

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÜDÜMLÜ BİR MÜHİMMATIN ELEKTROMEKANİK BİR BİLEŞENİ OLAN
KANATÇIK TAHRİK SİSTEMİ İÇİN GÜRBÜZ KONTROLCÜ TASARIMI VE
UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İSMAİL CANTÜRK

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Coşku Kasnakoğlu

NİSAN 2020

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı



.....
Prof. Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.



.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 181211005 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **İsmail CANTÜRK**'ün ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **“GÜDÜMLÜ BİR MÜHİMMATIN ELEKTROMEKANİK BİR BİLEŞENİ OLAN KANATÇIK TAHRİK SİSTEMİ İÇİN GÜRBÜZ KONTROLCÜ TASARIMI VE UYGULANMASI”** başlıklı tezi **20.04.2020** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi



Jüri Üyeleri : **Dr. Ali Murat Demirtaş (Başkan)**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi



Prof. Dr. Timur Aydemir
Gazi Üniversitesi



TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

İsmail CANTÜRK

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

GÜDÜMLÜ BİR MÜHİMMATIN ELEKTROMEKANİK BİR BİLEŞENİ OLAN KANATÇIK TAHRİK SİSTEMİ İÇİN GÜRBÜZ KONTROLÇÜ TASARIMI VE UYGULANMASI

İsmail CANTÜRK

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Coşku Kasnakoğlu

Tarih: Nisan 2020

Güdümlü mühimmatlar; temel olarak, bir güdüm algoritmasına bağlı olarak çalışan ve hedefi yüksek hassasiyetle vuran bombalardır. Güdümlü mühimmatların, hedefe yönlendirilmesi ve istenilen hedefin başarılı bir şekilde vurulabilmesi, Kanatçık Tahrik Sistemleri(KTS) aracılığı ile gerçekleştirilir. Bu yüzden, KTS için tasarlanacak olan kontrolcüler önem kazanmaktadır. KTS için klasik ve modern kontrol tasarımı yöntemleri kullanılabilir. Birlikte, KTS için tasarlanacak olan kontrolcülerin belirsizlikler altında çalışması ve bozucu bastırma özelliğinin yüksek olması gerekmektedir. Literatürde gürbüz kontrol kuramına yönelik farklı metotlar olmasına rağmen, bu çalışmada gürbüz kontrol metotlarından biri olan H_∞ kontrol metodu tercih edilmiştir. Bu çalışma, temel olarak; KTS için tasarlanabilecek olan klasik kontrolcülerin belirsizlikler ve bozucu etkiler altında yetersiz olduğunu göstermekle birlikte, daha gürbüz olan kontrolcülerin kullanılması gerektiğini de açıklamaktadır. Bu çalışma; KTS sistem için tasarlanacak olan gürbüz bir H_∞ kontrolcünün gerçek bir sisteme deneysel olarak uygulanması da anlatılmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Kanatçık tahrik sistemi, Belirsizlikler, Gürbüz kontrol.

ABSTRACT

Master of Science

ROBUST CONTROLLER DESIGN AND APPLICATION OF A GUIDED
AMMUNITION'S FIN ACTUATION SYSTEM WHICH HAS AN
ELECTROMECHANICAL PART

İsmail CANTÜRK

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Science Programme

Supervisor: Prof. Dr. Coşku Kasnakoğlu

Date: April 2020

Guided ammunitions are essentially bombs that work under a guidance algorithm and destroy the target with high precision. Guidance of the ammunition to the target and destroying any given target with high precision. Guidance of the ammunition to the target and destruction of the target is successfully realized by Fin Actuation System(FAS). Therefore, designing of FAS's controllers are very important. Classical and modern control methods can be used simultaneously in FAS, but the controller which will use in FAS, must be robust to uncertainties and disturbance rejection. Although there are many methods in robust control, H_∞ method had preferred in this study. Inadequateness of classical controllers under the uncertainties and disturbance effects, robust H_∞ control method had revealed it. However, This study shows that why classic controllers are inadequate under the uncertainties and disturbance effects, explains more robust controllers must use too. In this study, explains a robust H_∞ control method is applied experimental to the real system.

Keywords: Fin actuation system, Uncertainties, Robust control.

TEŐEKKÖR

Çalıőmalarım boyunca değerli bilgileriyle bana yol gösteren hocam Prof. Dr. Coşku Kasnakoğlu'na, her türlü imkanlarından ve araőtırma bursundan faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji niversitesi'ne ve bu çalışma sırasında bana destek olan çalışma arkadaőlarım; Murat Keleş ve Ersin Daş'a, ayrıca bu tezi hazırlarken her türlü imkanlarından faydalandığım TÜBİTAK SAGE'ye teőekkr ederim.

İÇİNDEKİLER

| | <u>Sayfa</u> |
|---|--------------|
| ÖZET | iv |
| ABSTRACT | v |
| TEŞEKKÜR | vi |
| İÇİNDEKİLER | vii |
| ŞEKİL LİSTESİ | ix |
| ÇİZELGE LİSTESİ | xi |
| KISALTMALAR | xii |
| SEMBOL LİSTESİ | xiii |
| 1. GİRİŞ | 1 |
| 1.1 GÜDÜMLÜ MÜHİMMATLARIN KANATÇIK TAHİRİK SİSTEMLERİ | 1 |
| 1.2 Tezin Amacı | 2 |
| 1.3 Kanatçık Tahrik Sisteminde Kullanılan Kontrolcü Çeşitleri | 3 |
| 1.3.1 PID kontrol yöntemi..... | 3 |
| 1.3.2 Durum geri beslemeli kontrol yöntemi | 3 |
| 1.3.3 Doğrusal karesel düzenleyici kontrol yöntemi (LQR)..... | 4 |
| 1.3.4 H_{∞} kontrol yöntemi | 4 |
| 1.3.4.1 H_2 normunun hesaplanması..... | 5 |
| 1.3.4.2 H_{∞} normunun hesaplanması | 5 |
| 1.3.4.3 Genel H_{∞} kontrolcü yapısı | 6 |
| 1.3.5 Belirsizlikler | 6 |
| 1.3.5.1 Toplamsal belirsizlik | 6 |
| 1.3.5.2 Çarpımsal belirsizlik | 7 |
| 1.3.6 Doğrusal kesirli dönüşüm | 7 |
| 1.3.7 Doğrusal matris eşitsizlikleri | 8 |
| 2. KTS MODELLEMESİ VE TANIMLAMASI | 11 |
| 2.1 Eksenrik Ters Krank Biyel Mekanizma Analizi | 11 |
| 2.1.1 Mekanizmanın konum analizi | 12 |
| 2.1.2 Mekanizmanın hız analizi | 13 |
| 2.2 KTS Dinamiğinin Matematiksel Olarak Modellenmesi..... | 16 |
| 2.3 KTS İçin Sistem Tanımlama Çalışmaları..... | 17 |
| 2.3.1 Giriş sinyalin özellikleri..... | 17 |
| 2.3.2 Beyaz kutu model..... | 18 |
| 2.3.3 Kara kutu model..... | 18 |
| 2.3.4 Sistem tanımlama arayüzü kullanılarak KTS modelinin oluşturulması.... | 19 |
| 3.KONTROLCÜ TASARIMI | 23 |
| 3.1 PID Kontrolcü Tasarımı | 23 |
| 3.2 Durum Geri Beslemeli Kontrolcü Tasarımı | 26 |
| 3.3 Gürbüz H_{∞} Kontrolcü Tasarımı..... | 29 |
| 3.3.1 Ağırlıklandırma fonksiyonlarının belirlenmesi..... | 31 |
| 3.3.1.1 Belirsizlik ağırlıklandırma fonksiyonunun belirlenmesi (W_M)..... | 32 |
| 3.3.1.2 Başarım ağırlıklandırma fonksiyonunun belirlenmesi (W_p) | 33 |
| 3.3.2 H_{∞} kontrolcünün elde edilmesi..... | 34 |

| | |
|---|-----------|
| 3.3.3 Gürbüz başarıml koşulu | 35 |
| 3.3.4 Gürbüz kararlılık koşulu..... | 36 |
| 3.3.5 Küçük kazanç teoremi | 37 |
| 3.3.6 μ analizi | 37 |
| 3.3.7 Kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin benzetimi | 39 |
| 4. DÖNGÜDE DONANIM TESTLERİ | 41 |
| 4.1 Yüksüz Testler..... | 43 |
| 4.2 Yüklü Testler | 44 |
| 4.3 Sensör Yerleşiminin Kapalı Çevrim Başarımına Etkisi | 46 |
| 5. SONUÇ VE ÖNERİLER | 49 |
| KAYNAKLAR..... | 51 |
| EKLER..... | 53 |
| ÖZGEÇMİŞ..... | 57 |



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

| | |
|---|----|
| Şekil 1.1 : GÜdümlü bir mühimmatın kanatçık tahrik sistemi. | 2 |
| Şekil 1.2 : PID kontrolcü blok şeması..... | 3 |
| Şekil 1.3 : Durum geri beslemeli kontrolcü blok şeması. | 4 |
| Şekil 1.4 : Genel H_{∞} kontrol yapısı. | 6 |
| Şekil 1.5 : Toplamsal belirsizlik. | 6 |
| Şekil 1.6 : Çarpımsal belirsizlik. | 7 |
| Şekil 1.7 : Alt kesirli dönüşüm..... | 7 |
| Şekil 1.8 : Üst kesirli Dönüşüm. | 8 |
| Şekil 2.1 : Eksantrik tipteki ters krank biyel mekanizması. | 11 |
| Şekil 2.2 : θ_{14} 'ün θ_{12} 'ye bağlı değişimi. | 12 |
| Şekil 2.3 : Somun doğrusal yerdeğiştirmesi s'nin θ_{12} 'ye bağlı değişimi. | 13 |
| Şekil 2.4 : Somun hızının kanatçık açısına göre değişimi. | 14 |
| Şekil 2.5 : Mekanizma akatarma oranının kanatçık açısına göre değişimi. | 15 |
| Şekil 2.6 : Motor açısal hızının kanatçık açısına göre değişimi. | 15 |
| Şekil 2.7 : KTS'nin modellenmesi. | 16 |
| Şekil 2.8 : KTS'ye uygulanan bir PRBS sinyali örneği. | 18 |
| Şekil 2.9 : KTS'ye uygulanan bir beyaz gürültü sinyali örneği. | 18 |
| Şekil 2.10 : Matlab'ın sistem tanımlama araç kutusu. | 19 |
| Şekil 2.11 : Transfer function model kullanılarak KTS modelinin elde edilmesi | 19 |
| Şekil 2.12 : En yüksek benzerlik oranının gerçekleştiği sinyal. | 21 |
| Şekil 3.1 : PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemi. | 23 |
| Şekil 3.2 : PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim sistemi Simulink şeması | 24 |
| Şekil 3.3 : PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin başarımlar sonuçları. | 24 |
| Şekil 3.4 : Kapalı çevrim'e belirsizlik eklenmesi durumundaki basamak cevabı..... | 25 |
| Şekil 3.5: Servo yapıdaki KTS için durum geri beslemeli kontrol şeması. | 26 |
| Şekil 3.6 : Durum geri beslemeli kontrolcü kapalı çevrim simulink şeması. | 27 |
| Şekil 3.7 : Durum geri beslemeli kontrolcü kapalı çevrimin başarımlar sonuçları. | 27 |
| Şekil 3.8 : Belirsizlik modelleri ile oluşturulan kapalı çevrimin basamak cevabı | 28 |
| Şekil 3.9 : Genel gürbüz H_{∞} kontrolcü sentezi blok şeması. | 29 |
| Şekil 3.10 : Genelleştirilmiş sistemin elde edilmesi. | 30 |
| Şekil 3.11 : Alt LFT dönüşümü. | 30 |
| Şekil 3.12 : Üst LFT dönüşümü. | 31 |
| Şekil 3.13 : W_M ağırlıklandırma fonksiyonunun seçilmesi. | 32 |
| Şekil 3.14 : W_P ağırlıklandırma fonksiyonunun seçilmesi..... | 33 |
| Şekil 3.15 : H_{∞} kontrolcünün elde edilmesi. | 34 |
| Şekil 3.16 : Gürbüz başarımlar koşulunun grafiksel olarak gösterilmesi..... | 35 |
| Şekil 3.17 : Gürbüz kararlılık koşulunun grafiksel olarak gösterilmesi. | 36 |
| Şekil 3.18: Belirsizlik içeren kapalı çevrim sistemi. | 37 |
| Şekil 3.19 : μ analizi için genel şema. | 38 |
| Şekil 3.20 : μ analizi sonuçları. | 39 |

| | |
|---|----|
| Şekil 3.21 : Kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim simulink şeması..... | 39 |
| Şekil 3.22 : H_{∞} kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin başarımları | 39 |
| Şekil 4.1 : KTS test düzeneği | 40 |
| Şekil 4.2 : PID kontrolcü benzetim ve gerçek zamanlı test karşılaştırılması..... | 40 |
| Şekil 4.3 : Yüksüz KTS testi simulink şeması | 41 |
| Şekil 4.4 : Yüksüz KTS testi başarımları..... | 42 |
| Şekil 4.5 : Kanat yükleme cihazı ile oluşturulan test düzeneği..... | 43 |
| Şekil 4.6 : Yüklü KTS testi başarımları | 43 |
| Şekil 4.7 : Kodlayıcının KTS üzerine yerleşimi | 45 |
| Şekil 4.8 : Hall ve kodlayıcıdan konum verilerinin alınması | 47 |
| Şekil 4.9 : Sensör yerleşiminin kapalı çevrim kontrol başarımlarına etkisi. | 48 |
| Şekil Ek.1 : PRBS 1 sinyali..... | 54 |
| Şekil Ek.2 : PRBS 2 sinyali..... | 54 |
| Şekil Ek.3 : PRBS 3 sinyali..... | 54 |
| Şekil Ek.4 : PRBS 4 sinyali..... | 55 |
| Şekil Ek.5 : Beyaz gürültü 1 sinyali. | 55 |
| Şekil Ek.6 : Beyaz gürültü 2 sinyali. | 55 |
| Şekil Ek.7 : Beyaz gürültü 3 sinyali. | 56 |
| Şekil Ek.8 : Beyaz gürültü 4 sinyali. | 56 |
| Şekil Ek.9 : Beyaz gürültü 5 sinyali. | 56 |

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

| | |
|--|----|
| Çizelge 2.1 : Sistem tanımlama sonucunda elde edilen modeller | 20 |
| Çizelge 3.1 : KTS kontrolcöleri için başarıml isterleri | 23 |
| Çizelge 3.2 : PID kontrolcü katsayıları | 24 |
| Çizelge 3.3 : PID kontrolcü başarıml sonuçları | 25 |
| Çizelge 3.4 : Durum geri beslemeli kontrolcü başarıml sonuçları..... | 28 |
| Çizelge 3.5 : Kontrolcü şeması parametreleri | 29 |
| Çizelge 3.6 : H_{∞} kontrolcü benzetimi başarıml sonuçları. | 40 |
| Çizelge 4.1 : Kullanılan ürün ve kodları | 41 |
| Çizelge 4.2 : Benzetim ve gerçek zamanlı test sonuçları..... | 42 |
| Çizelge 4.3 : Yüksüz KTS testi başarıml sonuçları..... | 44 |
| Çizelge 4.4 : Yüklü KTS testi başarıml sonuçları..... | 46 |
| Çizelge 4.5 : Hall sensör ve arttırımsal kodlayıcı başarıml karşılaştırılması..... | 48 |

KISALTMALAR

| | |
|-------------|---|
| KTS | : Kanatçık Tahrik Sistemi |
| LQR | : Lineer Quadratic Regulator (Doğrusal Karesel Düzenleyici) |
| DME | : Doğrusal Matris Eşitsizlikleri |
| PID | : Proportional, Integrator, Derivative (Oransal, Tümlensel, Türevsel) |
| PRBS | : Pseudo Random Binary Signal |
| LFT | : Lineer Fractional Transformation (Doğrusal Kesirli Dönüşüm) |
| SSV | : Structural Singular Values (Yapısal Tekil değerler) |
| PRBS | : Pseudo Random Binary Signal |



SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

| Simgeler | Açıklama |
|---------------|--------------------------|
| a_1 | Eksenler arası uzaklık |
| a_2 | Kuvvet kolu uzunluğu |
| c | Merkezler arası uzaklık |
| d | Eksenel kaçıklığı |
| θ_{12} | Kanatçık açısı |
| θ_{14} | Eksen kaçıklığının açısı |
| s | Somun yer değiştirmesi |
| N | Aktarma oranı |
| J | Atalet |
| B | Sürtünme |
| K_t | Tork sabiti |
| i | Motor akımı |
| γ | Gürbüzlük parametresi |



1. GİRİŞ

Teknolojik gelişmeler, artan gereksinimler ve dünya üzerindeki değişen harp teknikleri, mühimmat teknolojisinin de değişmesine ve gelişmesine yol açmıştır. Güdüm teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak yüksek vuruş hassasiyetine sahip mühimmatlar yapılabilmektedir. Klasik güdümsüz mühimmatlar; serbest düşme ile bırakılır ve istenilen hedefin yüksek hassasiyetle vurulabilmesi ancak pilotun becerileri ile sınırlıdır. Güdümsüz mühimmatlar, dışarıdan kontrol edilemezler ve yalnızca başlangıç koşulları değiştirilerek istenilen hedefe yönlendirilirler [1].

Güdümlü mühimmatlar, bir güdüm-kontrol algoritmasına bağlı olarak çalışan ve istenilen hedefi yüksek hassasiyetle vuran bombalardır. Güdümlü mühimmatlar ile hem sabit hem de hareketli hedefin yüksek hassasiyetle vurulabilmesi gerçekleştirilirken, mühimmatın itkili hali ise füze olarak isimlendirilmektedir.

Operasyonel kullanım için ise güdümlü füzeler, aşağıdaki belirtildiği şekilde sınıflandırılmıştır [2].

-Karadan karaya güdümlü füzeler

-Karadan havaya güdümlü füzeler

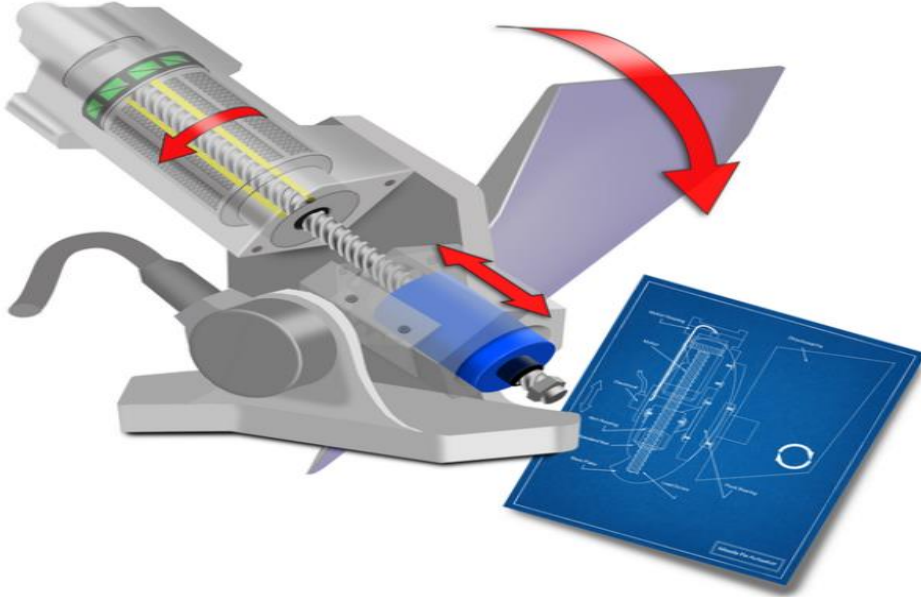
-Havadan karaya güdümlü füzeler

-Havadan havaya güdümlü füzeler

1.1 Güdümlü Mühimmatların Kanatçık Tahrik Sistemleri

Güdümlü bir mühimmatın Kanatçık Tahrik Sistemi (KTS) ; temel olarak, güdüm algoritmasından aldığı kanatçık emirlerini, KTS mekanizmaları aracılığı ile gerçekleştiren kanatçık yüzeyleridir. Bir KTS mekanizması temel olarak; bir fırçasız doğru akım elektrik motoru, elektrik motoru çıkışına bağlı olan ve dönel hareketi, doğrusal harekete çeviren mekanik bir eleman ve bu mekanik eleman vasıtasıyla mühimmatın kanatçıklarını çeviren aktarma kolundan oluşmaktadır.

Güdümlü bir mühimmatın Kanatçık Tahrik Sistemi; mühimmatın hedefe yönelimini sağlayan ve mühimmatın gerekli manevraları gerçekleştirmesini sağlayan en önemli kısımlardan biridir. Şekil 1.1 KTS'nin şematik gösterimini göstermektedir.



Şekil 1.1 : Güdümlü bir mühimmatın kanatçık tahrik sistemi [3].

1.2 Tezin Amacı

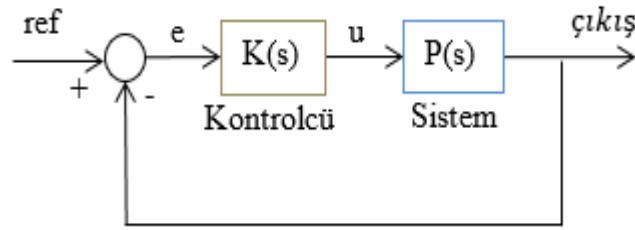
Güdümlü bir mühimmat; uçuş boyunca çevresel etkilerle birlikte, çeşitli gürültüler ve bozucu etkiler altındadır. Bu yüzden; güdümlü bir mühimmatın Kanatçık Tahrik Sistemi için tasarlanacak kontrolcülerin, güdüm algoritmasından aldığı kanatçık emirlerini, değişken irtifalarda ve en kötü çevresel koşullarda bile, bu bozucu kuvvetler ve belirsizlikler altında da yerine getirmesi gerekmektedir [4-5]. Bu tezin amacı; klasik kontrolcülerin, belirsizlikler ve bozucu etkiler altında başarımının yetersiz kalmasından dolayı, güdümlü bir mühimmatın KTS'si için tasarlanacak olan kontrolcülerin daha gürbüz olması gerektiğini göstermek ve tez kapsamında tasarımı yapılacak olan gürbüz bir kontrolcüyü, gerçek zamanlı olarak fiziksel bir KTS'ye uygulamaktır. Tez; ilk olarak KTS için sistem tanımlama çalışmalarıyla başlamaktadır. Sistem tanımlama çalışmaları sonucunda, KTS'nin matematiksel modeli elde edilmiştir. Bu matematiksel modeli kullanarak, KTS için önce muhtelif klasik kontrolcüler tasarlanmış, bu kontrol yöntemlerinin belirsizlik ve bozucular altında yetersizliği gösterildikten sonra modern kontrol yöntemlerine geçilmiş ve KTS için belirsizlikler ve bozucu etkiler altında en uygun kontrol yöntemlerinden birinin gürbüz kontrol metotları olduğu gösterilmiştir.

1.3 Kanatçık Tahrik Sisteminde Kullanılan Kontrolcü Çeşitleri

KTS için klasik ve modern kontrol yöntemleri kullanılabilirle birlikte; mühimmatın uçuşu boyunca KTS'nin maruz kaldığı bozucu ve belirsizlikler, klasik kontrol yöntemlerini yetersiz kılabilirle.

1.3.1 PID kontrol yöntemi

Klasik kontrol metotlarından, en yaygın olarak bilinen ve uygulanan kontrol yöntemi; PID katsayılarını, istenilen başarıml gereksinimlerini sağlayacak şekilde uygun bir şekilde ayarlamaktır [6]. Tek girişli ve tek çıkışlı, PID kontrolcü ile oluşturulan klasik kapalı çevrimin gösterimi Şekil 1.2'de gösterilmiştir.



