



**T.C.**  
**NECMETTİN ERBAKAN**  
**ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**ESNEK HESAPLAMA TABANLI DA**  
**MOTORUN HIZ KONTROLÜ**

**Ali Başar AVAN**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Mayıs-2022**  
**KONYA**  
**Her Hakkı Saklıdır**

# ÖZET

## YÜKSEK LİSANS TEZİ

### ESNEK HESAPLAMA TABANLI DA MOTORUN HIZ KONTROLÜ

Ali Başar AVAN

Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Abdülsamed TABAK

2022, 67 Sayfa

Jüri

Dr. Öğr. Üyesi Abdülsamed TABAK

Dr. Öğr. Üyesi Barış GÖKÇE

Dr. Öğr. Üyesi Atıl Emre COŞGUN

Doğrusal ve dairesel hareketlerin, ihtiyacımız doğrultusunda uygulanabilmesinin birkaç yolu bulunmaktadır. Bunlardan en yaygın olanı elektrik motorları kullanılarak sağlanan hareketlerdir. Bu doğrusal ve dairesel hareket bazen basit yöntemlerle sağlanırken, bazı durumlarda hassas bir otomatik kontrole ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durumda, kullanılan motorun karakteristik özelliklerinin bilinmesi ve motora uygun bir kontrolcü tasarımı yapılması gerekir. Bu çalışmada, karakteristik özellikleri hakkında bilgi bulunmayan sabit mıknatıslı bir doğru akım motorunun parametreleri deney yoluyla elde edilerek farklı denetleyiciler vasıtasıyla kontrol edilmiştir.

İlk olarak motor parametrelerinin bulunması için bir deney düzeneği hazırlanmıştır. Uzaktan kontrol ile yönetilen küçük oyuncak aracın gövdesi kullanılarak DA motor sabitlenmiş ve açılma hız ölçümü için bir hall efekt sensör kullanılmıştır. Güç kaynağı ile voltaj sağlanmış, ölçü aleti ile akım değerleri ölçülmüştür. Elde edilen bu üç veri, MATLAB eğri uydurma uygulamasında işlenmiş ve gerekli motor parametreleri elde edilmiştir. DA motorun simülasyon modeline PID kontrolcü eklenmiş ve bu PID kontrolcünün parametrelerinin belirlenmesi için farklı yöntemler denenmiştir. Bu yöntemler ziegler-nichols yöntemi, genetik algoritma optimizasyon yöntemi, parçacık sürüsü optimizasyon yöntemidir. Bunlar ile beraber PID parametrelerinin dinamik bir şekilde, sistemin o anki durumuna uygun belirlenebilmesi için, bulanık mantık-PID bir kontrolcü geliştirilmiştir. Tüm bu yöntemler, sabit hızda ve değişken hızlarda, sistem üzerinde uygulanmış ve sistemin, uygulanan yöntemlere göre davranışları birbirleri ile karşılaştırılmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Bulanık Mantık, DA Motor, Genetik Algoritma Optimizasyonu, Parçacık Sürüsü Optimizasyonu, PID, Ziegler-Nichols

## **ABSTRACT**

### **MS THESIS**

#### **SPEED CONTROL OF DC MOTOR BASED ON SOFT COMPUTING**

**Ali Başar AVAN**

**THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF  
NECMETTİN ERBAKAN UNIVERSITY  
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE  
IN MECHATRONICS ENGINEERING**

**Advisor: Asst. Prof. Dr. Abdülsamed TABAK**

**2022, 67 Pages**

**Jury**

**Asst. Prof. Dr. Abdülsamed TABAK**

**Asst. Prof. Dr. Barış GÖKÇE**

**Asst. Prof. Dr. Atıl Emre COŞGUN**

There are several ways that linear and circular movements can be applied according to our needs. The most common of these are movements provided by electric motors. While this linear and circular motion is sometimes achieved by simple methods, in some cases a precise automatic control is needed. In this case, it is necessary to know the characteristics of the motor used and to design a suitable controller for the motor. In this thesis, the parameters of a permanent magnet direct current motor, whose characteristics are not known, were obtained by experiment and controlled by different controllers.

First, an experimental setup was prepared to find the motor parameters. DC motor was fixed by using the body of the small toy vehicle managed by remote control and a hall effect sensor was used for angular velocity measurement. Voltage was provided with the power source and current values were measured with the multimeter. These three data obtained were processed in the MATLAB curve fitting application and the necessary engine parameters were obtained. A PID controller has been added to the simulation model of the DC motor and different methods have been tried to determine the parameters of this PID controller. These methods are ziegler-nichols method, genetic algorithm optimization method, particle swarm optimization method. In addition to these, a fuzzy logic-PID controller has been developed in order to dynamically determine the PID parameters according to the current state of the system. All these methods were applied on the system at constant speed and variable speed and the behavior of the system according to the applied methods was compared with each other.

