

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**AYRIK ZAMAN MODEL REFERANS KAYAN KİP
KONTROL VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İbrahim MUCUK

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR

Mayıs 2018

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AYRIK ZAMAN MODEL REFERANS KAYAN KİP
KONTROL VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İbrahim MUCUK

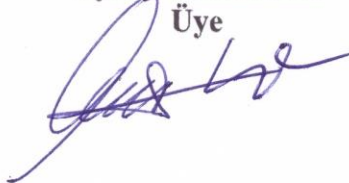
Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ

Bu tez 28/05/2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği / oyçokluğu ile kabul edilmiştir.

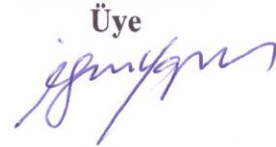
Prof. Dr.
Yaşar BECERİKLİ
Jüri Başkanı



Prof. Dr.
Ayhan ÖZDEMİR
Üye



Doç. Dr.
İrfan YAZICI
Üye



BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

İbrahim MUCUK

08.05.2018

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın gerçekleőtirilmesinde, değerli bilgilerini benimle paylaőan, her zaman destekçim olan, katkıları ile beni yönlendiren, tecrübelerinden yararlandığım danıőmanım Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR'e teőekkürlerimi sunarım.

Bugünlere ulaőmamda büyük emeği olan, öğrenim hayatım boyunca maddi manevi yardımımı esirgemeyen, sürekli desteklerini hissettiğim aileme saygılarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	viii
TABLolar LİSTESİ.....	xi
ÖZET.....	xii
SUMMARY	xiii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2.	
SİSTEM MODELLEMESİ.....	3
2.1. Giriş.....	3
2.2. TRMS.....	4
2.3.TRMS Dinamik Denklemlerinin Elde Edilmesi	7
2.3.1. Dikey düzlem güç devresinin modeli	7
2.3.2. Yatay düzlem güç devresinin modeli.....	8
2.3.3. Ana dc motor modeli	8
2.3.4. Kuyruk dc motor modeli.....	9
2.3.4. Kanatların oluşturduğu gücün modellenmesi	11
2.3.5. Dikey düzlemde TRMS mekanik aksam modeli	12
2.3.5.1. Yer çekimi kuvveti ile oluşan moment.....	12
2.3.5.2. Ana kanadın itme kuvveti ile oluşan moment	13
2.3.5.3. Dikey düzlemdeki sürtünme kuvveti ile oluşan moment.....	14

2.3.5.4. Merkez kaç kuvveti ile oluşan moment.....	14
2.3.5.5. Jiroskop momenti	16
2.3.5.6. Kuyruk motorunun açısal hızının TRMS dikey düzlem açısal hızına etkisi.....	16
2.3.5.7. Dikey düzlemdeki toplam moment	16
2.3.6. Yatay düzlemde TRMS mekanik aksam modeli	17
2.3.6.1. Kuyruk kanadının itme kuvveti ile oluşan moment ..	17
2.3.6.2. Yatay düzlemdeki sürtünme kuvveti ile oluşan moment.....	18
2.3.6.3. Yatay düzlemdeki kablo ağırlıklarının oluşturduğu momentler.....	18
2.3.6.4. Ana motorunun açısal hızının TRMS yatay düzlem açısal hızına etkisi	19
2.3.6.5. Yatay düzlemdeki toplam moment.....	19
2.3.7. TRMS sisteminin tüm durumları	20
2.4. Gri Kutu Modelleme ve Sistem Parametrelerinin Tahmini	21
2.5. Sistemin Lineer Modelinin Elde Edilmesi.....	22
2.6. Siyah Kutu Yaklaşımı ile Lineer Modelin Elde Edilmesi	24
BÖLÜM 3.	
DURUM GÖZLEMLEYİCİ TASARIMI.....	25
3.1. Giriş.....	25
3.2. Gözlenebilirlik	25
3.3. Luenberger Gözlemleyici Tasarımı	26
BÖLÜM 4.	
PID KONTROLÖR TASARIMI	28
4.1. Giriş.....	28
4.2. Parametrik Denklemler ile Ayırık Zaman PID Kontrolör Tasarımı ..	28
4.3. PID Sıfır Atama Yöntemi ile PID Kontrolör Tasarımı.....	30
4.4. Sayısal Modifiye PID Kontrolör.....	31

BÖLÜM 5.	
MODEL REFERANS KAYAN KİP KONTROLÖR TASARIMI	33
5.1. Model Referans Kayan Kip Kontrolör.....	33
BÖLÜM 6.	
TASARIM, SİMULASYON VE GERÇEK ZAMAN SONUÇLAR	37
6.1. TRMS Sistem Modelinin Elde Edilmesi.....	38
6.1.1. Parametrelerin tahmin edilmesi.....	38
6.1.2. Lineer modelin elde edilmesi	45
6.1.3. Siyah kutu modelleme	51
6.2. Gözlemleyici Tasarımı.....	56
6.3. PID Kontrolör Tasarımı	59
6.3.1. Parametrik denklemler ile PID kontrolör tasarımı.....	59
6.3.2. Sıfır atama yöntemi ile PID kontrolör tasarımı	65
6.3.3. Modifiye PID kontrolör uygulaması.....	71
6.4. Model referans kayan kip kontrolör tasarımı	74
BÖLÜM 7.	
SONUÇ VE ÖNERİLER	81
KAYNAKLAR	82
EKLER.....	85
ÖZGEÇMİŞ	87

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

$B_{mv/th}$: Ana/Kuyruk motor viskoz sürtünme katsayısı
$E_{bv/bh}$: Ana/Kuyruk motor zıt elektromotor kuvveti
$F_{v/h}$: Ana/Kuyruk kanatların oluşturduğu güç
g	: Yer çekimi ivmesi
$J_{mv/th}$: Ana/Kuyruk motor atalet momenti
$J_{v/h}$: Dikey/Yatay düzlemdeki atalet momenti
$K_{av/ah}$: Sabit
K_C	: Katsayı
K_D	: Türevci kontrol katsayısı
K_I	: İntegratör kontrol katsayısı
K_P	: Oransal kontrol katsayısı
$K_{1/2}$: Ana/Kuyruk güç katı katsayısı
M_{h1}	: Yatay düzlemdeki itme gücünün oluşturduğu moment
M_{h2}	: Yatay düzlemdeki sürtünme kuvveti momenti
$M_{h3/h4}$: Yatay düzlemdeki kabloların oluşturduğu moment
$M_{v/h}$: Dikey/Yatay düzlemdeki toplam moment
M_{v1}	: Dikey düzlemdeki yer çekime ile momentlerin toplamı
M_{v2}	: Dikey düzlemdeki itme gücünün oluşturduğu moment
M_{v3}	: Dikey düzlem sürtünme momenti
M_{v4}	: Merkezkaç kuvveti momenti
M_{v5}	: Jiroskop momenti
MRSMC	: Model referans sliding mode controler
PID	: proportional integral derivative
$R_{av/ah}$: Ana/Kuyruk motor armatür direnci
TRMS	: Çift pervaneli çok giriş çok çıkışlı sistem

$T_{ev/eh}$: Ana/Kuyruk motor elektriksel momenti
$T_{mv/mh}$: Ana/Kuyruk motor mekanik momenti
$T_{ym/yt}$: Ana/Kuyruk motor yük momenti
V_m/t	: Ana/Kuyruk motor terminal gerilimi
$i_{av/ah}$: Ana/Kuyruk motor armatür akımı
$k_{chp/n}$: Sabit
$k_{cvp/n}$: Sabit
$k_{fhp/fhn}$: Sabit
$k_{fvp/fvn}$: Sabit
k_g	: Jiroskop katsayısı
k_m/t	: Sabit
$k_{thp/thn}$: Sabit
$k_{tvp/tvn}$: Sabit
$k_{vfv/vfh}$: Dikey/Yatay düzlemdeki viskoz sürtünme katsayısı
l_b	: Denge çubuğu uzunluğu
l_{cb}	: Denge ağırlığının birleşme noktasına uzaklığı
l_m	: Çubuğun ana bölümünün uzunluğu
l_t	: Çubuğun kuyruk bölümünün uzunluğu
m_b	: Denge çubuğu kütlesi
m_{cb}	: Denge ağırlığı kütlesi
m_m	: Çubuğun ana bölümünün kütlesi
$m_{mr/tr}$: Ana/Kuyruk motor kütlesi
$m_{ms/ts}$: Ana/Kuyruk koruma kabı kütlesi
m_t	: Çubuğun kuyruk bölümünün kütlesi
O	: Gözlenebilirlik matrisi
s_v/h	: TRMS sisteminin kublaj etkisiz dikey/yatay düzlem açısal hızı
t_s	: Yerleşme zamanı
$u_{1/2}$: Ana/Kuyruk Kontrol işareti
w_n	: Doğal açısal frekans
Ω_v/h	: TRMS sisteminin dikey/yatay düzlem açısal hızı

α_h	:	Sapma Açısı
α_v	:	Yükselme Açısı
$\omega_{m/t}$:	Ana/Kuyruk motor açısal hızı
ξ	:	Sönüm oranı
$\%Mp$:	Yüzde Aşım

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. İnsansız helikopter	1
Şekil 2.1. TRMS mekanik parçaları [3].	4
Şekil 2.2. TRMS gerçek görünümü [3].	5
Şekil 2.3. TRMS bilgisayar bağlantı şeması [5].	5
Şekil 2.4. TRMS alt sistemleri	7
Şekil 2.5. Ana DC motor eş değer devresi	8
Şekil 2.6. Ana DC motor simülasyon devresi	9
Şekil 2.7. Kuyruk motoru eş değer devresi	10
Şekil 2.8. Kuyruk motoru simülasyon devresi	10
Şekil 2.9. Ana pervanenin ürettiği güç simülasyonu.....	11
Şekil 2.10. Kuyruk pervanesinin ürettiği güç simülasyonu	12
Şekil 2.11. TRMS önden görünüşü	13
Şekil 2.12. TRMS ana kanat gücü kuvvet yönü.....	14
Şekil 2.13. Merkezkaç kuvvetinin oluşturduğu moment	15
Şekil 2.14. Dikey düzlem mekanik aksam simülasyon devresi	17
Şekil 2.15. Kuyruk kanadının oluşturduğu güç.....	18
Şekil 2.16. TRMS yatay düzlem mekanik aksam simülasyon devresi	20
Şekil 2.17. Parametre tahmini blok diyagramı.....	22
Şekil 3.1. Durum gözlemleyici blok diyagramı	26
Şekil 4.1. Ayırık zaman kapalı çevrim blok diyagramı.....	28
Şekil 4.2. Geri beslemeli kapalı çevrim blok diyagramı	30
Şekil 4.3. Ayırık zaman modifiye PID kapalı çevrim blok diyagramı.....	32
Şekil 5.1. Ayırık zaman model referans kayan kip kontrolör blok diyagramı.....	36
Şekil 6.1. TRMS sistemi lineer olmayan simülasyon devresi.....	38
Şekil 6.2. TRMS gerçek zaman sistemden veri toplama devresi	40
Şekil 6.3. (a) av çıkışı (b) ah çıkışı (c) $u1$ girişi (d) $u2$ girişi.....	40

Şekil 6.4. (a) α_v çıkışı için oluşturulan simülasyon devresi gerçek zaman sistem karşılaştırılması (b) α_h çıkışı için oluşturulan simülasyon devresi gerçek zaman sistem karşılaştırılması	42
Şekil 6.5. (a)Deney 1 girişi için α_v simülasyon/gerçek zaman karşılaştırılması(b) Deney 1 girişi için α_h simülasyon/gerçek zaman karşılaştırılması	43
Şekil 6.6. (a)Deney 2 girişi için α_v çıkışı simülasyon/gerçek zaman karşılaştırılması (b)Deney 2 girişi için α_h çıkışı simülasyon/gerçek zaman karşılaştırılması	44
Şekil 6.7. Lineer transfer fonksiyonları ile TRMS sistemi	48
Şekil 6.8. Lineerleştirme doğrulama simülasyonu	50
Şekil 6.9. (a) α_v çıkışı (b) α_h çıkışı	51
Şekil 6.10. (a)Siyah kutu yaklaşımı deney 1 α_v çıkışı (b) Siyah kutu yaklaşımı deney 1 α_h çıkışı	52
Şekil 6.11. (a) Siyah kutu yaklaşımı deney 2 α_v çıkışı (b)Siyah kutu yaklaşımı deney 2 α_h çıkışı	53
Şekil 6.12. (a)Gri/siyah kutu modelleme karşılaştırması α_v çıkışı (b)Gri/siyah kutu modelleme karşılaştırması α_h çıkışı.....	55
Şekil 6.13. Gözleyici Simülasyon devresi	57
Şekil 6.14. (a) S_v durumu Gözleyici/simülasyon karşılaştırması (b) w_t durumu Gözleyici/Simülasyon karşılaştırması	58
Şekil 6.15. Gerçek zaman gözleyici devresi	58
Şekil 6.16. (a)Gözlenen/Gerçek zaman α_v çıkışı karşılaştırması (b)Gözlenen /Gerçek zaman α_h çıkışı	58
Şekil 6.17. TRMS ayırık zaman PID kapalı çevrim blok diyagramı	59
Şekil 6.18. (a)PID kontrolör simülasyon devresi (b)PID1 bloğunun içi (c) PID2 bloğunun içi	61
Şekil 6.19. (a)Gerçek zaman PID kontrolör (b) PID1 bloğunun içi (c) PID2 bloğunun içi	62
Şekil 6.20. (a)Referans 1 α_v çıkışı (b)Referans 1 α_h çıkışı	63
Şekil 6.21. (a)Referans 2 α_v çıkışı (b)Referans 2 h çıkışı.....	63
Şekil 6.22. (a)Referans 3 α_v çıkışı (b)Referans 3 α_h çıkışı	64
Şekil 6.23. (a)Referans 4 α_v çıkışı (b)Referans 4 α_h çıkışı	65

Şekil 6.24. (a)TRMS sıfır atama PID simülasyon devresi (b)PID bloğu içi (c)PID1 bloğunun içi	67
Şekil 6.25. (a)Gerçek zaman TRMS sıfır atama PID devresi (b)PID1 bloğunun içi (c) PID2 bloğunun içi	67
Şekil 6.26. (a)Referans 1 αv çıkışı (b)Referans 1 αh çıkışı	68
Şekil 6.27. (a)Referans αv çıkışı (b)Referans 2 αh çıkışı	69
Şekil 6.28. (a)Referans 3 αv çıkışı (b)Referans 3 αh çıkışı	70
Şekil 6.29. (a)Referans 4 αv çıkışı (b)Referans 4 αh çıkışı	71
Şekil 6.30. TRMS ayrık zaman modifiye PID blok diyagramı.....	72
Şekil 6.31. (a)Modifiye PID gerçek zaman devresi (b)PID1 bloğunun içi (c) PID2 bloğunun.....	72
Şekil 6.32. (a)Modifiye/Klasik PID karşılaştırması αv çıkışı (b) Modifiye/Klasik PID karşılaştırması αh çıkışı	73
Şekil 6.33. (a)Dikey düzlem TRMS model referans kayan kontrolör simülasyon devresi (b)Gerçek sistem alt bloğu için	77
Şekil 6.34. Model referans kayan kip kontrolör αv sonucu.....	78
Şekil 6.35. (a)Yatay düzlem TRMS model referans kayan kontrolör simülasyon devresi (b)Gerçek sistem alt bloğu içi	79
Şekil 6.36. Model referans kayan kip kontrolör αh sonucu.....	80

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 6.1. TRMS sistem parametreleri	39
Tablo 6.2. Parametre tahmini sonuçları	42
Tablo 6.3. Açık çevrim sistem için farklı giriş değerleri	43
Tablo 6.4. Referans işaretler	62

ÖZET

Anahtar kelimeler: PID, model referans kayan kip, modelleme, lineerleştirme, Çift pervaneli çok girişli çok çıkışlı sistem

Bu çalışmada PID ve model referans kayan kip kontrolörleri lineer olmayan karakteristiğe sahip, helikopter simülatörü olan çift pervaneli çok girişli çok çıkışlı (TRMS) sisteme uygulanmıştır. Sistemin modellenmesinde iki farklı modelleme tekniği kullanılmış, modelleme sonuçları karşılaştırılmış ve kontrolör tasarımı için uygun model seçilmiştir. Seçilen model kullanılarak PID ve model referans kayan kip kontrolör tasarımları yapılmış ve tasarlanan kontrolörlerin performansları karşılaştırılmıştır.

Modelleme aşamasında ilk olarak TRMS sisteminin lineer olmayan modeli Newtonian yaklaşımı kullanılarak elde edilmiştir. Sistemin bilinmeyen parametreleri gerçek zaman giriş/çıkış verileri ve lineer olmayan durum denklemleri kullanılarak kestirilmiştir. Lineer olmayan model belli bir çalışma bölgesinde lineerleştirilmiştir. İkinci modelleme yöntemi olarak siyah kutu yaklaşımı kullanılmıştır. ARX model yapısı seçilerek sistemin giriş ve çıkış verilerinden sistemin belli çalışma bölgesinde lineer modeli elde edilmiştir. Bu modelleme yöntemlerinin performansları karşılaştırılmıştır.

Kontrolör tasarımında ilk olarak belirlenen model üzerinden iki farklı yöntem ile PID kontrolör tasarlanmıştır. Bu kontrolörlerin gerçek zaman/simülasyon sonuçları elde edilmiştir. PID tasarım yöntemleri karşılaştırılmıştır. İkinci olarak model referans kayan kip kontrolör tasarımı yapılmıştır. Model referans kayan kip kontrolör simülasyon sonuçları elde edilmiştir ve PID kontrolör ile karşılaştırılması yapılmıştır.

DISCRETE TIME MODEL REFERENCE SLIDING MODE CONTROL AND APPLICATION

SUMMARY

Keywords: PID, model reference sliding mode, modelling, linearization, twin rotor MIMO system

In this study, PID and model reference sliding mode controllers are applied to the Twin Rotor MIMO system (TRMS), which has a non-linear characteristic and is a helicopter simulator. In the modeling of the system, two different modeling techniques are used, the modeling results are compared and a more suitable model is chosen for the controller design. PID and MRSMC designs are made using the selected model and the performances of the designed controllers are compared.

In the modeling phase, the nonlinear model of the TRMS system was first obtained using the Newtonian approach. Unknown parameters of the system are estimated using real time input / output data and nonlinear state equations. The nonlinear model is linearized in a particular workspace. The second modeling method is the black box approach. ARX model structure is selected and the linear model is obtained in the specific working region of the system from the input/output data of the system. The performances of these modeling methods are compared.

Firstly in the controller design, The PID controller is designed by two different methods on the model which is determined. Real time / simulation results of these controllers have been obtained and PID design methods are compared. Secondly, the model reference sliding mode controller is designed. Model reference sliding mode controller simulation results are obtained and compared with PID controller.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Helikopterler dikey olarak havalanabilen ve iniş yapabilen, havada asılı kalabilen hava araçlarıdır. Bu özellikleri helikopterlere farklı özellikteki alanlara iniş yapabilme ve havalanma kabiliyeti ve farklı amaçlar için kullanım esnekliği kazandırmaktadır. Helikopterler arama kurtarma faaliyetlerinde, tıbbi tahliyelerde, askeri operasyonlarda, personel taşıma hizmetlerinde, yangın söndürme faaliyetleri gibi birçok farklı alandan kullanılmaktadır. Helikopterlerin farklı şartlarda ve durumlarda kullanımını ile helikopterlerin kontrolü helikopter tasarım tarihinin başından beri anlaşılması ve geliştirilmesi gereken bir problem olmuştur [1]. Günümüzde gelişen teknolojiye paralel olarak insansız hava araçları kullanımı oldukça yaygınlaştı. İnsansız hava araçları sinemacılık, sınır güvenliği, silahlı araçlar, meteorolojik veri toplama gibi birçok farklı alanda kullanılmaktadır. Bu gelişmelerle hava araçlarının kontrolü konusu önem kazanmıştır. Şekil 1.1.'de insansız bir hava aracı fotoğrafı gösterilmektedir.



Şekil 1.1. İnsansız helikopter

Şekil 2.2. ile gösterilen çift pervaneli çok girişli çok çıkışlı (TRMS) sistemi uçmasa da helikopter dinamiği ile motorları arasındaki kublaj, aşırı lineersizlik gibi belirgin benzerlikleri bulunmaktadır. TRMS sistemi bu benzerlikler sayesinde modern kontrol yöntemlerinin uygulanması için güzel bir platform oluşturmaktadır.

Tasarlanacak kontrolörün istenen şartlarda çalışması için sistem modellemesi en önemli aşamalardan biridir. Sistemle ilgili ön bilgiye bağlı olarak sistem beyaz kutu, siyah kutu veya gri kutu yaklaşımları kullanılarak modellenenabilir. Bölüm 2.'de TRMS sistemi tanımlanmış, sistemin lineer olmayan durum denklemleri elde edilmiştir. Sistemin bilinmeyen parametreleri tahmin edilme yöntemi anlatılmıştır. Sistem lineerleştirme ve siyah kutu yaklaşımı anlatılmaktadır.

TRMS sistemini oluşturan durumların tamamı ölçülmemektedir. Durum geri beslemeli kontrolör tasarımı yapabilmek için sistemin tüm durumlarının bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Bölüm 3.'te tasarlanan Luenberger gözleyici tasarımı anlatılmaktadır.

Bölüm 4.'te kontrol sistemleri tasarımında yaygın olarak kullanılan PID kontrolör için iki farklı tasarım yöntemi anlatılmaktadır. Parametrik denklemler yardımı ile yapılan ayrık zaman PID kontrolör tasarımı hesap kolaylığı sağlamaktadır.

PID kontrolör sistemdeki belirsizliklere karşı iyi sonuçlar verememektedir. Model referans kayan kip kontrolör sistem belirsizliklerine karşı dayanıklıdır ve lineer olmayan bir sistemi lineer bir sistem gibi kontrol etmektedir. Bölüm 5.'te model referans kayan kip kontrolör tasarım aşamaları anlatılmaktadır.

Bölüm 6. yapılan tasarımların, simülasyonların ve gerçek zaman deneylerin sonuçlarının verildiği bölümdür.

Bölüm 7.'de yapılan tasarımların sonuçları karşılaştırılmakta ve gelecek çalışmalar için önerilerde bulunmaktadır.

BÖLÜM 2. SİSTEM MODELLEMESİ

2.1. Giriş

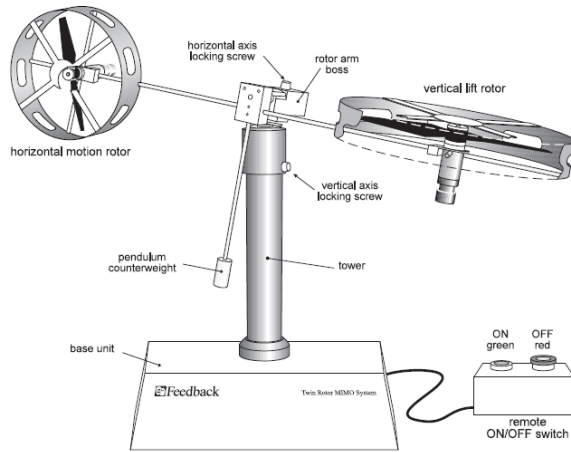
Kontrol sistemleri tasarımında modelleme aşaması çoğu modern kontrol yönteminin ilk ve temel aşamasını oluşturmaktadır. Bir sistemin matematik modeli sistemin dinamikliklerini tamamen ya da yaklaşık olarak ifade eden denklemlerdir. Sistemler yapılan yaklaşıklara, kullanılan modelleme yöntemine göre pek çok farklı şekilde modellenebilir. Yapılan modellemenin doğruluğu tasarlanan kontrolörün performansını doğrudan etkilediği için modelleme aşamasında doğrulama yapılmalıdır [2].

Matematik modellemede sistemle ilgili ön bilgiye göre beyaz kutu, siyah kutu veya gri kutu modelleme yaklaşımları kullanılmaktadır. Beyaz kutu yaklaşımı sistemin davranışının matematiksel olarak ifade edildiği ve tüm parametrelerin bilindiği durumda kullanılmaktadır. Siyah kutu yaklaşımında ise sistem modellemede sadece giriş ve çıkış verileri kullanılmaktadır. Bu iki yöntemin birleşimi olan gri kutu modelleme ise sistemle ilgili dinamik davranışın bilindiği ancak sistemin tüm ya da bazı parametrelerinin bilinmediği durumda kullanılır. Bu yöntemde bilinmeyen parametreler sistemin giriş çıkış verileri kullanılarak tahmin edilmektedir.

Bu bölümde Newtonian yaklaşımı ile TRMS dinamik denklemleri elde edilmiştir. Sistemin giriş ve çıkış verileri kullanılarak bu denklemlerdeki bilinmeyen parametre tahmin edilmiştir. Elde edilen lineer olmayan model belli bir çalışma noktası etrafında lineerleştirilmiştir. Ayrıca siyah kutu yaklaşımını kullanılarak sistemin lineer modeli giriş ve çıkış verileri kullanılarak elde edilmiştir. Bölüm 2.2.'de TRMS sistemi detaylı olarak açıklanmaktadır.

2.2. TRMS

Şekil 2.1. ve Şekil 2.2.'de gösterilen TRMS kontrol deneyleri için geliştirilen iki girişli iki çıkışlı bir platformdur [3]. Sistem serbest çubuğunun her iki ucunda bulunan, birbirine dik pervaneler sayesinde hem yatay hem de dikey düzlemde hareket edebilmektedir. Pervaneler DC motorlar ile döndürülmektedir. Pervanelerin ürettiği kuvvet ile sistemin yatay eksen ile yaptığı α_v açısı ve dikey eksenle yaptığı α_h açısı kontrol edilmektedir. Sistemde bulunan kanatların etrafı koruyucu ile kapatılarak kanatların etrafa çarpması önlenmiştir. Sistemi kararlı halde tutmak için sisteme serbest çubuğa dik olarak bir denge çubuğu ve ağırlığı eklenmiştir. Denge ağırlığının denge çubuğu üzerindeki konumu değiştirilebilmektedir ve bu değişim sistemin dinamiğini etkilemektedir.

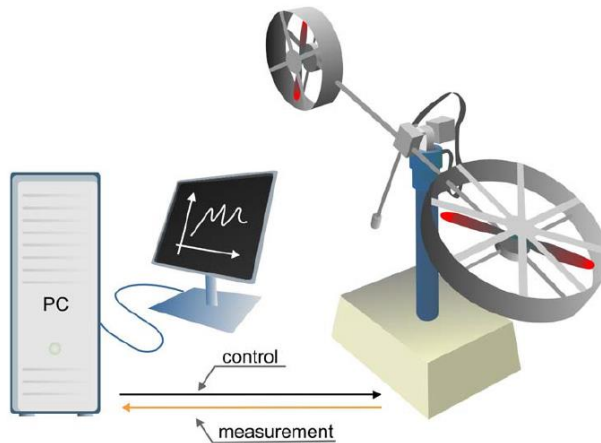


Şekil 2.1. TRMS mekanik parçaları [3].



Şekil 2.2. TRMS gerçek görünümü [3].

Serbest çubuğun denge noktası ile olan açıları denge noktasına yerleştirilen iki adet pozisyon sensörü ile ölçülmektedir. Sistemin diğer durumları ise ölçülmemektedir. TRMS'nin gerçek zaman kontrolü için PCL-812 I-O kartı bulunan bir bilgisayar kullanılmaktadır [4]. TRMS toolbox ve Real-time kernel(RTK) sayesinde sistem MATLAB/Simulink tabanlı olarak kontrol edilmekte ve farklı kontrolörler uygulama imkanı sağlamaktadır. Deney düzeneği Şekil 2.3.'de gösterilmektedir.



Şekil 2.3. TRMS bilgisayar bağlantı şeması [5].

TRMS sistemi bazı durumlarda bir helikopter ile aynı dinamik davranışa sahiptir. TRMS sisteminde bir helikopterde olduğu gibi yüksek derecede lineersizlik ve belirgin

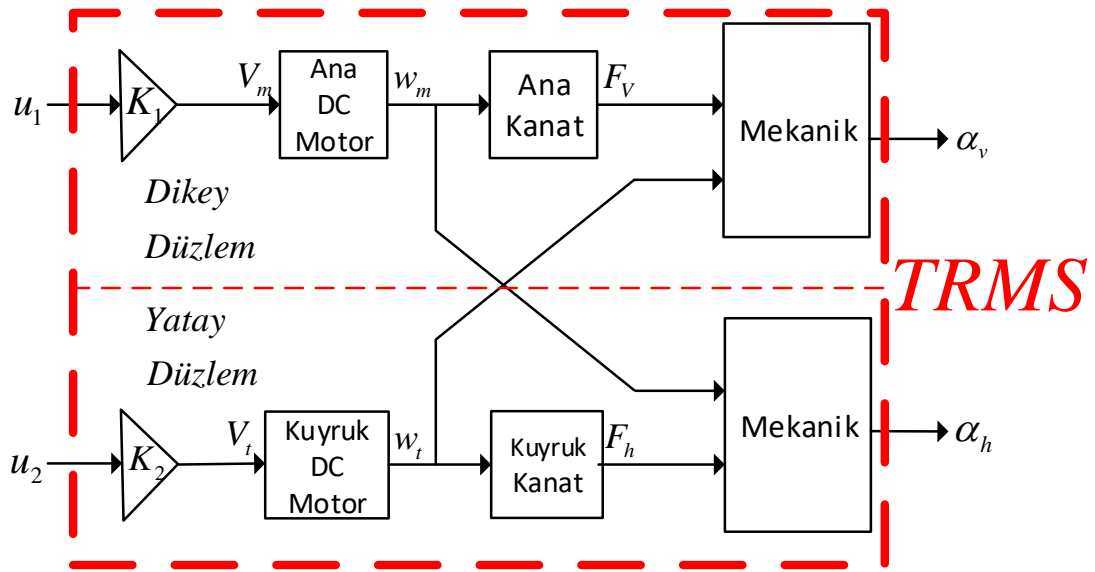
bir kublaj etkisine sahiptir. TRMS sisteminde kanatların ürettiği kuvvet kanatları döndüren motorların dönme hızlarının değişmesi ile değişmektedir. Bu yüzden sistemin kontrol giriş işaretlerini kuyruk ve ana motor besleme gerilimleridir. Tipik bir helikopterde kanatların ürettiği kuvvet değişimi ise kanatların açıları değiştirilerek sağlanmaktadır. TRMS sisteminde denge noktası iki motorun ortasındadır. Helikopterde ise denge noktası ana pervanenin üstündedir [6],[7].

TRMS sisteminin modellenmesi için farklı yöntemler ve basitleştirmeler kullanılmaktadır. Üretici firma tarafından [3]'de verilen model sistem dinamiklerini tam olarak takip etmemektedir. [7]' de TRMS sisteminin modellenmesi için newtoian ve Lagrangian yöntemleri ile sistem modeli elde edilmiştir. [8]' Rotondo TRMS sistemini LPV modelleme yöntemi kullanarak modellemiştir. TRMS sisteminin lagrangian metodu ile en gelişmiş modeli [9]'de yapılmıştır. TRMS sistemi için lagrangian modelleme yöntemi newtonian modelleme yöntemine göre değeri bilinmeyen sürtünme parametreleri gibi parametreler gelmediği için daha uygun durmaktadır. Ancak gelişen optimizasyon yöntemleri ile bilinmeyen parametrelerin tahmini sonucunda iki yöntem yaklaşık olarak aynı sonuçları vermektedir. [10]–[12] çalışmalarında sistemin bilinmeyen parametreleri sezgisel yöntemler kullanılarak tahmin edilmiştir.