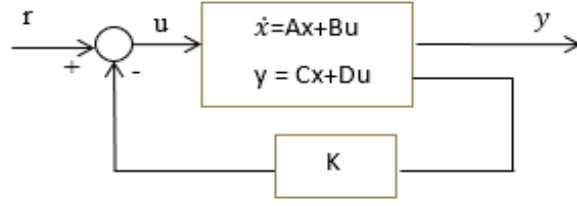
Şekil 1.2 : PID kontrolcü blok şeması.

Kontrolcü transfer fonksiyonu, laplace düzleminde; denklem (1.1)'de gösterildiği gibi yazılabilir. Burada; K_P oransal, K_i tümlevsel ve K_d ise türevsel kontrolcü katsayısıdır.

$$K(s) = K_P + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (1.1)$$

1.3.2 Durum geri beslemeli kontrol yöntemi

Klasik kontrol metotlarının tek girişli ve tek çıkışlı sistemler için uygulanabiliyor oluşu, modern kontrol yöntemlerinin geliştirilmesine yol açmıştır. Modern kontrol yöntemlerinden biri olan durum geri beslemeli kontrolcü tasarımında, sistemin dinamiklerini temsil eden durumlar, kapalı çevrim sistemine geri beslenerek kontrol çevrimine dahil edilirler. Durum geri beslemeli bir kontrolcü, muhtelif yöntemlerle tasarlanabilmekte olup, en yaygın olanı kutup yerleştirme yöntemidir. Kutup yerleştirme yöntemiyle yerleştirilmek istenilen kutuplar, istenilen yere atanabilir [7]. Durum geri beslemeli kontrol yapısının blok şeması, Şekil 1.3'te gösterilmiştir.



Şekil 1.3 : Durum geri beslemeli kontrolcü blok şeması.

Durum geri beslemeli kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim denklemleri, denklem (1.2) ve denklem (1.3) ve denklem (1.4)'de aşağıdaki gibi yazılmaktadır;

$$\dot{x} = (A - BK)x + Br \quad (1.2)$$

$$u = -Kx + r \quad (1.3)$$

$$y = Cx + Du \quad (1.4)$$

1.3.3 Doğrusal karesel düzenleyici tipi kontrol yöntemi (LQR)

Kutup yerleştirme tekniklerinden bir diğeri de doğrusal karesel düzenleyici (LQR) yöntemiyle, kutupları istenilen yere yerleştirmektir. Bu problem için denklem (1.5)'deki gibi bir maliyet fonksiyonu belirlenerek, denklem (1.6)'daki gibi cebirsel riccati denkleminin de yardımıyla bir optimizasyon problemi çözülür ve denklem (1.7)'deki gibi kapalı çevrim kontrolcü kazançları elde edilmiş olur [8]. Buradaki Q ve R, optimizasyon parametreleri olup, sistemin hızlı tepki vermesi ve düşük kontrol girdisi gibi birbiriyle çelişen iki ister arasındaki ilişkiyi belirlemek için kullanılır.

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (1.5)$$

$$A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (1.6)$$

$$K = R^{-1} B^T P \quad (1.7)$$

1.3.4 H_∞ kontrol yöntemi

Modern kontrol yöntemlerinin, yalnızca nominal matematiksel model için tasarlanması, model değişikliği ve belirsizlikler altında ise istenilen kapalı çevrim kontrol sisteminin başarımlarını sağlayamaması, doğrusal sistemler için modern kontrol yöntemlerinden biri olan Hardy uzayında tanımlı H_∞ tipi kontrolcülerin tasarlanmasını zorunlu kılmıştır.

H_∞ tipi kontrol yöntemi ile ilgili ilk çalışmalar 1980'lerde başlamasına rağmen problemin tam anlamıyla çözümü 1990'ların başını bulmuştur [9].

1.3.4.1 H_2 normunun hesaplanması

Bir vektörün normu; onun uzunluğu veya boyu ile ilişkilendirilirken, bir sinyalin normu, onun enerjisinin ölçeklendirilmesi ile alakalıdır. Denklem (1.8), bir sinyalin H_2 normunun nasıl hesaplanacağı ile ilgili matematiksel eşitlik ifadesini vermektedir.

$$\|G\|_2 = \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G(j\omega)|^2 d\omega \right)^{1/2} = \left(\int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt \right)^{1/2} \quad (1.8)$$

Bir sinyalin H_2 normu aynı zamanda, bode ölçeğinde grafiğin altında kalan tüm alana eşittir.

1.3.4.2 H_∞ normunun hesaplanması

Bir sinyalin H_∞ normu, bode ölçeğinde onun en büyük genlik değerini ifade eder. Bu da sisteme uygulanan bir sinyalin genliğinin ne kadar büyüyebileceğini göstermektedir. H_∞ normun hesaplanması denklem (1.9)'da anlatılmaktadır.

$$\|G\|_\infty = \sup_{\omega \in \mathcal{R}} \sigma_{\max} |G(j\omega)| \quad (1.9)$$

Burada; σ_{\max} tekil değerlerin en büyüğünü ifade etmektedir.

H_∞ normu aynı zamanda, w ve z giriş ve çıkış sinyallerini göstererek zaman alanında aşağıdaki gibi yazılmaktadır [10].

$$\|w\|_2^2 = \int_{-\infty}^{\infty} w^T(t)w(t)dt$$

$$\|z\|_2^2 = \int_{-\infty}^{\infty} z^T(t)z(t)dt$$

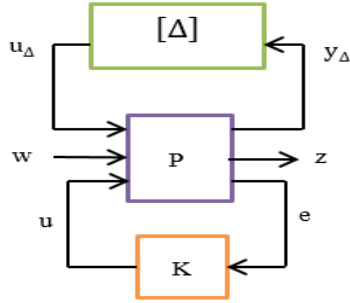
G 'nin H_∞ normu, denklem (1.10) aşağıdaki şekilde yazılmıştır ;

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_{w \neq 0} \frac{\|z\|_2^2}{\|w\|_2^2} \quad (1.10)$$

Hardy uzayında tasarlanacak olan H_∞ tipi kontrolcüler; kapalı çevrimin genlik bode grafiğindeki tepe noktayı aşağı çekmeye çalışarak, sistemin enerjisinin en yüksek olduğu noktayı azaltır.

1.3.4.3 Genel H_∞ kontrolcü yapısı

H_∞ kontrolcü sentezi için genel kontrol yapısı Şekil 1.4'de verilmiştir. Burada; w harici girişleri, z ise harici çıkışları temsil etmektedir. Tasarlanacak olan H_∞ kontrolcü; w 'den z 'ye olan transfer fonksiyonunun H_∞ normunu 1'in altında bırakmaya çalışmaktadır.



Şekil 1.4 : Genel H_∞ kontrol yapısı.

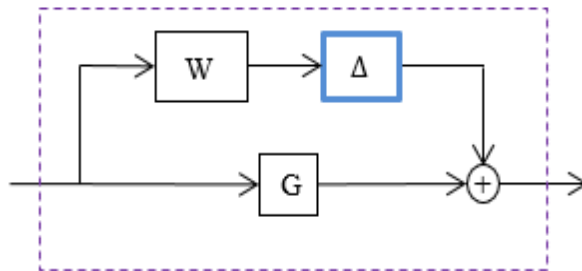
P genelleştirilmiş sistem, K kontrolcü, Δ belirsizlik bloğu, u_Δ ve y_Δ ise belirsizlik giriş ve çıkış kanallarını temsil etmektedir. Belirsizlik ifadeleri, tasarıma göre toplamsal veya çarpımsal olabilir [11].

1.3.5 Belirsizlikler

Belirsizlikler; verilen bir nominal değerden sapmayı ifade eder. Sistemdeki belirsizlikler; kullanılan altparçaların modellenen parametrelerinden kaynaklanacağı gibi, modelin yapısındaki kestirilemeyen bazı dinamiklerden de kaynaklanabilir. Belirsizlikler, toplamsal veya çarpımsal olarak iki farklı şekilde gruplandırılabilir.

1.3.5.1 Toplamsal belirsizlik

Toplamsal model belirsizliği; matematiksel olarak denklem (1.11)'de yazılmaktadır. Şematik gösterimi ise Şekil 1.5'de gösterilmiştir.



Şekil 1.5 : Toplamsal belirsizlik.

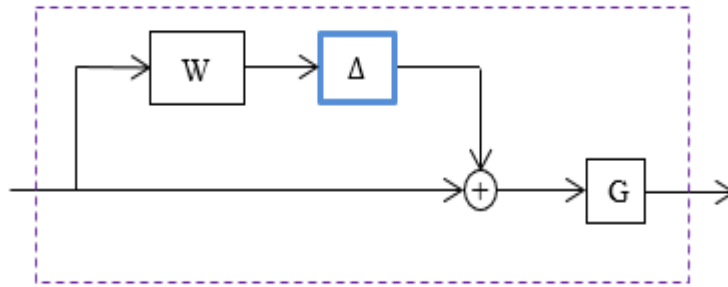
G ; sistem modelini göstermek üzere, W ; belirsizliği normalize eden ve $\|\Delta\|_{\infty} \leq 1$ kriterini sağlayan yüksek geçiren bir filtredir [12].

$$\tilde{G} = G + \Delta W \quad (1.11)$$

1.3.5.2 Çarpımsal belirsizlik

Çarpımsal belirsizliğin matematiksel modeli, denklem (1.12)'de şematik gösterimi ise Şekil 1.6'da verilmiştir.

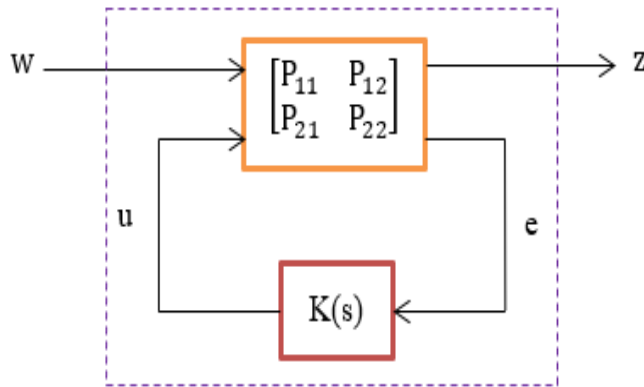
$$\tilde{G} = G(1 + \Delta W) \quad (1.12)$$



Şekil 1.6 : Çarpımsal belirsizlik.

1.3.6 Doğrusal kesirli dönüşüm

Harici girişlerden, harici çıkışlara olan transfer fonksiyonunun hesaplanmasında, doğrusal kesirli dönüşüm (LFT) teknikleri kullanılır. Şematik gösterimi ise Şekil 1.7'de gösterilmiştir.



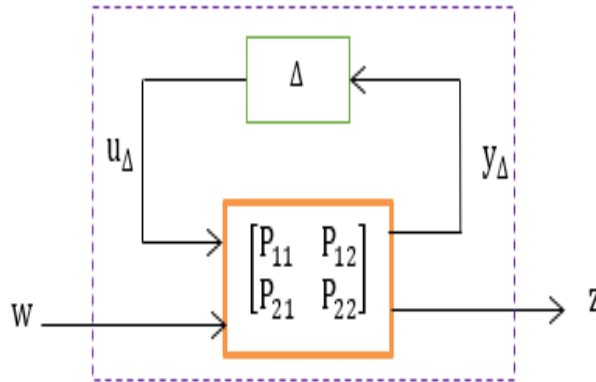
Şekil 1.7 : Alt doğrusal kesirli dönüşüm.

w harici girişlerden z harici çıkışlara olan transfer fonksiyonu, denklem (1.13)'teki gibi alt doğrusal kesirli dönüşüm formülü kullanılarak hesaplanabilir.

$$T_{zw} = F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (1.13)$$

Belirsizlikleri de sisteme dahil ettiğimizde ise, w'den z'ye olan transfer fonksiyonu; denklem (1.14)'deki gibi üst doğrusal kesirli dönüşüm formülü kullanılarak hesaplanabilir [13]. Üst doğrusal kesirli dönüşümün şematik gösterimi Şekil 1.8'de gösterilmiştir.

$$T_{zw} = F_u(P, \Delta) = P_{22} + P_{21}\Delta(I - P_{11}\Delta)^{-1}P_{12} \quad (1.14)$$



Şekil 1.8 : Üst doğrusal kesirli dönüşüm.

1.3.7 Doğrusal matris eşitsizlikleri

Doğrusal matris eşitsizlikleri (DME), sistem ve kontrol teorisinde çok yaygın biçimde kullanılmaktadır. DME' ler ilk olarak Lyapunov' un çalışmalarında karşımıza çıkar. 1892' de yapmış olduğu çalışmada Lyapunov göstermiştir ki;

$\dot{x} = Ax$ formundaki diferansiyel bir denklemin asimptotik kararlılığı, P pozitif tanımlı bir matris olmak üzere;

$A^T P + PA > 0$ biçimindeki bir matris eşitsizliği ile ortaya konabilir.

Doğrusal matris eşitsizliği, dışbükey(Konveks) bir kısıt ifade eder. Bu sebeple dışbükey amaç fonksiyonlarına sahip eniyileme problemleri ve DME kısıtları, bazı hazır yazılımlar yardımıyla etkin bir biçimde kolaylıkla çözülebilmektedir. Doğrusal eşitsizlikler, dışbükey karesel eşitsizlikler, matris norm eşitsizlikleri ve kontrol teorisinden kullanılan Lyapunov ve Riccati eşitsizlikleri gibi birtakım ifadelerin tümü DME' ler şeklinde yazılabilmektedirler [14].

Ayrıca çok sayıda DME söz konusu olduğunda, bunların hepsini daha büyük boyutlu tek bir DME olarak yazmak da mümkün olmaktadır. Bu durum, DME'leri çok çeşitli

optimizasyon ve kontrol problemlerinin çözümüne yönelik faydalı bir araç haline getirmiştir. Sistem ve kontrol teorisi içerisinde yer alan ve analitik olarak çözülemeyen çoğu DME problemi sayısal olarak ele alınmış ve İç Nokta algoritması yoluyla çözülmüştür. DME'lere dayalı dışbükey optimizasyon yoluyla ele alınan kontrol sistemlerine ait çeşitli problemler de İç Nokta algoritmaları yoluyla kolaylıkla çözülebilmektedirler. DME problemleri için bu algoritmaların etkinliği sayısal çalışmalar yoluyla ortaya konulmuştur [15].



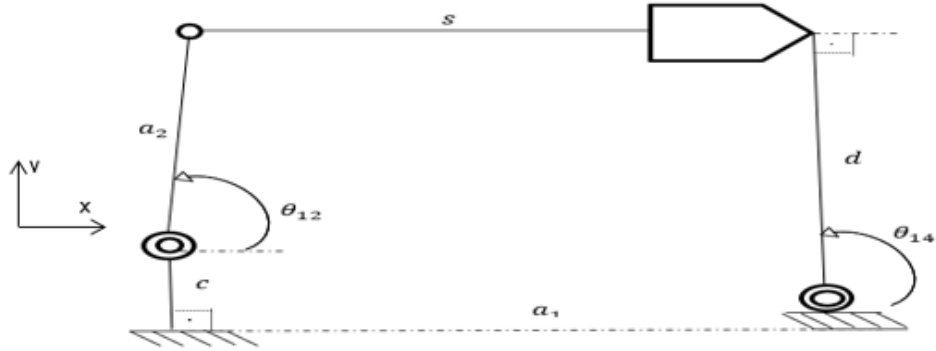


2. KTS MODELLEMESİ VE TANIMLAMASI

Bu tez kapsamında kullanılan KTS mekanizması temel olarak; fırçasız bir doğru akım motoru (İng. Brushless DC motor), elektrik motorundan elde edilen döneysel hareketi, doğrusal harekete çeviren mekanik bir eleman olan bilyavida ve bilyavida üzerindeki doğrusal hareketi, kanatçık açısına dönüştüren bir aktarma kolundan oluşmaktadır.

2.1 Eksantrik Ters Krank Biyel Mekanizması Analizi

Eksantrik bir ters krank biyel mekanizmasının şematik gösterimi Şekil 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1: Eksantrik tipteki ters krank biyel mekanizması.

Mekanizma parametreleri ise aşağıdaki gibidir:

- a1: Kanatçık dönme eksenini ile motor kaçık eksenini arasındaki yatay uzaklık
- a2: Kanatçık kuvvet kolu uzunluğu
- c: Dönme merkezleri arası uzaklık
- d: Mekanizmanın aksenal kaçıklığı
- θ_{12} : Kanatçık kuvvet kolunun yatay eksenle yaptığı açı (Pozitif x eksenine göre)
- θ_{14} : Eksen kaçıklığı d'nin yatay eksenle yaptığı açı (Pozitif x eksenine göre)
- s: Somun doğrusal yer değiştirmesi

2.1.1 Mekanizmanın konum analizi

Mekanizmanın konum analizi için kapanış denklemleri yazılarak konum analizi denklemleri türetilmiştir. Burada $i = \sqrt{-1}$ sanal sayıyı ifade etmektedir.

$$a_1 \cdot e^{i(\pi)} + c \cdot e^{i(\frac{\pi}{2})} + a_2 \cdot e^{i\theta_{12}} = d \cdot e^{i\theta_{14}} + s \cdot e^{i(\frac{\pi}{2} + \theta_{14})} \quad (2.1)$$

Bu denklem kullanılarak, x ve y eksenlerine indirgenmiş konum eşitlikleri sırasıyla Denklem (2.2) ve (2.3)'te verilmiştir.

$$-a_1 + a_2 \cdot \cos \theta_{12} = d \cdot \cos \theta_{14} - s \cdot \sin \theta_{14} \quad (2.2)$$

$$c + a_2 \cdot \sin \theta_{12} = d \cdot \sin \theta_{14} + s \cdot \cos \theta_{14} \quad (2.3)$$

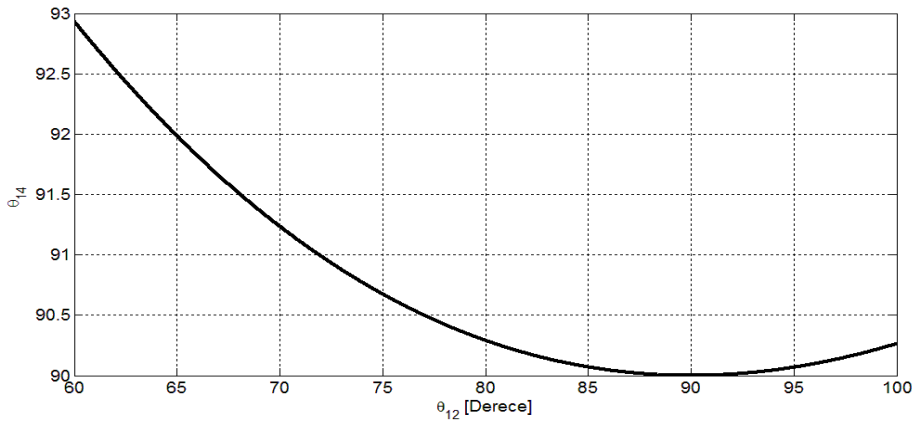
Denklem (2.2) ve (2.3) kullanılarak motor dönme eksenini ile mekanizmanın eksen kaçıklığının kesişimi olan s ifadesi elde edilebilir.

$$s = \sqrt{a_1^2 + a_2^2 + c^2 - d^2 + 2 \cdot a_2 \cdot (c \cdot \sin \theta_{12} - a_1 \cdot \cos \theta_{12})}, s > 0; \quad (2.4)$$

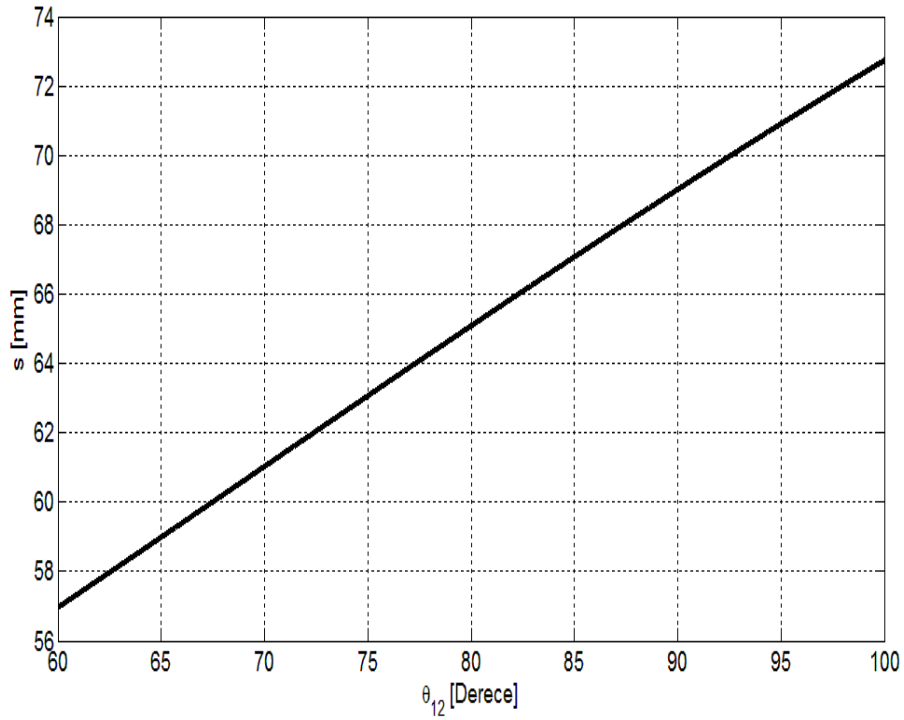
Buradan gerekli matematiksel işlemler yapılarak θ_{14} , denklem (2.5)'te gösterildiği gibi elde edilir.

$$\theta_{14} = \tan^{-1} \left(\frac{d}{s} \right) + \tan^{-1} \left(\pm \frac{\sqrt{d^2 + s^2 - (c + a_2 \cdot \sin \theta_{12})^2}}{(c + a_2 \cdot \sin \theta_{12})} \right) \quad (2.5)$$

θ_{12} açısı; 60° ile 100° arasında değişmektedir. Ayrıca a_1 , a_2 , c ve d boyutları da sırasıyla 58.52, 17, 5 ve 20 mm mekanizma tasarım parametreleri olarak girilerek, θ_{14} 'ün θ_{12} 'ye bağlı değişim grafiği Şekil 2.2'de somun doğrusal yer değiştirmesi s'nin θ_{12} 'ye bağlı değişim grafiği ise Şekil 2.3'de verilmiştir.



Şekil 2.2 : θ_{14} 'ün θ_{12} 'ye bağlı değişimi.



Şekil 2.3 : Somun doğrusal yerdeğiştirmesi s 'nin θ_{12} 'ye bağlı değişimi.

2.1.2 Mekanizmanın hız analizi

KTS mekanizması tasarlanırken, kanatçıklardan anlık olarak belli bir hızda, belli bir tork uygulanması beklenmekte ve bu mekanizma için isterleri sağlayacak elektrik motorunun seçilmesi gerekmektedir. Mekanizmanın hız analizi yapılırken konum analizinden elde edilen denklemlerin birinci türevi alınarak hız eşitlik denklemleri elde edilir. Denklem (2.4)'ün zamana göre türevi alınarak bilya vida üzerindeki somunun hızı denklem (2.6)'daki gibi elde edilmiş olur.

