



**BİR FÜZE ARAYICI BAŞLIĞIN DİNAMİK MODELLEMESİ VE
KONTROLÜ**

Mesud Yasin ÇELİK

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
MAKİNE MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ŞUBAT 2022

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Mesud Yasin ÇELİK

11/02/2022

BİR FÜZE ARAYICI BAŞLIĞIN DİNAMİK MODELLEMESİ VE KONTROLÜ
(Yüksek Lisans Tezli)

Mesud Yasin ÇELİK

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Şubat 2022

ÖZET

Teknolojideki hızlı gelişmeler günümüzdeki teknoloji trendlerinin değişmesine ve daha avantajlı yöntem ve metotların keşfedilmesine yol açmaktadır. Özellikle askeri alanda istenilen performans değerlerine daha az süre ve iterasyonla, daha az maliyetle ulaşılması mümkün hale gelmektedir. Bu tezde, daha önceki arayıcı başlık ve robotik uygulamalarda yaygın olarak kullanılan DC tipindeki motorların yerine, iki eksenli bir arayıcı başlıkta AC çerçevesiz sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) kullanılmıştır. Bu tip motorlar, eski tip motorlara göre daha verimli ve yüksek hızlı performansa sahiptir. Motorun yapısı ve yüksek performans motor kontrolü sayesinde daha akıcı hareket sağlanmakta ve hızlı ivmelenme gerçekleştirilebilmektedir. Bu çalışma arayıcı başlıkta kullanılan SMSM'lerin, PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicileri kullanılarak, farklı konumlar için, sistemin konum kontrol benzetim çalışması ve gerçek zamanda deneysel uygulamaları içermektedir. Benzetim çalışmasında, arayıcı başlığın oluşturulan modelinden ve kullanılacak SMSM'lerin parametrelerinden faydalanılarak PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicileri içeren alan yönlendirmeli kontrol (FOC) tekniği ile Matlab/Simulink ortamında pozisyon kontrolü gerçekleştirilmiştir. Deney aşamasında ise, benzetim çalışmasında kullanılan kontrol yöntemlerini yüksek performansta ve gerçek zamanda gerçekleştirebilmek için "LAUNCHXL-F28379D" DSP kartları kullanılmıştır. Yoğun ve karmaşık matematiksel hesaplamalar içeren algoritma, Simulink programı sayesinde işlemci içine gömülerek, DSP başarılı bir şekilde sistemin pozisyon kontrolünü gerçekleştirebilmiştir. Benzetim ve deney çalışmaları sonucunda Bulanık Mantık-PI denetleyicisinin geleneksel PI denetleyicisine göre gürbüz olduğu gözlenmiştir.

Bilim Kodu : 91423
Anahtar Kelimeler : Alan yönlendirmeli kontrol, arayıcı başlık, bulanık mantık-PI denetleyici, çerçevesiz SMSM, F28379D, pozisyon kontrolü
Sayfa Adedi : 107
Danışman : Prof. Dr. Mehmet Arif ADLI
İkinci Danışman : Doç. Dr. Ali SAYGIN

DYNAMIC MODELING AND CONTROL OF A MISSILE SEEKER

(M. Sc. Thesis)

Mesud Yasin ÇELİK

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

February 2022

ABSTRACT

Rapid advancements in technology lead to changes in today's technology trends and discovery of methods that are more advantageous. Especially in the military field, reaching the desired performance values becomes possible with less time, cost, and iteration. In this thesis, it is aimed to use an AC frameless permanent magnet synchronous motor (PMSM) in a two-axis seeker, unlike the DC type motors that were widely used in previous seekers, Pan-Tilt and robotic applications. This type of motors have more efficient and high-speed performance than the old type motors. Owing to the motor's structure and high-performance motor control, smoother movement is provided and rapid acceleration can be achieved. In this study, the position control simulation and experiment of the seeker using PI and Fuzzy Logic-PI controllers are included. In the simulation, position control was carried out in Matlab/Simulink program with the Field-Oriented Control (FOC) technique, which includes the controllers, by using a model of the seeker and parameters of the motors. In the experimental part, to achieve the control methods used in the simulation with high-performance and in real-time, "LAUNCHXL-F28379D" DSPs were used. The algorithm, which includes intensive and complex mathematical calculations, was embedded in the processor thanks to the Simulink, and the DSP was able to successfully control the position of the system. As a result of simulation and experimental studies, it has been observed that the Fuzzy Logic-PI controller is more robust than the PI controller.

Science Code : 91423

Key Words : F28379D, field-oriented control, frameless PMSM, fuzzy-PI controller, position control, seeker

Page Number : 107

Supervisor : Prof. Dr. Mehmet Arif ADLI

Co-Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Ali SAYGIN

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın konusunun seçilmesinden, çalışmalarımın sonuçlanmasına kadar desteği, önerileri, bilgisi ve tecrübesiyle bana yol gösteren değerli danışmanım Prof. Dr. Mehmet Arif ADLI'ya, çalışmalarımın her aşamasında bana yardım eden, deneyimlerini ve bilgilerini benimle paylaşan, destek olan değerli danışmanım Doç. Dr. Ali SAYGIN'a teşekkürlerimi sunarım. Bugünlere gelmemde en büyük katkısı olan canım annem Şehvar ÇELİK ile babam Muhittin ÇELİK'e, her zaman bana güvenen ve desteklerini esirgemeyen ablalarım Hale ÇELİK DOĞAN ve Hande NALBANT'a minnet ve şükranlarımı sunarım. Ayrıca, çalışmalarım boyunca bana desteğini ve imkânlarını sunan TÜBİTAK BİLGEM İLTAREN'e, amirlerim Bilgin VARGÜN ve İsa Servan UZUN'a, başta Sertaç GÜREL, Ahmet Kağan KOLSUZ ve Yusuf TEKİN olmak üzere mekanik tasarım çalışma arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
RESİMLERİN LİSTESİ.....	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR	xvi
1. GİRİŞ.....	1
2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR VE MODELLENMESİ	5
2.1. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı	5
2.2. SMSM Matematik Modeli	7
2.3. Deneysel Motor Parametrelerin Bulunması	11
2.3.1. Düşük kutup çift sayısı belirleme metodu	11
2.3.2. Yüksek kutup çift sayısı belirleme metodu	12
2.3.3. Stator direncini belirleme metodu	13
2.3.4. Senkron indüktansların belirleme metodu	13
2.4. Alan Yönlendirmeli Kontrol	14
2.4.1. Clarke ve Park dönüşümleri	16
2.4.2. Tersine Clarke ve Park dönüşümleri	18
2.5. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	20
2.6. Eviriciler.....	25
2.6.1. Akım kaynağı evirici	25
2.6.2. Gerilim kaynağı evirici	26

3. İKİ SERBESTLİK DERECESİNE SAHİP ARAYICI BAŞLIĞIN MATEMATİKSEL MODELİ.....	29
3.1. Sistemin Kinematik Denklemleri	29
3.1.1. Sistemin ileri kinematiği.....	30
3.1.2. Sistemin ters kinematiği	33
3.1.3. Sistemin Jacobianları.....	34
3.2. Sistemin Dinamik Denklemleri.....	37
3.2.1. Sistemin Lagrange-Euler denklemi	38
3.2.2. Sistemin doğrusallaştırılması.....	48
3.2.3. Sistemin yükü ile motorun birleştirilmesi	51
4. DENETLEYİCİLER	55
4.1. PI Denetleyici.....	55
4.1.1. Arayıcı başlık PI denetleyici tasarımı.....	57
4.2. Bulanık Mantık Denetleyici	63
4.3. Bulanık Mantık-PI Denetleyici	68
4.3.1. Bulanık Mantık-PI denetleyicisi tasarım.....	69
5. SİSTEMİN BENZETİM ÇALIŞMASI VE SONUÇLARI.....	73
5.1. SMSM Konum Kontrol Sisteminin Simulink Modeli	73
5.2. PI Denetleyicisi ile Konum Kontrolü.....	77
5.3. Bulanık Mantık-PI Denetleyicisi ile Konum Kontrolü	79
5.4. PI ve Bulanık Mantık-PI Denetleyicilerinin Konum Kontrolünde Karşılaştırılması.....	82
6. DENEYSEL ÇALIŞMA VE SONUÇLARI	85
6.1. Deneysel Çalışma Düzenegi	85

	Sayfa
6.1.1. DSP (LAUNCHXL-F28379D DSP)	86
6.1.2. Motor sürücü (BOOSTXL-DRV8305EVM).....	87
6.1.3. Enkoder arabirim modülü (TIDM-1010).....	88
6.1.4. Mutlak encoder	89
6.1.5. Biss-C haberleşme protokolü.....	89
6.1.6. Denetleyici alan ağı (CAN) haberleşme protokolü	90
6.1.7. Seri haberleşme arayüzü (SCI)	91
6.1.8. Deneysel çalışmada kullanılan bulanık mantık algoritması	91
6.2. Deneysel Çalışma Sonuçları	92
6.2.1. PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicilerinin konum kontrolünde karşılaştırılması	96
6.3. Deney Sonuçları ile Benzetim Çalışması Sonuçlarının Karşılaştırılması	99
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	101
KAYNAKLAR	103

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Gerilim vektörleri ve ilgili gerilimler	22
Çizelge 2.2. Üç fazlı VSI anahtarlama çizelgesi.....	27
Çizelge 3.1. Arayıcı başlık link parametreleri	30
Çizelge 4.1. Yanca ve yükseliş eksenlerinde kullanılan kontrol parametreleri	58
Çizelge 4.2. Routh–Hurwitz kriteri.....	61
Çizelge 4.3. İki hareket ekseninde nihai PI denetleyici parametreleri.....	63
Çizelge 4.4. Bulanık mantık kural çizelgesi	72
Çizelge 5.1. Sistem kontrol parametreleri.....	77
Çizelge 5.2. Simülasyon performans karşılaştırma tablosu	84
Çizelge 6.1. Deneyde kullanılan bulanık mantık kural çizelgesi.....	92
Çizelge 6.2. Deney performans karşılaştırma tablosu	98
Çizelge 6.3. Benzetim çalışması ile deney çalışma performans karşılaştırma tablosu.....	99

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Elektrik motorların sınıflandırılması	6
Şekil 2.2. İç kalıcı SMSM ve yüzey monteli SMSM kesit alanları	6
Şekil 2.3. Yüzey monteli SMSM yapısı.....	7
Şekil 2.4. Üç fazlı SMSM devre modeli	8
Şekil 2.5. SMSM'nin d-q eksen dinamik denklem devresi	9
Şekil 2.6. Akım adım cevabı dalga formu	14
Şekil 2.7. AC motor için FOC basit şeması	15
Şekil 2.8. Clarke dönüşümü grafiği	16
Şekil 2.9. Park dönüşümü grafiği.....	17
Şekil 2.10. Tersine Clarke dönüşümü grafiği	18
Şekil 2.11. Tersine Park dönüşümü grafiği.....	19
Şekil 2.12. Motor stator sargılarına bağlı üç fazlı evirici devresi	21
Şekil 2.13. Uzay vektör diyagramı	23
Şekil 2.14. Anahtarlama düzenleri ve karşılık gelen anahtarlama.....	25
Şekil 3.1. Arayıcı başlığın kavramsal gösterimi	29
Şekil 3.2. Arayıcı başlık için link eksen takımı ataması	30
Şekil 3.3. Küresel koordinat sistemi	33
Şekil 3.4. Karmaşık sürtünme modeli.....	46
Şekil 4.1. PI denetleyicisinin blok diyagramı	56
Şekil 4.2. Anti-Windup özellikli ayrık zaman PI kontrolcüsü.....	57
Şekil 4.3. SMSM'li arayıcı başlığın konum kontrol blok diyagramı	61
Şekil 4.4. Temel Bulanık Mantık sistemi.....	65
Şekil 4.5. Mamdani (max-min) sonuç çıkarım yöntemi grafiği.....	67

Şekil	Sayfa
Şekil 4.6. Bulanık mantık tabanlı kendi kendini ayarlayan PI denetleyicinin yapısı	69
Şekil 4.7. Bulanık mantık 1. girdi üyelik fonksiyonları.....	70
Şekil 4.8. Bulanık mantık 2. girdi üyelik fonksiyonları.....	70
Şekil 4.9. Bulanık mantık çıktı üyelik fonksiyonları	71
Şekil 4.10. Simulink bulanık mantık sistem bloğu	71
Şekil 5.1. Tek bir eksen için FOC yöntemi ile SMSM pozisyon kontrolü	74
Şekil 5.2. Arayıcı başlık sistemin konum kontrol ana blok şeması	74
Şekil 5.3. Simulink ortamında arayıcı başlık modeli	75
Şekil 5.4. Simulink ortamında yanca ekseninin konum kontrol blok şeması	75
Şekil 5.5. Simulink ortamında FOC blok şeması.....	76
Şekil 5.6. 3 fazlı evirici ve motorun blok şeması.....	76
Şekil 5.7. Hız kontrolündeki PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicilerinin blok şeması..	77
Şekil 5.8. PI denetleyicili yanca konum grafiği (simülasyon).....	78
Şekil 5.9. PI denetleyicili yanca konum hata grafiği (simülasyon)	78
Şekil 5.10. PI denetleyicili yanca hız grafiği (simülasyon)	78
Şekil 5.11. PI denetleyicili yükseliş konum grafiği (simülasyon)	78
Şekil 5.12. PI denetleyicili yükseliş konum hata grafiği (simülasyon).....	79
Şekil 5.13. PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (simülasyon)	79
Şekil 5.14. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca konum grafiği (simülasyon)	80
Şekil 5.15. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca konum hata grafiği (simülasyon)....	80
Şekil 5.16. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (simülasyon).....	80
Şekil 5.17. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş konum grafiği (simülasyon).....	81
Şekil 5.18. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş konum hata grafiği (simülasyon)	81
Şekil 5.19. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (simülasyon).....	81

Şekil	Sayfa
Şekil 5.20. Yanca ekseninde Bulanık Mantık-PI ve PI denetleyicileri ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (simülasyon).....	82
Şekil 5.21. Yanca ekseninde PI denetleyicili konum hata grafiği (simülasyon)	82
Şekil 5.22. Yanca ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum hata grafiği (simülasyon).....	83
Şekil 5.23. Yükseliş ekseninde Bulanık Mantık-PI ve PI denetleyicileri ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna (simülasyon).....	83
Şekil 5.24. Yükseliş ekseninde PI denetleyicili konum hata grafiği (simülasyon).....	83
Şekil 5.25. Yükseliş ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum hata grafiği (simülasyon).....	83
Şekil 6.1. Sistemin mimari şeması.....	86
Şekil 6.2. Enkoderden Pozisyon verisi elde etme simulink modeli	89
Şekil 6.3. Biss-C veri formatı	90
Şekil 6.4. Simulink CAN protokol veri gönderim blok şeması	91
Şekil 6.5. Simulink CAN protokol veri alım blok şeması	91
Şekil 6.6. PI denetleyicili yanca konum grafiği (deney).....	92
Şekil 6.7. PI denetleyicili yanca konum hata grafiği (deney)	93
Şekil 6.8 PI denetleyicili yanca hız grafiği (deney).....	93
Şekil 6.9. PI denetleyicili yükseliş konum grafiği (deney).....	93
Şekil 6.10. PI denetleyicili yükseliş konum hata grafiği (deney)	93
Şekil 6.11. PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (deney)	94
Şekil 6.12. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca konum grafiği (deney)	94
Şekil 6.13. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca konum hata grafiği (deney)	94
Şekil 6.14. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca hız grafiği (deney)	94
Şekil 6.15. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş konum grafiği (deney)	95
Şekil 6.16. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş konum hata grafiği (deney).....	95
Şekil 6.17. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (deney).....	95

Şekil	Sayfa
Şekil 6.18. Yanca ekseninde PI denetleyici ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (deney).....	96
Şekil 6.19. Yanca ekseninde PI denetleyicili konum hata grafiği (deney)	96
Şekil 6.20. Yanca ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyici ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (deney)	96
Şekil 6.21. Yanca ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum hata grafiği (deney)	97
Şekil 6.22. Yükseliş ekseninde PI denetleyici ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği.....	97
Şekil 6.23. Yükseliş ekseninde PI denetleyicili konum hata grafiği (deney)	97
Şekil 6.24. Yükseliş ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyici ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği	97
Şekil 6.25. Yükseliş ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum hata grafiği (deney)	98

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 6.1. Sistemin deneysel düzeneği	85
Resim 6.2. LAUNCHXL-F28379D DSP	87
Resim 6.3. BOOSTXL-DRV8305EVM motor sürücü	88
Resim 6.4. TIDM-1010 modülü.....	89

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklamalar

A	Amper
H	Henry
Hz	Hertz
kg	Kilogram
m/s	Hız
m/s²	İvme birimi
ohm	Direnç birimi
rad	Radyan
rpm	Dakikadaki devir sayısı
V	Volt, Gerilim birimi
v	Lineer hız
ω	Açısal hız

Kısaltmalar

Açıklamalar

AC	Alternatif akım
ADC	Analogdan Dijitale Dönüştürücü
BLDC	Fırçasız DC elektrik motoru
CAD	Bilgisayar Destekli Tasarım
CAN	Haberleşme denetleyici alan ağı
CSI	Akım kaynağı eviricisi
DC	Doğru Akım
DH	Denavit–Hartenberg
DSP	Dijital sinyal işleme
EMF	Elektromanyetik Alan
EMK	Elektromanyetizma Kuvveti

Kısaltmalar**Açıklamalar****FOC**

Alan Yönlendirmeli Kontrol

IGBT

Yalıtımlı kapı bipolar transistör

MOSFET

Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör

PI

Oransal İntegral

PID

Oransal-İntegral-Türevsel

PWM

Darbe Genişlik Modülasyonu

SCI

Seri Haberleşme Arayüzü

SMSM

Sabit Mıknatıslı Senkron Motor

SVPWM

Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

USB

Evrensel seri veriyolu

VLSI

Çok geniş ölçekli tümleşim

VSI

Gerilim kaynağı eviricisi

1. GİRİŞ

Güdümlü füzeler, hedefine otonom olarak yönelebilen, üzerindeki harp başlığı ile hedefi etkisiz hale getirmeye çalışan silah sistemleridir. Füzeler çeşitli elektronik ve mekanik birimlerden oluşmaktadır. Füzenin en önemli birimlerinden biri arayıcı başlıktır. Arayıcı başlığın görevi hedefin hızlı bir şekilde tespit edilmesi, tanımlanması ve hedef takibi görevlerini yerine getirmektedir. Arayıcı başlıklar genellikle bir detektör ve kontrolcüye sahiptir. Ayrıca, birbirine dik çok eksenli bir yapıdan meydana gelen mekatronik bir sistemdir.

Arayıcı başlık sistemlerinde, elektrik motoru sistemin en önemli bileşenlerinden biri olması sebebiyle motor kontrolü ve performansı üzerine çok fazla çalışma yapılmıştır. Motorun tipine göre karşılaşılan problemleri çözmek için mekanik ve sürücü algoritma alanları üzerine yoğunlaşmıştır. Literatürdeki robotik, arayıcı başlık ve Pan-Tilt sistemleri çalışmaları incelendiğinde motor tipleri olarak DC motor, DC tork motor ve fırçasız DC motor yaygın olarak kullanılmış olup, bu tip motorların sürülmesine uygun sürücüler tasarlanmış, buna göre mekanik çözümler türetilmiş ve kontrol algoritmaları geliştirilmiştir. Literatürde bu tip motorları kullanan arayıcı başlık çalışmalarında; Haiyan Qiao ve arkadaşları, arayıcı başlıkta kullandıkları DC torkla ilgili zayıf dinamik değişkenleriyle ilgili sorunun çözümü konusunda çalışma yapmışlardır (Qiao et al., 2020). Arayıcı başlıkta girişim torkunu azaltan çözümler (Liu et al., 2019) ve gimbaldeki parametrelerin optimizasyonu (Yang et al., 2019) bu alandaki çalışmalara örnektir.

Elektrik motorları genel olarak faz numaralarına göre tek fazlı ve üç fazlı olarak ayrılır. Üç fazlı motorlar da senkron ve asenkron olmak üzere iki gruba ayrılır. Senkron motorlar, asenkron motorlardan farklı olarak, AC gerilim beslemesinin frekansı ile senkron bir şekilde çalışır. Sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) bu grup içerisinde yer almaktadır. SMSM'ler diğer motor tiplerinde olduğu gibi, stator olarak isimlendirilen bir sabit kısım ve rotor olarak adlandırılan döner kısımdan oluşmaktadır. BLDC motorlarda olduğu gibi SMSM'ler de kalıcı mıknatıslara sahiptir (Deo & Shekhar, 2014).

SMSM'ler, DC motor, DC tork motor ve BLDC motorlara göre tork dalgalanması daha az, yüksek moment/ağırlık oranına sahip ve rotordaki bakır kaybının olmaması sebebiyle daha yüksek performansa sahiptir (Krishnan, 1991). Ayrıca hızı sıfırken de tork oluşturabilme,

kıvılcım çıkarmama ve daha geniş hız aralığı operasyon kabiliyetine sahiptir. Bu sebeple, SMSM'ler özellikle endüstriyel alanlarda olmak üzere robotik, makine endüstrisi, havacılık ve askeri alanlarda daha fazla tercih edilen motor haline gelmiştir. Ayrıca, iç yüzey SMSM'lar küçük hacimli, düşük eylemsizlik, hızlı dinamik cevap ve az mekanik titreşim özelliklerine sahip olduğundan dolayı çok yaygın olarak kullanılmaktadır (Xu et al., 2018). Literatürde bu tip motorların yer aldığı çalışmalara bakıldığında: Kazan ve Bilgin, farklı hızlarda SMSM'lerin modellenmesi ve simülasyonu üzerine çalışmalar gerçekleştirdikleri görülmüştür (Kazan & Bilgin, 2020). Diğer bir çalışmada SMSM'lerin mutlak enkoder ile kullanımında bozucu etkilere karşı davranışı incelenmiştir (Rudnicki, 2019). Ayrıca, kayar mod bazlı direk tork kontrolü (Luo et al., 2019) ve dinamik simülasyonu (Lu et al., 2017) konularında da çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Fakat, literatürde çerçevesiz SMSM kontrolüyle ilgili çok az çalışmaya ulaşılmıştır. Bu tez çalışmasında çerçevesiz SMSM'li arayıcı başlığın konum kontrolü, literatür çalışmalarına katkı sağlayacaktır.

Geleneksel oransal-integral (PI) kontrolcülerinin basit yapısı, yüksek doğruluğu ve istikrarlı kontrol performansı sebebiyle SMSM kontrollerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat bu tip kontrolcüyü kullanarak en iyi sonuca ulaşabilmek için d-q takım ekseninde SMSM parametreleri çok iyi bilinmelidir. Sabit kazançlı PI denetleyicileri bozucu yüklere, hız ve parametre değişimlerine çok duyarlıdır. Bu yüzden SMSM hız kontrollerinde özel denetleyicilere ihtiyaç vardır (Oussama & Douik, 2017). Fakat SMSM kontrolünde geleneksel PI kontrol yöntemi çalışmazsa, yeni kontrol yönteminin sonuçları doğrulanamayacak ve SMSM'deki hız kontrolünün verimliliği iyileştirilemeyecektir (Vu Quynh & Huy, 2020). Ayrıca, bazı SMSM literatür çalışmalarında, geleneksel PI yönteminin, geliştirilen bazı modern yöntemlere göre daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir. Buna örnek olarak, Ramarajan ve arkadaşları SMSM hız takibi kontrolü çalışmasında geleneksel PI kontrolcüsünün, modern kontrolcüye göre daha iyi sonuç verdiğini gözlemlemişlerdir (Ramarajan et al., 2019).

SMSM'de, hız ve akım kapalı döngü kontrolleri için kullanılan PI kontrolcüsünün oluşturduğu dezavantajların önüne geçebilmek için birçok kontrol yöntemi önerilmiştir. Adaptif PID kontrolcüsü, Bulanık Mantık, Bulanık Mantık-PI kontrolcüsü ve kayan kipli denetim bunlara örnekler (Hu & Zhang, 2019). Bulanık Mantık-PI denetleyicisi, PI denetleyicisinin parametrelerini kontrol sisteminin çalışması esnasında çevrimiçi olarak ayarlayabilmektedir. Bu da PI denetleyicisine göre sistemin dinamik özelliklerinin daha iyi

olmasına katkı sağlamaktadır. Diğer yandan Bulanık Mantık kontrolü sistemin hassas matematiksel modeline bağlı değildir. Bu sebeple sistemin parametrelerinin değişimine duyarsızdır. Bu sayede Bulanık Mantık-PI denetleyicisi, Bulanık Mantık denetleyicisinin esnek özelliğini ve PI denetleyicisinin sağlamlık ve kararlı durum doğruluğu özelliklerini bir arada barındırmaktadır (Ding et al., 2020). Bulanık Mantık-PI denetleyicinin bu özelliği, kendisini diğer modern denetleyicilerden ayıran en önemli özelliğidir.

Bu çalışmada, iki serbestlik derecesine ve çerçevesiz SMSM'lerine sahip arayıcı başlığın bilgisayar ortamında benzetimi yapılarak ve gerçek zamanlı olarak hareketi gerçekleştirilerek, sistemin hız ve konum kontrolünün yapılması amaçlanmaktadır. Motorların kontrolünde alan yönlendirmeli kontrol (FOC) metodu kullanılması hedeflenmiş olup, anahtarlama yönteminde uzay vektör sinyal geniş modülasyonu (SVPWM'i), denetleyiciler olarak PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicilerinin kullanılması amaçlanmıştır. Sistemin konum kontrolünde kullanılacak olan PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicilerinin konum kontrolündeki etkileri karşılaştırılacaktır.

Çalışmanın ikinci bölümünde SMSM hakkında teorik bilgiler verilmiş olup, motorun matematiksel modellemesi yapılmıştır. Ardından SMSM parametrelerinin deneysel olarak bulunulması konusuna değinilmiştir. Sonrasında ise FOC metodunda kullanılan yöntemlerin matematiksel modellenmesi açıklanmıştır. Üçüncü bölümde iki serbestlik derecesine sahip arayıcı başlığın matematik modellemesine değinilmiştir. Sistemin dönüşüm matrisleri, kinematik ve dinamik denklemleri paylaşılmıştır. Bölümün sonunda ise sistemin hareket denklemleri doğrusallaştırılmış ve motorun dinamik denklemi ile bir araya getirilmiştir. Dördüncü bölümde PI, Bulanık Mantık ve Bulanık Mantık kullanılarak çevrimiçi bir şekilde PI kazançlarını ayarlayan Bulanık Mantık-PI denetleyicilerinden bahsedilmiştir. Bununla birlikte kapalı akım ve hız döngüleri için PI denetleyicileri tasarlanmıştır. Ayrıca, sistemin kontrolünü daha gürbüz hale getirebilmek için kapalı hız döngülerinde Bulanık Mantık-PI denetleyicisi tasarlanmıştır. Beşinci bölümde, Matlab/Simulink programı ortamında dördüncü bölümde anlatılan denetleyiciler kullanılarak arayıcı başlık sisteminin ve SMSM'lerinin bilgisayar ortamında benzetimi gerçekleştirilmiştir. Sistemin konum kontrolü gerçekleştirilerek simülasyon çalışması uygulanmıştır. Bölümün sonunda ise denetleyicilerin performansı karşılaştırılmıştır. Altıncı bölümde sistemin gerçek zamanlı deneysel uygulama çalışması paylaşılmıştır. Deneyde kullanılan bileşenler hakkında bilgiler verilerek, önceki bölümlerde anlatılan prensipler dâhilinde uygulamalar çalıştırılmıştır.

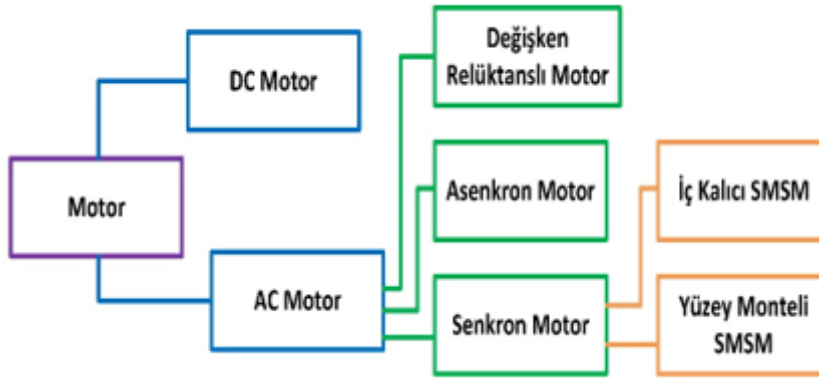
Bölümün sonunda ise deneyde kullanılan denetleyicilerin performansı karşılaştırılmıştır. Yedinci bölüm olan son bölümde ise benzetim verileri ve deneysel veriler incelenip, sonuçları karşılaştırılmıştır. Denetleyiciler sebebiyle oluşan farklılıklar irdelenmiştir.

2. SABİT MİKNATISLI SENKRON MOTOR VE MODELLENMESİ

Sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM), arayıcı başlıkta elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirerek arayıcı başlığın yanca ve yükseliş hareketlerini gerçekleştirmesini sağlayan bir elemandır. SMSM'ler doğrudan arayıcı başlığın hareket eksenlerine bağlanarak, eksenlerin hareketi için gerekli olan tork ihtiyacını sağlar. Böylece arayıcı başlık istenen hedef açısına ulaşmış olur. Bu bölümde ilk önce SMSM'nin yapısı hakkında genel bilgiler verilmiştir. Ardından SMSM'nin matematiksel modeli oluşturulmuştur. Üçüncü bölümde SMSM parametrelerinin deneysel olarak bulunulması konusuna değinilmiştir. Dördüncü bölümde motorların kontrolü için kullanılan alan yönlendirme kontrolden bahsedilmiş olup, motorun kontrolü için gerekli denklemler ortaya konulmuştur. Daha sonrasında ise motorun sürülmesinde ve sürücünün anahtarlanması için kullanılan uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ve evirici konularına değinilmiştir.

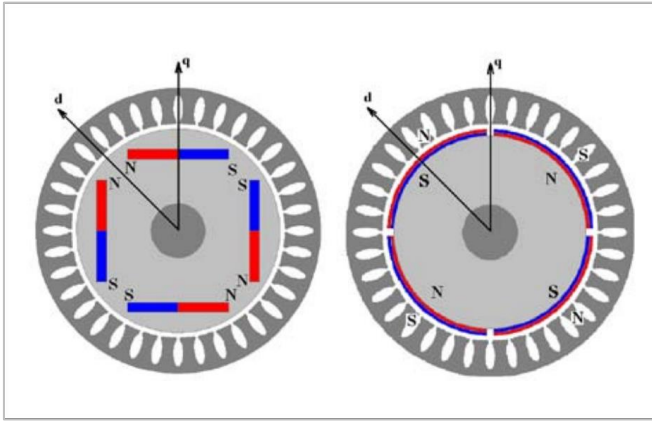
2.1. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı

Elektrik motorlar elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirerek bağlı olduğu eklemden sistemin hareketini sağlayan cihazlardır. Elektrik motorlar voltaj kaynağına göre DC motorlar ve AC motorlar olmak üzere iki ana gruba ayrılır. Alternatif akım kullanarak çalışan AC motorlar ise üç ana türe sahiptir. Bunlar: senkron motor, asenkron motor ve değişken relüktanslı motorlardır. Tezin bu bölümünde açıklanacak olan sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM'ler) da senkron motor türüne ait motorlardır (Şekil 2.1). Bu tip motorlarda sabit kısım olan ve sargılara sahip olan stator ve sabit mıknatısların bulunduğu dönen kısım olan rotor parçalarından oluşmaktadır.



Şekil 2.1. Elektrik motorların sınıflandırılması

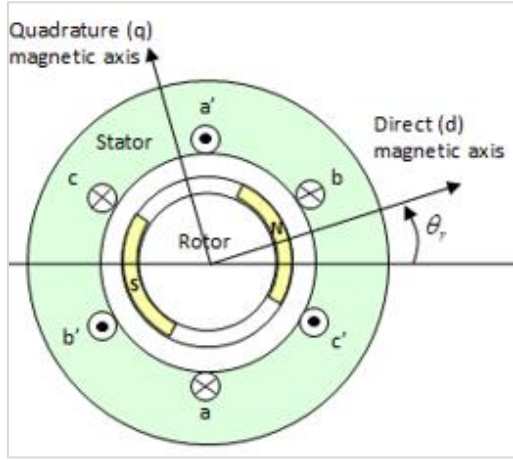
SMSM'ler, sabit mıknatısın rotordaki konumuna göre şekil 2.2'deki gibi iki farklı tipte üretilmektedir. Bunlardan biri olan iç kalıcı (interior) SMSM'lerde mıknatıslar rotorun içerisinde yer alırken, diğer tip olan yüzey monteli (surface mount) SMSM'lerde mıknatıs rotorun dış yüzeyindedir. Mıknatısların rotorun dış yüzeyinde olması sayesinde motorun hareketinde daha düşük torklu dalgalanma meydana gelir ve daha pürüzsüz harekete sahip olurlar. Bu çalışmada da yüzey monteli SMSM tipleri kullanılmıştır. Şekil 2.2'de SMSM tiplerinin kesit alanları verilmiştir.



Şekil 2.2. İç kalıcı SMSM ve yüzey monteli SMSM kesit alanları (Vesely & Pohl, 2011)

SMSM'ler sinüzoidal dalga biçiminde EMK'ya (elektromotor kuvvetine) sahiptir. Böylece hava boşluğunda mıknatıs akısı sinüzoidal bir şekilde dağılır ve stator iletkenlerinin sinüzoidal dağılımı olan karakteristik bir yapıya sahiptirler. Stator kısmında üç fazlı sargılar stator çekirdeğine sarılıdır. Her faz sargısı, diğer sargılardan 120 derece ile ayrılır (Şekil 2.3). 3 fazlı AC akım bu sargılardan geçerek dönen bir manyetik alan üretir. Bu sayede stator,

rotordaki sabit mıknatısları çeker veya iter. Bunun sonucunda da motorda döner bir hareket oluşur.



Şekil 2.3. Yüzey monteli SMSM yapısı (Mathworks, 2013)

SMSM'lerin geleneksel AC motorlara göre genel avantajları aşağıda verilmiştir (Cekov Valchev et al., 2009).

- Kayar bileziği yoktur.
- Bakır kaybı çok düşüktür.
- Daha hafiftir.
- Daha az ısı üretir ve ısıları daha iyi dağıtır.
- Boyutu daha küçüktür. (Kalıcı mıknatısları ve özellikli yapısı sayesinde)
- Daha düşük tork dalgalanması konum kontrol performansını arttırır.
- Düşük hızlarda çok iyi tork sağlar

Dezavantajları ise hız ve pozisyon kontrolü daha komplekstir ve daha yüksek maliyete sahiptir.

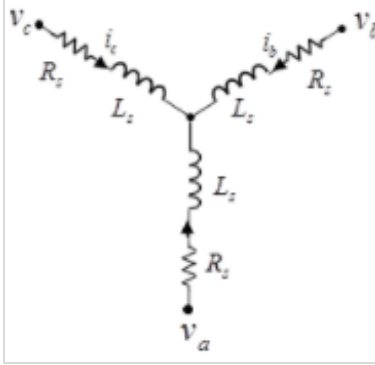
2.2. SMSM Matematik Modeli

SMSM'nin tork, hız ve konum kontrolünün başarılı bir şekilde gerçekleştirilebilmesi için matematiksel modelinin çok iyi tanımlanması gerekmektedir.

Sinüzoidal akımla beslenen SMSM'lerde rotor referans eksen takımı temel alınarak matematiksel modellemesi gerçekleşir. Stator büyüklüklerinin aktarılması ve rotor eksen takımı düzleminden yola çıkarak modelin elde edilmesi sağlanır. Rotor eksen takımının

referans alınması denklem seviyesini düşürür. Bu da çözümlerin daha hızlı olmasını sağlar. Sonuç olarak, oluşan model kontrol algoritmasını belirler ve SMSM'ler serbest uyarılma motorları gibi kontrol edilir.

SMSM'nin matematik modelinin elde edilmesi için üç fazlı elektrik modelinden d-q model eksenine dönüşümü uygulanır (Döşoğlu & Dursun, 2018) (Kongchoo et al., 2020.).



Şekil 2.4. Üç fazlı SMSM devre modeli (Mathworks, 2013)

Şekil 2.4'ten yola çıkarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} (L_s i_{abc} + \lambda_{pm}(\theta)) \quad (2.1)$$

Burada V_{abc} stator gerilimini, R_s her bir fazın direncini, L_s her bir fazın indüktansını, i_{abc} stator akımını ve λ_{pm} karşılıklı mıknatısların akı bağıntısını temsil etmektedir.

