$

İSHS'nin kararlılık analizi yapılırken cayroskopik ve merkezkaç torkları ihmal edilmiştir ve bu nedenle, dikey kanal, yatay kanaldan bağımsız hale gelmiştir. Kararlılığı 1SD dikey modelinki gibi olmuştur. Yatay dinamik denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\frac{dS_h}{dt} = \frac{-k_{vf} S_h - k_{chp/n} \alpha_h}{D \cos^2 \alpha_v + E \sin^2 \alpha_v} \quad (4.45)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = S_h \quad (4.46)$$

İSHS 2SD kararlılığını kanıtlamaya başlamadan önce, aşağıdaki lemma dikkate alınmalıdır,

Lemma 4.1, bir Hurwitz matrisi $A \in R^{n \times m}$, matris $B \in R^{n \times 1}$, $C \in R^{1 \times n}$ ve bazı numaralar $\gamma > 0$. Tekrar yazılırsa $A_\gamma^- := A - \gamma BC$ ve $A_\gamma^+ := A + \gamma BC$. Aşağıdaki koşullar denktir,

(i) Öyle bir $P = P^T > 0$ olsun ki;

$$PA_\gamma^- + (A_\gamma^-)^T P < 0, PA_\gamma^+ + (A_\gamma^+)^T P < 0 \quad (4.47)$$

(ii) A matrisi Hurwitz'tir ve $|C(i\omega I - A)^{-1}B| < \frac{1}{\gamma}$ da $\omega \in R$

Denklem (4.47) ve (4.48) aşağıdaki gibi tekrar yazılacak olursa,

$$\dot{q}_1 = q_2 \quad (4.48)$$

$$\dot{q}_2 = \frac{1}{f(t)}(-a_1 q_1 - a_2 q_2) \quad (4.49)$$

$\frac{1}{D} = \alpha \leq \frac{1}{f(t)} \leq \beta = \frac{1}{D(E+D)\sin^2 \alpha_v}$ burada $\alpha_v^{\max}$ değerinin 0,7 rad kabul edildiği unutulmamalıdır. $\delta = \frac{\alpha + \beta}{2}$ ve $\gamma = \frac{\alpha + \beta}{2}$ nominal matris olarak A, B ve C aşağıdaki gibi tanımlayalım,

$$A_{nom} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\delta a_1 & -\delta a_2 \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

$$C = [a_1 \quad a_2] \quad (4.52)$$

Artık A_γ^- ve A_γ^+ kolaylıkla bulunabilir,

$$A_\gamma^- := A_{nom} - \gamma BC = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\beta a_1 & \beta a_2 \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

$$A_\gamma^+ := A_{nom} + \gamma BC = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\alpha a_1 & \alpha a_2 \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Lemma 4.2'e göre $\left| C(i\omega I - A^{-1}B) < \frac{1}{\gamma} \right|$ tüm $\omega \in R$ için tanımlı ise, pozitif tanımlı P matrisi $PA_{\gamma}^{-} + (A_{\gamma}^{-})^T P < 0$ ve $PA_{\gamma}^{+} + (A_{\gamma}^{+})^T P < 0$ eşitsizliklerini sağlar. Böylelikle Lyapunov fonksiyonu $V = \frac{1}{2} [q_1 \quad q_2] P [q_1 \quad q_2]^T$ şeklinde ifade edilir. Bu sonuç için aşağıdaki durumların sağlanması gerekmektedir.

$$\omega^4 4[\alpha\beta a_2 - (\beta + \alpha)a_1] \omega^2 + \alpha\beta a_1^2 > 0$$

Yukarıda ki ifade diskriminantı negatifken sağlanır.

$$\Delta = [\alpha\beta a_2^2 - (\beta - \alpha)a_1]^2 - 4\alpha\beta a_1^2 < 0$$

Yukarıdaki koşullar yunuslama açısı yalnızca $[-0.7, 0.7]$ rad aralığında kalırsa sağlanır. Bu yüzden İSHS 2SD dinamikleri, yunuslama açısı belirtilen aralıklarda iken asimptotik olarak kararlıdır.

5. İSHS KONTROLÜ

Bu bölümde İSHS'nin kontrolü üzerinde durulacaktır. Öncelikli olarak benzer sistemlerde daha önceki çalışmalara yer verilecek ardından bu çalışmada kullanılan kontrol yöntemleri detaylandırılacaktır. Bu çalışmada ilk olarak sistem üzerine uygulanan ters çevrilmiş model ileri belemeli PID kontrolü, ardından da bulanık mantık uyarlamalı PID kontrol detaylı şekilde açıklanacaktır.

5.1. Kontrol ile İlgili Çalışmalar

Araştırmacılar için İSHS zorlu dinamikleriyle tasarlanan kontrolörlerin sınanmasında sıkça kullanılan düzeneklerdir. Önerilen kontrolörlerin başarımını ölçmek için İSHS'nin kullanıldığı birçok çalışma da literatürde mevcuttur. Martinez, Vivas ve Ortega [5] yaptıkları çalışmada doğrusal olmayan çok değişkenli bir H_∞ kontrolör tasarlamışlardır. Önerdikleri yaklaşım, H_∞ yöntemine, takip hatasının integralinin de dâhil edildiği bir bozucu önleme prosedürü içermektedir. Sonuçta elde edilen kontrolörün doğrusal olmayan zamanla değişen parametrelere sahip bir PID özelliği gösterdiğini belirtmektedirler. Bildiride, tasarlanan kontrolörün gerçek zamanlı olarak sistem üzerinden alınmış sonuçları da sunulmaktadır. Shaik ve Purwar İSHS için yapay sinir ağları kullanarak doğrusal olmayan bir gözlemci tasarlamışlardır [14]. İlk adımda; yerel bir gözlemci sundukları çalışmalarında, bu gözlemcinin etkinliğinin sistem modelinin doğruluğuna bağlı olması nedeniyle, YSA tabanlı yeni bir gözlemci daha tasarlamışlardır. Önerilen bu gözlemci, sistem dinamikleri açısından hiçbir ön bilgiye ihtiyaç duymamaktadır. Yazarlar iki katmanlı bir YSA yapısı kullanmış olup, bu yapının yeterli başarımı elde ettiğini bildirmektedirler. Tao vd. [15] yaptıkları çalışmada İSHS için; bulanık kayan kipli ve bulanık integral kayan kipli kontrolör geliştirmişlerdir. Bu kontrolörler ile sistemin pozisyon kontrolü amaçlanmıştır. Bulanık kayan kipli kontrol sistemin yunuslama açısı için; bulanık integral kayan kipli kontrol ise sistemin rota açısı için kullanılmıştır. Çalışmada kayan kipli denetimlerde sıkça karşılaşılan bir problem olan çatırdama etkisinin mevcut kontrolörle kabul edilebilir bir seviyede seyrettiği bildirilmiştir. Önerilen

kontrolör, parametreleri GA kullanılarak belirlenmiş bir PID kontrolör ile performans açısından karşılaştırılmış ve birçok açıdan daha başarılı sonuçlar alındığı ifade edilmiştir. Liu ve Juang [16] sundukları akıllı kontrol yapısında tek sinir hücreli PID kontrolör kullanmışlardır. Çalışmada, İSHS istenilen pozisyonlara çabuk ve hatasız bir şekilde yerleşmesi hedeflenmiştir. Yazarlar PID ve YSA tekniklerini harmanladıkları kontrolörlerini izleme ve tutunma görevleri için klasik PID, bulanık PID ve gri öngörme¹ tabanlı kontrolör ile karşılaştırılarak önerilen kontrolörün olumlu yönlerine dikkat çekmişlerdir. Yang ve Hsu [17] bildirilerinde, İSHS için yeni bir geri adımlama² tekniği tabanlı uyarlamalı³ kontrolör sunmuşlardır. Sistem parametrelerinin mevcut olmadığı kabul edilerek çevrim içi tahmin yapılmıştır. Kapalı çevrim sistemin kararlılığı, Lyapunov teoremi temel alınarak yakınsak olarak tasarlanmıştır. Bir başka çalışmada [18] İSHS'nin için YSA ve genetik algoritmalar kullanarak, uyarlamalı dinamik doğrusal olmayan model evirme kontrol³⁰ kuralının geliştirilmesi amaçlanmıştır. Model evirme hataları olmadığında, genetik algoritmayla ayarlanmış bir PD kontrolör, sistemin takip karakteristiğini geliştirmek için kullanılmıştır. Uyarlamalı bir sinir ağı elementi, model evirme hatalarını gidermek için kontrol sistemine entegre edilmiştir. Mahmoud, Marhaban ve Hong'un çalışması [19], İSHS'nin doğrusal olmayan yapısının ve bağlaşım etkilerinin üstesinden gelebilmek için ANFIS ve bulanık eksiltmeli sınıflandırma yöntemlerini kullanmıştır. Önce kontrol hedeflerini yerine getirecek dört adet bulanık kontrolör sunulmuş. Ancak bu kontrol sistemlerinin hafıza ve işlem zamanı açısından yüksek talepleri göz önüne alınarak belirtilen yeni tekniklere başvurulmuş, elde edilen olumlu sonuçlar paylaşılmıştır. Diğer bir çalışma, [20] bu kontrol problemini çözmek için bir beyincik model boğumlaması tabanlı kontrolör⁴ kullanmıştır. YSA sistemlerinin bir türü olan bu önerilen kontrol sistemi, hem klasik şekliyle hem de uyarlamalı olarak uygulanmıştır. Yazarlar, kontrol donanımı olarak; bir Altera Nios II FPGA'yı⁵, C ve VHDL⁶ komut dilleri ile kullanmışlardır. Diğer bir çalışmalarında [21], İSHS'nin duruş kontrolü için yeni bir doğrusal olmayan uyarlamalı gürbüz ve doğrusal olmayan geri besleme bileşimi bir kontrol sistemi önermişlerdir. Juang, Lin