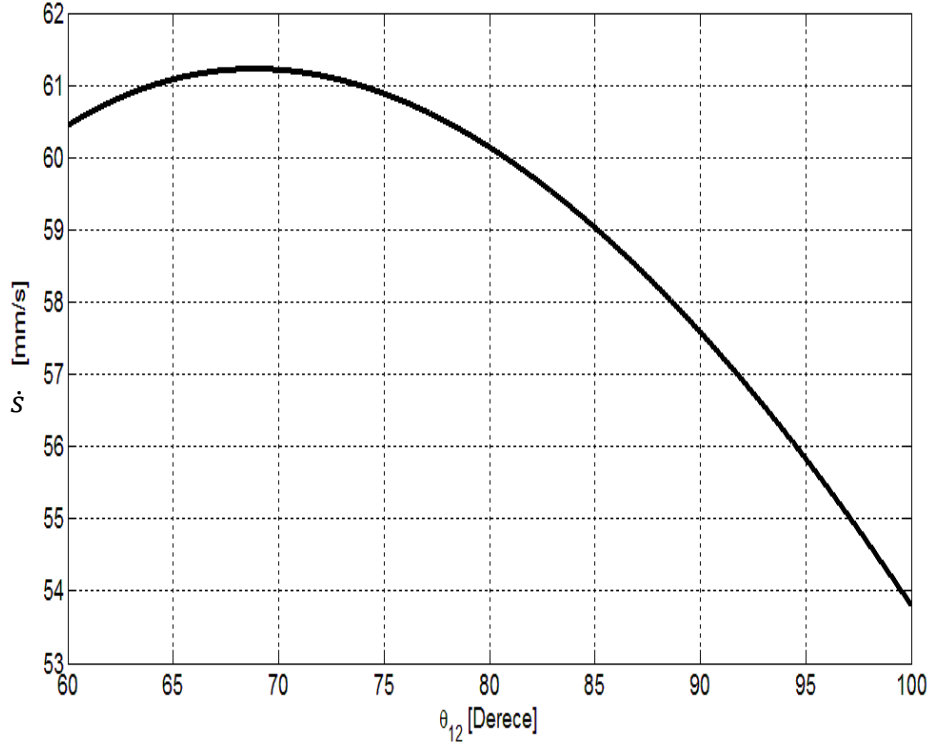
$$\dot{s} = \frac{a_2 \cdot (a_1 \cdot \sin \theta_{12} + c \cdot \cos \theta_{12}) \cdot \dot{\theta}_{12}}{\sqrt{a_1^2 - d^2 + c^2 + a_2^2 + 2 \cdot a_2 \cdot c \cdot \sin \theta_{12} - 2 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot \cos \theta_{12}}} \quad (2.6)$$

Bilya vida hatvesi ρ , somunun yer değiştirmesi s ve motor açısai hızı $\dot{\theta}_m$ arasındaki eşitlik denklem (2.7) ile gösterilmiştir.

$$s = s_0 + \rho \cdot \theta_m \quad ; \quad \dot{s} = \rho \cdot \dot{\theta}_m \quad ; \quad \rho = \frac{p}{2 \cdot \pi} \quad ; \quad \dot{\theta}_m = \frac{\dot{s}}{\rho} \quad (2.7)$$

Bilya vida hatvesi ve kanatçık açısai hızı gerekli değerler; sırasıyla 1 mm ve 100 derece/s alınıp, yerine yazılırsa somun hızı \dot{s} , denklem (2.6)'dan elde edilir. Gereken motor hızı ise denklem (2.7)'den hesaplanır.

Buna göre kanatçık açısının (θ_{12}) 60° ile 100° arasındaki değişimi için, somun doğrusal hızı \dot{s} 'in θ_{12} 'ye göre değişimi Şekil 2.4'te verilmiştir. Buna göre somunun doğrusal hızının ulaşabileceği en yüksek hız değeri 61.25 mm/s 'dir.



Şekil 2.4: Somun hızının kanatçık açısına göre değişimi.

Mekanizmanın aktarma oranı, motor açısal hızının kanatçık açısal hızına oranı olarak tanımlanır. Aktarma oranı hesabı denklem (2.8)'de verilmektedir.

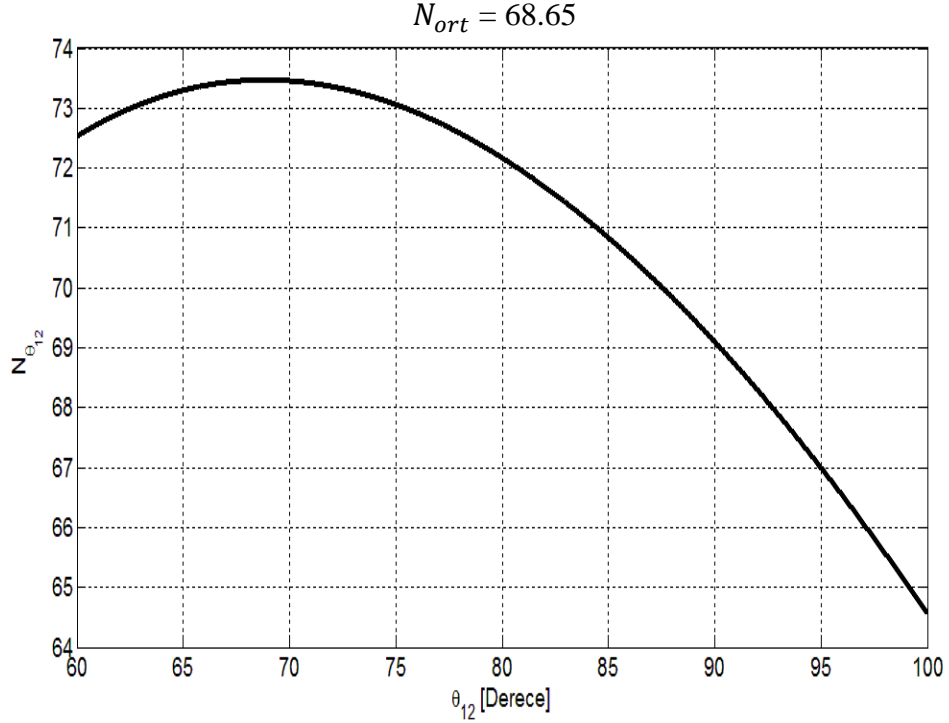
$$N(\theta_{12}) = \frac{\dot{\theta}_m}{\dot{\theta}_{12}} = \frac{\dot{s}/p}{\dot{\theta}_{12}} \quad (2.8)$$

Mekanizmanın aktarma oranının, kanatçık açısı θ_{12} 'ye bağlı değişimi ise denklem (2.9)'da verilmektedir.

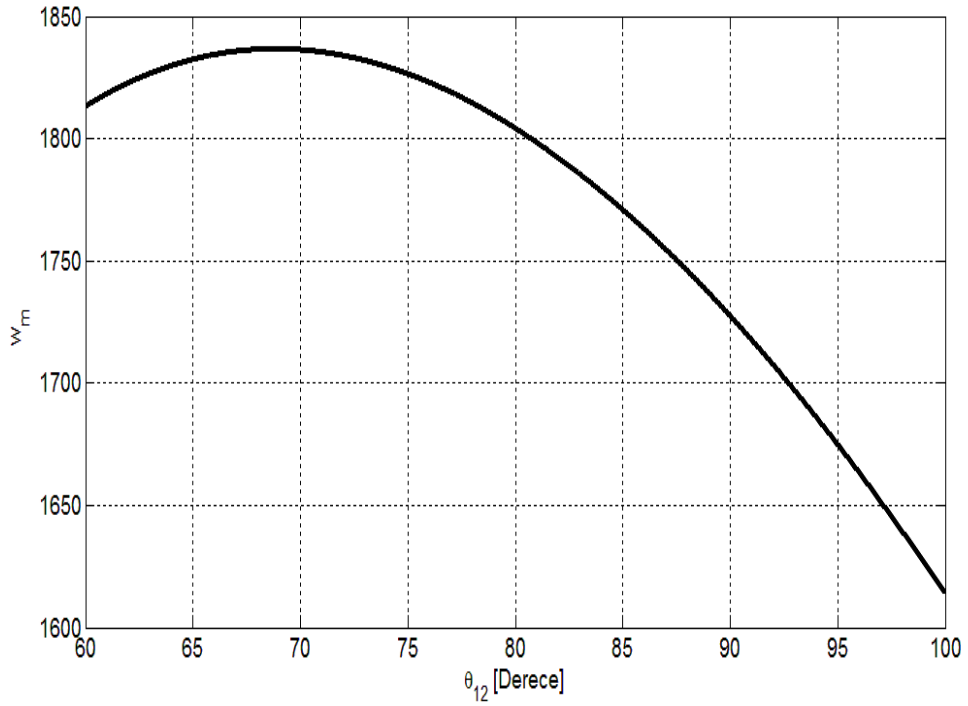
$$N(\theta_{12}) = \frac{-a_2 \cdot (a_1 \cdot \sin \theta_{12} + c \cdot \cos \theta_{12})}{p \cdot \sqrt{a_1^2 - d^2 + c^2 + a_2^2 + 2 \cdot a_2 \cdot c \cdot \sin \theta_{12} - 2 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot \cos \theta_{12}}} \quad (2.9)$$

Mekanizma aktarma oranının kanatçık açısına göre değişimi Şekil 2.5'de gösterilmiştir. Mekanizmanın çalışma süresi boyunca, aktarma oranının en yüksek olduğu değer 73.5 , en düşük olduğu değer ise 63.8 'dir. Aktarma oranı sabit olarak bu iki değerlerin ortalaması olarak alınmıştır.

Motor açısız hızının kanatçık açısına göre değişimi ise Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Buna göre mekanizmanın çalışma süresi boyunca gerekli olan en yüksek motor hızı 1830 rpm olarak gözükmektedir.



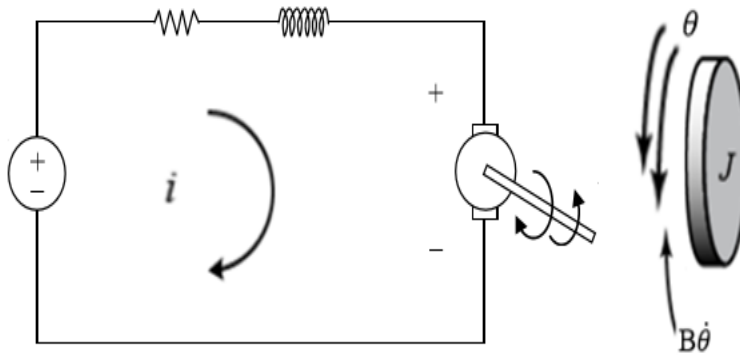
Şekil 2.5 : Mekanizma aktarma oranının kanatçık açısına göre değişimi.



Şekil 2.6 : Motor açısız hızının kanatçık açısına göre değişimi.

2.2 KTS Dinamiğinin Matematiksel Olarak Modellenmesi

Bu bölümde; eksantrik tipteki ters krank biyel mekanizması kullanılarak tasarımı yapılan KTS, matematiksel olarak modellenecektir. Bu tez kapsamında, KTS'ye kapalı çevrim akım kontrolü uygulanacak ve kanatçık açısı, motor açısı üzerinden türetilenecektir. KTS'nin transfer fonksiyonu; giriş motor akımı ve çıktısı da motor konumu olmak üzere elde edilecektir. Şekil 2.7; temel olarak fırçalı bir doğru akım motoru kullanılarak oluşturulan elektromekanik modellemeyi gösterse de fırçasız doğru akım motoru kullanıldığı durumda da matematiksel denklemler değişmeyecektir. Motor devresi, yüksek bir dinamiğe sahip olduğundan denklemlerde yer almayacaktır. J ve B ; sırasıyla elektrik motorun miline indirgenmiş atalet, ve sönümlenme katsayılarını belirtmektedir. K_t ise elektrik motorun tork sabitini, θ motor açısal konumunu, $\dot{\theta}$ ise motor açısal hızını, i ise motor akımını göstermektedir.



Şekil 2.7 : KTS'nin modellenmesi [16].

Gerekli dinamik eşitlikler, denklem (2.10) ve (2.11)'de yazılmış ve motor miline indirgenmiş KTS transfer fonksiyonu, denklem (2.12)'de elde edilmiştir.

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} = K_t i \quad (2.10)$$

Denklem (2.10) kullanılarak ve başlangıç sınır koşulu 0 alınarak, Laplace düzlemine geçilip; motor akımı ile motor konumu arasındaki transfer fonksiyonu, denklem (2.11) kullanılarak denklem (2.12)'deki gibi elde edilir.

$$\theta(s)[Js^2 + Bs] = K_t i(s) \quad (2.11)$$

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{i(s)} = \frac{K_t}{Js^2 + Bs} = \frac{K_t/B}{s(\frac{J}{B}s + 1)} \quad (2.12)$$

(2.12) numaralı KTS denklemi; K_m ve T_m integratör içeren model parametreleri olarak denklem (2.13)'de yazılmıştır.

$$G(s) = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (2.13)$$

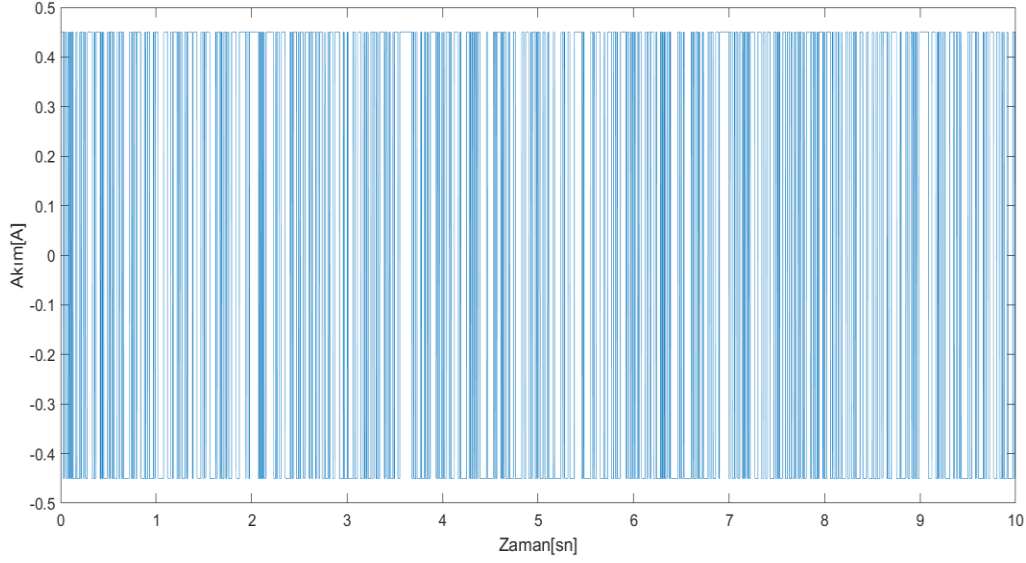
2.3 KTS İçin Sistem Tanımlama Çalışmaları

Sistem tanımlama çalışmaları ile fiziksel bir sistemin matematiksel modeli deneysel olarak elde edilebilir. Temel olarak sisteme uygulanan giriş ve çıkış sinyalleri kullanılarak sistemin matematiksel denkleminin elde edilmesi amaçlanır [17]. Sisteme uygulayacağımız sinyaller; sistemin çalışma frekansı veya bantgenişliğini sağlamasının yanı sıra aşağıdaki özellikleri karşılaması gerektiğine dikkat edilmelidir.

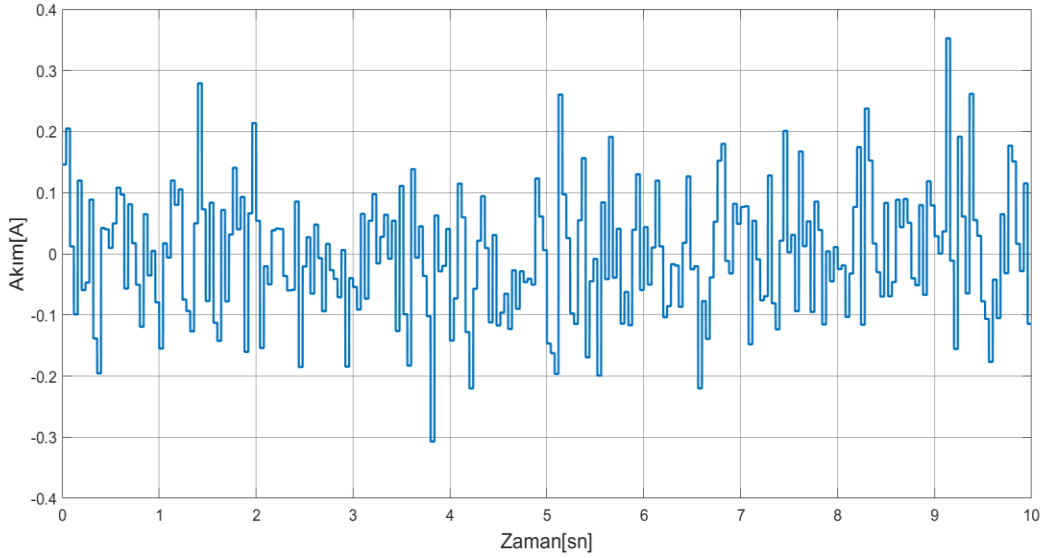
2.3.1 Giriş sinyalin özellikleri

Giriş sinyali yeterince zengin içerikli olmalıdır. Giriş sinyali olarak tek frekanslı sinüs sinyalinden kaçınılmalıdır, çünkü sinüs frekansı, aynı değerlerdeki transfer fonksiyonları arasında ayırım yapılmasını engeller. Yeterince zengin girişler arasında şunlar bulunmaktadır: Beyaz gürültü (İng. White Noise), PRBS ve farklı frekanstaki birden çok sinüzoidin toplamı (İng. Chirp signal).

Çıkış sinyalinin genliği, ölçüm gürültüsünden çok daha büyük olmalıdır. Özellikle, gürültünün yüksek olduğu frekanslardaki sistemlerin tanımlanmasında büyük girdiler gerekmektedir. Ancak, sistem doğrusal olmayıp ve doğrusal bir model ile yaklaşık olarak tanımlanırken büyük girdiler problem yaratabilir, çünkü doğrusallaştırma geçersiz olabilir. Girişin, sistemin çalıştığı frekans aralıklarında güçlü bileşenleri olmalıdır. Giriş sinyali değeri, kapalı döngüde beklenen değerlerin bir temsilcisi olmalıdır. Sistem, durağan ve kararlı yapıda bulunduğu noktadan başlatılarak veriler alınmalıdır. Bu bağlamda farklı frekans ve genliklere sahip ve uygun çalışma aralığında sistemi uyarabilecek, PRBS ve beyaz gürültü sinyalleri KTS'ye uygulanmıştır. KTS'ye uygulanan sinyaller EK 1'de verilmiştir. Uygulanan sinyaller sonucu, motor açısal konumu ölçülmüş ve motor açısal konumu ile motor akımı arasındaki transfer fonksiyonu, doğrusal bir yapıda olduğu kabulü ile denklem (2.13)'e uygun olarak MATLAB'ın sistem tanımlama arayüzü ile deneysel olarak elde edilmiştir. Şekil 2.8 ve Şekil 2.9'da KTS'ye uygulanan PRBS ve beyaz gürültü sinyallerinden bazıları gösterilmiştir.



Şekil 2.8 : KTS'ye uygulanan bir PRBS sinyali örneği.



Şekil 2.9 : KTS'ye uygulanan bir beyaz gürültü sinyali örneği.

2.3.2 Beyaz kutu model

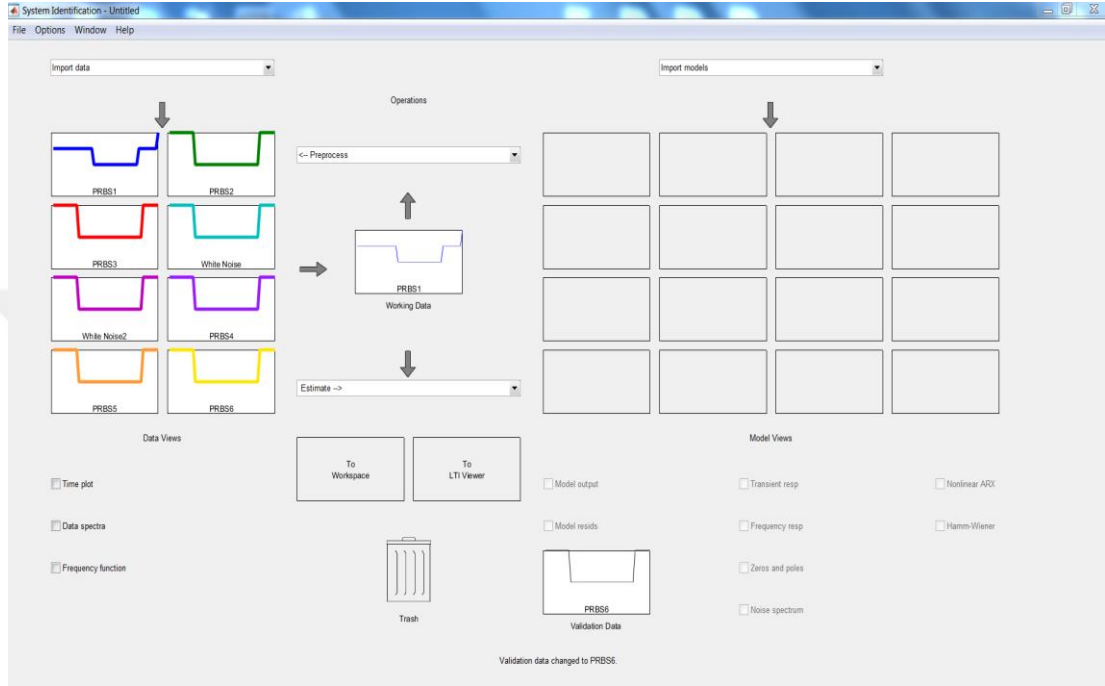
Sistemin yapısının fiziksel yasalarla tanımlanabildiğinin ve parametrik olarak ifade edilebilirliğinin göstergesidir. Sistemin matematiksel modeli teorik olarak yazıldıktan sonra, sistem tanımlama yöntemiyle bilinmeyen parametreler elde edilir.

2.3.3 Kara kutu model

Sistemin matematiksel modelinin herhangi bir fiziksel yasa kullanılarak elde edilememesi durumudur. Sistem yalnızca deneysel olarak toplanan giriş ve çıkış verileri kullanılarak tanımlanabilir [18].

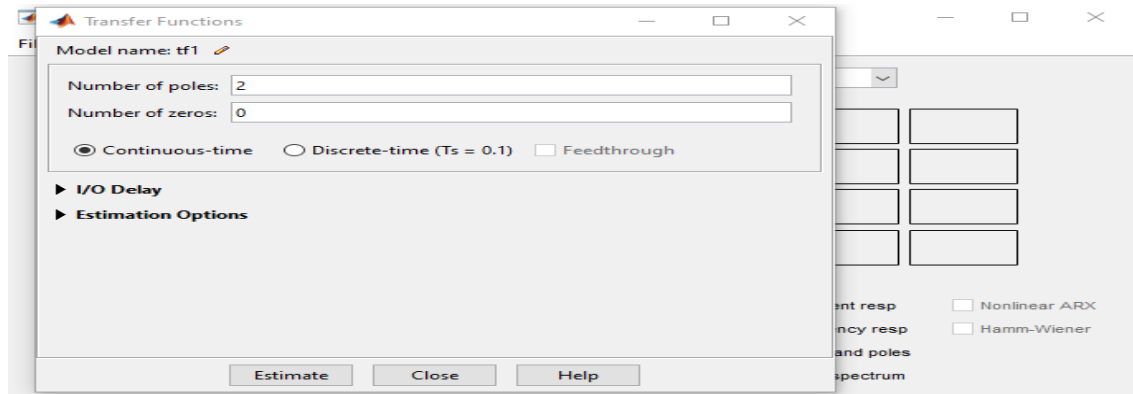
2.3.4 Sistem tanımlama arayüzü kullanılarak KTS modelinin oluşturulması

KTS modelinin transfer fonksiyonu elde edilirken, uygun olarak seçilen giriş sinyalleri kullanılarak MATLAB'ın sistem tanımlama araç kutusu yardımıyla transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Şekil 2.10 ve Şekil 2.11 sistem tanımlama arayüzüne ait gösterimlerdir. MATLAB'ın “ident” komutuyla araç kutusuna ulaşılabilir.