**Keywords:** DC Motor, Fuzzy Logic, Genetic Algorithm, Particle Swarm Optimization, PID, Ziegler-Nichols

## ÖNSÖZ

Çalışmam sırasında beni destekleyen ve arkamda olan sayın hocam Dr. Öğr. Üyesi Abdülsamed TABAK'a ve çalışmanın tamamlanmasında maddi manevi desteklerini benden esirgemeye arkadaşlarıma ve aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ali Başar AVAN  
KONYA-2022

# İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	iv
ABSTRACT.....	v
ÖNSÖZ .....	vi
İÇİNDEKİLER .....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	xii
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
1.1. Kaynak Araştırması .....	2
1.2. Tezin Amacı.....	6
<b>2. DA MOTOR .....</b>	<b>7</b>
2.1. DA Motor Çalışma Prensibi .....	7
2.1.1. Ters Elektromotor Kuvveti .....	10
2.1.2. DA Motorlarda Güç .....	11
2.2. DA Motor Çeşitleri .....	12
2.2.1. Fırçalı DA Motorlar .....	12
2.2.1.1. Şönt DA Motorlar .....	13
2.2.1.2. Sabit Mıknatıslı DA Motor .....	14
2.2.1.3. Seri DA Motor .....	15
2.2.2. Fırçasız DA Motor .....	17
<b>3. DA MOTORLARDA YAYGIN OLARAK KULLANILAN KONTROL YÖNTEMLERİ.....</b>	<b>20</b>
3.1. PID Tipi Kontrolcüler .....	20
3.2. Bulanık Mantık Kontrolcüler .....	22
3.3. Kayan Kipli Kontrol Yöntemi .....	23
3.4. Yapay Sinir Ağları .....	24
<b>4. MOTOR PARAMETRELERİNİN ELDE EDİLMESİ .....</b>	<b>27</b>
4.1. DA Motor Modeli .....	27
4.2. Motor Parametreleri İçin Oluşturulan Deney Düzenegi .....	28
4.2.1. Armatür Direnci ( $R_a$ ) ve Ters EMK Sabitinin ( $K_e$ ) Bulunması .....	30
4.2.2. Tork Sabitinin ( $K_t$ ) Bulunması .....	30
4.2.3. Motor Viskoz Sürtünme Katsayısının ( $b_m$ ) Bulunması .....	32
4.2.4. Motor Ataletinin ( $J_m$ ) Bulunması .....	32

<b>5. PID KONTROLCÜ PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ.....</b>	<b>34</b>
5.1. DA Motor Simulink Modelinin Oluşturulması.....	34
5.2. Ziegler-Nichols Yöntemi ile PID Parametrelerinin Bulunması.....	34
5.2.1. Ziegler-Nichols Basamak Yanıtı Yöntemi .....	36
5.2.2. Ziegler-Nichols Frekans Yanıtı Yöntemi .....	37
5.3. PSO ile Parametrelerin Bulunması .....	39
5.4. Genetik Algoritma Optimizasyonu ile Parametrelerin Bulunması .....	41
5.5. Optimizasyon Yöntemleri için Kullanılacak Amaç Fonksiyonları.....	44
5.6. Bulanık Mantık Destekli PID Parametrelerinin Belirlenmesi .....	45
<b>6. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....</b>	<b>48</b>
6.1. Ziegler-Nichols Yöntemi ile Bulunan Parametrelerin Uygulanması.....	48
6.2. GA Optimizasyon Yöntemi ile Bulunan PID Parametrelerinin Uygulanması ....	50
6.3. PSO Yöntemi Yöntemi ile Bulunan PID Parametrelerinin Uygulanması .....	52
6.4. Algoritmaların İstatistikler Analizi .....	56
6.5. Bulanık Mantık-PID Kontrolcünün Sistem Kontrolü .....	58
<b>7. SONUÇ VE ÖNERİLER.....</b>	<b>61</b>
7.1. Sonuçlar .....	61
7.2. Öneriler .....	62
<b>8. KAYNAKLAR .....</b>	<b>64</b>