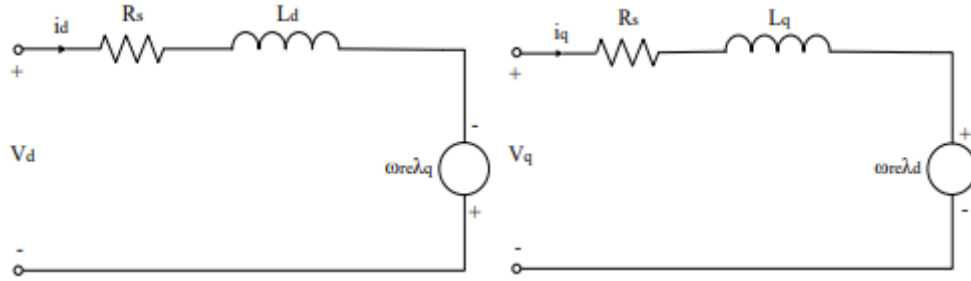
$$\frac{d}{dt} \lambda_{pm}(\theta) = -\omega_r \lambda_{pm} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Burada $\frac{d}{dt} \lambda_{pm}(\theta)$ geri EMF'yi, ω_r d-q ekseninin açısal hızını temsil etmektedir.

$$\begin{aligned}
V_a &= R_s i_a + L_s \frac{d}{dt} i_a - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r) \\
V_b &= R_s i_b + L_s \frac{d}{dt} i_b - \omega_r \lambda_{pm} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\
V_c &= R_s i_c + L_s \frac{d}{dt} i_c - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r + 2\pi/3)
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Burada V_a, V_b, V_c anlık üç faz stator gerilimlerini, i_a, i_b, i_c anlık üç faz stator akımlarını temsil etmektedir.

Şekil 2.5'te SMSM'nin d-q eksen dinamik denklem devresi verilmiştir.



Şekil 2.5. SMSM'nin d-q eksen dinamik denklem devresi (Döşoğlu & Dursun, 2018)

Bu aşamadan sonra üç fazlı sistemin matematik model denklemi d-q eksenine dönüştürülecektir. d-q eksenindeki dinamik denklemleri (2.4) ve (2.5) şeklinde yazılabilir.

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_{re} \lambda_q \tag{2.4}$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_{re} L_d i_d + \omega_{re} \lambda_{pm} \tag{2.5}$$

(2.4) denkleminde $\frac{di_d}{dt}$ ifadesi yalnız bırakılırsa;

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \frac{\omega_{re} \lambda_q}{L_d} \tag{2.6}$$

(2.5) denkleminde $\frac{di_q}{dt}$ ifadesi yalnız bırakılırsa;

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} - \frac{\omega_{re} L_d i_d}{L_q} - \frac{\omega_{re} \lambda_{pm}}{L_q} \quad (2.7)$$

Burada V_d ve V_q d-q eksenleri gerilimini, i_d ve i_q d-q eksenleri akımını, ω_{re} elektrik rotor açısai hızı, λ_d ve λ_q d-q eksenleri akıyı göstermektedir.

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{pm} \quad (2.8)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2.9)$$

İndüklenen elektrik moment denklemi (2.10) denkleminde verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_{pm} i_q + \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2.10)$$

Burada T_e motor tarafından üretilen elektromanyetik torku, P motor kutup çiftlerinin sayısını temsil eder. (2.10) denkleminde ilk kısım mıknatısların ürettiği momenti, ikinci kısım ise manyetik direnç farklılığı ile elde edilen manyetik direnç momentidir. (2.11) denklemindeki tork enerji dönüşümü ile elde edilmiş olup, mekanik yükü karşılamak için kullanılır. Motor dinamik denklemi cinsinden yazımı aşağıdaki gibidir.

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_m \quad (2.11)$$

(2.10) ve (2.11) denklemleri birbirine eşitlenirse;

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_m = \frac{3}{2} P \lambda_{pm} i_q + \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2.12)$$

denklemi elde edilir. Bu denklemde $\frac{d\omega_m}{dt}$ ifadesi yalnız bırakılırsa

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3P\lambda_{pm}i_q}{2J} + \frac{3P(L_d - L_q)i_d i_q}{2J} - \frac{B\omega_m}{J} - \frac{T_m}{J} \quad (2.13)$$

denklemi elde edilmiş olunur. Burada T_m motor şaft torkunu, ω_m motorun açısai mekanik hızını, B motor ve yükün sürtünme kuvvetini ve J atalet momentini göstermektedir. (2.14)

denklemin ω_m 'nin zamana karşı integralini aldığımızda ise motorun mekanik açısal pozisyon (θ_m) değerini bulunur. Ayrıca, elektrik rotor açısal hızının, mekanik açısal hıza oranı motor kutup çifti sayısını verir.

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (2.14)$$

Böylece motorun doğrusal olmayan dinamik denklemleri tamamlanmış olur. (2.6), (2.7), (2.13) ve (2.14) denklemleri motorun durum denklemleridir.

2.3. Deneysel Motor Parametrelerin Bulunması

İleri motor kontrol yöntemlerinde, kontrolün yüksek performanslı ve başarılı bir şekilde gerçekleştirilebilmesi için motorun elektrik parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir. Bu parametreleri kullanıcıya motorun üretici firması sağlayabileceği gibi deneysel olarak da bu parametreler bulunabilir. Bu bölümde SMSM'nin deneysel olarak elektrik parametrelerinin bulunmasına odaklanılmaktadır. Arayıcı başlıkta kullanılan çerçevesiz motorların, sisteme ideal bir şekilde montajlanamaması ve çevre koşullarına daha duyarlı olması sebebiyle motor akı değerinde sapma gözlemlenebilir. Bu da motorun diğer parametrelerini doğrudan etkiler. Sonuç olarak motor parametrelerini deneysel olarak bulunması, değişen parametreleri saptamak adına önem teşkil etmektedir. Aşağıda açıklanan deneysel teknikler ile motorun kutup çiftlerinin sayısı (P), stator direnci (R_s) ve senkron indüktansları (L_d ve L_q) bulunabilmektedir (Bobek, 2013).

2.3.1. Düşük kutup çift sayısı belirleme metodu

Mekanik ve elektriksel rotor hızlarının veya pozisyonlarının oranı, motor kutup çifti sayısını verir. Motor kutup çifti sayısı, rotordaki kuzey ve güney kalıcı manyetik kutup sayısını temsil eder. Aşağıda açıklanan yöntemde, motora gücün sağlanabilmesi için DC güç kaynağı gerekmektedir.

Metodun uygulanaşı:

1. Deneyin gerçekleştirilebilmesi için motorun A fazı DC güç kaynağının pozitif (+) çıkışına, B ve C fazları negatif (-) çıkışına bağlanmalıdır.

2. Güç kaynağının akım sınırını motorun anma akımının %10 ile %20 arasında kalacak şekilde ayarlanmalıdır.
3. Motorun şaftı el ile manuel olarak döndürülür.
4. Şaftın stabil olarak durduğu pozisyon sayısı motorun kutup çifti sayısını verir. Aynı zamanda bu pozisyonlar motorun belirli stator vektörü için d eksenin konumunu verir (Bobek, 2013).

2.3.2. Yüksek kutup çift sayısı belirleme metodu

Motorun deneysel olarak yüksek kutup çiftinin belirlenmesinde iki farklı yöntem vardır. 1. yöntemde Volt/Hertz metodu kullanılır. Bu iki yöntem için osiloskop gereklidir.

1. metodun uygulanışı:

1. Volt/Hertz metodu kullanılarak evirici, motoru hareket ettir. Motor yüksek ve sabit hızda dönecek şekilde evirici motoru sürer.
2. Osiloskop yardımıyla faz akım frekansı ölçülür. Ölçülen frekans Volt/Herz yöntemiyle üretilen frekansla aynı değerde olmalıdır.
3. Hızölçer bir cihaz ile motorun dönüş hızı ölçülmelidir. Dönüş hızının sabit olması gerekmektedir.
4. (2.15) denklemi sayesinde motorun kutup çift sayısı hesaplanır. Sonucun tam sayıya çok yakın olması beklenir (Bobek, 2013).

$$P = \frac{60f}{n} \quad (2.15)$$

Burada P motor kutup çifti sayısını, f (Hz) faz akım frekansını ve n (rpm) motor şaftının hızını temsil eder.

2. metodun uygulanışı:

1. Sabit hızda motor sürücüsü kullanılarak motor hareket ettirilmelidir.
2. Osiloskop yardımıyla üretilen gerilim frekansı ölçülür.
3. Hızölçer bir cihaz ile motorun dönüş hızı ölçülmelidir.
4. (2.15) denklemi kullanılarak motorun kutup çift sayısı hesaplanır (Bobek, 2013).

2.3.3. Stator direncini belirleme metodu

Motorun stator kısmındaki sargısının direnci R_s , bir faz terminali ile sargının merkezi arasındaki direnç olarak tanımlanır. Sargı direnci sıcaklığa bağlıdır. Bu ölçüm metodunda dijital multimetreye ihtiyaç vardır.

Metodun uygulanışı:

1. Multimetrenin pozitif (+) probu motorun A fazı teline bağlanır. Negatif (-) probu motorun C faz teline bağlanır. B fazı boş bırakılır.
2. Ölçülen direnç, bulmak istenilen stator direncinin R_s (Ohm) yarısına eşittir (Bobek, 2013).

$$R_s = \frac{R_{ölçülen}}{2} \quad (2.16)$$

2.3.4. Senkron indüktansların belirleme metodu

İndüktans, indüktörlerin enerjiyi manyetik alan olarak depolama yeteneğidir ve birimi Henry'dir. Akım arttıkça indüktans doyumluğa maruz kalır. Özellikle SMSM'de q-eksenindeki akım (I_q) arttığında L_q değeri azalır. Çoğu çalışma koşulunda d-eksenindeki akım (I_d) sıfır veya negatif değerlerde tutulduğundan, L_d doyumluğu nadiren meydana gelir.

Senkron indüktansı ölçebilmek için üç-faz akım durumu dengede tutulması gerekmektedir. Ölçümde DC güç kaynağı ve osiloskop gerekmektedir.

d eksenindeki indüktansı ölçmek için:

1. Deneyin gerçekleştirilebilmesi için motorun A fazı DC güç kaynağının pozitif (+) çıkışına, B ve C fazları negatif (-) çıkışına bağlanmalıdır.
2. Şaft q ekseninde stabil kaldıktan sonra hareket etmeyecek şekilde sabit tutulmalıdır.
3. Negatif adım gerilimi uygulanmalıdır. Bunun için motorun A fazı DC güç kaynağının negatif (-) çıkışına, B ve C fazları pozitif (+) çıkışına bağlanmalıdır. Akımın olağan seviyesi, nominal faz akımının yaklaşık %10'udur.
4. Şekil 2.6'deki gibi akım probu ile akımın adım cevabı ölçülmelidir.

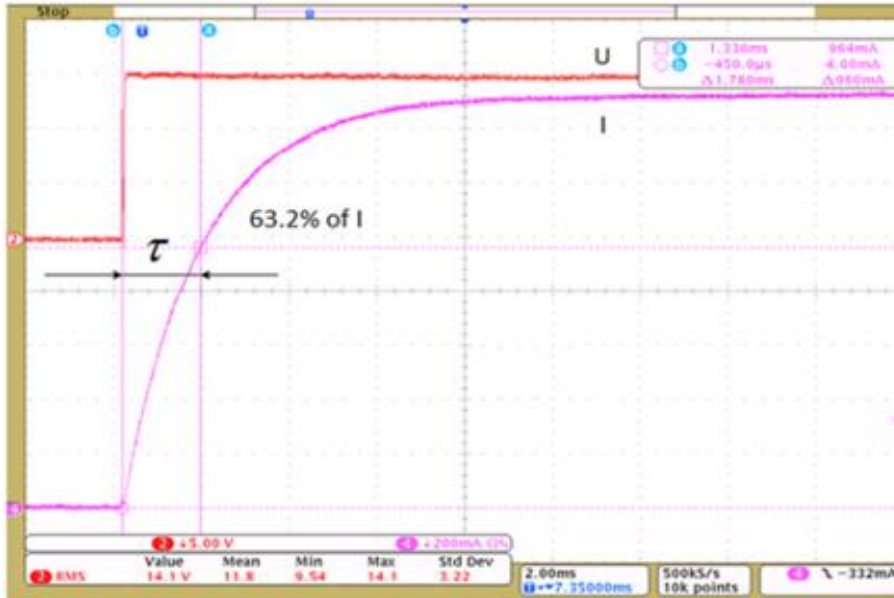
5. (2.17) denklemi kullanılarak L_d indüktansı hesaplanır (Bobek, 2013).

$$L_d = \frac{2}{3} \tau R \quad (2.17)$$

Burada τ zaman sabitidir. Ölçülen adım cevap akımının %63,2'sine eşittir.

D eksenindeki indüktansı ölçmek için:

1. Şaftın q ekseninde gelebilmesi için motorun B fazı DC güç kaynağının pozitif (+) çıkışına, C fazı negatif (-) çıkışına bağlanmalıdır. A fazı boşta kalmalıdır.
2. Bu oryantasyonda şaft sabitlenmelidir. Aksi halde akım adım cevabından dolayı oluşan tork şaftın dönmesine sebep olur.
3. Motorun A fazı DC güç kaynağının pozitif (+) çıkışına, B ve C fazları negatif (-) çıkışına bağlı iken akım adım cevabı üretilmelidir.
4. L_d indüktansındaki hesaplama yolunu L_q indüktansı için de uygulayarak L_q değeri bulunur.



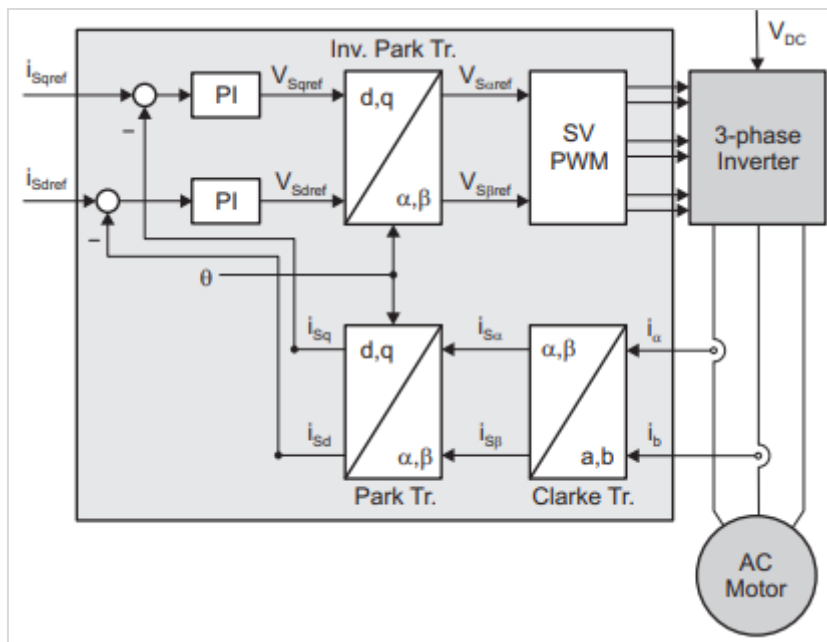
Şekil 2.6. Akım adım cevabı dalga formu (Bobek, 2013)

2.4. Alan Yönlendirmeli Kontrol

Literatürde SMSM'nin kontrol edilebilmesi için farklı kontrol teknikleri vardır. Her kontrol tekniğinin kendine ait avantajları ve dezavantajları vardır. Uygun kontrol tekniğinin

seçilebilmesi elektrikli sürücünün (frekans sürücü, servo sürücü vb. gibi) önüne konulan görevle ilişkilidir. SMSM'nin kontrol yöntemlerinde skaler kontrol ve vektör kontrol olmak üzere iki ana grupta sınıflandırılır. Bu bölümde odaklanılacak yöntem olan alan yönlendirmeli kontrol (FOC), vektör kontrol sınıfında yer alır. FOC yöntemi, motordaki rotor pozisyonu ve dönüş hızı kontrolü ile geniş kontrol aralığı gibi özellikleri sayesinde SMSM'de konum kontrolü için en uygun kontrol yöntemidir. Akım, hız ve konum kapalı döngülerinin tamamlanması için uygulanır.

FOC yöntemi tam kapasite torkta ve geniş hız aralığında iyi bir kontrol performansı sergilemektedir. FOC tekniğinde 3 fazlı sabit mıknatıslı senkron motorlar d-q referans düzleminde DC motorlar gibi gösterilir. Burada d eksen, rotor mıknatıs akısı boyunca hizalanır, q eksen ise d eksenine diktir. Bu teknikte stator akımlarını d-q referans ekseninde dönen rotor akıya çevrilmesiyle gerçekleşmektedir. q bileşeni tork ile doğru orantılı olup, d ise akımın sıfır olarak tutulduğu bileşendir (Bhardwaj, 2013). Aşağıda şekil 2.7'de FOC metodunun basit şeması verilmiştir.



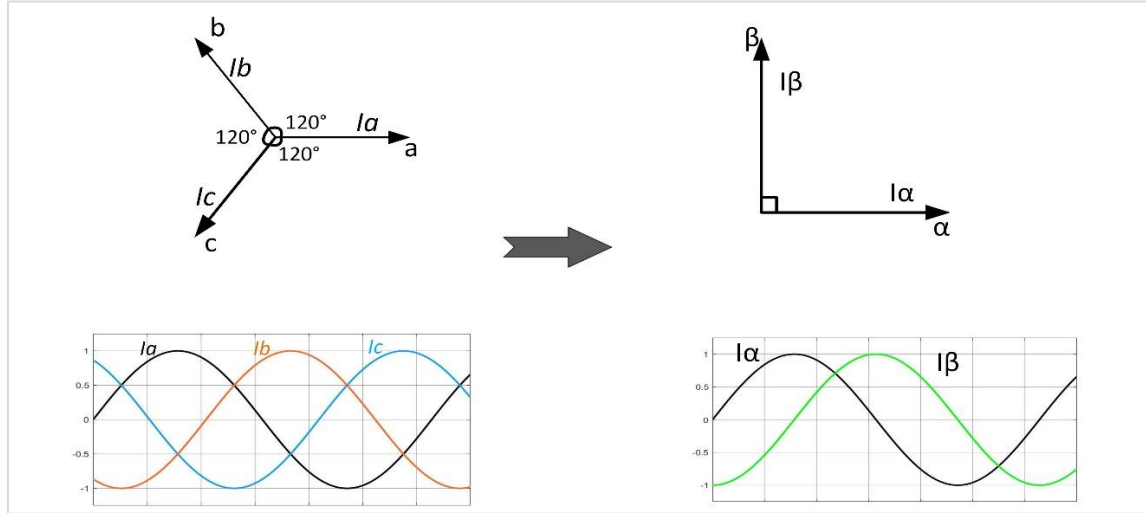
Şekil 2.7. AC motor için FOC basit şeması (Bhardwaj, 2013)

Alan yönlendirmeli kontrol akış şeması incelenecek olursa; ilk olarak 3 fazlı sinüzoidal stator akımlarından iki fazına ait akım değeri Clarke dönüşüm bloğuna gönderilir. Bu bloktan çıkan rotor akı konumu ile çıkan akım bileşenleri ($i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$) park dönüşüm bloğuna girdi olarak sağlanmaktadır. Bu bloktan geçen akımlar d-q dönen referans eksen takımında

i_{sd} ve i_{sq} bileşenlerine dönüşür. Bu bileşenler akı referansına göre olan i_{sqref} akımı ve tork referansına göre olan i_{sdref} akımıyla karşılaştırılır. Burada, SMSM kontrollerinde i_{sdref} sıfır olarak alınmalıdır. Elde edilen fark tercih edilen denetleyicilerden geçerek V_{sdref} ve V_{sqref} gerilimleri elde edilir. Daha sonra rotor akısının konumuyla beraber tersine Parke dönüşümü kullanılarak sabit ortogonal referans eksen takımında stator vektör voltajının bileşenleri olan V_{saref} ve $V_{sβref}$ 'i üretilir. Uzak vektör PWM bloğuna girdi olarak kullanılan gerilim bileşenleri bu bloktan geçerek üç fazlı eviriciyi çalıştıran sinyallere dönüşmüş olmaktadır. (Bhardwaj, 2013).

2.4.1. Clarke ve Park dönüşümleri

Clarke dönüşümü sayesinde üç fazlı gerilim, akım ve akı değerlerinden herhangi birini üç faz koordinat sisteminden (a, b, c eksenlerinden) iki eksenli dik durağan koordinat sistemi olan α - β eksenine çevirmektedir (Şekil 2.8) (Microsemi, 2013). Bu çalışmada akım değerlerinde dönüşüm gerçekleşir.



Şekil 2.8. Clarke dönüşümü grafiği

Clarke dönüşüm denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$I_\alpha = I_a \quad (2.18)$$

$$I_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_a + 2I_b) \quad \text{burada} \quad I_a + I_b + I_c = 0 \quad (2.19)$$

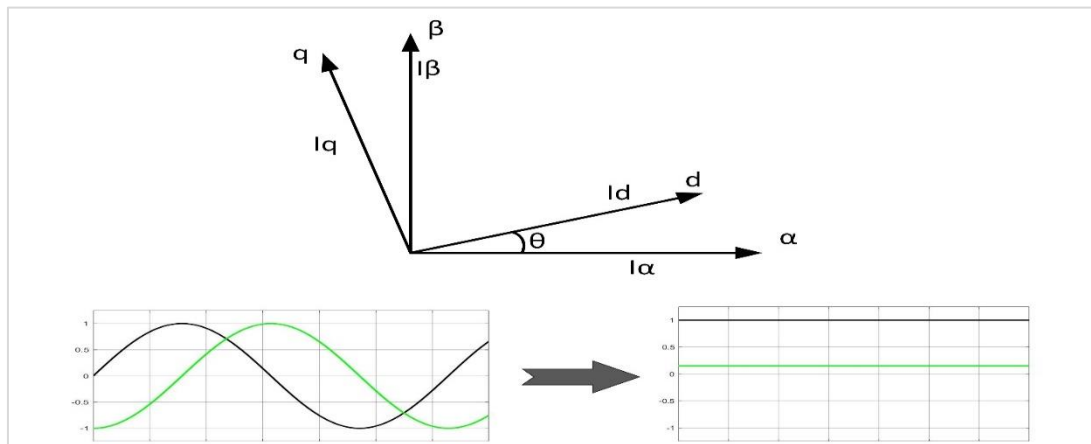
(2.18) ve (2.19) denklemlerini matris formunda birleştirirsek:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Burada:

- I_a, I_b ve I_c abc-eksenleri koordinat sisteminde üç fazlı akımın bileşenleridir.
- I_α ve I_β durağan koordinat sisteminde iki eksenli akım bileşenleridir.
- 0 durağan koordinat sisteminde iki eksenli akımın sıfır bileşenidir.
- $I_a + I_b + I_c$ denkleminin sonucu sıfır olmalıdır.

İki eksenli dik durağan koordinat sistemine ($\alpha\beta$ -eksenlerine) göre olan akım değerlerini iki eksenli dönen koordinat sistemine (dq -eksenlerine) çevrilmesi Park dönüşümü ile gerçekleşir (Şekil 2.9).



Şekil 2.9. Park dönüşümü grafiği

Park dönüşüm denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$I_d = I_\alpha \cos(\theta) + I_\beta \sin(\theta) \quad (2.21)$$

$$I_q = I_\beta \cos(\theta) - I_\alpha \sin(\theta) \quad (2.22)$$

(2.21) ve (2.22) denklemlerini matris formunda birleştirirsek:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

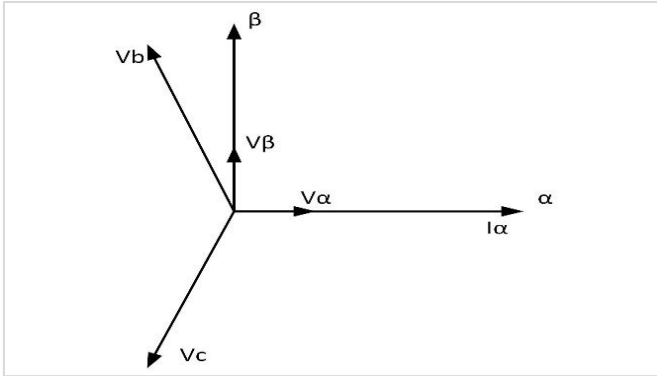
Burada:

- I_α ve I_β dik durağan koordinat sisteminde iki eksenli akım bileşenleridir.
- I_d ve I_q dönen koordinat sisteminde iki eksenli akım bileşenleridir.
- θ dq-referans çerçevesinin dönme açısıdır.

Böylece arayıcı başlık sisteminde kullanılan SMSM’de, Clarke ve Park dönüşümlerini ardışık olarak uygulayarak AC akımını DC akım sinyaline dönüştürülerek hesaplamalar gerçekleştirilir.

2.4.2. Tersine Clarke ve Park dönüşümleri

İki eksenli dik durağan koordinat sisteminden ($\alpha\beta$ -eksenleri) üç fazlı durağan koordinat sistemine (a, b, c eksenleri) geçişi tersine Clarke dönüşümü ile gerçekleştirilir (Şekil 2.10).



Şekil 2.10. Tersine Clarke dönüşümü grafiği

Tersine Clarke dönüşümü aşağıdaki denklemlerle ifade edilir:

$$V_a = V_\alpha \quad (2.24)$$

$$V_b = \frac{-V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta}{2} \quad (2.25)$$

$$V_c = \frac{-V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta}{2} \quad (2.26)$$

(2.24), (2.25) ve (2.26) denklemleri matris formunda birleştirirse:

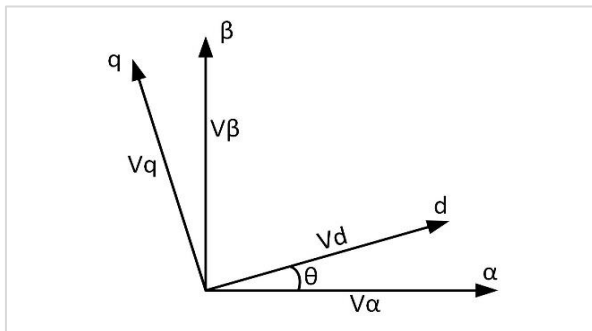
$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Burada:

- V_a, V_b ve V_c abc-eksenleri koordinat sisteminde üç fazlı gerilimin bileşenleridir.
- V_α ve V_β durağan koordinat sisteminde iki eksenli gerilim bileşenleridir.
- 0 durağan koordinat sisteminde iki eksenli gerilimin sıfır bileşenidir.

Arayıcı başlıktaki FOC kontrol sisteminde Tersine Clarke dönüşümü kullanılmasına gerek yoktur.

Tersine Park dönüşümünde gerilim değerlerini dönen referans koordinat sisteminden (dq-eksenlerine) iki eksenli dik durağan koordinat sistemine dönüştürülür (Şekil 2.11).



Şekil 2.11. Tersine Park dönüşümü grafiği

Tersine Park dönüşümü aşağıdaki denklemlerle ifade edilir:

$$V_\alpha = V_d \cos(\theta) - V_q \sin(\theta) \quad (2.28)$$

$$V_\beta = V_q \cos(\theta) + V_d \sin(\theta) \quad (2.29)$$

(2.28) ve (2.29) denklemlerini matris formuna dönüştürülürse:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Burada:

- V_α ve V_β dik durağan koordinat sisteminde iki eksenli gerilim bileşenleridir.
- V_d ve V_q dönen koordinat sisteminde iki eksenli gerilim bileşenleridir.
- θ dq-referans çerçevesinin dönme açısıdır.

Böylece yukarıda alan yönlendirmeli kontrolde kullanılan denklemler elde edilmiş olup, arayıcı başlığın kapalı konum, hız ve akım döngülerinin tamamlanması için bu denklemler kullanılmaktadır.

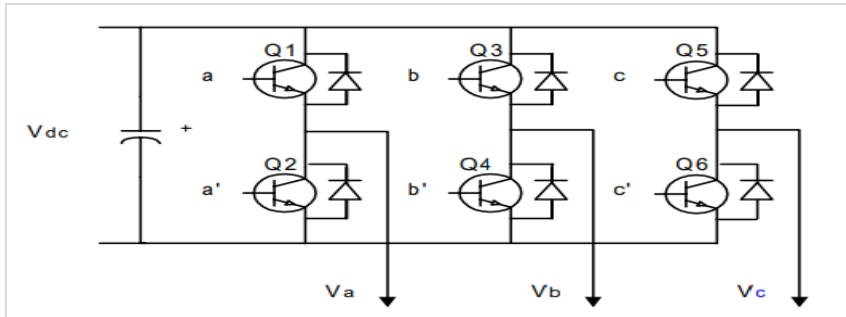
2.5. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) bir cihaza uygulanan giriş voltajının süresini değiştirilerek sinyal tarafından iletilen ortalama gücü ayrı parçalara bölerek azaltma yöntemidir. Bu işlemde eviricinin anahtarı (transistör, MOSFET ve IGBT) açıp kapatılarak gerilim seviyesi ayarlanmaktadır. Bu ayarlama ile istenen gerilim dalga formu oluşturulur. Bunun sonucunda ise zaman ortalaması istenen gerilim referansına yaklaşır.

PWM kontrolü, evirici kontrolü için büyük ölçekte uygulanan ilk şemadır. Uzun süre kullanılan bu yöntem AC motor sürücüsünün anlaşılmasında ve performansının geliştirilmesinde katkı sağlamıştır. 1960'ların sonu 1970'lerin başında AC makinelerinin dinamik yapısını anlamak için çok çaba sarf edilmiştir. Tüm her şey, çok yüksek dinamik ve kararlı performans sağlayan ayrı uyarılmış DC motor sürücüsünün akı ve torkunun bağımsız kontrol edebilme özelliği sayesinde başlamıştır. AC motor sürücülerine eşdeğer kontrol bulunursa eğer, motor sürücüsünün dinamik geçişleri ile ilgili problemlerin tamamen üstesinden gelinebileceği gözlemlenmiştir. Bu yöntem sayesinde AC makinelerinin ayrı uyarılmış DC makinesine eş değer olduğu anlaşılmıştır. Bu da AC makine modelinin bir dizi

tek stator ve rotor sargısına indirgenmesini gerektirmiştir. Böylece Kovac ve Racz, üç fazlı bir makine modeli geliştirmiştir. Bu model makinenin uzay fazör modeli sonucunu sağlamıştır. Daha sonraki yıllarda ise Holtz sayesinde evirici, gerilim veya akım üreticisi olarak görülmeye başlanmıştır. Bu anlayış AC makinelerin en yüksek kararlı durum ve dinamik performanslarını elde etmede etkili olmuştur (Krishnan, 2017).

PWM tekniklerinin genel amacı, maksimum temel bileşen ve minimum harmonik ile değişken bir çıktı elde etmektir. Bu modülasyon teknikleri; Sinüsoidal PWM (SPWM), Üçüncü harmonik bindirilmiş-PWM (THIPWM) ve Uzay Vektörü PWM (SVPWM) teknikleridir. Uzay vektör modülasyonu olarak da bilinen (SVPWM), alan yönlendirmeli kontrolde SMSM'nin kontrolü için yaygın olarak kullanılır. SVPWM, bir eviricinin anahtarlarını kontrol etmek için PWM sinyallerinin üretilmesini sağlar. Eviricinin anahtarlarını kontrol ederek motorun istenen hız veya torkta sürülebilmesi için gerekli modüle edilmiş gerilim elde edilir. Altı anahtarlı üç fazlı eviricin devre şeması şekil 2.12'de gösterilmiştir.



Şekil 2.12. Motor stator sargılarına bağlı üç fazlı evirici devresi (Z. Yu, 1999)

Evirici anahtarlama sırasında kısa devrenin olmaması için 1. anahtar açıkken 2. anahtar, 3. anahtar açıkken 4. anahtar, 5.ci anahtar açıkken 6. anahtar açık olmaması gerekir. Bu koşul tam tersi için de geçerlidir. Bu durumda sekiz ($2^3=8$) farklı anahtarlama kombinasyonu oluşmaktadır. Her bir anahtarlama konfigürasyonunda motor sargılarına uygulanan özel bir gerilim uygulanmış olur. Gerilimler, temel uzay vektörleridir ve uzay vektör altıgeninde büyüklüklerini ve yönlerini gösterir (Çizelge 2.1).

Çizelge 2.1. Gerilim vektörleri ve ilgili gerilimler

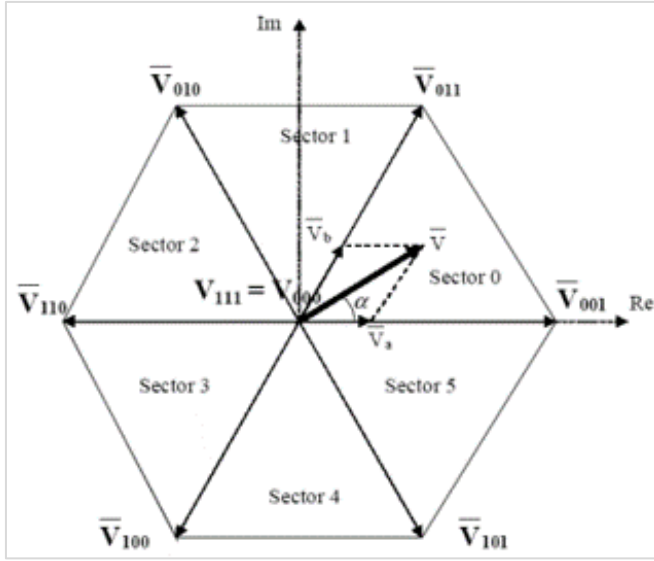
Vektör Gerilimi	Anahtarlama Durumu	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
V_0	000	0	0	0	0	0	0
V_1	100	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
V_2	110	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$
V_3	010	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	0
V_4	011	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$+V_{dc}$
V_5	001	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$
V_6	101	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
V_7	111	0	0	0	0	0	0

Anahtar durumundaki 000 ve 111 durumları boş durumlardır ve bu anahtarlama kombinasyonlarında motora hatlar arası gerilim uygulanmamaktadır. Diğer durumlarda ise motor fazlarından akımın geçmesini sağlayan gerilim oluşmaktadır. Çizelge 2.1’deki ilişkiler, matris formunda gösterimi (2.31) ve (2.32) denklemlerinde verilmiştir (Z. Yu, 1999).

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Çizelge 3.1’den yola çıkarak, SVPWM fazör diyagramı şekil 3.13’teki gibi altıgen içerisinde büyüklükleri ve yönlerini gösterilebilmektedir.



Şekil 2.13. Uzak vektör diyagramı (STMicroelectronics, 2007)

Şekil 2.13'te V_{100} , V_{101} ... gibi isimlendirilen vektörler referans gerilimleri temsil etmektedir. Çizelge 2.1'deki durum anahtarlamalarına karşılık gelmektedir. Motor fazlarında sinüzoidal dalga gelimlerini elde edebilmek için sürekli dönen bir V vektörü üretilmesi gerekmektedir. Bu dönen V vektörü Şekil 2.13'te gösterilen altıgen şeklinin içinde kalması gerekmektedir. Karmaşık düzlemdeki V vektörünün tam bir dönüşü motorun bir elektrik dönüşünü temsil eder. Uzak vektör modülasyonunun uygulanması sayesinde uygun PWM sinyalleri üretilmektedir. Böylece herhangi bir V vektörü altıgen içerisinde üretilmiş olur.

SVPWM algoritmasını uygulanabilmesi için Tersine Park dönüşümünün çıktısı olan V_d - V_q gerilimleri ile hat-nötr arası gerilim olan V_{an} , V_{bn} ve V_{cn} arasındaki ilişki Şekil 2.12'deki gibi belirlenmelidir. Çizelge 2.1'de gerilim vektörlerine karşılık gelen hat-nötr arası gerilimleri olan V_{an} , V_{bn} ve V_{cn} ve hat-hat arası gerilimleri olan V_{ab} , V_{bc} ve V_{ca} değerleri verilmiştir.