Bu çalışmada TRMS sisteminin modellenmesi için farklı iki yöntem kullanılmıştır. İlk olarak Newtonian yaklaşımı kullanılarak sisteme ait dinamik denklemler elde edilmiş, sistemde bulunan bazı parametreler bilinmediği için gerçek sistemin giriş ve çıkış dataları kullanılarak parametre tahmini yapılmış, elde edilen lineer olmayan denklemler belli bir çalışma noktası etrafında lineerleştirilmiş ve sistemin lineer durum uzay modeli ve transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Ayrıca siyah kutu yaklaşımı ile sistemin sadece giriş ve çıkış datalarını kullanarak sistem modeli elde edilmiştir. Elde edilen iki modelin karşılaştırılması yapılmaktadır.

2.3.TRMS Dinamik Denklemlerinin Elde Edilmesi

Sistemin dinamik denklemleri elde edilirken sistemin modellenmesinin daha kolay anlaşılması için TRMS sistemi Şekil 2.4.'de gösterildiği gibi dikey düzlem ve yatay düzlem olmak üzere iki alt sisteme ayrılmıştır. Bu alt sistemleri hem yatay hem de dikey düzlemlerde olmak üzere bilgisayar ve motorlar arasında bulunan güç devreleri, DC motorlar, pervanelerin ürettiği kuvvetler ve yatay/dikey düzlem mekanik aksam oluşturmaktadır.



Şekil 2.4. TRMS alt sistemleri

TRMS sistemini oluşturan alt sistemler aşağıdaki başlıklarda detaylı olarak anlatılmaktadır.

2.3.1. Dikey düzlem güç devresinin modeli

Güç devresinin giriş sinyali olan bilgisayarın ürettiği u_1 işareti elektrik motorunu sürememektedir. u_1 işaretinin gerilim değerleri -2.5 V ve 2.5 V arasında değişmektedir. Bu sinyal motoru döndürmesi için bir güç devresi kullanarak gerekli güce dönüştürülmek zorundadır. Bu alt sistemin girişi ve çıkışı arasındaki ilişki denklem 2.1 ile ifade edilebilir.

$$V_m = u_1 K_1 \quad (2.1)$$

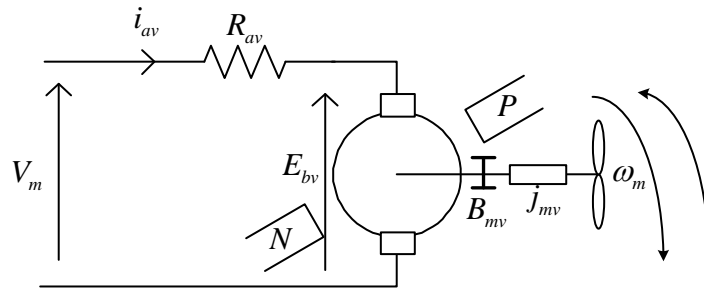
2.3.2. Yatay düzlem güç devresinin modeli

Dikey düzlem güç devresinde olduğu gibi yatay düzlem güç devresinin giriş işareti U_2 motor giriş gerilimi olan V_t 'ye dönüştürülmektedir. Yatay düzlem güç devresinin girişi ve çıkışı arasındaki ilişki denklem 2.2 ile ifade edilebilir.

$$V_t = u_2 K_2 \quad (2.2)$$

2.3.3. Ana dc motor modeli

TRMS sisteminde kullanılan Dc makine eşdeğer devresi Şekil 2.5.'de verilmiştir. Dc makine modelinde L_{av} armatür endüktansı sıfır alınarak alt sistem basitleştirilmiştir.



Şekil 2.5. Ana DC motor eş değer devresi

Şekil 2.5.' de verilen DC motor eşdeğer devresinin elektrik kısmında Kirchhoff gerilim yasası uygulanırsa denklem 2.3 elde edilir. Üretilen elektriksel moment armatür akımına bağlı olarak değişmektedir. Dc motorda üretilen elektriksel moment denklem 2.4.'de verilmiştir. Motorun mekanik denklemleri Newton'un 2. Hareket yasası uygulanarak denklem 2.5'te gösterilmiştir. Endüklenen zıt elektromotor gerilimi denklem 2.6 ile ifade edilmiştir. Kanatların motor üzerinde oluşturduğu yük momenti ise [7]'de verildiği gibi denklem 2.7'de gösterilmiştir.

$$V_m(t) = R_{av}i_{av}(t) + E_{bv}(t) \quad (2.3)$$

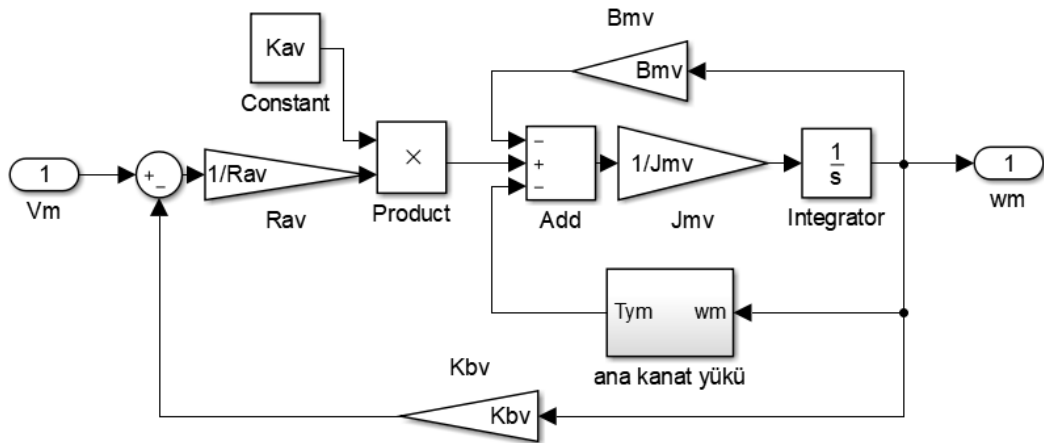
$$T_{ev}(t) = K_{av}i_{av}(t) \quad (2.4)$$

$$T_{mv}(t) = J_{mv} \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_{mv}\omega_m(t) + T_{ym} \quad (2.5)$$

$$E_{bv}(t) = K_{bv}\omega_m(t) \quad (2.6)$$

$$T_{ym} = \begin{cases} k_{tvp}\omega_m|\omega_m| & \omega_m \geq 0 \\ k_{tvn}\omega_m|\omega_m| & \omega_m < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

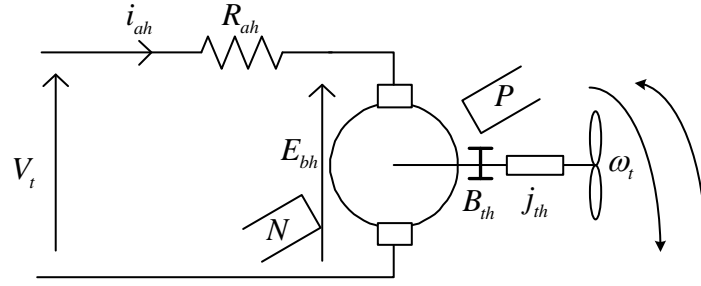
Şekil 2.6.'te denklem 2.3-2.7 'ye göre kurulan simülasyon devresi gösterilmektedir.



Şekil 2.6. Ana DC motor simülasyon devresi

2.3.4. Kuyruk dc motor modeli

Şekil 2.7.'de eş değer devresi verilen kuyruk dc motoru da ana dc motorda olduğu gibi L_{ah} armatür endüktansı sıfır alınarak basitleştirilmiştir.



Şekil 2.7. Kuyruk motoru eş değer devresi

Kuyruk dc motorunun dinamik denklemleri denklem 2.8 ve denklem 2.12 arasında verilmektedir.

$$V_t(t) = R_{ah}i_{ah}(t) + E_{bh}(t) \quad (2.8)$$

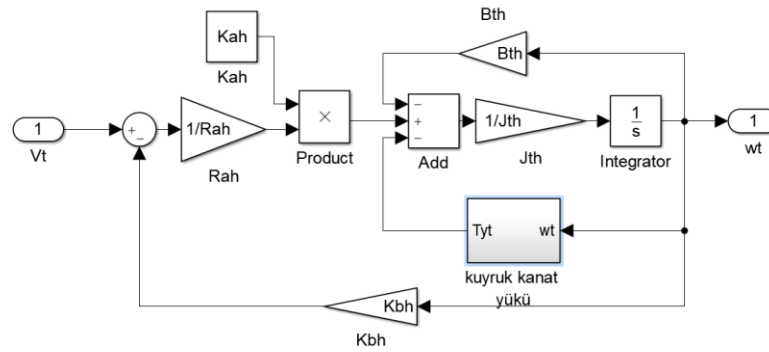
$$T_{eh}(t) = K_{ah}i_{ah}(t) \quad (2.9)$$

$$T_{mh}(t) = J_{th} \frac{d\omega_t(t)}{dt} + B_{th}\omega_m(t) + T_{yt} \quad (2.10)$$

$$E_{bh}(t) = K_{bh}\omega_t(t) \quad (2.11)$$

$$T_{yt} = \begin{cases} k_{thp}\omega_t|\omega_t| & \omega_t \geq 0 \\ k_{thn}\omega_t|\omega_t| & \omega_t < 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

Şekil 2.8.'de kuyruk motoru için kullanılan simülasyon devresi gösterilmektedir.



Şekil 2.8. Kuyruk motoru simülasyon devresi

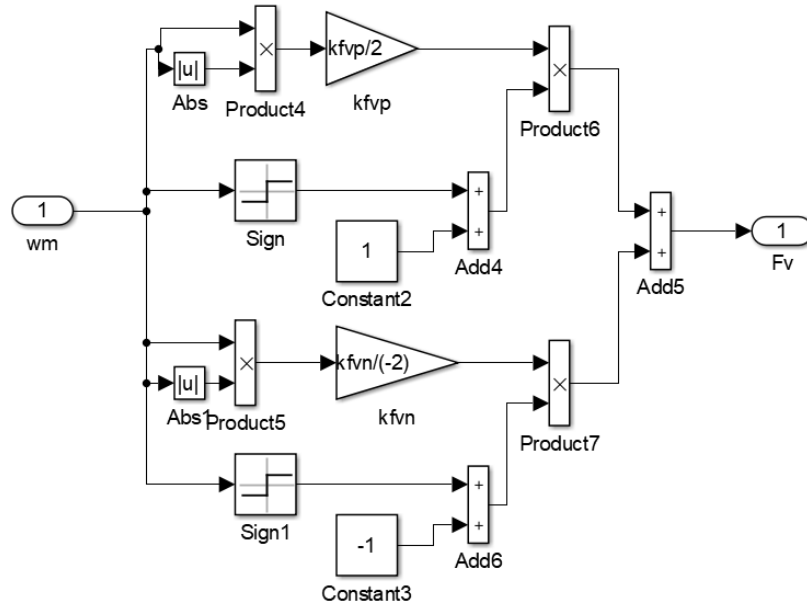
2.3.4. Kanatların oluşturduğu gücün modellenmesi

Dc motorlara bağlanan pervaneler dc motorların dönme hızını serbest çubuğa yatay ve dikey düzlemde etki eden kuvvetlere döndürmektedir. Her iki düzlemde motorların dönme hızına göre üretilen kuvvetlerin büyüklükleri denklem 2.13 ve denklem 2.14 ile verilmektedir [7]. Simülasyon devreleri Şekil 2.9. ve Şekil 2.10.'da verilmektedir.

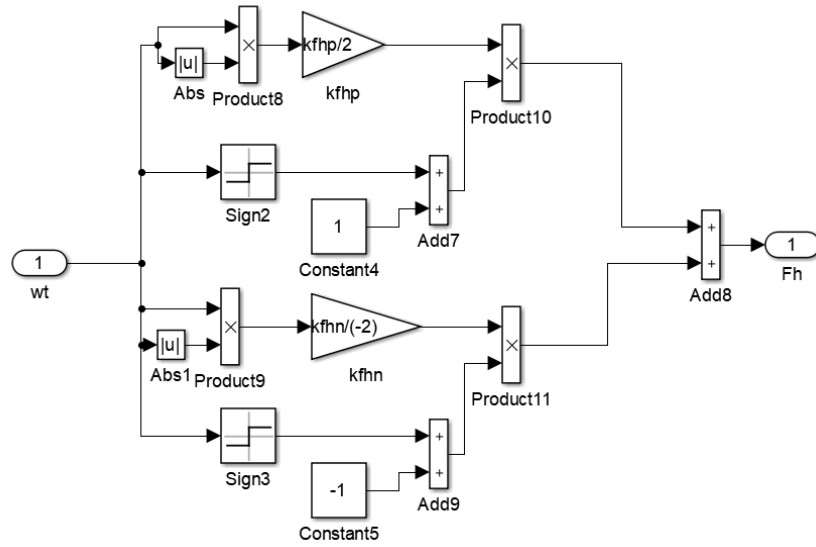
$$F_v = \begin{cases} k_{fvp} \omega_m |\omega_m| & \omega_m \geq 0 \\ k_{fvn} \omega_m |\omega_m| & \omega_m < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

$$F_h = \begin{cases} k_{fhp} \omega_t |\omega_t| & \omega_t \geq 0 \\ k_{fhn} \omega_t |\omega_t| & \omega_t < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

Denklem 2.13 ve 2.14'teki kat sayılar k_{fvp} , k_{fvn} , k_{fhp} ve k_{fhn} parametreleri tahmini ile elde edilmiştir.



Şekil 2.9. Ana pervanenin ürettiği güç simülasyonu



Şekil 2.10. Kuyruk pervanesinin ürettiği güç simülasyonu

2.3.5. Dikey düzlemde TRMS mekanik aksam modeli

Bu bölümde TRMS sistemine dikey düzlemde etki eden momentler bulunmuş ve Newton'un ikinci hareket yasası kullanılarak serbest çubuğun dikey düzlemdeki açısal hızı ve açısının dinamik denklemleri elde edilmiştir.

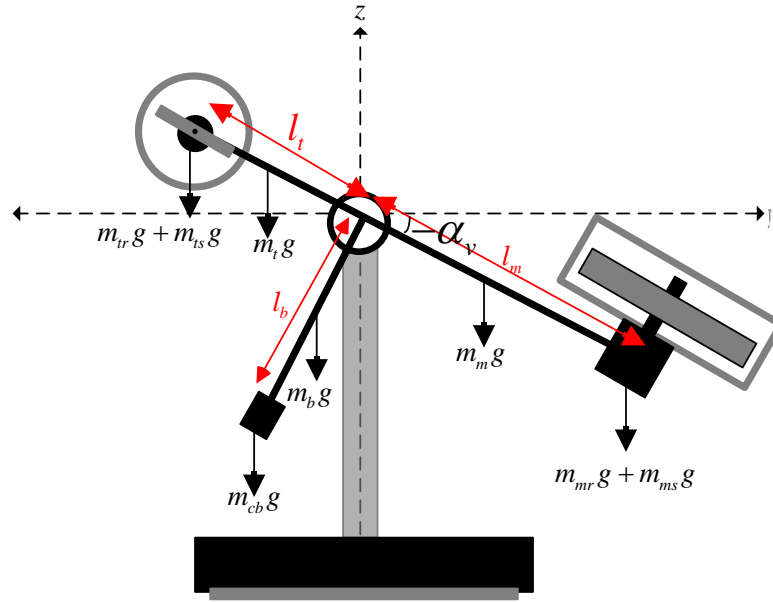
$$M_v = J_v \frac{d^2 \alpha_v}{dt^2} \quad (2.15)$$

M_v - Dikey düzlemde çubuğa etki eden toplam moment

J_v - Çubuğun dikey düzlemdeki atalet momenti toplamı

2.3.5.1. Yer çekimi kuvveti ile oluşan moment

TRMS sistemine Şekil 2.11.'de olduğu gibi önden baktığımızda sisteme etki eden yerçekimi kuvvetleri kuyruk motor ve korumasının, kuyruk çubuğunun, denge çubuğu ve denge ağırlığının, ana motor ve korumasının, ana çubuğun ağırlıklarından dolayı oluşmaktadır.



Şekil 2.11. TRMS önden görünüşü

Bu yer çekimi kuvvetlerinin dikey düzlemde oluşturdukları toplam moment denklem 2.16 ile gösterilmiştir.

$$M_{v1} = g \left\{ m_t \frac{l_t}{2} \cos(\alpha_v) + (m_{tr} + m_{ts}) l_t \cos(\alpha_v) - m_m \frac{l_m}{2} \cos(\alpha_v) - (m_{mr} + m_{ms}) l_m \cos(\alpha_v) - m_{cb} l_{cb} \sin(\alpha_v) - m_b \frac{l_b}{2} \sin(\alpha_v) \right\} \quad (2.16)$$

Denklem 2.16, denklem 2.17'deki gibi daha basit şekilde ifade edilebilir.

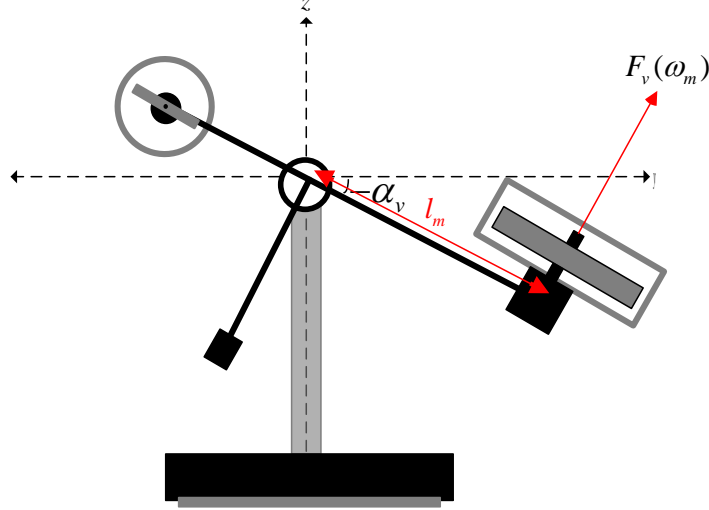
$$M_{v1} = g \{ [A - B] \cos \alpha_v - C \sin \alpha_v \} \quad (2.17)$$

$$A = l_t \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) \quad B = l_m \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) \quad C = l_b \frac{m_b}{2} + l_{cb} m_{cb}$$

2.3.5.2. Ana kanadın itme kuvveti ile oluşan moment

Dikey düzlemde ana kanadın sistem üzerinde oluşturduğu moment Şekil 2.12.'dan da görüleceği üzere kanatların ürettiği kuvvet ile ana motor ve denge noktası arasındaki uzaklığın çarpımı ile elde edilmektedir ve denklem 2.18'de olduğu gibi yazılabilir.

$$M_{v2} = l_m F_v(\omega_m) \quad (2.18)$$



Şekil 2.12. TRMS ana kanat gücü kuvvet yönü

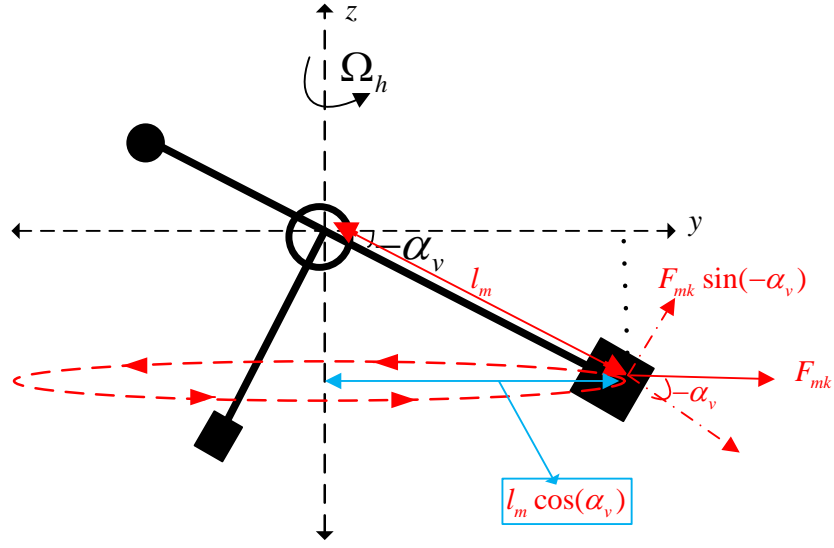
2.3.5.3. Dikey düzlemdeki sürtünme kuvveti ile oluşan moment

TRMS sistemi dikey düzlemde hareket ederken sistemin açısal hızıyla orantılı olarak sisteme sürtünme kuvveti etki etmektedir ve sisteme etki eden sürtünme momenti denklem 2.19'daki gibi ifade edilebilir.

$$M_{v3} = -\Omega_v k_{vf} \quad (2.19)$$

2.3.5.4. Merkez kaç kuvveti ile oluşan moment

Sistemin yatay düzlemde dönmesinin sonucunda sistemi oluşturan kütleler üzerinde merkez kaç kuvveti oluşmaktadır. Merkez kaç kuvvetinin büyüklüğü açısal hız, kütleye ve dönme yarıçapına göre değişmektedir. Şekil 2.13.'de ana motor için oluşan merkezkaç kuvvetinin moment etkisi şekilde gösterilmiştir. Aynı yöntem sistemi oluşturan diğer kütlelere uygulanılarak merkezkaç kuvvetlerinin oluşturduğu toplam moment elde edilmiştir ve denklem 2.20 ile gösterilmiştir.



Şekil 2.13. Merkezkaç kuvvetinin oluşturduğu moment

Ana motorun sistem üzerinde oluşturduğu momenti hesaplırsak

$$F_{mk} = m_{mr} \Omega_h^2 l_m \cos(-\alpha_v)$$

$$M_{mr} = l_m F_{mk} \sin(-\alpha_v) \rightarrow M_{mr} = -m_{mr} \Omega_h^2 l_m^2 \cos(\alpha_v) \sin(\alpha_v)$$

Ω_h - Çubuğun dikey eksen etrafındaki açısal hızı

F_{mk} - Ana motorun merkez kaç kuvveti

M_{mr} - Ana motorun merkez kaç kuvvetinin mometi

Aynı yöntem sistemi oluşturan diğer kütlelere uygulanılarak merkezkaç kuvvetlerinin oluşturduğu toplam moment elde edilmiştir.

$$M_{v4} = -\Omega_h^2 \left\{ \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t^2 + \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m^2 + \left(\frac{m_b}{2} + m_{cb} \right) l_b^2 \right\} \cos(\alpha_v) \sin(\alpha_v) \quad (2.20)$$

$$M_{v4} = -\Omega_h^2 H \cos(\alpha_v) \sin(\alpha_v)$$

$$H = A l_t + B l_m - \frac{m_b}{2} l_b^2 - m_{cb} l_{cb}^2$$

2.3.5.5. Jiroskop momenti

Dikey düzlemde sisteme etki eden jiroskop etkisi [7]'de ifade edildiği gibi denklem 2.21'de gösterilmiştir.

$$M_{v5} = k_g F_v(\omega_m) \Omega_h \cos(\alpha_v) \quad (2.21)$$

2.3.5.6. Kuyruk motorunun açılma hızının TRMS dikey düzlem açılma hızına etkisi

Açılma momentumunun korunması kanunu göz önüne alındığında kuyruk motorunun hızındaki değişimlerin TRMS sisteminin dikey düzlemdeki hareketini etkilediği görülmektedir. Bu etki denklem 2.22'de gösterilmiştir. Kuyruk motorunun açılma hızında değişim olduğunda dikey düzlemde sisteme kuvvet etki etmektedir.

$$\Omega_{vh} = k_t \omega_t \quad (2.22)$$

2.3.5.7. Dikey düzlemdeki toplam moment

Sisteme dikey düzlemde etki eden kuvvetler önceki başlıklarda bulunmuştur. Sistemin dikey düzlemdeki atalet momentlerinin toplamı [4]'de ifade edildiği gibi denklem 2.23'de gösterilmiştir.

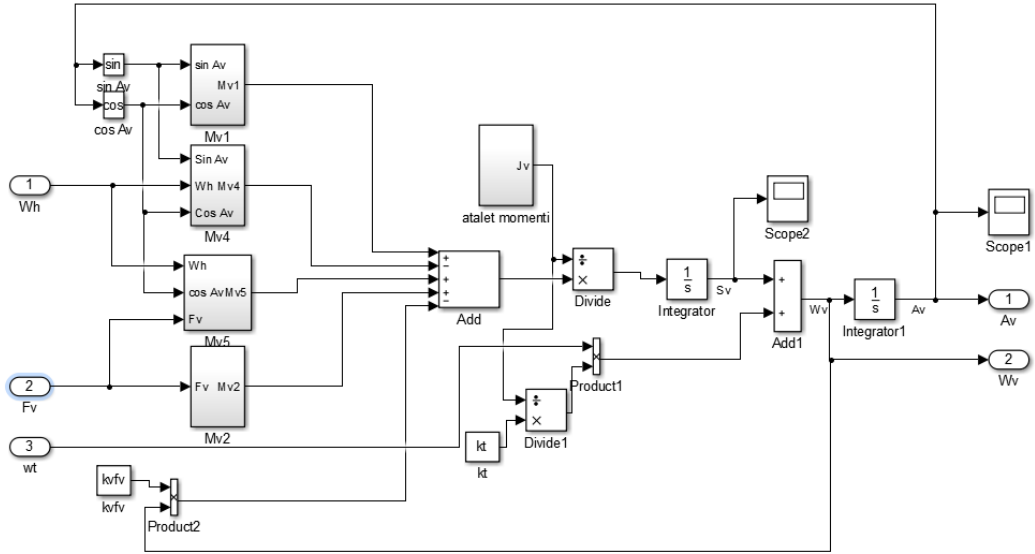
$$J_v = m_{mr} l_m^2 + m_m \frac{l_m^2}{3} + m_{cb} l_{cb}^2 + m_b \frac{l_b^2}{3} + m_{tr} l_t^2 + m_t \frac{l_t^2}{3} + \frac{m_{ms}}{2} r_{ms}^2 + m_{ms} l_m^2 + m_{ts} r_{ts}^2 + m_{ts} l_t^2 \quad (2.23)$$

Denklem 2.15'te ifade edilen newtonun 2. kanunundan

$$\frac{ds_v}{dt} = \frac{M_{v1} + M_{v2} + M_{v3} + M_{v4} + M_{v5}}{J_v} \quad (2.24)$$

$$\frac{d\alpha_v}{dt} = \Omega_v = s_v + \frac{k_t \omega_t}{J_v} \quad (2.25)$$

elde edilir. Dikey düzlemde sisteme etki eden momentlerin simülasyon devresi Şekil 2.14.'de verilmiştir.



Şekil 2.14. Dikey düzlem mekanik aksam simülasyon devresi

2.3.6. Yatay düzlemde TRMS mekanik aksam modeli

Bu bölümde dikey düzlem modellemesinde olduğu gibi TRMS sistemine yatay düzlemde etki eden momentler bulunmuş ve Newton'un ikinci hareket yasası kullanılarak serbest çubuğun yatay düzlemdeki açısal hızı ve açısının dinamik denklemleri elde edilmiştir.

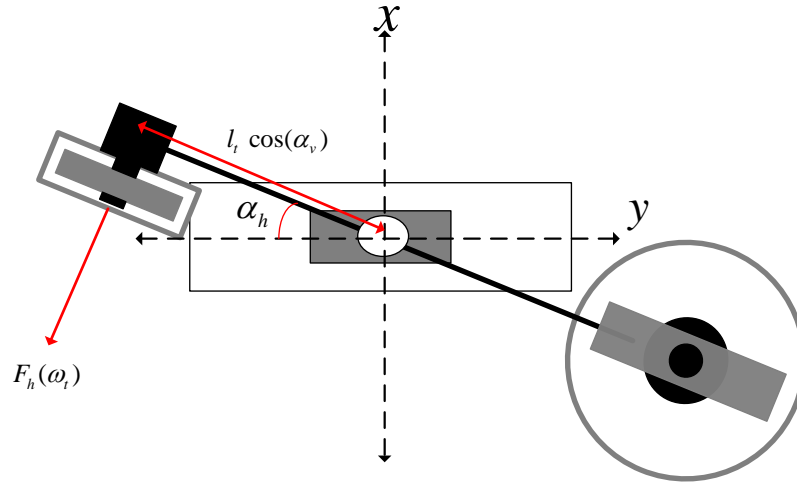
$$M_h = J_h \frac{d^2 \alpha_h}{dt^2} \quad (2.26)$$

M_h - yatay düzlemde çubuğa etki eden toplam moment

J_h - Çubuğun yatay düzlemdeki atalet momenti toplamı

2.3.6.1. Kuyruk kanadının itme kuvveti ile oluşan moment

TRMS sisteminin üstten görünüşü Şekil 2.15. ile gösterilmektedir.



Şekil 2.15. Kuyruk kanadının oluşturduğu güç

Şekil 2.12.'den de görüldüğü üzere kuyruk kanatlarında üretilen kuvvetin yatay düzlemede sisteme uyguladığı moment

$$M_{h1} = l_t F_h(\omega_t) \cos(\alpha_v) \quad (2.27)$$

ile ifade edilebilir.

2.3.6.2. Yatay düzlemdeki sürtünme kuvveti ile oluşan moment

TRMS sistemi yatay düzlemede hareket ederken sistemin açısal hızıyla orantılı olarak sisteme sürtünme kuvveti etki etmektedir ve sisteme etki eden sürtünme momenti denklem 2.28'daki gibi ifade edilebilir.

$$M_{h2} = -\Omega_h k_{vfh} \quad (2.28)$$

2.3.6.3. Yatay düzlemdeki kablo ağırlıklarının oluşturduğu momentler

TRMS sisteminde dc motorları besleyen ve ölçülen sinyalleri bilgisayara aktaran kablolar serbest çubuk üzerinde bulunmaktadır. Bu kablolar denklem 2.29 ve 2.30 da ifade edildiği gibi sistem üzerinde moment oluşturmaktadır [13].

$$M_{h3} = \begin{cases} k_{chp}\alpha_h & \alpha_h \geq 0 \\ k_{chn}\alpha_h & \alpha_h < 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

$$M_{h4} = \begin{cases} k_{cvp}(\alpha_v - \alpha_{v0})^2 & \alpha_v \geq 0 \\ k_{cvn}(\alpha_v - \alpha_{v0})^2 & \alpha_v < 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

2.3.6.4. Ana motorunun açısal hızının TRMS yatay düzlem açısal hızına etkisi

Bölüm 2.3.5.6 da olduğu gibi açısal moment korunumu göz önüne alındığında ana motorun açısal hızındaki değişiklikler TRMS sistemine yatay düzlemde etki etmektedir ve oluşan bu etki denklem 2.31 ile ifade edilmektedir.

$$\Omega_h = k_m \omega_m \cos(\alpha_v) \quad (2.31)$$

2.3.6.5. Yatay düzlemdeki toplam moment

Sistemin yatay düzlemdeki atalet momentlerinin toplamı [4]'de ifade edildiği gibi denklem 2.32'de gösterilmiştir.

$$J_h = D \cos^2(\alpha_v) + E \sin^2(\alpha_v) + F \quad (2.32)$$

$$D = m_b \frac{l_b^2}{3} + m_{cb} l_{cb}^2$$

$$E = \left(\frac{m_m}{3} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m^2 + \left(\frac{m_t}{3} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t^2$$

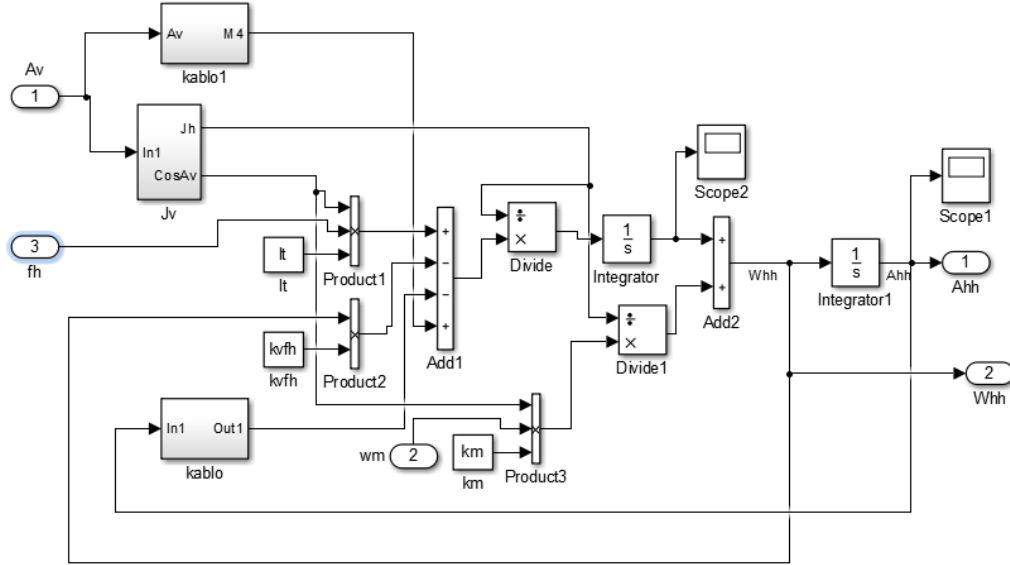
$$F = m_{ts} \frac{r_{ts}^2}{2} + m_{ms} r_{ms}^2$$

Newtonun 2. kanunundan

$$\frac{ds_h}{dt} = \frac{M_{h1} - M_{h2} - M_{h3} + M_{h4}}{J_h} \quad (2.33)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h = s_h + \frac{k_m \omega_m \cos(\alpha_v)}{J_h} \quad (2.34)$$

elde edilir. Yatay düzlemde sisteme etki momentlerinin simülasyon devresi Şekil 2.16.'da gösterilmektedir.