Şekil 2.10 : Matlab'ın sistem tanımlama araç kutusu.

Giriş sinyalleri, araç kutusuna yüklendikten sonra “Transfer function models” modeli kullanılmıştır. Fiziksel KTS'yi temsil eden transfer fonksiyonunun teorik modeli, daha önceden iki kutuplu olarak denklem (2.13)'de yazılmıştı. Bu model elde edilirken, uzuvlar rijit kabul edilmiş ve doğrusal olmayan etkenler ihmal edilmiştir.



Şekil 2.11 : Transfer function model kullanılarak KTS modelinin elde edilmesi.

Farklı giriş sinyalleri uygulanarak elde edilen KTS modelleri arasından, elde edilen gerçek zamanlı verilere en yüksek benzerlik gösteren model; sürekli zamanda kabul edilerek KTS'nin matematiksel modeli olarak kabul edilmiştir. Çizelge 2.1 ise sistem tanımlama çalışmaları sonucunda elde edilen farklı KTS modellerini göstermektedir.

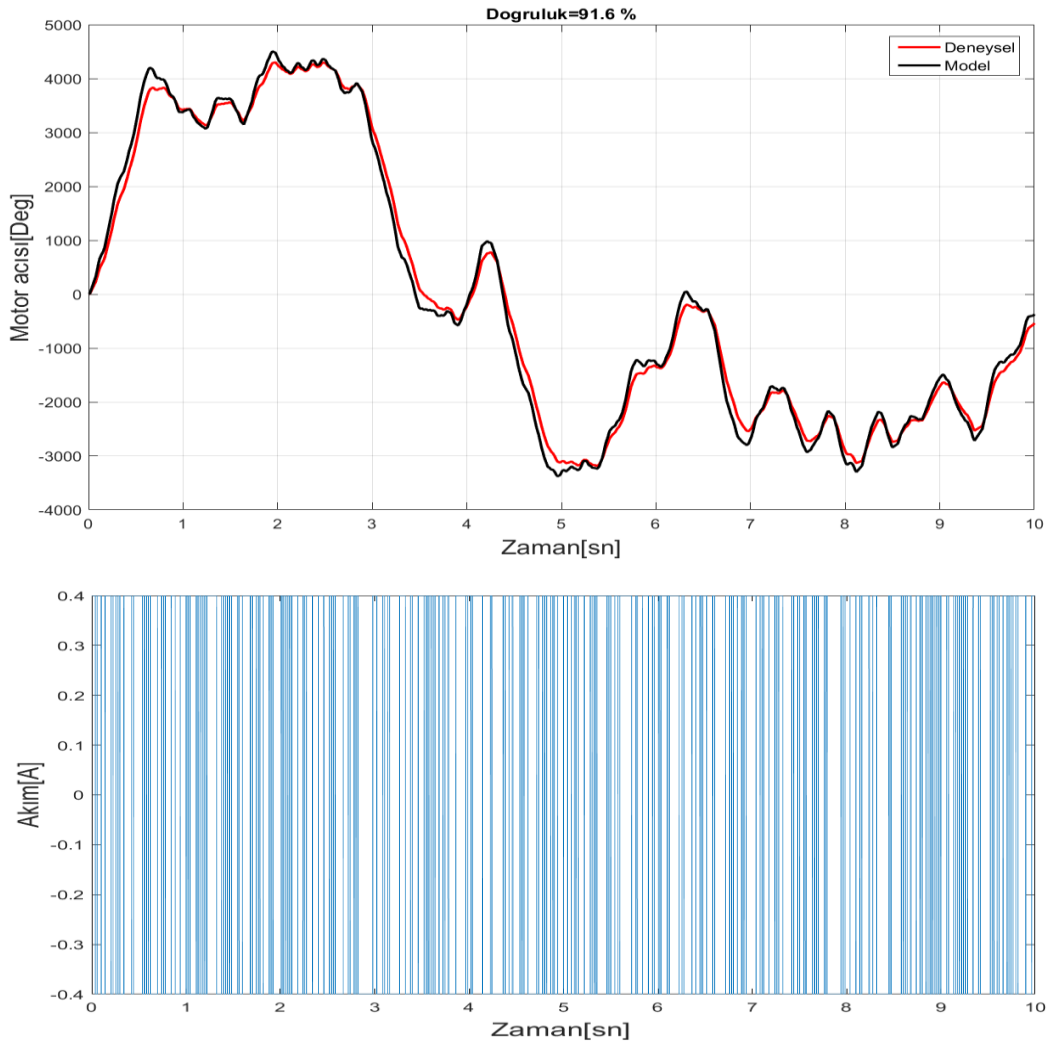
Çizelge 2.1 : Sistem tanımlama sonucunda elde edilen modeller.

| Giriş Sinyali | K_m | T_m | Doğruluk(%) |
|-----------------|--------|--------|-------------|
| PRBS 1 | 203490 | 0.2907 | 91.6 |
| PRBS 2 | 184260 | 0.3215 | 76.18 |
| PRBS 3 | 280726 | 0.3761 | 62.54 |
| PRBS 4 | 304456 | 0.1843 | 57.96 |
| Beyaz Gürültü 1 | 145423 | 0.436 | 51.09 |
| Beyaz Gürültü 2 | 128495 | 0.1435 | 47.35 |
| Beyaz Gürültü 3 | 105422 | 0.1724 | 16.36 |
| Beyaz Gürültü 4 | 164566 | 0.1540 | 45.4 |
| Beyaz Gürültü 5 | 154658 | 0.135 | 32.3 |

Uygulanan giriş sinyalleri arasından, en yüksek uyumu gerçekleştiren model olan PRBS1 sinyalinin, PRBS 2 sinyaliyle doğrulanması sonucu elde edilen KTS modeli sürekli zamanda tercih edilerek denklem (2.14)'de gösterilmiştir.

$$G(s) = \frac{203490}{s(0.2907s + 1)} \quad (2.14)$$

Şekil 2.12'de en yüksek doğruluk oranının gerçekleştiği sinyal gösterilmektedir. Buna göre, toplanan veri ile % 91.6 uyumlu olan model, KTS modeli olarak kabul edilmiştir. Bu doğruluk oranının hesaplanmasında; MATLAB'ın sistem tanımlama arayüzüne ait doğruluk fonksiyonları kullanılmıştır.



Şekil 2.12 : En yüksek benzerlik oranının gerçekleştiği sinyal.

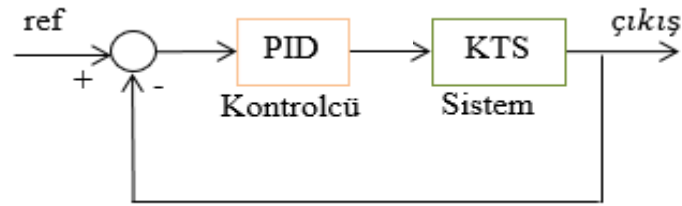


3. KONTROLÇÜ TASARIMI

Sistem tanımlama çalışmalarından elde edilen KTS matematiksel modeli kullanılarak, KTS için muhtelif kontrolçüler tasarlanmıştır. Ayrıca; belirsizlikler ve bozucu etkiler altında da KTS için daha gürbüz kontrol yöntemlerinin kullanılması gerektiği de gösterilmiştir.

3.1 PID Kontrolcü Tasarımı

Daha önce Şekil 1.2’de belirtilen blok şema kullanılarak PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim üzerinden kontrolcü sentezlenecektir [19]. PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim blok şeması Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1 : PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemi.

KTS için tasarlanacak olan kontrolçüler için başarımlar Çizelge 3.1’de verilmiştir.

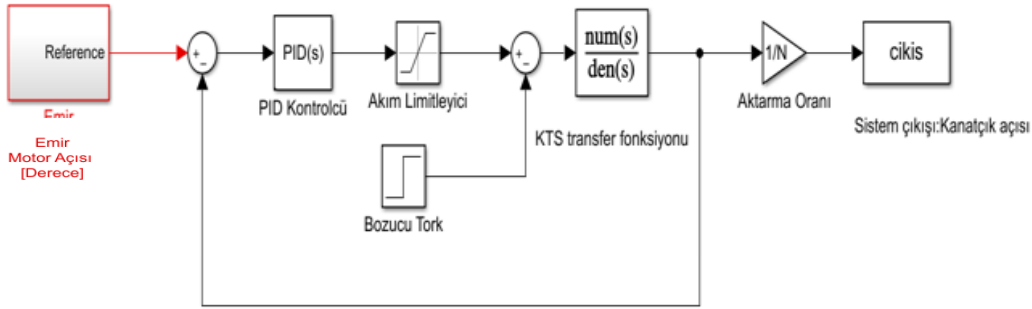
Çizelge 3.1 : KTS kontrolçüleri için başarımlar.

| Başarımlar | Değer |
|------------------------------|-------|
| Oturma zamanı [saniye] | 0.5 |
| Kalıcı durum hatası [derece] | 0.005 |
| Aşım [%] | 15 |
| Tepe Amper değeri [A] | 1.8 |

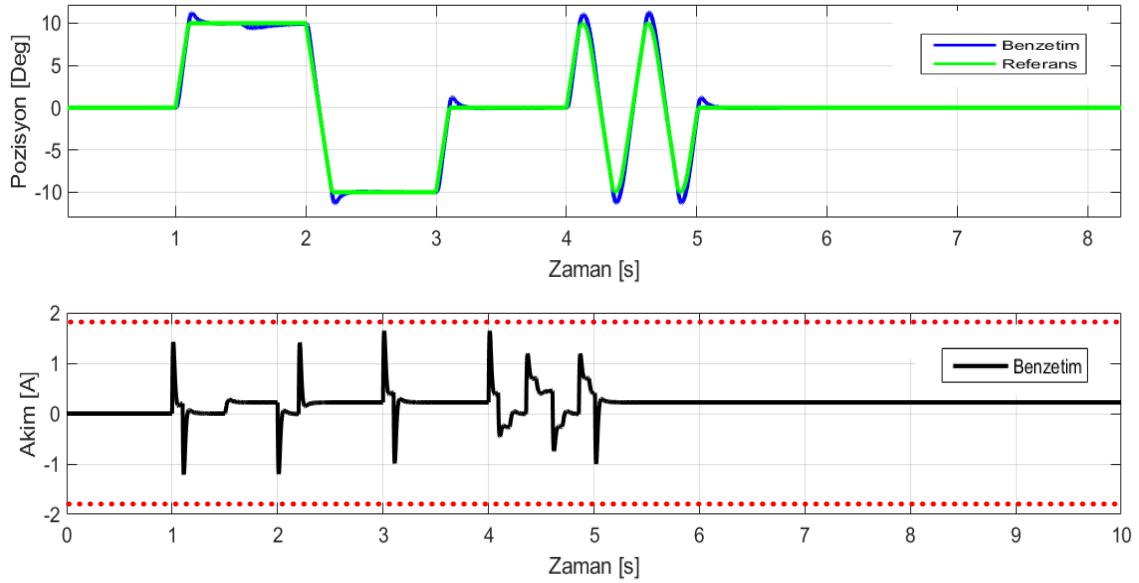
Kontrolcü parametreleri ; K_P , K_i , ve K_D katsayıları, istenilen başarımlarını karşılayacak şekilde, MATLAB'ın referans takibi araç kutusu kullanılarak belirlenmiş ve Çizelge 3.2'de gösterilmiştir. Kapalı çevrim başarımlarını incelenirken, KTS kanatçığına 1.5. saniyeden itibaren 3 N.m'lik bozucu moment geldiği kabul edilmiş ve benzetimler yapılmıştır. Kontrolcünün Simulink şemaları ve kapalı çevrim kontrol sisteminin başarımlarını Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'de verilmiştir.

Çizelge 3.2 : PID kontrolcü katsayıları

| Kontrolcü katsayıları | Değer |
|-----------------------|---------|
| K_P | 0.0005 |
| K_i | 0.001 |
| K_d | 0.00042 |



Şekil 3.2 : PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim sistemi Simulink şeması.



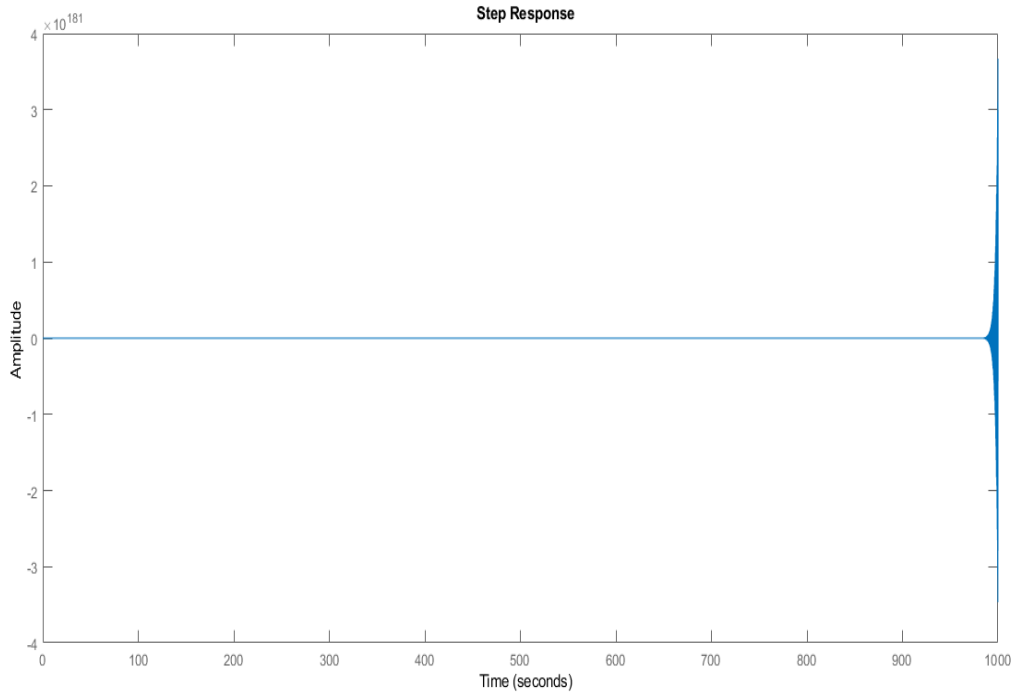
Şekil 3.3 : PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin başarımlarını.

Kapalı çevrim kontrol sisteminin başarımları tablo olarak da Çizelge 3.3’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.3 : PID kontrolcü başarımları

| Başarımları | Değer | İster |
|------------------------------|--------------|--------------|
| Oturma zamanı [saniye] | 0.25 | 0.5 |
| Kalıcı durum hatası [derece] | 0.003 | 0.005 |
| Aşım [%] | 8 | 15 |
| Tepe Amper değeri [A] | 1.65 | 1.8 |

PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sisteminin başarımları daha önce belirlenen başarımları karşılamaktadır. Çizelge 2.1’de verilen farklı KTS modellerindeki K_m ve T_m parametrelerinin sınır değerleri kullanılarak, MATLAB’ın “ureal” komutu ile KTS’ye belirsizlik tanımlanmıştır. Belirsizlik içeren kapalı çevrim kontrol sisteminin başarımları Şekil 3.4’de verilmiştir.



Şekil 3.4 : Kapalı çevrim’e belirsizlik eklenmesi durumundaki basamak cevabı.

PID kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemine belirsizlik eklendiğinde, kapalı çevrim kontrol sistemi kararsız hale gelmektedir. Bu da PID tipi klasik kontrolcülerin, bu tez kapsamında tasarımı yapılan KTS’nin nominal sistemi için başarımları sağlamasına karşılık, sisteme belirsizlik eklenmesi durumunda belirsizliklere karşı dayanaksız olduğunu göstermektedir.

3.2 Durum Geri Beslemeli Kontrolcü Tasarımı

KTS için tasarlanan ikinci derece tek girişli ve tek çıkışlı klasik kontrolcülerin, belirsizliklere karşı yetersiz olması sebebiyle modern kontrol yöntemleri incelenmiştir. Öncelikle, KTS'nin durum uzayı gösterimi elde edilmiştir. Denklem (2.10)'da KTS dinamiğinin matematiksel modeli daha önceden aşağıdaki gibi yazılmıştı.

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} = K_t i$$

$$X_1 = \theta, X_2 = \dot{\theta}$$

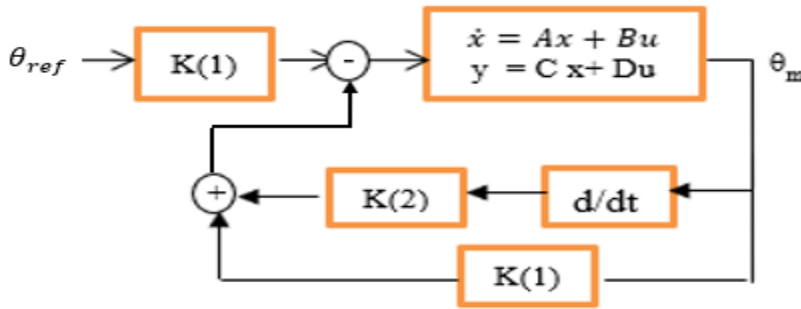
$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_t/J \end{bmatrix} u \quad (3.1)$$

$$y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + [0]u \quad (3.2)$$

Denklem (3.1) ve (3.2)'den sistem durum ve çıktı matrisleri olan A, B, C ve D matrisleri denklem (3.3)'deki gibi bulunmuştur.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ K_t/J \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0], D = [0] \quad (3.3)$$

Servo yapıdaki KTS için durum geri beslemeli kontrolcü yapısı, Şekil 3.5'de gösterilmiştir.



Şekil 3.5 : Servo yapıdaki KTS için durum geri beslemeli kontrol şeması.

Kapalı çevrim dinamikleri, denklem (3.4), (3.5) ve (3.6)'da gösterilmiştir.

$$K = [K(1) \quad K(2)] \quad (3.4)$$

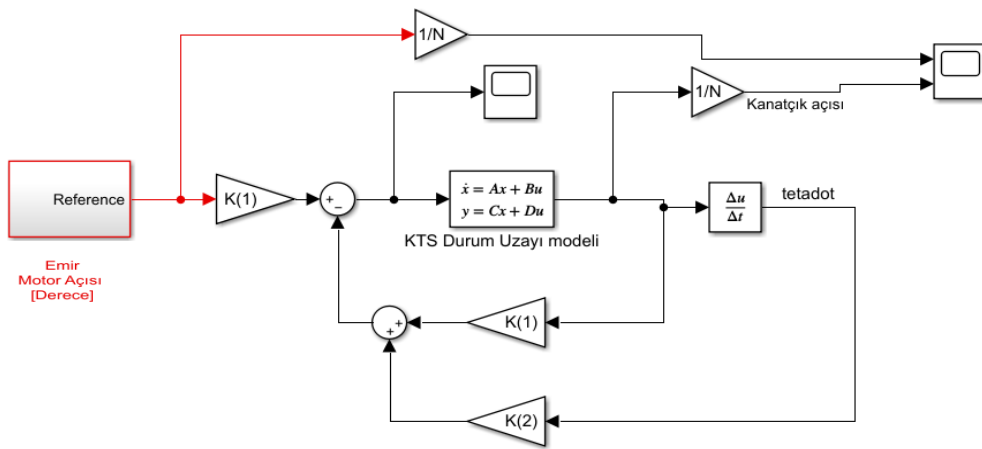
$$\dot{x} = Ax + Bu = (A - BK)x + BK(1)r \quad (3.5)$$

$$u = -Kx + K(1)r \quad (3.6)$$

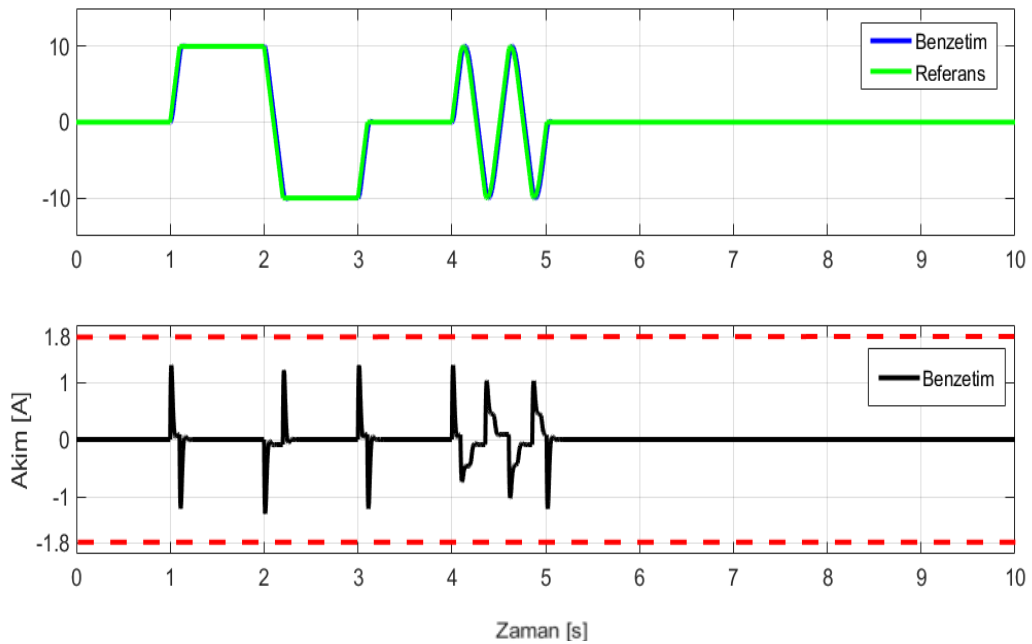
Denklem (3.7)'de verilen, 14 hz doğal frekansa sahip, $\zeta=0.707$ olan ideal sistemin kutupları, KTS'nin kutuplarını yerleştireceğimiz yerdir. Bu kutupları; aynı zamanda kapalı çevrim dinamikleri olan $(A - BK)$ matrisinin özdeğerlerine eşitlersek, buradan kontrolcü kazançları olan $K = [K(1) K(2)]$ matrisleri elde edilir [20].

$$G_{ideal} = \frac{Wn^2}{s^2 + 2\zeta Wn s + Wn^2} \quad (3.7)$$

KTS için tasarlanan durum geri beslemeli kontrolcünün simulink şeması Şekil 3.6'da, kapalı çevrimin kontrolcü başarımları Şekil 3.7'de, sonuçların çizelge halinde gösterimi ise Çizelge 3.4'de gösterilmiştir.



Şekil 3.6 : Durum geri beslemeli kontrolcü kapalı çevrim simulink şeması.