¹ İng. Grey prediction

² İng. Backstepping

³ İng. Adaptive

⁴ İng. Cerebellar model articulation controller (CMAC)

⁵ İng. Field Programmable Gate Array (FPGA)

⁶ İng. Very-high-speed integrated circuit hardware description language (VHDL)

ve Liu İSHS ile ilgili bir kontrolör karşılaştırma çalışması yapmışlardır [22]. Karşılaştırma, klasik ve akıllı kontrol yöntemlerini kapsamaktadır. Bu yöntemlere; Ziegler-Nichols PID'si, kutup yerleştirme tekniği, kazanç marjini ve faz marjini kuralı ile bir akıllı kontrol metodu dâhildir. Çalışma sonucunda akıllı kontrol yönteminin klasik yöntemlere göre, geçici hal ve kararlı durum bakımından daha başarılı olduğu ifade edilmiştir. Bir başka çalışmada, [23] giriş-çıkış geri besleme doğrusallaştırması¹ kullanarak tasarlanan bir kontrol yapısından bahsedilmektedir. Tam ve kısmi giriş-çıkış doğrusallaştırılması yapılmış ve bunlar arasında anahtarlama yapacak bir kural belirlenmiştir. Doğrusallaştırma, ilki doğrusal olmayan eyleyici için ve ikincisi tüm sistem için olmak üzere iki adımda gerçekleştirilmiştir. Wen ve Lu [24], İSHS'ni tek giriş tek çıkış iki ayrı sistem olarak ele almışlardır. Sistem içindeki çapraz etkileşimleri birer bozucu gibi ele alarak iki tam hedef kontrolör² vasıtasıyla sistemin kontrolüne gitmişlerdir. Yazarlar, önerilen yöntemin geleneksel bir PID uygulamasına göre daha başarılı ve kolay olduğunu savunmaktadırlar. Toha ve Tokhi [25], bir dinamik doğrusal olmayan ters model tabanlı kontrol sistemi önermişlerdir. Geliştirdikleri uyarlamalı modele, model evirme kontrolünü uygulamışlardır. Kontrol cevabını iyileştirmek adına, kontrol sistemine bir uyarlamalı sinirsel-bulanık çıkarım sistemi eklenmiştir. Bir başka çalışmada [26] ise, bir hibrit bulanık PID tabanlı kontrol yapısı açıklamıştır. Çalışma, önerilen kontrolör ile klasik bir PID'nin kıyaslamasını da içermektedir. Sonuç olarak değişik referans girdilerine rağmen hız ve doğruluk açısından önerilen yöntemin yeterli performansı sergilediği bildirilmektedir. Aynı yazarlar, yaptıkları bu çalışmanın devamı olarak başka bir bildirilerinde [27], geliştirdikleri bu kontrolün gerçek zamanlı uygulamalarına da yer vermişlerdir. Diğer bir çalışmada [28], İSHS için izleme ve titreşim kontrollerinin yapılması üzerinde durulmuştur. Kontrol yapısının tasarlanmasında, hem ileri besleme, hem de geri besleme kavramlarından yararlanılmıştır. İleri beslemeli kontrolör olarak, 4-darbe giriş şekillendirici³ kullanılarak, sistemin tanımlanan titreşim modlarına göre sisteme uygulanan referans sinyali işleme tabi tutulmaktadır. Çalışmada, biri PID diğeri ivme geri beslemeli PID olmak üzere iki kapalı çevrim kontrolör kullanılmıştır. Ayrıca geri beslemeli kontrolörün parametreleri genetik algorithmadan yardımı ile belirlenmiştir. Farklı bir

¹ İng. Input-output feedback linearization

² İng. Deadbeat controller

³ İng. 4-impulse input shaper

çalışmada [29], içsel model kontrol¹ (İMK) stratejisinden yararlanarak bir gürbüz kontrolör tasarımı yapılmıştır. Çalışmada İSHS için; İMK, İMK-PID ve kutup yerleştirme yöntemleri kıyaslanmış ve İMK-PID kontrolörünün etkinliğine dikkat çekilmiştir. Bir diğer bildiri [30], İSHS için kararlı adaptif model öngörülü kontrol yaklaşımı geliştirmeyi amaçlamıştır. Kullanılan yöntem, çok adımlı² Newton tipi kontrol stratejisi olarak bilinmektedir. Ancak formülasyonlarda orijinalinden farklı bir yaklaşıma gidilmiştir. Sistemin doğrusal olmayan modeli, öngörme sırasında adaptif olarak doğrusallaştırılmıştır. Doğrusallaştırma, sadece kontrol sisteminin her örneklenmesinde değil, aynı zamanda her öngörme ufkunda³ gerçekleştirilmiştir. Çalışma noktalarında doğrusallaştırma ile modeller elde edilmiş, doğrusal karesel⁴ hedef fonksiyonu tanımlanmış ve sistemin kararlılığını sağlamak için terminal eşitlik kısıtları⁵ belirlenmiştir. Oluşturulan bu kontrol sistemi, İSHS üzerinde gerçek zamanlı olarak test edilmiştir.

5.2. Ters Model İleri Beslemeli PID Kontrol

Bir önceki bölümde elde edilen sistem modeli sayesinde, bir referans yunuslama açısı için sistemin ihtiyaç duyduğu kuvvet hesaplanabilir. Benzer şekilde bu kuvveti elde etmek için gereken motor hızı da hesaplanabilir. Böylelikle girilen referans değeri ne olursa olsun sistemin ihtiyaç duyduğu giriş sinyali hesaplanabilir. Ancak ne yazık ki bu hesaplar yapılsa bile, sistemin doğal frekansı yüzünden kontrol istenilen kararlılıkta sağlanmaz (Bkz. Şekil 5.3). Buradaki sorunun çözümü için sisteme Şekil 5.4'teki gibi bir PID denetleyici eklenerek kararlılığı daha yüksek bir kontrolör amaçlanmıştır.

5.2.1. Ters çevrilmiş sistem modeli

Şekil 5.1'de de görüldüğü gibi elde edilen ters sistem modeli giriş olarak referans açıyı dengeleyecek kuvveti üretecek pervane hızının sürme sinyalini çıkış olarak vermektedir.

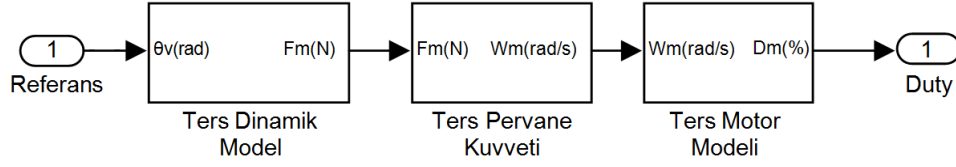
¹ İng. Internal Model Control (IMC)

² İng. Multistep

³ İng. Prediction horizon

⁴ İng. Linear quadratic

⁵ İng. Terminal equality constraints



Şekil 5.1. Doğrusal olmayan ters model blok diyagramı

$$F_m(\omega_m) = \frac{\ddot{\theta}_v J_v - g((A-B)\cos(\theta_v) - C\sin(\theta_v)) + \tau_{v, fr}}{I_{mm}} \quad (5.1)$$

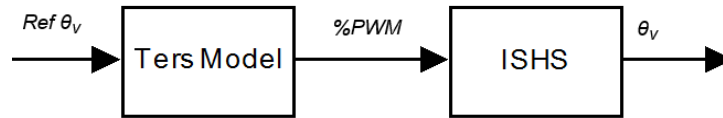
Denklem 5.1’de bir önceki bölümde elde edilmiş İSHS’nin ters çevrilmiş dinamik modeli verilmiştir. Ters pervane kuvveti ve ters motor modeli bir önceki bölümde yapılan ölçümlerden yararlanılarak yine eğri uydurma yöntemi ile polinoma dönüştürülmüştür. Denklem (5.2)’de ihtiyaç duyulan kuvvet için gerekli pervane hızı ve Denklem (5.3)’de ise bu hız için gerekli sürme sinyalinin çıkarılışı verilmiştir.