Şekil 2.16. TRMS yatay düzlem mekanik aksam simülasyon devresi

2.3.7. TRMS sisteminin tüm durumları

TRMS sistemin elde edilen dinamik denklemler göz önüne alındığında altıncı dereceden bir sistemdir. TRMS sisteminin U_1 ve U_2 olmak üzere iki adet girişi ve α_v ve α_h olmak üzere iki adet çıkışı bulunmaktadır. TRMS sisteminin tüm durumları denklem 2.35 ve çıkış ifadeleri denklem 2.36'daki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned} \frac{dw_m}{dt} &= \frac{K_{av}K_1u_1}{R_{av}J_{mv}} - \frac{K_{av}K_{bv}w_m}{R_{av}J_{mv}} - \frac{B_{mv}w_m}{J_{mv}} - \frac{T_{ym}(\omega_m)}{J_{mv}} \\ \frac{ds_v}{dt} &= \frac{g\{[A-B]\cos\alpha_v - C\sin\alpha_v\} + l_m F_v(\omega_m) - \Omega_v k_{vf}v - \Omega_h^2 H \cos(\alpha_v) \sin(\alpha_v) + k_g F_v(\omega_m) \Omega_h \cos(\alpha_v)}{J_v} \\ \frac{d\alpha_v}{dt} &= s_v + \frac{k_t \omega_t}{J_v} \\ \frac{dw_t}{dt} &= \frac{K_{ah}K_2u_2}{R_{ah}J_{th}} - \frac{K_{ah}K_{bh}w_t}{R_{ah}J_{th}} - \frac{B_{ht}w_t}{J_{th}} - \frac{T_{yt}(\omega_t)}{J_{th}} \\ \frac{ds_h}{dt} &= \frac{l_t F_h(\omega_t) \cos(\alpha_v) - \Omega_h k_{vh}f_h - M_{h3} + M_{h4}}{D \cos^2(\alpha_v) + E \sin^2(\alpha_v) + F} \\ \frac{d\alpha_h}{dt} &= s_h + \frac{k_m \omega_m \cos(\alpha_v)}{D \cos^2(\alpha_v) + E \sin^2(\alpha_v) + F} \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_v \\ \alpha_h \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$F_v = \begin{cases} k_{fvp} \omega_m |\omega_m| & \omega_m \geq 0 \\ k_{fvn} \omega_m |\omega_m| & \omega_m < 0 \end{cases}$$

$$F_h = \begin{cases} k_{fhp} \omega_t |\omega_t| & \omega_t \geq 0 \\ k_{fhn} \omega_t |\omega_t| & \omega_t < 0 \end{cases} \Omega_v = s_v + \frac{k_t \omega_t}{J_v}$$

$$\Omega_h = s_h + \frac{k_m \omega_m \cos(\alpha_v)}{D \cos^2(\alpha_v) + E \sin^2(\alpha_v) + F}$$

$$M_{h3} = \begin{cases} k_{chp} \alpha_h & \alpha_h \geq 0 \\ k_{chn} \alpha_h & \alpha_h < 0 \end{cases}$$

$$M_{h4} = \begin{cases} k_{cvp} (\alpha_v - \alpha_{v0})^2 & \alpha_v \geq 0 \\ k_{cvn} (\alpha_v - \alpha_{v0})^2 & \alpha_v < 0 \end{cases}$$

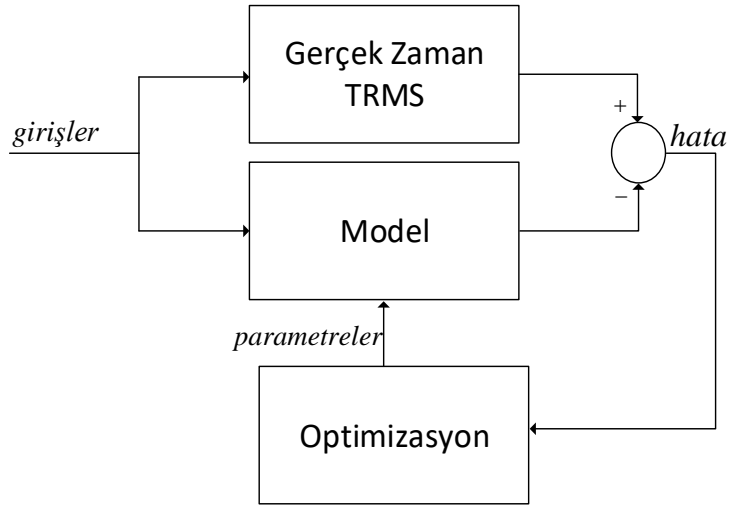
$$T_{yt} = \begin{cases} k_{thp} \omega_t |\omega_t| & \omega_t \geq 0 \\ k_{thn} \omega_t |\omega_t| & \omega_t < 0 \end{cases}$$

$$T_{ym} = \begin{cases} k_{tvp} \omega_m |\omega_m| & \omega_m \geq 0 \\ k_{tvn} \omega_m |\omega_m| & \omega_m < 0 \end{cases}$$

2.4. Gri Kutu Modelleme ve Sistem Parametrelerinin Tahmini

Kontrol sistemleri tasarımında istenilen performansta kontrolör tasarlamak kontrol edilecek sistemin davranışlarını doğru bir şekilde veren bir sistem modeli gerektirir. Sistem modeli sistemin giriş/ çıkış verileri kullanılarak elde edilebilir. Ancak bu yöntemde ideal koşullarda yapılmaya deneylerden ve seçilen model hatalarından dolayı doğru sonuçlar vermeyebilir[14]. Sistem modeli sistemi tanımlayan diferansiyel denklemleri yazılarak da elde edilebilir. Ancak bazı karmaşık sistemlerde doğru bir model için sistemin bütün parametreleri ölçmek ya da hesaplamak imkansızdır. Bu iki yöntem birleştirilerek iki yöntemin avantajlarından yararlanarak sistem modeli en iyi

şekilde elde edilebilir. Gri kutu yaklaşımı ile sistem modellemede fizik kanunları ile elde edilen sistem dinamiği kullanılmaktadır ve bilinmeyen parametreler çeşitli optimizasyon yöntemleri kullanılarak bulunabilir [12]. Şekil 2.17.'de parametre tahmini blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 2.17. Parametre tahmini blok diyagramı

2.5. Sistemin Lineer Modelinin Elde Edilmesi

Lineerleştirme lineer olmayan sistemlere lineer bir kontrolcü tasarımı yapabilmek için kullanılan en yaygın yöntemlerden bir tanesidir. 6. dereceden iki girişli iki çıkışlı lineer olmayan sistemin durum denklemleri ve çıkış denklemleri

$$\begin{aligned}
 \frac{dx_1}{dt} &= f_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, u_1, u_2) = 0 \\
 \frac{dx_2}{dt} &= f_2(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, u_1, u_2) = 0 \\
 &\dots \\
 \frac{dx_6}{dt} &= f_6(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, u_1, u_2) = 0
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

$$\begin{aligned}
 y_1(t) &= g_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, u_1, u_2) \\
 y_2(t) &= g_2(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, u_1, u_2)
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

ile ifade edilsin. u_1 ve u_2 sistemin kontrol işaretlerini $y(t) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$ sistemin çıkışlarını ifade etmektedir.

$u_0 = \begin{bmatrix} u_{10} \\ u_{20} \end{bmatrix}$ ve $x_0 = [x_{10} \ x_{20} \ x_{30} \ x_{40} \ x_{50} \ x_{60}]$ çalışma noktasında aldığı değerler olmak üzere yeni koordinatlar Δx Δu ve Δy denklem 2.39 ile ifade edilir.

$$\Delta x = \begin{bmatrix} x_1 - x_{10} \\ x_2 - x_{20} \\ x_3 - x_{30} \\ x_4 - x_{40} \\ x_5 - x_{50} \\ x_6 - x_{60} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \\ \Delta x_5 \\ \Delta x_6 \end{bmatrix} \quad \Delta u = \begin{bmatrix} u_1 - u_{10} \\ u_2 - u_{20} \end{bmatrix} \quad \Delta y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_1(x_0, u_0) \\ g_2(x_0, u_0) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Bu çalışma noktası etrafında sisteme ait lineer denklemler

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta x(t)}{dt} &= A^* \Delta x(t) + B^* \Delta u(t) \\ \Delta y(t) &= C^* \Delta x(t) + D^* \Delta u(t) \end{aligned} \quad (2.40)$$

ile ifade edilir.

$$A^* = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_6} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \ddots & \frac{\partial f_2}{\partial x_6} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_6}{\partial x_1} & \frac{\partial f_6}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_6}{\partial x_6} \end{bmatrix}_{x_0, u_0}^{6 \times 6} \quad B^* = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_6}{\partial u_1} & \frac{\partial f_6}{\partial u_2} \end{bmatrix}_{x_0, u_0}^{6 \times 2} \quad (2.41)$$

$$C^* = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \frac{\partial g_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial x_6} \\ \frac{\partial g_2}{\partial x_1} & \frac{\partial g_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial g_2}{\partial x_6} \end{bmatrix}_{x_0, u_0}^{2 \times 6} \quad D^* = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} & \frac{\partial g_1}{\partial u_2} \\ \frac{\partial g_2}{\partial u_1} & \frac{\partial g_2}{\partial u_2} \end{bmatrix}_{x_0, u_0}^{2 \times 2} \quad (2.42)$$

Çalışma noktasında durumların aldığı değerleri bulmak için lineer olmayan denklemler $f(x, u) = 0$ yapılı. Çalışma noktasındaki giriş değerleri için her bir denklem çözülür ve her bir durumun çalışma noktasındaki değerleri elde edilir.

2.6. Siyah Kutu Yaklaşımı ile Lineer Modelin Elde Edilmesi

Siyah kutu yaklaşımı ile sistem modellemede sistemin giriş ve çıkış verileri kullanılmaktadır. Siyah kutu modelleme sistemin dinamik denklemlerinin elde edilmesinin zor yada imkansız olması, sistem modelinin kompleks olması durumlarında tercih edilmektedir [15]. Ayrıca siyah kutu modelleme bir çalışma noktası etrafında sistem modelini elde etmede ve sistemin ilk analizinde sistemle alakalı daha çok bilgi edinmek için kullanışlıdır [16].

Yapılan çalışmada siyah kutu modellemede zaman domeni sistem tanımlamada en çok kullanılan model yapısı olan ARX model yapısı seçilmiştir ve denklem 2.43 ile verilmiştir.

$$\sum_{k=0}^N a_k y[n-k] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] + e[n] \quad (2.43)$$

Denklem 2.41'de bulunan a_k ve b_k parametreleri sistemin transfer fonksiyonu pay ve payda derecelerini oluşturmaktadır. Sistemin nedenselliği garanti edilmesi için $a_0 = 1$ olarak seçilmektedir. N ve M parametreleri sistemin pay ve payda polinom derecelerini belirtmektedir ve kullanıcı tanımlı parametrelerdir.

Sistemin ayrık zaman transfer fonksiyonu denklem 2.44 ile gösterilmiştir.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (2.44)$$

Sistem parametreleri ise en küçük karelerin toplamı yöntemi[17](LSD) ile bulunmuştur.

BÖLÜM 3. DURUM GÖZLEMLEYİCİ TASARIMI

3.1. Giriş

Bir sisteme durum geri beslemeli bir kontrolör uygulayabilmek için tüm durumların bilgisi olmak zorundadır. Ayrıca bazı kontrol sistemlerinde sistemi oluşturan tüm durumların izlenmesi gerekebilir. Ancak gerçek zaman sistemlerde sistemin tüm durumlarının bilgisini almak bazen maliyet yüksek olduğu için bazen de bazı durumların ölçülmesinin zor olduğu için tüm durumlar ölçülemeyebilir. Bu durumda eğer sistemin tüm durumları gözlenebilir bir sistemse sistemin matematik modeli, giriş ve çıkışları kullanılarak sistemin durumları tahmin edilebilir. Bu bölümde Luenberger durum gözleyici tasarımı anlatılacaktır.

3.2. Gözlenebilirlik

Bir sistemde sistemin tüm durumları sistemin giriş ve çıkış bilgisinden elde edilebiliyorsa sistem gözlenebilir sistemdir.

Durum Uzay modeli

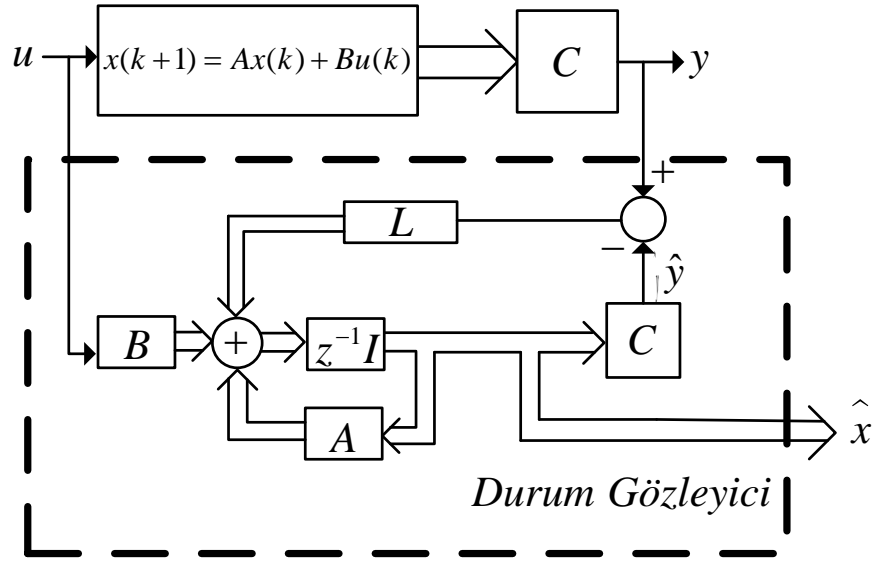
$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k)\end{aligned}\tag{3.1}$$

olan bir sistemin gözlenebilir olması için gerek ve yeter koşul denklem 3.1 ile verilen gözlenebilirlik matrisinin rankının sistem derecesine eşit olmasıdır[18].

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{N-1} \end{bmatrix}\tag{3.2}$$

3.3. Luenberger Gözlemleyici Tasarımı

Luenberger gözleyici [19] durum tahmin yöntemlerinin çoğunun temelini oluşturmaktadır. Luenberger gözleyicisinin blok diyagramı Şekil 3.1.'de gösterilmektedir.



Şekil 3.1. Durum gözlemleyici blok diyagramı

Denklem 3.1 durumları gözlemlenecek olan sistem olsun. $\hat{x}(k)$ gözlenen durumlar olduğunda gözlemleyiciye ait durum denklemleri

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + L(y(k) - \hat{y}(k)) \quad (3.3)$$

ile ifade edilir.

Gözlemleyici hatası $e(k+1) = x(k+1) - \hat{x}(k+1)$ olarak tanımlanır.

$$e(k+1) = Ax(k) + Bu(k) - A\hat{x}(k) - Bu(k) - L(y(k) - \hat{y}(k)) \quad (3.4)$$

ifadesi düzenlenirse hata dinamiği

$$e(k + 1) = (A - LC)e(k) \quad (3.5)$$

olarak elde edilir ve hatanın sıfıra gidebilmesi için kararlı bir $A_c = A - LC$ matrisi oluşturulacak L matris bulunmalıdır.

$A_c = A - LC$ matrisindeki L katsayısı kutup yerleştirme yöntemleri kullanılarak elde edilebilir.

BÖLÜM 4. PID KONTROLÖR TASARIMI

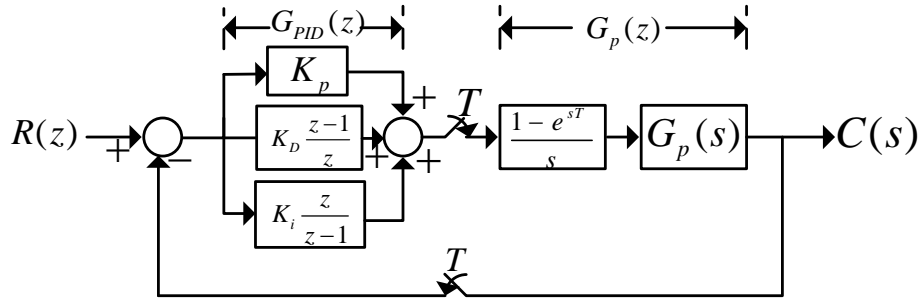
4.1. Giriş

Günümüzde ileri düzey birçok kontrol algoritması geliştirilmesine rağmen PID kontrolör en yaygın olarak kullanılan geri beslemeli kontrolör yöntemidir. PID kontrolörün kolay anlaşılabilir yapısı, farklı sistemlerde verdiği başarılı sonuçlar ve kolay uygulanabilirliği sayesinde endüstriyel kontrol uygulamalarda çok geniş olarak kullanılmaktadır.

PID kontrolör tasarım metotları ve kontrolör katsayılarının hesabı ile ilgili literatürde bir çok yöntem bulunmaktadır [20]. Bu bölümde yapılan PID kontrolör tasarım yöntemleri anlatılacaktır.

4.2. Parametrik Denklemler ile Ayrık Zaman PID Kontrolör Tasarımı

Parametrik denklemlerin kullanımı ile sayısal PID kontrolör tasarımı oldukça kolaylaşmaktadır. Bu yöntem [21]'de detaylı olarak anlatılmakta ve uygulamalı bir örnek gösterilmektedir. Sayısal PID kontrolör kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 4.1.'de verilmektedir.



Şekil 4.1. Ayrık zaman kapalı çevrim blok diyagramı

Kontrolör tasarımı adımları aşağıda verildiği gibidir.

1. Sistemin zaman sabitine göre örnekleme zamanı seçilir ve denklem 4.1 kullanılarak sistemin ayrık zaman transfer fonksiyonu elde edilir.

$$G_p(z) = \mathbb{Z} \left\{ G_{zoh}(s) G_p(s) \right\} = \mathbb{Z} \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{s} G_p(s) \right\} \quad (4.1)$$

2. Sistemin kapalı çevrim sistemin performansı yüzde aşım ve yerleşme zamanına seçilerek belirlenir. Sistemin doğal açısal frekansı (w_n) ve sönüm oranı (ξ) denklem 4.2 ve 4.3 kullanılarak elde edilir.

$$\%Mp = e^{-\pi \frac{\xi^2}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (4.2)$$

$$t_s = \frac{4}{\xi w_n} \quad \%2 \text{ kriteri için} \quad (4.3)$$

3. Hesaplanan doğal açısal frekans (w_n) ve sönüm oranı (ξ) denklem 4.4 ve 4.5'te yerine koyularak sürekli ve ayrık zaman kontrol kökleri elde edilir.

$$s_{1,2} = -\xi w_n \pm j w_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (4.4)$$

$$z_1 = e^{s_1 T} = |z_1| e^{j\beta} \quad (4.5)$$

4. z_1 kompleks sayısı denklem 4.1'de yerine koyularak

$$G_p(z_1) = |G_p(z_1)| e^{j\beta} \quad (4.6)$$

sayısı elde edilir.

5. Birim rampa giriş için sistemin sürekli hal hatası $e_{ss} = k_n \frac{2\xi}{w_n}$ alınır ve

$$\frac{1}{e_{ss}} = \frac{1}{T} \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) G_{PID}(z) G_P(z) \quad (4.7)$$

formülü kullanılarak K_i integratör katsayısı hesaplanır.

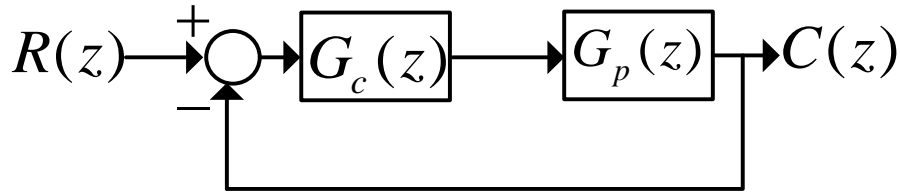
6. Elde edilen $|z_1|$, β , $|G_p(z_1)|$, Ψ ve K_i değerleri denklem 4.8 ve 4.9'da yerine koyularak K_P ve K_D katsayıları hesap edilir.

$$K_P = -\frac{\cos(\psi)}{|G_p(z_1)|} - 2K_i|z_1| \frac{|z_1| - \cos(\beta)}{|z_1|^2 - 2|z_1|\cos(\beta) + 1} + \frac{-|z_1|\sin(\psi) + \cos(\beta)\sin(\psi)}{|G_p(z_1)|\sin(\beta)} \quad (4.8)$$

$$K_d = \frac{|z_1|}{\sin(\beta)} \left(\frac{K_i \sin(\beta)}{|z_1| - 2\cos(\beta) + \frac{1}{|z_1|}} \frac{\sin(\psi)}{|G_p(z_1)|} \right) \quad (4.9)$$

4.3. PID Sıfır Atama Yöntemi ile PID Kontrolör Tasarımı

Geri beslemeli bir kontrol sistemin kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 4.2.'de verilmektedir. $G_c(z)$ tasarlanacak olan PID sistemi $G_p(z)$ ise kontrol edilecek sistemi göstermektedir.



Şekil 4.2. Geri beslemeli kapalı çevrim blok diyagramı

Bu kapalı çevrim kontrol diyagramında ayrık zaman PID kontrolör $G_c(z)$ transfer fonksiyonu denklem 4.10 ile verilmektedir.

$$G_c(z) = (K_P + K_I + K_D) \frac{z^2 + \left(\frac{K_P + 2K_D}{K_P + K_I + K_D}\right)z + \frac{K_D}{K_P + K_I + K_D}}{z(z-1)} = K_C \frac{z^2 + az + b}{z(z-1)} \quad (4.10)$$

Kapalı çevrim sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu denklem 4.11'de verilmektedir. Denklem 4.3'de $G_c(z)$ bilinmektedir. Kontrolör tasarımı $G_c(z)$ transfer fonksiyonunun sıfırlarının belirlenmesi ve istenilen performansı sağlayacak olan K_C katsayısının hesabı ile yapılmaktadır.

$$AÇTF = K_C \frac{z^2 + az + b}{z(z-1)} G_p(z) \quad (4.11)$$

Tasarım yöntemi aşağıda adım adım anlatılmaktadır.

1. Sistemin kapalı çevrim performansı yüzde aşım, yerleşme zamanı belirlenir ve ayrık zaman kontrol kutupları hesaplanır.

$$\%Mp = e^{-\pi \frac{\xi^2}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad t_s = \frac{4}{\xi w_n} \quad \%2 \text{ kriteri için} \quad (4.12)$$

$$s_{1,2} = -\xi w_n \pm j w_n \sqrt{1-\xi^2} \quad z_{1,2} = e^{s_{1,2}T} = |z_{1,2}| e^{j\beta} \quad (4.13)$$

2. PID kontrolörün sıfırları, yani $z^2 + az + b = 0$ denkleminin kökleri baskın kutupların yakınına atanır.

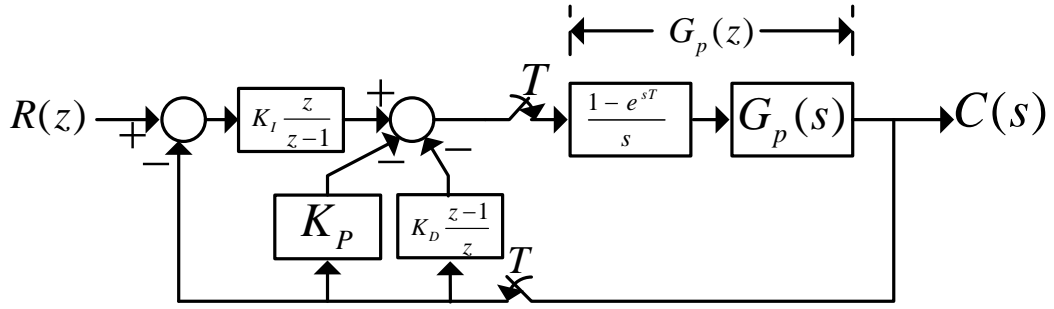
3. K_C katsayısı kapalı çevrim transfer fonksiyonunun baskın kutuplarının belirlenen performanstan elde edilmiş ayrık zaman kontrol kutupları olması için yer eğrisi çiziminden genlik koşulu

$$|G_c(z)G_p(z)|_{z=z_1} = 1 \quad \rightarrow \quad K_C = \frac{1}{\left| \frac{z^2+az+b}{z(z-1)} G_P(z) \right|_{z=z_1}} \quad (4.14)$$

kullanılarak hesaplanır.

4.4. Sayısal Modifiye PID Kontrolör

Modifiye PID kontrolörün PID kontrolörden farkı oransal ve türev operatörleri geri yol üzerine alınmasıdır. Şekil 4.3.'de sayısal modifiye kontrolör bulunan bir kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.3. Ayrık zaman modifiye PID kapalı çevrim blok diyagramı

Şekil 4.3.'de verilen kapalı çevrim kontrol sisteminin transfer fonksiyonu

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G_p(z)K_I}{\left(\frac{z-1}{z}\right) + G_p(z)\left(\left(\frac{z-1}{z}\right)^2 K_D + \frac{z-1}{z}K_P + K_I\right)} \quad (4.1)$$

olarak elde edilir. Klasik ve modifiye PID kontrolör bulunan kapalı çevrim sistemler incelendiğinde sistemlerin karakteristik denklemlerinin aynı olduğu görülmektedir. Modifiye PID kontrolörün klasik PID kontrolörden farkı kapalı çevrim transfer fonksiyonunun pay kısımlarında ikinci dereceden bir polinom gelmemesidir. Bu sıfırların götürülmesi ile modifiye PID kontrolörlü sistem klasik PID kontrolörlü sisteme göre daha az aşım yapmaktadır.

BÖLÜM 5. MODEL REFERANS KAYAN KİP KONTROLÖR TASARIMI

Model belirsizlikleri olan ve bilinmeyen bozuculara maruz kalan sistemlerde geri beslemeli kontrolör tasarımı kontrol teorisindeki problemlerden bir tanesidir. 1970'lerden günümüze kadar kayan kip kontrol, parametre değişimlerine ve bozuculara karşı verdiği etkili cevaplardan dolayı yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Model belirsizlikleri bulunan bir sistemde, yararlı ve nispeten kolay bir yaklaşım olarak kayan kip kontrolör tasarımı ile sistem kontrolü istenilen şekilde sağlanabilir [22].

TRMS sisteminin kontrolünde de farklı kayan kip kontrol ve uygulamaları bulunmaktadır [23]–[26]. Bu çalışmada ise [27]'de önerilen model referans kayan kip kontrolör tasarımı gerçekleştirilerek TRMS sistemi SISO kontrol edilecektir. Tasarım aşamaları bölüm 5.1'de anlatılmaktadır.

5.1. Model Referans Kayan Kip Kontrolör

[27]'de önerilen kontrolör tasarımı klasik model referans kayan kontrolör bölümü ve ayrık zaman arttırılmış kontrolör bölümü olmak üzere iki bölümden oluşmaktadır.

Kontrol edilecek sistemin ayrık zaman durum uzay modeli denklem 5.1 ve referans sistemin matematik modelinin denklem 5.2' deki gibi olduğunu düşünelim.

$$x[k + 1] = Gx[k] + Hu[k] \quad (5.1)$$

$$x_m[k + 1] = G_mx_m[k] + H_mr[k] \quad (5.2)$$

Denklem 5.1 ile verilen sistemin kontrol edilebilir bir sistem olduğu ve seçilen referans modelin kararlı olduğu kabul edilmektedir.

Denklem 5.3 ile verilen şartlar gerçekleştirildiğinde sistem referans modeli takip edebilir [28], [29].

$$\begin{aligned} G - G_m &= H\Gamma_g & H_m &= H\Gamma_h \\ \Gamma_g &\in R^{1 \times n} & \Gamma_h &\in R \end{aligned} \quad (5.3)$$

Zaman sonsuza gittiğinde referans model ve sistem arasındaki sıfır olması gereken hata

$$e[k] = x[k] - x_m[k] \quad (5.4)$$

olarak tanımlanırsa hatanın dinamiği denklem 5.5'te gösterildiği gibi olur.

$$e[k + 1] = x[k + 1] - x_m[k + 1] \quad (5.5)$$

Denklem 5.1 ve 5.2 denklem 5.5'te yerine koyulursa hata dinamiği

$$\begin{aligned} e[k + 1] &= \{Gx[k] + Hu[k]\} - \{G_mx_m[k] + H_mr[k]\} + Gx_m[k] - Gx_m[k] \\ e[k + 1] &= Ge[k] + (G - G_m)x_m[k] + Hu[k] - H_mr[k] \end{aligned} \quad (5.6)$$

elde edilir. Denklem 5.3 ile verilen koşulları kullanarak hata dinamiği denklem 5.7'deki gibi yazılabilir.

$$e[k + 1] = Ge[k] + H\{\Gamma_g x_m[k] + u[k] - \Gamma_h r[k]\} \quad (5.7)$$

Kayan kip kontrolör tasarımı iki aşamadan oluşmaktadır. İlk aşama kayan moddaki sistem dinamiği kararlı olacak şekilde bir anahtarlama fonksiyonu $\sigma[k]$ tasarımı yapılarak gerçekleştirilmektedir. İkinci olarak sistemin sonlu zamanda kayan yüzeye hareketini ve o yüzeyde kalmasını garantileyen kontrol kanunu $u[k]$ elde edilecektir.