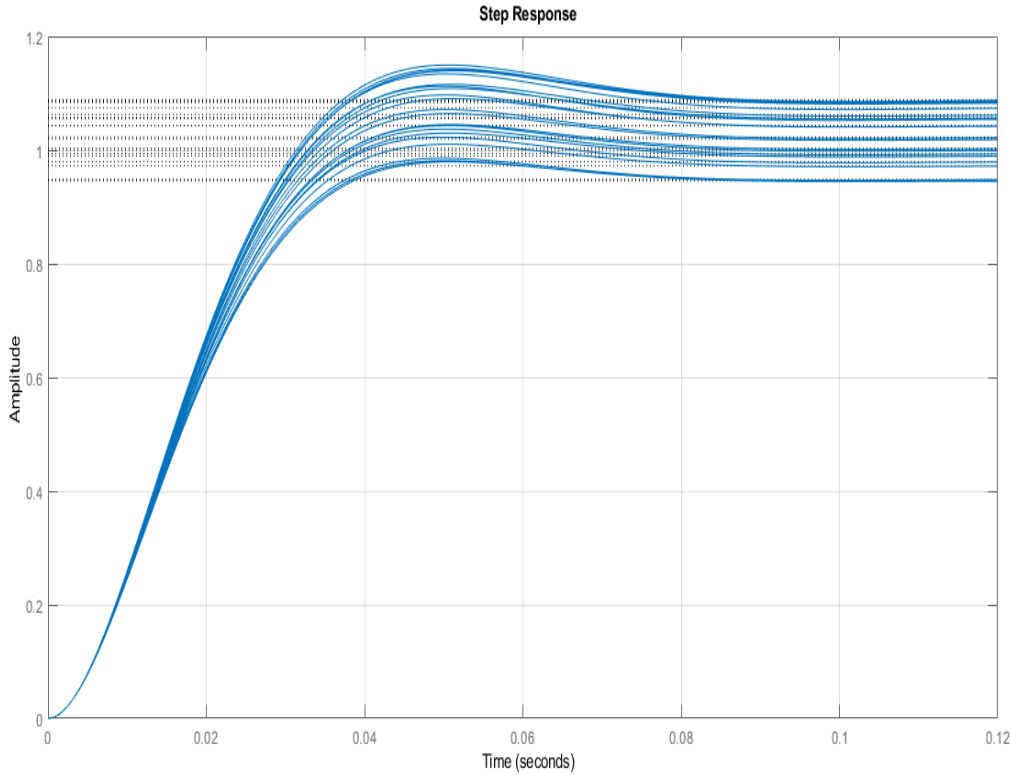


Şekil 3.7 : Durum geri beslemeli kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin başarımları.

Çizelge 3.4 : Durum geri beslemeli kontrolcü başarımları sonuçları

| Başarım sonuçları | Değer | İster |
|------------------------------|-------|-------|
| Oturma zamanı [saniye] | 0.3 | 0.5 |
| Kalıcı durum hatası [derece] | 0.001 | 0.005 |
| Aşım [%] | % 2 | % 15 |
| Tepe Amper değeri [A] | 1.3A | 1.8 A |

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere; nominal sistem için tasarlanan durum geri beslemeli kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemi, başarımları istelerini sağlamaktadır. Sistem tanımlama çalışmalarından elde edilen ve belirsizlik içeren tüm farklı KTS modelleri ile oluşturulan kapalı çevrimin birim basamak girişe olan tepkisi Şekil 3.8’de gösterilmiştir.

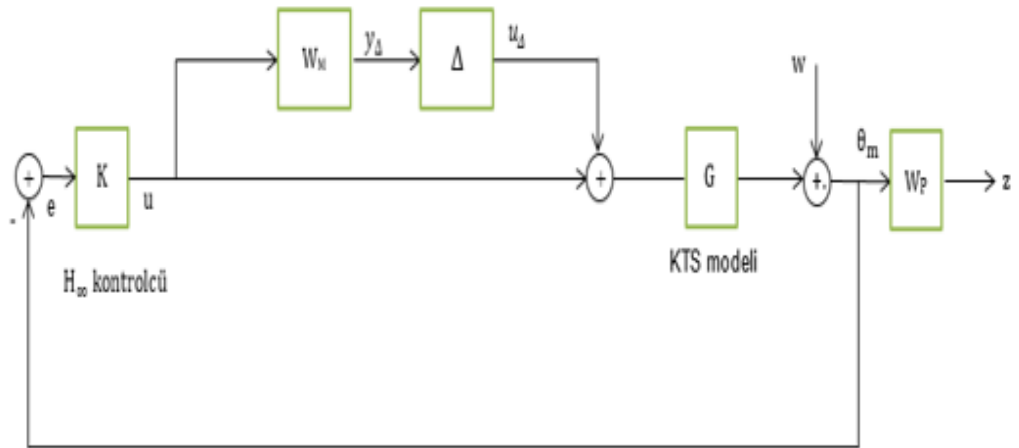


Şekil 3.8 : Belirsizlik modelleri ile oluşturulan kapalı çevrimin basamak cevabı.

Basamak cevabından görüldüğü üzere, belirsizlik içeren modeller; durum geri beslemeli kontrolcü ile kapalı çevrim oluşturulduğunda kararlı gözükmemektedir. Ancak; belirsizlik içeren modeller, kapalı çevrimde kararlı gözükse de kalıcı durum hatası oluştuğundan başarımları istelerini sağlayamamıştır. KTS için tasarlanacak olan kontrolcünün, başarımları ve kararlılık istelerini belirsizlikler altında da gerçekleştirmesi beklenmektedir.

3.3 Gürbüz H_∞ kontrolcü tasarımı

Klasik kontrolcülerin; belirsizlikler ve bozucu etkiler altında yetersiz oluşu, gürbüz kontrol kuramının geliştirilmesine yol açmıştır. KTS'nin uçuş boyunca çeşitli belirsizlikler ve bozucu etkiler altında olduğu düşünüldüğünde, KTS için tasarlanacak olan kontrolcünün bu belirsizlik ve bozucu etkiler altında da tüm uçuş süresi boyunca başarılı olması beklenmektedir. H_∞ gürbüz kontrol yönteminin temel amacı; harici girişlerden, harici çıkışlara olan transfer fonksiyonunun H_∞ normunu küçülten ve 1'in altına düşüren en iyilenmiş kontrolcüyü elde etmektir. KTS için tasarlanacak olan gürbüz H_∞ kontrolcünün genel yapısı Şekil 3.9'da verilmiştir. Çizelge 3.5'de ise şekildeki parametrelerin neler olduğu açıklanmıştır.

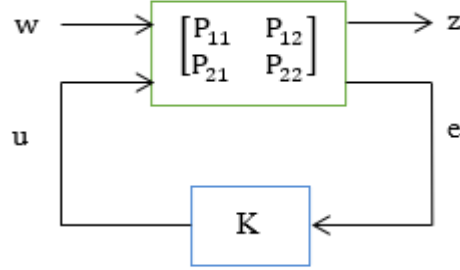


Şekil 3.9 : Genel gürbüz H_∞ kontrolcü sentezi blok şeması.

Çizelge 3.5: Kontrolcü şeması parametreleri.

| | |
|----------|--|
| K | Gürbüz kontrolcü |
| W_m | Belirsizlik ağırlıklandırma fonksiyonu |
| W_p | Performans ağırlıklandırma fonksiyonu |
| G | KTS modeli |
| w | Bozucu harici girişi |
| z | Harici çıktı |
| e | Hata sinyali |
| u | Kontrol sinyali |
| Δ | Belirsizlik bloğu |

H_∞ kontrolcü sentezine geçilmeden önce, genelleştirilmiş sistemin elde edilmesi gösterilmektedir. Şekil 3.10’da kontrolcü sentezi için genelleştirilmiş sistem yapısının elde edilmesi gösterilmektedir.



Şekil 3.10 : Genelleştirilmiş sistemin elde edilmesi.

Denklem (3.8), (3.9), (3.10) ve (3.11)’de genelleştirilmiş sistemin elde edilmesi adımlarını göstermektedir.

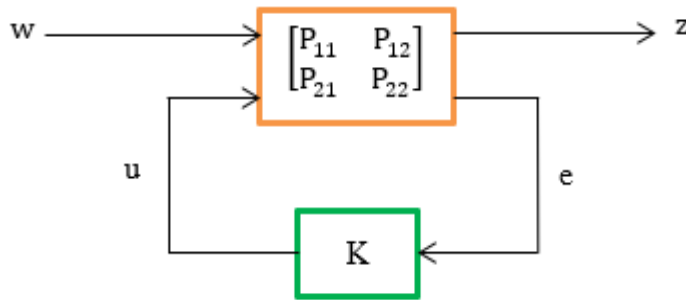
$$T_{zw} = \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z \\ e \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & W_m \\ W_P G & W_P & W_P G \\ -G & -I & -G \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$P_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ W_P G & W_P \end{bmatrix}, P_{12} = \begin{bmatrix} W_m \\ W_m G \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$P_{21} = [-G \quad -I], P_{22} = -G \quad (3.11)$$

Genelleştirilmiş sistem elde edildikten sonra, denklem (1.12) ve (1.13) ‘de anlatılan alt doğrusal kesirli dönüşüm (İng. Lower LFT) ve üst doğrusal kesirli dönüşüm (İng. Upper LFT) teknikleri kullanılarak, giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki transfer fonksiyonu denklem (3.12) ve (3.13)’deki gibi hesaplanabilir. Şekil 3.11 ve Şekil 3.12 bu tekniklerin şematik gösterimlerini içermektedir.

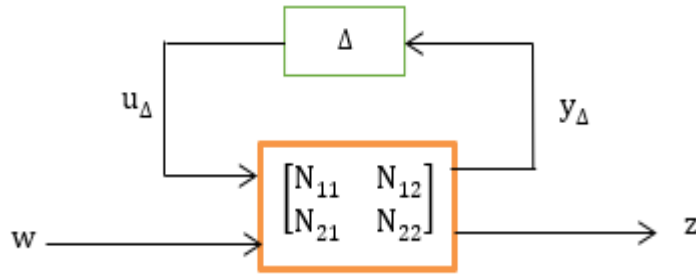


Şekil 3.11 : Alt LFT dönüşümü.

$$N = F_1(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (3.12)$$

$$N = \begin{bmatrix} W_m K G (1 + K G)^{-1} & -W_m K (1 + K G)^{-1} \\ W_p G (1 + K G)^{-1} & W_p (1 + K G)^{-1} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Alt LFT dönüşüm teknikleri uygulandıktan sonra, belirsizlik bloğu da sisteme dahil edilerek Üst LFT dönüşümleri kullanılarak da giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki transfer fonksiyonlarının hesaplanması denklem (3.14)'de ve μ analizinde kullanılacak bir yapı olan M 'nin elde edilmesi ise denklem (3.15)'deki gibi hesaplanabilir.



Şekil 3.12 : Üst LFT dönüşümü.

$$F_u(N, \Delta) = N_{22} + N_{21}\Delta(I - N_{11}\Delta)^{-1}N_{12} \quad (3.14)$$

$$M = N_{11} = W_m T \quad (3.15)$$

M 'ye belirsizlik eklenip; kapalı çevrim sistemi oluşturulduğunda, ilgili kanallar seçilerek kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin, gürbüz başarım ve gürbüz kararlılık özellikleri incelenecektir.

3.3.1 Ağırlıklandırma fonksiyonlarının belirlenmesi

H_∞ kontrolcü sentezi yapılırken en önemli noktalardan biri; ağırlıklandırma fonksiyonlarının düzgün bir şekilde seçilmesidir. Kontrolcü sentezinde, W_M ağırlıklandırma fonksiyonu; belirsizliği normalize eden ve $\|\Delta\|_\infty < 1$ eşitsizliğini sağlayan, kararlılık isterlerini belirsizlikler altında bile gerçekleştiren yüksek geçiren bir filtredir. W_p ise; belirsizlik ailesinin duyarlılık fonksiyonunu olan S_p 'yi minimize eden ve $\|W_p S_p\|_\infty < 1$ eşitsizliğini gerçekleştiren, başarım isterlerini belirsizlikler altında da gerçekleştiren alçak geçiren bir filtredir. Hem kararlılık, hem de başarım isterlerinin belirsizlikler altında bile gerçekleştirilebilmesi için W_m ve W_p filtrelerinin uygun bir şekilde seçilmesi gerekmektedir. Seçilecek olan filtrelerin dereceleri arttıkça elde edilecek olan kontrolcünün de derecesi artacaktır [21].

3.3.1.1 Belirsizlik ağırlıklandırma fonksiyonunun belirlenmesi (W_M)

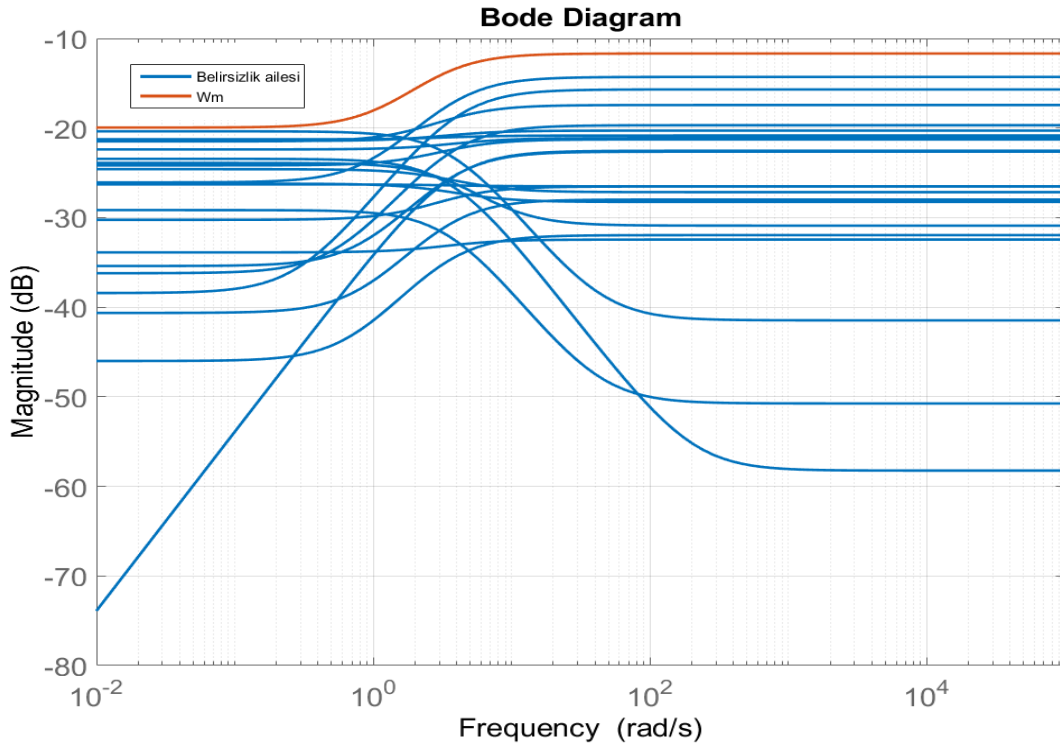
Sistem tanımlama çalışmalarından elde edilen, belirsizlik içeren KTS modelleri kullanılarak, KTS modeli üzerinde meydana gelen belirsizlikler; matematiksel olarak modellenmiştir. Belirsizliğin çarpımsal yapıda olduğu varsayılmış, elde edilen tüm belirsizlik ailesinin bode grafiği çizdirilip, bütün belirsizlik ailesini kapsayacak şekilde birinci dereceden yüksek geçirgen bir filtre tasarlanmıştır.

$$\tilde{G} = G(1 + \Delta W_M) \quad (3.16)$$

Denklem (3.16) kullanılarak W_M ağırlıklandırma fonksiyonu elde edilebilir.

$$\left| \frac{\tilde{G}(j\omega)}{G(j\omega)} - 1 \right| \leq |W_M(j\omega)| \quad (3.17)$$

W_M ağırlıklandırma fonksiyonu her frekansta genliği $\left| \frac{\tilde{G}(j\omega)}{G(j\omega)} - 1 \right|$ 'den büyük ve tüm belirsizlikleri kapsayacak şekilde, parametreleri el ile ayarlanarak birinci dereceden yüksek geçirgen bir filtre olarak Şekil 3.13'deki gibi seçilmiştir [22].



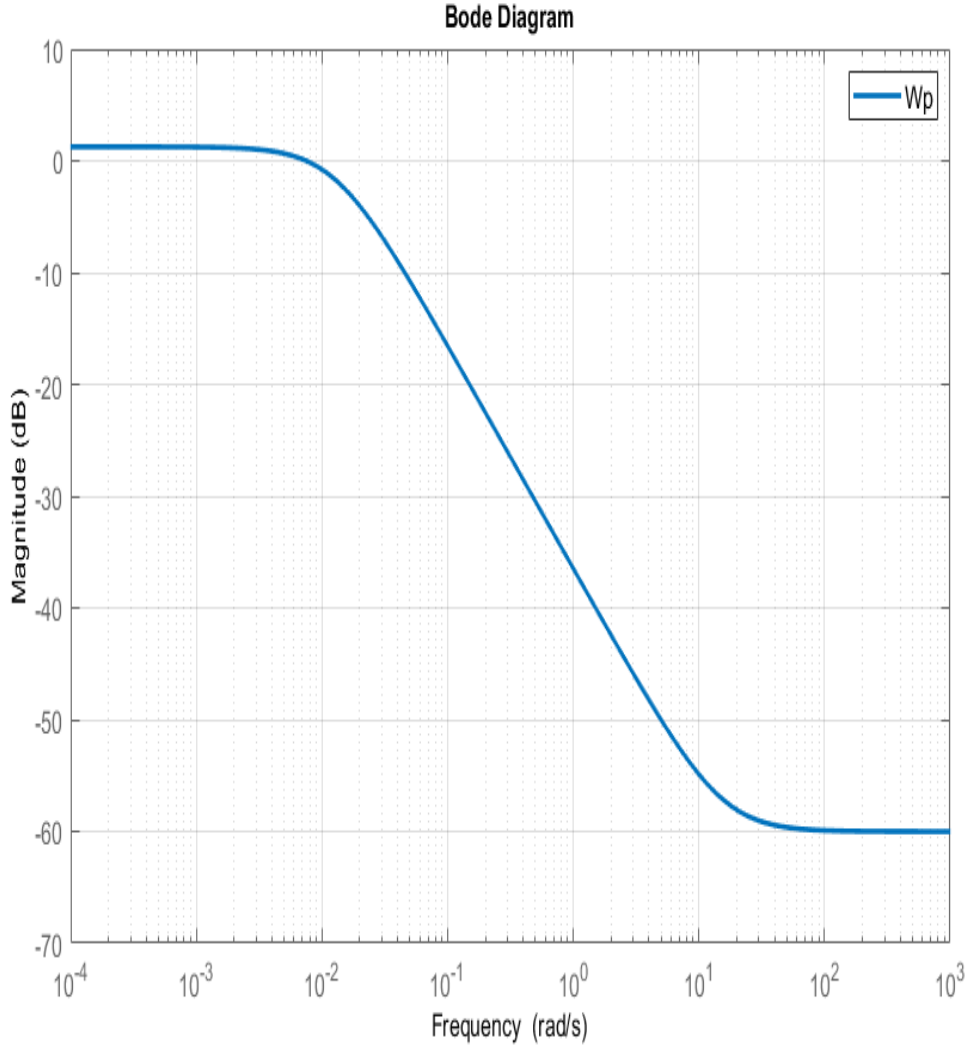
Şekil 3.13 : W_M ağırlıklandırma fonksiyonunun seçilmesi.

$$W_M(s) = \frac{1.9s + 3}{3s + 5.4} \quad (3.18)$$

W_M ağırlıklandırma fonksiyonu, denklem (3.18)'de gösterildiği gibi seçilmiştir.

3.3.1.2 Başarım ağırlıklandırma fonksiyonunun belirlenmesi (W_p)

Seçilecek olan W_p ağırlıklandırma fonksiyonu, belirsizlik içeren duyarlılık fonksiyonu S_p 'yi normalize etmelidir. W_p ağırlıklandırma fonksiyonu, kapalı çevrim kontrol sisteminin başarım isterlerini, belirsizlikler altında bile sağlayacak şekilde seçilmelidir. W_p ağırlıklandırma fonksiyonu, başarım isterlerini sağlayacak şekilde, parametreleri el ile ayarlanarak, birinci dereceden bir alçak geçiren filtre olarak seçilmiştir. Şekil 3.14 seçilen alçak geçiren filtrenin bode grafiğini göstermektedir.



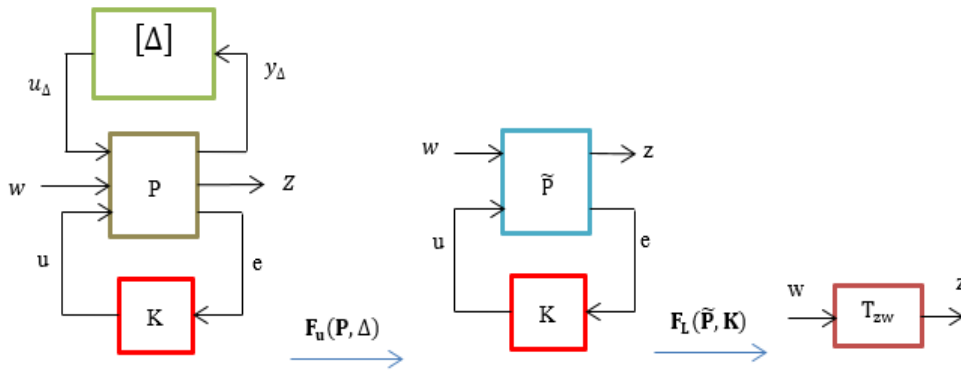
Şekil 3.14 : W_p ağırlıklandırma fonksiyonunun seçilmesi.

$$W_p(s) = \frac{0.4s + 6}{400.3s + 5.1} \quad (3.19)$$

W_p ağırlıklandırma fonksiyonu, denklem (3.19)'da gösterildiği gibi seçilmiştir.

3.3.2 H_∞ kontrolcünün elde edilmesi

Genelleştirilmiş sistem elde edildikten ve ağırlıklandırma fonksiyonları belirlendikten sonra, üst ve alt kesirli dönüşüm teknikleriyle w 'den z 'ye olan transfer fonksiyonunun H_∞ normunu minimize eden kontrolcü hesaplanır. Bu adımlar; MATLAB'ın "hinfsyn" komutu ile yapılabilir. Şekil 3.15, bu kontrolcünün elde edilmesi adımlarını göstermektedir. Denklem (3.20)'de ise kontrolcü sentez algoritmasının γ gürbüzlük parametresiyle olan matematiksel ilişkisini göstermektedir.



Şekil 3.15 H_∞ kontrolcünün elde edilmesi.

$$\|T_{zw}\|_\infty < \gamma, \quad \gamma > 0. \quad (3.20)$$

Burada γ pozitif bir sayıdır ve hesaplanma adımları aşağıda anlatılmıştır.

1. H_∞ normunun hesabı için ilk önce bir alt sınır γ_1 değeri belirlenir.
2. Daha sonra da bir üst sınır γ_2 değeri belirlenir.
3. Şayet $\gamma_2 - \gamma_1 < 0$, önceden tanımlanmış olan hassasiyetten küçük ise algoritmayı durdurur. Değil ise, Adım 4'ten devam eder.
4. $\gamma = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2}$ şeklinde tanımlanır ve Hamilton matrisinin özdeğerleri hesaplanır. Şayet; sanal eksen üzerinde özdeğerler bulunursa $\gamma_1 = \gamma$, aksi durumda $\gamma_2 = \gamma$ atamasını yapılır.
5. Adım 3'e gidilir.

H_∞ kontrolcü 4.dereceden, denklem (3.21)'de yazıldığı gibi elde edilmiştir.

$$K(s) = \frac{145.3s^3 + 4033s^2 + 38180s + 57140}{s^4 + 1325s^3 + 871600s^2 + 1900000s + 24480} \quad (3.21)$$

$\gamma=0.8008$ değerinde algoritma sonlanmıştır. γ değerinin 1'in altında olması, kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin gürbüz özelliklerinin yüksek olduğunu göstermektedir.

3.3.3 Gürbüz başarımlı koşulu

Elde edilen kontrolcünün gürbüz performans özelliği göstermesi, kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sisteminin başarımlı isteklerini, tanımlanan belirsizlik altında da gerçekleştirir. Denklem (3.22) ve (3.23), bu durumu anlatan matematiksel eşitsizlikleri göstermektedir.