$$\omega_m(F_m) = \begin{cases} 371F_m^3 - 977F_m^2 + 1060F_m + 21, & F_m > 0,05 \\ 1541F_m^3 + 2475F_m^2 + 1656F_m - 23, & F_m < -0,05 \\ 0, & \text{farklı} \end{cases} \quad (5.2)$$

$$d_m(\omega_m) = \text{sign}(\omega_m) \begin{cases} 5.4 \times 10^{-5} \omega_m^2 + 0.013 \omega_m - 2.83, & |\omega_m| \geq 150 \\ 0.0026 \omega_m, & |\omega_m| < 150 \end{cases} \quad (5.3)$$

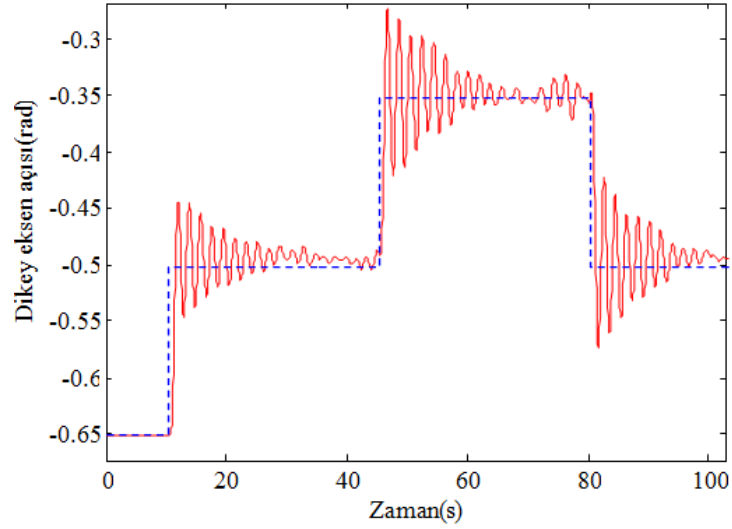
5.2.2. Dikey eksen ters model açık döngü kontrolü

Ters model öncelikli olarak İSHS doğrusal olmayan modeli üzerinde doğrulandı ardından gerçek sistem üzerinde uygulanarak sonuçlar incelendi. Şekil 5.2’de açık döngü kontrol yapısı görülmektedir. Şekil 5.3’de ise gerçek İSHS uygulanmış periyodik basamak referans sinyallerine İSHS’nin cevabı görülmektedir.



Şekil 5.2. Ters model tabanlı açık döngü kontrolör blok diyagramı

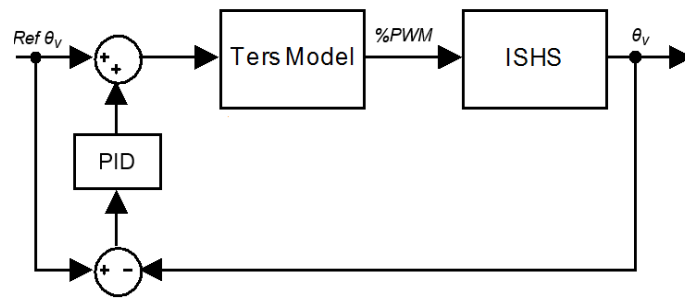
Sistemin cevabında görülen referans değerine oturmama durumu FDA motorunun sensörsüz bir sürücü ile sürülmesinden kaynaklanmaktadır. İSHS'nin kapalı döngü kontrolünde doğrusal olmayan bu etki de kontrol edilmeye çalışıldı.



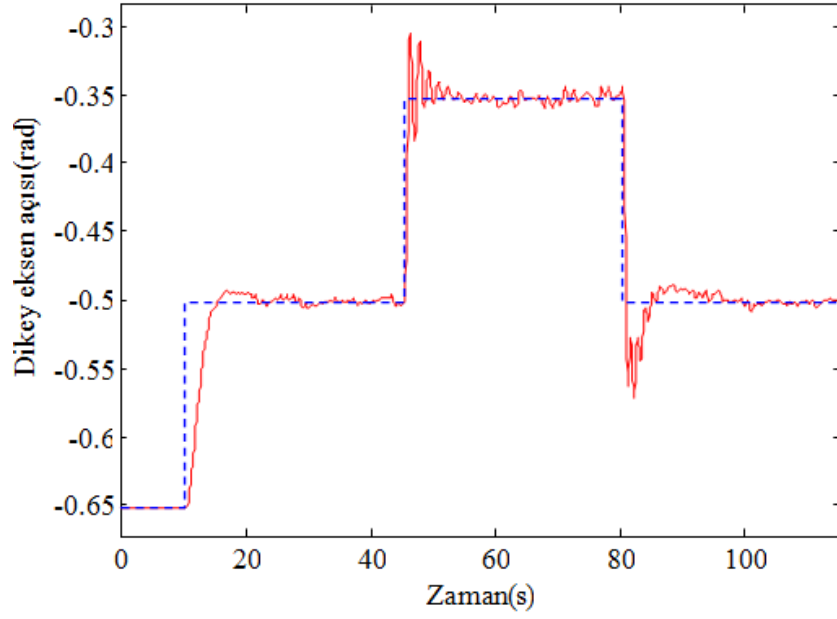
Şekil 5.3. Açık döngü periyodik basamak cevabı

5.2.3. Dikey eksen ters model ileri beslemeli PID kontrolü

Yukarıda görülebileceği gibi, istenilen açısal giriş için gerekli motor hızı hesaplanıp sisteme verilse bile İSHS'nin istenilen konuma gelmesi oldukça zaman alır. Bu süreyi kısaltmak ve bozucu etkilerden kaynaklanan hataları azaltmak için sisteme bir PID kontrolör eklendi böylelikle 20 saniyeyi bulan oturma zamanı 2 saniye seviyelerine indi ve 0.075 rad'dan 0.04 rad seviyelerine düştü. Burada PID kat sayıları belirlenirken deneysel çalışmalar yapıldı ve kullanılan bu katsayılar Tablo 3 de ki gibidir.



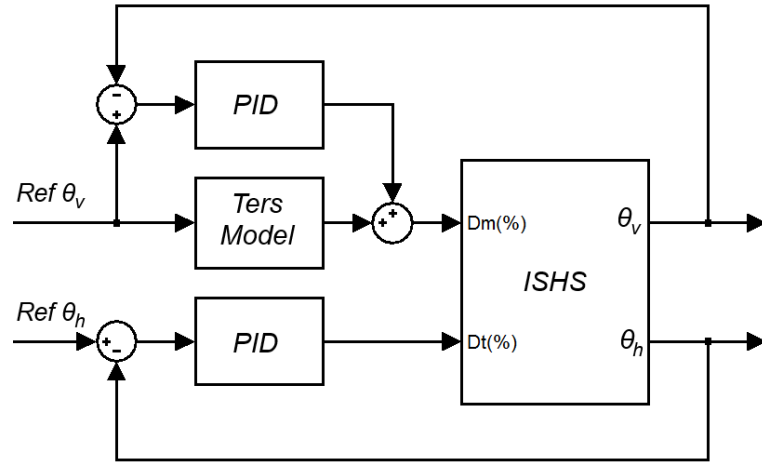
Şekil 5.4. Ters model ileri beslemeli PID kapalı döngü kontrol blok diyagramı