Bu çalışmada kayan kip kontrolör optimal kayma yüzeyi tasarımı ile s matrisi bulunmuştur [30].

Lineer ulaşma kanunu ile anahtarlama fonksiyonu [28], [31]

$$\sigma[k] = S(x[k] - x_m[k]) = Se[k] \quad (5.8)$$

seçilmiştir.

Kayan kip kontrolör tasarımında ikinci aşama olarak kontrol kanunu lineer ulaşma kanunu kullanılarak

$$\sigma[k + 1] = \phi\sigma[k] \quad (5.9)$$

$$\phi\sigma[k] = Se[k + 1] = S\{x[k + 1] - x_m[k + 1]\}$$

$$\phi\sigma[k] = S\{Ge[k] + (G - G_m)x_m[k] + Hu[k] - H_m r[k]\}$$

$$u[k] = (SH)^{-1}\{-SGe[k] - S(G - G_m)x_m[k] + \phi\sigma[k] + SH_m r[k]\} \quad (5.10)$$

elde edilir. Tasarlanan bu kontrolörle sadece sistem dinamiği ayarlanmaktadır. Sistemin sürekli hal hatalarını giderebilmeleri için sisteme integratör ilave edilmelidir.

$$\varepsilon[k + 1] = e_i[k] + \varepsilon[k] \quad (5.11)$$

Sistemin sürekli hal hatası $e_i[k] = C_m x_m[k] - Cx[k]$ 'dir. Eğer $C_m = C$ seçilirse

$$e_i[k] = -Ce[k] \quad (5.12)$$

olur. Denklem 5.7 ile verilen hata dinamiği basit olarak

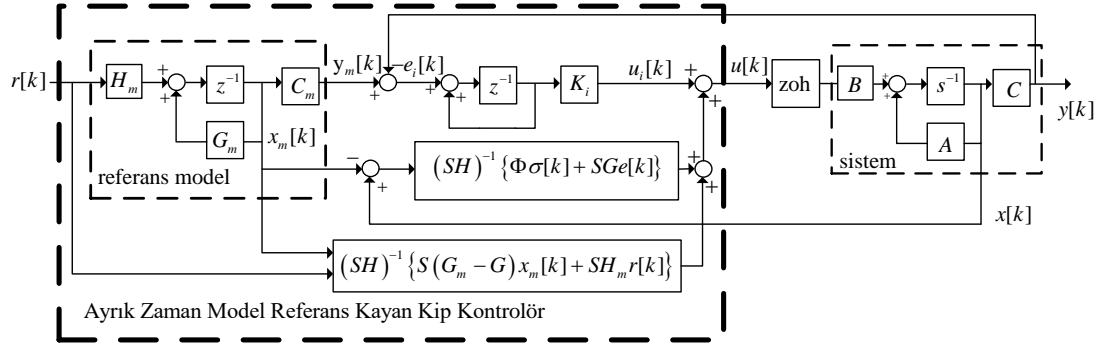
$$e[k + 1] = Ge[k] + Hv[k] \quad (5.13)$$

Şeklinde yazılabilir.

Denklem 5.11, 5.12 ve 5.13 kullanılarak arttırılmış hata dinamiği

$$\begin{bmatrix} e[k+1] \\ \varepsilon[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & 0 \\ -C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e[k] \\ \varepsilon[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H \\ 0 \end{bmatrix} v[k] \quad (5.14)$$

ile ifade edilmektedir. Kontrolörün blok diyagramı Şekil 5.1. ile gösterilmektedir.



Şekil 5.1. Ayrık zaman model referans kayan kip kontrolör blok diyagramı

BÖLÜM 6. TASARIM, SİMULASYON VE GERÇEK ZAMAN SONUÇLAR

Bu bölümde daha önceki bölümlerde anlatılan tasarım yöntemlerinin simülasyon ve gerçek zaman sonuçları aktarılacaktır. Her bölüm için tasarım adımları detaylı olarak verilecektir. Bu çalışmada TRMS sistemi gerçek zaman sonuçları Feedback firması tarafından hazırlanan MATLAB/Simulink tabanlı olarak çalışan program ve simülasyonlar için MATLAB/Simulink 2015b versiyonu kullanılmıştır.

Bu bölümde gerçekleştirilen tasarım adımları aşağıdaki gibidir.

1. TRMS sisteminin tüm durumlarının ve çıkış denklemlerinin elde edildiği denklem 2.35-2.36 ve gerçek zaman sistemin giriş ve çıkış verileri kullanılarak sistemde bilinmeyen parametreler elde edilmiştir. Farklı giriş işaretleri için gerçek zaman ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.
2. TRMS sisteminin bölüm 2.5'te anlatılan lineerleştirme yöntemi ile belli bir çalışma noktası etrafındaki lineer modeli elde edilmiştir. Sistemin bu çalışma noktası etrafındaki sürekli zaman transfer fonksiyonu bulunmuştur. Uygun bir örnekleme zamanı seçilerek sistemin ayrık zaman durum denklemleri ve ayrık zaman transfer fonksiyonları elde edilmiştir.
3. TRMS sisteminin gerçek zaman giriş ve çıkışları kullanılarak bölüm 2.6'da anlatılan siyah kutu yaklaşımı ile sistemin lineer fonksiyonları elde edilmiştir.
4. Gerçek zaman uygulamada TRMS sisteminin tüm durumları ölçülememektedir. Sistemin tüm durumlarının bilgisinin elde edilmesi için Bölüm 3'te anlatılan Luenberger gözlemleyicisi tasarlanmıştır.

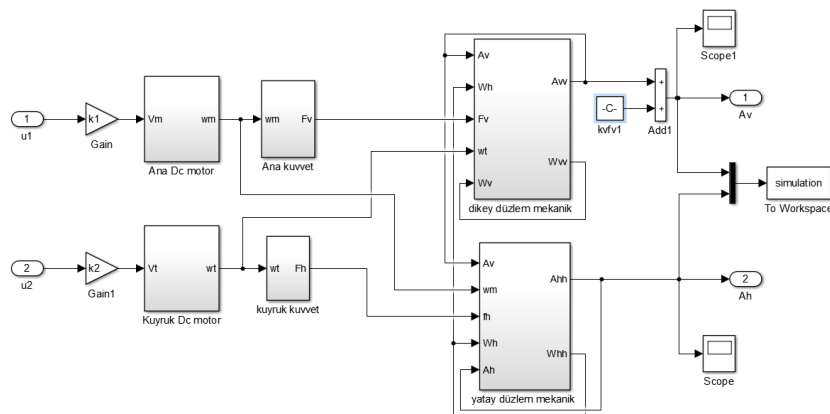
5. Sistemin lineer transfer fonksiyonu kullanılarak hem parametrik denklemler hem de sıfır atama yöntemi kullanılarak TRMS sistemine belirlenen performanslarda PID kontrolör tasarlanmıştır. Simulasyon ve gerçek zaman sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.
6. TRMS sistemin kontrolü için model referans kayan kip kontrolör tasarlanmıştır. Lineer olmayan simülasyon modeli lineer bir sistem gibi kontrol edilmiştir.

6.1.TRMS Sistem Modelinin Elde Edilmesi

Bu bölümde TRMS sisteminin modelinin elde edilebilmesi için ilk olarak sistem bilinmeyen parametreler tahmin edilmiştir. Sistemin parametreleri elde edildikten sonra lineer olmayan durum denklemleri belli bir çalışma noktası etrafında lineerleştirilmiş ve sistemin lineer modeli elde edilmiştir. Bölüm 6.1.3'te sistemin siyah kutu yöntemi ile lineer modeli elde edilmiştir. Yapılan çalışmalar alt bölümlerde detaylı olarak anlatılmaktadır.

6.1.1. Parametrelerin tahmin edilmesi

TRMS sisteminde bulunan parametreleri elde etmek için elde edilen durum denklemlerinin bulunduğu Şekil 6.1. ile verilen Simulink devresi kullanılmıştır.



Şekil 6.1. TRMS sistemi lineer olmayan simülasyon devresi

TRMS sisteminin bilinen ve bilinmeyen tüm parametreleri Tablo 6.1.'de gösterilmektedir.

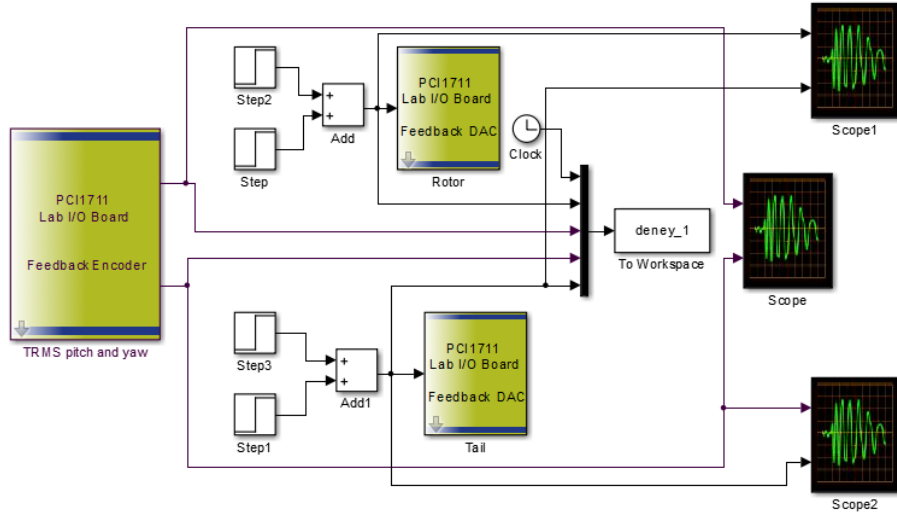
Tablo 6.1. TRMS sistem parametreleri

Parametre	Değer	Parametre	Değer	Parametre	Değer
l_t	0,282	g	9,81	k_{thp}	bilinmeyen
l_m	0,246	j_{mv}	2,2e-4	k_{thn}	bilinmeyen
l_b	0,29	R_{av}	8	k_{vfv}	bilinmeyen
l_{cb}	0,276	K_{av}	0,0202	k_{vfh}	bilinmeyen
r_{ms}	0,155	B_{mv}	4,5e-5	k_{fvp}	bilinmeyen
r_{ts}	0,1	K_{bv}	0,0202	k_{fvn}	bilinmeyen
m_{mr}	0,2357	j_{th}	3.1432e-5	k_{fhp}	bilinmeyen
m_{tr}	0.2213	R_{ah}	8	k_{fhn}	bilinmeyen
m_{cb}	0,0688	K_{ah}	0,0202	k_m	bilinmeyen
m_t	0,0155	B_{th}	2,3e-5	k_t	bilinmeyen
m_m	0,0145	K_{bh}	0,0202	k_g	bilinmeyen
m_b	0,022	k_1	bilinmeyen	k_{chp}	bilinmeyen
m_{ts}	0,1193	k_2	bilinmeyen	k_{cvp}	bilinmeyen
m_{ms}	0,2187	k_{tvp}	bilinmeyen	k_{cvn}	bilinmeyen
		k_{tvn}	bilinmeyen	k_{chn}	bilinmeyen

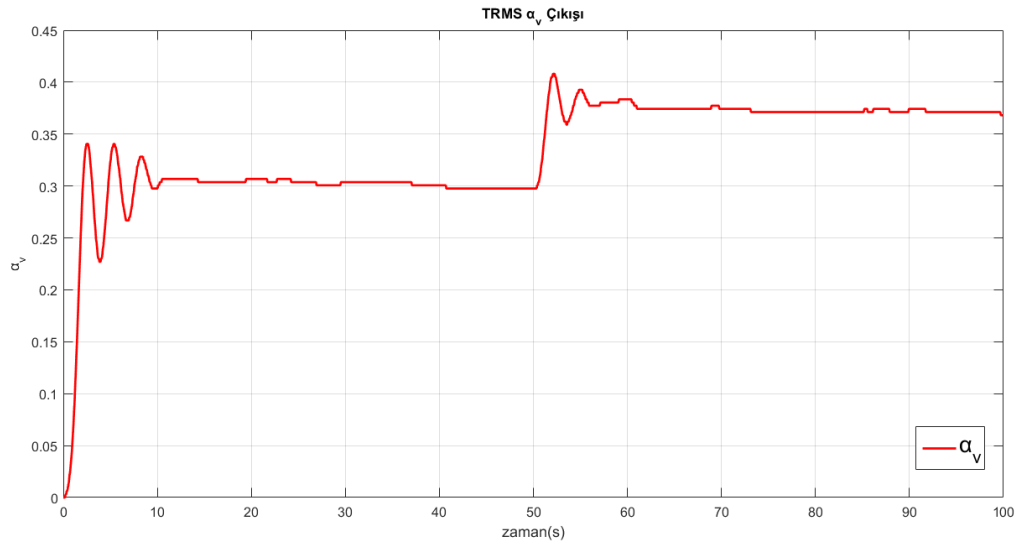
TRMS sisteminde başlangıçta α_v açısı -0.4479 radyandır. Gerçek zaman sistemde alınan ölçümler sistem hangi noktada olursa olsun her iki açıda 0 radyan olarak başlamaktadır. Bu yüzden TRMS sistemi simülasyon devresinde α_v çıkışı başlangıç değeri ile toplanarak gerçek sistem ile aynı olması sağlanmıştır. α_{v0} değeri sistemin başlangıç pozisyonundaki kuvvet eşitliğinden denklem 6.1'de gösterilmektedir.

$$(A - B) \cos(\alpha_{v0}) - C \sin(\alpha_{v0}) = 0 \quad \rightarrow \quad \alpha_{v0} = \tan^{-1}((A - B)/C) \quad (6.1)$$

Sistemin parametrelerini elde etmek için gerçek zaman sistemden veri almada kullanılan program Şekil 6.2.'de, alınan giriş ve çıkış verileri ise Şekil 6.3.'de gösterilmektedir.

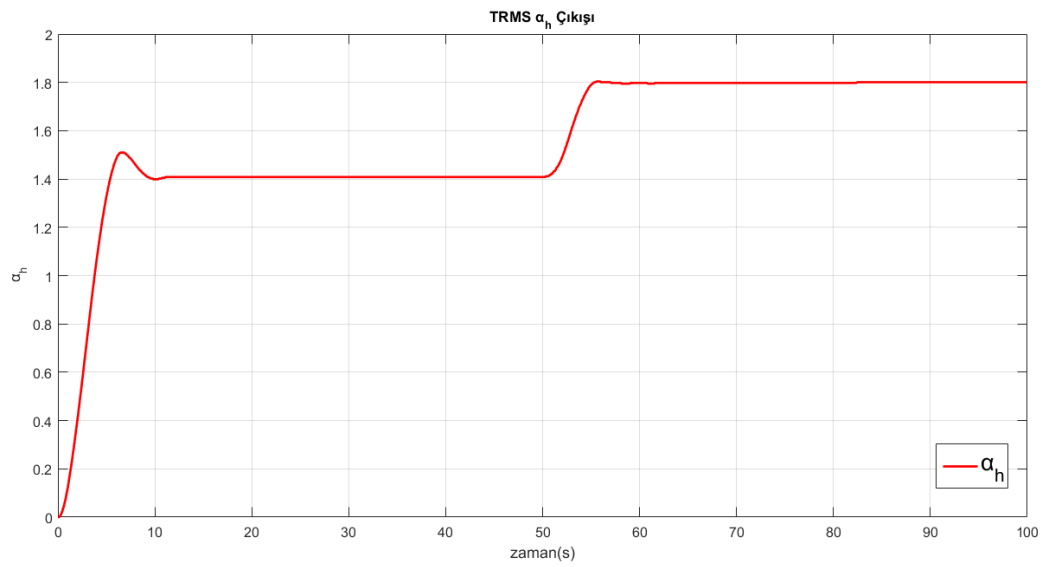


Şekil 6.2. TRMS gerçek zaman sistemden veri toplama devresi

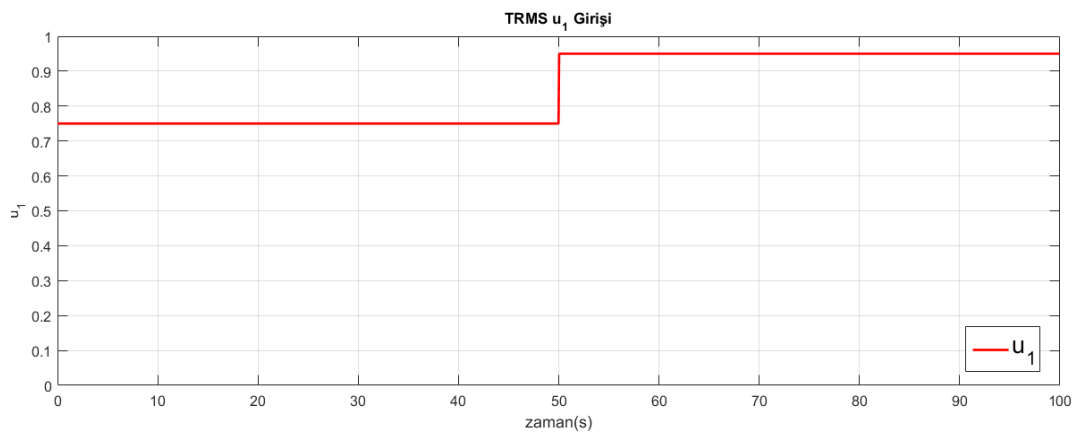


(a)

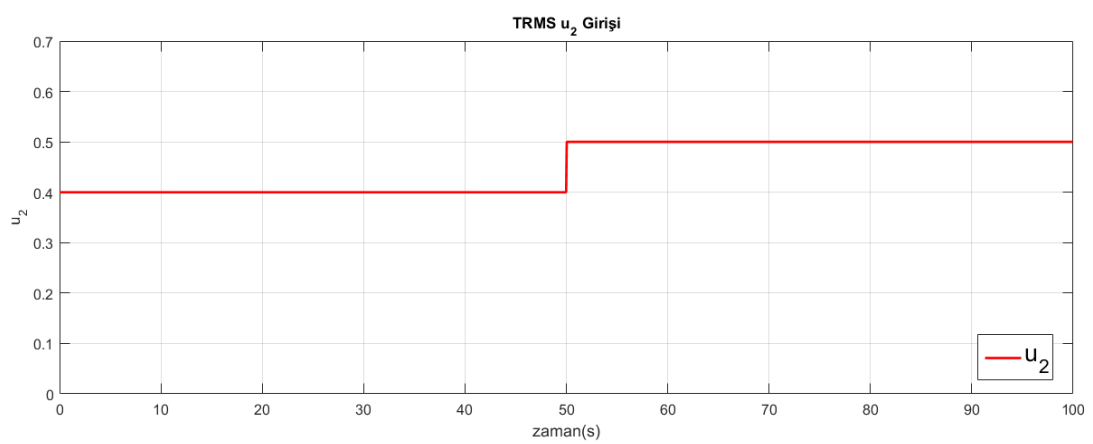
Şekil 6.3. (a) α_v çıkışı (b) α_h çıkışı (c) u_1 girişi (d) u_2 girişi



(b)



(c)



(d)

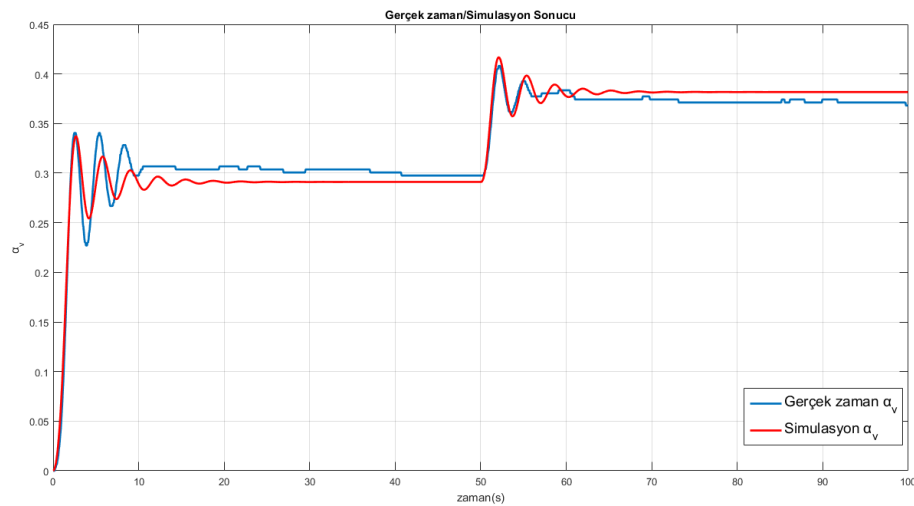
Şekil 6.3. (Devamı)

Parametrelerin tahmininde Şekil 2.17.'de verilen diyagramda olduğu gibi 'MATLAB/Simulink parameter estimation' aracı kullanılarak bilinmeyen parametrelerin tahmini gerçekleştirilmiştir. TRMS sisteminin parametrelerinin ilk değerleri için [7]'da verilen değerler kullanılmıştır. Parametre tahmini sonucunda değişen parametreler ve değerleri Tablo 6.2.'de verilmektedir.

Tablo 6.2. Parametre tahmini sonuçları

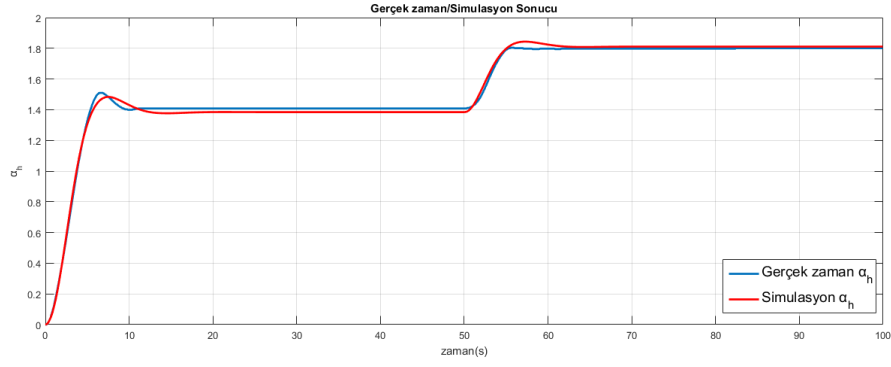
Parametre	Değer	Parametre	Değer	Parametre	Değer
l_t	0,28494	k_{tvm}	5,1e-07	k_m	4,6316e-04
l_m	0,24004	k_{thp}	7,3726e-06	k_t	0,00035362
l_b	0,31	k_{thn}	4,2e-08	k_g	3,5793e-04
l_{cb}	0,3	k_{vfv}	0,031427	k_{chp}	0,020237
j_{mv}	5,8436e-04	k_{vfh}	0,043986	k_{cvp}	0,0623
j_{th}	2,5964e-04	k_{fvp}	2,0733e-04	k_{cvn}	0,0025141
k_1	10	k_{fvm}	8,2682e-06	k_{chn}	0,039117
k_2	7,3837	k_{fhp}	1,3371e-04		
k_{tvp}	1,0073e-05	k_{fhn}	2,204e-06		

Şekil 6.3. (c) ve (d) girişleri için elde edilen parametrelerle gerçekleştirilen simülasyon ve gerçek zaman sonuçların karşılaştırıldığı grafikler Şekil 6.4. ile gösterilmektedir.



(a)

Şekil 6.4. (a) α_v çıkışı için oluşturulan simülasyon devresi gerçek zaman sistem karşılaştırılması (b) α_h çıkışı için oluşturulan simülasyon devresi gerçek zaman sistem karşılaştırılması



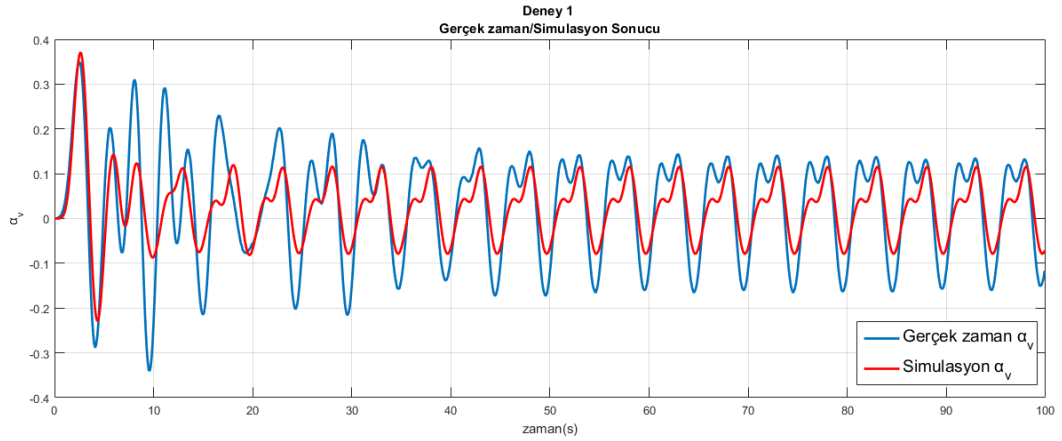
(b)

Şekil 6.4. (Devamı)

Tablo 6.3.'te farklı u_1 ve u_2 girişleri verilmiştir. Bu farklı girişler için gerçek zaman ve simülasyon sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmektedir.

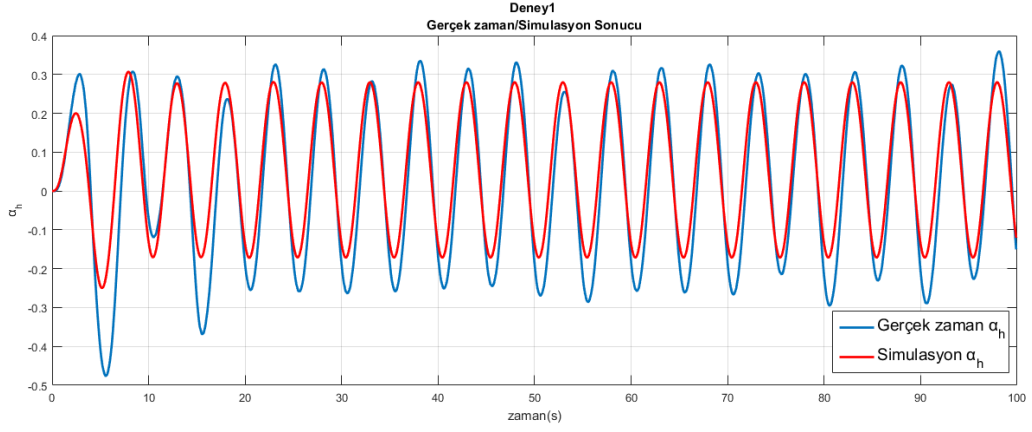
Tablo 6.3. Açık çevrim sistem için farklı giriş değerleri

		Giriş işareti
Deney 1	u_1	$\sin(2\pi 0,2)$
	u_2	0
Deney 2	u_1	$1,5\sin(2\pi 0,5)$
	u_2	$\sin(2\pi 0,5)$

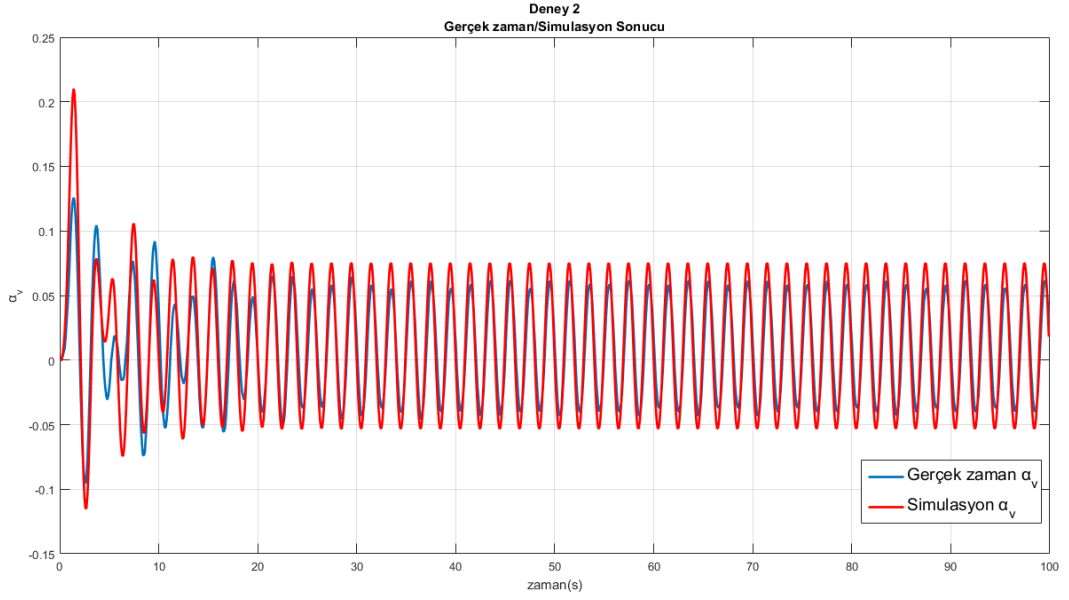


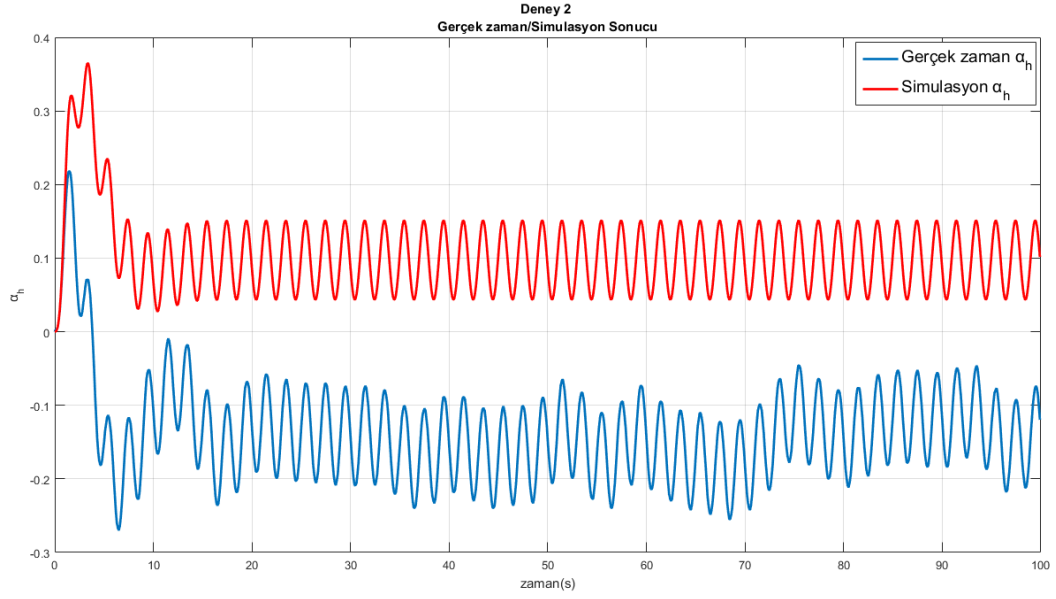
(a)

Şekil 6.5. (a)Deney 1 girişi için α_v simülasyon/gerçek zaman karşılaştırılması (b)Deney 1 girişi için α_h simülasyon/gerçek zaman karşılaştırılması



Şekil 6.5. (Devamı)

Şekil 6.6. (a)Deneý2 girişi için α_v çıkışı simülasyon/gerçek zaman karşılaştırılması(b) Deneý2 girişi için α_h çıkışı simülasyon/gerçek zaman karşılaştırılması



(b)

Şekil 6.6. (Devamı)

6.1.2. Linear modelin elde edilmesi

Bölüm 6.1.1’de elde edilen parametreler denklem 2.35’de yerine koyulduğunda TRMS sisteminin lineer olmayan durum denklemleri

$$\begin{aligned}
 \frac{dw_m}{dt} &= 43.2097u_1 - 0.1642w_m - 0.01723\omega_m^2 \\
 \frac{ds_v}{dt} &= 0.000763\omega_m^2 - 0.0026\omega_t - 1.7276 \cos(\alpha_v) - 3.6055 \sin(\alpha_v) - 0.4808s_v - \\
 &0.3644 \sin(2\alpha_v) \left(s_h + \frac{0.00046w_m \cos(\alpha_v)}{0.0545\cos^2(\alpha_v)+0.0069\sin^2(\alpha_v)+0.0059} \right)^2 + \\
 &0.0000011\omega_m^2 \cos(\alpha_v) \left(s_h + \frac{0.00046w_m \cos(\alpha_v)}{0.0545\cos^2(\alpha_v)+0.0069\sin^2(\alpha_v)+0.0059} \right) \quad (6.1) \\
 \frac{d\alpha_v}{dt} &= s_v + 0.005415\omega_t \\
 \frac{dw_t}{dt} &= 71.80651u_2 - 0.2850w_t - 0.02839\omega_t^2 \\
 \frac{ds_h}{dt} &= \frac{0.0202\alpha_h+0.044s_h-0.0623(\alpha_v+0.4479)^2-0.000038\omega_t^2 \cos(\alpha_v)+0.00046w_m \cos(\alpha_v)}{0.0545\cos^2(\alpha_v)+0.0069\sin^2(\alpha_v)+0.0059} \\
 \frac{d\alpha_h}{dt} &= s_h + \frac{0.0004631\omega_m \cos(\alpha_v)}{0.0545\cos^2(\alpha_v)+0.0069\sin^2(\alpha_v)+0.0059}
 \end{aligned}$$

olarak elde edilir.