V vektörü iki referans vektörün zaman ağırlıklandırması (time weighting) ile oluşmaktadır. Şekil 2.13'teki V vektörünün konumuna göre ilerlersek, V vektörü, (2.33) denklemindeki gibi gösterilmektedir (STMicroelectronics, 2007).

$$\bar{V} = \bar{V}_a + \bar{V}_b \quad (2.33)$$

Burada V_a ve V_b , sırasıyla $\bar{V}_{001}$ ve $\bar{V}_{011}$ referans vektörlerine göre V vektörünün bileşenlerini temsil etmektedir. V_a ve V_b vektörleri, iyi tanımlanmış bir PWM T periyod

yüzdesi için sırasıyla $\bar{V}_{001}$ ve $\bar{V}_{011}$ vektörleri uygulanarak üretilir. V vektörü vektörlerin kalıcılık süresi olan T_1 , T_2 ve T_0 süreleri ile $\bar{V}_{001}$, $\bar{V}_{011}$ ve $\bar{V}_{111}$ vektörleri cinsinden yazılırsa:

$$\bar{V} = \frac{T_1}{T} \bar{V}_{001} + \frac{T_2}{T} \bar{V}_{011} + \frac{T_0}{T} (\bar{V}_{111}) \quad (2.34)$$

$$T_1 = \frac{V_a}{V_{001}} T \quad (2.35)$$

$$T_2 = \frac{V_b}{V_{011}} T \quad (2.36)$$

$$T_0 = T - T_1 - T_2 \quad (2.37)$$

Ayrıca, V vektörünün V_a ve V_b vektörleri cinsinde yazılışı:

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (2.38)$$

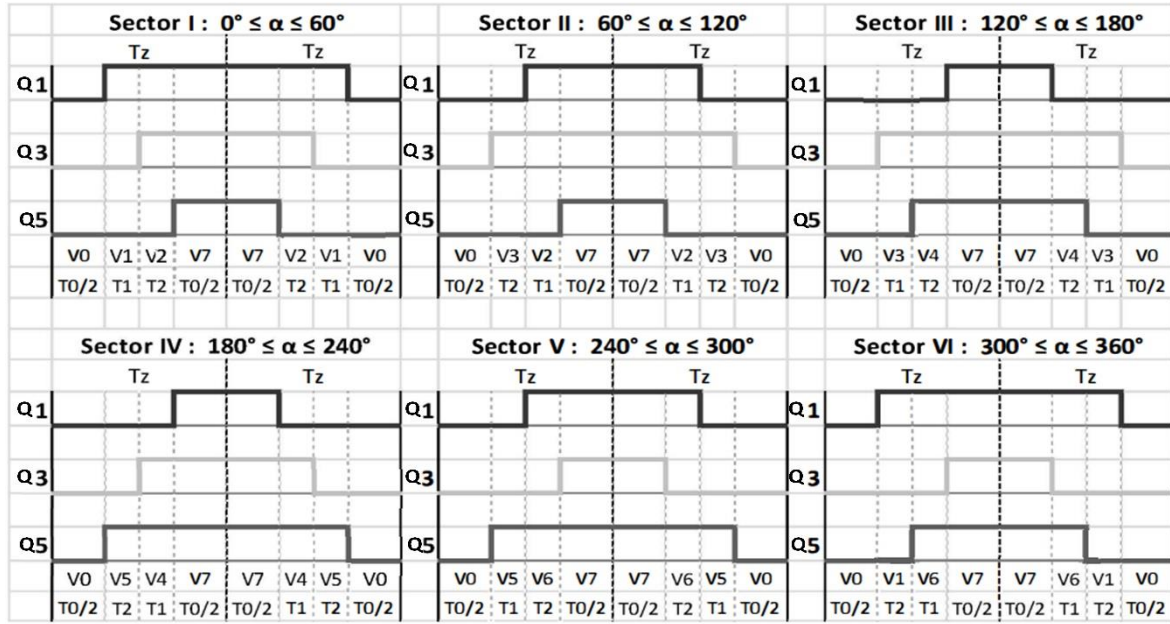
$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V \sin(\alpha) \quad (2.39)$$

(2.38) ve (2.39) denklemleri sırasıyla (2.35) ve (2.36) denklemlerine yerleştirilirse T_1 , T_2 ve T_0 süreleri α açısı ve $m_i = V/V_{xxx}$ indeksi cinsinden gösterimi aşağıdaki denklemler gibi olur.

$$T_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} T m_i \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \quad (2.40)$$

$$T_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} T m_i \sin \alpha \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \quad (2.41)$$

Herhangi bir sektör için eviricinin üç üst transistörünün anahtarlama süreleri Şekil 2.14 'te gösterilmektedir.



Şekil 2.14. Anahtarlama düzenleri ve karşılık gelen anahtarlama (Siwakoti & Town, 2013)

2.6. Eviriciler

Yarı iletken gün anahtarı olan transistörlerin keşfedilmesiyle akım, gerilim, güç ve frekansın kontrolü uygun maliyetli hale gelmiştir. Kontrol devrelerinde entegre devreler, mikroişlemciler ve çok geniş ölçekli tümleşim (VLSI) devrelerinin kullanılmasıyla kontroldeki hassasiyet artırılmıştır. Eviriciler, diyotlar, metal oksit yarı iletken alan etkili transistörler (MOSFET'ler) ve yalıtımlı kapı bipolar transistörler (IGBT'ler) gibi aktif anahtarlama bileşenlerinden oluşan elektronik dönüştürücü devresidir (Krishnan, 2017). Genellikle DC gücü AC güce çevrilmesi için kullanılır. DC kaynakları akım ve gerilim olmak üzere iki tip olduğundan eviricilerin gerilim kaynağı eviricisi (VSI) ve akım kaynağı eviricisi (CSI) olmak üzere iki ana türü vardır.

2.6.1. Akım kaynağı evirici

Akım kaynağı evirici, sistemdeki DC akımını eşdeğer AC akımına çeviren evirici devresidir. CSI, motor kanallarında anahtarlama akım dalga biçimleri sağlar. Bir CSI sürücüsünün çıkış akımı, CSI sürücülerinin giriş ve çıkış taraflarında filtreler içermesini gerektiren yüksek harmonikler içerir. Dolayısıyla bu bileşenlerin eklenmesi, tasarımın maliyetini ve

karmaşıklığı artırır. CSI devreleri tek veya üç fazlı olabilir. Genellikle orta ve yüksek güç uygulamalarında kullanılır.

2.6.2. Gerilim kaynağı evirici

VSI, AC gerilim dalga biçimlerini sentezleyen evirici devresidir. Kesintisiz güç kaynakları (UPS'ler), motor sürücüler ve aktif filtreler gibi çeşitli uygulamalarda kullanılan en yaygın güç elektroniği dönüştürücüleridir. Özellikle düşük ve orta güç uygulamalarında tercih edilir. Topoloji olarak tek fazlı yarım köprüden üç fazlı dört ayaklı eviricilere kadar geniş bir çeşitliliğe sahiptir. Ayrıca, VSI, CSI'a göre daha yüksek güvenilirliğe, verimliliğe ve daha hızlı dinamik tepkiye sahiptir. Aynı zamanda motorların ömrünü azaltmadan çalıştırabildiği kanıtlanmıştır (VanderMeulen & Maurin, 2010).

Eviricide çıkış gerilim(ler)ini oluşturmak için konsept ve performans açısından farklılık gösteren çok çeşitli modülasyon yöntemleri geliştirilmiştir (Holtz, 1992). Bu yöntemler arasında SVPWM tekniği, gerilim harmonik bileşenlerini daha yüksek frekanslara taşıyarak eviricinin harmonik spektrumunu iyileştirmesi sebebiyle yaygın olarak kullanılmıştır (Pinheiro et al., 2002). Bu çalışmada da motorların sürülebilmesi için şekil 2.12'deki gibi üç fazlı VSI sürücüsü kullanılmıştır.

Şekil 2.12'deki üç fazlı VSI üç bacağına sahip bir devredir. Bu üç bacakta, 0 veya 1 olmak üzere iki değerli olan ve sırasıyla "kapalı durum", "açık durumu" temsil eden kendi kontrol sinyali vardır. Q_1 , Q_3 ve Q_5 üst anahtarların kontrol sinyalleridir. Bu sinyaller 1 veya 0 olarak yarı iletken anahtarları açar veya kapatır. Alt anahtarlara ise sırasıyla Q_2 , Q_4 ve Q_6 'nın tamamlayıcı sinyallerini ile kontrol edilir. Bu sayede kısa devre oluşmasının önüne geçilir. Aynı zamanda da 8 farklı faz gerilimi ve uzay vektör kombinasyonu meydana gelmiş olur. Çizelge 2.2'de anahtarlama durumuna göre oluşan gerilim ve uzay vektörü verilmiştir.

Çizelge 2.2. Üç fazlı VSI anahtarlama çizelgesi

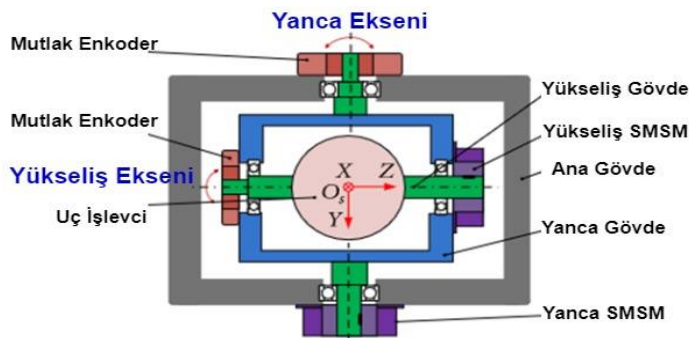
Anahtarlama Durumu	Anahtarlama Sinyalleri			Çıkış Gerilimleri			Uzay Vektörü
	Q ₁	Q ₃	Q ₅	V _{AN}	V _{BN}	V _{CN}	V _S
1	0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0$
2	1	0	0	V_{dc}	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
3	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0	$V_2 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(\pi/3)}$
4	0	1	0	0	V_{dc}	0	$V_3 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(2\pi/3)}$
5	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
6	0	0	1	0	0	V_{dc}	$V_5 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(4\pi/3)}$
7	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	$V_6 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(5\pi/3)}$
8	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	$V_7 = 0$

3. İKİ SERBESTLİK DERECESESİNE SAHİP ARAYICI BAŞLIĞIN MATEMATİKSEL MODELİ

Arayıcı başlığın yüksek performanslı kontrolü için, arayıcı başlığın dinamik parametrelerini çok iyi belirlemek gerekmektedir. Bu bölümde iki serbestlik derecesine sahip arayıcı başlığın hareket denklemleri elde edilmiştir. Bu bölümde öncelikle sistemin ileri kinematik ve ters kinematik denklemleri bulunmuştur. Ardından Lagrange-Euler yöntemi ile arayıcı başlığın dinamik denklemleri elde edilmiştir. Daha sonraki aşamada ise elde edilen dinamik denklemler, durum uzay denklemlerine dönüştürülüp denklemlerin doğrusallaştırılma işlemi gerçekleştirilmiştir. Arayıcı başlığın hareketi için gereken doğrusallaştırılmış hareket denklemleri, motorun mekanik dinamik denklemleriyle birleştirilerek sistemin genel hareket denklemleri elde edilmiştir. Böylece alan yönlendirmeli kontrol metodunda uygulanan konum, hız ve akımın kontrolü için gereken dinamik denklemler elde edilmiştir.

3.1. Sistemin Kinematik Denklemleri

İki serbestlik derecesine sahip arayıcı başlık, yanca ve yükselişte hareket yeteneğine sahiptir (Şekil 3.1). İki eksenli sistemin yapısı ve hareketinin incelenebilmesi için kinematik analize ihtiyaç vardır. Bu analizle, sistem için uygun bir kinematik model üretilerek 3 boyutlu uzayda zamana ve diğer değişkenlere bağlı olarak sistemin konumu ve yönelimi saptanarak, sistemin hız ve ivmesi incelenebilir (Craig, 2005). Bunun için iki farklı kinematik analize ihtiyaç vardır: ileri ve ters kinematik. İleri kinematikte, sistemin uç işlevcisinin konumu ve yönelimi bulunur. Ters kinematikte ise uç işlevcisinin istenen konum ve yönetime gelebilmesi için gereken eklem parametrelerinin bulunması sağlanır.

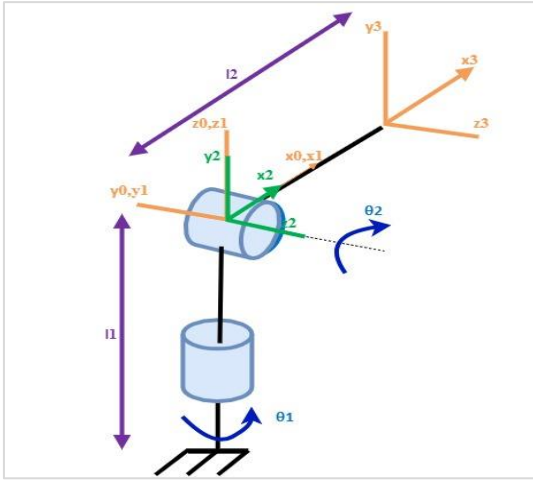


Şekil 3.1. Arayıcı başlığın kavramsal gösterimi (N. Yu & Shang, 2017)

3.1.1. Sistemin ileri kinematiği

Sistem ideale yakın rijit gövdelerden meydana gelen bir mekanik yapıya sahiptir. Sistem yapısı itibariyle sabit bir tabandan başlayıp ara gövdelerin eklemler aracılığıyla bağlanması ile en sondaki uç elemana uzanan bir seri yapıya sahiptir. SMSM’ler eksenlerde direk olarak şafta akuple edildiği için ileri kinematik analizinde eklemlerde aktarım oranına veya uzantıya ihtiyaç duyulmamaktadır (Şekil 3.1).

Sistemin ileri kinematik denklemlerinin çıkartılabilmesi için öncelikle bağlantılardan ve eklemlerden oluşan sistemin bağlantı parçalarına ve eklemlere göre referans çerçevelerini belirlemek ve birbirleri arasındaki yönelim ilişkilerini bulmak gerekmektedir. Bunun için Denavit-Hartenberg (DH) yöntemi kullanılmaktadır (Şekil 3.2).



Şekil 3.2. Arayıcı başlık için link eksen takımı ataması

Şekil 3.2’ye referansla DH parametrelerinin seçimi aşağıda listelenmiştir (Çizelge 3.1).

Çizelge 3.1. Arayıcı başlık link parametreleri

Eklem/Link i	α_i (rad)	a_i (m)	θ_i (rad)	d_i (m)	Eklem Tipi R: Dönel P: Kayar
1	0	0	θ_1	0	R
2	$\pi/2$	0	θ_2	0	R
3	0	l_2	0	0	P

Hesaplamaları sadeleştirmek için bazı basitleştirmeler yapılmıştır:

- Sistemin modeli küresel bir kol manipülatörü gibi düşünülmüştür.
- Sistemin merkezinden sabit tabana uzaklığı (l_1) önemsiz olduğundan “0” olarak tanımlanmış ve hesaba katılmamıştır. Bu sebeple sistemin sabit noktası iki eksenin çakışma noktası olarak alınmıştır.
- 1 ve 2 numaralı eklemler iki gerçek döner eklem olarak tanımlanmıştır ve motorlar doğrudan eksenleri hareket ettirdiği için eklem kısmında herhangi bir uzantıya ihtiyaç duyulmamıştır.
- θ_1 ve θ_2 sırasıyla yanca ve yükseliş eksenindeki dönme açısını göstermektedir. Sistemin mekanik yapısı itibarıyla iki eksen de dönüş açısı ± 50 derece ile sınırlandırılmıştır.
- l_2 uzunluğu 0 ile sonsuz arasında bir değer alabilir. Fakat gerçek bir eklem olmadığından tork hesaplarında değişken bir parametre olarak alınmasına gerek yoktur.

Homojen dönüşüm matrisi olan ${}^{i-1}_iT$ genel formu aşağıda verilmiştir (Craig, 2005):

$${}^{i-1}_iT = \begin{bmatrix} c\theta_i & -s\theta_i & 0 & a_{i-1} \\ s\theta_i c\alpha_{i-1} & c\theta_i c\alpha_{i-1} & -s\alpha_{i-1} & -s\alpha_{i-1}d_i \\ s\theta_i s\alpha_{i-1} & c\theta_i s\alpha_{i-1} & c\alpha_{i-1} & c\alpha_{i-1}d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Çizelge 3.1’deki elde edilen parametrelere göre sistemin homojen dönüşüm matrisleri aşağıda verilmiştir.

$${}^0_1T = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & -\sin\theta_1 & 0 & 0 \\ \sin\theta_1 & \cos\theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$${}^1_2T = \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & -\sin\theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ \sin\theta_2 & \cos\theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$${}^2_3T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & l_2 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Şekil 3.2’deki iki serbestlik derecesine sahip arayıcı başlığın dış eksen takımından iç eksen takımına homojen dönüşüm matris ileri kinematiği (3.8) denkleminde elde edilmiştir.

$${}^0_2T = {}^0_1T {}^1_2T \quad (3.5)$$

$${}^0_2T = \begin{bmatrix} \cos\theta_1\cos\theta_2 & -\cos\theta_1\sin\theta_2 & \sin\theta_1 & 0 \\ \sin\theta_1\cos\theta_2 & -\sin\theta_1\sin\theta_2 & -\cos\theta_1 & 0 \\ \sin\theta_2 & \cos\theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$${}^0_3T = {}^0_1T {}^1_2T {}^2_3T \quad (3.7)$$

$${}^0_3T = \begin{bmatrix} \cos\theta_1\cos\theta_2 & -\cos\theta_1\sin\theta_2 & \sin\theta_1 & \cos\theta_1\cos\theta_2l_2 \\ \sin\theta_1\cos\theta_2 & -\sin\theta_1\sin\theta_2 & -\cos\theta_1 & \sin\theta_1\cos\theta_2l_2 \\ \sin\theta_2 & \cos\theta_2 & 0 & \sin\theta_2l_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Yukarıda elde edilen (3.8) denklemdeki matriste 4. sütununun ilk üç elemanı sistemin uç işlevcinin konumunu, ilk üç satırının ilk üç sütun elemanları ise yönelim matrisini vermektedir.

$$\begin{aligned} {}^0_3T &= \begin{bmatrix} {}^0_3R & {}^0P_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_1\cos\theta_2 & -\cos\theta_1\sin\theta_2 & \sin\theta_1 \\ \sin\theta_1\cos\theta_2 & -\sin\theta_1\sin\theta_2 & -\cos\theta_1 \\ \sin\theta_2 & \cos\theta_2 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \cos\theta_1\cos\theta_2l_2 \\ \sin\theta_1\cos\theta_2l_2 \\ \sin\theta_2l_2 \end{bmatrix} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1\cos\theta_2l_2 \\ \sin\theta_1\cos\theta_2l_2 \\ \sin\theta_2l_2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$${}^0_3R = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 \cos\theta_2 & -\cos\theta_1 \sin\theta_2 & \sin\theta_1 \\ \sin\theta_1 \cos\theta_2 & -\sin\theta_1 \sin\theta_2 & -\cos\theta_2 \\ \sin\theta_2 & \cos\theta_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

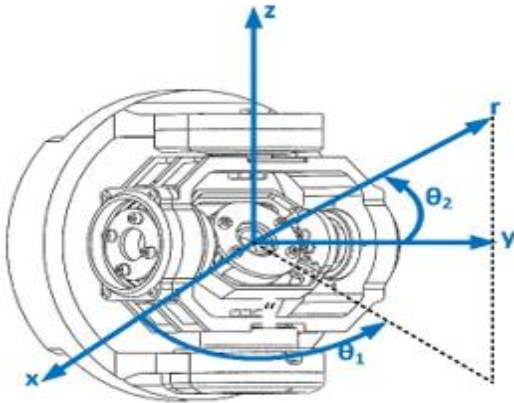
3.1.2. Sistemin ters kinematiği

Robotlarda verilen bir noktanın konumu ve yönelimi için eklem açıları, ters kinematik denklemleri ile bulunur. Fakat her zaman robotik bir yapının ters kinematiğinin hesaplanması kolay olmayabilir. Sistemin serbestlik derecesine ve topolojik yapısına bağlı olarak denklemler doğrusal olmayan (non-linear) yapıda olabilir. Bu sebeple kapalı bir yapıda çözüm elde edilemeyebilir. Bunun yanında çözüm için birden fazla yöntem de ortaya çıkabilir. Bu bölümde arayıcı başlığın sabit referans noktasına göre uç elemanın konum ve yönelimini eklem değişkenleri cinsinden ters kinematik sayesinde belirlenmektedir.

Daha önce belirtildiği gibi 0_3T homojen dönüşüm matrisinin 4. sütununun ilk üç elemanı, sistemin uç işlevcisinin konumunu vermektedir. Buradan yola çıkarak sistemin uç elemanın sabit çerçeveye göre koordinatı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 \cos\theta_2 l_2 \\ \sin\theta_1 \cos\theta_2 l_2 \\ \sin\theta_2 l_2 \end{bmatrix} \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} x(t) = \cos\theta_1 \cos\theta_2 l_2 \\ y(t) = \sin\theta_1 \cos\theta_2 l_2 \\ z(t) = \sin\theta_2 l_2 \end{cases} \quad (3.12)$$

İki eksenin merkezi ile sistemin kütle merkezi çakıştığından, Şekil 3.3'te gösterildiği gibi mekanizmanın merkezine küresel bir koordinat sistemi uygulanabilir.



Şekil 3.3. Küresel koordinat sistemi

Küresel koordinat sisteminde geometrik çözüm yöntemi ile (3.12) denkleminde elde edilen konum bilgisini kullanılarak eklem değişkenleri olan θ_1 , θ_2 ve uç işlevcinin uzunluğu olan l_2 bulunur.

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{y}{x} \right) \quad (3.13)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left(\frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2}} \right) \quad (3.14)$$

$$l_2 = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{\cos \theta_2} \quad (3.15)$$

3.1.3. Sistemin Jacobianları

Jacobianlar, sistemin eklem hızları ile uç işlevcinin kartezyen hızları arasındaki ilişkiyi haritalayan matrislerdir. Doğrusal Jacobian ve açısıl Jacobian olmak üzere iki tip vardır. Aralarındaki ilişkiyi gösteren denklem aşağıda verilmiştir.

$$J = \begin{bmatrix} J_L \\ J_A \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\dot{P}(t) = J_L \dot{\theta} \quad (3.17)$$

$$\dot{v}(t) = J_A \dot{\theta} \quad (3.18)$$

Burada J_L sistemin lineer jacobianını, J_A açısıl jacobianını temsil etmektedir. Arayıcı başlık iki bağımsız ekleme sahip olduğu için Jacobian matrisleri 6×2 boyutundadır. Jacobian matrisi i. linke bağlı olarak aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$J_i = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial q_1} & \dots & \frac{\partial h_i}{\partial q_i} & 0 \\ \delta_1 z^1 & \dots & \delta_i z^i & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{Li} \\ J_{Ai} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Burada h_i i. linkin kütle merkezinin ana koordinat sistemine göre konum vektörüdür. δ_i eklem tip değişkenini temsil etmektedir. z^i , i. koordinat sisteminin üçüncü sütun birim vektörünü gösterir.

Yanca Ekleminin Jacobianı

Şekil 3.2’de l_1 uzunluğu birinci eklem göre belirlenen eksen takımında z ekseni boyunca uzanmaktadır. Fakat birinci linkin kütle merkezi birinci eklemin eksen takımının orijininde olduğu için linkin kütle merkezi konumu sıfır olarak alınır.

$$\Delta h_1 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]^T \quad (3.20)$$

Birinci linkin kütle merkezinin konumu ana koordinat sistemine göre aşağıdaki gibi elde edilir.

$$h_1 = {}^0_1T \Delta h_1 \quad (3.21)$$

$$h_1 = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & -\sin\theta_1 & 0 & 0 \\ \sin\theta_1 & \cos\theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$h_1 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]^T \quad (3.23)$$

Birinci eklem dönel eklem olduğu için $\delta_1 = 1$ ’dir. z^1 birim vektörü aşağıdaki gibi bulunur.

$$z_1 = {}^0_1R i^3 = [0 \quad 0 \quad 1]^T \quad (3.24)$$

Sonuç olarak birinci ekleme ait olan Jacobian matrisi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$J_1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial \theta_1} 0 & \frac{\partial}{\partial \theta_2} 0 \\ \frac{\partial}{\partial \theta_1} 0 & \frac{\partial}{\partial \theta_2} 0 \\ \frac{\partial}{\partial \theta_1} 0 & \frac{\partial}{\partial \theta_2} 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Bu durumda J_{L1} ve J_{A1} aşağıdaki gibi olur.

$$J_{L1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$J_{A1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Yükseliş Ekleminin Jacobianı

Birinci linkte olduğu gibi Şekil 3.2’de ikinci linkin ağırlık merkezi de ikinci eklem eksen takımına göre orijinde yer almaktadır. Bu yüzden ikinci linkinde kütle merkez konumu ikinci eklemin eksen takımında göre sıfır olarak alınır.

$$\Delta h_2 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]^T \quad (3.28)$$

İkinci linkin kütle merkezinin konumu ana koordinat sistemine göre aşağıdaki gibi elde edilir.

$$h_2 = {}^0T_2 \Delta h_2 \quad (3.29)$$

$$h_2 = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 \cos\theta_2 & -\cos\theta_1 \sin\theta_2 & \sin\theta_1 & 0 \\ \sin\theta_1 \cos\theta_2 & -\sin\theta_1 \sin\theta_2 & -\cos\theta_1 & 0 \\ \sin\theta_2 & \cos\theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$h_2 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]^T \quad (3.31)$$

İkinci eklem dönel eklem olduğu için $\delta_2 = 1$ 'dir. z^2 birim vektörü aşağıdaki gibi bulunur.

$$z_2 = {}^0Ri^3 \quad (3.32)$$

$$z_2 = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 \cos\theta_2 & -\cos\theta_1 \sin\theta_2 & \sin\theta_1 \\ \sin\theta_1 \cos\theta_2 & -\sin\theta_1 \sin\theta_2 & -\cos\theta_1 \\ \sin\theta_2 & \cos\theta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$z_2 = \begin{bmatrix} \sin\theta_1 \\ -\cos\theta_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Sonuç olarak ikinci ekleme ait olan Jacobian matrisi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$J_2 = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial\theta_1} 0 & \frac{\partial}{\partial\theta_2} 0 \\ \frac{\partial}{\partial\theta_1} 0 & \frac{\partial}{\partial\theta_2} 0 \\ \frac{\partial}{\partial\theta_1} 0 & \frac{\partial}{\partial\theta_2} 0 \\ 0 & \sin\theta_1 \\ 0 & -\cos\theta_1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \sin\theta_1 \\ 0 & -\cos\theta_1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Bu durumda J_{L2} ve J_{A2} aşağıdaki gibi olur.

$$J_{L2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$J_{A2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \sin\theta_1 \\ 1 & -\cos\theta_1 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

3.2. Sistemin Dinamik Denklemleri

Robotik bir sistemde, sistemin dinamiği moment ve kuvvetin sistem üzerinde nasıl etkilendiğini açıklar. Böylece sistem üzerinde oluşan dinamik etkilerin matematiksel olarak ifade edilmesine olanak sağlayarak sistemin dinamik davranışı analiz edilir. Elde edilen

analizler sonucunda sistemin zamana göre konum, hız ve ivmesi incelenebilir, moment ve kuvvet büyüklükleriyle ilişki kurulabilir. Ayrıca, sistemin dinamik denklemleri sayesinde sistemin kararlı ve kontrollü bir performans geçekleştirmesi sağlanabilir. Bu bölümde iki eksenli arayıcı başlığa ait hareket denklemleri açıklanmaktadır.

3.2.1. Sistemin Lagrange-Euler denklemi

Lagrange metodu, dinamiğe enerji bazlı yaklaşım sergiler. Lagrange metodu L terimi ile gösterilirken, k terimi kinetik enerjiyi ve u terimi potansiyel enerjiyi içermektedir. Lagrange gösterimi şu şekilde tanımlanır(Craig, 2005):

$$L(\theta, \dot{\theta}) = k(\theta, \dot{\theta}) - u(\theta) \quad (3.38)$$

Burada θ dönel eklemler için eklem açısını, $\dot{\theta} = (d\theta/dt)$ eklem hızlarını gösteren bir vektördür.

Sistemde ilk önce manipülatörün kinetik enerjisini bulunması ile başlanabilir. Burada sistemin i. linkine göre kinetik enerjisi (k_i) şu şekilde gösterilir:

$$k_i = \frac{1}{2} m_i v_{C_i}^T v_{C_i} + \frac{1}{2} \omega_i^T I_i^{C_i} \omega_i \quad (3.39)$$

Burada denklemin ilk kısmı linkin ağırlık merkezinin lineer hız sebebiyle oluşan kinetik enerjisini, ikinci kısım ise linkin açısal hızından dolayı oluşan kinetik enerjiyi temsil eder. Ayrıca, burada m_i linklerin ağırlığını, I_i 'ci linklerin ağırlık merkezine göre eylemsizlik momentini temsil eder.

Her bir linkin kinetik enerjilerinin toplamı ile manipülatörün toplam kinetik enerjisi elde edilir.

$$k = \sum_{i=1}^n k_i \quad (3.40)$$

(3.39) denklemindeki v_{C_i} ve ω_i terimleri sırasıyla θ ve $\dot{\theta}$ terimlerinin fonksiyonudur. Böylece, Manipülatörün kinetik enerjisi aşağıdaki gibi temsil edilebilir.

$$k(\theta, \dot{\theta}) = \frac{1}{2} \dot{\theta}^T M(\theta) \dot{\theta} \quad (3.41)$$

Burada $M(\theta)$ nxn boyutunda manipölatör atalet tensör matrisidir. Ayrıca, toplam enerji her zaman pozitif olmalıdır. Bu sebeple manipölatör ağırlık matrisi kesin artı matrisidir. Manipölatör atalet tensör matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$M(\theta) = \sum_{i=1}^n [(J_{Li})^T m_i J_{Li} + (J_{Ai})^T I_i J_{Ai}] \quad (3.42)$$

Sistemin toplam kinetik enerjisi bulunduğdan sonra toplam potansiyel enerji bulma işlemine geçilir. Sistemin i. linkine göre potansiyel enerjisi (u_i) şu şekilde gösterilir:

$$u_i = -m_i g^T h_i \quad (3.43)$$

Burada g yer çekim ivmesini, h_i ise i. linkin kütle merkezinin ana koordinat sistemine göre konumunu gösterir. Her bir linkin potansiyel enerjilerinin toplamı ile manipölatörün toplam potansiyel enerjisi elde edilir.

$$u = \sum_{i=1}^n u_i \quad (3.44)$$

Sistemin hareket denkleminin elde edilebilmesi için Lagrange-Euler denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_i} - \frac{\partial L}{\partial \theta_i} = \tau_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.45)$$

Burada τ , nx1 boyutlu eyleyici torklarının vektörüdür.

(3.45) denkleminin aşağıdaki gibi açık şekilde yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial k}{\partial \dot{\theta}_i} - \frac{\partial k}{\partial \theta_i} + \frac{\partial u}{\partial \theta_i} = \tau_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.46)$$

Kinetik ve potansiyel enerjileri gösteren denklemler, (3.46) denkleminin içine yerleştirilip, bozucu torklar ile sürtünme kayıpları da eklenince aşağıdaki genel ifade elde edilir (Bingül & Küçük, 2017).

$$\sum_{j=1}^n M_{ij}(\theta) \ddot{\theta}_j + \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^n c_{kj}^i(\theta) \dot{\theta}_k \dot{\theta}_j + G_i(\theta) + B_i(\theta) + \tau_d = \tau_i \quad (3.47)$$

Denklemin ilk kısmı robot linklerinin hareketlerinden doğan atalet kuvvetlerini temsil eder. İkinci kısmı Coriolis ve Merkezkaç kuvvet vektörüdür. Üçüncü terim yer çekim kuvvetini, dördüncü kısım ise sürtünme kayıplarını temsil eder. Beşinci kısım da bozucu torkları simgeler.

İkinci kısmın açılımı:

$$c_{kj}^i(\theta) = \frac{\partial}{\partial \theta_k} M_{ij}(\theta) - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_i} M_{kj}(\theta) \quad 1 \leq i, j, k \leq n \quad (3.48)$$

Üçüncü kısmın açılımı:

$$G_i(\theta) = - \sum_{k=1}^3 \sum_{j=1}^n g_k m_j J_{L_{ki}}^j(\theta) \quad (3.49)$$

(3.47) denklemini sadeleştirilirse, sistemin eklem uzayındaki dinamik denklemi aşağıdaki gibi olur.

$$M(\theta) \ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta) + B(\theta) + \tau_d = \tau_i \quad (3.50)$$

Burada $M(\theta)$ manipülatörün atalet kuvvetleri matrisi, $C(\theta, \dot{\theta})$ Coriolis ve merkezkaç kuvvet vektörü, $G(\theta)$ yerçekimi kuvvet vektörünü, $B(\theta)$ sürtünme kuvveti vektörünü ve τ_d diğer bozucu kuvvetleri temsil eder.

Lagrange-Euler Denkleminin Arayıcı Başlığa Uygulanması

Arayıcı başlıklar son derece yüksek hassasiyet içeren mekatronik sistemlerdir. Bu sebeple, bozulma torkları, gyro gürültüsü ve kayması, yapısal rezonanslar ve frekanslar arayıcı başlığın hassas kontrolünü etkileyen başlıca faktörlerdir. Bu faktörler arasında bozulma

torkları doğrusal olmayan problemlere neden olur. Bozulma torklarının varlığı, arayıcı başlığın takibini ve performansını ciddi bir şekilde bozabilir (N. Yu & Shang, 2017). Masten M. K.'nın çalışmasına göre, yaygın arayıcı başlık bozucuları aşağıda listelenmiştir (Masten M.K, 2008).

- Sürtünme torku elektromekanik cihazlarda tipik bir bozucudur. Dönen eklemler arasındaki yüzey etkileşimleri sebebiyle meydana gelir.
- Arayıcı başlıkta, birimlerin biri biriyle bağlantısını oluşturan kabloların bükülmesi, sıkışması veya gerilmesinden kaynaklı kablo yay torkları oluşur.
- Arayıcı başlığın ağırlık merkezi, sistemin dönme eksenlerinin kesişim noktası üzerinde olmaması dengesizliğe sebep olur. Bunun sonucunda görüş hattı (LOS) titreşimleri meydana gelir.
- Yapısal esneme veya deformasyon sonucu bozucular oluşur. Bu problemler sebebiyle arayıcı başlıkta dış bozucular ve titreşimler meydana gelir.
- Füzenin dönme, yunuslama ve yalpalama hareketlerinden meydana gelen dış bozucu torklar oluşur.
- Rüzgâr akımı, sıcaklık değişimi gibi çevresel faktörlerde arayıcı başlığın performansını etkileyen faktörlerdir.

Yukarıda belirtilen bozulma torkları arayıcı başlığın performansını ciddi anlamda etkilese de mekanik bir sistemin doğası gereği bu bozucuları tamamen ortadan kaldırmak mümkün değildir. Fakat gelişmiş kontrol yöntemleriyle ve arayıcı başlığın mekanik parçalarının hassas üretilmesiyle bu bozucular en az seviyeye indirilebilir.

Hesaplamaları sadeleştirmek için bazı basitleştirmeler ve varsayımlar yapılmıştır. Bunlar:

- Arayıcı başlık deneysel çalışmaları, laboratuvar ortamında ve sabit bir platformda gerçekleştiği için füze manevraları kaynaklı bozucular ve çevresel kaynaklı bozucular sistemin dinamik denklemlerine dahil edilmemiştir.
- Sistemin mekanik yapısı ideale yakın ve rijit varsayıldığından, sistemde herhangi bir dengesizlik, esneme veya deformasyon meydana gelmediği varsayılmıştır.
- Arayıcı başlığın mekanik tasarımı nedeniyle yanca ekseninde kablo yay bozucu torku meydana gelmemektedir. Yükseliş ekseninde ise kablolar, bozu etki oluşturmayacak şekilde yerleştirilmiştir.

Arayıcı başlık hareket denklemlerinin elde edilebilmesi için (3.50) denkleminin hesaplanması aşağıda verilmiştir.

q , dönel eklemler için eklem açısını, $\dot{q} = (dq/dt)$ eklem hızlarını temsil eder. $\cos\theta = c\theta$ ve $\sin\theta = s\theta$ ile gösterilmektedir.

1. Adım- $M(q)$ atalet kuvveti matrisinin hesaplanması

Arayıcı başlık iki ana parçadan (yanca gövdesi ve yükseliş gövdesinden) oluştuğundan, toplamda iki adet eylemsizlik matrisi oluşturulur.

$$M = M(q_1) + M(q_2) \quad (3.51)$$

$M(q_1)$ yanca eylemsizlik matrisini, $M(q_2)$ yükseliş matrisini temsil eder.

Yanca gövdesi için:

$$M(q_1) = (J_{A1})^T I_1 J_{A1} \quad (3.52)$$

Burada I_1 yanca gövdesinin ana koordinat sistemine göre eylemsizlik moment matrisini gösterir. Birinci linkin ana koordinat sistemine göre atalet tensörü aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_1 = {}^0R I_{m1} {}^0R^T \quad (3.53)$$

$$I_1 = \begin{bmatrix} c\theta_1 & -s\theta_1 & 0 \\ s\theta_1 & c\theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{1yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{1zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c\theta_1 & s\theta_1 & 0 \\ -s\theta_1 & c\theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$I_1 = \begin{bmatrix} I_{1xx}c^2\theta_1 + I_{1yy}s^2\theta_1 & s\theta_1c\theta_1(I_{1xx} - I_{1yy}) & 0 \\ s\theta_1c\theta_1(I_{1xx} - I_{1yy}) & I_{1xx}s^2\theta_1 + I_{1yy}c^2\theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & I_{1zz} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Birinci linke ait Jacobian matrisinin alt matrisleri olan J_{L1} ve J_{A1} matrisleri (3.26) ve (3.27) denklemlerinde elde edilmiştir.