Şekil 5.5. 1SD ters model ileri beslemeli PID periyodik basamak cevabı

5.2.4. 2SD kontrolü

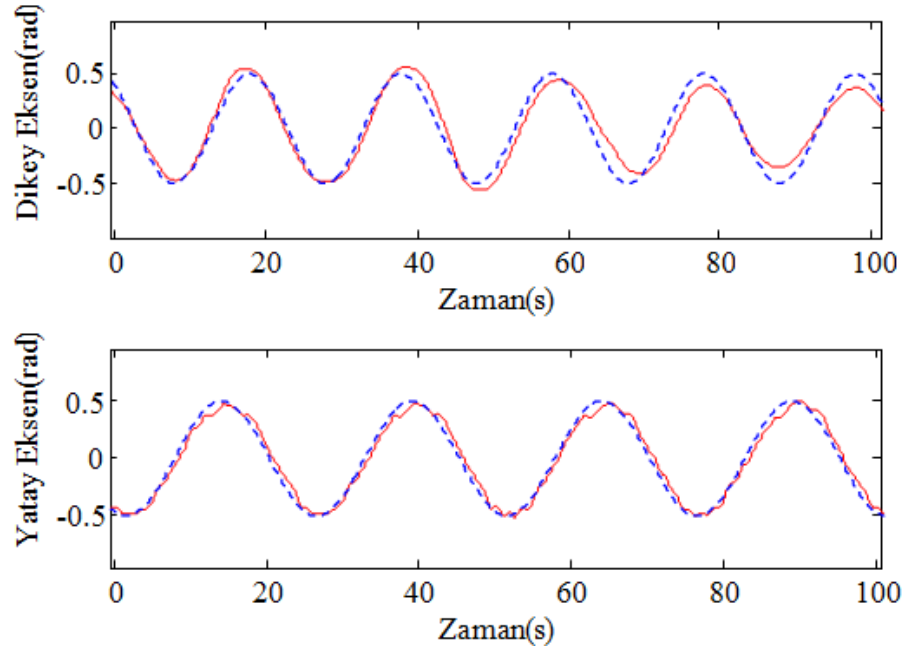
İSHS'nin dikey eksen kontrolü sağlandıktan sonra yatay eksen kontrolü için PID denetleyicisi kullanıldı. Kontrol için kullanılan katsayılar Tablo 5.1'de verilmiştir. Uygulanan kontrol yapısı Şekil 5.6'da verilmiştir. İSHS'nin uygulanan kontrole gerçek zamanlı cevabı Şekil 5.7, 5.8 ve 5.9'da verilmiştir. Burada iki eksenin birbiri üzerindeki bozucu etkileri Şekil 5.7 ve Şekil 5.8'de açıkça görülebilmektedir. Örneğin Şekil 5.8'in 76. saniyesinde yatay eksenindeki ani konum değişimi dikey ekseninde bir sapma olarak ortaya çıktı. Benzer şekilde Şekil 5.7'nin 40. ve 80. saniyeler incelenirse dikey eksenindeki aşmanın yatay eksen yönelimi ile yakından ilişkili olduğu gözlenebilir.



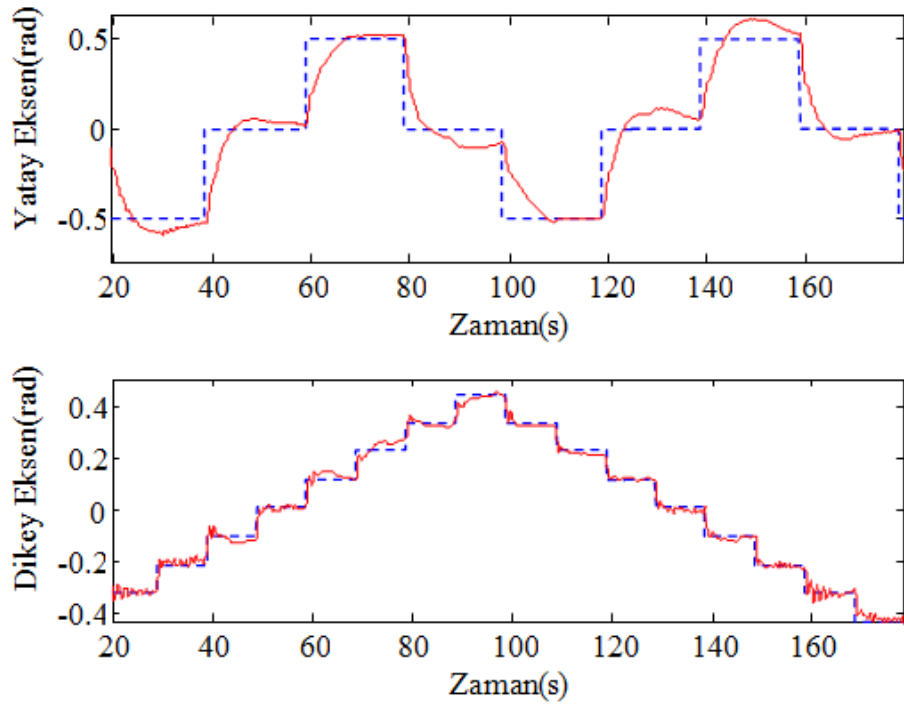
Şekil 5.6. 2SD kontrol blok diyagramı

Tablo 5.1. Kontrolör PID katsayıları

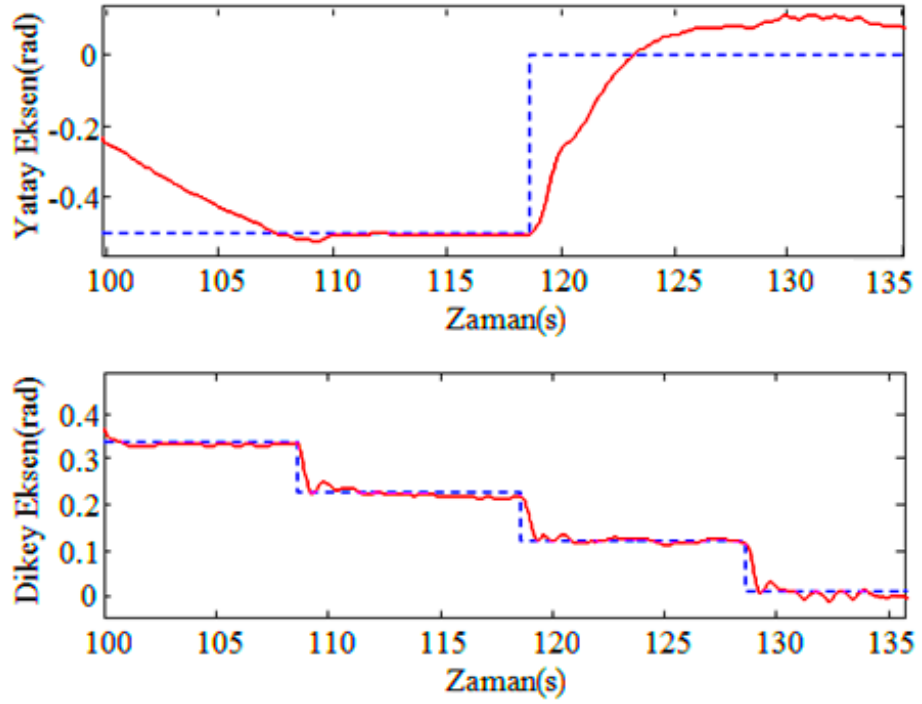
	Dikey Eksen PID Katsayıları	Yatay Eksen PID Katsayıları
K_p	1	4
K_i	1.5	3
K_d	9	15



Şekil 5.7. 2SD ters model ileri beslemeli PID sinüs referans cevabı



Şekil 5.8. 2SD ters model ileri beslemeli PID merdiven referans cevabı



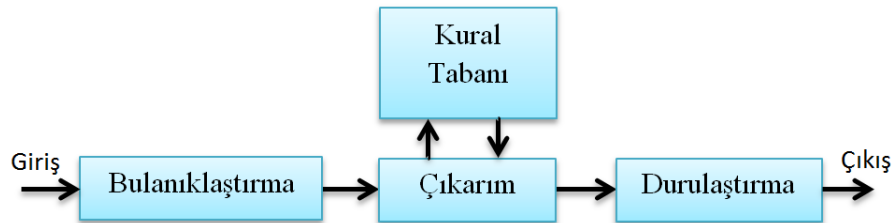
Şekil 5.9. Yakınlaştırılmış 2SD ters model ileri beslemeli PID kontrol cevabı

5.3. İSHS'nin Bulanık Mantık Kontrolü

Bulanık mantık [32] ilk olarak Prof. Zadeh tarafından 1965 yılında önerilmiş, birçok farklı bilim alanında kullanılan dilsel bir tekniktir. Kontrol sistemi olarak bulanık mantığın ilk uygulamaları Mamdani ve arkadaşları tarafından [34-36] makalelerinde yer almıştır. Bulanık kontrol, bir kural tabanı oluşturan bir takım dilsel değişkenler kullanarak, sistem davranışları üzerinden kontrol işlemine olanak veren küme tabanlı bir kontrol tekniğidir. Uygun şekilde tasarlanmış bir çıkarım sistemi sayesinde kesin girişler kesin çıkışlara eşlenir. Bilginin bulanık kontrolör üzerinden akışında maruz kaldığı bulanıklaştırma ve netleştirme aşamaları, tasarımcıya birçok farklı olasılık arasından seçim imkânı vermektedir. Kural tabanının hassasiyeti ve çıkarım şekli tasarımcıya ayrıca esneklik sağlayabilmektedir. Bulanık kontrolün geleneksel kontrol yaklaşımlarına göre temel avantajı dilsel tanımları kullanarak sistem dinamiği ve onun karmaşıklığının tasarıma yansıttığı güçlükleri rahatlıkla aşabilmesidir. Bu yönüyle biyokimyasal süreç denetiminde, asansör sistemlerinde, hızlı tren ve ABS fren sistemlerinde, robotik ve havacılıkta, ses ve görüntü işleme problemlerinde başarıyla kullanılan bir yaklaşım olan bulanık mantık, bu çalışmada İSHS için kullanılmaktadır.