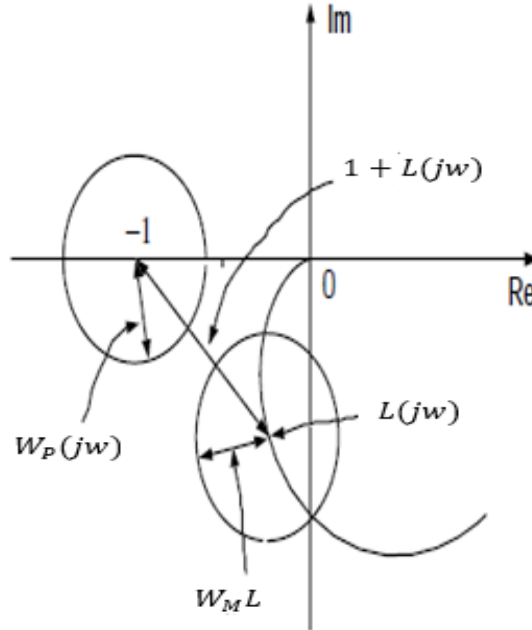
$$|W_P S_P| < 1 \quad (3.22)$$

$$|W_P| < |1 + L_P| \quad (3.23)$$

Çarpımsal belirsizlik içeren döngü kazancı L_P ise denklem (3.24)'de gösterilmiştir.

$$L_P = G_P K = L(1 + W_m \Delta) = L + W_m L \Delta \quad (3.24)$$

Yazılan eşitsizlikler, grafiksel olarak Şekil 3.16'da gösterilmiştir. Gürbüz başarımlı koşulunun sağlanması için belirsizlik içeren döngü kazancı L_P 'nin -1 merkezli, yarıçapı $W_P(j\omega)$ olan disk ile hiçbir frekansta kesişmemesi gerekmektedir [23].



Şekil 3.16 : Gürbüz başarımlı koşulunun grafiksel olarak gösterilmesi [23].

$$|W_P| + |W_m L| < |1 + L|, \quad (3.25)$$

Denklem (3.25)'i kullanarak, denklem (3.26)'da olduğu gibi elde ederiz.

$$|W_P S| + |W_m T| < 1 \quad (3.26)$$

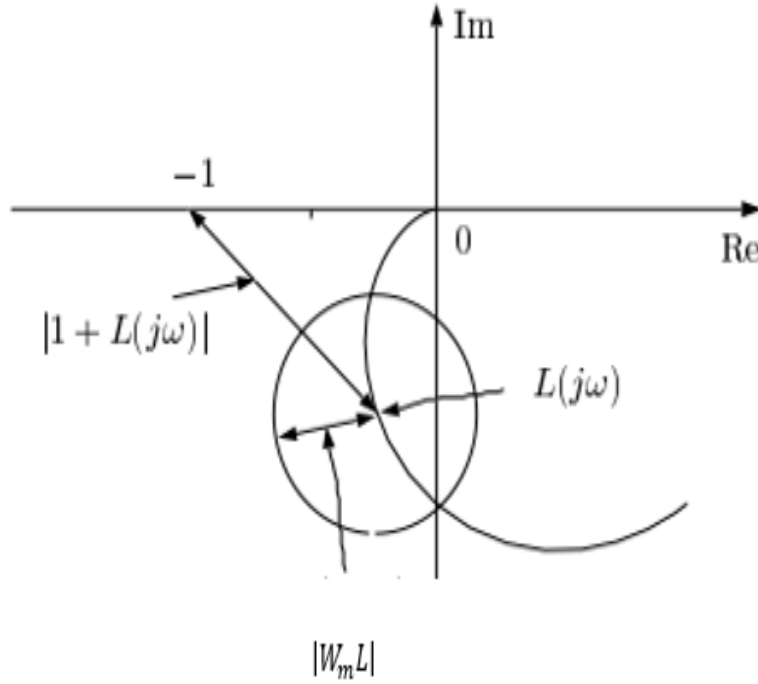
Denklem (3.26)'yı kullanarak da gürbüz başarımlık koşulunu denklem (3.27)'deki gibi elde edilir.

$$\| |W_p S| + |W_M T| \|_{\infty} < 1 \quad (3.27)$$

3.3.4 Gürbüz kararlılık koşulu

Gürbüz kararlılık; kapalı çevrim kontrol sisteminin kararlılık koşulunun, tanımlanan belirsizlikler altında da sağlanmasıdır.

Gürbüz kararlılık koşulunun nyquist grafiği üzerinden elde edilmesi Şekil 3.17'de gösterilmiştir. Denklem (3.28) ve denklem (3.29), bu şeklin geometrik özelliklerini kullanarak elde edilen matematiksel eşitsizlikleri göstermektedir. Bu matematiksel eşitsizliklerden yararlanılarak gürbüz kararlılık koşulunun analitik olarak elde edilmesi gösterilmiştir.



Şekil 3.17 : Gürbüz kararlılık koşulunun grafiksel olarak gösterilmesi [23].

$$|W_M L| < |1 + L| \quad (3.28)$$

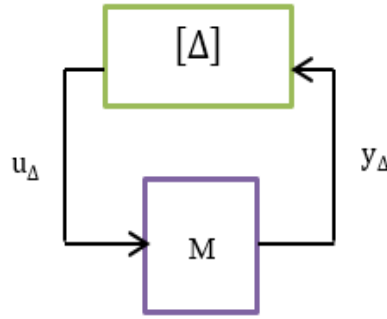
$$|W_M T| < 1 \quad (3.29)$$

$$\|W_M T\|_{\infty} < 1 \quad (3.30)$$

Denklem (3.30), gürbüz kararlılık koşulunun sağlanmasını göstermektedir. Buna göre; seçilecek olan W_M ağırlıklandırma fonksiyonunun, her frekansta tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu olan T 'yi minimize etmesi gerektiği görülmektedir.

3.3.5 Küçük kazanç teoremi

Belirsizlik içeren kapalı çevrim kontrol sisteminin, gürbüz kararlılık özelliklerinin incelenmesinde kullanılan küçük kazanç teoremi (İng. Small Gain), aynı zamanda yapısal tekil değerlerinin analizi (SSV) için de önem taşımaktadır. Belirsizlik içeren genel kontrol yapısı Şekil 3.18'de görülmektedir.



Şekil 3.18 : Belirsizlik içeren kapalı çevrim sistemi.

Kapalı çevrim sistemin kararlı olabilmesi için $(I - M\Delta)^{-1}$ ifadesinin her zaman tanımlı olması gerekmektedir. Denklem (3.31) kullanılarak, denklem (3.32)'deki ifadeler elde edilebilir [24].

$$I - M\Delta > 0 \quad (3.31)$$

$$\|M\|_\infty < 1, \|\Delta\|_\infty < 1 \quad (3.32)$$

3.3.6 μ analizi

Elde edilen kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sisteminin gürbüz başarımlı ve gürbüz kararlılık özelliklerinin incelenmesinde, yapısal tekil değerleri analizi yöntemi kullanılmaktadır.

Δ matrisinin köşegen yapısı kullanılarak μ (SSV) terimi, sistemi kararsız yapan maksimum tekil değerlerin en küçüğü, $\bar{\sigma}(\Delta)$ olarak tanımlanabilir. Bu ifade, matematiksel olarak denklem (3.33)'deki gibi yazılabilir.

$$\mu_{\Delta}(M) \triangleq \frac{1}{\min_{\Delta} \{\bar{\sigma}(\Delta): |I - M\Delta| = 0, \Delta \in \Delta\}} \quad (3.33)$$

Bu problemin analitik bir çözümü yoktur. Hesaplanan $\bar{\sigma}(\Delta)$ değerleri lokal minimum değerlerini gösteriyor olabilir. Fakat, $\mu_{\Delta}(M)$ değerinin alt ve üst bandları aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$\max_{U \in U} \rho(MU) \leq \mu_{\Delta}(M) \leq \inf_{D \in D} \bar{\sigma}(DMD^{-1}) \quad (3.34)$$

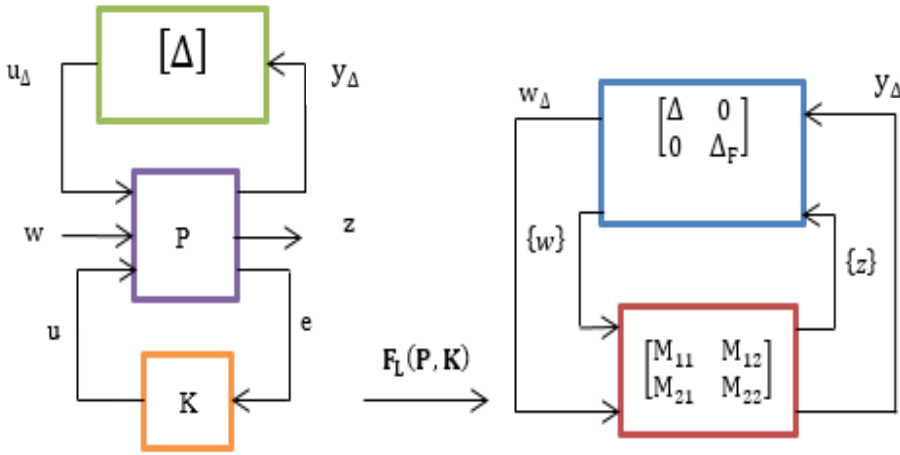
Burada ρ spectral radius, U ve D , $C^{n \times n}$ alt uzayında tanımlıdır ve aşağıdaki gibi kabul edilir.

$$U = \{U \in \Delta: UU^* = I_n\} \quad (3.35)$$

$$D = \text{diag}[D_1, \dots, D_s, d_1 I_{m_1}, \dots, d_{m_F-1} I_{m_F-1}, I_{m_F}]: D_i \in C^{r_i \times r_i}, D_i = D_i^* > 0, \quad (3.36)$$

μ analizi yöntemi için genel şema, Şekil 3.19'da gösterilmiştir.

$$\Delta = \{\text{diag}[\Delta, \Delta_F], \Delta \in C, \Delta_F \in C^{1 \times 1}\} \quad (3.37)$$

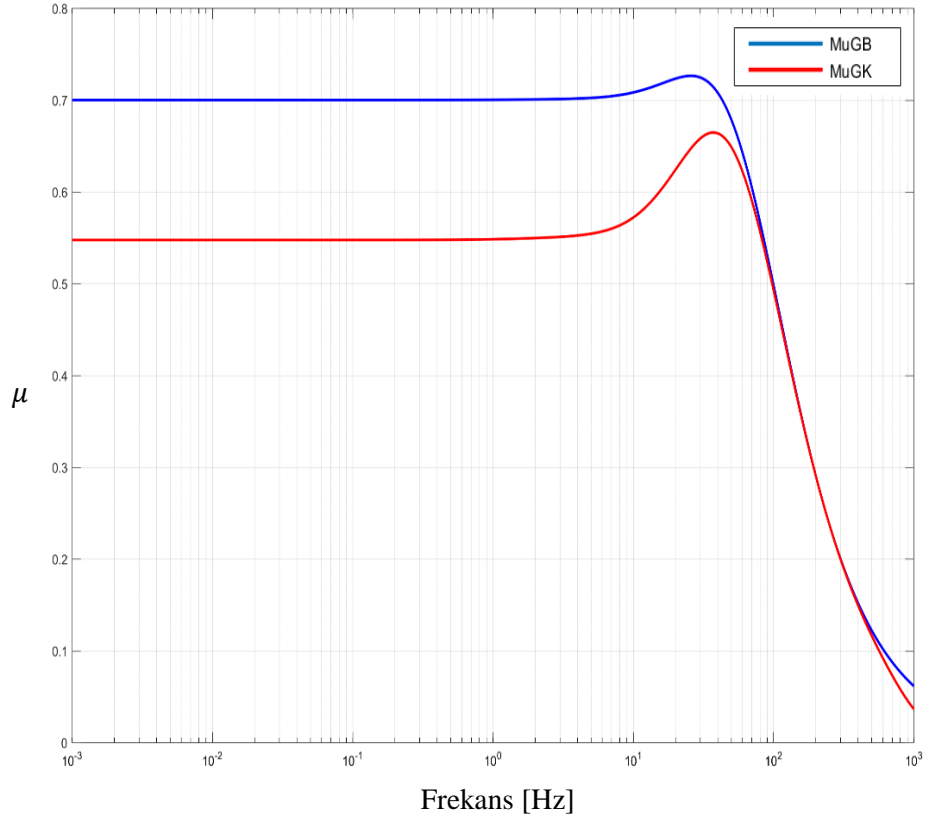


Şekil 3.19 : μ analizi için genel şema.

μ analizi yöntemi kullanılarak gösterilen M - Δ konfigürasyonunda, ilgili kanallar seçilerek tasarlanan kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sisteminin gürbüz başarımlık ve gürbüz kararlılık özellikleri incelenebilir [25]. Bu özellikler, Şekil 3.20'de incelenmiştir.

$$\text{Gürbüz Başarımlık (GB)} \Leftrightarrow \|M\|_{\mu} < 1 \quad (3.38)$$

$$\text{Gürbüz Kararlılık (GK)} \Leftrightarrow \|M_{11}\|_{\mu} < 1 \quad (3.39)$$



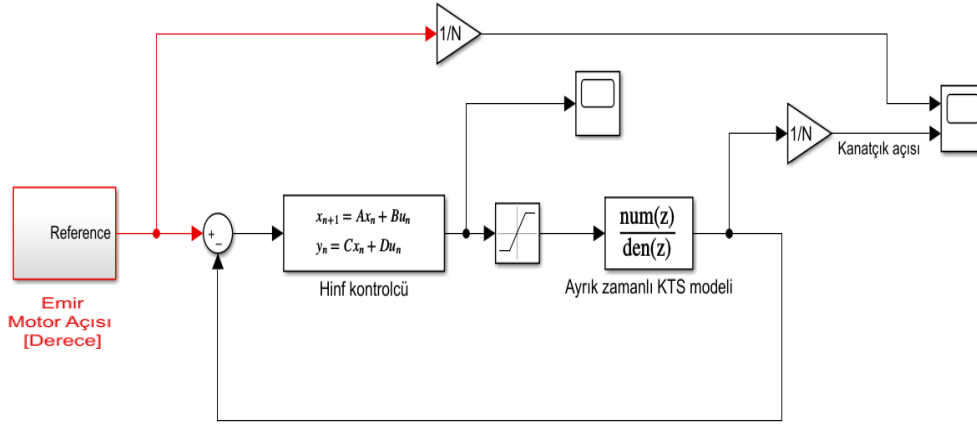
Şekil 3.20 : μ analizi sonuçları.

Gürbüz kararlılık için denklem (3.39)'daki gibi M 'nin yalnızca belirsizlik giriş ve çıkış kanalları seçilmiştir. μ bandının 1'in altında kalması; sistemin belirsizlikler altında da kararlı olduğunu göstermektedir. Benzer şekilde, sistemin gürbüz başarımları için sanal belirsizlik bloğu Δ_F sisteme dahil edilerek denklem (3.38)'deki gibi tüm kanalların μ bandının da 1'in altında kalması, sistemin başarımlarını belirsizlikler altında bile karşıladığını göstermektedir. Tasarlanan kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemi belirsizlikler altında da kararlılık ve başarımlarını karşılamaktadır.

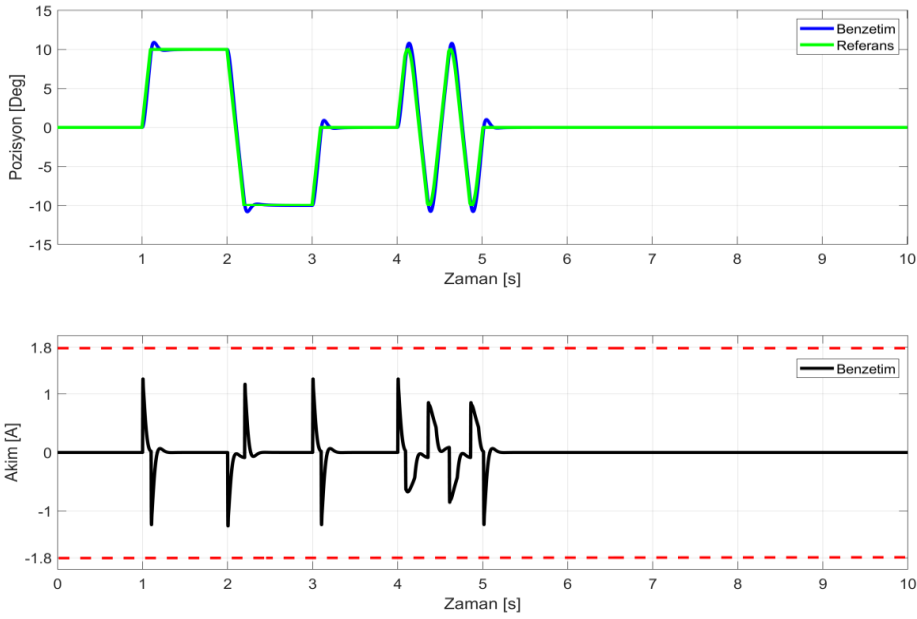
3.3.7 Kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin benzetimi

μ analizi sonucu teorik olarak belirsizlikler altında da kararlılığını koruyan ve başarımlarını sağlayan kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemi, gerçek zamanlı olarak uygulanmadan önce ayrık zamanlı olarak benzetimi yapılacaktır. Kontrolcü ve KTS modeli; sürekli zamandan, örnekleme frekansı 1000 Hz olmak üzere ve Tustin yöntemi kullanılarak ayrık zamana çevrilmiş ve sistemin benzetimi,

ayrık zamanda gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.21 ve Şekil 3.22, yapılan bu benzetimin şematik gösterimleridir. Çizelge 3.6 ise benzetim sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 3.21 Kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim simulink şeması.



Şekil 3.22 H_{∞} kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrimin başarımları

Çizelge 3.6 H_{∞} kontrolcü benzetimi başarımları.

| Başarımları | Değer | İster |
|------------------------------|-------|-------|
| Oturma zamanı [saniye] | 0.35 | 0.5 |
| Kalıcı durum hatası [derece] | 0.002 | 0.005 |
| Aşım [%] | 8 | 15 |
| Tepe Amper değeri [A] | 1.45 | 1.8 A |

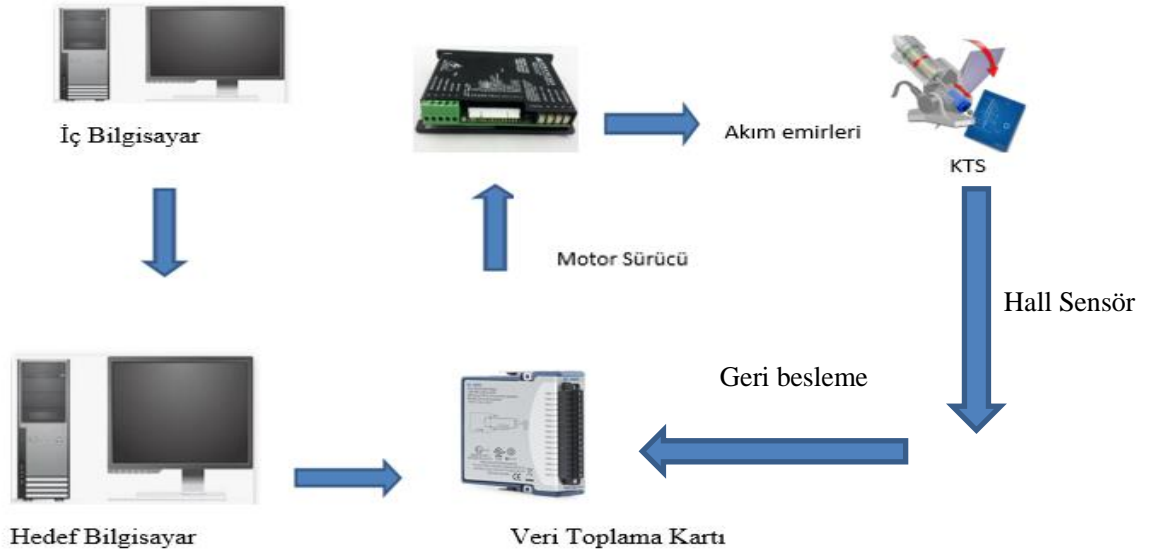
Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere; kapalı çevrim sonuçları, başarımlarını karşılamaktadır.

4. DÖNGÜDE DONANIM TESTLERİ

Tasarlanan kontrolcüler, MATLAB'ın xPC target gerçek zamanlı işletim sistemi aracılığı ile KTS' ye gerçek zamanlı olarak uygulanmıştır. Hall sensör yardımıyla toplanan motorun konum verileri, veri toplama kartları ile okunmuştur. Elde edilen kontrolcüler, KTS'ye uygulamak için motor sürücüsü kullanılmıştır. Sisteme gönderilecek akım emirleri, bu motor sürücüsü tarafından sağlanır. Sistemi çalıştırmak için gerekli olan enerji ise 28V gerilim değerine sahip güç kaynağından karşılanmaktadır. Çizelge 4.1 kullanılan ürün ve kodlarına ait bilgileri göstermektedir. Şekil 4.1 ise KTS test düzeneğinin şematik gösterimidir.

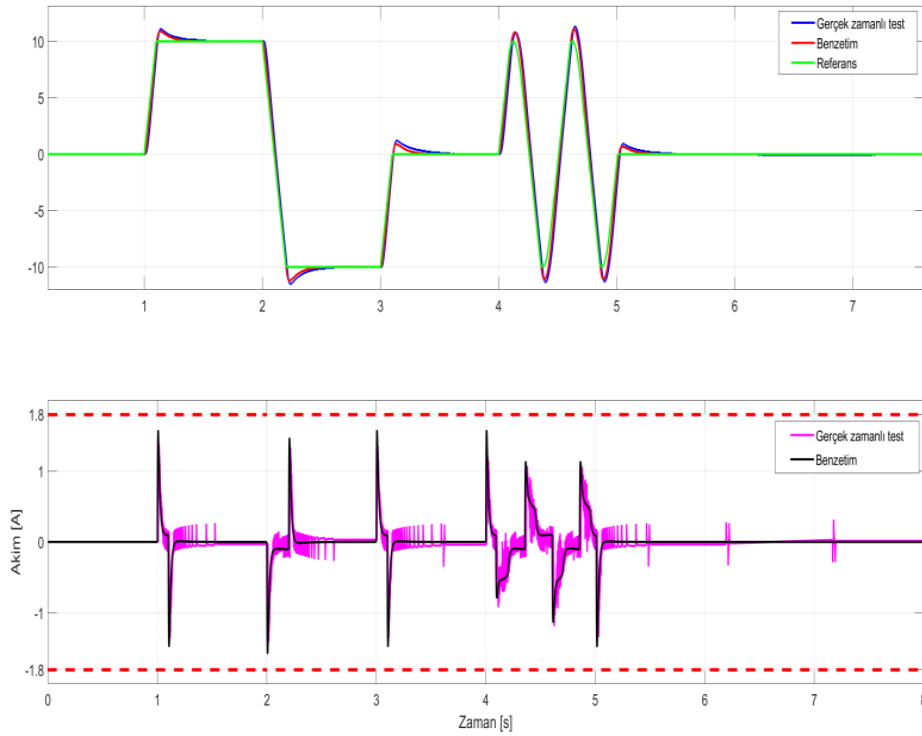
Çizelge 4.1 Kullanılan ürün ve kodları

| Ürün | Firma kodu |
|--------------------|------------|
| Veri Toplama kartı | NI 6221 |
| Motor Sürücüsü | AMC B12A6N |
| Güç Kaynağı | TDK Lambda |



Şekil 4.1 : KTS test düzeneği.

Döngüde donanım testlerine, ilk olarak sistem tanımlama yoluyla elde edilen modeli doğrulamak için başlanmıştır. Sistem tanımlama yoluyla elde edilen KTS modeli kullanılarak ayırık zamanda PID kontrolcü tasarlanmış ve benzetimleri yapılmıştır. Bu katsayılar kullanılarak elde edilen kontrolcü, KTS'ye gerçek zamanlı olarak uygulanmış ve benzetim sonuçları ile gerçek zamanlı testin sonuçları karşılaştırılmıştır. Çizelge 4.2 bu karşılaştırmanın sonuçlarını göstermektedir. Şekil 4.2'den görüldüğü üzere tasarlanan PID kontrolcü ile yapılan benzetim sonuçları ile gerçek zamanlı KTS'nin başarımları birbirine çok yakın gözükmektedir. Bu da sistem tanımlama çalışmaları sonucunda elde edilen modelin, fiziksel KTS'yi temsil etmede yüksek bir doğruluk oranına sahip bir matematiksel model olduğunu göstermektedir.