Sonuç olarak birinci ekleme ait atalet kuvveti matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$M(q_1) = m_1 J_{L1}^T J_{L1} + J_{A1}^T I_1 J_{A1} \quad (3.56)$$

$$M(q_1) = m_1 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1xx}c^2\theta_1 + I_{1yy}s^2\theta_1 & s\theta_1c\theta_1(I_{1xx} - I_{1yy}) & 0 \\ s\theta_1c\theta_1(I_{1xx} - I_{1yy}) & I_{1xx}s^2\theta_1 + I_{1yy}c^2\theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & I_{1zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$M(q_1) = \begin{bmatrix} I_{1zz} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Yükseliş gövdesi için:

$$M(q_2) = (J_{A2})^T I_2 J_{A2} \quad (3.59)$$

Burada I_2 yükseliş gövdesinin ana koordinat sistemine göre eylemsizlik moment matrisini gösterir. İkinci linkin ana koordinat sistemine göre atalet tensörü aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_2 = {}^0R I_{m2} {}^0R^T \quad (3.60)$$

$$I_2 =$$

$$\begin{bmatrix} c\theta_1c\theta_2 & -c\theta_1s\theta_2 & s\theta_1 \\ s\theta_1c\theta_2 & -s\theta_1s\theta_2 & -c\theta_2 \\ s\theta_2 & c\theta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{2xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{2yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{2zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c\theta_1c\theta_2 & s\theta_1c\theta_2 & s\theta_2 \\ -c\theta_1s\theta_2 & -s\theta_1s\theta_2 & c\theta_2 \\ s\theta_1 & -c\theta_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

$$I_2 =$$

$$\begin{bmatrix} c^2\theta_1d + s^2\theta_1I_{2zz} & s\theta_1c\theta_1(d - I_{2zz}) & c\theta_1c\theta_2s\theta_2(I_{2xx} - I_{2yy}) \\ s\theta_1c\theta_1(d - I_{2zz}) & s^2\theta_1d + c^2\theta_1I_{2zz} & s\theta_1c\theta_2s\theta_2(I_{2xx} - I_{2yy}) \\ c\theta_1c\theta_2s\theta_2(I_{2xx} - I_{2yy}) & s\theta_1c\theta_2s\theta_2(I_{2xx} - I_{2yy}) & s^2\theta_2I_{2xx} + c^2\theta_2I_{2yy} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Denklemde $d = (c^2\theta_2I_{2xx} + s^2\theta_2I_{2yy})$ 'dir. İkinci linke ait Jacobian matrisinin alt matrisleri olan J_{L2} ve J_{A2} matrisleri (3.36) ve (3.37) denklemlerinde elde edilmiştir.

Sonuç olarak ikinci ekleme ait atalet kuvveti matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$M(q_2) = m_2 J_{L2}^T J_{L2} + J_{A2}^T I_2 J_{A2} \quad (3.63)$$

$$M(q_2) = m_2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ s\theta_1 & -c\theta_1 & 0 \end{bmatrix} I_2 \begin{bmatrix} 0 & s\theta_1 \\ 0 & -c\theta_1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$M(q_2) = \begin{bmatrix} s^2\theta_2 I_{2xx} + c^2\theta_2 I_{2yy} & 0 \\ 0 & I_{2zz} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

(3.58) ve (3.65) denklemleri (3.51) denklemine yerleştirilirse;

$$M = \begin{bmatrix} I_{1zz} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} s^2\theta_2 I_{2xx} + c^2\theta_2 I_{2yy} & 0 \\ 0 & I_{2zz} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

$$M = \begin{bmatrix} I_{1zz} + s^2\theta_2 I_{2xx} + c^2\theta_2 I_{2yy} & 0 \\ 0 & I_{2zz} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

2. Adım- $C(q, \dot{q})$ Coriolis ve merkezkaç kuvvet vektörü matrisinin hesaplanması

Bu aşamanın başarıya ulaşabilmesi için ilk önce Christoffel elemanlarının hesaplanması gerekmektedir.

$$c^1_{11} = \frac{\partial M_{11}(q)}{\partial q_1} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{11}(q)}{\partial q_1} = 0 \quad (3.68)$$

$$c^1_{12} = \frac{\partial M_{12}(q)}{\partial q_1} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{12}(q)}{\partial q_1} = 0 \quad (3.69)$$

$$c^1_{21} = \frac{\partial M_{11}(q)}{\partial q_2} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{21}(q)}{\partial q_1} = 2s\theta_2 c\theta_2 I_{2xx} - 2c\theta_2 s\theta_2 I_{2yy} \quad (3.70)$$

$$c^1_{22} = \frac{\partial M_{12}(q)}{\partial q_2} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{22}(q)}{\partial q_1} = 0 \quad (3.71)$$

$$c^2_{11} = \frac{\partial M_{21}(q)}{\partial q_1} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{11}(q)}{\partial q_2} = -c\theta_2 s\theta_2 (I_{2xx} - I_{2yy}) \quad (3.72)$$

$$c^2_{12} = \frac{\partial M_{22}(q)}{\partial q_1} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{12}(q)}{\partial q_2} = 0 \quad (3.73)$$

$$c^2_{21} = \frac{\partial M_{21}(q)}{\partial q_2} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{21}(q)}{\partial q_2} = 0 \quad (3.74)$$

$$c^2_{22} = \frac{\partial M_{22}(q)}{\partial q_2} - \frac{1}{2} \frac{\partial M_{22}(q)}{\partial q_2} = 0 \quad (3.75)$$

Birinci ve ikinci eklemin hız bağlaşım matrisi aşağıdaki gibidir.

$$c_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2s\theta_2 c\theta_2 I_{2xx} - 2c\theta_2 s\theta_2 I_{2yy} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

$$c_2 = \begin{bmatrix} -c\theta_2 s\theta_2 (I_{2xx} - I_{2yy}) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_1^2 & \dot{q}_1 \dot{q}_2 \\ \dot{q}_1 \dot{q}_2 & \dot{q}_2^2 \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

(3.76) ve (3.77) denklemleri ayrı ayrı (3.78) matrisine ile çarpıldığı zaman Coriolis ve merkezkaç kuvvet vektörü matrisi elde edilmiş olunur.

$$\begin{aligned} CM_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2s\theta_2 c\theta_2 I_{2xx} - 2c\theta_2 s\theta_2 I_{2yy} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1^2 & \dot{q}_1 \dot{q}_2 \\ \dot{q}_1 \dot{q}_2 & \dot{q}_2^2 \end{bmatrix} \\ &= (2s\theta_2 c\theta_2 I_{2xx} - 2c\theta_2 s\theta_2 I_{2yy}) \dot{q}_1 \dot{q}_2 \end{aligned} \quad (3.79)$$

$$\begin{aligned} CM_2 &= \begin{bmatrix} -c\theta_2 s\theta_2 (I_{2xx} - I_{2yy}) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1^2 & \dot{q}_1 \dot{q}_2 \\ \dot{q}_1 \dot{q}_2 & \dot{q}_2^2 \end{bmatrix} \\ &= -c\theta_2 s\theta_2 (I_{2xx} - I_{2yy}) \dot{q}_1^2 \end{aligned} \quad (3.80)$$

Böylece $C(q, \dot{q})$ Coriolis ve merkezkaç kuvvet vektörü matrisi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} (2s\theta_2 c\theta_2 I_{2xx} - 2c\theta_2 s\theta_2 I_{2yy}) \dot{q}_1 \dot{q}_2 \\ -c\theta_2 s\theta_2 (I_{2xx} - I_{2yy}) \dot{q}_1^2 \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

3. Adım- $G(q)$ yerçekimi vektörü matrisi

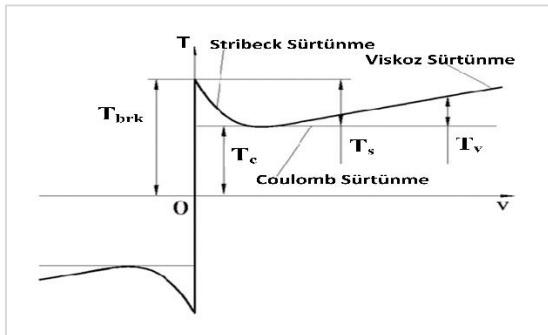
Arayıcı başlık mekanizmasının kütle merkezi, sistemin genel referans eksen takımı orijininde olduğu için yerçekimi kuvveti etkisiz kalır ve sıfır olarak alınabilir.

$$G(q) = 0 \quad (3.82)$$

4. Adım- $B(q)$ sürtünme kuvveti matrisinin hesaplanması

Arayıcı başlıklarda kullanılan rulman, motor, enkoder gibi birimlerin dönen yüzeyleri arasındaki etkileşim sebebiyle harekete karşı direnç uygulayan bozucu kuvvetler oluşur. Bu kuvvetler modellemesi oldukça zor olan doğal bir olgudur. Sürtünmeyi modellemenin temel amacı mekanik sistemlerin belirsizliğini gözlemlemektir. Bunun için birçok sürtünme modellemesi geliştirilmiştir. Sürtünmeler genellikle statik, Coulomb ve viskoz sürtünme elemanları içeren hız ve sürtünme torku arasındaki ilişki ile modellenir. Bazı araştırmalar, düşük hızlarda sürtünme modelinde üstel bir bozulma olduğunu öne sürmüştür. Bu olguya Stribeck etkisi denir (S. Yu & Zhao, 2008).

Klasik sürtünme modelleri en temel sürtünme modelleri olarak kabul edilir. Şekil 3.4'te sürtünme karmaşık modeli paylaşılmıştır.



Şekil 3.4. Karmaşık sürtünme modeli (Mathworks, 2007)

Burada T_c , Coulomb sürtünmesini ifade eder. Coulomb sürtünmesi, kinetik sürtünme torku olarak ifade edilir. Sistemin hızıyla değişmez. Düşük hızlarda oluşan sürtünme kaynaklı

torka ise Stribeck torku denir. T_c ile temsil edilir. Sisteme bir giriş uygulandığında, sistemde ani bir sürtünme torku oluşmaktadır. Coulomb sürtünme torkunun ve Stribeck torkunun toplamına eşit olan bu sürtünme torkuna Breakaway torku denir. T_{brk} ile gösterilir. Hız ile doğru orantılı artan kuvvete ise Viskoz sürtünme kuvveti, T_v , denir. Aşağıda sürtünmeler sebebiyle oluşan tork denklemi paylaşılmıştır.

$$\tau_s = -sign(\omega)(T_{brk} + T_c + b\omega) \quad (3.83)$$

Burada b viskoz sürtünme katsayısıdır. Arayıcı başlık eksenleri için sürtünme torkları aşağıda verilmiştir.

$$\tau_{s1} = -sign(\dot{\theta}_1)(T_{brk1} + T_{c1} + b_1\dot{\theta}_1) \quad (3.84)$$

$$\tau_{s2} = -sign(\dot{\theta}_2)(T_{brk2} + T_{c2} + b_2\dot{\theta}_2) \quad (3.85)$$

Burada τ_{s1} yanca sürtünme torkunu, τ_{s2} yükseliş torkunu temsil eder. Sonuç olarak sistem sürtünme torku;

$$B(q) = \begin{bmatrix} -sign(\dot{\theta}_1)(T_{brk1} + T_{c1} + b_1\dot{\theta}_1) & 0 \\ 0 & -sign(\dot{\theta}_2)(T_{brk2} + T_{c2} + b_2\dot{\theta}_2) \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

olarak elde edilmiş olur.

5. Adım – Sistemin hareket denkleminin elde edilmesi

Elde edilen sonuçlar (3.50) denkleminde yerleştirilirse, zaman Lagrange-Euler Denklemi kullanılarak iki adet dinamik hareket denklemi elde edilir. Her bir denklem eklemlerdeki dinamiği verir. Elde edilen dinamik denklem aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1zz} + s^2\theta_2 I_{2xx} + c^2\theta_2 I_{2yy} & 0 \\ 0 & I_{2zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (2s\theta_2 c\theta_2 I_{2xx} - 2c\theta_2 s\theta_2 I_{2yy})\dot{q}_1\dot{q}_2 \\ -c\theta_2 s\theta_2 (I_{2xx} - I_{2yy})\dot{q}_1^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} sign(\dot{q}_1)(T_{brk1} + T_{c1} + b_1\dot{q}_1) \\ sign(\dot{q}_2)(T_{brk2} + T_{c2} + b_2\dot{q}_2) \end{bmatrix} \quad (3.87)$$

Burada $\ddot{q}_1 = \ddot{\theta}_1$ ve $\ddot{q}_2 = \ddot{\theta}_2$ ifade eder. Elde edilen hareket denklemleri incelendiğinde, denklemlerin lineer olmayan bir yapıda olduğu görülmektedir. Aynı zamanda denklemlerde

yer alan trigonometrik fonksiyonlar sebebiyle zamana bağlı bir yapıda oldukları anlaşılmaktadır. Arayıcı başlığın durum değişkenleri, yanca açısı için θ_1 ve yükseliş açısı için θ_2 'dir.

3.2.2. Sistemin doğrusallaştırılması

Bir önceki bölümde elde edilen arayıcı başlığın hareket denklemleri doğrusal olamayan ve zamana bağlı denklemlerdir. Sistemde birbirinden bağımsız olarak çalışan SMSM'ler ve kontrolcüler sebebiyle iki eksenli sistemin hareket denklemlerini iki alt sisteme ayırmak ve birbirine göre bağımsızlaştırmak gerekmektedir. Ayrıca sistemin denetliyi tasarımının daha kolay yapılabilmesi için hareket denklemlerini doğrusallaştırmaya ihtiyaç vardır. Bu bölümde, sistemin yanca ve yükseliş eksenlerindeki hareket denklemlerinin durum uzay matrisleri elde edilmiştir. Durum uzay matrisleri, eksen denge noktalarına göre doğrusallaştırılmıştır.

Durum uzay matrisinin gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (3.88)$$

$$y(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t) \quad (3.89)$$

Burada, sistemdeki p girdi sayısı, q çıktı sayısı ve n durum değişken sayısı olarak temsil edilirse; $x(t)$ durum vektörü, $u(t)$ sistem girdi vektörü, $y(t)$ sistem çıktı vektörü, $A(t)$ (n x n) boyutunda durum matrisi, $B(t)$ (n x p) boyutunda girdi matrisi, $C(t)$ (q x n) boyutunda çıktı matrisidir.

Yanca eksenini için:

(3.87) denklemindeki yanca eksenini etrafında gerçekleşen hareket denklemi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} \tau_1 = & (I_{1zz} + s^2 q_2 I_{2xx} + c^2 q_2 I_{2yy}) \ddot{q}_1 + (2s q_2 c q_2 I_{2xx} - 2c q s q_2 I_{2yy}) \dot{q}_1 \dot{q}_2 \\ & + \text{sign}(\dot{q}_1) (T_{brk1} + T_{c1} + b_1 \dot{q}_1) \end{aligned} \quad (3.90)$$

Durum değişkenleri ve dinamik denklemler aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dot{q}_1 = x_3 = f_1 \\ \dot{x}_2 = \dot{q}_2 = x_4 = f_2 \\ \dot{x}_3 = \ddot{q}_1 = f_3 \\ \dot{x}_4 = \ddot{q}_2 = f_4 \\ y = x_1 = g \end{cases} \quad (3.93)$$

Daha sonra (3.90) denkleminde durum değişkenleri yerleştirilerek aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{aligned} \tau_1 = & (I_{1zz} + s^2 x_2 I_{2xx} + c^2 x_2 I_{2yy}) \dot{x}_3 + 2s(x_2)c(x_2)(I_{2xx} - I_{2yy})x_3 x_4 \\ & + \text{sign}(x_3)(T_{brk1} + T_{c1} + b_1 x_3) \end{aligned} \quad (3.94)$$

Doğrusallaşmış durum denklemlerini elde edebilmek için f_i ve g_i fonksiyonlarının Jacobianları x_i ve u_i 'ye göre hesaplanmalıdır.

Yanca ve yükseliş ekseninde ilk pozisyon ve ilk hız değerleri sıfırdır. Bu yüzden denge noktası $\bar{x}_1 = 0$, $\bar{x}_2 = 0$, $\bar{x}_3 = 0$, $\bar{x}_4 = 0$ olarak seçilmiştir. Böylece, aşağıdaki hesaplamalar gerçekleştirilerek doğrusal hareket denkleminde ulaşılır.

$$\bar{A}(t) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \frac{\partial f_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \frac{\partial f_2}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} & \frac{\partial f_3}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \frac{\partial f_4}{\partial x_2} & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & \frac{\partial f_4}{\partial x_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & -(I_{1zz} + I_{2yy}) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.95)$$

$$\bar{B}(t) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} \\ \frac{\partial f_3}{\partial u_1} \\ \frac{\partial f_4}{\partial u_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ (I_{1zz} + I_{2yy}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.96)$$

$$\bar{C}(t) = \begin{bmatrix} \frac{\partial g}{\partial x_1} & \frac{\partial g}{\partial x_2} & \frac{\partial g}{\partial x_3} & \frac{\partial g}{\partial x_4} \end{bmatrix} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (3.97)$$

Sonuç olarak seçilen denge noktası etrafında doğrusallaştırılan yanca hareket denklemi aşağıdaki gibi olur.

$$\tau_1 = (I_{1zz} + I_{2yy})\ddot{q}_1 + b_1\dot{q}_1 \quad (3.98)$$

Yükseliş ekseni için:

(3.87) denklemindeki yükseliş ekseni etrafında gerçekleşen hareket denklemi aşağıdaki gibidir.

$$\tau_2 = (I_{2zz})\ddot{q}_2 - cq_2sq_2(I_{2xx} - I_{2yy})\dot{q}_1^2 + \text{sign}(\dot{q}_2)(T_{brk2} + T_{c2} + b_2\dot{q}_2) \quad (3.99)$$

Daha sonra (3.99) denkleminde durum değişkenleri yerleştirilerek aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\tau_2 = (I_{2zz})\ddot{x}_4 - cx_2sx_2(I_{2xx} - I_{2yy})\dot{x}_3^2 + \text{sign}(x_4)(T_{brk2} + T_{c2} + b_2\dot{x}_4) \quad (3.100)$$

Doğrusallaştırılmış durum denklemlerini elde edebilmek için f_i ve g_i fonksiyonlarının Jacobianları x_i ve u_i 'ye göre hesaplanmalıdır.

Yanca ekseninde uygulandığı gibi yükseliş ekseninde de aynı denge noktaları kullanılır. Böylece, aşağıdaki hesaplamalar gerçekleştirilerek doğrusal hareket denkleminde ulaşılır.

$$\bar{A}(t) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \frac{\partial f_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \frac{\partial f_2}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} & \frac{\partial f_3}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \frac{\partial f_4}{\partial x_2} & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & \frac{\partial f_4}{\partial x_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{b_2}{I_{2zz}} \end{bmatrix} \quad (3.101)$$

$$\bar{B}(t) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} \\ \frac{\partial f_3}{\partial u_1} \\ \frac{\partial f_4}{\partial u_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.102)$$

$$\bar{C}(t) = \begin{bmatrix} \frac{\partial g}{\partial x_1} & \frac{\partial g}{\partial x_2} & \frac{\partial g}{\partial x_3} & \frac{\partial g}{\partial x_4} \end{bmatrix} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (3.103)$$

Sonuç olarak seçilen denge noktası etrafında doğrusallaştırılan yanca hareket denklemi aşağıdaki gibi olur.

$$\tau_2 = I_{2zz}\ddot{q}_2 + b_2\dot{q}_2 \quad (3.104)$$

Böylece sistemin eksenlerdeki hareket denklemleri doğrusallaştırılmıştır.

3.2.3. Sistemin yükü ile motorun birleştirilmesi

Elektromekanik bir sistem olan iki eksenli arayıcı başlığın, eksenlerde hareketin gerçekleşebilmesi için gereken tork SMSM'ler tarafından sağlanmaktadır. SMSM'lerde ise torkun üretilmesi için akım gerekmektedir. Bu akım girdileri motorlar için referans değerleridir. Bu bölümde SMSM matematik modellemesinde elde edilen dinamik davranış durum modelleri, sistemin durum modeline eklenmektedir. Bu sayede motor dinamik modeli ile arayıcı başlığın dinamik modeli arasındaki bağlantı kurulmuş olmaktadır. SMSM matematik modellenmesinde elde edilen durum denklemleri (2.6), (2.7), (2.13) ve (2.14) aşağıda belirtilmiştir.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \frac{\omega_{re} \lambda_q}{L_d}$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} - \frac{\omega_{re} L_d i_d}{L_q} - \frac{\omega_{re} \lambda_{pm}}{L_q}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3P\lambda_{pm}i_q}{2J} + \frac{3P(L_d - L_q)i_d i_q}{2J} - \frac{B\omega_m}{J} - \frac{T_m}{J}$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m$$

Burada (2.6) ve (2.7) denklemleri, akım döngüsü için tasarlanan denetleyicilerde gerekli olan durum denklemleridir. Bir sonraki bölüm olan denetleyiciler bölümünde, denetleyici parametrelerinin belirlenmesinde kullanılmıştır. (2.13) ve (2.14) durum denklemleri ise hız ve konum döngüleri için ihtiyaç duyulmaktadır.

(2.13) denkleminde, alan yönlendirmeli kontrol metodu uygulandığında $i_d = 0$ olarak alınır. Böylece SMSM'nin kontrolü DC motor kontrolüne benzer hale gelir. Ayrıca, SMSM'nin durum denklemleri bağımsız ve doğrusal hale gelmiş olur.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3P\lambda_{pm}i_q}{2J} - \frac{B\omega_m}{J} - \frac{T_m}{J} \quad (3.105)$$

Yukarıdaki denklemde, i_q akımı yalnız bırakılacak şekilde aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$i_q = (J\dot{\omega}_m + B\omega_m + T_m) / \frac{3P\lambda_{pm}}{2} \quad (3.106)$$

Burada $\frac{3P\lambda_{pm}}{2}$ ifadesi motorun elektromanyetik tork sabitini temsil eder. Bu nedenle elektromanyetik tork sabiti k_t ile gösterilebilir. Böylece aşağıdaki denklem elde edilebilir.

$$i_q = (J\dot{\omega}_m + B\omega_m + T_m) / k_t \quad (3.107)$$

Arayıcı başlığın yanca ve yükseliş ekseninde, motorun ürettiği tork, doğrudan eksen şaftlarına iletildiği için (3.98) ve (3.104) doğrusal denklemlerinde elde edilen tork değerleri (3.107) denklemindeki T_m değerine eşitlenir.

Sistemde bundan sonra yanca eksenine ait değerler 1 ile yükseliş eksenine ait değerler 2 ile temsil edilmektedir.

$$T_{m1} = \tau_1 \quad (3.108)$$

$$T_{m2} = \tau_2 \quad (3.109)$$

Burada T_{m1} yanca motor şaft torkunu, T_{m2} yükseliş motor şaft torkunu temsil eder. (2.14) denkleminde de aşağıdaki ifadeler bulunmuş olur.

$$\omega_{m1} = \dot{\theta}_{m1} \quad (3.110)$$

$$\omega_{m2} = \dot{\theta}_{m2} \quad (3.111)$$

$$\dot{\omega}_{m1} = \ddot{\theta}_{m1} \quad (3.112)$$

$$\dot{\omega}_{m2} = \ddot{\theta}_{m2} \quad (3.113)$$

Burada ω_{m1} ve $\dot{\omega}_{m1}$ sırasıyla, yanca motor şaft açısal hızını ve ivmesini, ω_{m2} ve $\dot{\omega}_{m2}$ sırasıyla, yükseliş motor şaft açısal hızını ve ivmesini temsil eder. Sonuç olarak yanca ve yükseliş eksenleri için üretilecek referans akım değerleri sırasıyla aşağıda paylaşılmıştır.

$$i_{q1} = (J_1 \ddot{\theta}_{m1} + B_1 \dot{\theta}_{m1} + \tau_1)/k_{t1} \quad (3.114)$$

$$i_{q2} = (J_2 \ddot{\theta}_{m2} + B_2 \dot{\theta}_{m2} + \tau_2)/k_{t2} \quad (3.115)$$

Burada:

i_{q1} : Yanca eksenini motorun üreteceği akım,

i_{q2} : Yükseliş eksenini motorun üreteceği akım,

J_1 : Yanca eksenini motorun atalet momenti,

J_2 : Yükseliş eksenini motorun atalet momenti,

B_1 : Yanca eksenini motorunun rotoru ile statoru arasındaki viskoz sürtünme katsayısı,

B_2 : Yükseliş eksenini motorunun rotoru ile statoru arasındaki viskoz sürtünme katsayısı,

k_{t1} : Yanca eksenini motoru tork sabiti;

k_{t2} : Yükseliş eksenini motoru tork sabiti;

Böylece, mekanik yükün de dahil olduğu SMSM'nin genel dinamik denklemi aşağıdaki gibidir.

$$J_1 \ddot{\theta}_{m1} + B_1 \dot{\theta}_{m1} + \tau_1 = k_{t1} i_{q1} \quad (3.116)$$

$$J_2 \ddot{\theta}_{m2} + B_2 \dot{\theta}_{m2} + \tau_2 = k_{t2} i_{q2} \quad (3.117)$$

(3.98) ve (3.104) denklemlerinde elde edilen sistem tork değerleri (3.116) ve (3.117) denklemlerindeki torkların yerine yerleştirilirse;

$$J_{1T} \ddot{\theta}_1 + B_{1T} \dot{\theta}_1 = k_{t1} i_{q1} \quad (3.118)$$

$$J_{2T} \ddot{\theta}_2 + B_{2T} \dot{\theta}_2 = k_{t2} i_{q2} \quad (3.119)$$

elde edilmiş olur. Burada, $J_{1T} = J_1 + I_{1zz} + I_{2yy}$, $B_{1T} = B_1 + b_1$, $J_{2T} = J_2 + I_{2zz}$, $B_{2T} = B_2 + b_2$ temsil etmektedir. Sonuç olarak arayıcı başlığı hareket denklemleri ile motorların dinamik denklemleri birleştirilmiştir. Aynı zamanda manipülatör ve SMSM'nin genel hareket denklemi doğrusallaştırılmış ve eksen hareketleri bağımsızlaştırılmıştır. Arayıcı başlık konum kontrolünde kullanılan denetleyiciler birbirinden bağımsız olarak tasarlanabilir hale gelmiştir ve dış yüke karşı daha dayanıklı olmuştur. Böylece arayıcı başlığın konum kontrolünde P (oransal) denetleyicisi ve hız döngüsünde PI (oransal-integral) denetleyicisi kullanılabilir hale gelmiştir.

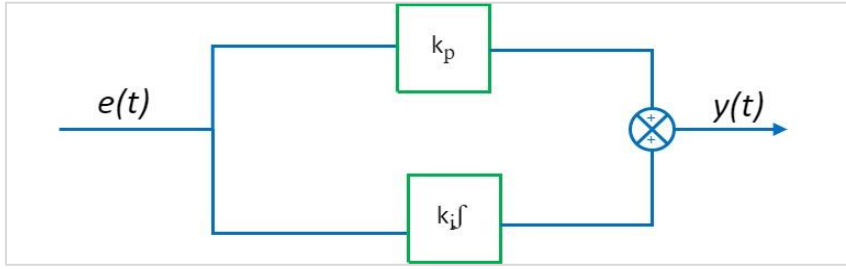
4. DENETLEYİCİLER

Önceki bölümlerde alan yönlendirmeli kontrol metodunun dönüşüm denklemleri ile arayıcı başlığın, motor dinamik denklemlerini de içeren hareket denklemleri ortaya konulmuştur. Bu bölümde ise elde edilen dinamik denklemlerinin istenen konuma gitmesini sağlayacak PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicileri tasarlanmıştır. İlk önce her bir eksen motor akımları olan d-q eksenindeki i_d , i_q akımları ile arayıcı başlık eksen hızlarının kontrolü için PI denetleyicileri tasarlanmıştır. Ardından, hız kontrolünde daha gürbüz yapıya ulaşılabilmesi için Bulanık Mantık-PI denetleyicisi tasarlanmıştır.

4.1. PI Denetleyici

PID kontrolcüsünün ilk teorik analizini 1922 yılında Rus kökenli olan Amerikalı Nicolas Minorsky gerçekleştirmiştir. Minorsky, ABD donanmasındaki dümençilerin dümen kullanımındaki mevcut, geçmiş hatalarını ve değişim oranlarını kullanarak otonom bir dümen sistemi geliştirmiştir. 2. Dünya savaşıdan sonra ise elektrik sistemli kontrolcüler kullanılmaya başlanmıştır. PID kontrolcülerini sadeliği ve sağlamlığı sayesinde birçok dinamik sistemin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Öyle ki, gelişen modern kontrol tekniklerinin ilerlemesi bile PID'nin endüstrideki baskın kullanımını azaltamamıştır. PID kontrolcü tiplerinden en yaygın kullanımı ise PI (Oransal-İntegral) kontrolcüsüdür (Şekil 4.1). PI kontrolü P (oransal) ve I (integral) kazançlarından oluşmaktadır. PI kontrolcüsü konum, hız, tork, akım ve gerilim değerlerinin kontrolünde kullanılır. Bu değerler genellikle yüksek frekanslı gürültüler içerebildiğinden ve D kazancı bu gürültülere karşı hassas olduğundan, kontrolcüde D (türev) kısmına ihtiyaç duyulmamaktadır. Denetleyici, bu kontrol değişkenlerini ayarlayarak zaman içinde hatayı en aza indirmeye çalışmaktadır. PI denetleyicinin sürekli zamandaki matematiksel modeli aşağıdaki gibidir.

$$y(t) = k_p e(t) + k_i \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau \quad (4.1)$$

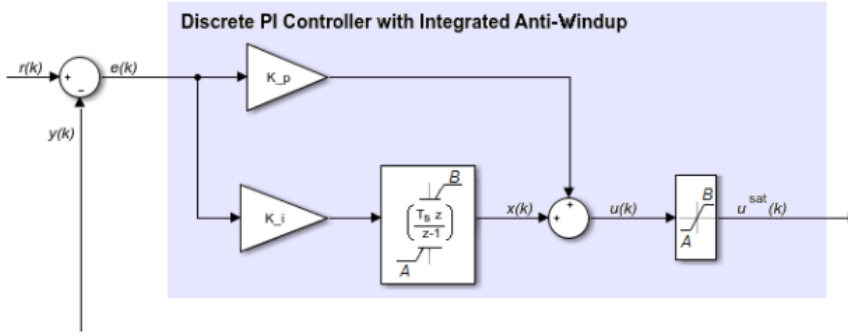


Şekil 4.1. PI denetleyicisinin blok diyagramı

Burada $e(t)$ izleme hatasını, $y(t)$ ise PI kontrolcüsünün çıktısını temsil etmektedir. k_p ve k_i sırasıyla PI kontrolcüsünün oransal ve integral kazançlarıdır.

Dijitalleşmenin hızlanmasıyla artık analog kontrolcülerinin yerini dijital kontrolcüler almaya başladı. Dijital kontrolcü sürekli zaman yerine ayırık zaman kullanılabilme yeteneğine sahiptir. Bu sayede giriş ve çıkış sinyalleri ayırık zamanda örneklendirilebilir.

Oransal kazanç, hatayla orantılı bir çıktı üretir. Yüksek kazanç değeri çıkış eylemini arttıracak ve hatayı da büyütmüş olacaktır. Bu da çıktının düzeltilmesi için verilen cevabın büyük olmasını sağlar. İntegral kazancı ise hatayı sıfırlayacak şekilde denetleyici çıkışını azaltıp arttırarak düzeltmeye çalışır. Bunu yaparken hatanın değerine göre kontrolcü çıkış hızını belirler. İntegral terimi geçmişten gelen birikmiş hatalara karşı yanıt verdiği için, çıkış sinyalinin ayar değerini aşmasına neden olabilir. Bu da kontrolcü çıkış sinyalinin son kontrol elemanının doygunluk limitini aşabilir. Böylece çıkış sinyalinin gecikmesine, ayar değerini çok fazla aşmasına ve yerleşim süresinin büyümesine neden olur. Bu performans düşüş olayına “Wind-Up” denir. Bu olayın önüne geçilebilmesi için anti-windup metodu uygulanmaya başlanmıştır (John & Vijayan, 2018). Anti-windup metodunu uygulamak için, PI kontrolcüsünün integral kazanç çıktısının mantıksal bir süreçten geçmesi gerekmektedir. İntegral çıkış sinyali doygunluk üst sınırdan büyük ise integral sinyalin başlangıç koşuluyla sıfırlanır. Diğer yandan, integral çıkış sinyali doygunluk alt sınırdan küçükçe yine integral sinyalin başlangıç koşuluyla sıfırlanır. Bu sayede integralin çıktısı doyma sınırına ulaştığında integral alma işlemi durdurulur ve kontrolcüde Wind-Up oluşması engellenir. Aşağıda Anti-Windup özellikli ayırık zaman PI denetleyicisinin blok şeması paylaşılmıştır (Şekil 4.2).



Şekil 4.2. Anti-Windup özellikli ayrık zaman PI kontrolcüsü (Mathworks, 2017)

Denetleyici tasarımı için kullanılan transfer fonksiyonunda dış döngüler, iç döngülerden direk olarak etkilendikleri için tasarım prosedürü iç döngülerden başlanmalıdır. Denetleyici tasarımında kullanılacak motor parametreleri aşağıda paylaşılmıştır.

4.1.1. Arayıcı başlık PI denetleyici tasarımı

Bu bölümde arayıcı başlığın konum kontrolünde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol metodunda yer alan hız ve motor akım döngüleri için PI denetleyicileri tasarlanmıştır. Motor akım döngüleri ile arayıcı başlığın eksen hız döngüsü ardışık kontrol yapısındadır. Burada hız döngüsüne dış döngü ve akım döngüsüne iç döngü olarak adlandırabiliriz. İç döngü olan akım döngülerinde q eksenindeki R_s/L_q zaman sabiti ile d eksenindeki R_s/L_d zaman sabiti, hız döngüsündeki hız zaman sabiti olan B/J değerinden çok fazla büyük olduğu için akım döngüsü denetleyicileri, hız döngüsü denetleyicisinden bağımsız olarak tasarlanabilir.

Sistemin denetleyici tasarımında gerekli olan parametreler çizelge 4.1’de paylaşılmıştır.

Çizelge 4.1. Yanca ve yükseliş eksenlerinde kullanılan kontrol parametreleri

Arayıcı Başlık ve SMSM	Sembol	Yanca Motor Değer	Yükseliş Motor Değer	Birim
Kutup Çifti Sayısı	P	8	8	-
Stator Direnci	R _s	1,28	1,09	ohm
d-ekseni Stator Endüktansı	L _d	$1,95 \times 10^{-5}$	$1,89 \times 10^{-5}$	H
q-ekseni Stator Endüktansı	L _q	$2,96 \times 10^{-5}$	$2,58 \times 10^{-5}$	H
Elektromanyetik Tork Sabiti	K _t	0.02	0.02	Nm/A
Sistem Eylemsizliği	J _T	140×10^{-5}	$3,4 \times 10^{-5}$	kgm ²
Sürtünme Katsayısı	B _T	$1,75 \times 10^{-4}$	$1,07 \times 10^{-4}$	kgm ² /s
Nominal Akım	I _{rated}	6,5	6,5	A
Max. Hız	N _{max}	2000	2000	rpm

PI Denetleyicili i_d Akım Döngüsü

Motorun matematiksel modellenmesi bölümünde elde edilen (2.6) denkleminde yola çıkarak yapılacak PI tasarımında öncelikle bazı varsayımlarda bulunulmalıdır. Akım döngü denetleyicileri, hız döngüsünden bağımsız olarak tasarlanabildiği için $\omega_{re} = 0$ olarak alınabilir.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \frac{\omega_{re} \lambda_q}{L_d}$$

Bu durumda denklemimiz aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} \quad (4.2)$$

Yukarıdaki denklem zaman bölgesindedir. Laplace dönüşümü uygulayarak frekans bölgesine dönüştürüşe aşağıdaki transfer fonksiyonu elde edilir.

$$G_s = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{sL_d + R_s} \quad (4.3)$$

Burada PI denetleyicisi, sistemin açık döngü kutbunu $(-\frac{R_s}{L_d}, 0)$ iptal etmek için kullanılmıştır. Böylece sistem, değişen parametrelere göre daha gürbüz hale gelmesi istenmiştir.

Burada G_k , PI denetleyicisi transfer fonksiyonudur.

$$G_k = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (4.4)$$

Sistemin kutup iptal işlemi için $K_p = L_d \omega_{ni}$ ve $K_i = R_s \omega_{ni}$ olarak alınır. Burada ω_{ni} akım döngüsünün doğal frekansını temsil eder.