$\frac{dw_m}{dt} = f_1$, $\frac{ds_v}{dt} = f_2$, $\frac{d\alpha_v}{dt} = f_3$, $\frac{dw_t}{dt} = f_4$, $\frac{ds_h}{dt} = f_5$, $\frac{d\alpha_h}{dt} = f_6$ olmak üzere bölüm 2.5'te anlatıldığı gibi sistemin $u_1 = 0.85$, $u_2 = 0.45$, $\alpha_v = -0.1119$ ve $\alpha_h = 1.5967$ çalışma noktası etrafında lineer modeli elde edilecektir.

$\frac{dw_m}{dt} = f_1 = 0$ denkleminde $u_1 = 0.85$ değeri yerine koyulur ve w_m durum değişkeni çekilirse bu çalışma noktasında w_m durumunun değeri 41.6393 olarak elde edilir.

$\frac{dw_t}{dt} = f_4 = 0$ denkleminde $u_2 = 0.45$ değerinin yerine koyulması ile w_t durum değişkeni bu çalışma noktasında 29.0861 olarak elde edilir.

$\frac{d\alpha_v}{dt} = f_3 = 0$ denkleminde $w_t = 29.0861$ yerine koyulması ile s_v durum değişkeni -0.1575 olarak elde edilir.

$\frac{d\alpha_h}{dt} = f_6 = 0$ denkleminde $w_m = 41.6393$ ve $\alpha_v = -0.1119$ yerine koyulması ile s_h durum değişkeni -0.3205 olarak bulunur.

Çalışma noktasında durum değişkenlerinin değeri denklem 2.41 ve 2.42'de verilen A^* , B^* , C^* ve D^* formülleri kullanılmış ve sistemin

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta x(t)}{dt} &= A^* \Delta x(t) + B^* \Delta u(t) \\ \Delta y(t) &= C^* \Delta x(t) + D^* \Delta u(t) \end{aligned}$$

formundaki transfer fonksiyonu denklem 6.2 ve 6.3 ile verilmiştir. Bu denklemlerde $w_m(t) = x_1(t)$, $s_v(t) = x_2(t)$, $\alpha_v(t) = x_3(t)$, $w_t(t) = x_4(t)$, $s_h(t) = x_5(t)$, $\alpha_h(t) = x_6(t)$ olarak isimlendirilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1(t)}{dt} \\ \frac{dx_2(t)}{dt} \\ \frac{dx_3(t)}{dt} \\ \frac{dx_4(t)}{dt} \\ \frac{dx_5(t)}{dt} \\ \frac{dx_6(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.5998 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0635 & -0.4809 & -3.7759 & -0.0026 & 0.0020 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0.0054 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1.9369 & 0 & 0 \\ -0.0057 & 0 & 0.7552 & 0.0368 & -0.7357 & -0.378 \\ 0.0077 & 0 & -0.0206 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \\ x_6(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 43.2097 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 71.8065 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \\ x_6(t) \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

İki girişli iki çıkışlı TRMS sisteminin durum denklemlerinden

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (6.4)$$

formülü kullanılarak sistemin transfer fonksiyonu matrisi

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{p1}(s) & G_{p2}(s) \\ G_{p3}(s) & G_{p4}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

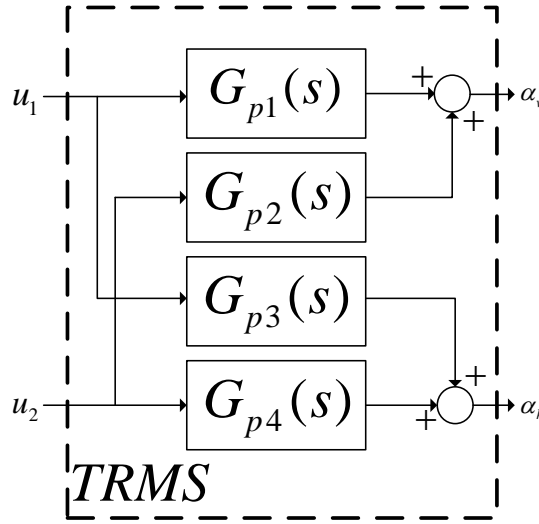
$$G_{p1}(s) = \frac{2.743s^2 + 2.017s + 0.9261}{s^5 + 2.81s^4 + 6.41s^3 + 10.09s^2 + 5.977s + 2.04}$$

$$G_{p2}(s) = \frac{0.9889s^3 + 0.2861s^2 + 0.1365s}{s^5 + 3.15s^4 + 6.824s^3 + 11.59s^2 + 6.968s + 2.47}$$

$$G_{p3}(s) = \frac{0.3325s^3 + 0.1599s^2 + 1.199s + 2.029}{s^5 + 2.81s^4 + 6.41s^3 + 10.09s^2 + 5.977s + 2.04}$$

$$G_{p4}(s) = \frac{2.636s^2 + 1.559s + 9.983}{s^5 + 3.15s^4 + 6.824s^3 + 11.59s^2 + 6.968s + 2.47}$$

olarak elde edilir. Şekil 6.7.'de lineer transfer fonksiyonları ile oluşturulan TRMS sistemi gösterilmektedir.



Şekil 6.7. Lineer transfer fonksiyonları ile TRMS sistemi

Tasarlanılacak olan kontrolörler ayrık zaman kontrolör olduğu için sistemin ayrık zaman transfer fonksiyonları denklem 6.6 ile verilen rezidü yöntemi kullanılarak ve denklem 6.7 kullanılarak ayrık zaman durum denklemleri ise elde edilmiştir.

$$G_p(z) = Z \left(\frac{1-e^{sT}}{s} G_p(s) \right) \quad (6.6)$$

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Gx(k) + Hu(k) \\ G &= \mathcal{L}^{-1}\{(sI - A)^{-1}\}_{t=T} \\ H &= e^{AT} \left[\int_0^T e^{-A\tau} d\tau \right] B \end{aligned} \quad (6.7)$$

Örnekleme zamanı $T=0.06$ saniye seçilerek denklem 6.7'nin denklem 6.2 ile verilen sürekli zaman durum denklemlerine uygulanması ile sistemin ayrık zaman durum denklemleri

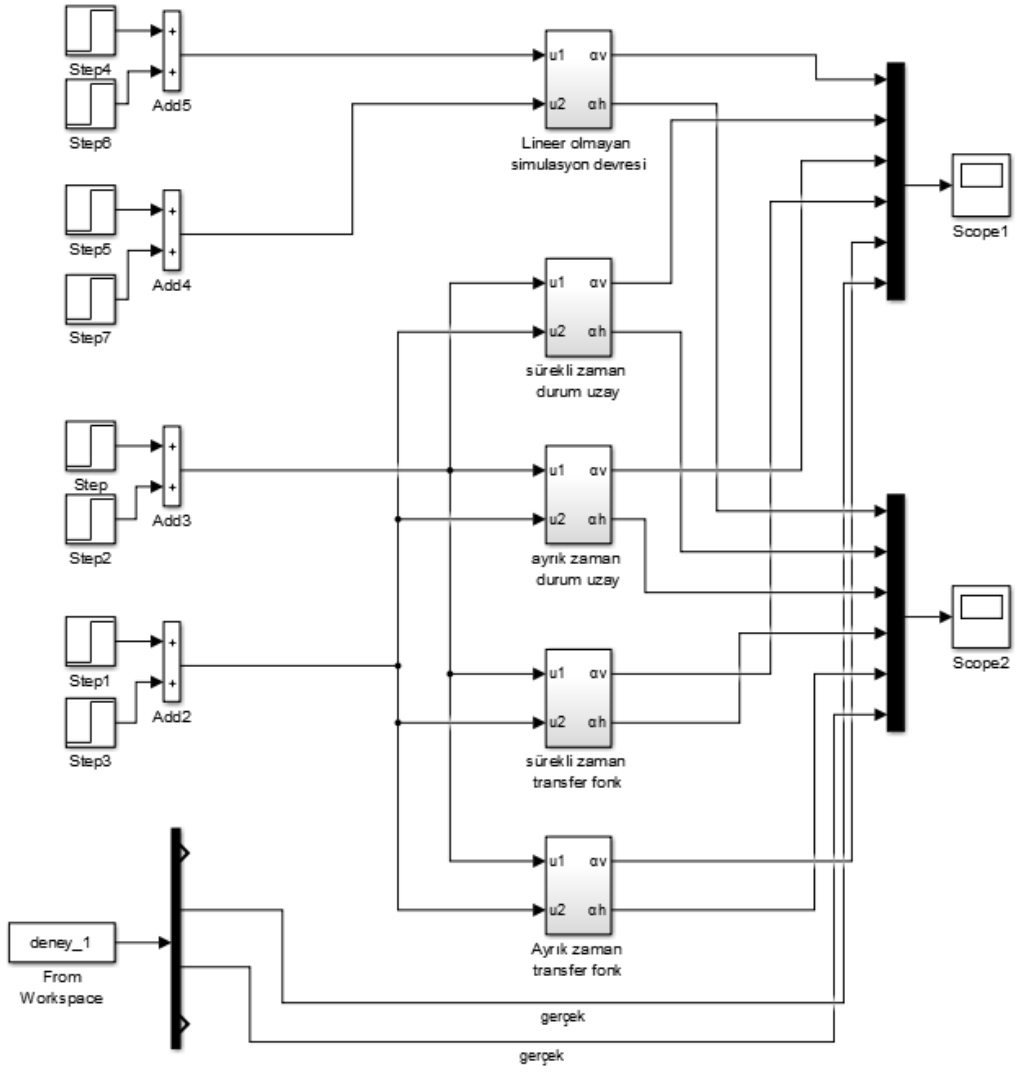
$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \\ x_5(k+1) \\ x_6(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0.9084 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0036 & 0.9649 & -0.2228 & -0.0002 & 0.0001 & 0 \\ 0.0001 & 0.0590 & 0.9933 & 0.0003 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.8903 & 0 & 0 \\ -0.00031 & 0.0013 & 0.0442 & 0.0020 & 0.9562 & -0.0198 \\ 0.00043 & 0 & 0.0001 & 0.0001 & 0.0587 & 0.9994 \end{bmatrix}}_G \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \\ x_5(k) \\ x_6(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 2.4720 & 0 \\ 0.0047 & -0.00037 \\ 0.00009 & 0.00066 \\ 0 & 4.0674 \\ -0.00042 & 0.004522 \\ 0.00057 & 0.0001 \end{bmatrix}}_H \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

olarak elde edilir.

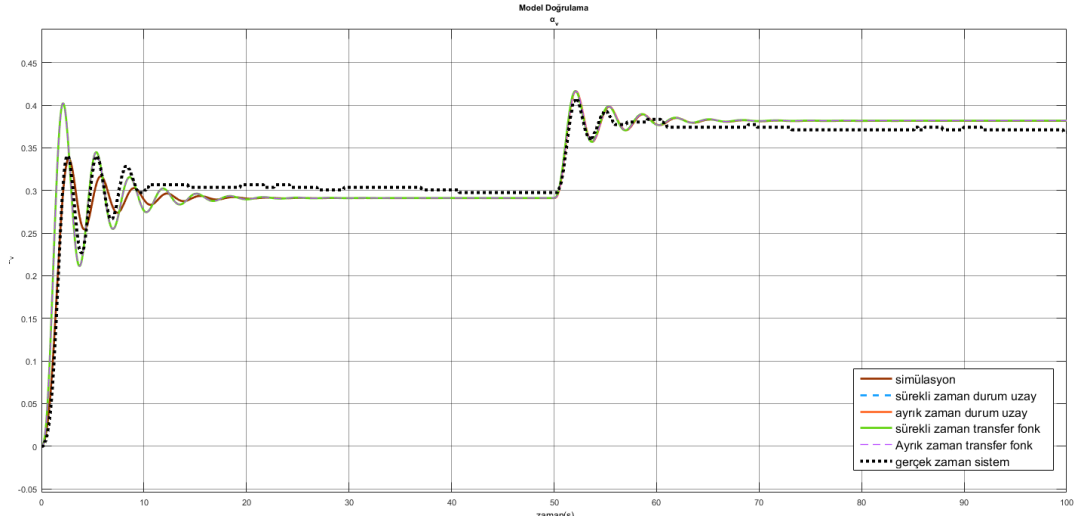
Denklem 6.6 ile verilen sürekli zaman transfer fonksiyonlarına $T=0.06$ örnekleme zamanı ile rezidü yöntemi uygulandığında elde edilen ayrık zaman transfer fonksiyonları denklem 6.9 ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}
G_{p1}(z) &= \frac{9.565e-05 z^4 + 0.0001836 z^3 - 0.0005435 z^2 + 0.0001789 z + 8.598e-05}{z^5 - 4.822 z^4 + 9.313 z^3 - 9.004 z^2 + 4.358 z - 0.8445} \\
G_{p2}(z) &= \frac{0.0007 z^4 - 0.0014 z^3 + 6.413e-05 z^2 + 0.001 z - 0.0006}{z^5 - 4.804 z^4 + 9.242 z^3 - 8.9 z^2 + 4.289 z - 0.8276} \\
G_{p3}(z) &= \frac{0.0006 z^4 - 0.0012 z^3 + 6.168e-05 z^2 + 0.001043 z - 0.0006}{z^5 - 4.822 z^4 + 9.313 z^3 - 9.004 z^2 + 4.358 z - 0.8445} \\
G_{p4}(z) &= \frac{9.133e-05 z^4 + 0.0002 z^3 - 0.0005 z^2 + 0.0001743 z + 8.163e-05}{z^5 - 4.804 z^4 + 9.242 z^3 - 8.9 z^2 + 4.289 z - 0.8276}
\end{aligned} \quad (6.9)$$

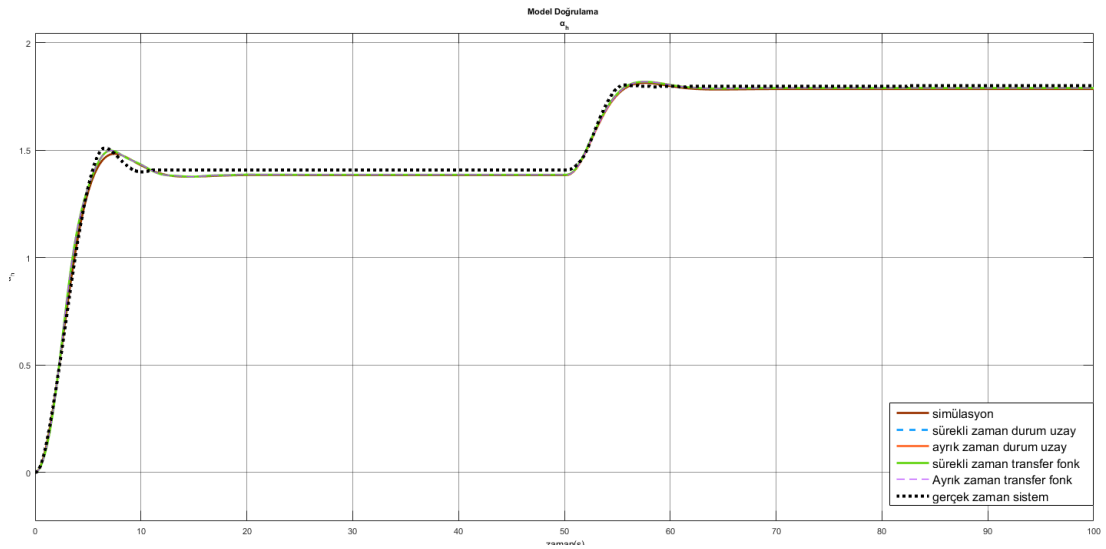
Şekil 6.8.'de lineer olmayan simülasyon devresine, gerçek zaman sisteme ve belli bir çalışma noktası etrafında elde edilen sürekli zaman ve ayrık zaman durum denklemleri/transfer fonksiyonlarına çalışma noktası etrafında aynı girişler verilmiş ve yapılan modellemenin çalışma noktası etrafında doğrulaması yapılmıştır. Simülasyon sonuçları Şekil 6.9.'da verilmektedir.



Şekil 6.8. Lineerleştirme doğrulama simülasyonu



(a)



(b)

Şekil 6.9. (a) α_v çıkışı (b) α_h çıkışı

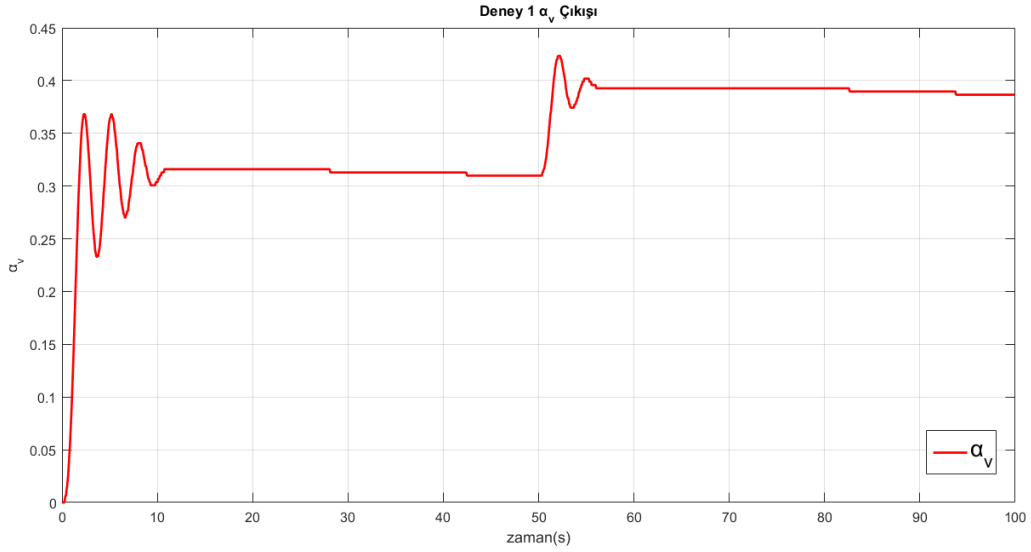
Şekil 6.9.'da görüldüğü üzere yapılan modellemenin ve lineerleştirilmenin çalışma noktası etrafındaki doğruluğu görülmektedir.

6.1.3. Siyah kutu modelleme

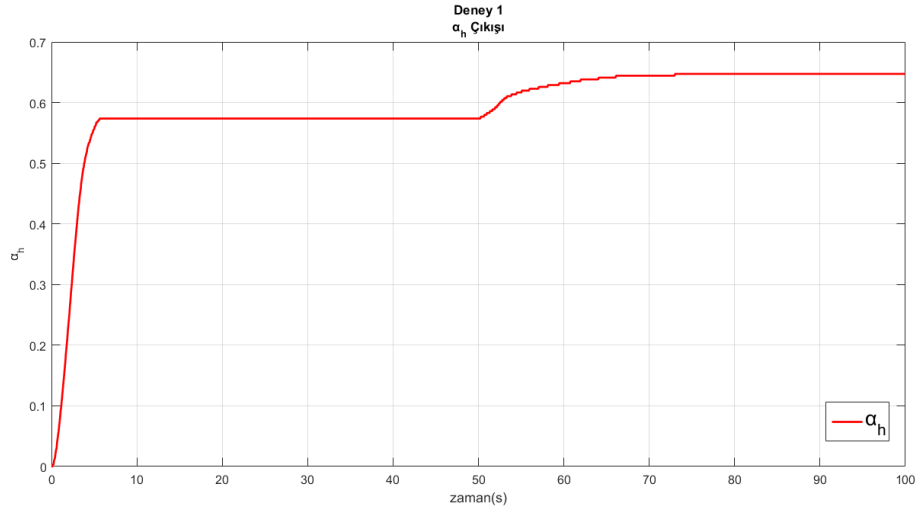
Siyah kutu yaklaşımı ile sistem modellemede izlenecek yöntem aşağıda sıralanmıştır.

1. İlk olarak sistem girişlerinden sıra ile belirlenen çalışma noktaları etrafında olacak şekilde giriş işaretleri verilerek iki adet deney ile sistemin giriş ve çıkış dataları

toplanır. Deney 1’de $u_1 = 0.75u(t) + 0.2u(t - 50)$ ve $u_2 = 0$ girişleri verilmiş ve u_1 girişinin iki çıkışta oluşturduğu etki gözlemlenmiş ve giriş/çıkış verileri deney 1 olarak kaydedilmiştir. Deney 2’de $u_1 = 0$ ve $u_2 = 0.4u(t) + 0.1u(t - 50)$ verilmiş ve u_2 girişinin iki çıkışta oluşturduğu etki gözlemlenmiş ve giriş/çıkış verileri deney 2 olarak kaydedilmiştir. Yapılan deneylerin sonucunda alınan çıkış verileri deney 1 için Şekil 6.10.’da deney 2 için Şekil 6.11.’de gösterilmektedir.

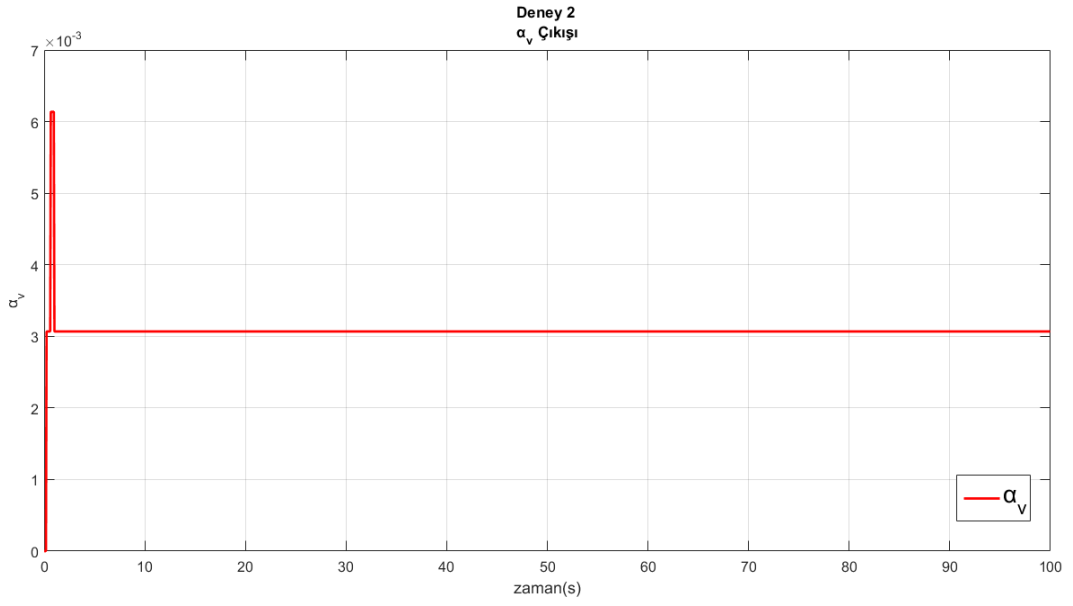


(a)

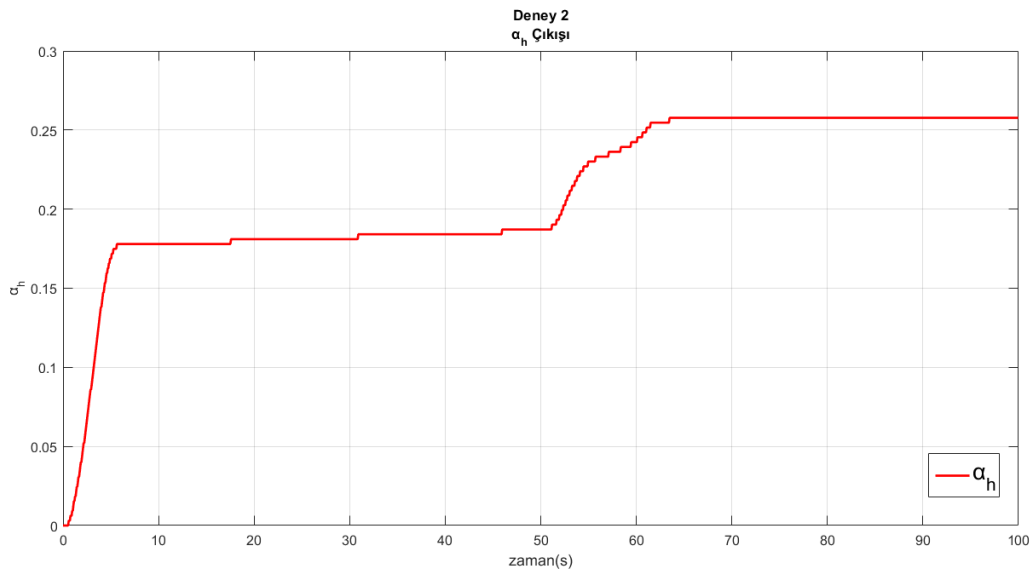


(b)

Şekil 6.10. (a)Siyah kutu yaklaşımı deney 1 α_v çıkışı (b) Siyah kutu yaklaşımı deney 1 α_h çıkışı



(a)



(b)

Şekil 6.11. (a) Siyah kutu yaklaşımı deney 2 α_v çıkışı (b)Siyah kutu yaklaşımı deney 2 α_h çıkışı

2. Denklem 6.9'da görüleceği üzere ayrık zaman sistemin transfer fonksiyonlarında 4 adet sıfır ve 5 adet kutup bulunmaktadır. Bu sebeple ARX model yapısı olarak her bir transfer fonksiyonu

$$G_{Sk}(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{a_0 z^{-1} + a_1 z^{-2} + a_2 z^{-3} + a_3 z^{-4} + a_4 z^{-5}}{1 + b_0 z^{-1} + b_1 z^{-2} + b_2 z^{-3} + b_3 z^{-4} + b_4 z^{-5}} \quad (6.10)$$

yapısında seçilmiştir. Denklem 6.10'da içler dışlar çarpımı yapılır ve ters z dönüşümü alınır

$$y(k) = \begin{bmatrix} y(k-5) \\ y(k-4) \\ y(k-3) \\ y(k-2) \\ y(k-1) \\ u(k-5) \\ u(k-4) \\ u(k-3) \\ u(k-2) \\ u(k-1) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} b_4 \\ b_3 \\ b_2 \\ b_1 \\ b_0 \\ a_4 \\ a_3 \\ a_2 \\ a_1 \\ a_0 \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

olarak ifade edilir.

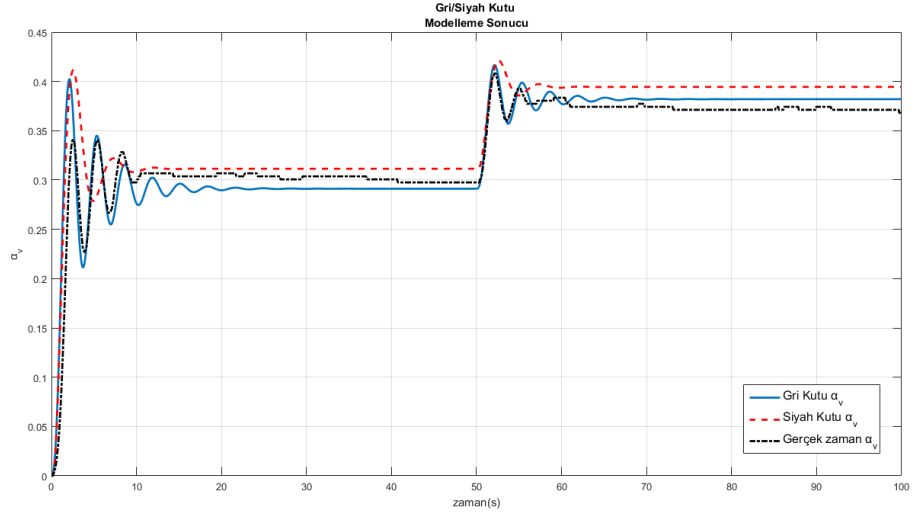
3. En küçük kareler yöntemi ile bilinmeyen parametreler hesaplanmıştır. Bu hesabın yapıldığı Matlab m. dosyası ek 1'de verilmektedir.

4. Elde edilen transfer fonksiyonları ile denklem 6.9'da elde edilen transfer fonksiyonları aynı girişler için karşılaştırılmıştır.