5.3.1. Bulanık mantık temelleri

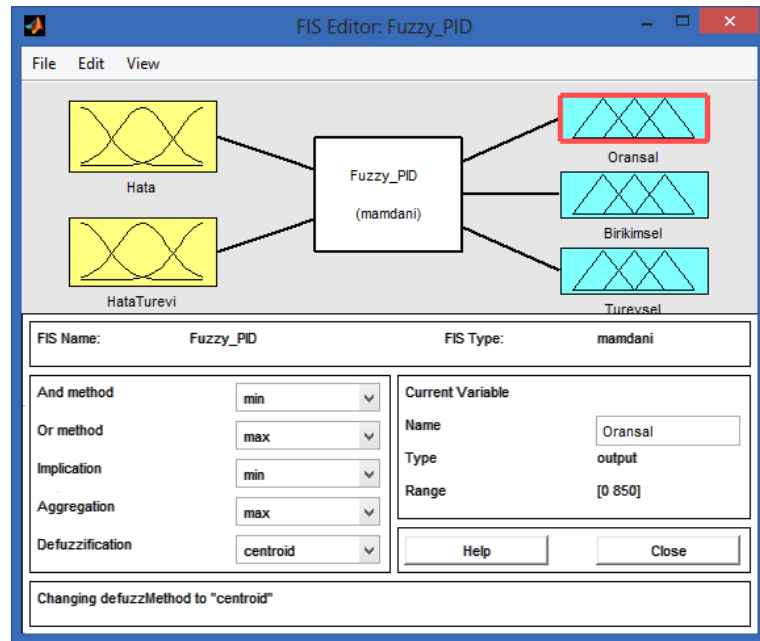
Şekil 5.1 de gösterildiği gibi geleneksel bulanık mantık denetçisi dört alt katmandan oluşmaktadır. Bunlardan ikisi bulanıklaştırma ve durulaştırma yani dönüşüm işlemleri için kullanılır. Bulanıklaştırma girişten gelen sinyalleri bulanık değerlere dönüştürür. Kural tabanı katmanı ise, temel bilgiler ve dilsel kurallar içerir. Çıkarım ise bulanık mantık denetçisinin beynini temsil eder ve insanın bulanık karar verme mekanizmasını temel alır. Son olarak durulaştırma katmanı bulanık değerleri gerçek değerlere dönüştürür.



Şekil 5.10. Bulanık mantık sisteminin çalışma yapısı

5.3.2. İSHS bulanık mantık uyarlamalı PID kontrolü

Bu uygulamada PID katsayılarını sistemin durumuna göre uyarlamayan bir bulanık mantık yapısı kullanılmıştır. Bulanık mantık kontrolör tasarımı için MATLAB Bulanık Mantık Araç Kutusu kullanılmış ve Mamdani metodu kullanılmıştır. Şekil 5.11 den de görülebileceği gibi ve metodu¹ için min, veya metodu² için max, çıkarım³ için min, birleştirme⁴ için max ve durulaştırma⁵ için centroid tercih edilmiştir. Giriş olarak hata ve hatanın türevi alınmış ve çıkış olarak da PID katsayıları seçilmiştir.



Şekil 5.11. MATLAB bulanık sistem editörü

Şekil 5.11’de bulanık mantık sisteminin blok diyagramı da verilmiştir, burada sistemin giriş ve çıkış yapısı detaylı bir biçimde görülebilir. Şekil 5.12 ten 5.16’e kadar bulanık mantık sisteminin üyelik fonksiyonları verilmiştir. Şekil 5.20’te ise İSHS’nin kontrolünün sağlandığı uyarlamalı PID Simulink modeli görülmektedir.

Dikey eksen kontrolünü sağlamak için oluşturulan üyelik fonksiyonları (Şekil 5.12-5.16) ve kural tabloları (Tablo 5.1-5.3) MATLAB-FIS (Fuzzy Interface System) editörü kullanılarak oluşturulmuştur. Oluşturulan bu üyeli fonksiyonları ve kural

¹ İng. And method

² İng. Or method

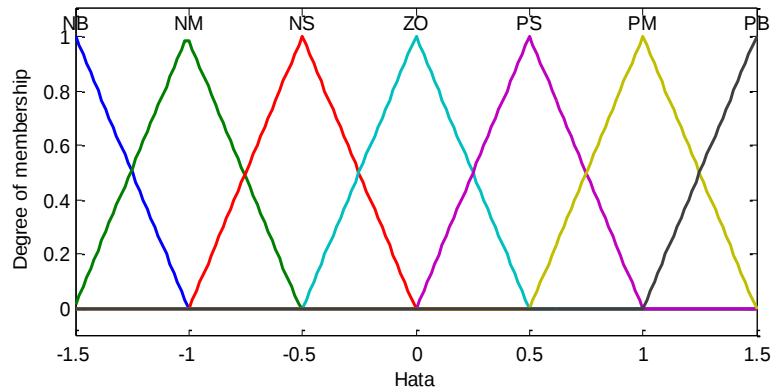
³ İng. Implication

⁴ İng. Aggregation

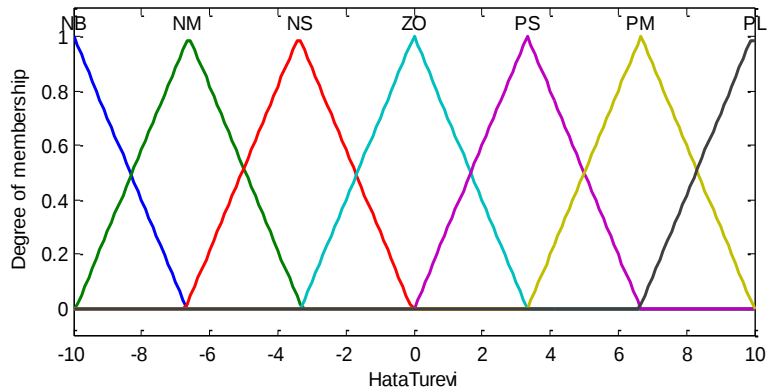
⁵ İng. Defuzzification

tabloları sonucunda oluşan kontrol yüzeyleri de Şekil 5.17-5.19 arasında verilmiştir. Tasarım sonucunda oluşturulan dosya Şekil 5.20’de verilen Simulink modeli içine yerleştirilerek, tasarlanan kontrolün benzetim sonuçları alınmıştır.

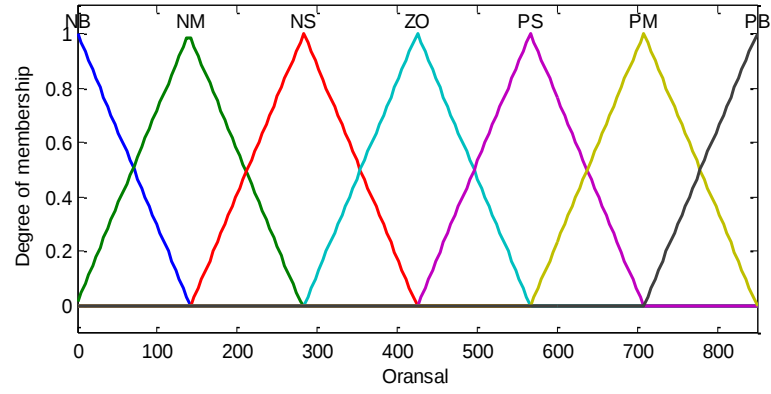
Tasarlanan bulanık mantık uyarlamalı PID kontrol algoritması İSHS’nin matematiksel modeline uygulandığında alınan benzetim sonuçları Şekil 5.15 ve 5.17 arasında verilmiştir. Burada basamak olan ve olmayan referans cevaplarında ki kontrol sinyalinin arasındaki fark anlaşılabilmesi açısından Şekil 5.16 ve 5.17’e uygulanan kontrol sinyalleri de eklenmiştir. Deney düzeneğinin yapısı gereği basamak olmayan referans sinyali takibinde daha başarılı olduğu görülebilmektedir. Ayrıca kontrol sinyali incelendiğinde gerçek sistem üzerinde basamak girişi için böylesine değişken bir sinyalin başarımı için daha yüksek işlem gücüne sahip bir işlemci gerektiği anlaşılmaktadır. Zira bulanık mantık uyarlamalı PID kontrol DSK’ne yüklendiğinde simülasyondaki başarımlar elde edilememiştir.