Sonuç olarak aşağıdaki kapalı çevrim döngüsü elde edilmiş olur.

$$G(s) = \frac{K_p s + K_i}{L_d s^2 + (K_p + R_s)s + K_i} = \frac{\omega_{ni}}{s + \omega_{ni}} \quad (4.5)$$

Sistemin dinamik performansı gereği kapalı çevrim akım döngüsünde, sönüm oranı $\zeta = 0.707$ olarak alınmıştır. Arzu edilen bant genişliği ise 3kHz veya yukarısidir. Aşağıda bant genişliği, doğal frekans arasındaki ilişkiyi veren denklem paylaşılmıştır.

$$\omega_b = \omega_n (1 - 2\zeta^2 + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4})^{0.5} \quad (4.6)$$

Çizelge 4.1'deki paylaşılan değerler kullanıldığında, d ekseninde yanca eksenini için $K_{i1} = 3840$ ve $K_{p1} = 0.06$. Yükseliş eksenini için $K_{i2} = 3270$ ve $K_{p2} = 0.057$ değerleri bulunmuştur.

PI Denetleyicili i_q Akım Döngüsü

Motorun matematiksel modellenmesi bölümünde elde edilen (2.7) denkleminde yola çıkarak PI tasarımı gerçekleştirilecektir.

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} - \frac{\omega_{re} L_d i_d}{L_q} - \frac{\omega_{re} \lambda_{pm}}{L_q}$$

Alan yönlendirmeli kontrol tekniği uyguladığından $i_d = 0$ olarak alınır. Ayrıca, akım döngü denetleyicileri, hız döngüsünden bağımsız olarak tasarlanabildiği için $\omega_{re} = 0$ olarak alınabilir. Bu durumda aşağıdaki denklemi elde etmiş oluruz.

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} \quad (4.7)$$

Yukarıdaki denklem zaman bölgesindedir. Laplace dönüşümü uygulayarak frekans bölgesine dönüştürüşe aşağıdaki transfer fonksiyonu elde edilir.

$$G_s = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{1}{sL_q + R_s} \quad (4.8)$$

d eksen akım kontrolünde uygulanan işlem q eksen akım döngüsünde de uygulanır.

Sistemin kutup iptal işlemi için $K_p = L_q \omega_{ni}$ ve $K_i = R_s \omega_{ni}$ 'dir.

Sonuç olarak aşağıdaki kapalı çevrim döngüsü elde edilmiş olur.

$$G(s) = \frac{K_p s + K_i}{L_q s^2 + (K_p + R_s)s + K_i} = \frac{\omega_{ni}}{s + \omega_{ni}} \quad (4.9)$$

Sistemin dinamik performansı gereği kapalı çevrim akım döngüsünde, sönüm oranı $\zeta = 0.707$ olarak alınmıştır. Arzu edilen bant genişliği ise 3kHz veya yukarısidir (R. Ramamoorthy ve S. Athuru, 2017). Çizelge 4.1'deki paylaşılan değerler kullanıldığında, q ekseninde yanca ekseni için $K_{i1} = 3840$ ve $K_{p1} = 0.09$. Yükseliş ekseni için $K_{i2} = 3270$ ve $K_{p2} = 0.078$ değerleri bulunmuştur.

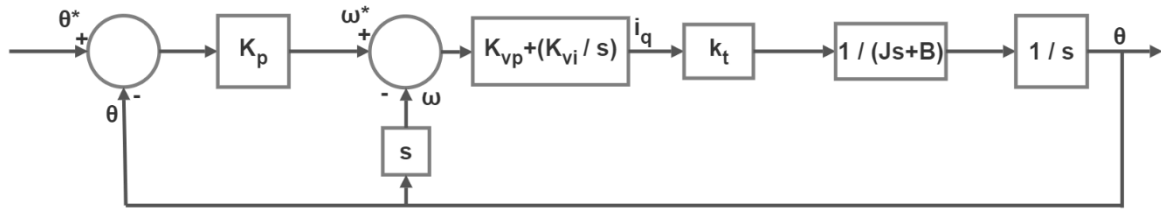
PI Denetleyicili ω_m Hız Döngüsü

Motorun matematiksel modellenmesi bölümünde elde edilen (2.118) ve (2.119) denklemlerden yola çıkarak PI tasarımı gerçekleştirilecektir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniği uyguladığından $i_d = 0$ olarak alınır.

$$J_{1T}\ddot{\theta}_1 + B_{1T}\dot{\theta}_1 = k_{t1}i_{q1}$$

$$J_{2T}\ddot{\theta}_2 + B_{2T}\dot{\theta}_2 = k_{t2}i_{q2}$$

Yukarıdaki arayıcı başlık hareket denkleminde yola çıkarak konum döngüsüne P denetleyicisi ve hız döngüsüne PI denetleyicisi yerleştirilerek aşağıdaki konum blok diyagramı elde edilir (Kung et al., 2016).



Şekil 4.3. SMSM'li arayıcı başlığın konum kontrol blok diyagramı

Elde edilen genel transfer denklemi aşağıdaki gibidir.

$$\frac{\theta(s)}{\theta^*(s)} = \frac{K_p k_t (K_{vp}s + K_{vi})}{Js^3 + (B_T + k_t K_{vp})s^2 + (k_t K_{vi} + K_p k_t K_{vp})s + K_p k_t K_{vi}} \quad (4.10)$$

Sistemin stabilite analizi için Routh-Hurwitz kriteri kullanılır. Bu sayede stabil koşullarını elde etmiş oluruz.

Çizelge 4.2. Routh–Hurwitz kriteri

s^3	J	$k_t K_{vi} + K_p k_t K_{vp}$
s^2	$B_T + k_t K_{vp}$	$K_p k_t K_{vi}$
s^1	LL	0
s^0	$K_p k_t K_{vi}$	

$$LL = \frac{(B_T + k_t K_{vp})(k_t K_{vi} + K_p k_t K_{vp}) - J_T K_p k_t K_{vi}}{B_T + k_t K_{vp}} > 0 \quad (4.11)$$

(4.10) denkleminde elde ettiğimiz genel transfer fonksiyonu ardışık yapıda bir fonksiyondur. Ardışık yapı iki alt sistemden oluşmaktadır. İç döngü hız döngüsünü oluşturmaktadır. Dış döngü ise konum döngüsünü temsil eder. Denetleyici parametrelerini bulabilmek için ilk önce iç döngüden başlanır. Buna göre ilk önce hız döngüsündeki PI parametrelerini bulabiliriz. Hız döngüsünün transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$G_s = \frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{\frac{k_t}{J_T} (K_{vp}s + K_{vi})}{s^2 + s \left(\frac{B_T + k_t K_{vp}}{J_T} \right) + \frac{k_t K_{vi}}{J_T}} \quad (4.12)$$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.13)$$

Elde edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu ikinci dereceden karakteristik denkleme sahiptir ve (4.13) denklemindeki istenen karakteristik denkleme eşitlenebilir. Böylece aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$s^2 + s \left(\frac{B_T + k_t K_{vp}}{J_T} \right) + \frac{k_t K_{vi}}{J_T} = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (4.14)$$

$$K_{vp} = \frac{2\zeta\omega_n J_T - B_T}{k_t} \quad (4.15)$$

$$K_{vi} = \frac{\omega_n^2 J_T}{k_t} \quad (4.16)$$

Sistemin dinamik performansı gereği kapalı çevrim hız döngüsünde, sönüm oranı $\zeta = 0.707$ doğal frekans $\omega_n = 50 \text{ rad/s}$ olarak alınmıştır. Çizelge 4.1'deki paylaşılan değerler kullanıldığında, yanca ekseni için $K_{vp1} = 4.94$ ve $K_{vi1} = 175$. Yükseliş ekseni için $K_{vp2} = 0.11$ ve $K_{vi2} = 4.25$ değerleri bulunmuştur. Elde edilen değerler denklem (4.11) yerleştirilerek K_p değerinin belirlenebileceği denge koşulu elde edilmiş olur. Ziegler-Nicholes metodu kullanılarak kapalı konum döngüsünün oransal kazancı bulunmuştur. Yanca ekseni için $K_{p1} = 0.03$ ve yükseliş ekseni için $K_{p2} = 0.1$ elde edilmiştir.

Sonuç olarak sistemin hız ve akım döngüleri için tasarlanan PI denetleyici kazançları elde edilmiştir. Sistemin performansını daha iyi hale getirebilmek için MATLAB programının Field-Oriented Control Autotuner yazılımı kullanılmıştır. Kullanılan Autotuner programında referans bant genişliği ve faz payı değerleri kullanarak iteratif bir şekilde K_i ve K_p değerlerini bulmaktadır. Bu yolla her iki eksen içinde tekrar K_i ve K_p değerleri elde edilmiştir. Elde edilen PI kazançlarının son değerleri Çizelge 4.3'te paylaşılmıştır.

Çizelge 4.3. İki hareket ekseninde nihai PI denetleyici parametreleri

Açıklama	Sembol	Yanca İçin Değer	Yükseliş İçin Değer
Hız Orantısal Kazanç	$K_{p_hız}$	94,80	10,73
Hız İntegral Kazanç	$K_{i_hız}$	1504,59	120,95
d-ekseni Akım Orantısal Kazanç	K_{p_id}	0,91	0,93
d-ekseni Akım İntegral Kazanç	K_{i_id}	5710,38	4639,62
q-ekseni Akım Orantısal Kazanç	K_{p_iq}	1,02	0,64
q-ekseni Akım İntegral Kazanç	K_{i_iq}	7957,43	4583,81

4.2. Bulanık Mantık Denetleyici

Bulanık mantık teorisi 1965 yılında Lotfi A. Zadeh tarafından geliştirilmiştir. Zadeh bu alanda çalışmalarını yoğunlaştırmış ve 1968 yılına gelindiğinde bulanık mantık algoritmalarını ileri sürmüştür. 1980'li yıllarda ise Japon mühendisler tarafından tasarımı çok kolay olan ve birçok probleme iyi çözüm sunan bulanık kontrolünü geliştirmişlerdir. Bulanık mantık kontrolde matematiksel bir modele ihtiyaç duyulmadığından, matematiksel modellerin eksikliği sebebiyle geleneksel kontrol teorisinin kullanılamadığı alanlarda çözüm üretebilmektedir (Wang, 1997).

Gerçek dünyada kesin tanımların elde edilmesi çok zor olduğundan yaklaşıklık veya bulanıklık yaklaşımı geliştirilmiştir. Bulanık sistemi dilsel kontrol stratejisine bağlı bulanıklık mantık modelini kullanan kural bazlı bir sistemdir. Bulanık Mantık Kontrolü

kuralının temelinde “EĞER-ÖYLEYSE” (IF-THEN) komut kuralları yatmaktadır. Ayrıca, bulanık kontrolü doğrusal olmayan bir kontrol metodudur.

Bulanık Mantık denetleyicisini tasarlarken bazı temel varsayımlar kullanılır. Bunlar:

- Dilsel kurallara sahip bir yapıya sahip olmalı ve girdi-çıkı dizisi bu kurallara tabi tutulmalıdır.
- Problemin bir çözümünün var olduğu varsayılmalıdır.
- Optimum çözüm yerine yeterince iyi çözümü gözetilmelidir.
- Belirli bir hassasiyet aralığında Bulanık Mantık kontrolcüsü tasarlanmalıdır.

Bulanık Mantık kontrolü diğer kontrol uygulamalarına göre avantajları ve dezavantajları vardır. Bulanık Mantık kontrolünün avantajları aşağıda listelenmiştir.

- Model tabanlı veya diğer kontrolcülere göre daha ucuzdur.
- Geniş bir aralıkta çalışma kapasitesi olduğundan, PID kontrolcüsüne göre daha kararlıdır.
- Basittir ve özelleştirilebilir.
- Doğrusal olmama etkisini azaltır.
- Sistemin tam matematiksel modelinin bilinmesine ihtiyaç yoktur.

Bulanık Mantık kontrol yönteminin dezavantajları ise:

- Çok sayıda veri gereklidir.
- Sistemin doğruluğu insanların bilgi ve uzmanlığına bağlıdır.

Bulanık Mantık kontrolünde kullanılan başlıca terimler şunlardır:

Üyelik Derecesi (μ): 0 ile 1 arasında yer alan her bir öge için atanan değerdir.

Kesin (Crisp) Değer: Kesinlik içeren, sayılabilir ifadelerdir.

Bulanık Değer: Kesinlik içermeyen, bulanık değerlerdir.

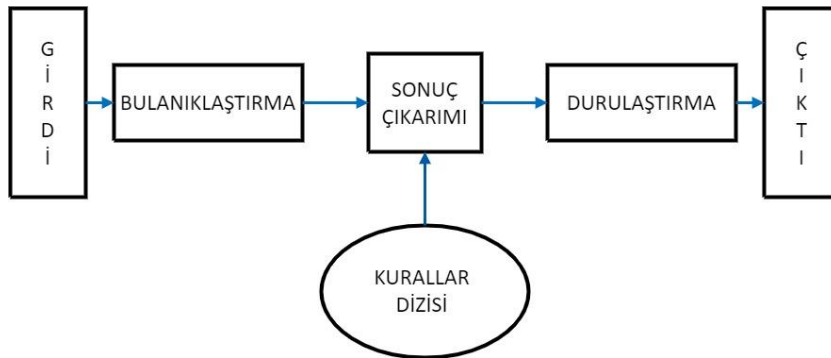
Üyelik Fonksiyonu (UF): Grafikselsel olarak temsil edilebilen bulanık kümenin, elemanlarının üyelik değerlerini belirler. İnsanların bilgi ve uzmanlığı sayesinde veya sensör sayesinde toplanan çeşitli veriler sayesinde UF’ler belirlenir. UF’ler genellikle “küçük”, ”orta” ve

“büyük” kelimeli ile karakterize edilir. Üyelik fonksiyon sayısına göre bu kelimeler türetilir. Örneğin, MF sayısı 7 olan yapıda UF’ler “pozitif küçük” (PK), “pozitif orta” (PO), “pozitif büyük” (PB), “sıfır” (Z), “negatif küçük” (NK), “negatif orta” (PO) ve “negatif büyük” (NB) kelimeleriyle tanımlanabilir. Diğer yandan, UF’leri tanımlamak için birçok farklı grafiksel yapı seçilebilir. Bunlardan en fazla kullanılan tipler şunlardır:

- Üçgen UF
- Yamuk UF
- Gaussian UF
- Çan Şekilli UF
- Sigmodial UF

Bulanık Mantık Kontrol tasarımında kullanılan 4 adet ana bileşen vardır (Şekil 4.4). Bunlar (Lee, 1990; Wang, 1997):

- Bulanıklaştırma (Fuzzification)
- Kurallar Dizisi (Rule Set)
- Sonuç Çıkarımı (Inference)
- Durulaştırma (Defuzzification)



Şekil 4.4. Temel Bulanık Mantık sistemi

Bulanıklaştırma

Sistemdeki kesin değeri, üyelik fonksiyonlar kullanarak, 0 ile 1 arasındaki bulanık değerlere dönüştürme işlemine bulanıklaştırma denir. Bulanıklaştırma işleminde değişkenler yerine dilsel değişkenler kullanılır. Bu sayede kesin olarak gelen girdi değeri, dilsel bir değişkene

dönüşmüş olur. Bu işlem farklı bulanıklaştırıcı türleri ile elde edilir. Genel olarak üç tip bulanıklaştırıcı türü kullanılır. Bunlar (Wang, 1997):

- Singleton bulanıklaştırıcı
- Gaussian bulanıklaştırıcı
- Üçgen bulanıklaştırıcıdır.

Kurallar Dizisi

Bulanık kümeler arasındaki ilişkiler bu işlemde gerçekleşir. Ölçülen giriş hatası $e(t)$ ve hatadaki zamana göre türevi $\dot{e}(t)$ bu kurallara tabi tutulur. Kurallar “EĞER” ve “ÖYLEYSE” terimleriyle şekillenir. “EĞER” tarafında koşullar belirlenirken, “ÖYLEYSE” tarafında koşulların sağlanması durumunda oluşacak sonuç belirlenir. Bu kuralların belirlenmesi insanın bilgi birikimi ve uzmanlığı sayesinde oluşturulur. Fakat uzman olmayan biri tarafından bu kurallar kolayca anlaşılabilir ve değiştirilebilir.

Sonuç Çıkarımı

Bu işlem kurallar dizisiyle ortak çalışarak kendisine gelen bulanık değerlerden sonuçlar çıkarır. Sonuç çıkarım işleminde o anda hangi kontrol kuralının ilgili olduğu ve giriş değerlerinin ne oranda hangi üyelik kümesine ait olduğu saptanır. Sonuç çıkarım bölümünde uygulanan birçok metot vardır. Mamdani uygulaması, Zadeh uygulaması, Dienes-Rescher uygulaması ve Lukasiewicz uygulaması bunlara örnektir. Bunlardan en yaygın olarak kullanılanı Mamdani uygulamasıdır. Bu çalışmada da Mamdani yöntemi uygulanmıştır. Mamdani uygulamasında iki farklı yöntem mevcuttur. Bunlar “max. ve min” ve “max ve dot” yöntemleridir. Bunlardan da “max ve min” yöntemi daha yaygın olarak kullanılmaktadır (Wang, 1997).

Max – min yöntemi

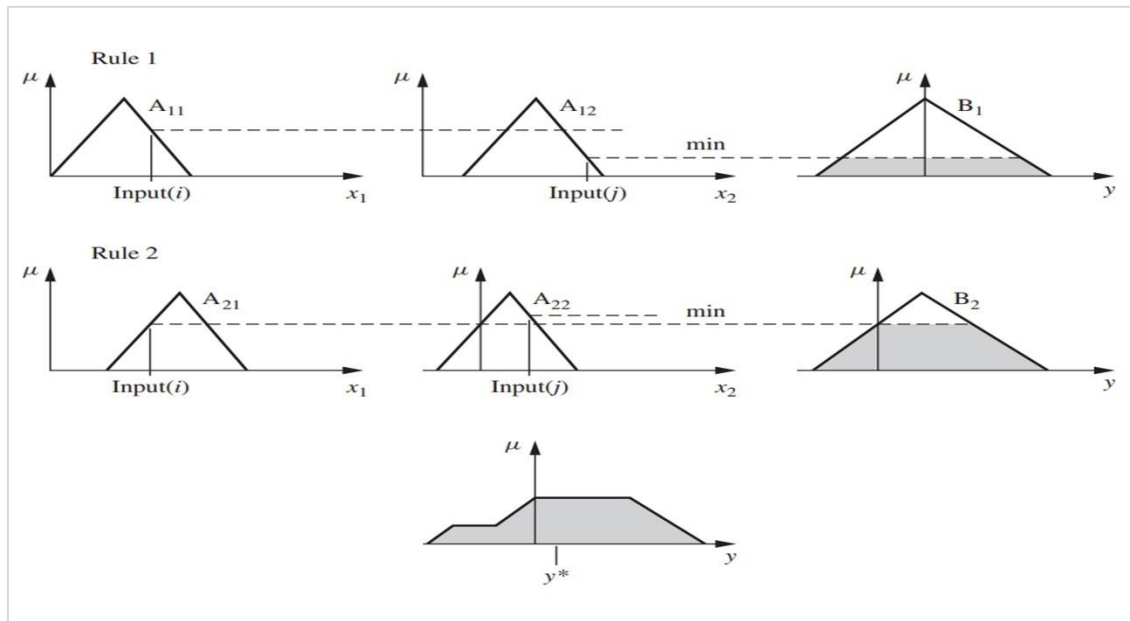
Mamdani yönteminde giriş değerinin tetiklediği kurallara göre üyelik değeri hesaplanan değerler “ve” (and) bağlaçlarından geçerek min operatörlerine girerler. min operatöründen çıkan çıktı değerleri bu sefer max operatöründe işlem görürler ve durulama işlemine girecek

girdileri oluşturmuş olurlar. Mandani sonuç çıkarımındaki min-max yönteminin denklemi aşağıdaki gibidir (Ross, 2010);

$$\mu_B^j(y) = \max[\min[\mu_{A_1}^j(I_1), \mu_{A_2}^j(I_2), \dots, \mu_{A_n}^j(I_n)]] \quad (4.17)$$

Burada I_i ($i=1,2,\dots,n$) bulanık olmayan net sayılardır. A_i ($i=1,2,\dots,n$) dilsel terimlerdir.

$\mu_{A_n}^j$ ve μ_B^j j. kurala göre sırasıyla giriş ve çıkış değişkenleridir. (4.17) denklemi Şekil 4.5'deki gibi basit bir grafik yorumuyla gösterilebilir.



Şekil 4.5. Mamdani (max-min) sonuç çıkarım yöntemi grafiği (Ross, 2010)

Durulaştırma

Çıkarım yapılmış değerler bu aşamaya kadar bulanık değer aralığında gelmiş olur. Durulaştırma aşamasında ise bulanık değerleri istediğimiz aralığa göre ölçeklendirerek net değerleri çıktısı olarak verir. Diğer aşamalarda olduğu gibi durulaştırma işleminde de bir yöntem bulunmaktadır. Bunlardan en yaygın olanı ağırlık merkezi yöntemidir. Ağırlık merkezi yöntemi hem hızlı olması hem de basit işlemleri içermesi sebebiyle çokça tercih edilir. Formül olarak ifade edilişi şu şekilde verilir (Ross, 2010):

$$= \frac{\int \mu_{\tilde{c}} c dc}{\int \mu_{\tilde{c}} dc} \quad c \in \tilde{C} \quad (4.18)$$

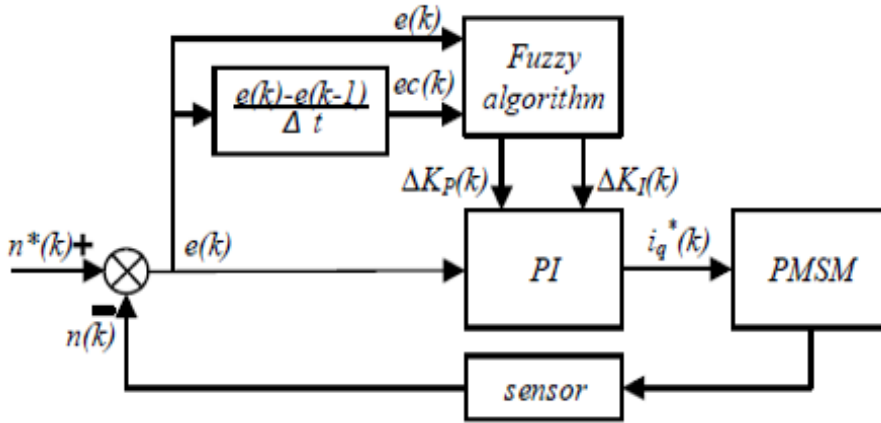
Burada $\tilde{C}$, $\mu_{\tilde{c}}$ üyelik fonksiyonuna sahip bir bulanık kümedir.

4.3. Bulanık Mantık-PI Denetleyici

Yüksek performanslı sürücü sisteminde SMSM'nin hız kontrolünde verimli ama kompleks olan vektör kontrol teorisi gibi yeni birçok kontrol tekniğinin var olmasına rağmen hala PI kontrolü hayati önem taşımaktadır. PI denetleyicisi doğrusal bir kontrolcü olduğundan hız, yük ve parametre değişikliklerine uyum sağlamada yavaş kalmaktadır. Bu tarz problemlerin çözümünde geleneksel yaklaşımla, yani sistemin çıktısına göre manuel olarak kazançlar ayarlanarak çözülmeye çalışılır. Manuel olarak ayarlamayı kaldırarak yerine otomatik olarak ayarlamamanın uygulanması için Bulanık Mantık denetleyicisi kullanılarak otomatik ayar yöntemi önerilmiştir (Nour et al., 2008).

Bulanık Mantık kontrolü ile PI denetleyicisindeki kazançların ayarlanabilmesi için doğrudan matematik modele ihtiyaç yoktur. Uzman görüşü veya pratik deneyimle oluşturulabilen kontrol kuralları yeterlidir. Bu yöntemle SMSM hız kontrol performansı geleneksel PI denetleyicisine göre daha fazla arttırılabilir.

Aşağıda verilen Şekil 4.6'da görüldüğü gibi hız hatası ve hatanın zamana göre değişimi Bulanık Mantık kontrolüne girdi olarak sağlanır. Sağlanan girdi Bulanık Mantık Denetleyici bölümünde anlatılan aşamalardan geçerek bir çıktı sinyali oluşturulur. Bu sinyal K_p ve K_i kazançlarını ayarlayarak PI kontrolüne girdi olarak sağlanır.



Şekil 4.6. Bulanık mantık tabanlı kendi kendini ayarlayan PI denetleyicinin yapısı (Ding et al., 2020)

4.3.1. Bulanık Mantık-PI denetleyicisi tasarımı

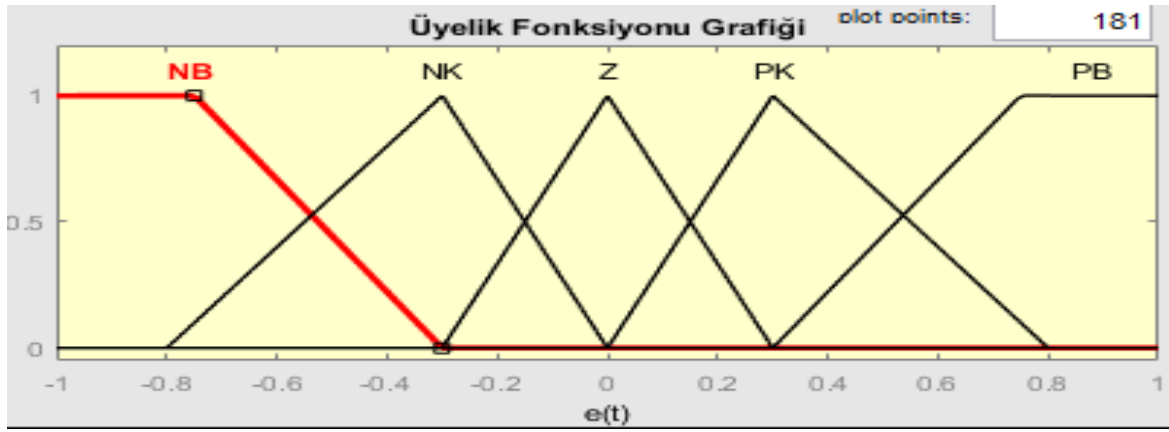
Bu bölümdeki simülasyonda Simulink programının “Fuzzy” aracını kullanarak girdiler için 5 ve çıktı için 7 fonksiyon üyelikli bulanık mantık kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bulanık mantık kontrolcüsünün kullandığı algorithmada istenen hız ile mevcut hızın farkından oluşan hata ile hatanın zamana göre değişimi sisteme girdi olarak verilmiştir. Çıktı ise PI denetleyicisinin kazançlarını ayarlamaktadır.

Bulanık Mantık-PI kontrolcüsü hız kontrol tasarımında sırasıyla aşağıdaki prosedürler uygulanmıştır:

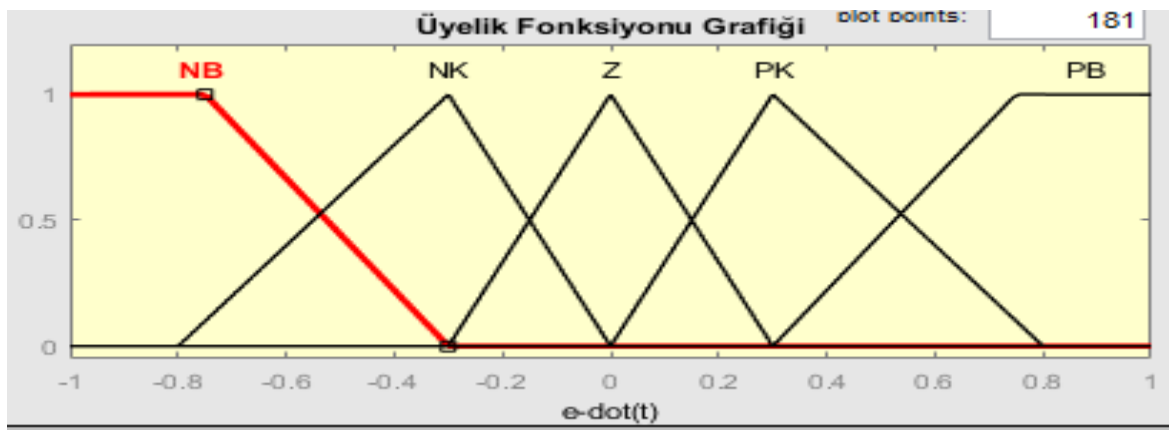
1. Kontrolcünün girdi ve çıktıların kesin değişkenler olarak belirlenmiştir.
2. Girdi ve çıktıları bulanık mantık kurallarına göre ayrıldı ve dilsel terimlerle etiketlenmiştir.
3. Her bir bulanık küme için üyelik fonksiyonun atanmıştır.
4. Girdiler bulanıklaştırılmıştır.
5. Bulanık girdiler EĞER-ÖYLEYSE koşullarına göre üretilmiştir.
6. Sonuç çıkarımı motoru seçilmiştir.
7. Her kuraldaki bulanık çıktılar toplanılmıştır.
8. Durulaştırma yöntemi seçilmiştir.

Bulanıklaştırma İşlemi

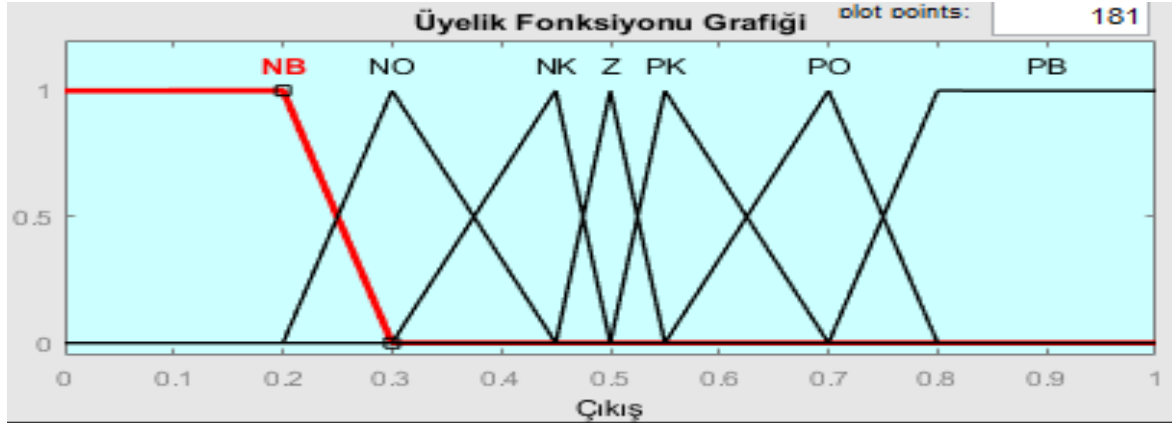
Benzetim çalışmasında uygulanan bulanık mantık sisteminde, sisteme sağlanan her bir girdi ($e(t)$ ve $\dot{e}(t)$) 0'dan 1'e kadar olan değerlerle eşleştirmek için 5 ayrı üyelik fonksiyonuna ayrılmıştır. Sistemin çıktısı ise 7 ayrı üyelik fonksiyonuna ayrılmıştır. Oluşturulan üyelik fonksiyonları için üçgen tipinde fonksiyon seçilmiştir ve her bir fonksiyona dilsel terimler atanmıştır. Bu terimler 7 üyelikli fonksiyona göre sırasıyla “pozitif küçük” (PK), “pozitif orta” (PO), “pozitif büyük” (PB), “sıfır” (Z), “negatif küçük” (NK), “negatif orta” (PO) ve “negatif büyük” (NB) kelimeleridir. Şekil 4.7, 4.8 ve 4.9’de fonksiyon üyeliklerine atanan dilsel terimler gösterilmiştir.



Şekil 4.7. Bulanık mantık 1. girdi üyelik fonksiyonları



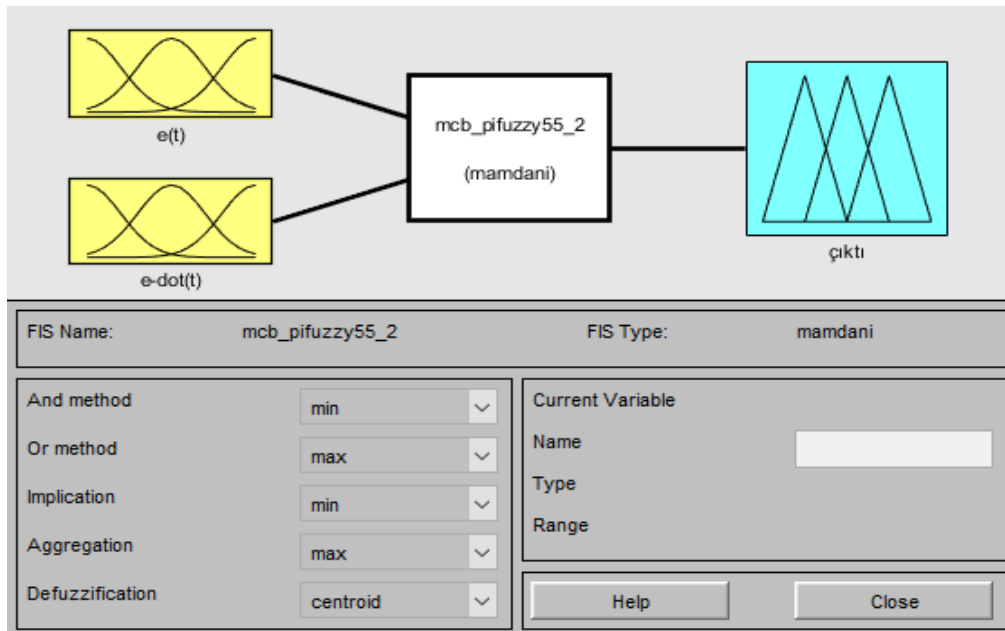
Şekil 4.8. Bulanık mantık 2. girdi üyelik fonksiyonları



Şekil 4.9. Bulanık mantık çıktı üyelik fonksiyonları

Kuralların Belirlenmesi

Girdi, çıktı değişkenleri ve UF tanımlandıktan sonra EĞER-ÖYLEYSE (IF-THEN) kurallarının belirlenmesi gerekmektedir. Bu kurallar sayesinde giriş değişkenleri, PI parametrelerini manipüle ederek motorun hızının istenen hız olarak nasıl olacağını bize söyleyecek bir çıktıya dönüştürür. Giriş ve çıkış değişkenleri ile UF sayısına bağlı olarak 25 adet kural elde edilmiştir. Sonuç çıkarımı olarak Mamdani tekniğinin min-max yöntemi seçildi. Şekil 4.10'da bulanık mantık sisteminin Simulink ara yüzü verilmiştir.



Şekil 4.10. Simulink bulanık mantık sistem bloğu

EĞER-ÖYLEYSE koşullarıyla belirlenen 25 kural çizelge 4.4'te paylaşılmıştır.

Çizelge 4.4. Bulanık mantık kural çizelgesi

	Δe					
e		NB	NK	Z	PK	PB
	NB	NB	NB	NO	NK	Z
	NK	NB	NO	NK	Z	PK
	Z	NO	NK	Z	PK	PO
	PK	NK	Z	PK	PO	PB
	PB	Z	PK	PO	PB	PB

Durulaştırma İşlemi

Bu aşamada, tüm gerçekleşen eylemler birleştirilerek tek bir eylem haline getirilmiştir ve net değerler elde edilmiştir. Çıktının elde edilmesinde ağırlık merkezi yöntemi kullanılmıştır.