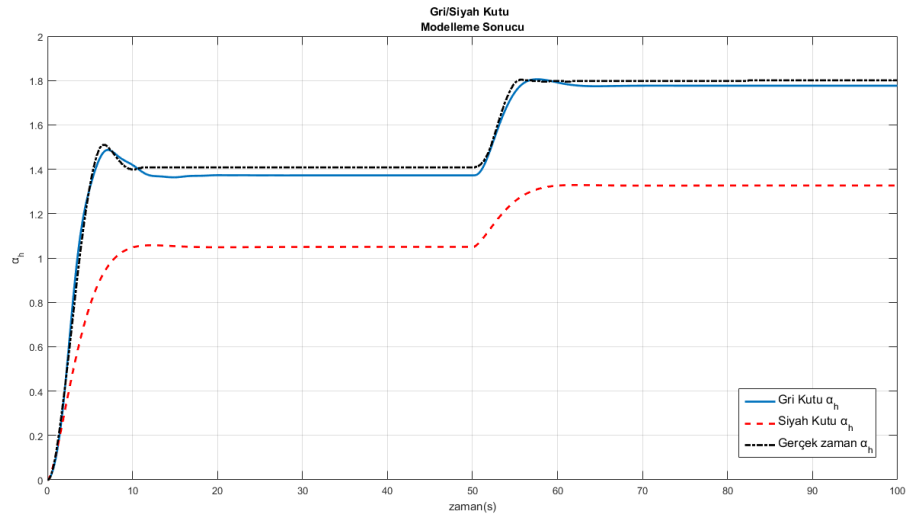
Siyah kutu yaklaşımında seçilen model yapısında en küçük kareler yönteminin uygulanması ile elde edilen transfer fonksiyonları denklem 6.12 ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} G_{p1}(z) &= \frac{(5.218e-5)z^4 - (1.107e-7)z^3 - (7.711e-8)z^2 - (1.216e-8)z + 0.005239}{z^5 - 1.185z^4 - 0.2882z^3 + 0.1528z^2 + 0.4481z - 0.1146} \\ G_{p2}(z) &= \frac{0.0001413z^4 + (1.023e-9)z^3 + (3.121e-9)z^2 - (9.246e-10)z - 0.0001184}{z^5 - 0.9759z^4 + (6.644e-11)z^3 + (8.699e-11)z^2 + (1.775e-11)z - 0.01436} \\ G_{p3}(z) &= \frac{0.000609z^4 + (8.623e-8)z^3 + (1.488e-07)z^2 + 0.01534z - 0.0139}{z^5 - 1.022z^4 - 0.1861z^3 - 0.1844z^2 + 0.1311z + 0.2635} \\ G_{p4}(z) &= \frac{-0.0005179z^4 + (1.426e-7)z^3 - (1.823e-7)z^2 + (7.418e-8)z + 0.002733}{z^5 - 0.9725z^4 - 0.1546z^3 - 0.1793z^2 + 0.06839z + 0.2424} \end{aligned} \quad (6.12)$$

Bölüm 6.1.2'de elde edilen ayrık zaman transfer fonksiyonlarına ve siyah kutu yaklaşımı sonucunda elde edilen transfer fonksiyonlarına çalışma noktası etrafında verilen aynı girişlere göre sistem çıkışları Şekil 6.12.'de gösterilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 6.12. (a)Gri/siyah kutu modelleme karşılaştırması α_v çıkışı (b)Gri/siyah kutu modelleme karşılaştırması α_h çıkışı

Yapılan karşılaştırma sonucunda gri kutu modelleme yöntemi kullanılarak elde edilen transfer fonksiyonunun gerçek zaman sisteme daha yakın cevap verdiği görülmüştür. Çalışmanın devamında sistem modeli olarak bölüm 6.1.2’de elde edilen transfer fonksiyonları kullanılacaktır.

6.2.Gözlemleyici Tasarımı

TRMS sisteminde sistemi oluşturan tüm durumlar ölçülmemektedir. TRMS sisteminin durum geri beslemeli bir kontrolör ile kontrolü için gözlemleyici tasarımı gerekmektedir. Bu bölümde ilk olarak sistemin gözlenebilirliği test edilmiştir. TRMS sisteminin gözlenebilirlik matrisleri denklem 3.2’de verilen formül ve denklem 6.8’de verilen ayrık zaman transfer fonksiyonları kullanılarak

$$O_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0.00011 & 0.059 & 0.9932 & 0.0003 & 0.000005 & -2.32e - 7 \\ 0.0004 & 0.1155 & 0.9734 & 0.00055 & 0.000013 & -1.8e - 6 \\ 0.0009 & 0.1689 & 0.9411 & 0.0008 & 0.00003 & -6e - 6 \\ 0.00152 & 0.2185 & 0.8971 & 0.00094 & 0.00005 & -1.39e - 5 \\ 0.002262 & 0.2638 & 0.8424 & 0.001066 & 0.0007 & -2.65e - 5 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

$$O_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0.00043 & -9.9e - 6 & 0.0001 & 0.000062 & 0.056 & 0.9994 \\ 0.0008 & 0.00006 & 0.0028 & 0.00023 & 0.1147 & 0.9976 \\ 0.00112 & 0.00036 & 0.0079 & 0.00051 & 0.1682 & 0.9947 \\ 0.00139 & 0.0010 & 0.0153 & 0.00086 & 0.2192 & 0.9908 \\ 0.00163 & 0.0022 & 0.0248 & 0.00128 & 0.2678 & 0.988 \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

olarak elde edilir. O_1 ve O_2 matrislerinin rankına bakıldığında sistem derecesine eşit olduğu görülür. Her iki çıkıştan da sistemin durumları gözlenebilmektedir. Bölüm 3.3’te anlatılan Luenberger gözlemleyicisi kullanılarak sistem durumları gözleyicisi tasarlanmıştır.

Gözleyicinin yani A_c matrisinin öz değerleri denklem 6.2 ile verilen G matrisinin öz değerleri ile aynı seçilmiştir.

$$\lambda_{A_c} = \lambda_G \quad (6.15)$$

Gözleyici matrisi L sistem matrisi G ve C matrisleri göz önüne alındığında

$$L = [[L_1]_{6 \times 1} \quad [L_2]_{6 \times 1}]_{6 \times 2} \quad (6.16)$$

Boyutunda olduğu görülür. L matrisinin ilk sütunu

$$|zI - G| = |zI - G + L_1[0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]| \quad (6.17)$$

eşitliği çözülerek elde edilir.

L matrisinin ikinci sütunu

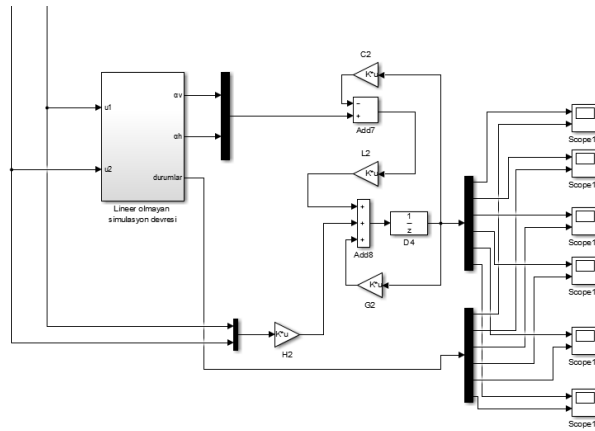
$$|zI - G| = |zI - G + L_2[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]| \quad (6.18)$$

eşitliği çözülerek elde edilir.

Denklem 6.17 ve 6.1'deki kutup yerleştirme problemleri çözüldüğünde gözleyici matrisi

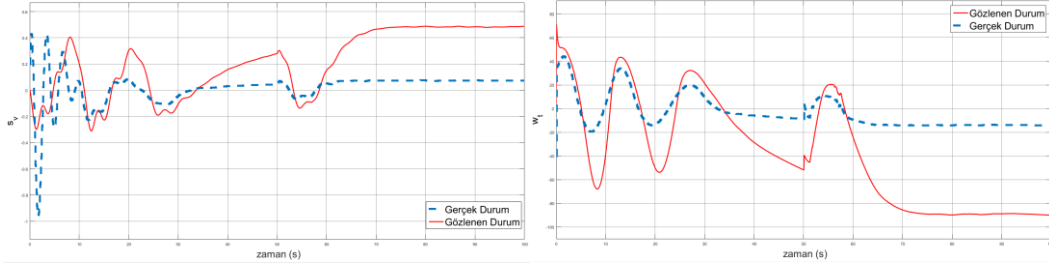
$$L = 10^{-6} \begin{bmatrix} 0.0104 & -0.0587 \\ -0.0002 & 0.00094 \\ 0 & -0.00065 \\ 0.0506 & -0.00605 \\ -0.0692 & 0.00043 \\ 0.1306 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

olarak elde edilmiştir. Gözlemleyici için kullanılan simülasyon Şekil 6.13.'te gösterilmiştir.



Şekil 6.13. Gözleyici Simülasyon devresi

Şekil 6.14.'te verilmiş olan simülasyon sonucunda gözlenen durumların ve gerçek durumlar karşılaştırıldığında gözlenen durumların hatalı olduğu görülmektedir. Lineer olmayan bir sistemde lineer gözleyici kullanıldığı için gözlemleyici istenen şekilde çalışmamıştır.

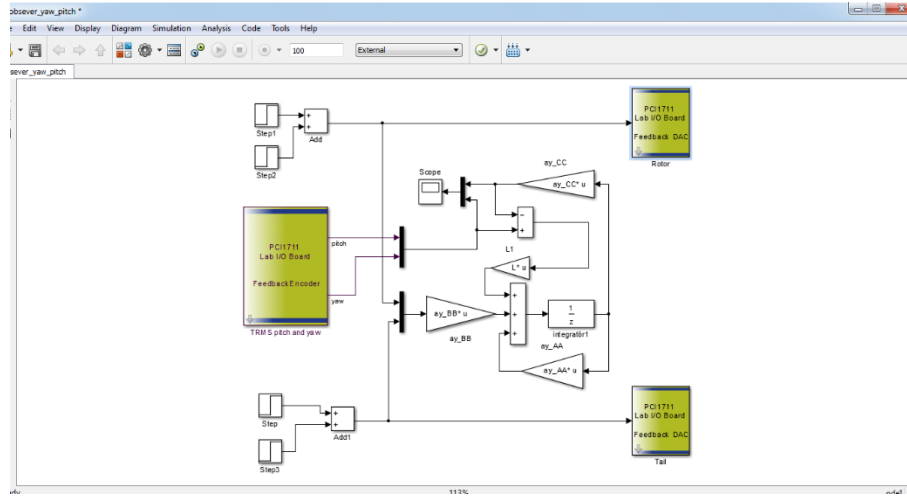


(a)

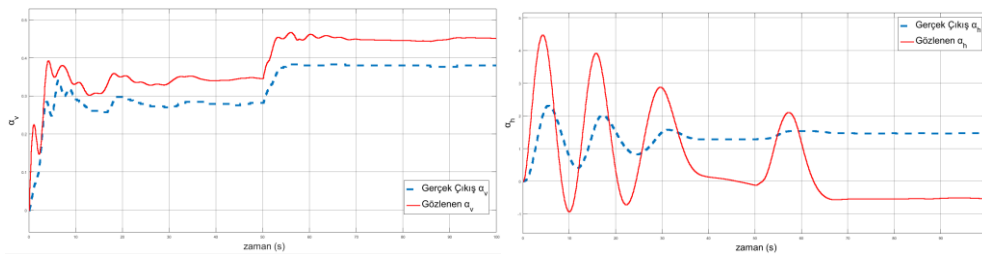
(b)

Şekil 6.14. (a) S_p durumu Gözleyici/simülasyon karşılaştırması (b) w_r durumu Gözleyici/Simülasyon karşılaştırması

Gerçek zaman sistemde kullanılan gözleyici Şekil 6.15.'te ve gerçek zaman çıkışların ve gözlenen çıkışların karşılaştırması Şekil 6.16.'da gösterilmektedir.



Şekil 6.15. Gerçek zaman gözleyici devresi



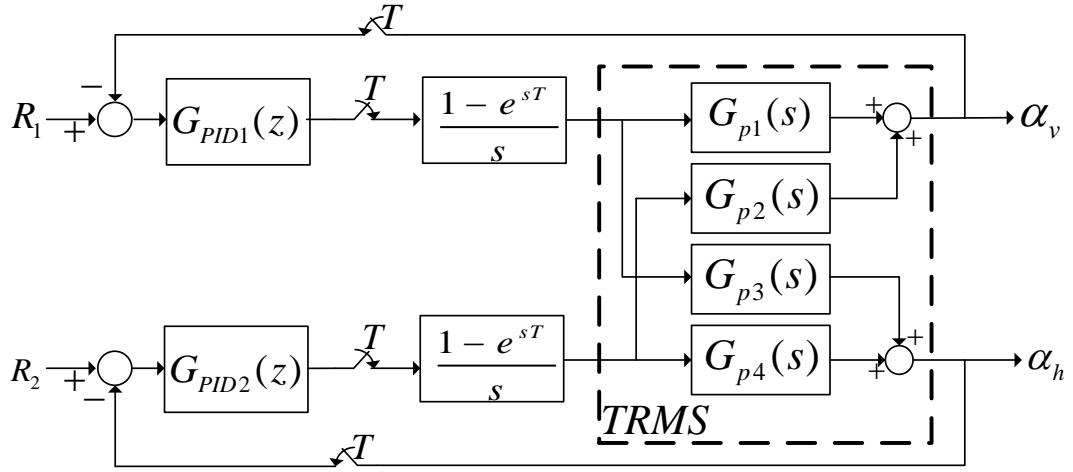
(a)

(b)

Şekil 6.16. (a)Gözlenen/Gerçek zaman α_p çıkışı karşılaştırması(b) Gözlenen/Gerçek zaman α_h çıkışı

6.3. PID Kontrolör Tasarımı

Bu bölümde TRMS sisteminde α_v ve α_h çıkışları ayrı zaman PID kontrolör ile kontrol edilmiştir. Kontrolör tasarımında sistem modeli olarak denklem 6.9 ile verilen ayrık zaman model kullanılmıştır. Kontrolör tasarımda sistemde bulunan kublajlar bozucu olarak kabul edilmiştir. PID kontrolörlerin kullanıldığı kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 6.17.'de gösterilmektedir. PID kontrolör katsayıları bölüm 4.2 ve 4.3'de anlatılan yöntemlerle hesaplanmaktadır. Her bir yöntem için gerçek zaman ve simülasyon sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmektedir.



Şekil 6.17. TRMS ayrık zaman PID kapalı çevrim blok diyagramı

6.3.1. Parametrik denklemler ile PID kontrolör tasarımı

TRMS sisteminin kontrolü için $G_{p1}(z)$ ve $G_{p4}(z)$ transfer fonksiyonları ayrı birer sistem olarak kabul edilmiştir ve iki adet kontrolcü tasarımı yapılmıştır. α_v ilk kontrolörle α_h çıkışı ise ikinci kontrolörle kontrol edilmiştir.

Birinci kontrolör tasarımında sistemin ayrık zaman transfer fonksiyonu olarak elde edilen denklem 6.9'da verilen $G_{p1}(z)$ kullanılmıştır. Performans kriteri olarak yüzde aşım $M_{p1} = 4$ ve yerleşme zamanı $t_{s1} = 6$ s olarak seçilmiş $\xi_1 = 0.7156$, $w_{n1} = 0.9316$ olarak hesaplanmıştır.

Elde edilen ξ_1 ve w_{n1} değerleri denklem 4.4 ve 4.5'te yerine koyularak sürekli zaman ve ayrık zaman kontrol kökleri

$$s_{1,2} = -0.6667 \pm 0.6507i \quad (6.20)$$

$$z_{1,2} = 0.9601 \pm 0.0375i \rightarrow |z_1| 0.9531 \quad \beta = 0.0390 \text{ rad} \quad (6.21)$$

olarak elde edilir.

z_1 kompleks sayısı ayrık zaman transfer fonksiyonu $G_{p1}(z)$ 'de yerine koyulduğunda

$$G_{p1}(z_1) = \frac{(5.218e-5)z^4 - (1.107e-7)z^3 - (7.711e-8)z^2 - (1.216e-8)z + 0.005239}{z^5 - 1.185z^4 - 0.2882z^3 + 0.1528z^2 + 0.4481z - 0.1146} \Big|_{z=z_1} = 0.7710 + 2.5696i$$

$$|G_{p1}(z_1)| = 2.6828 \quad \text{ve } \psi = 1.2793 \text{ rad}$$

olarak hesaplanır.

Birim rampa giriş için sistemin sürekli hal hatası $e_{ss} = k_h \frac{2\xi}{w_n} k_h = 1$ olarak seçilerek $e_{ss} = 1.5364$ için denklem 4.7 kullanılarak

$$K_{i1} = 0.0860 \quad (6.22)$$

olarak elde edilir.

Hesaplanan $|z_1|$, β , $|G_p(z_1)|$, Ψ ve K_i değerleri denklem 4.8 ve 4.9'da yerine koyularak

$$K_{p1} = 0.2022 \quad (6.23)$$

$$K_{D1} = 10.4672 \quad (6.24)$$

olarak hesaplanır.

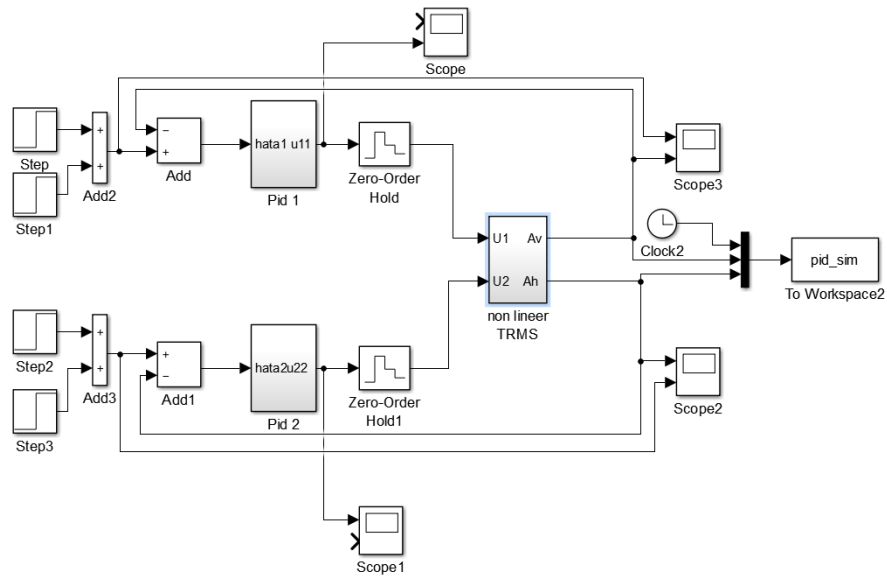
İkinci kontrolör tasarımında sistemin ayrık zaman transfer fonksiyonu olarak elde edilen denklem 6.9'da verilen $G_{p4}(z)$ kullanılmış ve performans kriteri olarak $M_{p2} = 4$ ve yerleşme zamanı $t_{s2} = 5$ s olarak seçilmiştir. Birim rampa giriş için sürekli hal hatası belirlerken $k_h = 0.5$ seçilmiştir. Yapılan işlemler sonucunda

$$K_{P2} = 0.7136 \quad (6.25)$$

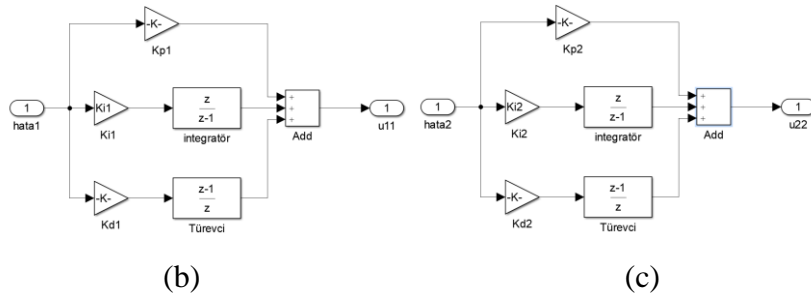
$$K_{i2} = 0.0232 \quad (6.26)$$

$$K_{D2} = 12.1795 \quad (6.27)$$

olarak hesaplanmıştır. Şekil 6.18'de kapalı çevrim simülasyon devresi Şekil 6.19.'da ise gerçek zaman sistemde kullanılan Simulink ekran görüntüsü verilmektedir.



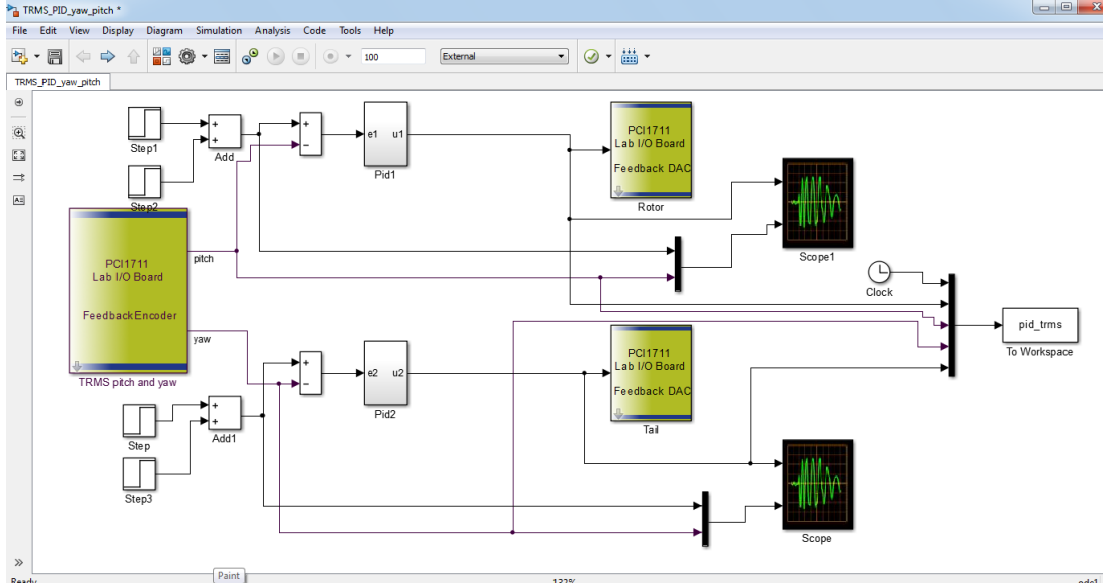
(a)



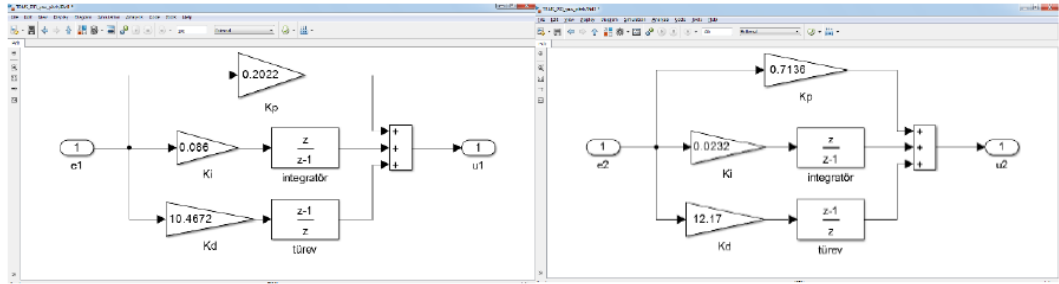
(b)

(c)

Şekil 6.18. (a)PID kontrolör simülasyon devresi (b)PID1 bloğunun içi (c) PID2 bloğunun içi



(a)



(b)

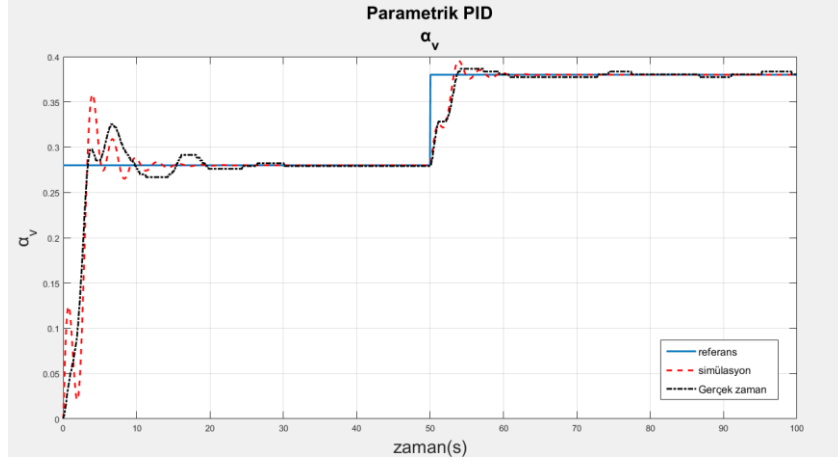
(c)

Şekil 6.19. (a)Gerçek zaman PID kontrolör (b) PID1 bloğunun içi (c) PID2 bloğunun içi

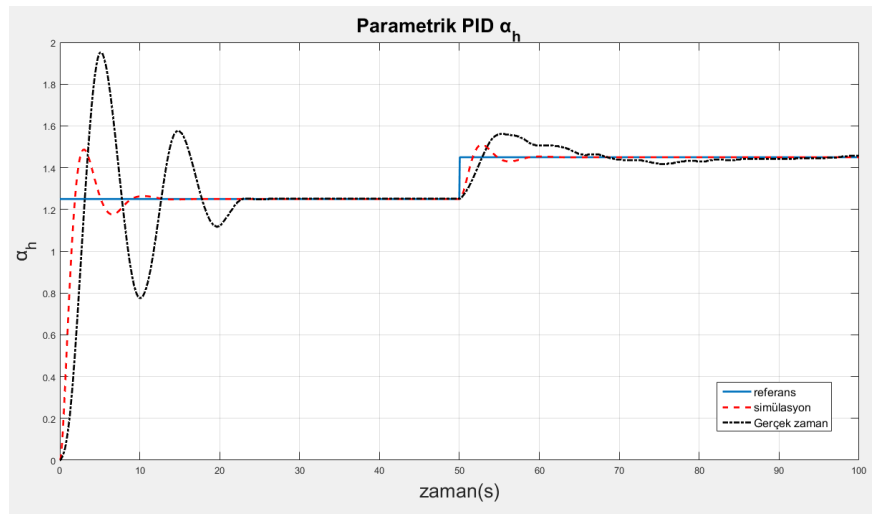
Tablo 6.4.'de parametrik denklemlere tasarlanan PID kontrolörlerin bulunduğu kapalı çevrim sistemler için verilen referans işaretler verilmektedir. Bu referans girişler için simülasyon ve gerçek zaman çıkışlar karşılaştırmalı olarak verilmektedir.

Tablo 6.4. Referans işaretler

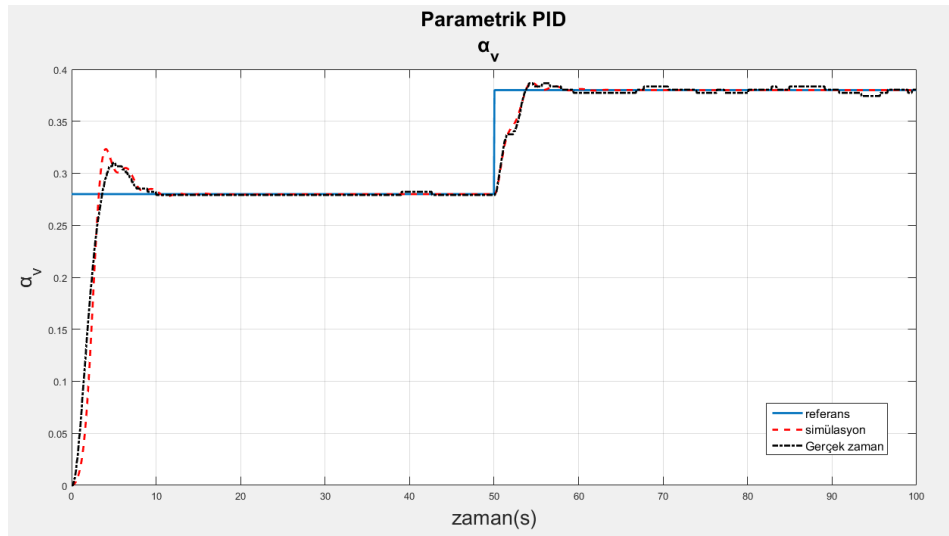
		Giriş işareti
Referans 1	r_1	$0.28u(t) + 0.1u(t - 50)$
	r_2	$1.25u(t) + 0.2u(t - 50)$
Referans 2	r_1	$0.28u(t) + 0.1u(t - 50)$
	r_2	0
Referans 3	r_1	0
	r_2	$1.25u(t) + 0.2u(t - 50)$
Referans 4	r_1	$0.28u(t) + 0.1u(t - 50)$
	r_2	$1.25u(t - 20) + 0.2u(t - 70)$



(a)

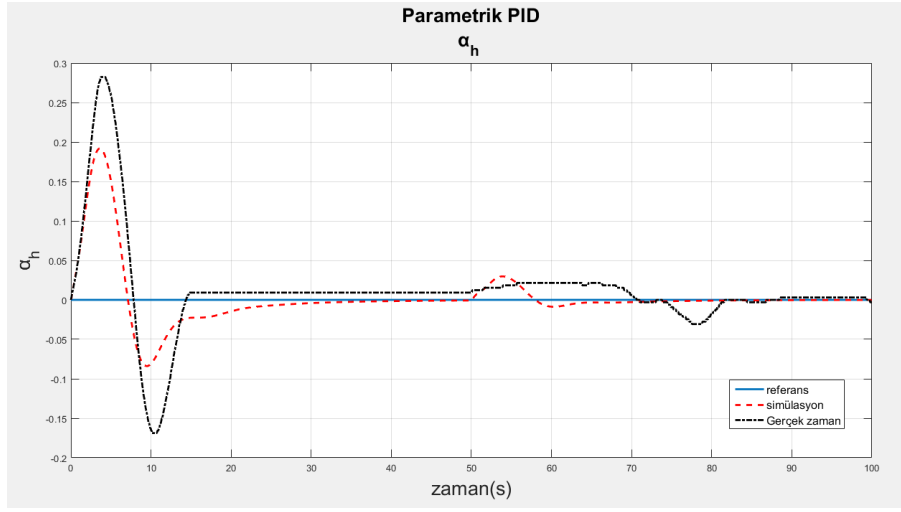


(b)

Şekil 6.20. (a)Referans 1 α_v çıkışı (b)Referans 1 α_h çıkışı

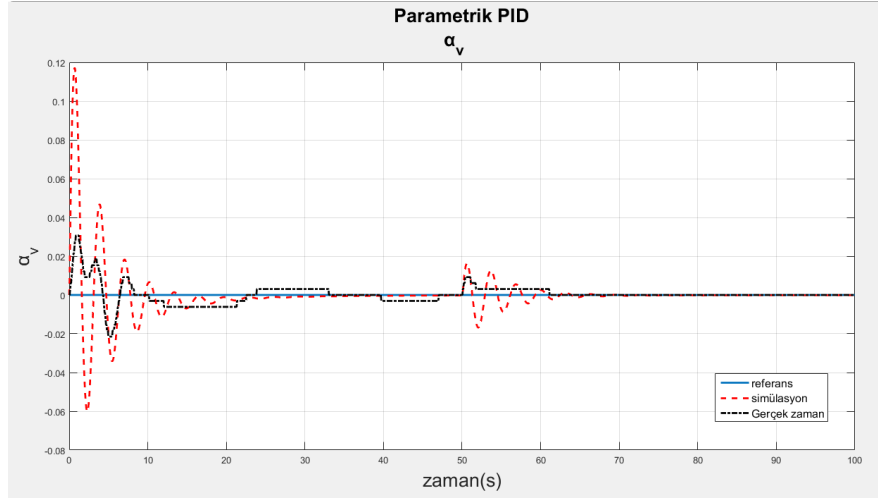
(a)

Şekil 6.21. (a)Referans 2 α_v çıkışı (b)Referans 2 α_h çıkışı

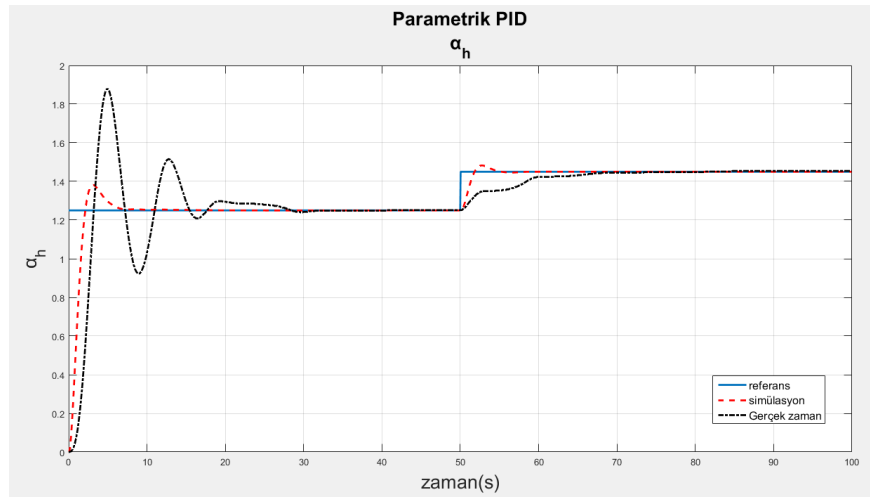


(b)

Şekil 6.21. (Devamı)

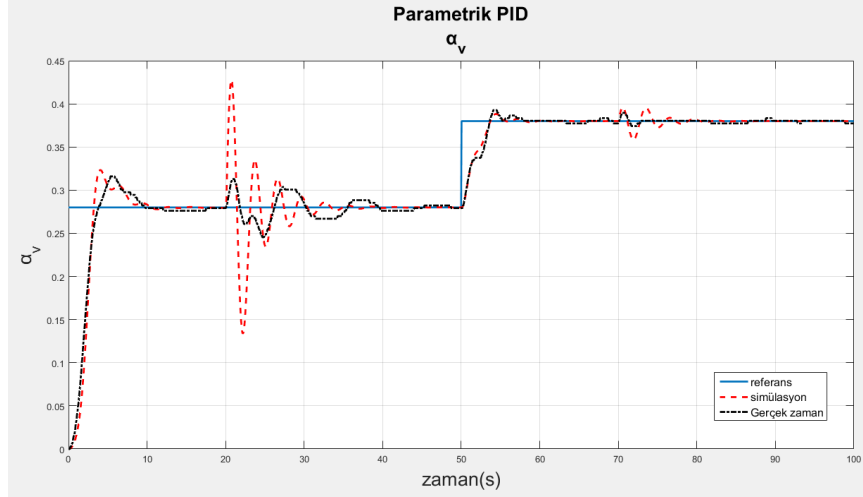


(a)

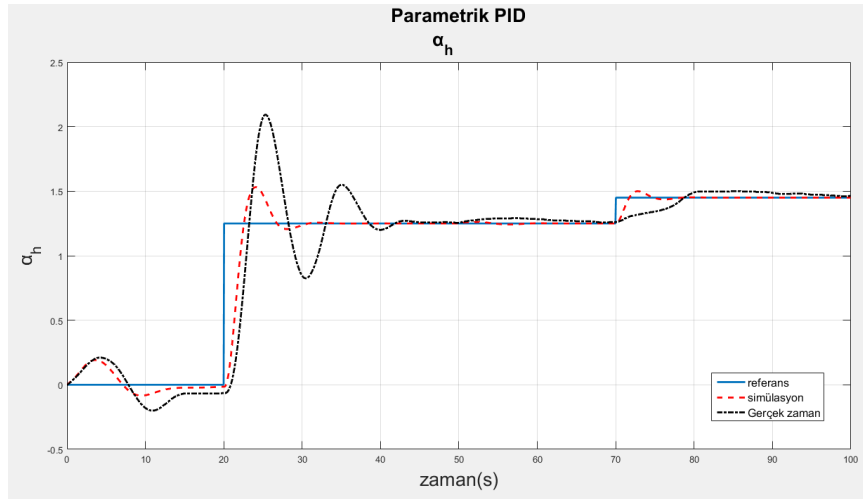


(b)

Şekil 6.22. (a)Referans 3 α_v çıkışı (b)Referans 3 α_h çıkışı



(a)



(b)

Şekil 6.23. (a)Referans 4 α_v çıkışı (b)Referans 4 α_h çıkışı

6.3.2. Sıfır atama yöntemi ile PID kontrolör tasarımı

TRMS sisteminin kontrolü sıfır atama yöntemi ile PID katsayılarının hesaplanması için parametrik denklemler ile PID kontrolör tasarımında olduğu gibi iki kontrolör tasarlanacaktır.