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1	Mıknatısların Manyetik Alan Çizgileri .....	8
Şekil 2.2	Üzerinden Akım Geçen İletkenin Oluşturduğu Manyetik Alan.....	9
Şekil 2.3	Elektromıknatıs için Manyetik Akı Yönü .....	9
Şekil 2.4	Basit Bir Doğru Akım Motorunun Yapısı [22] .....	10
Şekil 2.5	Bir DA Motorun Eş Değer Devresi [23] .....	13
Şekil 2.6	Şönt DA Motorun Eş Değer Devresi [23] .....	13
Şekil 2.7	Şönt DA Motor Tork-Hız Grafiği [23].....	14
Şekil 2.8	SMDA Motorun Eş Değer Devresi .....	15
Şekil 2.9	Seri DA Motorun Eş Değer Devresi [23].....	16
Şekil 2.10	Seri DA Motor Tork-Hız Grafiği [23].....	17
Şekil 2.11	Rotoru İçeride Fırçasız DA Motorun iç Yapısı .....	18
Şekil 2.12	Fırçasız DA Motor Silindirik Yapısı [25] .....	19
Şekil 3.1	PID Kontrolcü Uygulanmış Sistemin Blok Diyagramı .....	21
Şekil 3.2	PID Kontrolcünün Blok Diyagramı .....	21
Şekil 3.3	YSA Katman Yapısı .....	25
Şekil 3.4	Yapay Sinir Hücresinin Yapısı .....	26
Şekil 4.1	Sabit mıknatıslı DA motorun eş değer devresi [38] .....	27
Şekil 4.2	Güç kaynağı, ölçü aleti, motor ve mikrodenetleyicinin bulunduğu deney düzenegi .....	29
Şekil 4.3	$R_a$ ve $K_e$ için eğri uydurma yöntemi ile bulunan eğri.....	30
Şekil 4.4	Tork sabiti $K_t$ için eğri uydurma yöntemi ile bulunan eğri .....	31
Şekil 4.5	Motor sürtünme sabiti $b_m$ ve yük torku $T_L$ için eğri uydurma yöntemi bulunan eğri .....	32
Şekil 4.6	$d\omega/dt$ açısal ivme için eğri uydurma yöntemi ile bulunan eğri .....	33
Şekil 5.1	SMDA motorun MATLAB simulink modeli [41] .....	34
Şekil 5.2	PWM üretici ve PID kontrolcü içeren DA motorun MATLAB simulink modeli .....	35
Şekil 5.3	Açık döngü bir sistemin basamak yanıtı .....	36
Şekil 5.4	Salınıma girmiş bir sistem cevabı .....	38
Şekil 5.5	PSO akış diyagramı .....	39
Şekil 5.6	Genetik algoritma optimizasyonu akış diyagramı .....	42
Şekil 5.7	Genetik algortima çaprazlama işlemi .....	43
Şekil 5.8	Genetik Algoritma Mutasyon İşlemi .....	44
Şekil 5.9	Bulanık-PID tabanlı MATLAB simulink modeli .....	45
Şekil 5.10	Kullanılan bulanık mantık kontrolcüsünün genel yapısı .....	46
Şekil 5.11	Bulanık mantık giriş çıkış üyelik fonksiyonları .....	46
Şekil 6.1	Ziegler-nichols yöntemi ile bulunan parametrelerin sabit hızda sisteme etkisi .....	48
Şekil 6.2	Ziegler-nichols yöntemi ile bulunan parametrelerin değişken hızda sisteme etkisi .....	49
Şekil 6.3	GA Optimizasyon Yöntemi ile Bulunan Parametrelerin Sisteme Etkisi.....	51
Şekil 6.4	GA optimizasyon yöntemi ile bulunan parametrelerin değişken hızda sisteme etkisi .....	52
Şekil 6.5	PSO yöntemi ile bulunan parametrelerin sisteme etkisi.....	54
Şekil 6.6	PSO yöntemi ile bulunan parametrelerin değişken hızda sisteme etkisi.....	55
Şekil 6.7	Bulanık mantık-PID tabanlı kontrolün sistemi üzerindeki etkisi .....	59
Şekil 6.8	Bulanık Mantık-PID Kontrolcüsünün Değişken Hızda Sisteme Etkisi .....	60