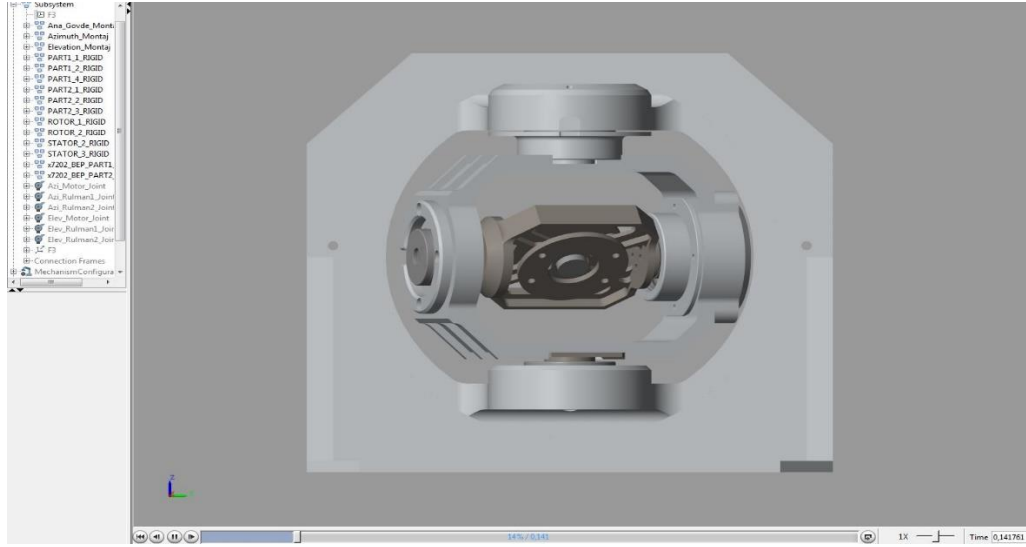
5. SİSTEMİN BENZETİM ÇALIŞMASI VE SONUÇLARI

Bir fikrin veya teorinin gerçek hata uyarlanmasıdan önce benzetim çalışmasının gerçekleştirmesi birçok avantaj sağlar. Sistemin dış ortam etkilerine karşı davranışını ve istenilen performansta çalışmasını benzetim çalışmasında gözlemleyerek hem maliyet yönünden hem de kazanılana süre bakımından benzetim çalışmalarının çok fazla getirisi vardır. Bu sebeple mühendislik uygulamalarında benzetim çalışmaları hayati önem taşımaktadır. Tezin bu bölümünde Matlab/Simulink programı kullanarak alan yönlendirmeli kontrol tekniğiyle iki eksenli arayıcı başlıkta SMSM'lerinin konum kontrolü anlatılmıştır. Kapalı çevrim kontrol sisteminde ilk önce geleneksel yöntem olan anti-windup özelliğini de içeren PI denetleyicisi kullanılacaktır. Daha sonrasında ise PI denetleyicisinin parametreleri olan P (oransal) ve I (integral) kazançlarının otomatik ayarını yapan Bulanık Mantık denetleyicisi kullanılarak hız kontrolünde Bulanık Mantık-PI kontrolcüsü kullanılacaktır. Tüm bu işlemler Matlab programının bir aracı olan Simulink programında gerçekleştirilecektir. Simulink, dinamik sistemleri simüle etmek için kullanılan bir programdır. Program sayesinde çok karmaşık dinamik sistemlerin benzetimlerini gerçekleştirerek gelişmiş grafik ara yüzü ve fonksiyonel blokların yardımıyla kullanıcının daha rahat bir şekilde sistemin parametrelerini ayarlayarak sistemin kontrolünü gerçekleştirmesine olanak sağlar. Simulink, analog sistemleri ve ayrık sayısal sistemleri simüle etme yeteneğine sahiptir. Ayrıca, programlama dillerini benzetim ortamında kullanılabilecek bloklara dönüştürülmesine de olanak sağlar. Simulink'in bu özellikleri sayesinde kullanıcı daha rahat bir şekilde karmaşık dinamik sistemlerin kontrolünü başarılı bir şekilde gerçekleştirebilir.

Benzetim çalışmasındaki SMSM'nin konum kontrolünde Matlab/Simulink programının "Motor Control Blockset" paketinden ve örnek çalışmalarından yararlanılmıştır.

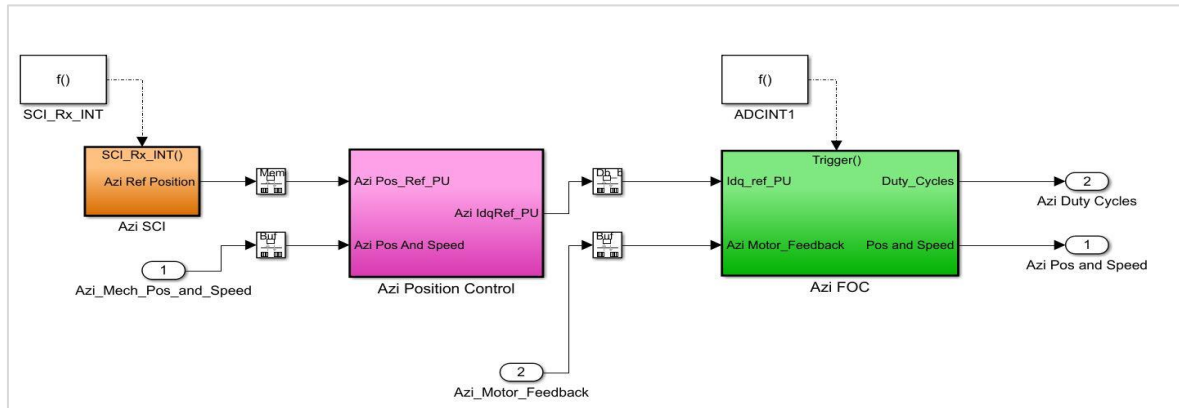
5.1. SMSM Konum Kontrol Sisteminin Simulink Modeli

SMSM'lerinin konum kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için sanal ortamda FOC tekniği uygulanacaktır. Şekil 5.1'de iki eksenli arayıcı başlık sisteminin tek ekseninde kontrol edilecek motorun FOC şeması verilmiştir. Bu şemaya bağlı kalınarak benzetim çalışması gerçekleştirilecektir.



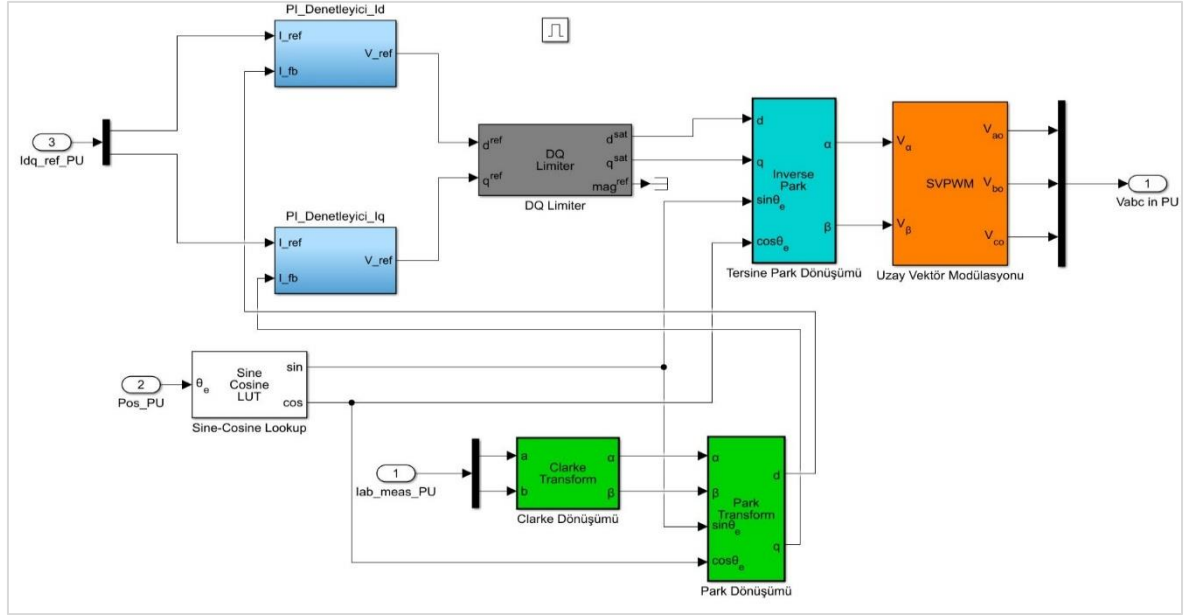
Şekil 5.3. Simulink ortamında arayıcı başlık modeli

İki eksenli arayıcı başlık sisteminin tek eksendeki motor pozisyon kontrol şeması şekil 5.4'te verilmiştir.



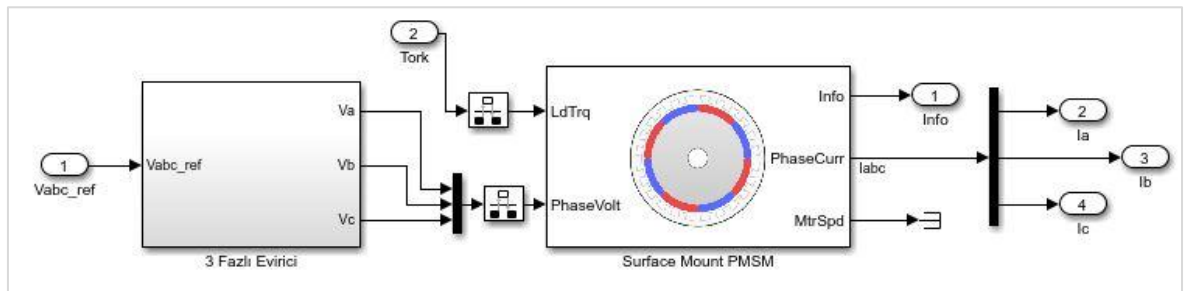
Şekil 5.4. Simulink ortamında yanca ekseninin konum kontrol blok şeması

Şekil 5.5'te FOC tekniğinde kullanılan Clarke dönüşümü, Park dönüşümü, SVPWM ve Tersine Park dönüşünün yer aldığı blok şeması yer almaktadır. I_q ve I_d akımları, PI denetleyicileri ile kontrolü sağlanmıştır. Blok şemalarına ait denklemler 2. bölümde alan yönlendirmeli kontrol başlığı altında paylaşılmıştır.



Şekil 5.5. Simulink ortamında FOC blok şeması

Şekil 5.6’de 3 fazlı evirici ve motorun modeli verilmiştir. Arayıcı başlıkta kullanılan motorların sabit mıknatısları rotorun üst yüzeyinde konumlandığından, kullanılan motorlara en uygun Simulink modeli “Surface Mount PMSM” bloğudur. 2. bölümde elde edilen motor matematiksel denklemleri ile Simulink bloğunda kullanılan denklemler bir biriyle örtüşmektedir. Motor matematik modellemesinde kullanılan denklemler 2. Bölümde yer almaktadır. Bu sebeple motorun modellenmesinde bu bloktan yararlanılmıştır.



Şekil 5.6. 3 fazlı evirici ve motorun blok şeması

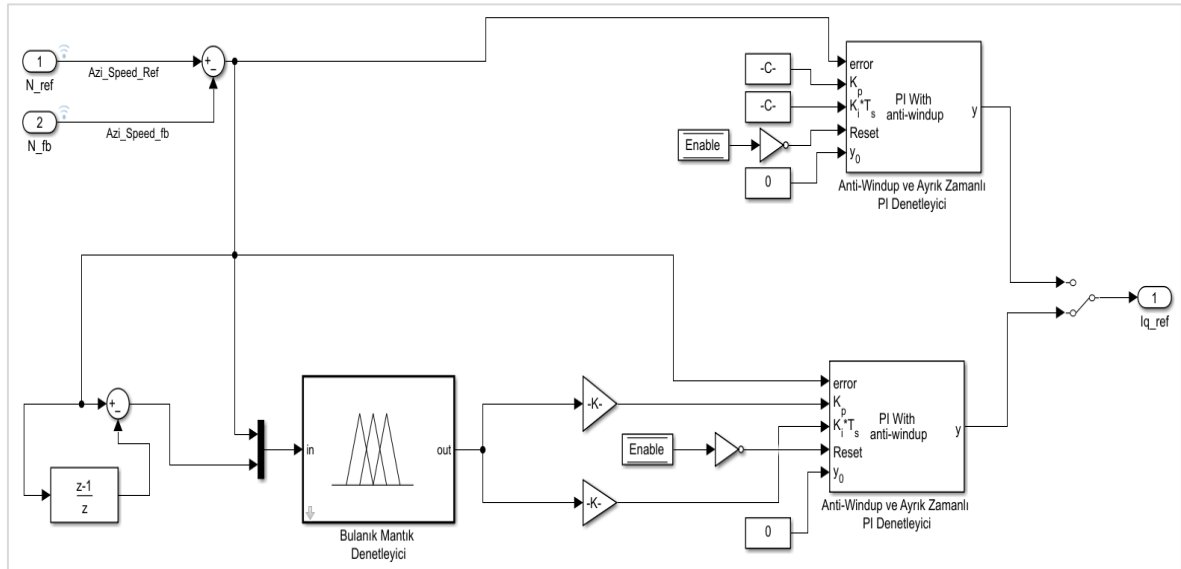
Simülasyon ortamında kullanılan yanca ve yükseliş eksenlerinde kullanılan motorların parametreleri aşağıdaki çizelge 4.1’de verilmiştir.

Sistemin kontrolü için gereken parametre değerleri aşağıdaki çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1. Sistem kontrol parametreleri

Açıklama	Sembol	Değer	Birim
PWM Frekansı	F_s	20000	Hz
Örnekleme Zamanı	T_s	50×10^{-6}	sn

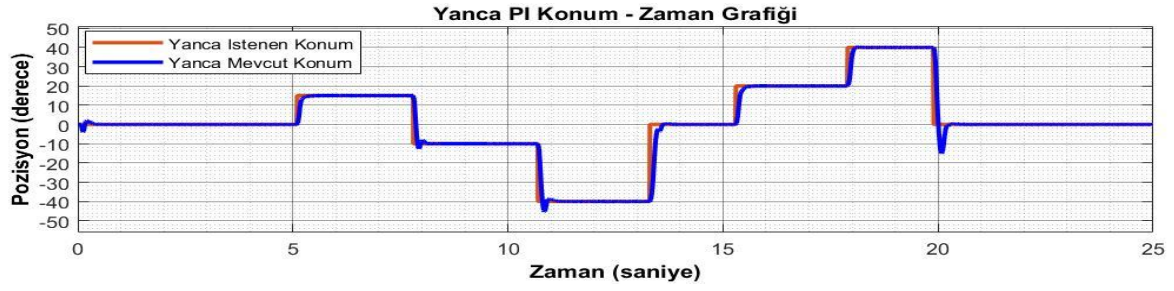
Arayıcı başlık sisteminin pozisyon kontrolündeki alt döngüsü olan hız kontrolünde iki farklı denetleyici kullanılmıştır. Bunlardan biri PI denetleyicisi, diğeri ise Bulanık Mantık-PI denetleyicisi. İki denetleyici tipinin kontrol blok şeması şekil 5.7’de verilmiştir. Denetleyicilerin kontrol tasarımı ve denklemleri 4. bölümde yer almaktadır.



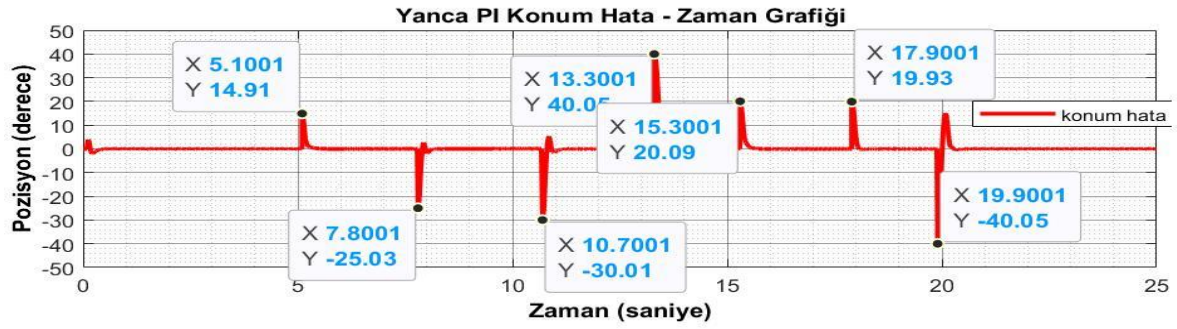
Şekil 5.7. Hız kontrolündeki PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicilerinin blok şeması

5.2. PI Denetleyicisi ile Konum Kontrolü

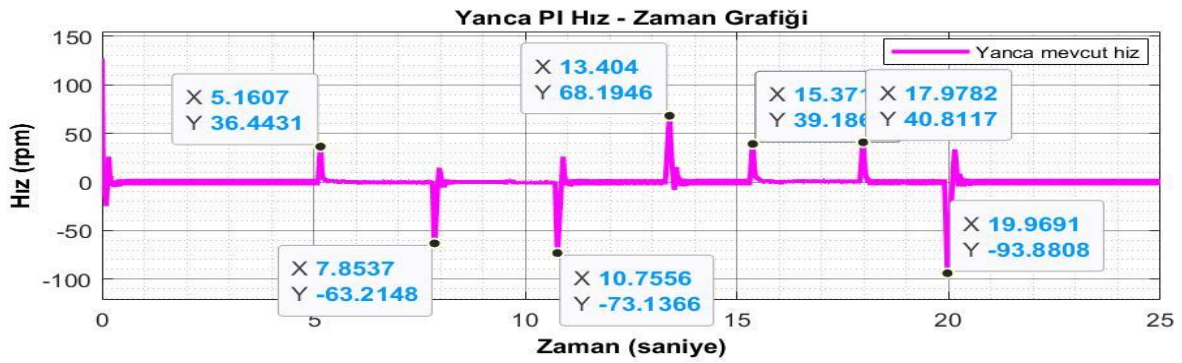
İki hareket ekseninde PI denetleyicisinde kullanılan kontrol parametreleri çizelge 4.2’de verilmiştir. Çizelgede verilen parametreler, PI denetleyici kazançlarında kullanılarak Simulink programı aracılığıyla gerçekleştirilen iki eksenli arayıcı başlığa ait konum kontrol, hata ve hız grafikleri aşağıda verilmiştir. Simülasyon ilk koşulduğunda sistem değerlerinin yerleşmesi için 5 sn beklenmiştir. Daha sonra sistemin konum kontrolüne başlanılmıştır.



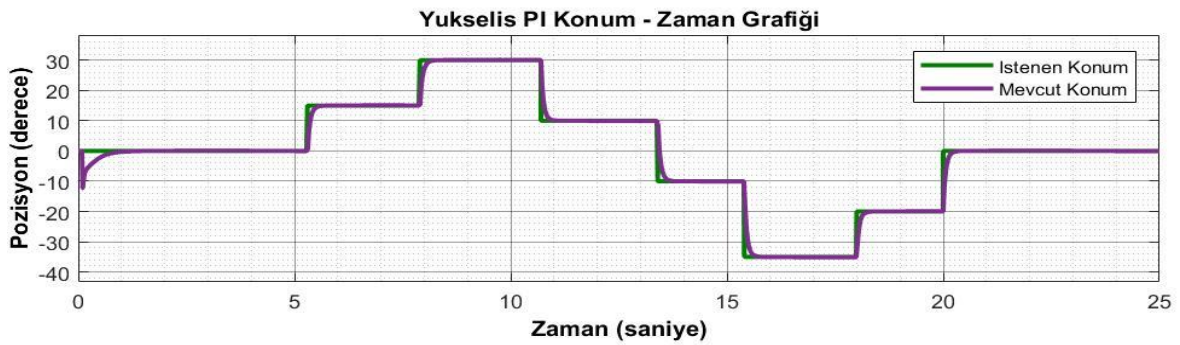
Şekil 5.8. PI denetleyicili yanca konum grafiği (simülasyon)



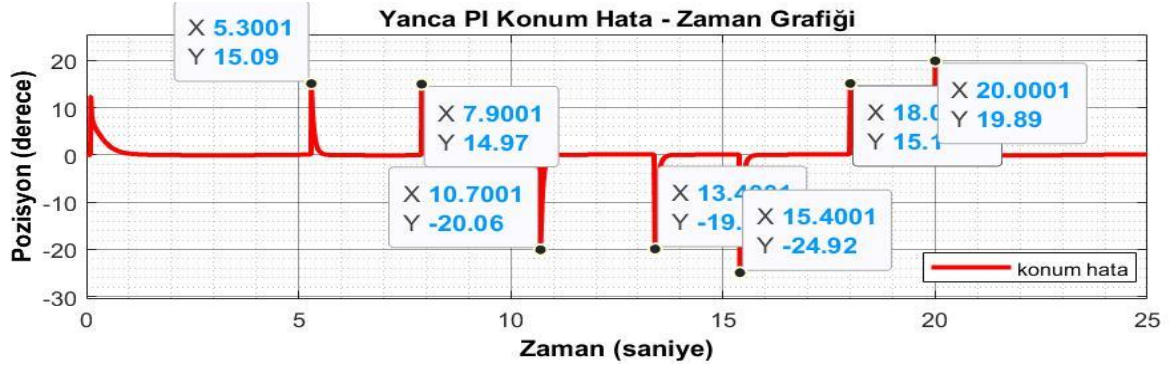
Şekil 5.9. PI denetleyicili yanca konum hata grafiği (simülasyon)



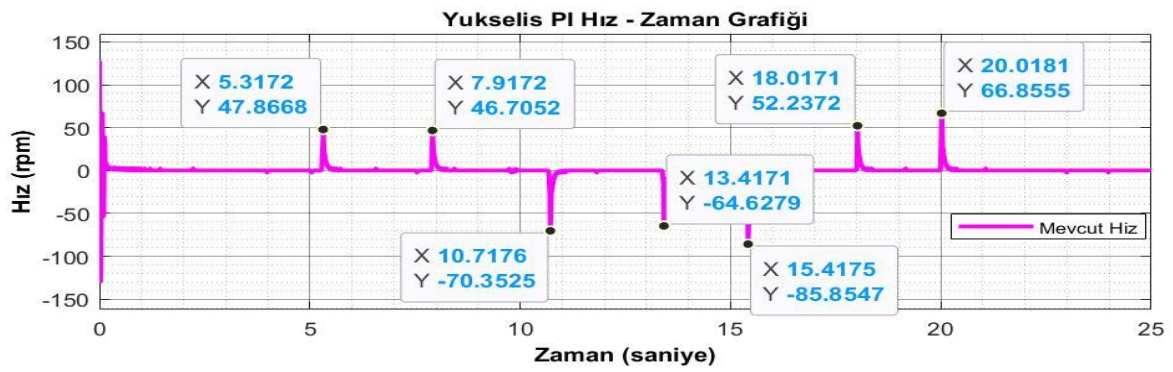
Şekil 5.10. PI denetleyicili yanca hız grafiği (simülasyon)



Şekil 5.11. PI denetleyicili yükseliş konum grafiği (simülasyon)



Şekil 5.12. PI denetleyicili yükseliş konum hata grafiği (simülasyon)



Şekil 5.13. PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (simülasyon)

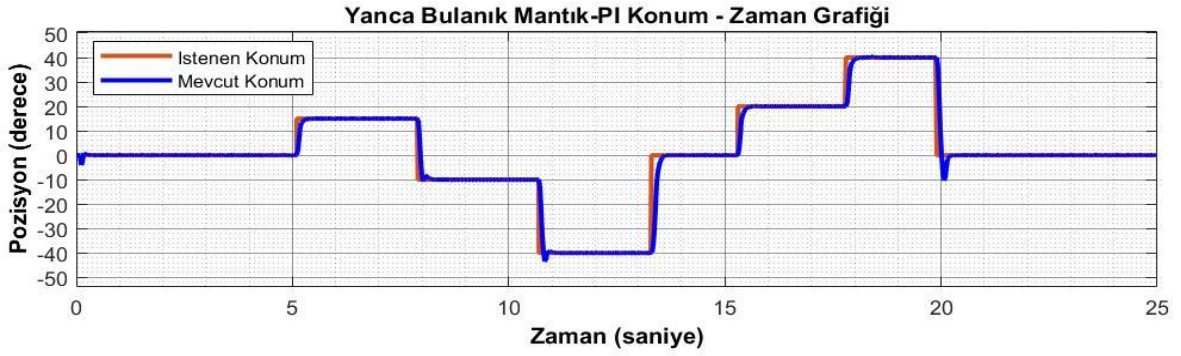
Arayıcı başlığın mekanik tasarımı sebebiyle sistemin uç işlevcisi yanca ve yükselişte $\pm 49^\circ$ aralığında hareket edebilmektedir. Bu aralık doğrultusunda sisteme koordinat bilgisi girerek, bu girdiler doğrultusunda sistemin hareketi gerçekleşmiştir. Hareket esnasında yanca ekseninde ve yükseliş eksenlerinde gerçekleşen konum ve hız grafiği yukarıdaki şekillerde verilmiştir. Grafikler incelendiğinde sistemin farklı pozisyon aralıklarında hareket ettiği görülmektedir. Sistemin konum aralığı arttıkça salınımın arttığı gözlemlenmektedir. Aynı zamanda, motorun tepe hızı da artmaktadır. Sistemin daha detaylı analizi PI ve Bulanık Mantık-PI karşılaştırma bölümünde yapılacaktır.

5.3. Bulanık Mantık-PI Denetleyicisi ile Konum Kontrolü

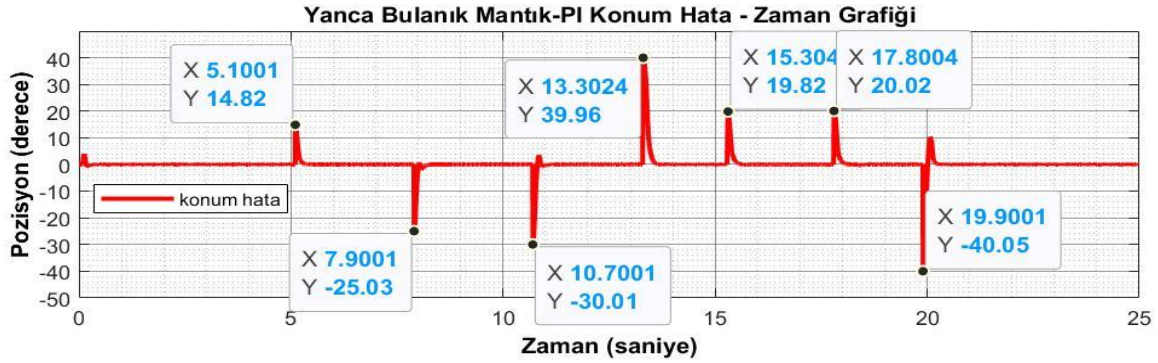
İki hareket ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicisi kullanılmıştır. Simulink programı aracılığıyla gerçekleştirilen iki eksenli arayıcı başlığa ait konum kontrol ve hız grafikleri aşağıda verilmiştir.

Girdi, çıktı değişkenleri ve UF tanımlandıktan sonra EĞER-ÖYLEYSE (IF-THEN) kurallarının belirlenmesi gerekmektedir. Bu kurallar sayesinde giriş değişkenleri, PI parametrelerini manipüle ederek motorun hızının istenen hız olarak nasıl olacağını bize söyleyecek bir çıkışa dönüştürür. Giriş ve çıkış değişkenleri ile UF sayısına bağlı olarak 25

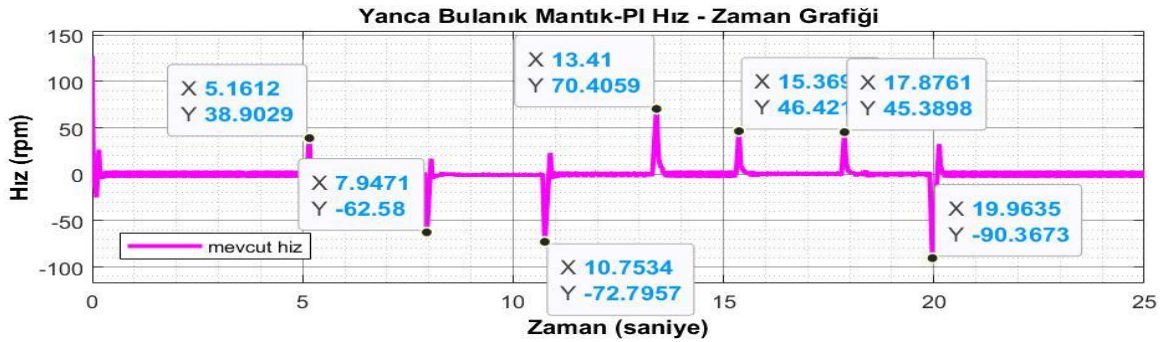
Bu benzetim çalışmasında kapalı döngü hız kontrolü aşamasında Bulanık Mantık-PI denetleyici kullanarak iki hareket ekseninde elde ettiğimiz konum kontrol sonuçları aşağıda yer almaktadır.



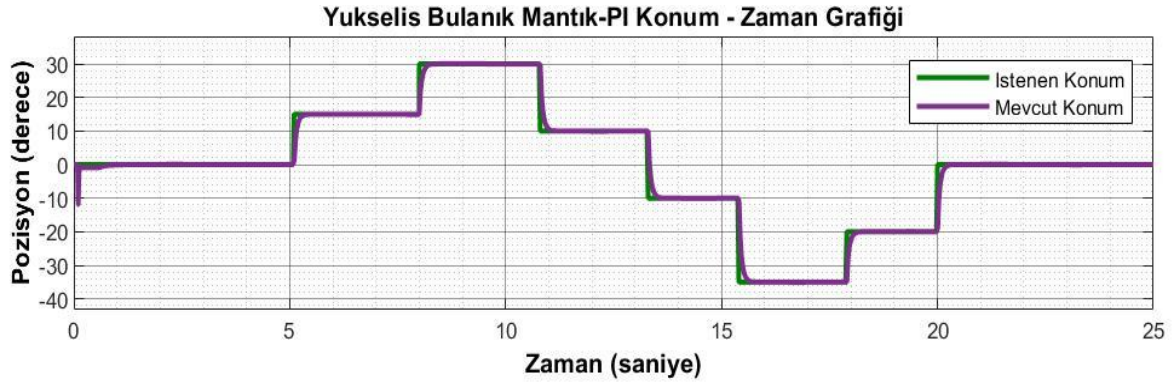
Şekil 5.14. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca konum grafiği (simülasyon)



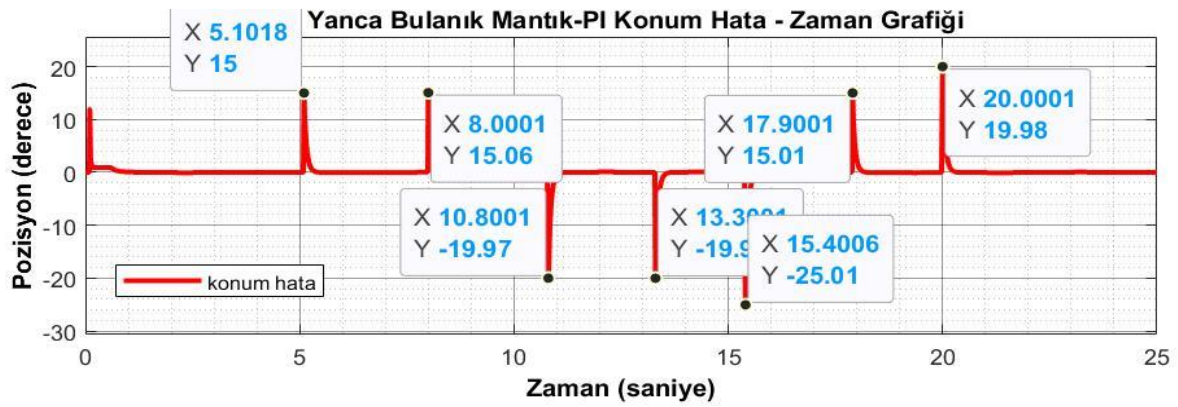
Şekil 5.15. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca konum hata grafiği (simülasyon)



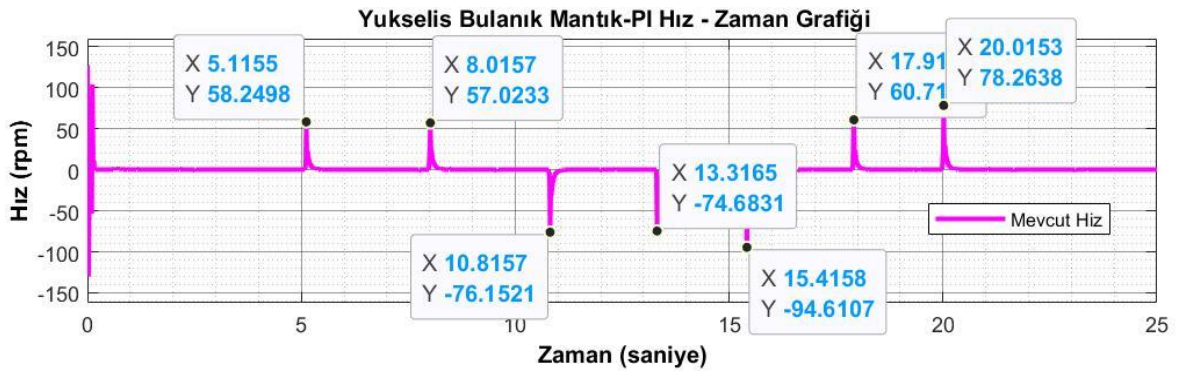
Şekil 5.16. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (simülasyon)



Şekil 5.17. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş konum grafiği (simülasyon)



Şekil 5.18. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş konum hata grafiği (simülasyon)



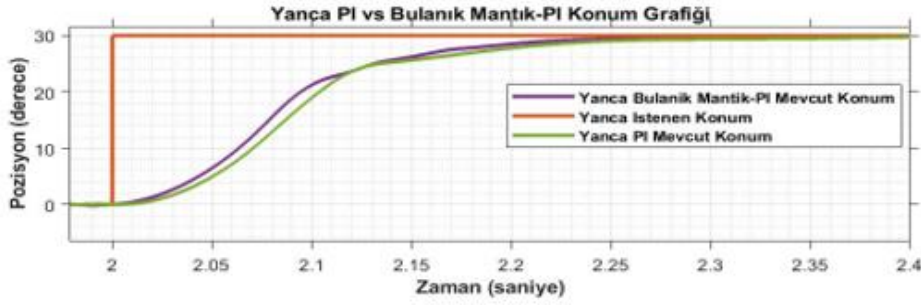
Şekil 5.19. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (simülasyon)

Bulanık Mantık-PI denetleyicisi kullanılarak yapılan pozisyon kontrol benzetim çalışmasında elde ettiğimiz grafikleri inceleyecek olursak, arayıcı başlıkta PI denetleyicisi kullanılarak elde ettiğimiz sonuçlara yakın bir davranış sergilemiştir. Sistemin hareket pozisyon aralığı arttıkça salınımın ve tepe hızının arttığını gözlemlenmektedir. PI ve Bulanık Mantık-PI karşılaştırma bölümünde daha detaylı inceleme yapılacak olup, iki denetleyicinin performansı karşılaştırılacaktır.

5.4. PI ve Bulanık Mantık-PI Denetleyicilerinin Konum Kontrolünde Karşılaştırılması

İki farklı denetleyici kullanılarak elde edilen konum verileri Şekil.5.20 ve Şekil.5.23'teki grafiklerde paylaşılmıştır. Bu sayede denetleyicilerin performans farkı daha net anlaşılmaktadır.

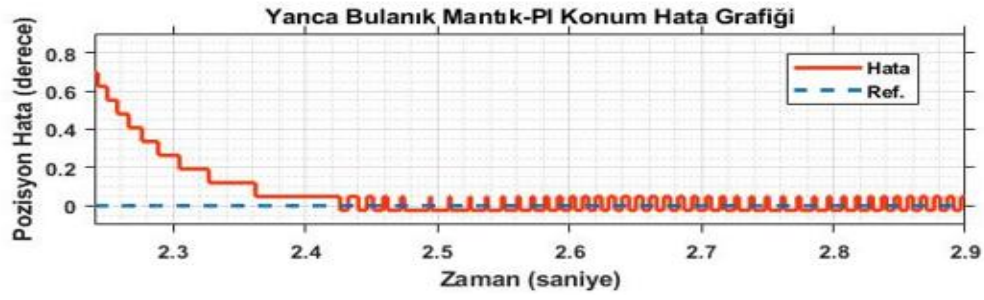
Şekil.5.20 ve Şekil.5.23'te, yanca ve yükseliş ekseninde başlangıç pozisyonundan (0°) son konuma (30°) gelen arayıcı başlık sisteminin PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicileri kullanılarak elde edilen veriler paylaşılmıştır. Ayrıca, Şekil 5.21, 5.22, 5.24 ve 5.25'te, sistemin hedef konuma varışındaki %2'lik yerleşme zamanından sonra konum hata verileri paylaşılmıştır.