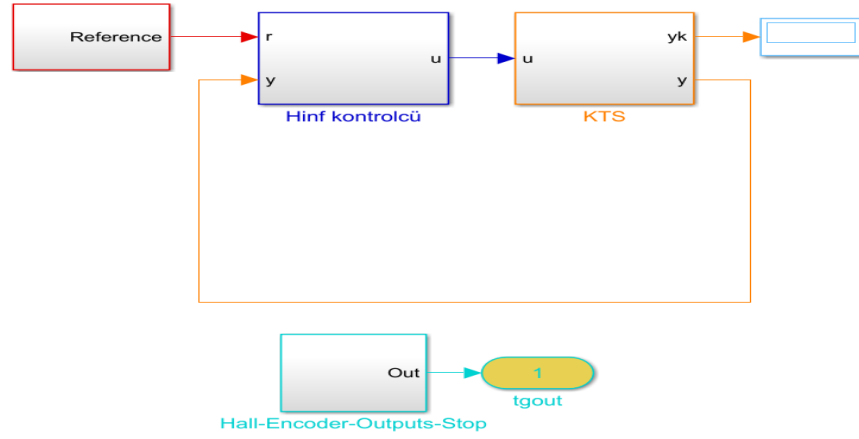
Şekil 4.2 : PID kontrolcü benzetim ve gerçek zamanlı test karşılaştırılması.

Çizelge 4.2 Benzetim ve gerçek zamanlı test sonuçları

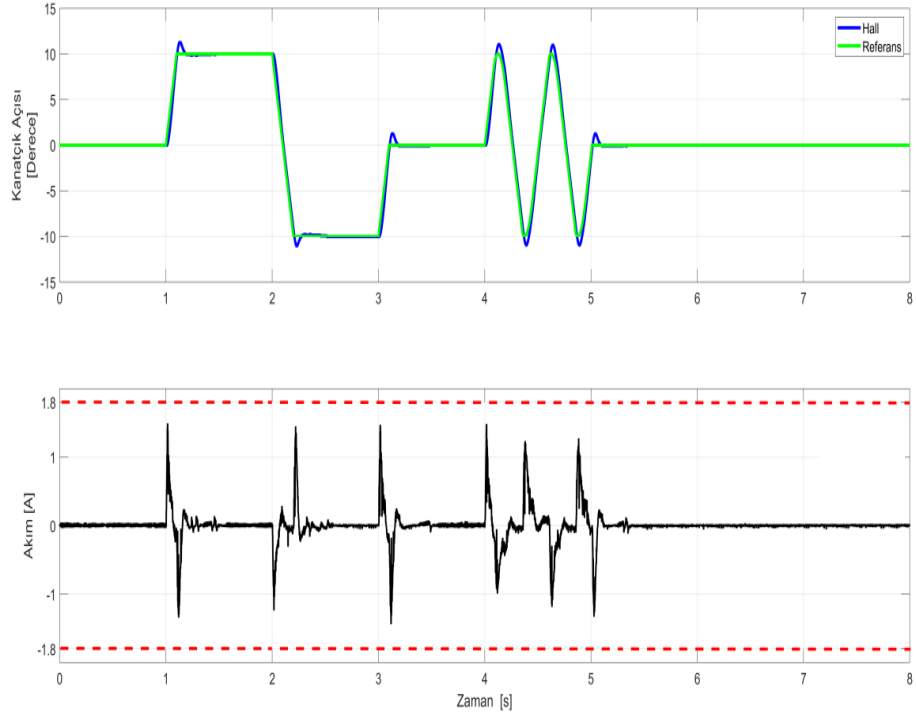
| Başarım sonuçları | Test | Benzetim | İster |
|---------------------------|-------------|-----------------|--------------|
| Oturma zamanı [saniye] | 0.45 | 0.4 | 0.5 |
| Kalıcı durum hatası [der] | 0.001 | 0.003 | 0.005 |
| Aşım [%] | 11 | 9 | 15 |
| Tepe Amper değeri [A] | 1.58 | 1.6 | 1.8 |

4.1 Yüksüz Testler

Tasarlanan H_{∞} kontrolcü, öncelikle KTS'ye gerçek zamanlı olarak herhangi bir bozucu kuvvetlerin etkisi olmadan uygulanmış ve başarımlarını karşılayıp karşılamadığı test edilmiştir. Kapalı çevrim kontrol sisteminin simulink şeması ve sistemin başarımlarını gösterilmiştir. Şekil 4.3 testin simulink şemasını; Şekil 4.4 testin sonuçlarını, Çizelge 4.3 ise testin başarımlarını göstermektedir.



Şekil 4.3 : Yüksüz KTS testi simulink şeması.



Şekil 4.4 : Yüksüz KTS testi başarımlarını.

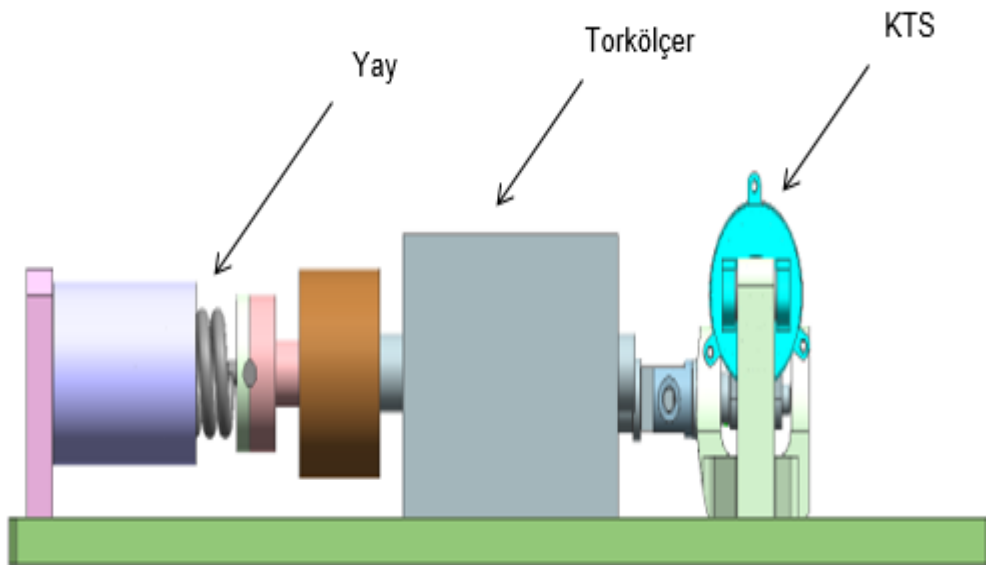
Çizelge 4.3 : Yüksüz KTS testi başarımları sonuçları.

| Başarımları sonucu | Değer | İster |
|------------------------------|-------|-------|
| Oturma zamanı [saniye] | 0.3 | 0.5 |
| Kalıcı durum hatası [derece] | 0.003 | 0.005 |
| Aşım [%] | 11.2 | 15 |
| Tepe Amper değeri [A] | 1.43 | 1.8 |

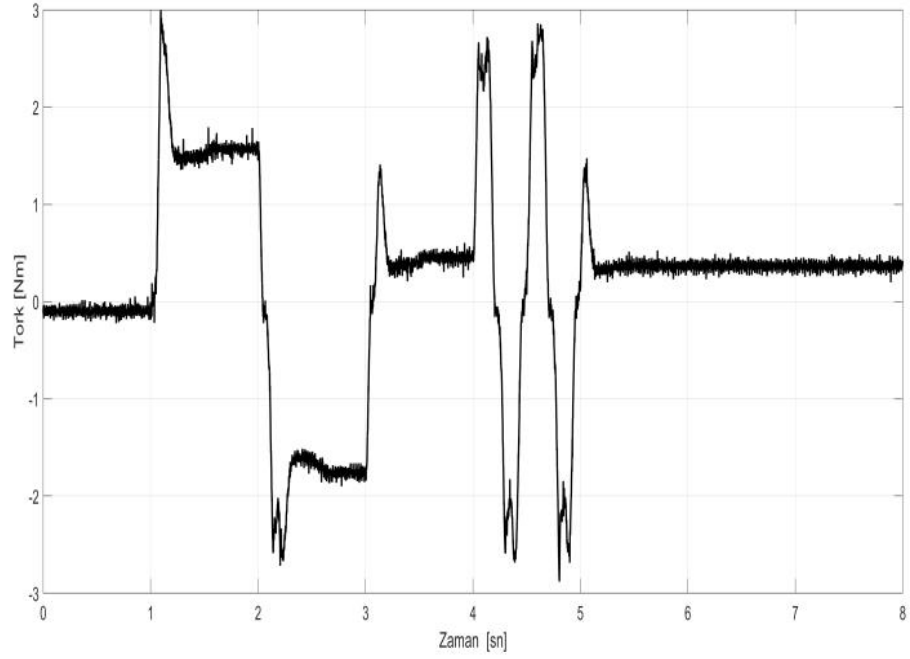
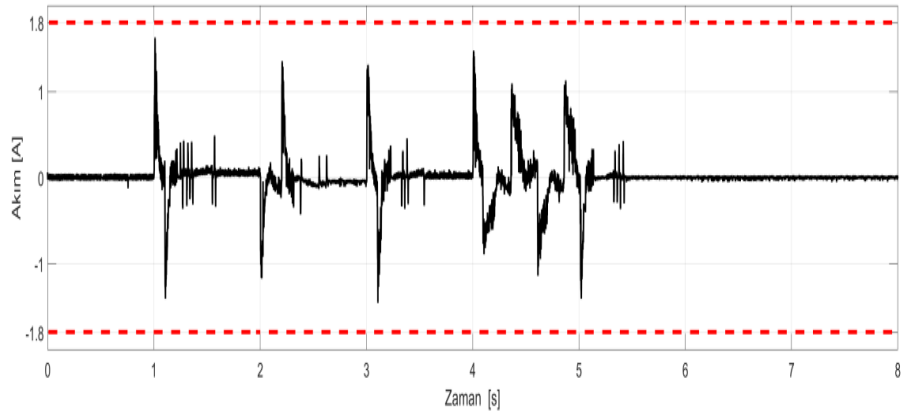
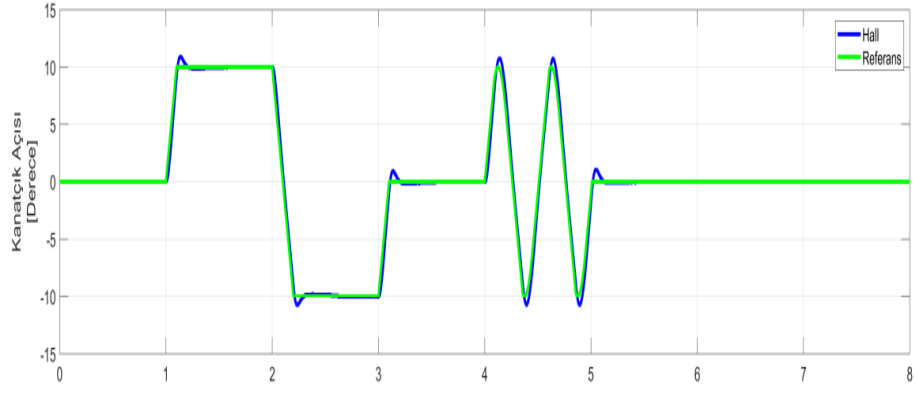
Başarımları sonuçlarından görüldüğü üzere KTS; herhangi bir bozucu kuvvetin etkisi altında olmadığı yüksüz durumda, başarımları isterlerini karşılamaktadır.

4.2 Yüklü Testler

KTS uçuş boyunca aerodinamik kuvvetlerin etkisi altındadır. Bu kuvvetlerin etkisinin benzetimi için kanat yükleme cihazı (KYC) yardımıyla KTS'ye yüklenir. İstenilen tork değeri, KTS'ye yaylar aracılığı ile gerçekleştirilir. Uygulanan tork değeri ise torkölçerler yardımıyla ölçülmektedir. Tasarlanan H_∞ kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemine; KYC yardımıyla en yüksek tork değeri 3 N.m olacak şekilde, kanatçık açısı ile değişen bir bozucu tork profili uygulanmıştır. Şekil 4.5, KYC'nin şematik gösterimidir. Şekil 4.6, yüklü KTS testinin sonuçlarını göstermekte, Çizelge 4.4 ise bu sonuçların analizidir. Kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemi, 3 N.m'lik bozucu torklar altında da başarımları isterlerini karşılamaktadır.



Şekil 4.5 : Kanat yükleme cihazı ile oluşturulan test düzeneği.



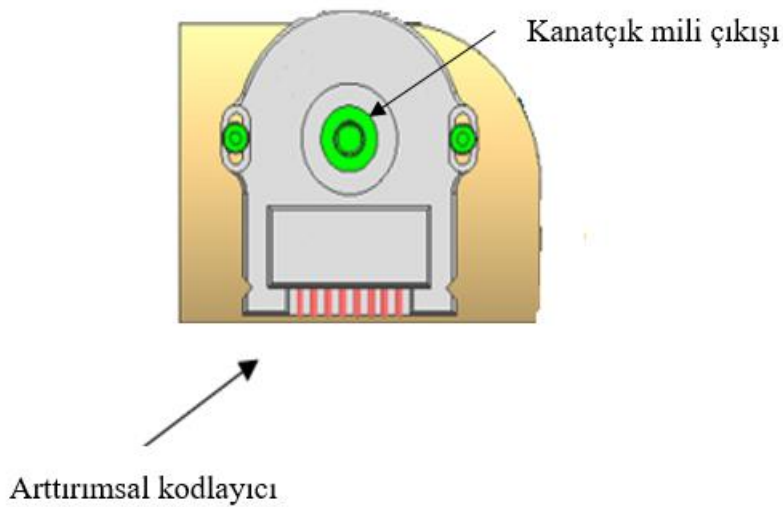
Şekil 4.6 : Yüklü KTS testi başarımları.

Çizelge 4.4 Yüklü KTS testi başarımları sonuçları.

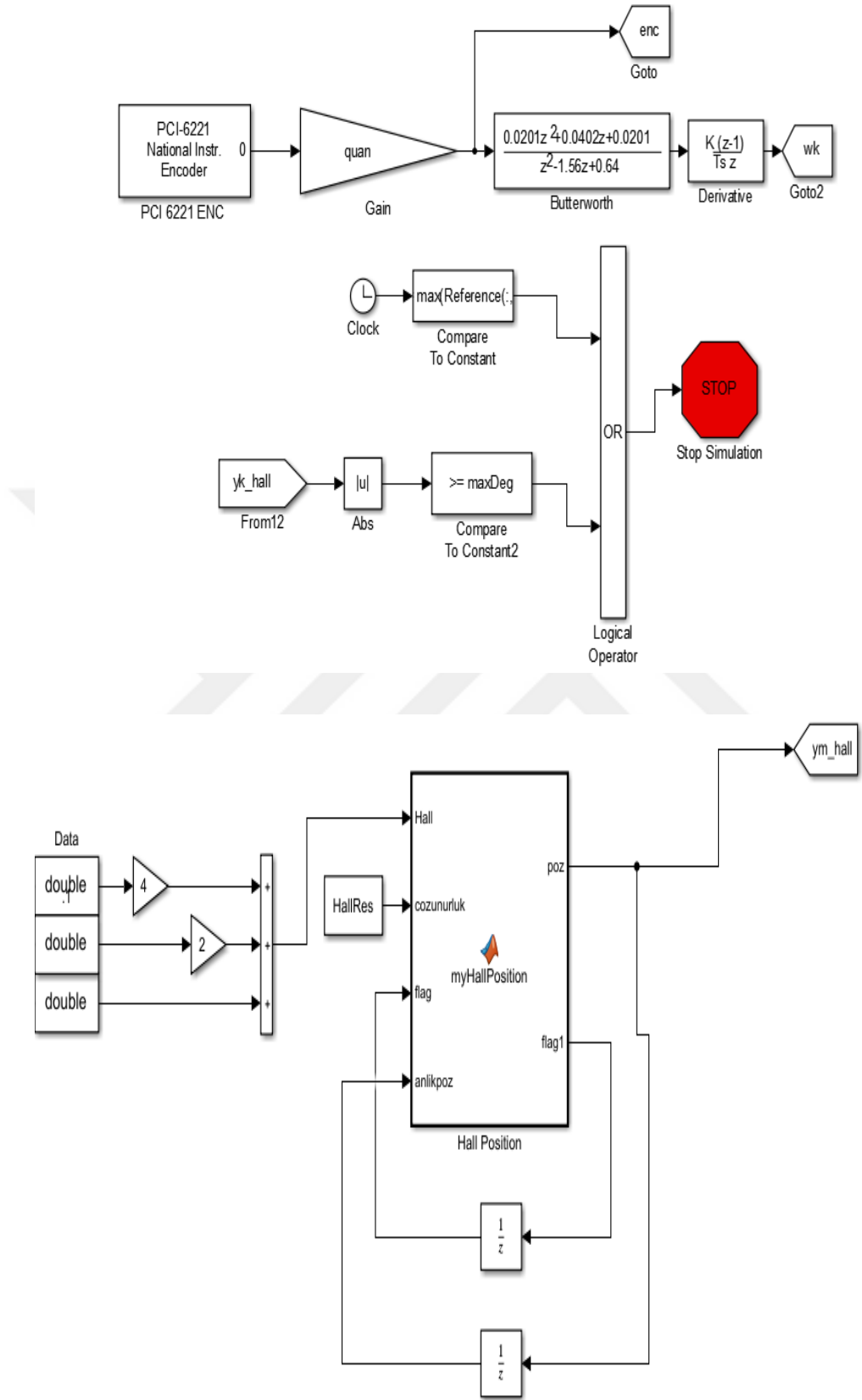
| Başarımları sonucu | Değer | İster |
|------------------------------|-------|-------|
| Oturma zamanı [saniye] | 0.36 | 0.5 |
| Kalıcı durum hatası [derece] | 0.004 | 0.005 |
| Aşım [%] | 9 | 15 |
| Tepe Amper değeri [A] | 1.63 | 1.8 A |

4.3 Sensör Yerleşiminin Kapalı Çevrim Başarımlarına Etkisi

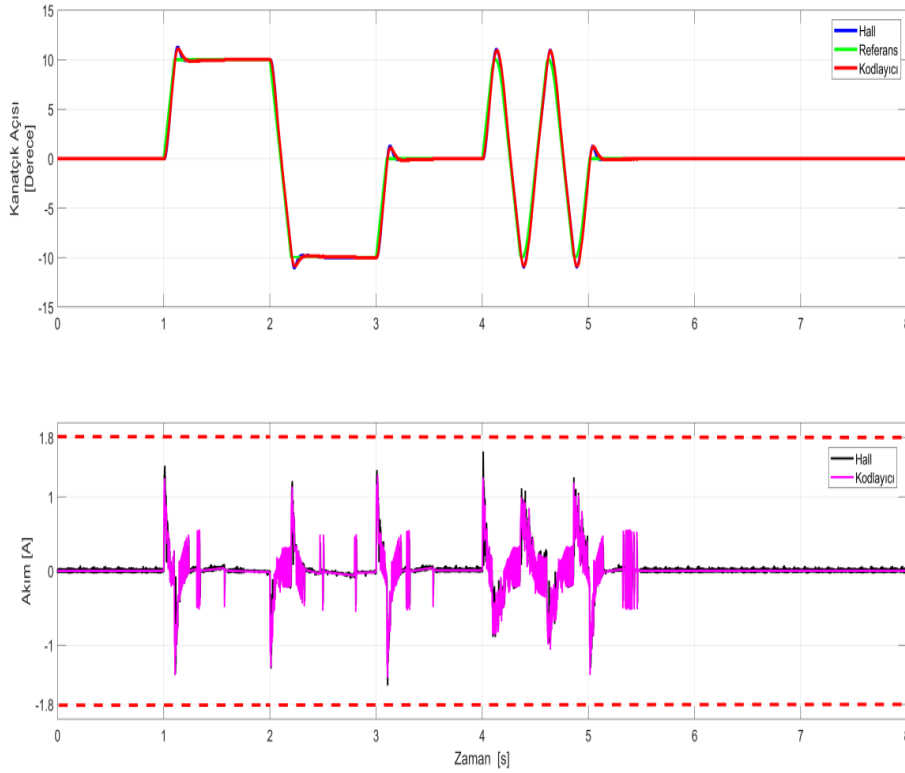
Sensör yerleşiminin, kapalı çevrim kontrol başarımlarına etkisini incelemek amacıyla KTS'nin kanatçık mili üzerine, 12 bit çözünürlüğe sahip RENCO RCML 15 marka ve kodlu arttırımsal bir kodlayıcı (İng. Incremental encoder) yerleştirilmiş ve ölçülen kanatçık konumu; mekanizmanın aktarma oranı ile çarpılarak motor konumu olarak kabul edilmiş ve daha önceden Hall sensör kullanılarak elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Kontrolcü sabit tutularak, motor üzerindeki Hall sensör ve doğrudan kanatçık üzerine yerleştirilmiş kodlayıcıdan alınan verilerin kapalı çevrim kontrol başarımlarına olan etkileri incelenmiştir. Şekil 4.7 kodlayıcının KTS üzerine yerleşimini, Şekil 4.8 verileri okumak için hazırlanan simulink şemasını, Şekil 4.9 ise Hall sensör ve kodlayıcıdan alınan verilerin karşılaştırmasının başarımları sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 4.7 Kodlayıcının KTS üzerine yerleşimi.



Şekil 4.8 : Hall ve kodlayıcıdan konum verilerinin alınması.



Şekil 4.9 : Sensör yerleşiminin kapalı çevrim kontrol başarımına etkisi.

Çizelge 4.5’deki başarımlardan da görüldüğü üzere, kanatçık tarafında sensör kullanılmak ile doğrudan motor üzerindeki hall sensör aracılığı ile motor konumunu alarak, kontrolcü sabit kalmak şartıyla kapalı çevrim kontrol başarımında küçük bir fark vardır. Bunun sebebi; sistem üzerindeki boşlukların az olmasıdır.