**Şekil 7.1** Uygulanan 4 yöntemin sistem üzerine etkisi..... 62

## ÇİZELGELER DİZİNİ

<b>Çizelge 3.1</b> PID Parametrelerinin Sisteme Etkileri [27].....	22
<b>Çizelge 4.1</b> Deney düzeneginden ölçülen değerler .....	29
<b>Çizelge 5.1</b> Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemine göre PID parametrelerinin.....	37
<b>Çizelge 5.2</b> Zigler-Nichols Frekans Yöntemine göre Kontrolcü Parametrelerinin Hesaplanması [42] .....	38
<b>Çizelge 5.3</b> Çalışmada kullanılan PSO parametreleri .....	41
<b>Çizelge 5.4</b> Çalışmada kullanılan GA parametreleri .....	44
<b>Çizelge 5.5</b> Bulanık mantık kural tablosu .....	47
<b>Çizelge 6.1</b> Ziegler-Nichols Yöntemi ile Bulunan Parametrelerinin Sistem Cevabına Etkisi .....	49
<b>Çizelge 6.2</b> GA optimizasyon yöntemi ile bulunan PID parametreleri .....	50
<b>Çizelge 6.3</b> GA optimizasyon yöntemi ile bulunan PID parametrelerinin sistem cevabına etkisi.....	51
<b>Çizelge 6.4</b> PSO yöntemi ile bulunan PID parametreleri .....	53
<b>Çizelge 6.5</b> PSO yöntemi ile bulunan PID parametrelerinin sistem cevabına etkisi.....	54
<b>Çizelge 6.6</b> PSO yöntemi ile bulunan parametreler ve amaç fonksiyon değerleri .....	56
<b>Çizelge 6.7</b> GA optimizasyon yöntemi ile bulunan parametreler ve amaç fonksiyon değerleri .....	57
<b>Çizelge 6.8</b> Bulunan amaç fonksiyon değerlerinin en büyük ve en küçük örnekleri .....	57
<b>Çizelge 6.9</b> Amaç fonksiyon değerlerinin standart sapmaları .....	58
<b>Çizelge 6.10</b> Bulanık mantık-PID yöntemi ile bulunan parametrelerinin sistem cevabına etkisi.....	59

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

Nm	Newton metre
V	Voltaj
$\Omega$	Ohm
A	Amper
T	Tork
P	Güç
$\mu$ H	Mikro Henry
J	Atalet
K	Kazanç

### Kısaltmalar

PID	Oransal İntegral Türev
P	Oransal
I	İntegral
D	Türev
PI	Oransal İntegral
PD	Oransal Türev
DA	Doğru Akım
SMDA	Sabit Mıknatıslı Doğru Akım Motoru
ISE	Integral of Squared Error
IAE	Integral of Absolute Error
ITSE	Integral of Time-weighted Squarred Error
ITAE	Integral of Time-weighted Absolute Error
EMK	Elektromotor Kuvveti
AA	Alternatif Akım
KW	Kilo Watt
KKK	Kayan Kipli Kontrol
YSA	Yapay Sinir Ağları
PSO	Parçacık Sürü Optimizasyonu
GA	Genetik Algoritma
MATLAB	Matrix Laboratory
PWM	Pulse Width Modulation

## 1. GİRİŞ

Elektrik motorları, elektrik enerjisini kullanarak, belirli kurallar çerçevesinde mekanik enerjiye dönüştürürler. Elektrik motorları temelde iki gruba ayrılmaktadır. Bu gruplar, kullanılan elektrik enerjisinin yapısına bağlı olarak alternatif akım motorları ve doğru akım motorlardır. Elektrik enerjisi ile çalışmalarından dolayı, yanma sonucu mekanik enerji üreten diğer motorlara kıyasla temiz bir çalışma yöntemine sahiptir. Çalışma ortamının havalandırılmasına ihtiyaç duyulmadan; kapalı ortamlarda rahatlıkla çalışabilmektedirler. Elektrikli ev aletleri, asansörler, elektrikli araçlar, gemi motorları, endüstriyel makineler gibi birçok alanda elektrik motorları kullanılmaktadır. Bu geniş çalışma alanında, bazı durumlarda motorlar tek senaryo içerisinde standart olarak çalışırken; bazı durumlarda ise daha hassas ve değişken senaryolar altında çalışabilmektedir.

Doğru akım motorları, yapısına göre, ihtiyaç duyulan birçok alanda çalışmaktadır. Evlerde kullanılan saç kurutma makineleri, elektrik süpürgeleri, mutfak robotları gibi elektrikli ev aletlerinde kullanıldığı gibi, sabit tork altında çalışmayı gerektiren asansörlerde de kullanılabilir. Çalışmaları sırasında, hassas olmayan belirli hızlara ihtiyaç duyulduğunda, kontrolleri daha kolay olmaktadır. Bununla beraber, değişen sistem şartları altında, istenilen hızları korumak gerektiğinde normal bir kontrol yapısından daha fazlasına ihtiyaç duyulmaktadır.