Birinci kontrolör tasarımının için sistemin ayrık zaman transfer fonksiyonu denklem 6.9'da verilen $G_{p1}(z)$ kullanılmıştır. Birinci PID kontrolörün sıfırlarının yerleştirileceği yerler

$$z_{11,12}^{sifir} = 0.977109500028578 \pm 0.114605600772065i \quad (6.28)$$

olarak seçilmiştir ve kontrol sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonu denklem 6.29 ile verilmiştir.

$$AÇTF_1 = K_{C1} \frac{z^2 - 1.9542z + 0.9679}{z(z-1)} G_{P1}(z) \quad (6.29)$$

Kapalı çevrim sistemin baskın kutuplarının $z_{11,12} = 0.98 \pm 0.114i$ ' da olması için denklem 4.14 ile verilen genlik koşulu yardımı ile

$$K_{C1} = \frac{1}{\left| \frac{z^2 - 1.9542z + 0.9679}{z(z-1)} G_{P1}(z) \right|_{z_{11}}} \rightarrow K_{C1} = 8.7754 \quad (6.30)$$

olarak hesaplanır.

İkinci kontrolör tasarımın için ayrık zaman transfer fonksiyonu denklem 6.9'da verilen $G_{p4}(z)$ kullanılmıştır. İkinci PID kontrolörün sıfırlarının yerleştirileceği yerler

$$z_{21,22}^{sifir} = 0.974318807592528 \pm 0.0208511683811529i \quad (6.31)$$

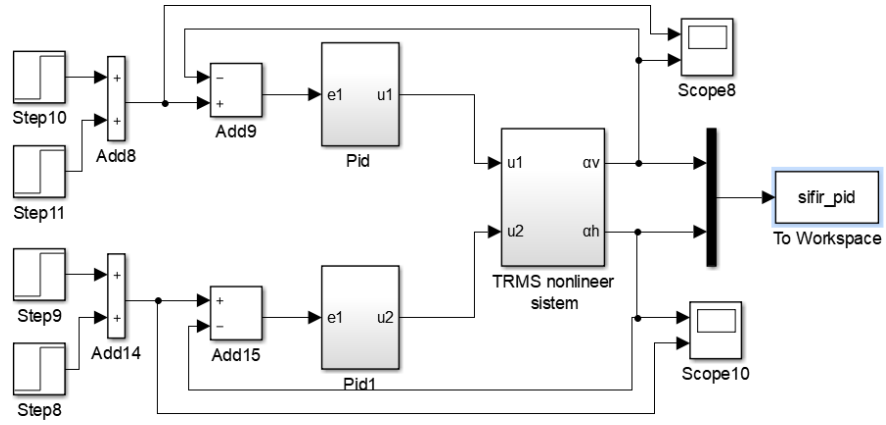
olarak seçilmiştir ve kontrol sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonu denklem 6.32 ile verilmiştir.

$$AÇTF_2 = K_{C2} \frac{z^2 - 1.9542z + 0.9679}{z(z-1)} G_{P1}(z) \quad (6.32)$$

Kapalı çevrim sistemin baskın kutuplarının $z_{21,22} = 0.979 \pm 0.121i$ ' da olması için denklem 4.14 ile verilen genlik koşulu yardımı ile

$$K_{C2} = \frac{1}{\left| \frac{z^2 - 1.9542z + 0.9679}{z(z-1)} G_{P4}(z) \right|_{z_{21}}} \rightarrow K_{C2} = 26.2083 \quad (6.30)$$

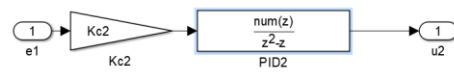
olarak hesaplanır. Sıfır atama yöntemi ile PID kontrolör için simülasyon ve gerçek zaman devreleri Şekil 6.24. ve Şekil 6.25.'te gösterilmiştir.



(a)

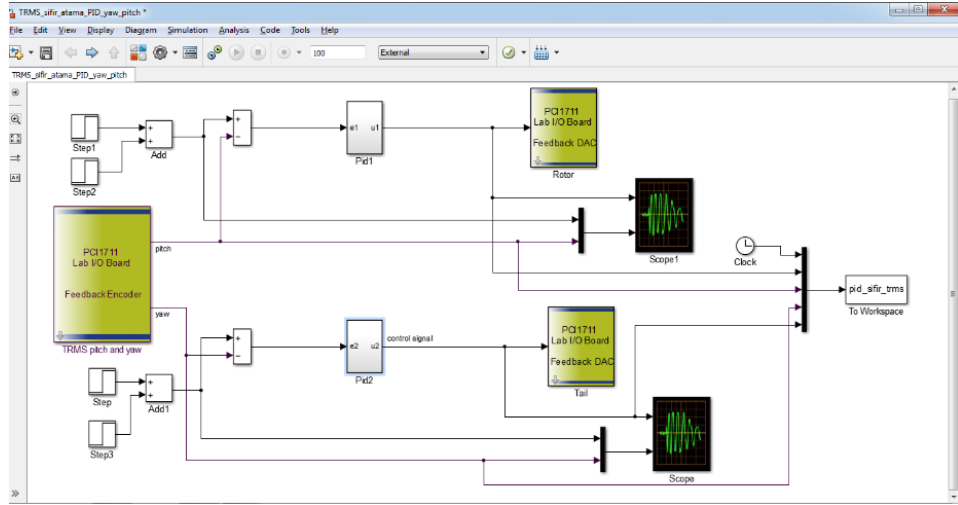


(b)

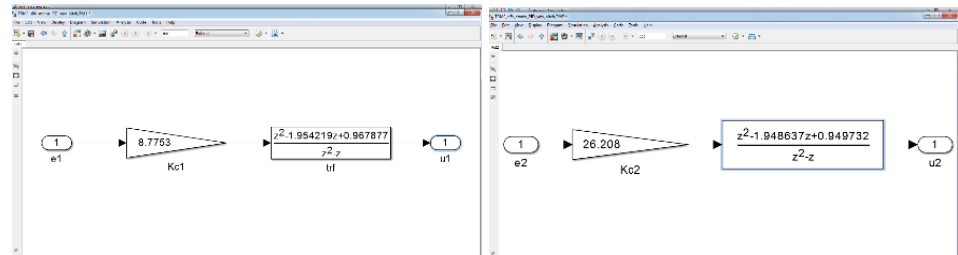


(c)

Şekil 6.24. (a)TRMS sıfır atama PID simülasyon devresi (b)PID bloğu içi (c)PID1 bloğunun içi



(a)

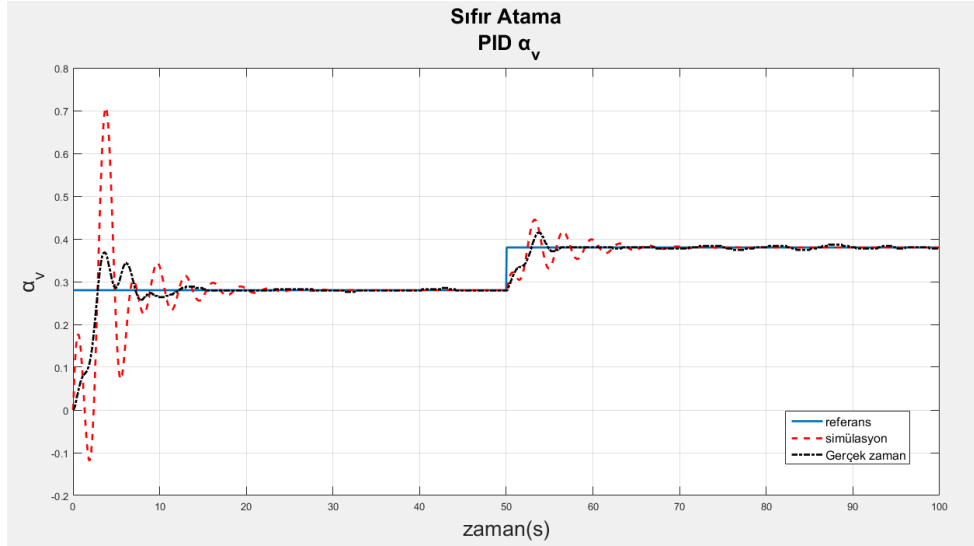


(b)

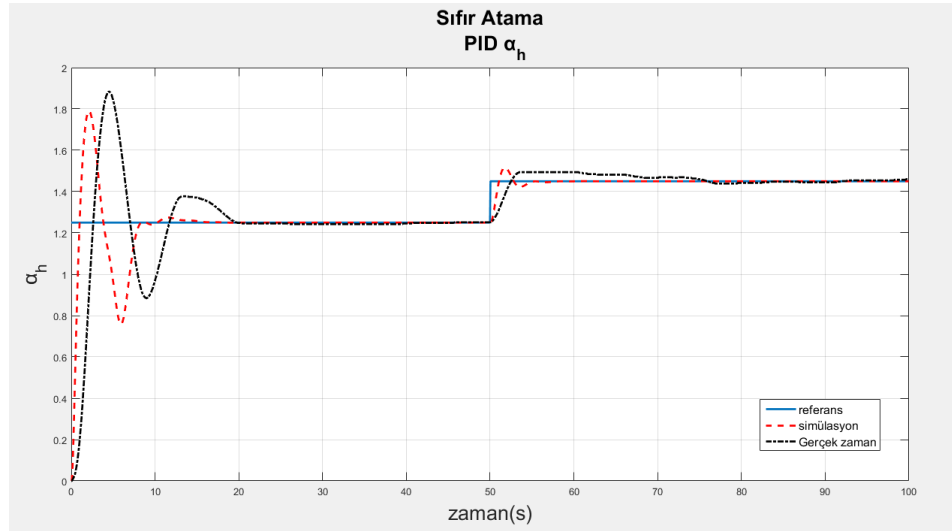
(c)

Şekil 6.25. (a)Gerçek zaman TRMS sıfır atama PID devresi (b)PID1 bloğunun içi (c) PID2 bloğunun içi

Parametrik denklemler ile PID kontrolör tasarımı olduğu gibi sıfır atama yöntemi ile tasarlanan kontrol sistemlerine Tablo 6.4. ile verilen referans işaretleri uygulanmış ve simülasyon/gerçek zaman sonuçlar Şekil 6.26. ve Şekil 6.30. arasında gösterilmektedir.

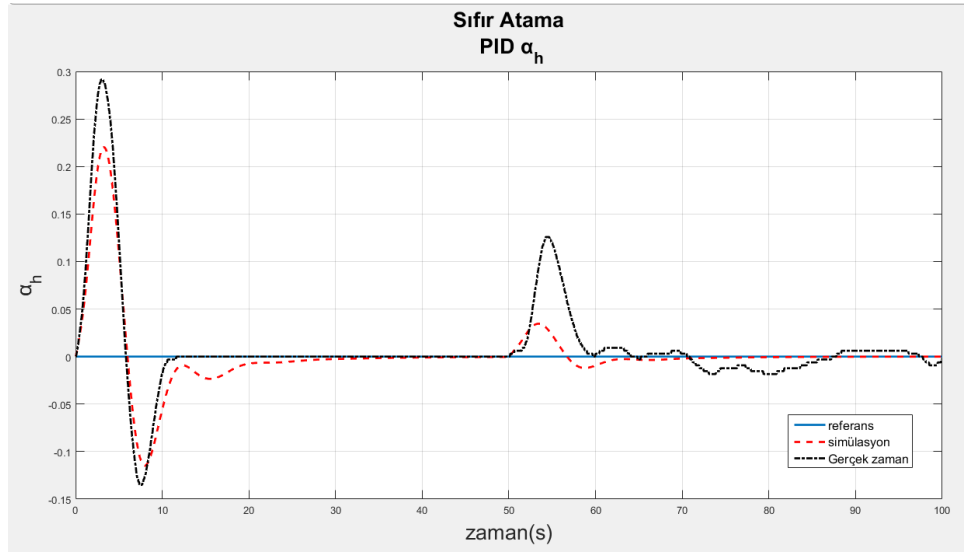
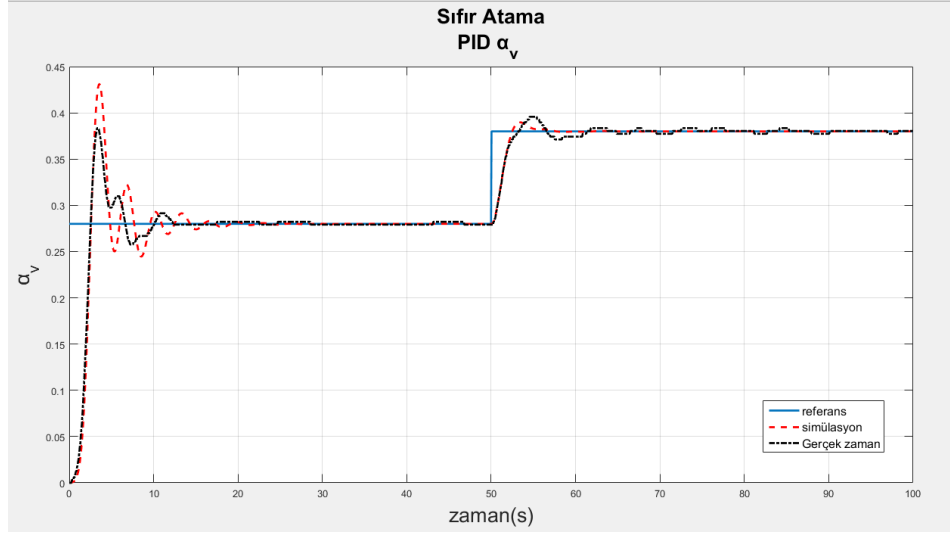


(a)

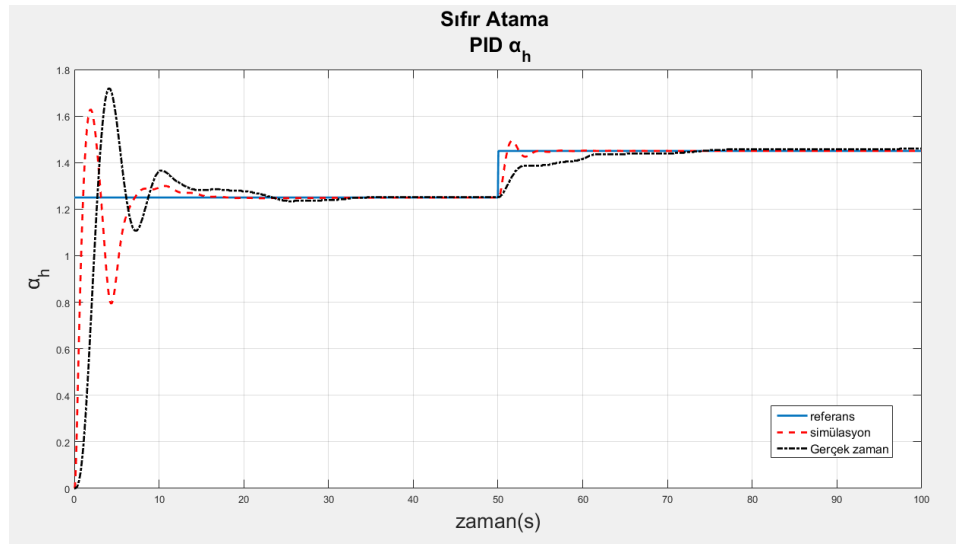
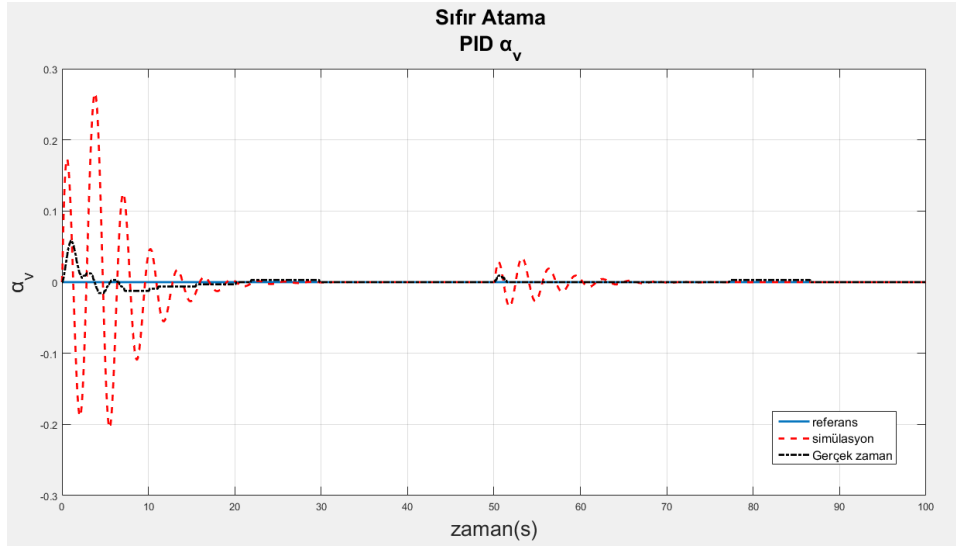


(b)

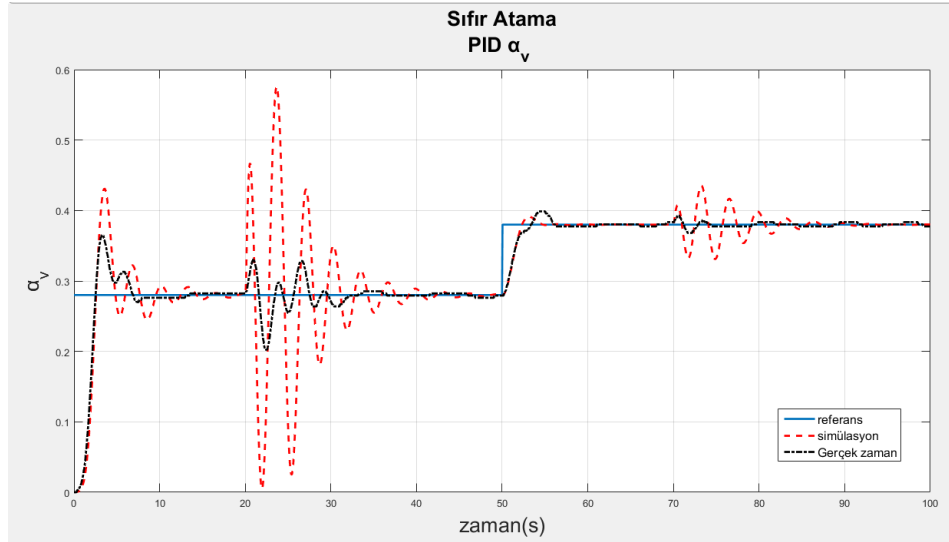
Şekil 6.26. (a)Referans 1 α_v çıkışı (b)Referans 1 α_h çıkışı



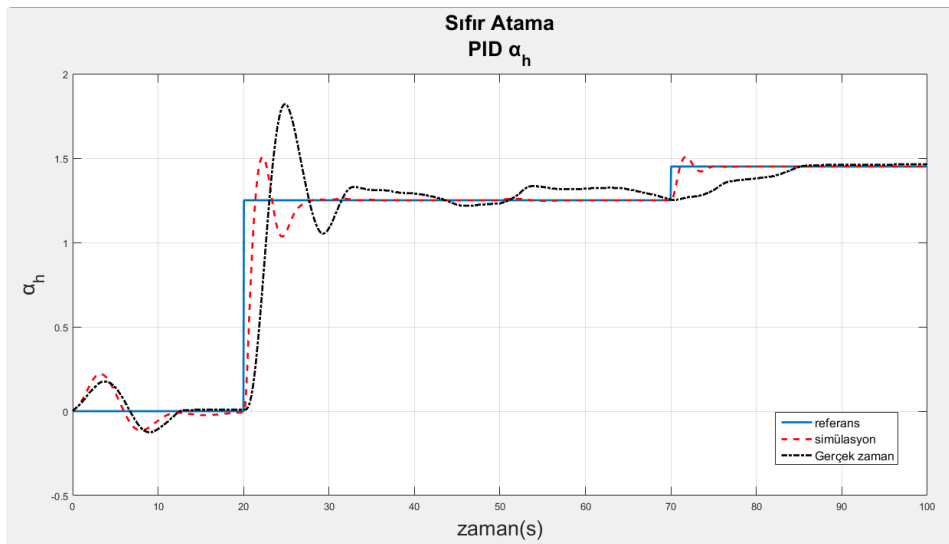
Şekil 6.27. (a)Referans α_v çıkışı (b)Referans 2 α_h çıkışı



Şekil 6.28. (a)Referans 3 α_v çıkışı (b)Referans 3 α_h çıkışı



(a)

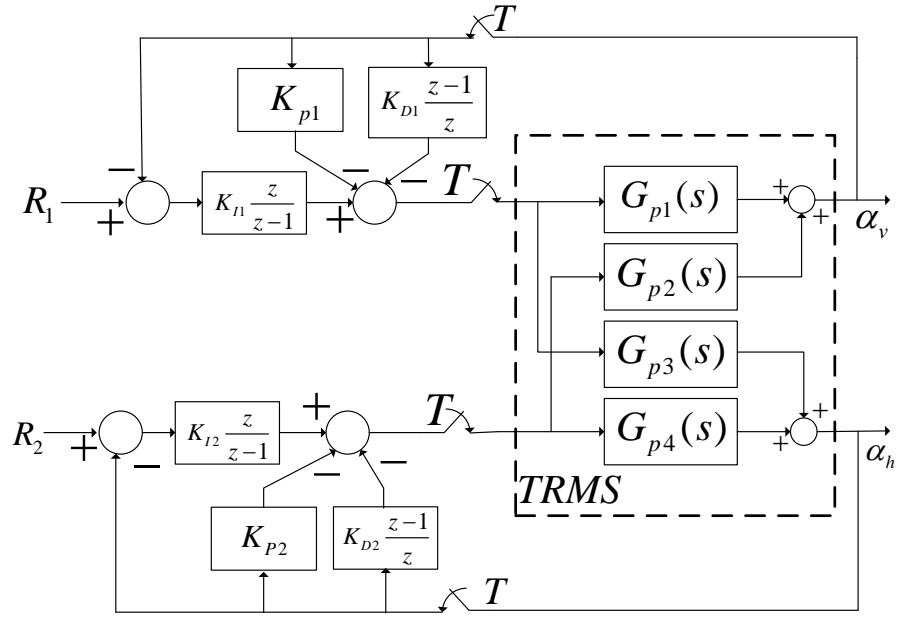


(b)

Şekil 6.29. (a)Referans 4 α_v çıkışı (b)Referans 4 α_h çıkışı

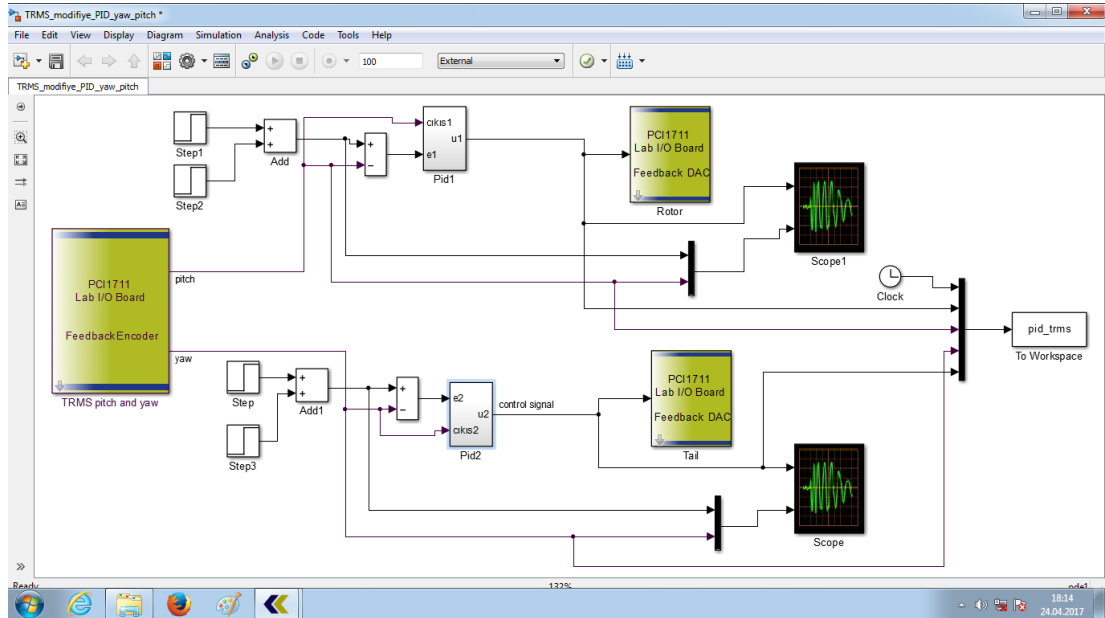
6.3.3. Modifiye PID kontrolör uygulaması

Modifiye PID kontrolör uygulaması için bölüm 6.3.1'de parametrik denklemler yardımı ile hesaplanan kontrolör katsayıları kullanılmıştır. TRMS sisteminde uygulanan modifiye PID kontrol blok diyagramı Şekil 6.30.'da gösterilmektedir.



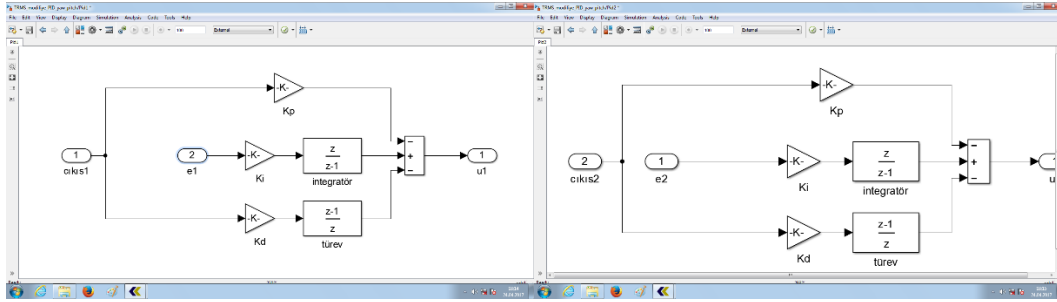
Şekil 6.30. TRMS ayrı zaman modifiye PID blok diyagramı

Modifiye PID kontrolör için kullanılan gerçek zaman devre Şekil 6.1. ile gösterilmektedir. Tablo 6.4.'te verilen referanslardan referans 1 girişi için modifiye PID ve klasik PID sonuçlarının karşılaştırıldığı çıkışlar Şekil 6.32. ile gösterilmektedir.