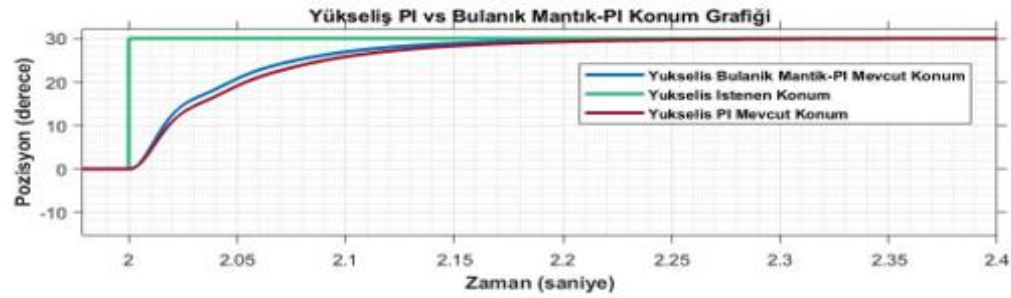
Şekil 5.20. Yanca ekseninde Bulanık Mantık-PI ve PI denetleyicileri ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (simülasyon)



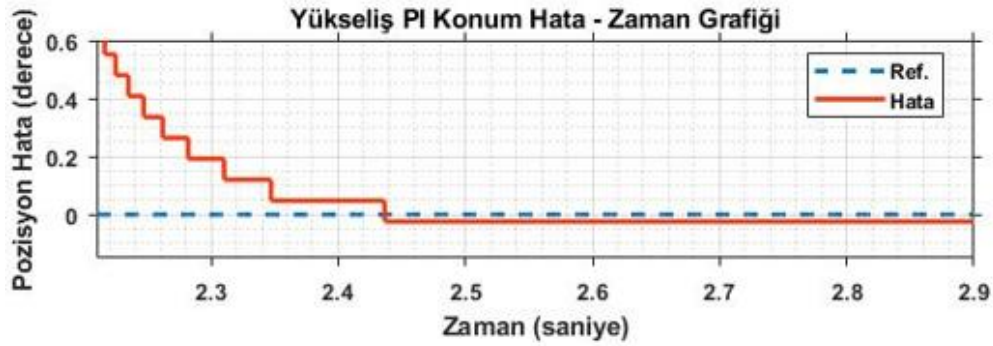
Şekil 5.21. Yanca ekseninde PI denetleyicili konum hata grafiği (simülasyon)



Şekil 5.22. Yanca ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum hata grafiği (simülasyon)



Şekil 5.23. Yükseliş ekseninde Bulanık Mantık-PI ve PI denetleyicileri ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (simülasyon)



Şekil 5.24. Yükseliş ekseninde PI denetleyicili konum hata grafiği (simülasyon)



Şekil 5.25. Yükseliş ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum hata grafiği (simülasyon)

Grafikleri incelediğimiz zaman, Bulanık Mantık-PI denetleyicisinin kullanıldığı konum kontrolünde her iki ekseninde de daha az sürede istenilen konuma ulaştığı gözlemlenmektedir. Yanca ekseninde, 0 dereceden 30 dereceye hareket sağlanırken Bulanık Mantık-PI denetleyicili kontrolde hız maksimum 74.89 rpm değerine ulaşırken, PI denetleyicili kontrolde maksimum hız 70.31 rpm değerine ulaşmıştır. Yükseliş ekseninde ise Bulanık Mantık-PI denetleyicili kontrolde maksimum hız 251 rpm elde edilirken, PI denetleyicisi kullanıldığında 154.4 rpm elde edilmiştir. Konum hata grafikleri incelendiğinde, Şekil 4.22’de sistem hedef konuma yerleştikten sonra hedef konum üzerinde $\pm 0.05^\circ$ aralığında salınım yapmaktadır. Diğer grafiklerde ise hedef konuma $\pm 0.02^\circ$ hassasiyet ile yerleşmektedir. Elde edilen diğer performans değerler çizelge 5.2’de verilmiştir.

Çizelge 5.2. Simülasyon performans karşılaştırma tablosu

	Yanca Ekseni		Yükseliş Ekseni	
	PI Denetleyici	Bulanık Mantık-PI Denetleyici	PI Denetleyici	Bulanık Mantık-PI Denetleyici
Aşım Oranı	0 %	0 %	0 %	0 %
Yükselme Zamanı	0.14 s	0.13 s	0.11 s	0.09 s
Yerleşme Zamanı	0.26 s	0.24 s	0.21 s	0.19 s

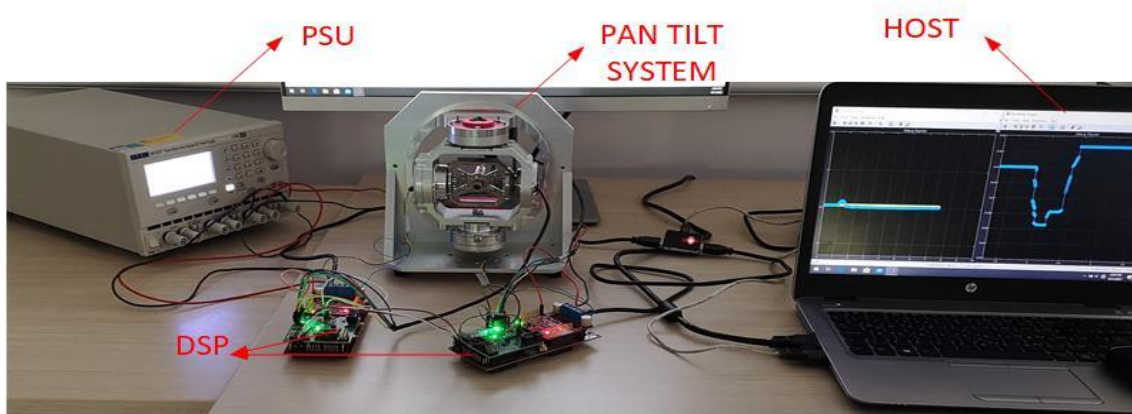
Yukarıdaki çizelge incelendiğinde, Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum kontrolünde yerleşme ve yükselme zamanları PI denetleyicili kontrole göre daha kısa sürede gerçekleştiği gözlemlenmektedir. Her iki ekseninde de referans konumuna göre aşım görülmemiştir. Sonuç olarak Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum kontrolünün PI denetleyicili konum kontrolüne göre daha gürbüz olduğunu söylenebilir.

6. DENEYSEL ÇALIŞMA VE SONUÇLARI

Bir fikrin veya tasarımın gerçek hayata uyarlamadan önce sanal ortamda benzetiminin yapılması mühendise birçok avantaj sağlar. Fakat fikrin gerçek hayata uyarlanması, benzetim çalışmalarıyla bire bir örtüşmeyebilir. Çünkü içinde yaşadığımız dünyada çok fazla değişken içermektedir. Özellikle gerçek hayatta uygulanan motor kontrol çalışmalarında dış ortamdaki gelen gürültü, sıcaklık dalgalanmaları ve belirlenmesi zor olan parametrelerin etkisi benzetim çalışmalarının, deney çalışmalarıyla aynı sonucu vermesini zorlaştırır. Hatta neredeyse imkânsız hale gelebilir. Bu yüzden motor kontrol uygulamalarında deneysel çalışmaların önemi çok fazladır. Tezin bu bölümünde 24° sıcaklıkta laboratuvar ortamında gerçekleşen deneysel çalışmanın deneysel düzeneği ve sonuçları olarak iki kısma ayrılmıştır. İki eksenli arayıcı başlık sisteminin pozisyon kontrolünün deneysel çalışmasına yer verilecektir.

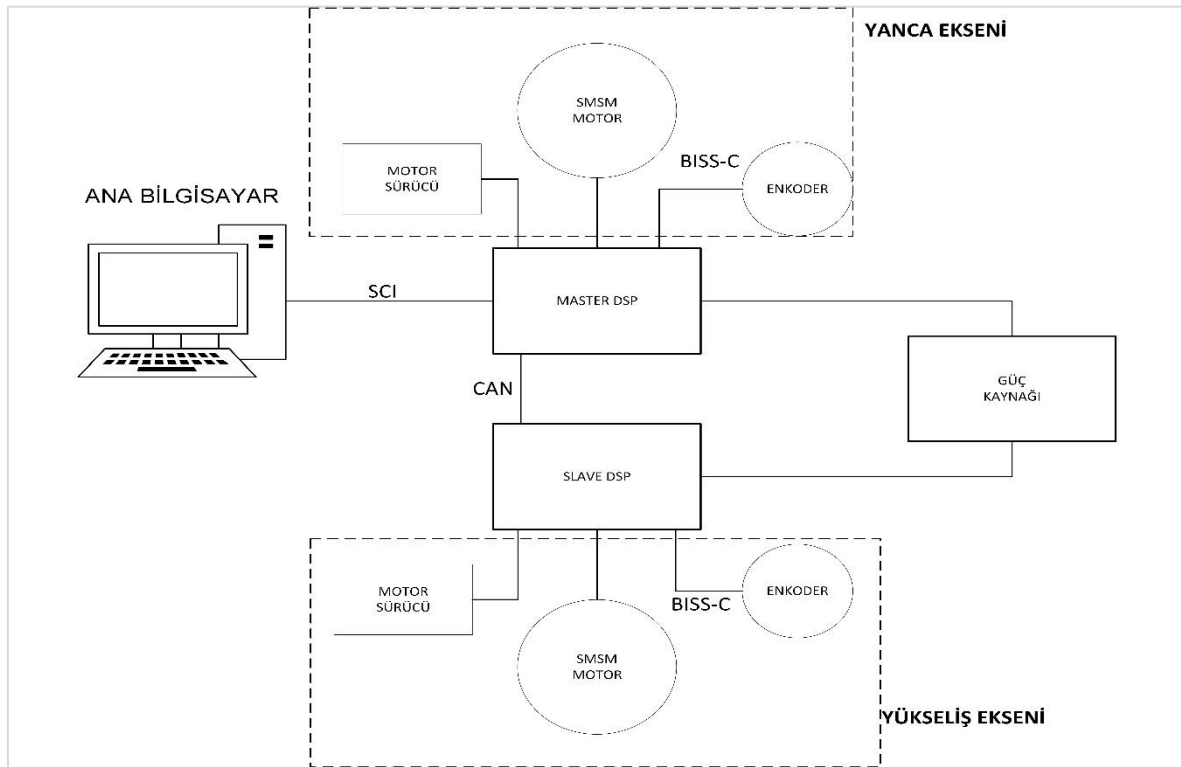
6.1. Deneysel Çalışma Düzeneği

Sistemin donanımsal düzeneğinde her bir eksendeki hareket kontrolünde işlemci olarak Texas Instrument'ın C2000 ailesinde yer alan LAUNCHXL-F28379D DSP, hareket eksenlerinin konum bilgisinin ölçülebilmesi için mutlak enkoder, motorların sürülebilmesi için Texas Instrument'ın üç fazlı BOOSTXL-DRV8305EVM motor sürücüsü, enkoderden gelen bilgilerin DSP'ye aktarılmasında kullanılan arabirim olarak Texas Instrument'ın TIDM-1010 modülü ve sisteme girdinin sağlanabilmesi ve çıktıların gözlenebilmesi için ana bilgisayar kullanılmıştır. Sistemin deneysel düzeneği resim 6.1'de verilmiştir.



Resim 6.1. Sistemin deneysel düzeneği

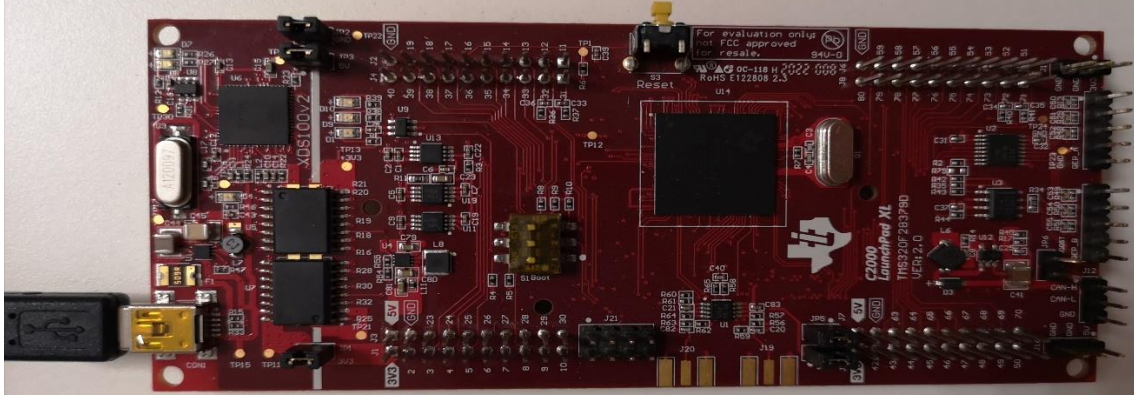
Sistemin yazılım çalışmaları Matlab/Simulink programında gerçekleştirilmiştir. Program sayesinde motorlarda gerçek zamanlı pozisyon kontrolü gerçekleştirilmiştir Simulink programında “Embedded Coder Support Package for TI C2000 Processors” ve “Motor Control Blockset” paketlerinden yararlanılmıştır. İki eksen için kullanılan DSP’ler arasındaki haberleşme denetleyici alan ağı (CAN) protokolü aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. Mutlak enkoderlerden alınan pozisyon bilgisi BISS-C protokolü sayesinde başarılmıştır. Ana DSP ile ana bilgisayar arasındaki iletişim seri haberleşme arayüzü (SCI) ile sağlanmıştır. Sistemin tasarım mimarisi Şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1. Sistemin mimari şeması

6.1.1. DSP (LAUNCHXL-F28379D DSP)

LAUNCHXL-F28379D DSP mikrokontrolcüsü (resim 6.2) iki çekirdekli yüksek performansı sayesinde SMSM’de gerçek zamanlı kontrol gerçekleştirmemize olanak sağlar. DSP doğrudan C/C++ ile kodlanabilme yeteneğine sahiptir. Ayrıca, Matlab/Simulink programı ile kodlar geliştirilebilir ve bu kodlar işlemci içine gömülebilir.



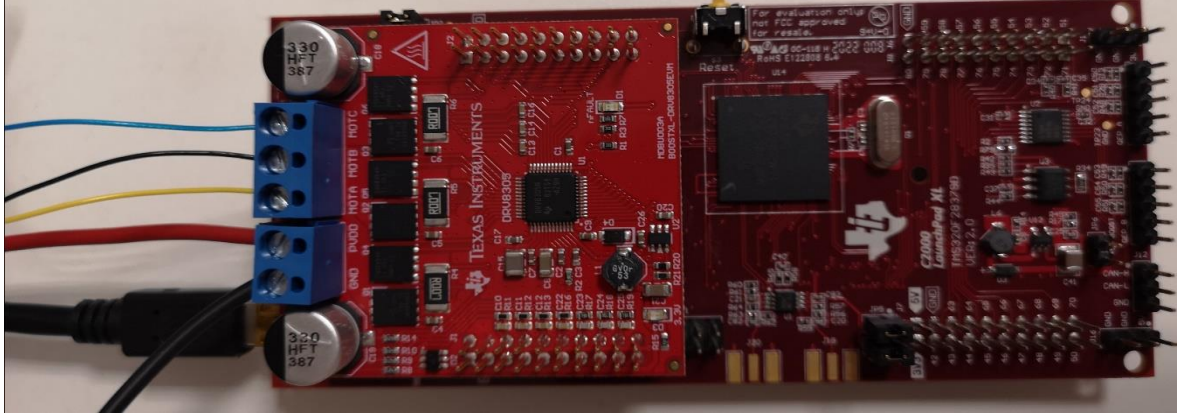
Resim 6.2. LAUNCHXL-F28379D DSP

DSP özellikleri aşağıda listelenmiştir.

- 200 MHz frekanslı çift çekirdek
- Genel amaçlı giriş/çıkış (GPIO) ve 12-bit/16-bit çözünürlükte analogdan dijitala dönüştürücü (ADC)
- İzole CAN alıcı-verici konektörü
- 16-bit çözünürlükte gelişmiş darbe genişliği modülatörü (ePWM)
- 1 MB Flash hafıza
- SCI modülü ve evrensel seri veriyolu (USB) modülü
- 3 fazlı motor sürücü entegre edilebilir.

6.1.2. Motor sürücü (BOOSTXL-DRV8305EVM)

Bu çalışmada BOOSTXL-DRV8305EVM motor sürücüsü (resim 6.3) sistemde 3 fazlı SMSM'lerinin sürülebilmesi için kullanılmıştır. Doğrudan LAUNCHXL-F28379D DSP'ye entegre edilebilme yeteneğine sahiptir.



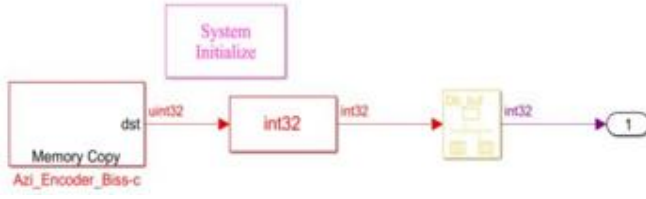
Resim 6.3. BOOSTXL-DRV8305EVM motor sürücü

Motor sürücüsünün özellikleri aşağıda listelenmiştir.

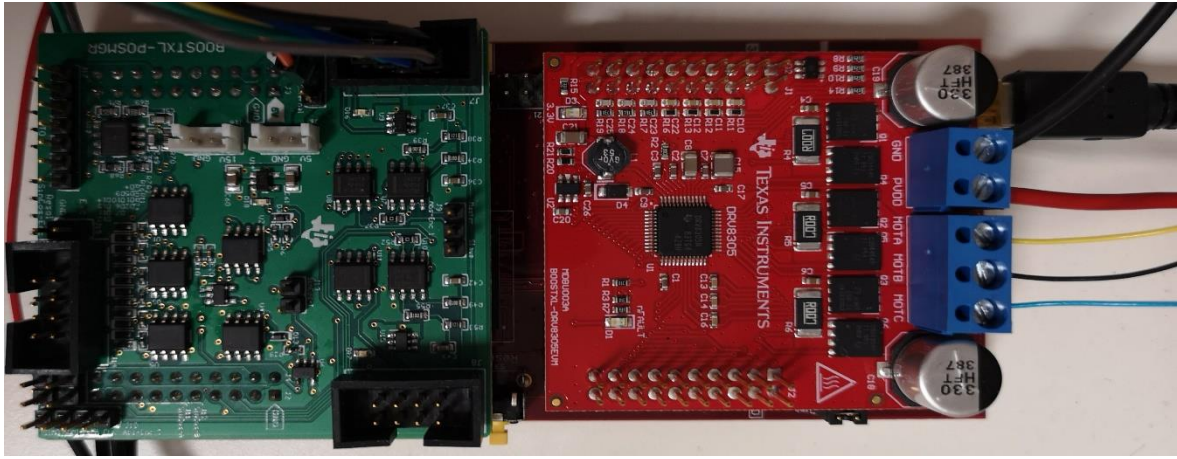
- 3 fazlı sürücü aşaması
- 4,4 - 45 V voltaj beslemesini ve 15 ampere kadar RMS sürücü akımını destekler.
- 6 adet Güç MOSFET'leri (1,8 m Ω) vardır.
- Bireysel motor fazı ve DC veriyolu gerilimi algılaması
- Her yarım köprü için düşük yan akım şönt algılaması

6.1.3. Enkoder arabirim modülü (TIDM-1010)

TIDM-1010 modülü (resim 6.4) ek devrelere ihtiyaç olmadan doğrudan f28379d DSP üzerine entegre edilebilir. 5 MHz saat hızına kadar destekleme kapasitesine sahiptir ve Biss-C haberleşme protokolünü destekler. Bu sayede, Texas Instrument'ın Code Composer Studio Programı için hazırlanmış olan C kod tabanlı "PM_bissc_SystemTest" örneğini bu çalışmada kullanılan enkodere uygun olarak geliştirerek pozisyon bilgisini elde edilmiştir. Daha sonrasında ise Matlab programının geliştirdiği "Simulink Reference Application Examples for TI C2000" çalışmasından esinlenilerek hazırlanmış olan çalışma sayesinde enkoderden pozisyon verisi elde eden yazılım Matlab/Simulink ortamına aktarılmıştır (Şekil 6.2).



Şekil 6.2. Enkoderden Pozisyon verisi elde etme simulink modeli



Resim 6.4. TIDM-1010 modülü

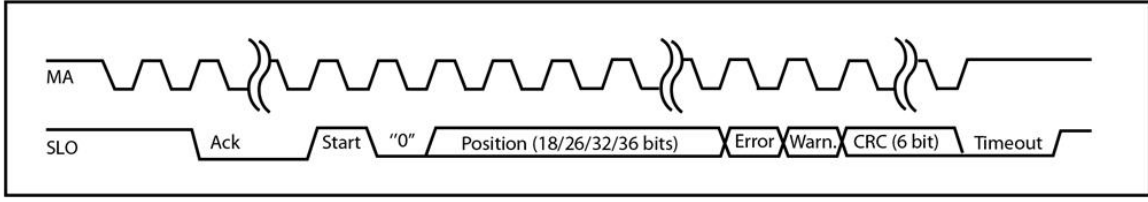
6.1.4. Mutlak enkoder

Bu çalışmada Netzer firmasına ait mutlak encoder kullanılmıştır. Özellikleri aşağıda verilmiştir.

- 17 bit çözünürlüğe sahip
- Biss-C haberleşme protokolünü destekler
- Max. dönüş hızı 4000 rpm
- Genişletilmiş doğruluk statik hatası $\pm 0,01^\circ$
- 0,1 - 5 MHz saat frekans aralığına sahip
- 5V besleme gerilimi

6.1.5. Biss-C haberleşme protokolü

Biss-C açık kaynak arayüzlü, yüksek hızlı dijital verilerin iletimini sağlayan gerçek zamanlı bir haberleşme protokoldür. Döner ve lineer enkoderler için kullanılır. Veri formatı şekil 6.3'teki gibidir (Renishaw, n.d.).



Şekil 6.3. Biss-C veri formatı (Renishaw, 2021.)

MA: Ana cihaz saatidir. Konum edinme isteklerini ve zamanlama bilgilerini ana cihazdan enkodere iletir.

SLO: Enkoder saatidir. Konum bilgilerini MA ile senkronize bir şekilde enkoderden ana cihaza aktarır.

Ack: Enkoderin mutlak konumunu hesapladığı süredir

Start: Bu sinyal ile enkoder veri göndermeye başlar.

0: Bu bitten sonra sinyal gönderimi başlanır.

Position: Mutlak enkoder pozisyon verisidir

Error: Hata sinyali

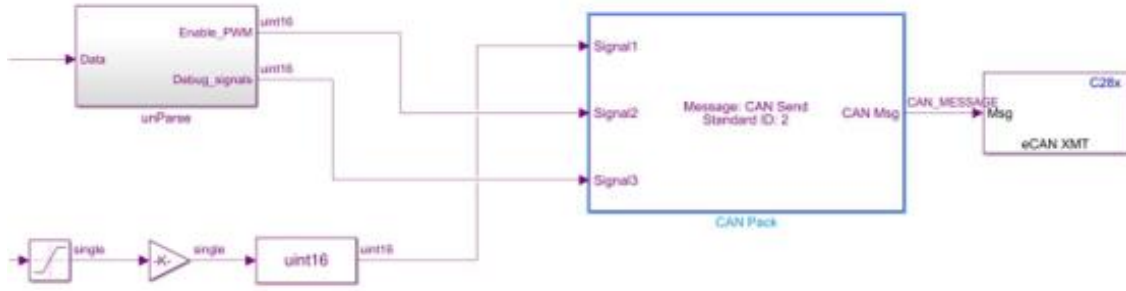
Warn: Uyarı sinyali

CRC: Konum, hata ve uyarı verileri için polinom verisidir.

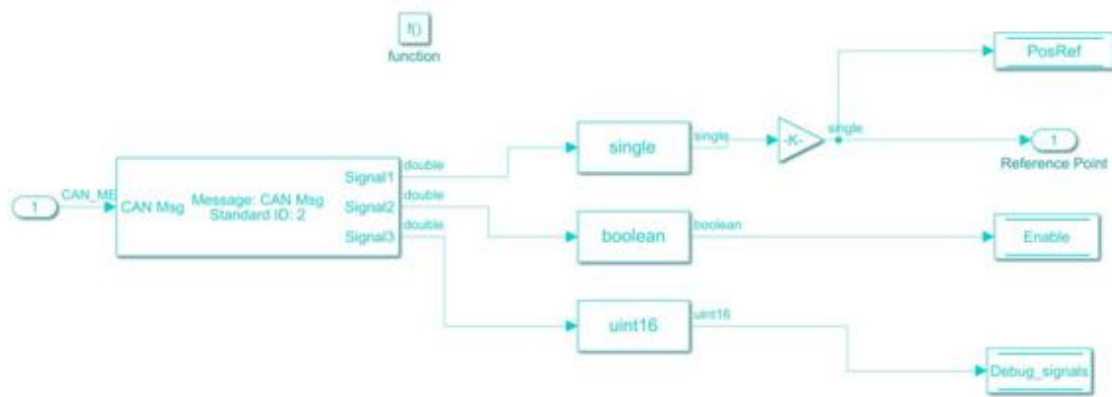
Timeout: Sıralı istek döngüleri arasında geçen süredir.

6.1.6. Denetleyici alan ağı (CAN) haberleşme protokolü

CAN haberleşme otomotiv sektöründe çok güvenli bir protokol olması sebebiyle arabalarda kullanılmak üzere keşfedilmiştir. Daha sonrasında ise çeşitli sektörlerde kullanılmaya başlanmıştır. Bu çalışmada CAN-High, Can-Low ve GND olmak üzere üç kablo üzerinden iki DSP arasında haberleşme sağlanmıştır. Veriler gönderilirken ayrık veya paket halinde gönderilebilmektedir. Matlab/Simulink programındaki CAN haberleşme modülleri kullanılarak Simulink ortamında CAN haberleşmesi sağlanmıştır. Şekil 6.4 ve şekil 6.5te sırasıyla Simulink'te CAN protokolünü kullanarak kontrol sinyali gönderme ve alma blok şeması verilmiştir.



Şekil 6.4. Simulink CAN protokol veri gönderim blok şeması



Şekil 6.5. Simulink CAN protokol veri alım blok şeması

6.1.7. Seri haberleşme arayüzü (SCI)

SCI, iki kablolu asenkron seri bağlantı noktasıdır. SCI sayesinde CPU ve diğer asenkron çevre birimleri arasında dijital verilerin gönderimini ve alımını sağlar. Bu çalışmada ana DSP ile bilgisayar arasındaki veri iletimi SCI sayesinde USB modülü üzerinden gerçekleştirilmiştir. Simulink'te veri iletimi ve alımı “SCI Transmit” ve “SCI Receive” blokları sayesinde gerçekleştirilmiştir. DSP ile anabilgisayar arasındaki baud hızı 12×10^6 (bps) olarak alınmıştır.

6.1.8. Deneysel çalışmada kullanılan bulanık mantık algoritması

Bulanık mantık kontrolünde üyelik fonksiyonlarının sayısına bağlı olarak kurallar dizisindeki koşullar artmaktadır. Diğer bir deyişle üyelik fonksiyonlarının sayısındaki artış kural dizindeki koşul sayılarını arttırmaktadır. Deneyde kullanılan FOC algoritmasının karmaşık ve yoğun matematiksel işlemler içermesinden ve bulanık mantık denetleyicisinde

çok fazla sayıda koşul ve döngü bulunmasından dolayı kullanılan DSP işlemci gücünün yüksek kapasitede olması gerekmektedir.

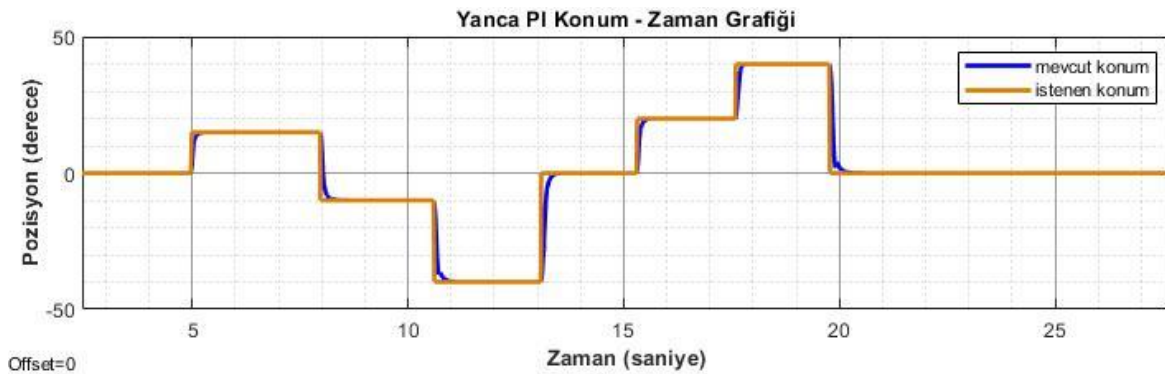
Tezin beşinci bölümünde kullanılan 7 üyelik fonksiyonlu bulanık mantık algoritması FOC metodu ile birlikte uyguladığımız zaman deneyde kullandığımız DSP’ler gerçek zamanlı olarak algoritmayı koşamamaktadır. Bu sebeple deneyde kullanılan bulanık mantıktaki üyelik fonksiyon sayısında azalışa gidilmiştir. Girdi üyelik fonksiyon sayısı üçe, çıktı üyelik fonksiyon sayısı beşe düşürülmüştür. Bulanık mantık kural çizelgesi aşağıda verilmiştir.

Çizelge 6.1. Deneyde kullanılan bulanık mantık kural çizelgesi

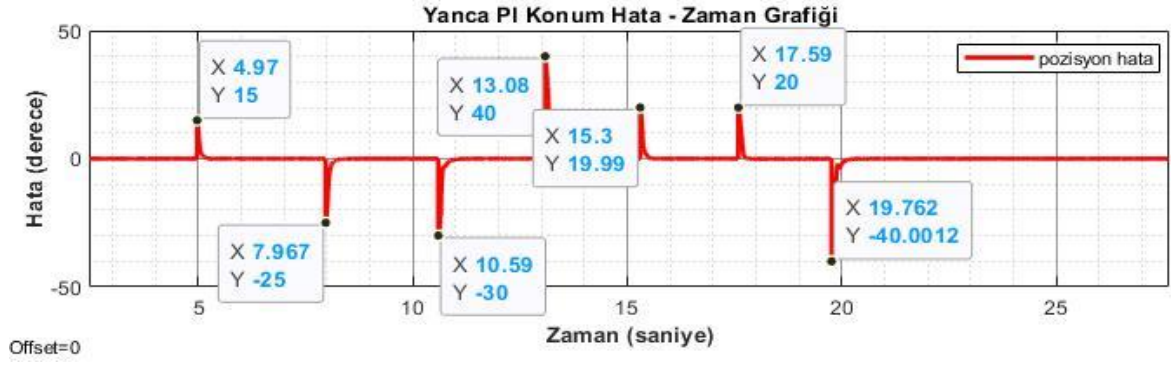
		Δe			
e		NB	Z	PB	
	NB	NB	NK	Z	NB: Negatif Büyük
	Z	NK	Z	PK	NK: Negatif Küçük
	PB	Z	PK	PB	Z: Sıfır
					PB: Pozitif Büyük
					PK: Pozitif Küçük

6.2. Deneysel Çalışma Sonuçları

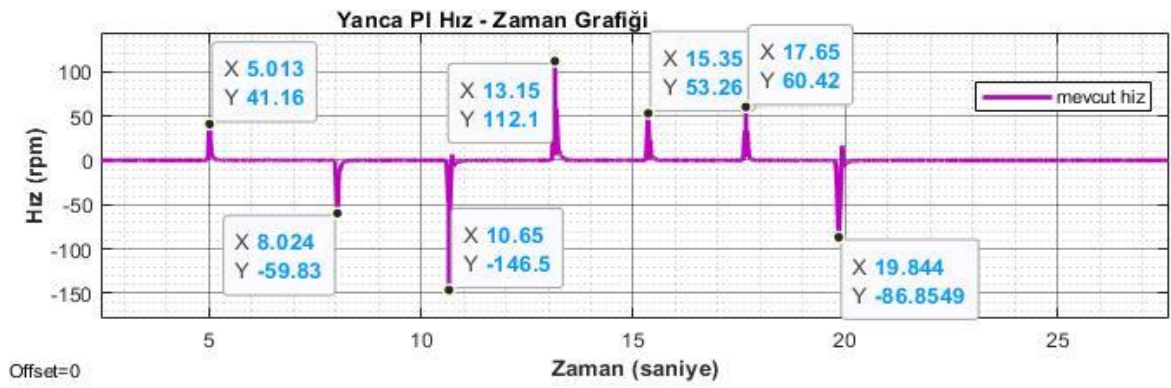
Deneyde kullanılan PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicilerine göre elde edilen zamana karşı konum, konum hata ve hız grafikleri aşağıda verilmiştir.



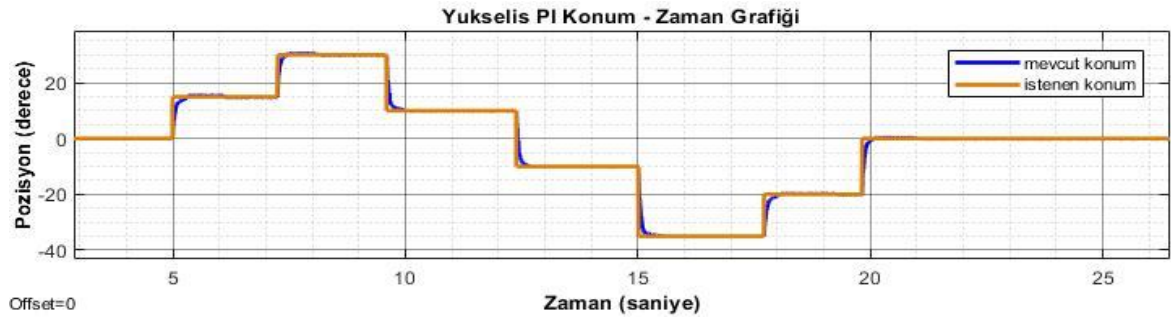
Şekil 6.6. PI denetleyicili yanca konum grafiği (deney)



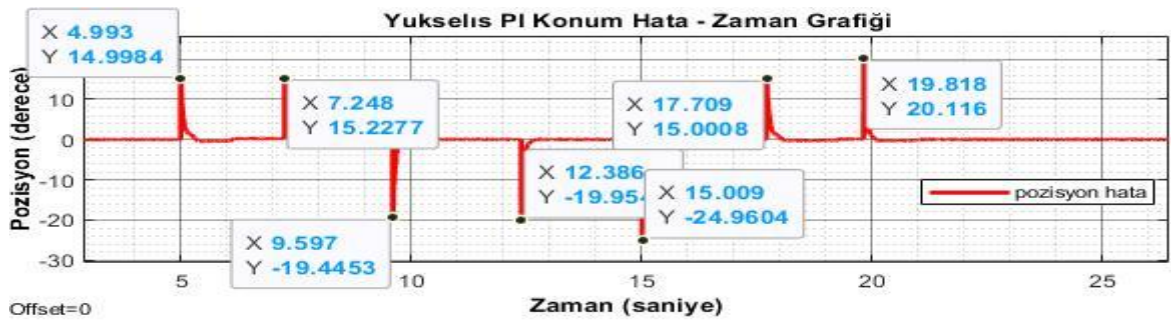
Şekil 6.7. PI denetleyicili yanca konum hata grafiği (deney)



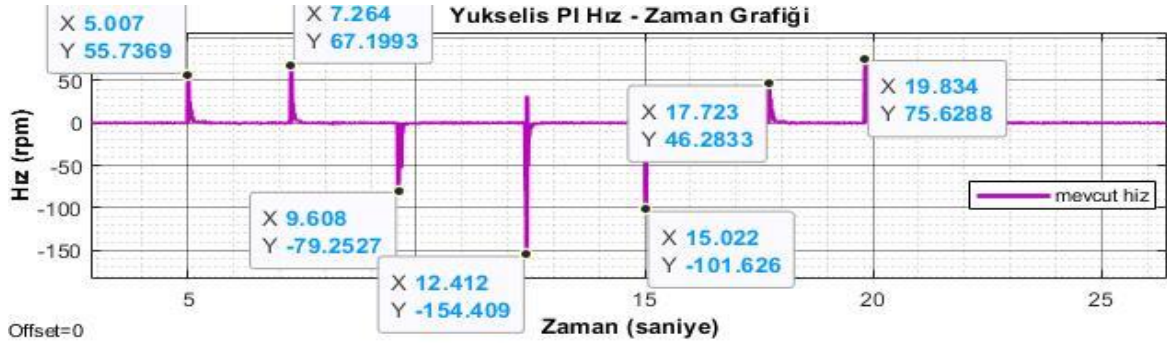
Şekil 6.8 PI denetleyicili yanca hız grafiği (deney)



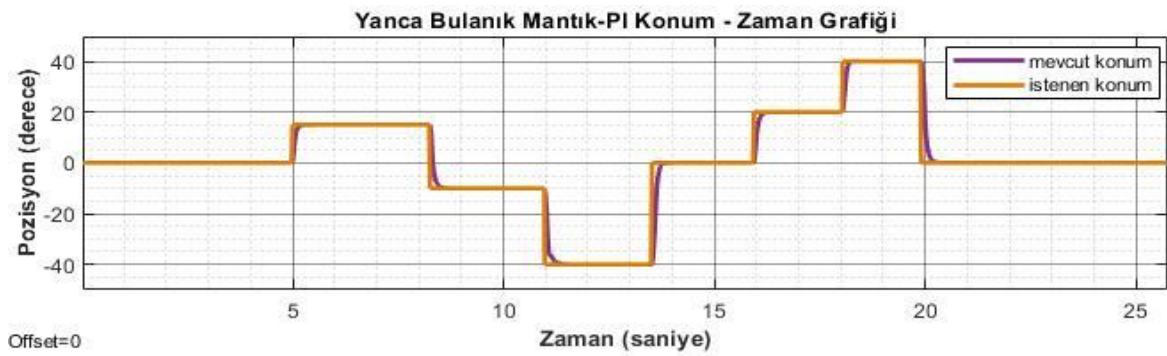
Şekil 6.9. PI denetleyicili yükseliş konum grafiği (deney)