Çizelge 4.5 : Hall sensör ve arttırımsal kodlayıcı başarımların karşılaştırılması.

| Başarımların sonucu | Hall sensör | Arttırımsal Kodlayıcı | İster |
|------------------------------|-------------|-----------------------|-------|
| Oturma zamanı [saniye] | 0.3 | 0.28 | 0.5 |
| Kalıcı durum hatası [derece] | 0.004 | 0.003 | 0.005 |
| Aşım [%] | 11.2 | 10.9 | 15 |
| Tepe Amper değeri [A] | 1.63 | 1.55 | 1.8 |

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez kapsamında, güdümlü bir mühimmatın KTS'si için uygun kontrol yöntemlerini irdelenmiştir. Klasik tek giriş ve tek çıkışlı kontrol kuramının, belirsizlikler altında kapalı çevrim sistemini kararsız hale getirmede yetersiz olması ve istenilen başarımların gerçekleştirilememesinin yanı sıra ayrıca; KTS'nin tüm uçuş süresi boyunca çeşitli çevresel etkilerin altında bazı bozucu kuvvetlerin etkisi altında olduğu düşünüldüğünde yetersiz olması, modern kontrol yöntemlerinin kullanılması gerektiğini göstermiştir. KTS'nin matematiksel modeli, sistem tanımlama çalışmalarıyla elde edilmiştir. KTS'ye uygulanan giriş sinyalleri; parametrik olarak yazılarak, daha yüksek doğruluk oranına sahip bir KTS modeli elde edilebilir. Tez çalışması boyunca, klasik kontrol yöntemlerinden olan P, I, D katsayılarını ayarlayarak kapalı çevrim kontrol sisteminin başarımlarını sağlayan yöntemin, KTS'ye belirsizlikler eklendiğinde kararsız olduğu gösterilmiştir. Çalışmanın devamında modern kontrol yöntemlerinden olan durum geri beslemeli bir kontrolcü ile oluşturulan kapalı çevrim kontrol sistemi için sisteme belirsizlikler eklenmiş ve kapalı çevrimin başarımlarını incelendiğinde, başarımlarını karşılamadığı görülmüştür. Tez çalışmasının son kısmında, KTS için H_{∞} tipi bir kontrolcü tasarlanmış ve sisteme belirsizlikler tanımlanarak, sistemin belirsizlikler altında da kararlılık ve başarımlarını incelenmiştir. μ analizi yöntemiyle teorik olarak belirsizlikler altında da gürbüz kararlılık ve gürbüz başarımlarını sağlayan kontrolcünün Simulink üzerinde benzetimleri gerçekleştirildikten sonra, KTS'ye gerçek zamanlı olarak uygulanmıştır. Hem yüksüz durumda, hem de uçuş süresi boyunca KTS'ye gelen bozucuları simüle eden test düzeneği aracılığı ile bozucular altında da testler tekrarlanmış ve KTS için belirlenen başarımlarını belirsizlikler ve bozucu etkiler altında bile karşılamıştır. Hall sensör ve kodlayıcının başarımlarını sonuçları incelenmiş ve sonuçlarının birbirine yakın olduğu görülmüştür. Bu da kodlayıcı kullanmaya gerek kalmadan düşük bir maliyetle sistemin tasarlanabileceğini göstermektedir. Bu çalışma; KTS için tasarımı yapılacak olan kontrol yöntemlerinin en uygunlarından birinin, gürbüz H_{∞} kontrol kuramı olduğunu önermektedir.



KAYNAKLAR

- [1] **Daş, E.**, (2014). Güdümlü Bir Mühimmat Kanatçık Tahrik Sistemi için İki Döngülü Kontrol Sistemi Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, İstanbul.
- [2] **zkan, B.**, (2005). Dynamic Modeling, Guidance and Control of Missiles, Ph.D. Thesis: METU, Ankara.
- [3] **Keleş, M.** (2018). Bir Kanatçık Tahrik Sistemi Yapısının Sistem Davranışına Etkilerinin Sayısal ve Deneysel Olarak İncelenmesi, Yüksek Lisans tezi, Hitit niversitesi, orum.
- [4] **ler, U. Tuncay.**, (2013). H2/H∞ Mixed Robust Controller Syntethesis for a Fin Actuation System, MSc Thesis: METU, Ankara.
- [5] **elik, Tayfun.**, (2014). Dynamic Modelling and Control of a Hybrid Fin Actuation System, MSc Thesis: METU, Ankara.
- [6] **Salloum, R., Arvan, M., Moaveni, B.**, (2014). Robust PID Controller Design for a Real Electromechanical Actuator, *Acta Polytechnica Hungarica*, Vol. 11, no.5, pp. 125-144.
- [7] **Kaya, D., etin, L.**, (2015). Adaptive state feedback controller design for a rotary series elastic actuator, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, Vol. 39, no.1, pp. 61–74.
- [8] **Skariya, SE., Sebastian, B., Namboodiripad, M.**, (2014). Integrated Optimal Control of Reusable Launch Vehicle and Actuation system using Linear Quadratic Regulator, *IFAC Proceedings*, Vol. 47(1), pp. 840-846.
- [9] **Zhou, K., Doyle, J. C.**, (1998). *Essentials of Robust Control*, Prentice Hall.
- [10] **Doyle J., Francis B., Tannenbaum A.**, (1990). *Feedback Control Theory*, California, Macmillian Publishing.
- [11] **Cantürk, İ., Kasnakoğlu, C.**, (2019). Güdümlü bir Mühimmatın Kanatçık Tahrik Sistemi için Gürbüz Kontrolcü Tasarımı ve uygulanması, *5. Mhendislik Mimarlık ve Tasarım Kongresi*, İstanbul.
- [12] **Salloum, R., Arvan, M. R., Moaveni, B.** (2016). Identification, uncertainty modelling and robust controller design for an electromechanical actuator. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering*, Vol. 230(20), pp. 3631–3641.
- [13] **Iannelli, A., Simplicio, P., Navarro-Tapia, D., Marcos, A.**, (2015). LFT Modelling and Analysis of Aircraft Landing Benchmark, *IFAC World Congress*, Vol. 50, pp. 3965-3970.
- [14] **Akın, M.**, (2003). H-Sonsuz Model Eşleme probleminin Lineer Matris Eşitsizlikleriyle zlmesi, Doktora Tezi, İT, İstanbul.

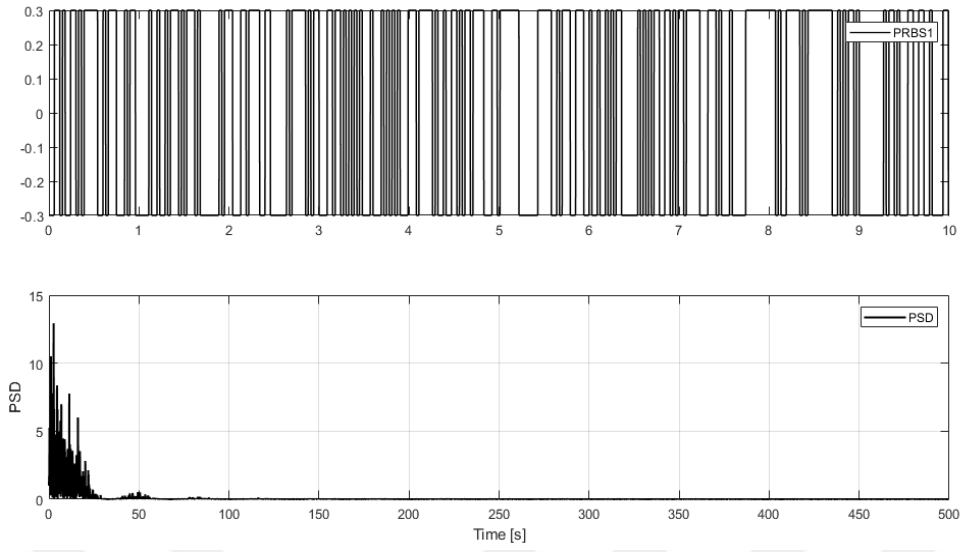
- [15] **Löfberg, J.**, (2004). YALMIP: A Toolbox for Modeling and Optimization in MATLAB, *In Proceedings of the CACSD Conference*, New Orleans, LA, USA, pp. 284-289.
- [16] **Adewusi, S.**, (2016). Modeling and Parameter Identification of a DC Motor Using Constraint Optimization Technique, *IOSR Journal of Mechanical and Civil Engineering (IOSR-JMCE)*. Vol. 13, pp. 46-56.
- [17] **Chen, T., Ljung, L.**, (2013). Implementation of algorithms for tuning parameters in regularized least squares problems in system identification, *Automatica*, Vol. 50, pp. 213–222.
- [18] **Bogdanski, K., Best, M.**, (2017). A new structure for nonlinear black-box system identification using the extended Kalman filter of Measurement and Control, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, Vol. 231 (14), pp. 2005-2015.
- [19] **Alarcin, F.**, (2014). Conventional PID and Modified PID Controller Design for Roll Fin Electro-Hydraulic Actuator, *Acta Polytechnica Hungarica*, Vol. 11(3), pp. 2014-2033.
- [20] **Aunsiri, T., Numanov, N., Srisertpol, J.**, (2014). Servo system using pole-placement with state observer for magnetic levitation system, *Lecture Notes in Electrical Engineering*, Vol. 309, pp. 921-926.
- [21] **Singh, N.**, (2017). Robust Control of Double Inverted Pendulum System, *Journal of Automation and Control Engineering*, Vol. 5, pp. 14-20.
- [22] **Chung, H., Young, C., Sang, Y.**, (2004). A robust controller for an electro-mechanical fin actuator, *Proceedings of the American Control Conference*, Boston, USA, Vol. 5, pp. 4010-4015.
- [23] **Skogestad, S., Postlethwaite, I.**, (2005). *Multivariable feedback analysis design*, JohnWiley&Sons, Inc., New Jersey.
- [24] **Ito, H., Freeman, R. A., Chaillet, A.**, (2013). Revisiting the iiss small-gain theorem through transient plus iss small-gain regulation, *Asian Journal of Control*, Vol. 15(1), pp. 11-19.
- [25] **Daş, E., Delice, İ., Keleş, M.**, (2020). Analysis and robust position control of an electromechanical control actuation system, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, Vol. 42, pp. 628-640.

EKLER

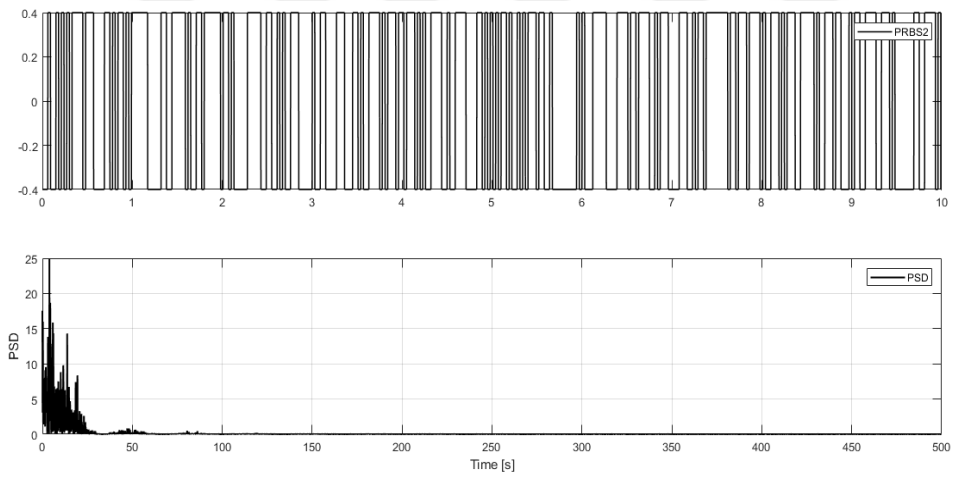
EK 1: Sistem Tanımlama giriş sinyalleri



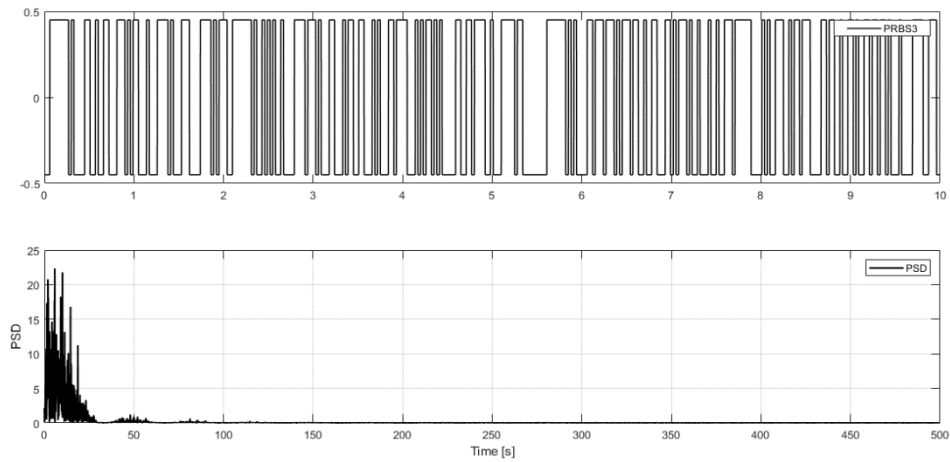
EK 1



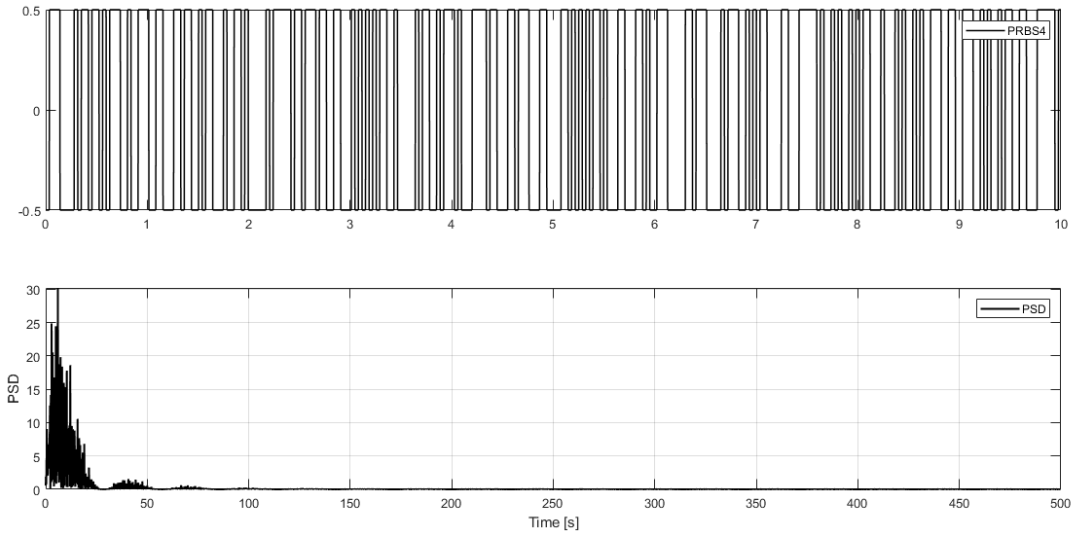
Şekil Ek.1 : PRBS 1 sinyali.



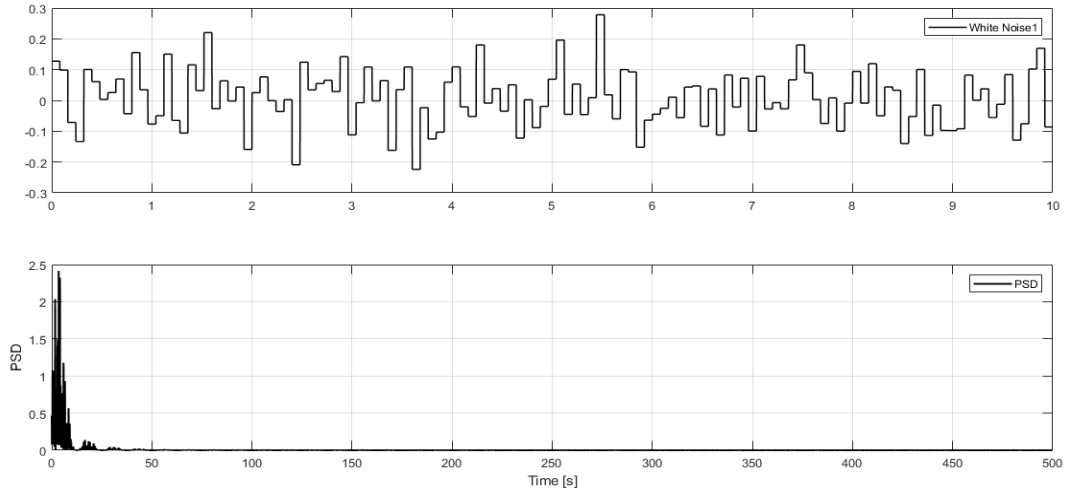
Şekil Ek.2 : PRBS 2 sinyali.



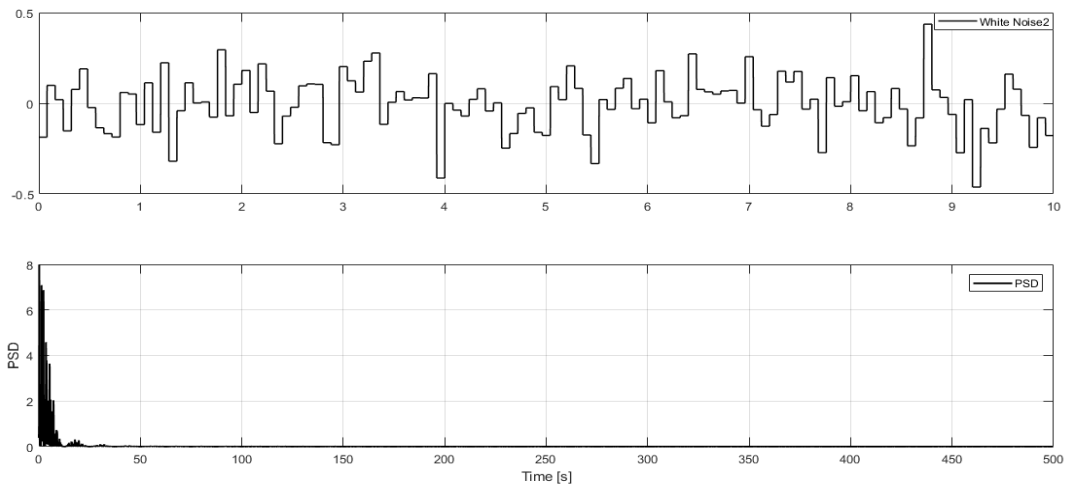
Şekil Ek.3 : PRBS 3 sinyali.



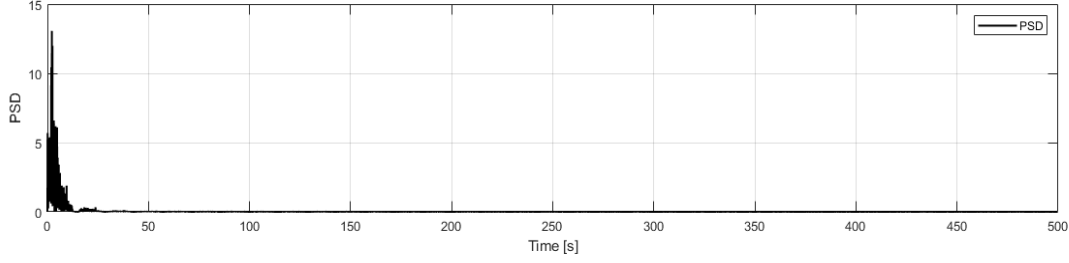
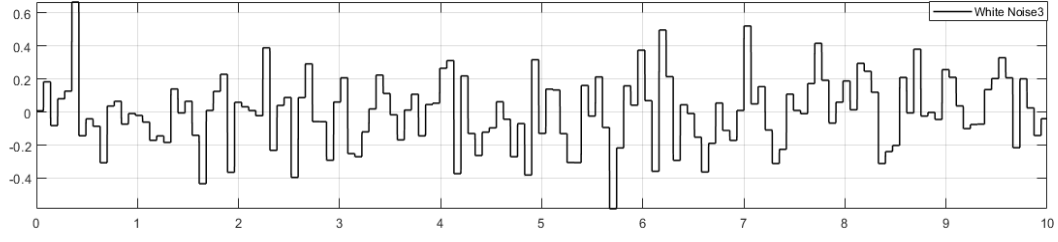
Şekil Ek.4 : PRBS 4 sinyali.



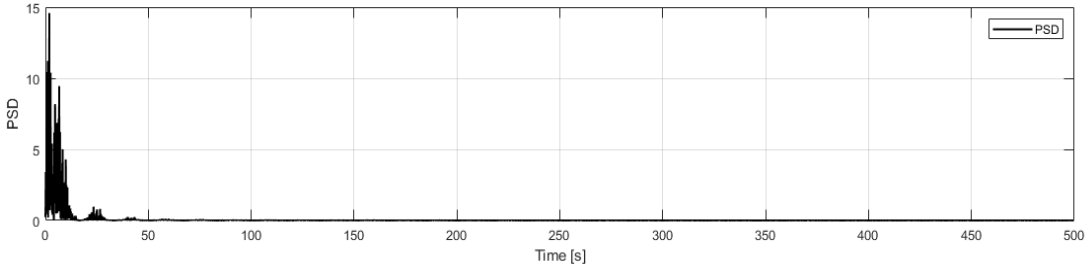
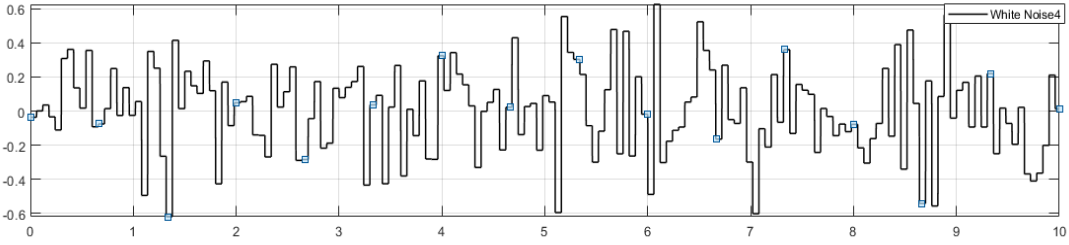
Şekil Ek.5 : Beyaz gürültü 1 sinyali.



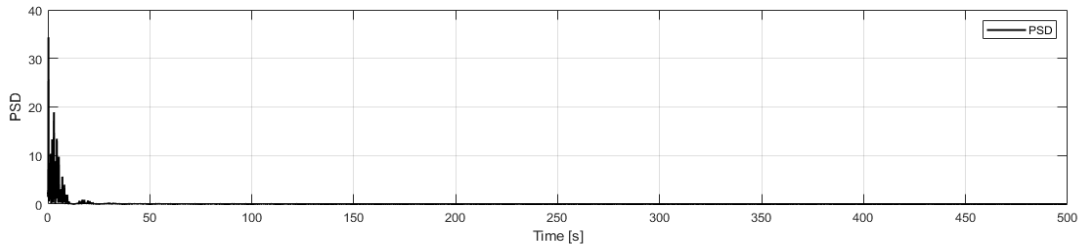
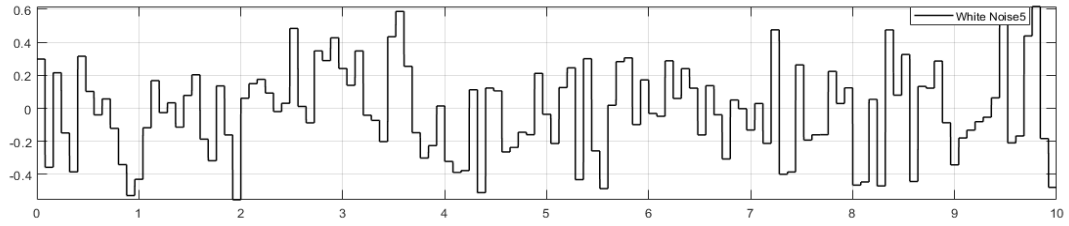
Şekil Ek.6 : Beyaz gürültü 2 sinyali.



Şekil Ek.7 : Beyaz gürültü 3 sinyali.



Şekil Ek.8 : Beyaz gürültü 4 sinyali.



Şekil Ek.9 : Beyaz gürültü 5 sinyali.

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : İsmail CANTÜRK
Uyruğu : T.C
Doğum Tarihi ve Yeri : 27.06.1992/Ankara
E-posta : ismail.canturk@tubitak.gov.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2014, Gazi Üniversitesi, Makine Mühendisliği
2015, Gazi Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
(Çift Anadal)

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

| Yıl | Yer | Görev |
|------|--------------|-------------|
| 2015 | TÜBİTAK SAGE | Araştırmacı |

YABANCI DİL: İngilizce

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Cantürk, İ.**, Kasnakoğlu, C., Gündümlü bir Mühimmatın Kanatçık Tahrik Sistemi için Gürbüz Kontrolcü Tasarımı ve Uygulanması, 5. Mühendislik Mimarlık ve Tasarım Kongresi, İstanbul, 2019.