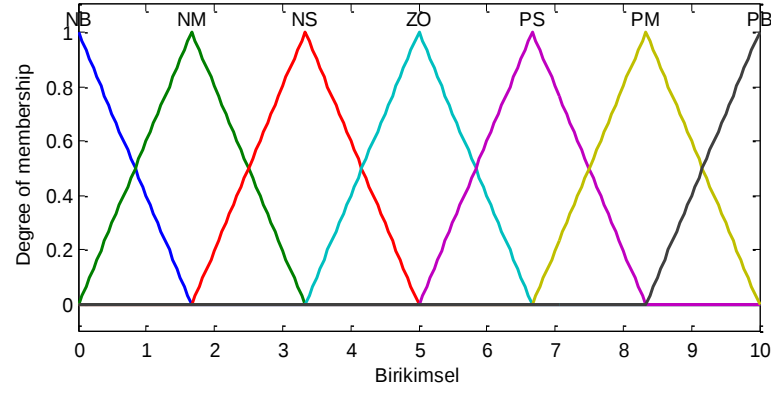
Şekil 5.12. Yunuslama açısı hatasının üyelik fonksiyonu



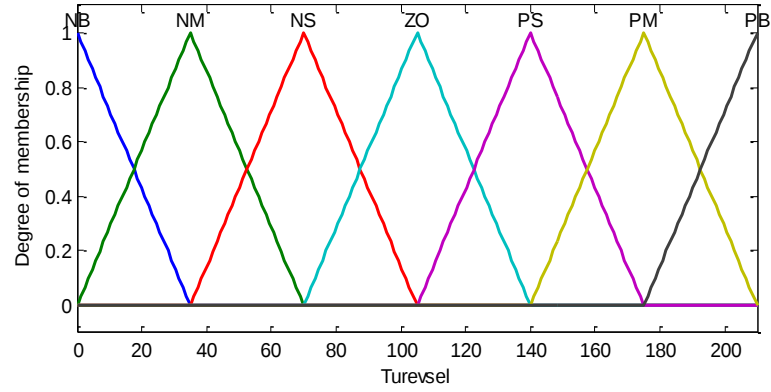
Şekil 5.13. Yunuslama açısı hata değişiminin üyelik fonksiyonu



Şekil 5.14.Yunuslama açısını kontrolör oransal çıkış üyelik fonksiyonu



Şekil 5.15.Yunuslama açısını kontrolör birikimsel çıkış üyelik fonksiyonu



Şekil 5.16.Yunuslama açısını kontrolör türevsel çıkış üyelik fonksiyonu

Tablo 5.2. Oransal katsayı için kurallar tablosu

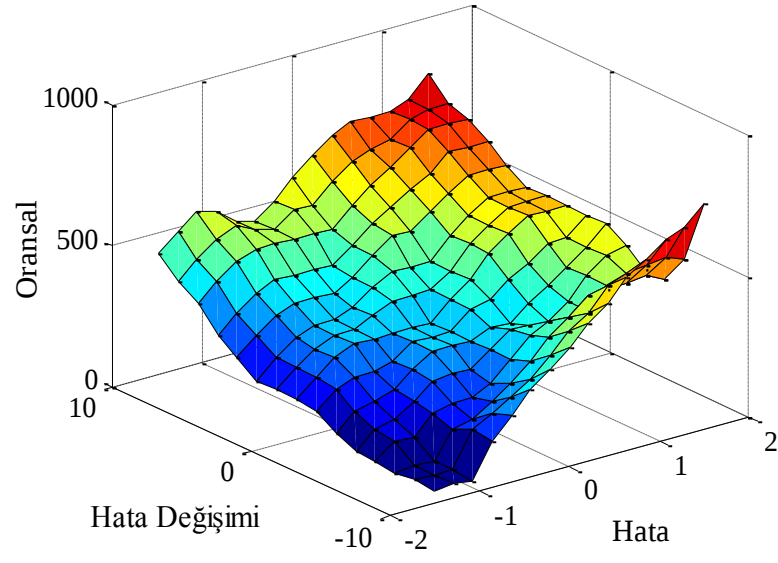
Hata Değişimi								
Hata		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PL
	NB	NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO
	NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
	NS	NS	NM	NS	NS	NS	ZO	ZO
	ZO	ZO	NS	NS	NS	ZO	ZO	PS
	PS	PS	ZO	NS	ZO	ZO	PS	PM
	PM	PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PM
	PB	PB	ZO	PS	PS	PS	PM	PB

Tablo 5.3. Birikimsel katsayı için kurallar tablosu

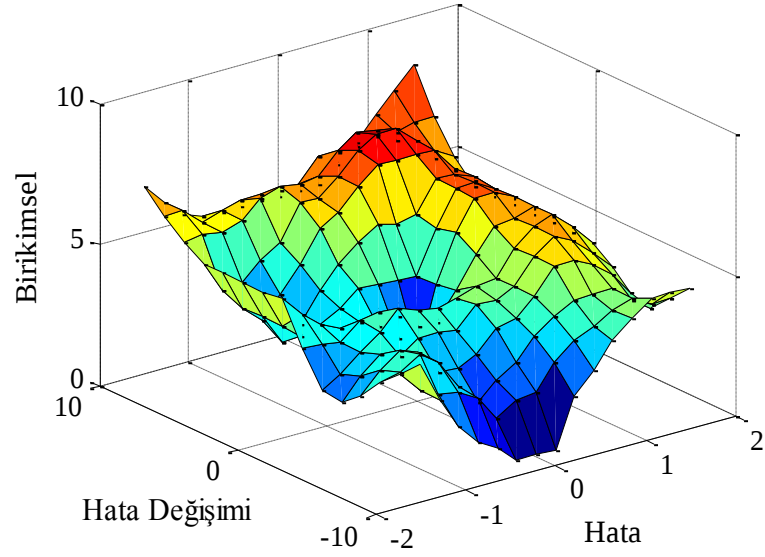
Hata Değişimi								
Hata		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PL
	NB	ZO	NS	NM	ZO	ZO	ZO	PS
	NM	NM	ZO	NS	NS	NM	ZO	ZO
	NS	NB	NM	ZO	NS	ZO	PS	ZO
	ZO	NB	NS	ZO	NM	PS	PS	ZO
	PS	NS	ZO	ZO	PS	PS	PM	ZO
	PM	ZO	ZO	PS	PS	PS	PS	PS
	PB	ZO	NS	ZO	ZO	ZO	ZO	PM

Tablo 5.4. Türevsel katsayı için kurallar tablosu

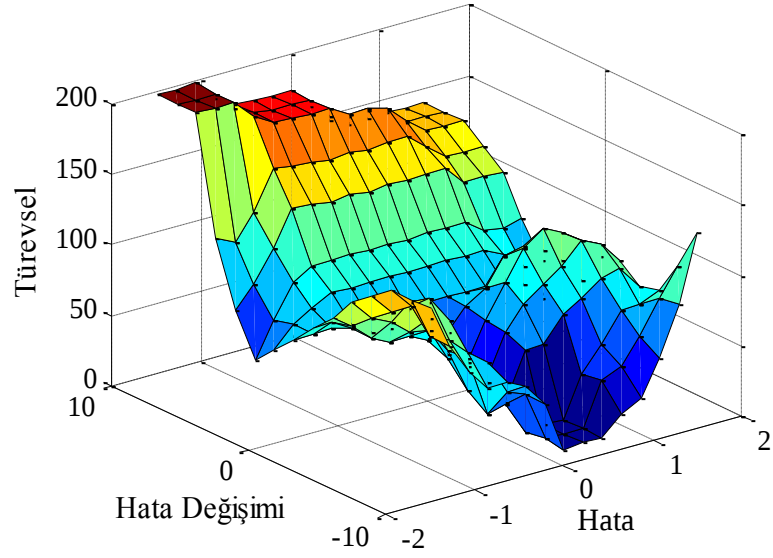
Hata Değişimi								
Hata		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PL
	NB	PS	PS	ZO	NS	NM	PB	PB
	NM	NS	PS	NS	NS	ZO	PB	PB
	NS	NS	NB	NS	NS	ZO	PM	PM
	ZO	NB	NB	NM	NS	ZO	PM	PM
	PS	NB	NB	ZO	NS	ZO	PM	PS
	PM	NM	NS	PS	NS	ZO	PS	PS
	PB	PS	NS	ZO	NM	ZO	PS	PS