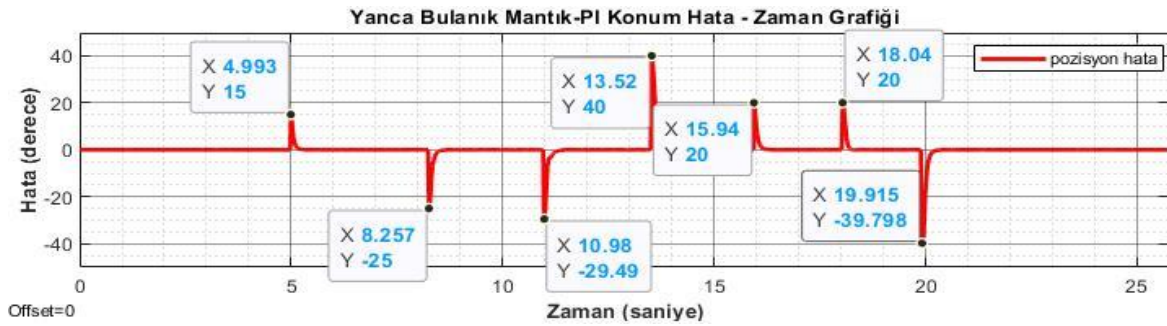
Şekil 6.10. PI denetleyicili yükseliş konum hata grafiği (deney)



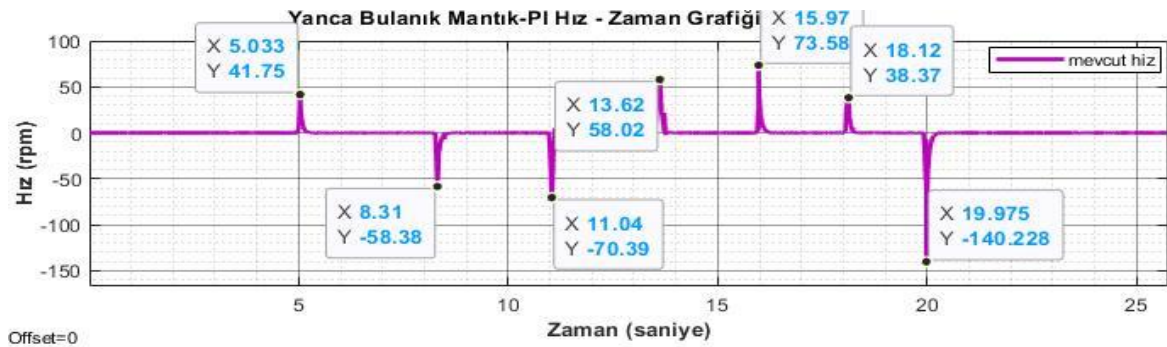
Şekil 6.11. PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (deney)



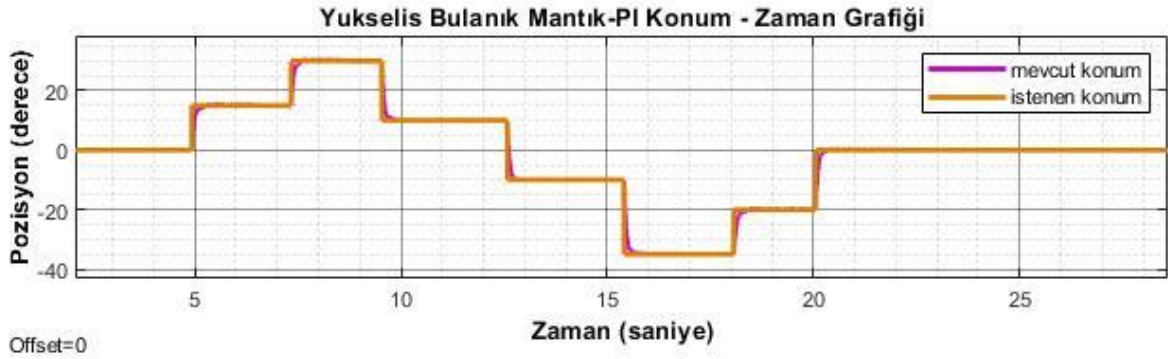
Şekil 6.12. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca konum grafiği (deney)



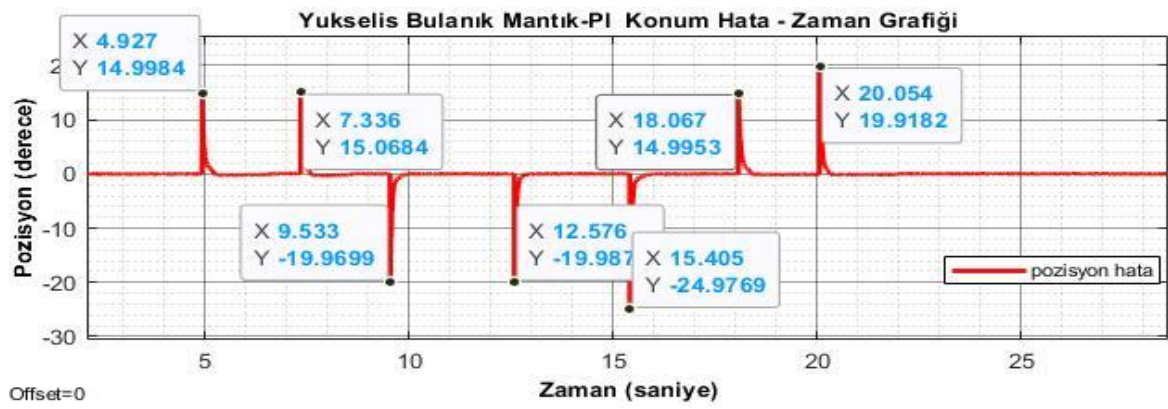
Şekil 6.13. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca konum hata grafiği (deney)



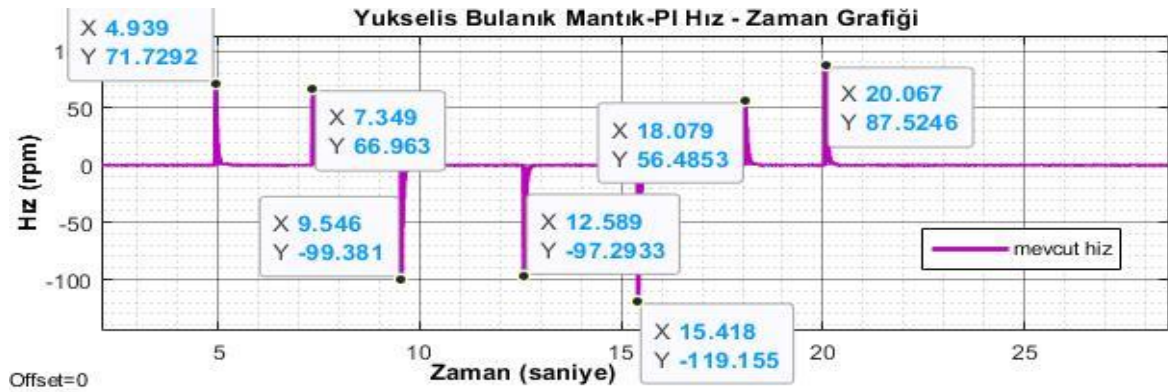
Şekil 6.14. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yanca hız grafiği (deney)



Şekil 6.15. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş konum grafiği (deney)



Şekil 6.16. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş konum hata grafiği (deney)



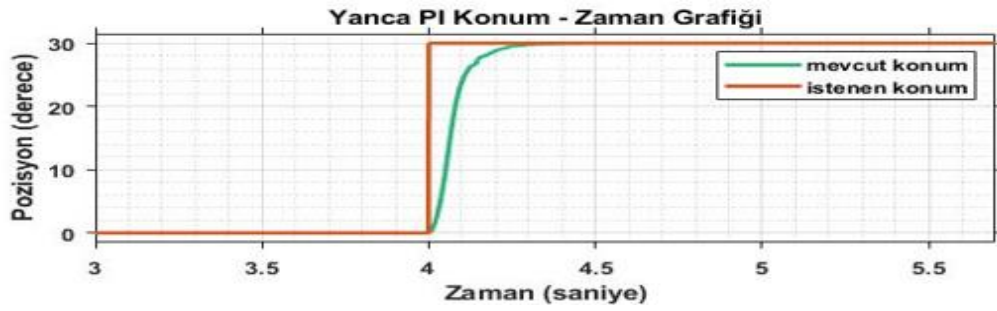
Şekil 6.17. Bulanık Mantık-PI denetleyicili yükseliş hız grafiği (deney)

PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicisi kullanılarak yapılan pozisyon kontrol deneysel çalışmada elde ettiğimiz grafikleri incelediğimizde, arayıcı başlığın konum kontrol benzetim çalışmasında oluşan benzer trendler gözlemlenmektedir. Sistemin hareket pozisyon aralığı arttıkça salınımın ve tepe hızının arttığını gözlemlenmektedir. Denetleyici performanslarının daha iyi irdelenmesi için bir sonraki bölümde daha detaylı veriler paylaşılmıştır.

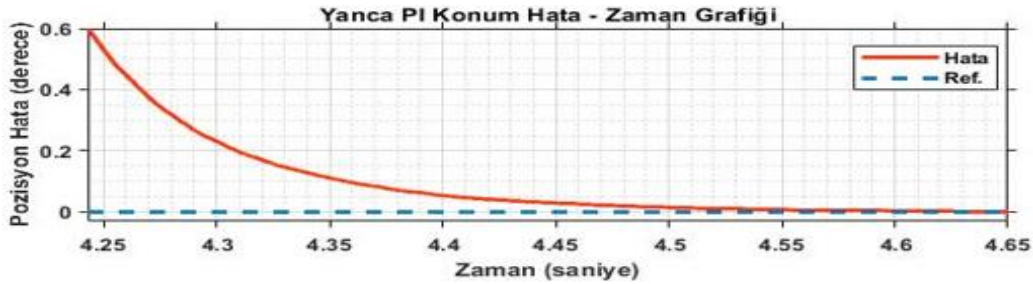
Sıradaki bölümde, PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicilerinin her iki ekseninde konum kontrol performansları karşılaştırılmıştır.

6.2.1. PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicilerinin konum kontrolünde karşılaştırılması

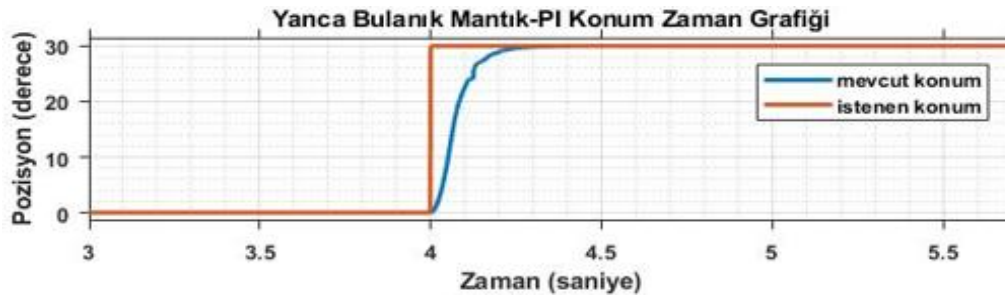
DeneySEL çalışma sonucunda yanca ve yükseliş ekseninde başlangıç pozisyonundan (0°) son konuma (30°) gelen arayıcı başlık sisteminin PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicileri kullanılarak elde edilen veriler aşağıda paylaşılmıştır. Ayrıca, Şekil 6.19, 6.21, 6.23 ve 6.25'te, sistemin hedef konuma varışındaki %2'lik yerleşme zamanından sonra konum hata verileri paylaşılmıştır.



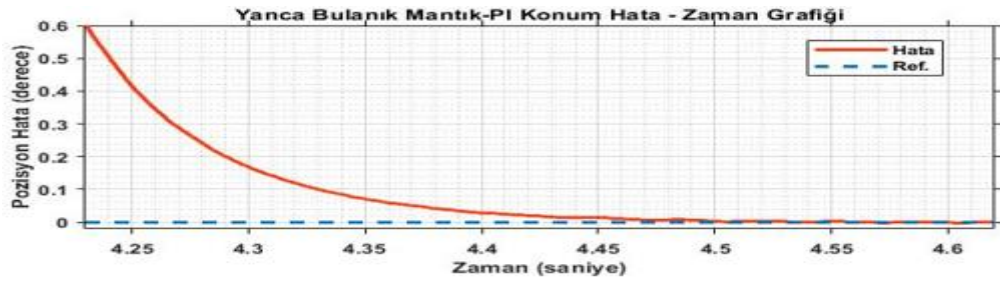
Şekil 6.18. Yanca ekseninde PI denetleyici ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (deney)



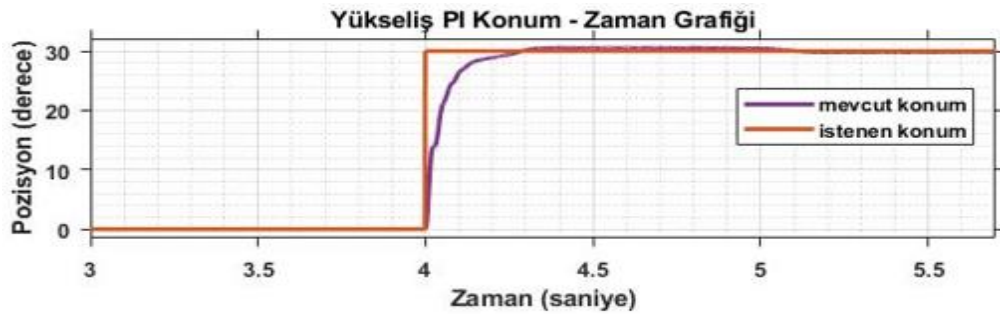
Şekil 6.19. Yanca ekseninde PI denetleyicili konum hata grafiği (deney)



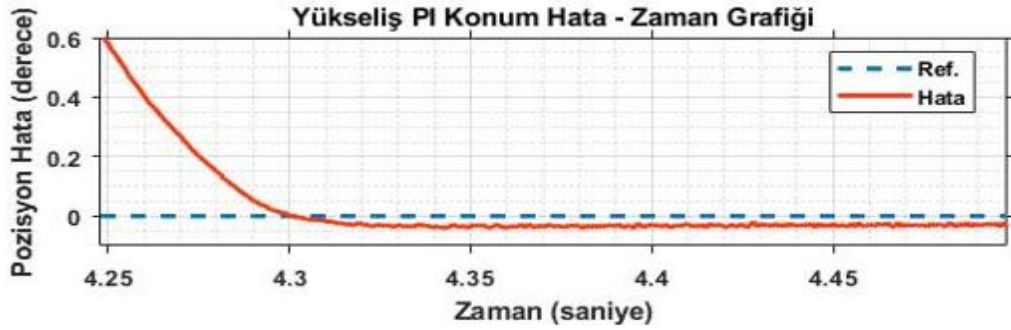
Şekil 6.20. Yanca ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyici ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (deney)



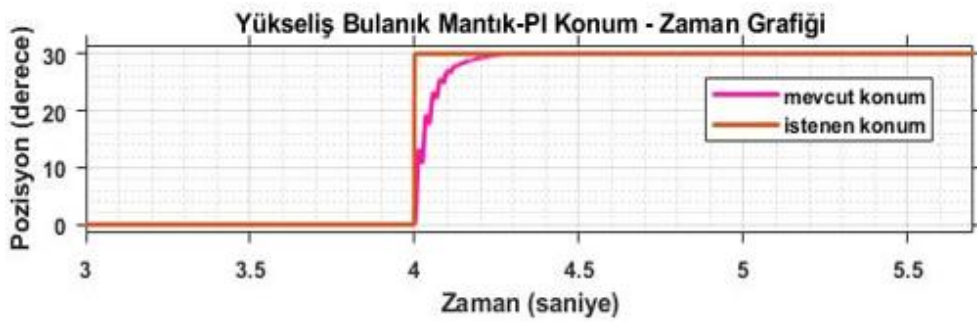
Şekil 6.21. Yanca ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum hata grafiği (deney)



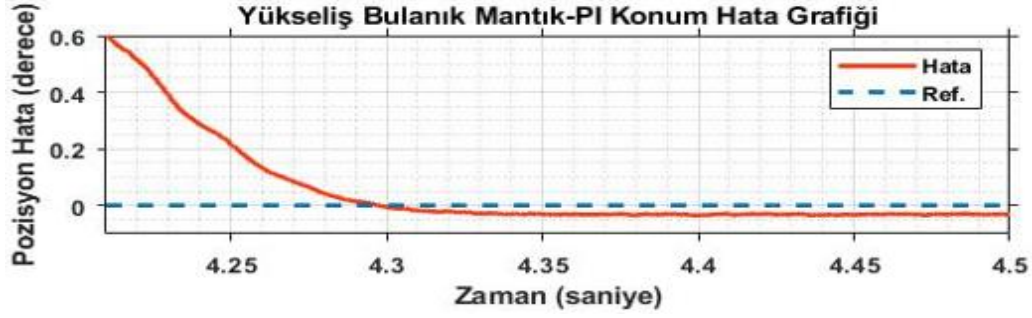
Şekil 6.22. Yükseliş ekseninde PI denetleyici ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (deney)



Şekil 6.23. Yükseliş ekseninde PI denetleyicili konum hata grafiği (deney)



Şekil 6.24. Yükseliş ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyici ile 0° pozisyonundan 30° pozisyonuna konum grafiği (deney)



Şekil 6.25. Yükseliş ekseninde Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum hata grafiği (deney)

Yukarıdaki konum grafiklerinden elde edilen veriler çizelge 6.2’de paylaşılmıştır.

Çizelge 6.2. Deney performans karşılaştırma tablosu

	Yanca Eksenini		Yükseliş Eksenini	
	PI Denetleyici	Bulanık Mantık-PI Denetleyici	PI Denetleyici	Bulanık Mantık-PI Denetleyici
Aşım Oranı	0%	0%	1.8 %	0.1 %
Yükselme Zamanı	0.12 s	0.11 s	0.11 s	0.09 s
Yerleşme Zamanı	0.24 s	0.23 s	0.25 s	0.21 s
Tepe Hız	61.53 rpm	60.74 rpm	122.80 rpm	155.75 rpm

Yukarıdaki konum ve konum hata grafikleri ile 6.2 çizelgesi incelendiğinde, Bulanık Mantık-PI denetleyicisinin kullanıldığı konum kontrolünde daha az sürede istenilen konuma ulaştığı gözlemlenmektedir. Yanca ekseninde, 0 dereceden 30 dereceye hareket sağlanırken Bulanık Mantık-PI denetleyicili kontrolde hız maksimum 60.74 rpm değerine ulaşırken, PI denetleyicili kontrolde maksimum hız 61.53 rpm değerine ulaşmıştır. Bulanık Mantık-PI denetleyicili kontrolde yüksek hızlardaki ortalama süresi daha fazla olması sayesinde tepe hızı PI’lı kontrole göre daha az olmasına rağmen istenilen konuma daha erken ulaşmıştır. Yükseliş ekseninde ise Bulanık Mantık-PI denetleyicili kontrolde maksimum hız 155.75 rpm elde edilirken, PI denetleyicisi kullanıldığında 122.8 rpm elde edilmiştir.

Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum kontrolünde yerleşme ve yükselme zamanları PI denetleyicili kontrole göre daha kısa sürede gerçekleştiği gözlemlenmektedir. Yükseliş ekseninde kullanılan PI denetleyicili kontrolde aşım oranı %1,8 elde edilmiştir. Şekil

6.22'deki grafikte bu aşım görülmektedir fakat aşım oranı değeri çok küçüktür. Bu sebeple iki farklı denetleyici içinde 0° ile 30° arasında bir aşım gerçekleşmediğini söylenebilir. Ancak, hareket konumları arasındaki mesafe arttıkça aşım değerleri artmaktadır. Sonuç olarak Bulanık Mantık-PI denetleyicili konum kontrolünün PI denetleyicili konum kontrolüne göre daha gürbüz olduğunu söylenebilir. Ayrıca, deneysel çalışmada, çevresel faktörler, sistemdeki mekanik üretim toleransları, eksenlerde kullanılan enkoderler, veri iletim protokollerindeki çözünürlük ve sistemin yerleşeceği konum sistemin konum hassasiyetini etkileyen başlıca sebeplerdir. Deneylerde konum hata hassasiyeti $\pm 0.05^\circ$ ile $\pm 0.002^\circ$ aralığında değişmektedir. Sistemin eksenlerdeki konum hata grafiklerini incelediğimizde, %2'lik yerleşme zamanından sonra yanca ekseninde $\pm 0.004^\circ$ hassasiyet ile hedeflenen konuma yerleşirken, yükseliş ekseninde $\pm 0.03^\circ$ hassasiyete çıkmaktadır.

6.3. Deney Sonuçları ile Benzetim Çalışması Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bölüm 5'te gerçekleşen benzetim çalışmasında ve Bölüm 6'da gerçekleşen deneysel çalışmada, başlangıç pozisyonundan (0°) son konuma (30°) yerleşen arayıcı başlık sisteminin PI ve Bulanık Mantık-PI denetleyicileri kullanılarak elde edilen performans verileri aşağıda paylaşılmıştır (Çizelge 6.3).

Çizelge 6.3. Benzetim çalışması ile deney çalışma performans karşılaştırma tablosu

	Benzetim Çalışması			
	Yanca Eksen		Yükseliş Eksen	
	PI Denetleyici	Bulanık Mantık-PI Denetleyici	PI Denetleyici	Bulanık Mantık-PI Denetleyici
Aşım Oranı	0 %	0 %	0 %	0 %
Yükselme Zamanı	0.14 s	0.13 s	0.11 s	0.09 s
Yerleşme Zamanı	0.26 s	0.24 s	0.21 s	0.19 s
	Deneysel Çalışma			
	Yanca Eksen		Yükseliş Eksen	
	PI Denetleyici	Bulanık Mantık-PI Denetleyici	PI Denetleyici	Bulanık Mantık-PI Denetleyici
Aşım Oranı	0%	0%	1.8 %	0.1 %
Yükselme Zamanı	0.12 s	0.11 s	0.11 s	0.09 s
Yerleşme Zamanı	0.24 s	0.23 s	0.25 s	0.21 s

Bölüm 5 ve 6'daki konum grafiklerini ve çizelge 6.3'ü incelediğimiz zaman deneysel çalışma konum grafikleri ile benzetim çalışması konum grafikleri arasında bazı farklılıkların olduğu gözlemlenmiştir. Bu farklılıkların birinci ana sebebi bozucu etkilerin benzetim çalışmasında ihmal edilmesi ve sistemin hareket denklemlerindeki doğrusallaştırma işlemidir. Hareket denklemlerinin doğrusallaştırılması denklemlerin çözümünü kolaylaştırır da sistemin bazı değişen parametreleri göz ardı edilmiş olmaktadır. Bu da sistemin karmaşık dinamik denklemlerini gerçeğe yakın bir şekilde modellenmesinden uzaklaştırmaktadır. Bir diğer sebep ise viskoz ve statik sürtünme kuvvetlerinin gerçekteki sürtünme kuvvetleri ile bire bir aynı modellenememesidir. Bu da sistemin davranışını ve sistem cevabını etkilemektedir. Ayrıca, sistemde kullanılan çerçevesiz SMSM'ler sebebiyle sistem, sıcaklık gibi çevresel faktörlere karşı daha duyarlıdır. Bu gibi çevresel faktörler motorun hava akısı değerini etkilemektedir. Motorların iki parçadan oluşması sistemin üretim toleranslarını daha fazla önemli bir etken haline getirmiştir. Mekanik sistemdeki tolerans hataları da motorun hava akısını düzensizleştirmekte ve motorun kontrol parametrelerine olumsuz yönde etki etmektedir. Sonuç olarak yukarıda bahsedilen sebepler benzetim çalışma sonuçları ile deneysel çalışma sonuçları arasında farklılıklara yol açmıştır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde, her bir ekseninde çerçevesiz SMSM'ler kullanılarak iki eksenli arayıcı başlıkta pozisyon kontrolü gerçekleştirilmiştir. Konum kontrolünün başarılı bir şekilde gerçekleştirilmesi ve motorların sürülebilmesi için FOC metodu uygulanmıştır. FOC metodu yüksek performanslı AC motorlarda hız açısından geniş çalışma aralığı sağlamaktadır. FOC metodunda, denetleyiciler olarak geleneksel PI kontrolcülerini kullanılmıştır. Fakat SMSM'li arayıcı başlığın hareket denklemleri doğrusal olmadığından ve zamana bağlı karmaşık bir sistem olduğundan yüksek doğruluk koşullarını sağlayamamaktadır. Bu sebeple, ilk önce doğrusal olmayan Bulanık Mantık kontrolcüsü kullanılmıştır. Fakat sistemin konum kontrolünde istenilen hassasiyete ulaşamaması sebebiyle, Bulanık Mantık-PI denetleyici kullanımına geçilmiştir. Bu sayede PI kontrolcüsünün sağlamlığı ve doğruluğu gibi başlıca avantajları ile Bulanık Mantık denetleyicisinin sistemin modelinden bağımsız bir şekilde tasarlanabilmesi avantajına sahip bir denetleyici elde edilmiştir. Bu denetleyici, sistemin kontrolü boyunca sistemin konum kontrolünün alt döngüsü olan hız döngüsünün hız hatası ve hız hatası değişim oranına göre motorların kontrolünü gerçekleştirmiştir.

Matlab/Simulink programını kullanılarak arayıcı başlığın konum kontrol benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasında, arayıcı başlığın, motorların, motor sürücülerinin ve enkoderlerin simülasyon modelleri kullanılmıştır. Bu sayede, sistemin tüm bileşenleri simülasyon ortamına aktarılmıştır. Aynı zamanda, eklemlerde oluşan sürtünme kuvvetleri de simülasyon çalışmasına dahil edilmiştir. Tezin beşinci bölümünde tartışıldığı gibi, sistemin konum kontrolünde Bulanık Mantık-PI denetleyicisi kullanıldığında sistemin iki ekseninde de istenilen konuma daha erken ve stabil bir şekilde ulaştığı görülmüştür.

Sistemin deneysel çalışmasında ise DSP, motor sürücüsü ve enkoder arabirim bileşenleri kullanılarak konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin konum kontrolü için geliştirilen algoritma Matlab/Simulink programı sayesinde DSP'lere yüklenmiştir. Sistemin deneysel çalışmasında, benzetim çalışmasından farklı olarak Bulanık Mantık denetleyicisinde girdilerde üçlü üyelik fonksiyonu, çıktıda ise beşli üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Daha fazla üyelik fonksiyonu kullanıldığı zaman kural koşulları artmakta ve buna bağlı döngü koşulları fazlalaşmaktadır. Bunun sonucunda da DSP'ler gerçek zamanda döngüleri tamamlayamadığından konum kontrolünü başarılı bir şekilde gerçekleştirememektedir. Tezin altıncı bölümünde tartışıldığı gibi, benzetim sonuçlarına benzer davranışlar

gözlemlenmiştir. Sistemin konum kontrolünde Bulanık Mantık-PI denetleyicisinin PI denetleyicisine göre daha gürbüz bir yapıda olduğu elde edilen değerlerle gözlemlenmiştir.

Sistemin benzetim ve deneysel çalışmasından elde edilen sonuçlar incelendiğinde, sistemin konum kontrolünde benzer davranışlar gözlemlenmektedir. Fakat, iki çalışma sonucunda elde edilen veriler bire bir aynı çıkmamaktadır. Bu oluşan farklılıklar sistemde kullanılan motorların çerçevesiz yapısı, ihmal edilen bozucu etkiler ve sistemin mekanik toleransları sebebiyle gerçekleşmektedir. Motorun rotor ve stator parçaları sisteme istenilen ideal koşulları sağlayacak bir şekilde akuplasyon zorluğundan, motorun hareketi boyunca motor içerisindeki hava akısında değişimlere sebep olmuştur. Ayrıca deneysel çalışmalarda, dış ortam etkileri ve motorun uzun süreli hareketi boyunca oluşan sıcaklık da motor parametrelerini etkilemiştir. Bu oluşan etki de konum kontrolünü etkileyen faktörler arasına girmektedir. Bu da motorda gözlemlenemeyen parametre değişimlerine yol açmaktadır. Sonuç olarak sistemin deneysel ve benzetim çalışmaları sonucunda, sistemin her iki ekseninde de konum kontrolü sağlanmış ve konum kontrolündeki performans farklılıkları irdelenmiştir.

Bu tezle ilgili ileride yapılacak çalışmalar düşünüldüğünde, ana öneriler aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Sistemin maliyetinin düşürülmesi için sensörlü yerine sensörsüz kontrol uygulanabilir.
- Sistemin dinamik performansının incelenebilmesi için arayıcı başlık, altı serbestlik derecesine sahip Stewart platform üstünde test edilebilir.
- Sistemin konum kontrolünün daha gürbüz bir şekilde gerçekleştirilmesi için adaptif kontrol gibi doğrusal olmayan denetleyiciler sisteme uyarlanabilir.

KAYNAKLAR

- Bhardwaj, M. (2013). Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors. *Texas Instruments*. Dallas.
- Bingül, Z., ve Küçük, S. (2017). *Robot Dinamiği ve Kontrolü*. (2. Baskı). İstanbul: Umuttepe Yayınları, 1-55.
- Bobek, V. (2013). PMSM Electrical Parameters Measurement. *Freescale Semiconductor*. Arizona. 3-14.
- Cekov Valchev, V., Yankov, V., and Marinov, A. S. (2009). PMSM/BLDC as Generators in Renewable Energy Conversion Systems. *Annual Journal of Electronics*, 137-140.
- Craig, J. J. (2005). *Introduction to Robotics: Mechanics and Control* (Third edition). New Jersey: Pearson Prentice Hall, 177-187
- Deo, H. V, and Shekokar, R. U. (2014). A review of speed control techniques using PMSM. *International Journal of Innovative Research in Technology*, 1(11), 247-253.
- Ding, J., Zhang, T., Tao, R., and Wang, A. (2020). Research on PMSM Vector Control System Based on Fuzzy PI Parameter Self-Tuning. *2020 10th International Conference on Power and Energy Systems*, 305-310.
- Döşoğlu, M. K., and Dursun, M. (2018). Response and Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor According to Different Reference Signals. *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 18-22.
- Holtz, J. (1992). Pulsewidth Modulation—A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(5), 410-420.
- Hu, T., and Zhang, X. (2019, 12-14 July). *Simulation of PMSM Vector Control System Based on Fuzzy PI Controller*. 2019 IEEE International Conference on Power, Intelligent Computing and Systems, Shenyang, 111-114.
- Internet: Mathworks. (2017). Discrete PI Controller with Integral Anti-Windup Web: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/discretepicontrollerwithintegralantiwindup.html>. Son Erişim Tarihi: 13.12. 2021
- Internet: Mathworks. (2013). PMSM. Web: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/pmsm.html>, Son Erişim Tarihi: 13.12. 2021
- Internet: Mathworks. (2007). Translational Friction. Web: <https://www.mathworks.com/help/physmod/simscape/ref/translationalfriction.html>, Son Erişim Tarihi: 13.12. 2021

- Internet: Renishaw. (2021). BiSS protocol support. Web: <https://www.renishaw.com.tr/tr/biss-protocol-support--39687>, Son Erişim Tarihi: 10.12. 2021
- John, G. S., and Vijayan, A. T. (2018, 21-21 September). *Anti-windup PI controller for speed control of brushless DC motor*. IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering, Chennai, 1068-1073.
- Kazan, F. A., and Bilgin, O. (2020). Farklı Hızlarda Çalışan PMSM'nin Simülasyonu ve PI Denetleyici Parametrelerinin Optimizasyonu. *Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi Uygulamalı Bilimler Dergisi*, 4(1), 86-105.
- Kongchoo, N., Santiprapan, P., & Jindapetch, N. (2020, 11-15 November). *Mathematical Model of Permanent Magnet Synchronous Motor*. Asia Pacific Conference on Robot IoT System Development and Platform, Tokyo, 69-70.
- Krishnan, R. (1991). Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless dc Motors for Servo Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(5), 986-996.
- Krishnan, R. (2017). *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives* (First Edition). Boca Raton: CRC Press, 176-177.
- Kung, Y.-S., Lin, J.-M., Chen, Y.-J., and Chou, H.-H. (2016). Field programmable gate array-based servo control integrated chip for a six-axis articulated robot manipulator. *Advances in Mechanical Engineering*, 8(5), 1-12.
- Lee, C. C. (1990). Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller—Part I. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 20(2), 404-418.
- Liu, Z., Zhao, Y. and Wang, Q. (2019, 20-22 December). *Study on Compensation Strategy for Interference Torque in Roll-pitch Seeker*. Proceedings of 2019 IEEE 4th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference, Chengdu, 1799-1802.
- Lu, M., Wang, Y., Hu, Y., Liu, L., and Su, N. (2017, 3-7 July). *Composite controller design for PMSM direct drive SGCMG gimbal servo system*. IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Munich, 106-112.
- Luo, Y., Tan, G., and Su, C. (2019). Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Variable Structure. *Open Access Library Journal*, 6(9) 1-10.
- Masten M.K. (2008). Inertially stabilized platforms for optical imaging systems:tracking dynamic targets with mobile sensors. *IEEE Control Systems Magazine*, 28(1), 47–64.

- Microsemi. (2013). Park, Inverse Park And Clarke, Inverse Clarke Software, Transformations MSS Implementation. *Microsemi*. California, 5-9,
- Nour, M., Bouketir, O. and Eng Yong, C. (2008). Self-Tuning of PI Speed Controller Gains Using Fuzzy Logic Controller. *Modern Applied Science*, 2(6), 55-65.
- Oussama, G. and Douik, A. (2017, 23-25 March). *Comparison between PI and fuzzy controllers in speed control of PMSM*. International Conference on Green Energy and Conversion Systems, Hammamet, 1-7.
- Pinheiro, H., Botterón, F., Rech, C., Schuch, L., Camargo, R. F., Hey, H. L., Gründling, H. A., and Pinheiro, J. R. (2002, 5-8 November). *Space vector modulation for voltage-source inverters: A unified approach*. IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. Seville, 23-29.
- Qiao, H., Meng, H., Meng, F., Li, Z. and Zhang, Z. (2020, 13-16 October). *Modeling and Simulation of Seeker Servo System*. 2020 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Beijing, 1008-1013.
- Ramamoorthy, R. and Athuru S. (2017). High-Bandwidth Current Control of 3-Phase PMSM Using the F2837x Fast Current Loop Library. *Texas Instruments*. Dallas, 3-4.
- Ramarajan, S., Nithi, C. K., Srinivas, T. A., Satishkumar, S., and Kumaran, B. A. (2019, 14-15 March). *Velocity Tracking of PI and Fuzzy Controlled PMSM*. 5th International Conference on Science Technology Engineering and Mathematics, Chennai, 377-381.
- Ross, T. J. (2010). *Fuzzy Logic with Engineering Application* (Third Edition). USA: Wiley, 146-160.
- Rudnicki, T. (2019). Measurement of the PMSM shaft position with an absolute encoder. *Electronics*, 8(11), 1229-1242.
- Siwakoti, Y. P., and Town, G. E. (2013, 3-6 June). *Design of FPGA-controlled power electronics and drives using MATLAB Simulink*. 2013 IEEE ECCE Asia Doununder, Melbourne, 571-577.
- STMicroelectronics. (2007). Space vector modulation using 8-bit ST7MC microcontroller and ST7MC-KIT/BLDC starter kit. *STMicroelectronics*. 4-6.
- VanderMeulen, A., and Maurin, J. (2010). Current source inverter vs. voltage source inverter topology, *Eaton*. Cleveland, 1-2.
- Vesely, L., and Pohl, L. (2011, 1 January). *Possibility of sensorless control for IPMSM in low speed range*. Annals of DAAAM and Proceedings of the International DAAAM Symposium, Pennsylvania, 171-172.

- Vu Quynh, N., and Huy, N. H. (2020, 27-28 November). *An Adaptive Fuzzy for PMSM to Overcome the Changing Load*. 2020 5th International Conference on Green Technology and Sustainable Development, Ho Chi Minh City, 24-29.
- Wang, L. X. (1997). *A Course in FUZZY Systems and Control* (International Edition) USA:Prentice-Hall International, 13-15, 105-115.
- Xu, J., Wu, T., Gu, W., Wang, Y., and Chen, R. (2018, 9-11 June). *A Position Observer Design for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fuzzy PI Model Reference Adaptive Control*. Proceedings of the 30th Chinese Control and Decision Conference, Shenyang, 4798-4803.
- Yang, Y., Hao, W., Yu, T., Xie, M., Liang, Y., and Liu, P. (2019, 14-16 August). *Optimal Gimbal System Control Strategy for Error Prediction Compensation*. 2019 5th International Conference on Control Science and Systems Engineering, Shanghai, 74-79.
- Yu, N., and Shang, J. (2017). A uniform method of mechanical disturbance torque measurement and reduction for the seeker gimbal in the assembly process. *Mathematical Problems in Engineering*, 2017,1-12.
- Yu, S., and Zhao, Y. Z. (2008). Simulation study on a friction compensation method for the inertial platform based on the disturbance observer. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, 222(3), 341-346.
- Yu, Z. (1999). Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns. *Texas Instruments*. Dallas, 3-5.



GAZİ GELECEKTİR..