(a)

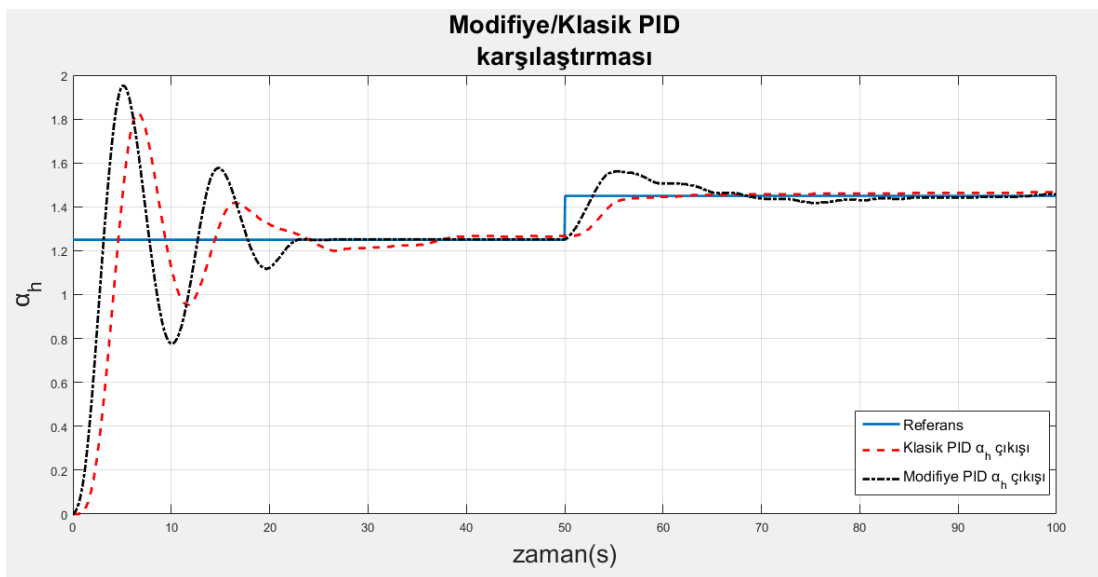
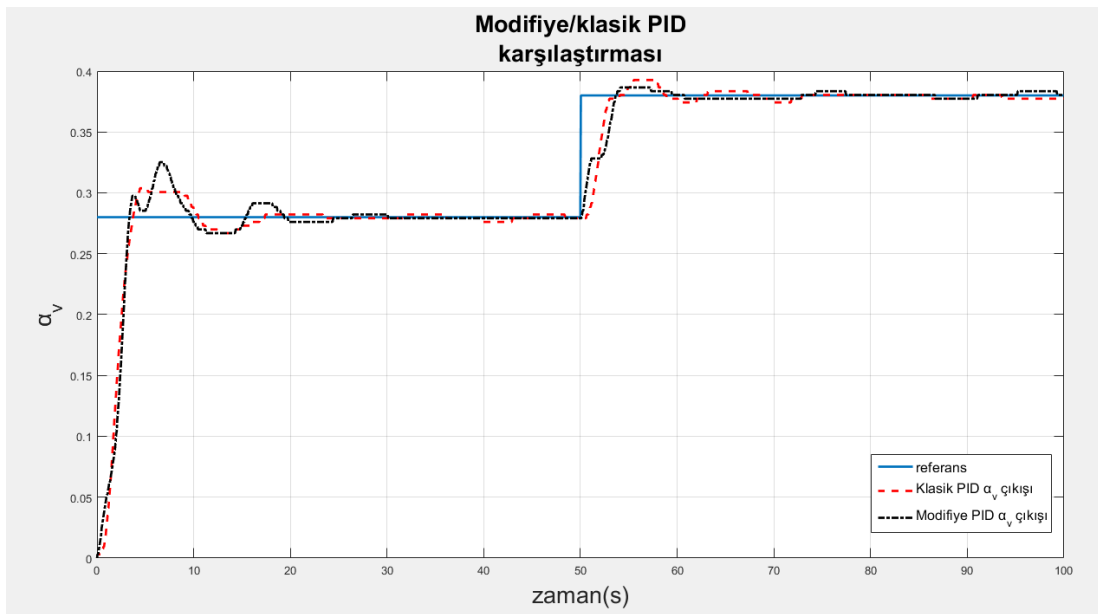
Şekil 6.31. (a)Modifiye PID gerçek zaman devresi (b)PID1 bloğunun içi (c) PID2 bloğunun



(b)

(c)

Şekil 6.31. (Devamı)

Şekil 6.32. (a) Modifiye/Klasik PID karşılaştırması α_v çıkışı (b) Modifiye/Klasik PID karşılaştırması α_h çıkışı

6.4. Model referans kayan kip kontrolör tasarımı

Denklem 6.8 ile verilen lineer sistem göz önüne alındığında sistemin kontrol edilebilirliği incelendiğinde ilk kontrol edilebilirlik matrisi

$$C_1 = \begin{bmatrix} 2.4720 & 2.2458 & 2.0402 & 1.8535 & 1.6839 & 1.5297 \\ 0.0047 & 0.0134 & 0.0208 & 0.0270 & 0.0319 & 0.0357 \\ 0.0001 & 0.0006 & 0.0017 & 0.0031 & 0.0049 & 0.0069 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0004 & -0.0012 & -0.0018 & -0.0024 & -0.0027 & -0.0030 \\ 0.0006 & 0.0016 & 0.0025 & 0.0033 & 0.0039 & 0.0045 \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

ve ikinci kontrol edilebilirlik matrisi

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0004 & -0.0012 & -0.0023 & -0.0034 & -0.0046 & -0.0059 \\ 0.0007 & 0.0019 & 0.0029 & 0.0037 & 0.0043 & 0.0048 \\ 4.0675 & 3.6212 & 3.2239 & 2.8702 & 2.5553 & 2.2750 \\ 0.00045 & 0.0127 & 0.0196 & 0.0254 & 0.0303 & 0.0343 \\ 0.0001 & 0.0006 & 0.0016 & 0.0029 & 0.0046 & 0.0065 \end{bmatrix} \quad (6.32)$$

olarak elde edilir. Kontrol edilebilirlik matrislerinin rankına bakıldığında $rank(C_1) = 5$ ve $rank(C_2) = 5$ olduğu görülmektedir. Bu yüzden TRMS sistemi tek bir kontrolcü ile kontrol edilememektedir. TRMS sisteminin model referans kayan kip kontrolü için sistem ikiye ayrılacak ve iki adet kontrolör tasarlanacaktır.

u_1 girişi ve α_v çıkışı arasında sistem modeline bakıldığında Şekil 2.4.'te de görüldüğü üzere w_t değişkeni u_1 işareti ile kontrol edilemediği görülmektedir. w_t değişkeninin sistemden çıkartılarak kontrol edilecek ilk sistemin sürekli zaman modeli

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1(t)}{dt} \\ \frac{dx_2(t)}{dt} \\ \frac{dx_3(t)}{dt} \\ \frac{dx_4(t)}{dt} \\ \frac{dx_5(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.5998 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0635 & -0.4809 & -3.7759 & 0.0020 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0057 & 0 & 0.7552 & -0.7357 & -0.378 \\ 0.0077 & 0 & -0.0206 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 43.2097 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u_1] \quad (6.33)$$

$$[y_1] = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

olarak elde edilir.

u_2 girişi ve α_h çıkışı arasında sistem modeline bakıldığında Şekil 2.4.'te de görüldüğü üzere w_m değişkeni u_2 işareti ile kontrol edilemediği görülmektedir. w_m değişkeninin sistemden çıkartılarak kontrol edilecek ikinci sistemin sürekli zaman modeli

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1(t)}{dt} \\ \frac{dx_2(t)}{dt} \\ \frac{dx_3(t)}{dt} \\ \frac{dx_4(t)}{dt} \\ \frac{dx_5(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.4809 & -3.7759 & -0.0026 & 0.0020 & 0 \\ 1 & 0 & 0.0054 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1.9369 & 0 & 0 \\ 0 & 0.7552 & 0.0368 & -0.7357 & -0.378 \\ 0 & -0.0206 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 71.8065 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u_2] \quad (6.35)$$

$$[y_1] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \end{bmatrix} \quad (6.36)$$

olarak elde edilir.

Bu iki sistem $T=0.06$ sn örnekleme zamanı ile ayrıklaştırılmıştır.

İlk kontrolör tasarımı için referans model olarak

$$\begin{aligned}
x_{m1}[k+1] &= \begin{bmatrix} 0.9085 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0035 & 0.9650 & -0.2194 & 0.0041 & -0.000005 \\ 0.0007 & 0.0581 & 0.9631 & -0.0346 & 0.0004 \\ -0.0003 & 0.0013 & 0.0436 & 0.9554 & -0.0198 \\ 0.0004 & -0.0000009 & 0.0001 & 0.0587 & 0.9994 \end{bmatrix} x_{m1}[k] \\
&+ \begin{bmatrix} 5.2207 \\ 0.0099 \\ 0.0018 \\ -0.0009 \\ 0.0012 \end{bmatrix} r_1[k] \\
y_{m1}[k] &= [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]x_{m1}[k] \tag{6.37}
\end{aligned}$$

olarak seçilmiştir. Seçilen referans model denklem 5.3 ile verilen şartları sağlamaktadır. Denklem 5.14 ile verilen arttırılmış hata durum uzay modeli

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} e[k+1] \\ \varepsilon[k+1] \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0.9085 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0036 & 0.9649 & -0.2228 & 0.0001 & -0.000001 & 0 \\ 0.0001 & 0.0590 & 0.9933 & 0.00003 & -0.0000002 & 0 \\ -0.0003 & 0.0013 & 0.0442 & 0.9562 & -0.0198 & 0 \\ 0.0004 & -0.0000009 & 0.0001 & 0.0587 & 0.9994 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{G_{a1}} \begin{bmatrix} e[k] \\ \varepsilon[k] \end{bmatrix} + \\
\underbrace{\begin{bmatrix} 2.4720 \\ 0.0047 \\ 0.0001 \\ -0.0004 \\ 0.0006 \\ 0 \end{bmatrix}}_{H_{a1}} v[k] \tag{6.38}
\end{aligned}$$

olarak elde edilmektedir.

Optimal kayan yüzey tasarımı için

$$Q_1 = \begin{bmatrix} 1.05 \times 10^{14} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0810^5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.1 \times 10^5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.3 \times 10^{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.4 \times 10^{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.9 \times 10^{18} \end{bmatrix} \tag{6.39}$$

seçilmiş ve ricatti denkleminin çözülmesiyle P matrisi bulunmuş ve kayan yüzey matrisi

$$S_1 = 10^{17} [0.0035 \ 0.5524 \ 3.0897 \ 0.0001 \ 6.45 \times 10^{-6} \ -0.4820] \tag{6.40}$$

olarak elde edilmiştir. Denklem 5.10 ile verilen kontrol işaretindeki katsayılar

$$K_S = (SH)^{-1}SG = [0.4739 \quad 61.3261 \quad 239.8597 \quad 0.0157 \quad -0.0002 \quad -41.32]$$

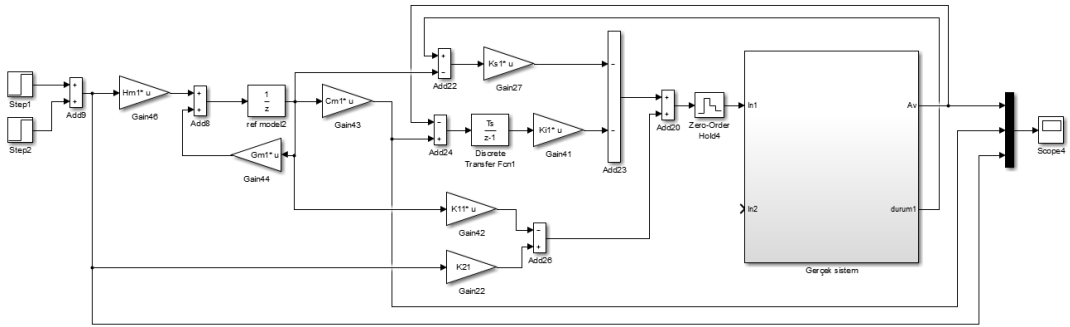
$$K_{S1} = [0.4739 \quad 61.3261 \quad 239.8597 \quad 0.0157 \quad -0.0002]$$

$$K_{i1} = [-41.32]$$

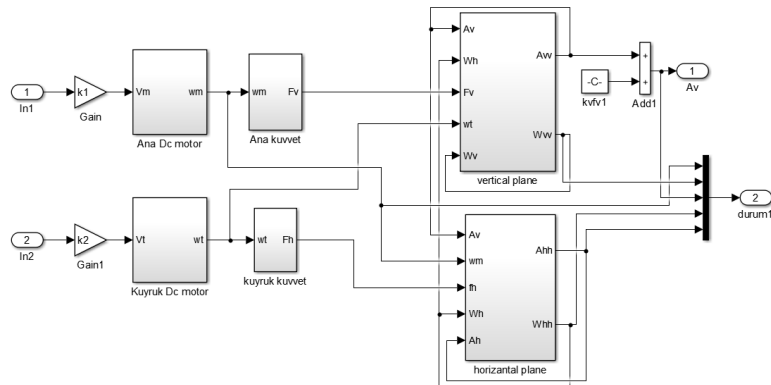
$$K_{11} = (SH)^{-1}S(G - G_m) = 10^{-6}[0.4440 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

$$K_{21} = (SH)^{-1}SH_m = [2.1119]$$

olarak hesaplanmıştır. TRMS birinci SISO sistemi için kullanılan simülasyon devresi Şekil 6.33. ile verilmiştir.



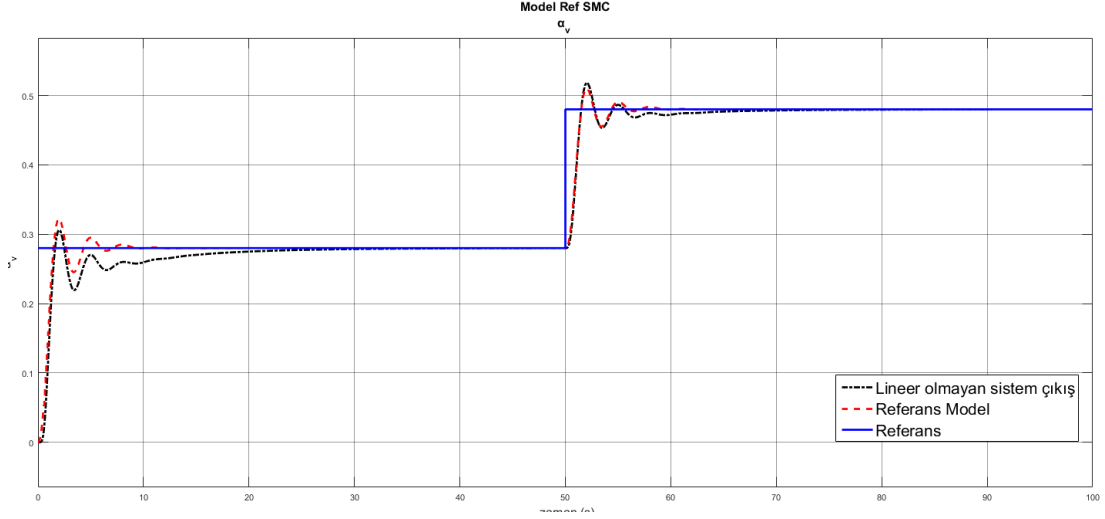
(a)



(b)

Şekil 6.33. (a)Dikey düzlem TRMS model referans kayan kontrolör simülasyon devresi (b)Gerçek sistem alt bloğu için

Yapılan simülasyon sonucunda Şekil 6.34.'ten de görüldüğü üzere tasarlanan model referans kayan kip kontrolörün lineer olmayan bir sistemi lineer bir sistem gibi kontrol etmektedir.



Şekil 6.34. Model referans kayan kip kontrolör α_p sonucu

İkinci kontrolör tasarımı için referans model olarak

$$x_{m2}[k+1] = \begin{bmatrix} 0.9179 & -0.4363 & -0.0004 & 0.0002 & -0.00005 \\ 0.1155 & 0.9734 & 0.0006 & 0.00001 & -0.0000001 \\ 0 & 0 & 0.7926 & 0 & 0 \\ 0.0052 & 0.0859 & 0.0038 & 0.9132 & -0.0388 \\ 0.0001 & 0.0028 & 0.0002 & 0.1148 & 0.9976 \end{bmatrix} x_{m2}[k] + \begin{bmatrix} -0.0004 \\ 0.0006 \\ 1.9023 \\ 0.0043 \\ 0.0002 \end{bmatrix} r_2[k] \quad (6.41)$$

$$y_{m2}[k] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]x_{m2}[k]$$

olarak seçilmiştir. Denklem 5.14 ile verilen arttırılmış hata matrisleri

$$G_{a2} = \begin{bmatrix} 0.9649 & -0.2228 & -0.0001 & -0.0001 & -0.000001 & 0 \\ 0.0590 & 0.9933 & 0.0003 & 0.000003 & -0.00000002 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8903 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0013 & 0.0442 & 0.0020 & 0.9562 & -0.0198 & 0 \\ -0.000001 & 0.0001 & 0.00006 & 0.0587 & 0.9994 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_{a2} = \begin{bmatrix} -0.0004 \\ 0.0007 \\ 4.0675 \\ 0.0045 \\ 0.0001 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.42)$$

olarak elde edilir. Optimal kayan yüzey tasarımı için

$$Q_2 = \begin{bmatrix} 1.05 \times 10^8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0810^8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.1 \times 10^{10} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.3 \times 10^8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.4 \times 10^{10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.9 \times 10^{14} \end{bmatrix} \quad (6.43)$$

seçilmiş ve ricatti denkleminin çözülmesiyle P matrisi bulunmuş ve kayan yüzey matrisi

$$S_2 = 10^{13}[-0.0026 \quad 0.0988 \quad 0.0057 \quad 1.2204 \quad 6.0993 \quad -0.7472] \quad (6.44)$$

olarak elde edilmiştir. Denklem 5.10 ile verilen kontrol işaretindeki katsayılar

$$K_S = (SH)^{-1}SG = [0.1635 \quad 5.2204 \quad 0.2722 \quad 51.9009 \quad 232.0769 \quad -25.4299]$$

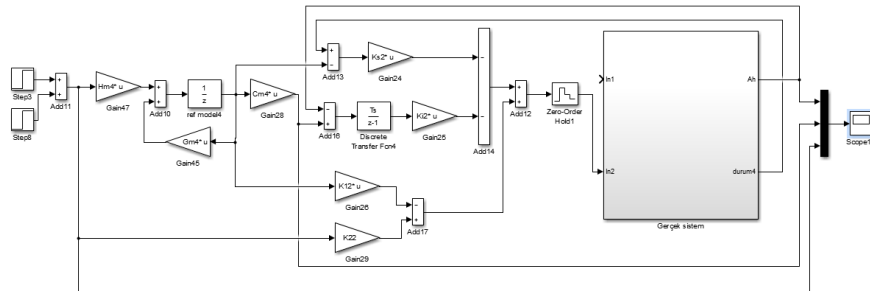
$$K_{S2} = [0.1635 \quad 5.2204 \quad 0.2722 \quad 51.9009 \quad 232.0769]$$

$$K_{i2} = [-25.4299]$$

$$K_{12} = (SH)^{-1}S(G - G_m) = 10^{-6}[0 \quad 0 \quad -0.0270 \quad 0 \quad 0]$$

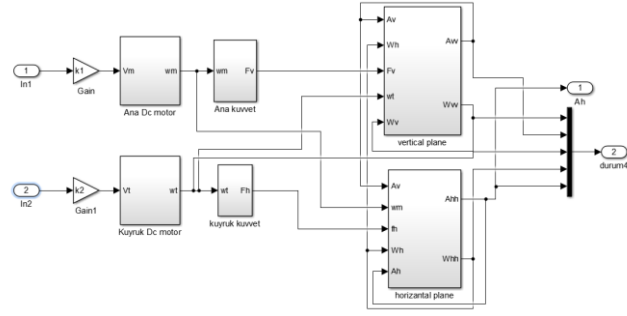
$$K_{22} = (SH)^{-1}SH_m = [0.4948]$$

olarak hesaplanmıştır. TRMS ikinci SISO sistemi için kullanılan simülasyon devresi Şekil 6.35. ile verilmiştir.



(a)

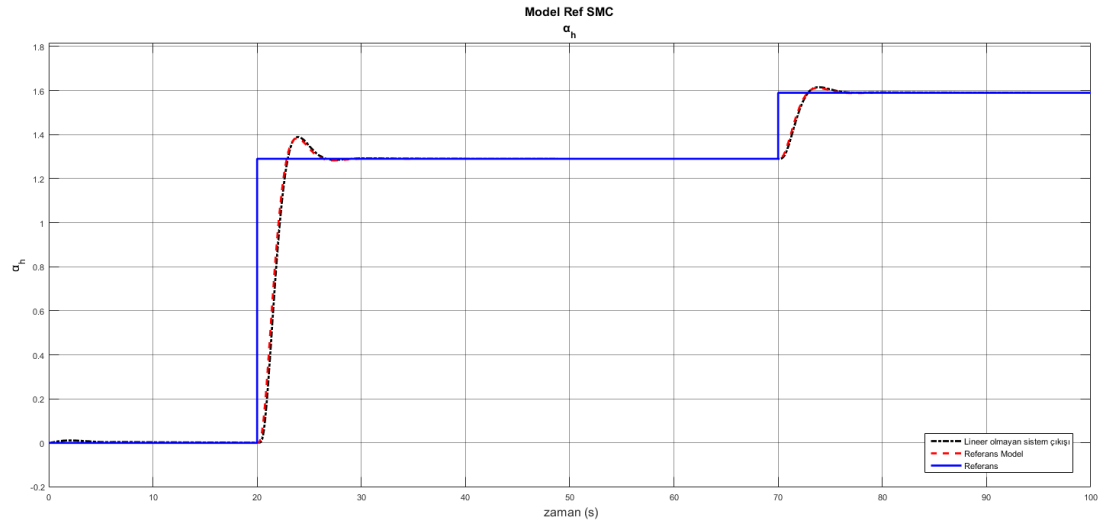
Şekil 6.35. (a)Yatay düzlem TRMS model referans kayan kontrolör simülasyon devresi (b)Gerçek sistem alt bloğu içi



(b)

Şekil 6.35. (Devamı)

Şekil 6.36.'dan görüldüğü üzere tasarlanan model referans kayan kip kontrolör lineer olmayan bir sistemi lineer bir sistem gibi kontrol etmektedir.

Şekil 6.36. Model referans kayan kip kontrolör α_n sonucu

BÖLÜM 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada helikopter simülatörü olan, belirgin kublaj ve lineer olamayan özelliklere sahip TRMS sisteminin kontrolü sağlanmıştır. Tasarlanan kontrolcüler ile sistemin çıkış açıları α_v ve α_h kontrol edilmiştir.

Kontrolör tasarımında ilk olarak sistem modeli siyah kutu ve gri kutu yaklaşımları kullanılarak elde edilmiştir. Şekil 6.12.'den de görüleceği üzere gri kutu yaklaşımı siyah kutu yaklaşımına göre gerçek zaman sisteme daha yakın cevaplar vermektedir.

Sistemin belli bir çalışma bölgesinde elde edilen lineer transfer fonksiyonu kullanılarak tasarlanan gözlemleyicinin gerçek zaman sisteme uygulandığında durumları doğru olarak gözleyemediği görülmüştür. TRMS sistemi gözleyici tasarımı için kayan kip gözleyici gibi sistem lineersizliklerine daha dayanıklı gözleyici tasarımları gerçekleştirilebilir.

TRMS sistemi açı kontrolü için tasarlanan PID kontrolör sonuçlarına bakıldığında PID kontrolörün lineer modelin elde edildiği çalışma bölgesinin dışında belirlenen performanslardan farklı çalıştığı görülmektedir. Model referans kayan kip kontrolör sonuçlarına bakıldığında sistemin her referansı belirlenen performansı gerçekleştirecek şekilde sistemin kontrolünü sağladığı görülmektedir. TRMS sistemi için tasarlanan kontrolcülerin performanslarını artırmak için sistemdeki kublaj etkisini kaldıracak şekilde dekublatör tasarımı gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Johnson, W., Helicopter theory, 1980.
- [2] Ogata, K., Modern Control Engineering, 2-1, pp. 13-62. 2002.
- [3] C. Experiments, Twin Rotor MIMO System Control Experiments, *Work*, vol. 45, no. 1160, 1992.
- [4] Feedback Instruments Ltd., Twin Rotor MIMO System, vol. 44, no. 1160, p. 24, 2013.
- [5] C. Experiments, Twin Rotor MIMO System Control Experiments, *Work*, vol. 44, no. 1160, 1992.
- [6] Ekbote, A. K., Modelling and Control of a Twin Rotor MIMO System, February 2001.
- [7] Rahideh, A., Model Identification and Robust Nonlinear Model Predictive Control of a Twin Rotor MIMO System., 2009.
- [8] Nejari, F., Rotondo, D., Puig, V., Innocenti, M., LPV modelling and control of a Twin Rotor MIMO System, 19th Mediterr. Conf. Control Autom. MED 2011, pp. 1082-1087, 2011.
- [9] Tastemirov, A., Lecchini-Visintini, A., Morales-Viviescas, R. M., Complete dynamic model of the Twin Rotor MIMO System (TRMS) with experimental validation, *Control Eng. Pract.*, vol. 66, no. April, pp. 89-98, 2017.
- [10] Toha, S. F., Julai, S., Tokhi, M. O., Ant colony based model prediction of a twin rotor system, *Procedia Eng.*, vol. 41, no. Iris, pp. 1135-1144, 2012.
- [11] Darus, I. Z., Aldebrez, F. M., Tokhi, M. O., Parametric modelling of a twin rotor system using genetic algorithms, *First Int. Symp. Control. Commun. Signal Process.*, pp. 115-118, 2004.
- [12] Rahideh, A., Shaheed, M. H., Dynamic modelling of a twin rotor mimo system using grey box approach, *Proceeding 5th Int. Symp. Mechatronics its Appl. ISMA 2008*, pp. 25-30, 2008.

- [13] Rotondo, D., Nejjari, F., Puig, V., Quasi-LPV modeling, identification and control of a twin rotor MIMO system, *Control Eng. Pract.*, vol. 21, no. 6, pp. 829–846, 2013.
- [14] Tulleken, H. J. A. F., *Grey-box Modelling and Identification Topics*. 1992.
- [15] Van den Hof, P. M.J., Bombois, X., *System Identification for Control*, no. March. 2004.
- [16] D’Andrea, R., *Lecture 11 Black Box System Identification: Time Domain*, pp. 1–13, 2012.
- [17] Keesman, K., *System Identification An Introduction*, 2011.
- [18] Goodwin, G., Grabe, S., Salgado, M., *Control Systems Design, Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, vol. 16, no. 2, pp. 173–174, 2002.
- [19] Luenberger, D. G., *Observers for Multivariable Systems*, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 11, no. 2, pp. 190–197, 1966.
- [20] Astrom, K. J., Hagglund, T., *PID Controllers: Theory , Design, Tuning*. 1995.
- [21] Ozdemir, A., Erdem, Z., A new approach for calculation of PID parameters with model based compact form formulations, *Elektron. ir Elektrotehnika*, vol. 20, no. 3, pp. 3–10, 2014.
- [22] Lukyanov, A. G., Dodds, S. J., *Sliding Mode Block Control of Uncertain Nonlinear Plants*, *IFAC Proc. Vol.*, vol. 29, no. 1, pp. 2639–2644, 1996.
- [23] Shaikhl, P. U., Karvekar, S., *Implementation of Sliding Mode Controller for Twin Rotor Multi Input Multi Output System without State Observer*, pp. 1–6, 2016.
- [24] Saroj, D. K., Kar, I., Pandey, V. K., *Sliding Mode Controller Design for Twin Rotor MIMO System with A Nonlinear State Observer*, pp. 668–673, 2013.
- [25] Mondal, S., Mahanta, C., *Second order sliding mode controller for twin rotor MIMO system*, 2011 *Annu. IEEE India Conf.*, pp. 1–5, 2011.
- [26] Allouani, F., Boukhetala, D., Boudjema, F., *Particle swarm o optimization Based Fuz zzy Sliding Mode Controller for the Twin Rotor MIMO system*, pp. 1063–1066, 2012.
- [27] Ozdemir, A., Yazıcı, I., Erdem, Z., *Model-reference sliding mode control of a three-phase four-leg voltage source inverter for stand-alone distributed generation systems*, *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, pp. 1817–1833, 2015.

- [28] Monsees, G., Discrete-Time Sliding Mode Control. 2002.
- [29] Chen, L., Alwi, H., Edwards, C., Development and application of an lpv fault tolerant integral sliding mode control allocation scheme for the RECONFIGURE benchmark model, IFAC-PapersOnLine, vol. 28, no. 21, pp. 994–999, 2015.
- [30] Utkin, V. I., Sliding Modes in Control and Optimization. 1992.
- [31] Utkin, V., Guldner, J., Shi, J., Sliding mode control in electro-mechanical systems. pp. 126–132, 1999.

EKLER

EK 1: Siyah kutu modelleme LSD.m dosyası

```
clc
clear
format long
load('a2_son_1lsdd.mat')%deney sonuç verileri
T=0.06;
%Lsd Tf1 ayrık zaman
y=deney_1(:,3);u=deney_1(:,2);
%201 satırlı giriş ve çıkış matrisi elde edildi.
say_sfr=4;
say_kutup=5;
fi=[];
for i=say_kutup+1:length(y)
    gama=[y(i-1);y(i-2);y(i-3);y(i-4);y(i-5);u(i-1);u(i-2);u(i-
3);u(i-4);u(i-5)];
    fi=[fi gama];
end
katsay=inv(fi*fi')*fi*y(say_kutup+1:length(y));
ay_n1=katsay(6:end)';
ay_d1=-katsay(1:5)';
ay_d1=[1 ay_d1]
lsd_tf1=tf(ay_n1,ay_d1,T)

%Lsd Tf2 ayrık zaman
y=deney_2(:,3);u=deney_2(:,5);
%201 satırlı giriş ve çıkış matrisi elde edildi.
say_sfr=4;
say_kutup=5;
fi=[];
for i=say_kutup+1:length(y)
    gama=[y(i-1);y(i-2);y(i-3);y(i-4);y(i-5);u(i-1);u(i-2);u(i-
3);u(i-4);u(i-5)];
    fi=[fi gama];
end
katsay=inv(fi*fi')*fi*y(say_kutup+1:length(y));
ay_n2=katsay(6:end)';
ay_d2=-katsay(1:5)';
ay_d2=[1 ay_d2]
lsd_tf2=tf(ay_n2,ay_d2,T)

%Lsd Tf3 ayrık zaman
y=deney_1(:,4);u=deney_1(:,2);
%201 satırlı giriş ve çıkış matrisi elde edildi.
say_sfr=4;
```

```

say_kutup=5;
fi=[];
for i=say_kutup+1:length(y)
    gama=[y(i-1);y(i-2);y(i-3);y(i-4);y(i-5);u(i-1);u(i-2);u(i-
3);u(i-4);u(i-5)];
    fi=[fi gama];
end
katsay=inv(fi*fi')*fi*y(say_kutup+1:length(y));
ay_n3=katsay(6:end)';
ay_d3=-katsay(1:5)';
ay_d3=[1 ay_d3]
lsd_tf3=tf(ay_n3,ay_d3,T)

%Lsd Tf4 ayırık zaman
y=deneysel_2(:,4);u=deneysel_2(:,5);
%201 satırlı giriş ve çıkış matrisi elde edildi.
say_sfr=4;
say_kutup=5;
fi=[];
for i=say_kutup+1:length(y)
    gama=[y(i-1);y(i-2);y(i-3);y(i-4);y(i-5);u(i-1);u(i-2);u(i-
3);u(i-4);u(i-5)];
    fi=[fi gama];
end
katsay=inv(fi*fi')*fi*y(say_kutup+1:length(y));
ay_n4=katsay(6:end)';
ay_d4=-katsay(1:5)';
ay_d4=[1 ay_d4]
lsd_tf4=tf(ay_n4,ay_d4,T)

```

ÖZGEÇMİŞ

İbrahim Mucuk, 16.11.1993 tarihinde Karabük'te doğdu. İlkokul, ortaokul ve lise eğitimlerini Karabük'te tamamladı. 2011 yılında Vakıfbank Zübeyde Hanım Anadolu Lisesinden mezun oldu ve aynı yıl başladığı Sakarya Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümü lisans eğitimini 2015 yılında tamamladı. 2015 güz döneminde Sakarya Üniversitesi Fen bilimleri Enstitüsü Elektrik Bilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. 2016 Ekim ayı itibari ile Sakarya Üniversitesinde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı ve aynı göreve devam etmektedir.