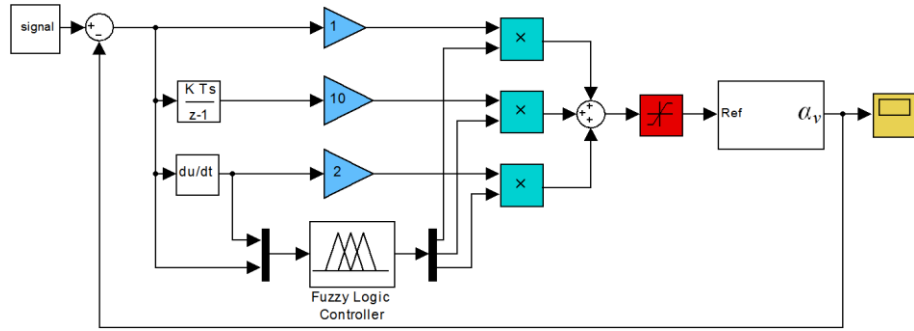
Şekil 5.11 Oransal çarpan için kontrol yüzeyi



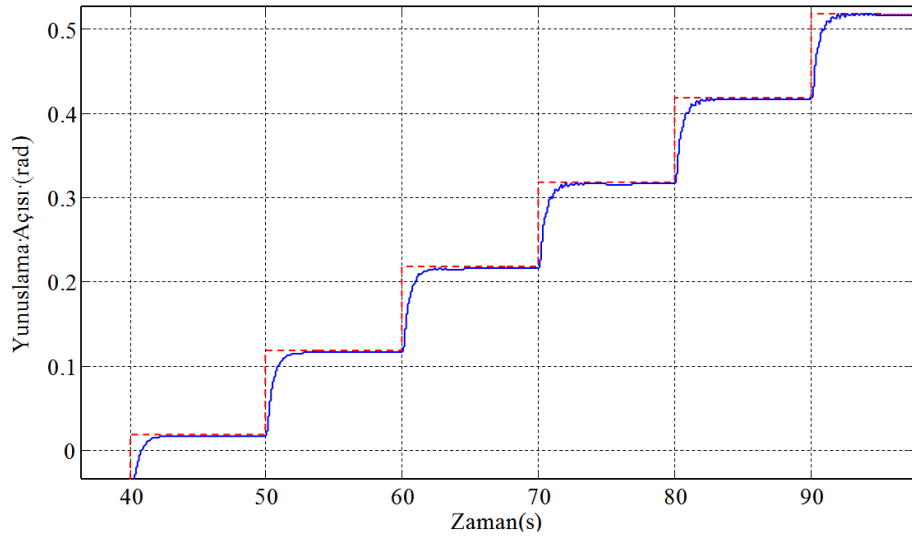
Şekil 5.12 Birikimsel çarpan için kontrol yüzeyi



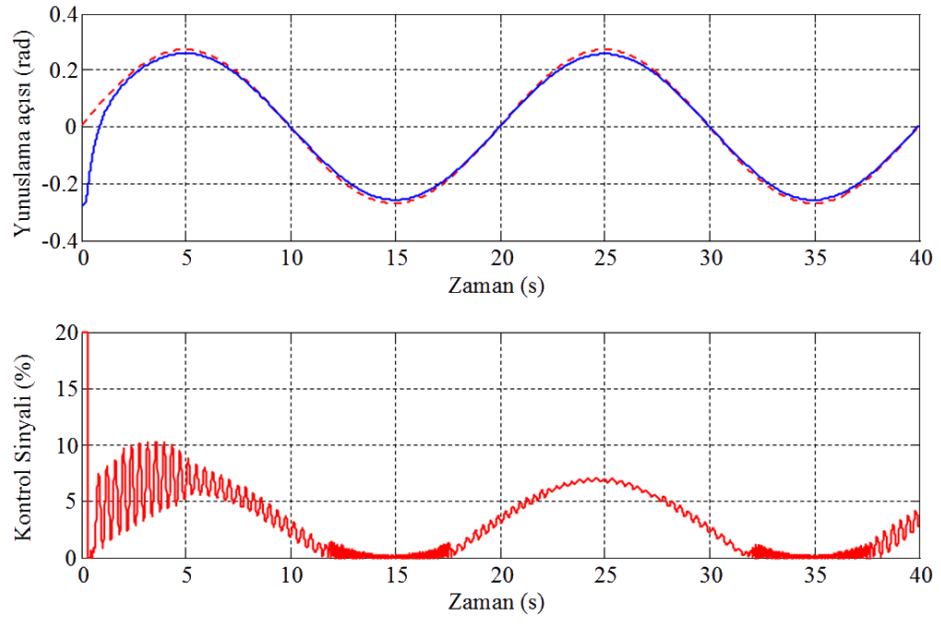
Şekil 5.13 Türevsel çarpan için kontrol yüzeyi



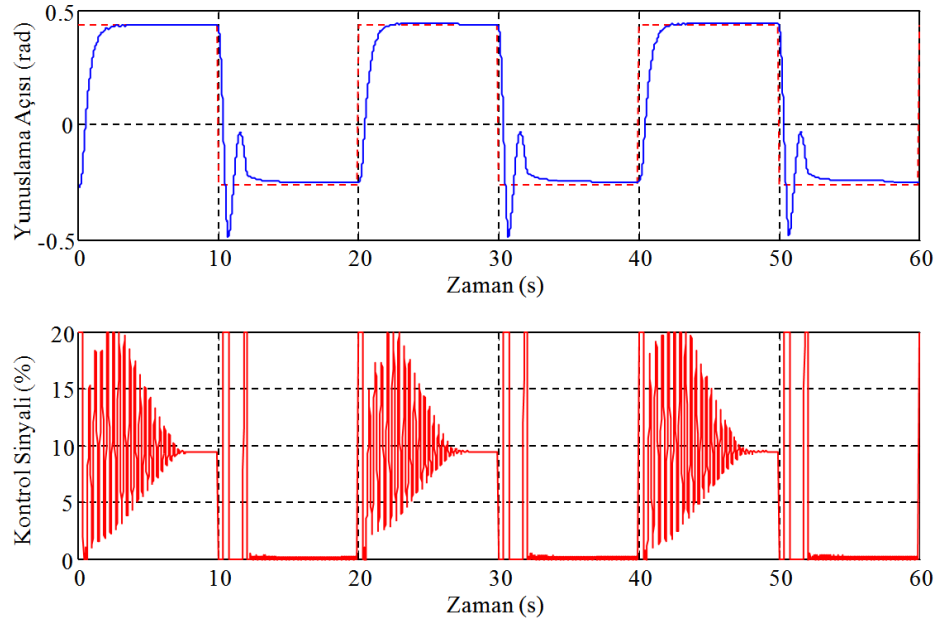
Şekil 5.14. Bulanık kontrol Simulink modeli



Şekil 5.15. Uyarlamalı PID ile yunuslama açısının merdiven cevabı



Şekil 5.16.Uyarlamalı PID ile sinüs referans takibi ve kontrol işareti



Şekil 5.17. Uyarlamalı PID ile kare dalga cevabı ve kontrol işareti

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında İSHS doğrusal olmayan Newton modeli elde edilerek Simulink modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan model GA yardımı ile en iyileştirilmiştir ve simülasyon ve gerçek sistem cevapları karşılaştırılmıştır. Elde edilen model yardımı ile sistemin kararlılığı incelenmiş ve kontrolör tasarımı yapılmıştır.

ISHS dikey ekseninin, ters model ileri beslemeli PID kontrol cevapları incelendiğinde basamak ve basamak olmayan girişlerde oldukça iyi bir kontrol sağlandığı gözlemlenebilir, ne yazık ki aynı durum yatay eksen cevapları için geçerli değildir. Yatay eksen kontrolünde basamak olmayan cevap oldukça başarılı iken basamak cevabı kötü denebilecek seviyelerdedir. Bu farkın oluşmasındaki en büyük sebep, dikey ekseninde doğrusal olmayan sistem modelinin ters çevrilerek sistem kontrolüne yerleştirilmesidir. Bu sayede dikey eksenin doğrusal olmayan sistem davranışı, doğrusal davranış göstermesi sağlanmıştır. Böylelikle doğrusal bir kontrolör olan PID kontrolcüsünden doğrusal olmayan bir sistem üzerinde daha başarılı bir sonuç elde edilmiştir.

Deney düzeneğinin modeline uygulanan diğer kontrol yöntemi olan bulanık mantık sonuçlarına bakıldığında, yukarıda bahsedilen kontrol yönteminden daha başarılı sonuçlar aldığı gözlemlenmektedir. Ancak kontrolörün üzerindeki yük ve kontrol sinyallerinin ani değişimleri dikkate alındığında bulanık mantık uyarlamalı PID kontrolün üzerinde daha fazla çalışılarak geliştirilmesi gerektiği görülmektedir.

Bu çalışmada yeteri kadar irdelenemeyen rota açısının kontrolü için gerekli alt yapı bu araştırmada sağlanmıştır. Ancak, gerek kullanılan işlemcinin gücü, gerekse motorların FDA motoru seçilmesinden kaynaklanan zorluklar rota açısının kontrolü için yeterli başarımda bir kontrolör önerilmesini engellemiştir. Ancak daha referans cevabı daha hızlı motor sürücüler ve daha yüksek işlem hızına sahip bir işlemci ile daha başarılı rota açısı kontrolleri sağlanabileceği düşünülmektedir. Bunun yanında eksenler arası çapraz etkileşimlerin de kontrol algoritmasının içine sokularak dikey eksen kontrolünün de iyileştirilebileceği görülmüştür.

KAYNAKLAR

- [1] http://www.quanser.com/products/2dof_helicopter (Ziyaret tarihi: 01 Ocak 2013).
- [2] <http://www.feedback-instruments.com> (Ziyaret tarihi: 01 Ocak 2013).
- [3] <http://www.humusoft.cz/produkty/models/ce150/> (Ziyaret tarihi: 01 Ocak 2013).
- [4] <http://www.openpilot.org> (Ziyaret tarihi: 01 Ocak 2013).
- [5] Lopez-Martinez M., Vivas C., Ortega M. G., A Multivariable Nonlinear H infinity controller for a laboratory helicopter, *44th IEEE Conference on Decision and Control & European Control Conference*, Sevilla, İspanya, 12-15 Aralık 2005.
- [6] Ahmad S.M, Chipperfield A.J., Tokhi M.O., Dynamic Modelling and optimal Control of a Twin Rotor MIMO System, *IEEE National Aerospace and Electronics Conference*, Ohio, ABD, 12 Ekim 2000.
- [7] Darus I.Z.M., Aldebrez F.M., Tokhi M.O., Parametric Modelling of a Twin Rotor System using Genetic Algorithms, *Control, Communications and Signal Processing*, Roma, İtalya , 2-4 Mayıs 2004.
- [8] Ahmad S.M, Chipperfield A.J., Tokhi M.O., Dynamic modelling and open-loop control of a two-degree-of-freedom twin-rotor multi-input multi-output system, *Institution of Mechanical Engineers Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, Bath, İngiltere, 1 Eylül 2004.
- [9] Rahideh A., Shaheed M.H., Huijberts H.J.C., “Dynamic modelling of a TRMS using analytical and empirical approaches” *Control Engineering Practice*, 2008, **16**, 241-259.
- [10] Rahideh A., Shaheed M.H., Dynamic modelling of a twin rotor MIMO system using grey box approach, *5th International Symposium on Mechatronics and Its Applications*, Amman, Ürdün, 27-29 Mayıs 2008.
- [11] Rahideh A., Shaheed M.H., Mathematical dynamic modelling of a twin-rotor multiple input–multiple output system, *Proceedings of the IMechE, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2007, **221**, 89-101.
- [12] Bingül Z., Sekmen A., Zein-Sabatto S. Evolutionary Approach to Multi-Objective Problems Using Adaptive Genetic Algorithms, *Systems, Man, and Cybernetics, 2000 IEEE International Conference*, 2000, **3**, 1923-1927.

- [13] Biroğul S., Elmas Ç., Çetin A., Planning of the GSM network broadcast control channel with data fusion, *Expert Systems with Applications*, 2011, **38**, 2421-2431.
- [14] Shaik F.A., Purwar S., A Nonlinear State Observer Design for 2-DOF Twin Rotor System Using Neural Networks, *Advances in Computing, Control, & Telecommunication Technologies*, DOI:10.1109/ACT.2009.219.
- [15] Tao C. W., Taur J. S., Chang Y. H., Chang C. W., A novel fuzzy sliding and fuzzy integral sliding controller for the twin rotor MIMO system, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2010, **18**, 893-905.
- [16] Liu T. K., Juang J. G., A Single neuron PID control for twin rotor MIMO system, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, DOI: 10.1109/AIM.2009.5230018.
- [17] Yang J. H., Hsu, W. C., Adaptive backstepping control for electrically driven unmanned helicopter, *Control Engineering Practice*, 2009, **17**, 903-913.
- [18] Rahideh A., Shaheed M. H., Bajodah A. H., Adaptive nonlinear model inversion control of a twin rotor system using artificial intelligence, *IEEE International Symposium on Intelligent Control*, DOI:10.1109/CCA.2007.4389347.
- [19] Mahmoud T. S., Marhaban M. H., Hong, T. S., Ng, S., ANFIS Controller with Fuzzy Subtractive Clustering Method to Reduce Coupling Effects in Twin Rotor MIMO System (TRMS) with Less Memory and Time Usage, *International Conference on Advanced Computer Control*, DOI: 10.1109/ICACC.2009.92.
- [20] Yu Z. R., Yang T. C., Juang J. G., Application of CMAC and FPGA to a twin rotor MIMO system, *ICIEA*, DOI:10.1109/ICIEA.2010.5516812.
- [21] Inoue A., Deng M. C., Harima T., Nakao S., Ueki N., Attitude control system design of a helicopter experimental system, *ICIT 2005*, DOI: 10.1109/ICIT.2005.1600825.
- [22] Juang J. G., Lin R. W., Liu W. K., Comparison of classical control and intelligent control for a MIMO system, *Applied Mathematics and Computation*, **205**, 778-791, 2008.
- [23] Lopez-Martinez M., Diaz J. M., Ortega M. G., Rubio F. R., Control of a laboratory helicopter using switched 2-step feedback linearization, *American Control Conference*, **5**, 4330-4335, 2004.
- [24] Wen P., Lu T. W., Decoupling control of a twin rotor MIMO system using robust deadbeat control technique, *IET Control Theory and Applications*, DOI: 10.1049/IET-CTA:20070335.
- [25] Toha S.F., Tokhi M.O., Dynamic nonlinear inverse model based control of a twin rotor system using adaptive neuro-fuzzy inference system, *UKSim Third European Modelling Symposium on Computer Modeling and Simulation*, DOI:10.1109/EMS.2009.106 .

- [26] Rahideh A., Shaheed M. H., Hybrid fuzzy PID based control of a twin rotor MIMO system, *IECON 2006*, DOI: 10.1109/IECON.2006.347596.
- [27] Rahideh A., Shaheed M. H., Real time hybrid fuzzy-PID control of a twin rotor System, *ICM 2009*, DOI: 10.1109/ICMECH.2009.4957144.
- [28] Aldebraz F. M., Alam M. S., Tokhi M. O., Input-shaping with GA-tuned PID for target tracking and vibration reduction, *ISIC'05*, DOI: 10.1109/.2005.1467063.
- [29] Mofamed Z., Nor M.A.M., Anuar M.A., Manan N.F.A., Internal model control PID for MIMO system", *ICCAE*, 2010, **1**, 692-695.
- [30] Rahideh A., Shaheed M. H., Huijberts H. J. C., Stable adaptive model predictive control for nonlinear systems, *American Control Conference*, DOI: 10.1109/ACC.2008.4586732.
- [31] Anderson D., Eberhardt S., *Understanding Flight*, McGraw-Hill Professional, London, 2001.
- [32] Zadeh L. A., Fuzzy sets, *Information and Control*, 1965, **8**, 338-353.
- [33] Zadeh L. A., Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes, *IEEE Transactions on Systems, man, and Cybernetics*, DOI: 10.1109/TSMC.1973.5408575
- [34] Mamdani E.H., S. Assilian, An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller, *Int. J. Man-Machine Studies*, 1975, **7**, 1-13.
- [35] Mamdani E.H., Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant, *The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1974, **121**, 1585-1588.
- [36] Mamdani E.H., Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers, *Int. J. Man-Machine Studies*, 1976, **8**, 669-678.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Öcal Z.**, Bingül Z., İki Serbestlik Dereceli Helikopter Sisteminin Ters Model Tabanlı Kontrolü, *TOK 2013*, Malatya, Türkiye, 26-28 Eylül 2013.
- [2] **Öcal Z.**, Bingül Z., İki Serbestlik Dereceli Helikopter Sisteminin Modellenmesi ve Parametrelerin Genetik Algoritma Yardımıyla Belirlenmesi, *TOK 2013*, Malatya, Türkiye, 26-28 Eylül 2013.

ÖZGEÇMİŞ

Zafer ÖCAL, Ağustos 1983, Haskova/Bulgaristan doğumludur. İlk ve Orta öğrenimini Adana’da, lise öğrenimini STFA Anadolu Meslek lisesi elektrik bölümünde tamamlamıştır. 2003 yılında kazandığı Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü’nden 2008 yılına mezun oldu. 2009 yılında, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Yüksek Lisans eğitime başlamış ve aynı yıl Makersan Makina’da elektronik AR-GE elemanı olarak işe başlamıştır. 2010 yılında EDS Elektronik’te elektronik AR-GE elemanı olarak iki yıl çalışmış ve 2012 yılında Anadolu ISUZU Otomotiv’de AR-GE elemanı olarak çalışmaya başlamış ve hala orada çalışmaktadır.