Bir doğru akım motorunun hız kontrolü için, motora gelen voltajın ayarlanması gerekmektedir. Motor voltajı ile hızı arasında doyum noktasına ulaşana kadar bir doğru orantı vardır. Bunu sağlamak için literatürde PID denetleyici, optimizasyon teknikleriyle PID denetleyicinin iyileştirilmesi, bulanık mantık denetleyici ve bulanık mantık denetleyici ile PID kontrolcünün birlikte çalışması, yapay sinir ağları gibi birkaç yöntem bulunmaktadır. Bunlardan en yaygın olanı oransal-integral-türev (PID) kontrol yöntemidir. Anlaşılması ve kullanımı basit, verimli bir kontrol yöntemidir. Endüstriyel kontrol gereksinimlerinin çoğu hala PID tipi kontrolörler tarafından karşılanmaktadır.[1]

## 1.1. Kaynak Araştırması

Literatüre bakıldığında DA motor hız kontrolü için çeşitli çalışmalar gözlemlenmiştir.

Dhinakaran ve arkadaşlarının çalışmasında, bir sabit mıknatıslı doğru akım motoru (SMDA) için Basitleştirilmiş Öngörülü Kontrol (SPC) ve Kaydırılmış Dinamik Matris Kontrolü'nün (SDMC) performansını SMDA motorun dinamik matematiksel modelini kullanarak sunulmuştur. Çalışmanın sonucunda; SPC, SDMC ve geleneksel PID kontrol şemaları olarak toplam üç kontrol stratejisi için simülasyon sonuçlarında SDMC şemasının, ISE, ITAE, IAE, yükselme zamanı ve yerleşme zamanı dahil tüm performans ölçütlerinde SPC ve PID kontrolörlerinden daha iyi performans gösterdiği bulunmuştur.[2]

Nouri ve arkadaşlarının çalışmasında, doğrusal olmayan bir motor sürücü sisteminin hız kontrolü için model takip eden, uyarlamalı kontrol yapısı önerilmiştir. Yüksek statik ve Coulomb sürtünmeli doğrusal olmayan motor sürücü sisteminin çevrimiçi modellemesi ve kontrolü için tekrarlayan bir yapay sinir ağı kullanılmıştır. Sinir ağı, ilk olarak, ayrıştırılmış genişletilmiş Kalman filtre algoritmasının değiştirilmiş bir biçimini kullanarak motor sürücü sisteminin ters dinamiklerini öğrenmek için çevrim dışı olarak eğitilmiştir. Ters model kontrol yaklaşımı ile birleştirilen tekrarlayan sinir ağı yapısının, motor sürücü sisteminin etkin bir doğrudan uyarlamalı kontrolüne izin verdiği gösterilmiştir.[3]

Zahir ve arkadaşlarının çalışmasında, PID paramterlerini belirlemek için kullanılan GA optimizasyon tekniğinde performans parametresi dikkate alınarak amaç fonksiyonlarının değiştirilmesinin yükselme zamanı, yerleşme zamanı, aşım yüzdesi ve kararlı hal hatası performansını iyileştirebileceği sonucuna üzerinde çalışılmıştır. Amaç fonksiyonlarına aşım yüzdesi, kararlı durum hatası, yükselme zamanı, oturma zamanı gibi performans parametreleri eklenir. Sadece orijinal amaç fonksiyonunda olduğu gibi hata sinyalini minimize etmesinin yanında diğer performans parametrelerinin de iyileştiği gözlenmiştir.[4]

Yen'in çalışmasında, DA motor hız kontrolü için PID kontrol yöntemi ile bulanık mantık kontrol yöntemini birleştirerek hibrit bir kontrol sunulmuştur. PID kontrolcü ile bulanık mantık kontrolcüsü sistemde birbirilerine paralel olarak bağlanmıştır. Hız döngüsü denetleyicisi, iyi kalite ve kararlı çalışmayı çok daha doğru bir şekilde elde etmek için yukarıdaki kontrol algoritmasına sahip hibrit bulanık

denetleyiciyi kullanır. Ancak parazit olmadığında hibrit bulanık PID denetleyicinin kontrol kalitesi de daha yavaş yanıt verdiği gözlenmiştir.[5]

Navarro ve arkadaşlarının çalışmasında, MATLAB programı kullanılarak bir uzaktan bulanık kontrol laboratuvarının geliştirilmesi için basit ve ekonomik bir yaklaşım sunulmaktadır. Laboratuvarın amacı, bulanık tasarım yeteneklerini geliştirmek için bir araç sunmak ve gerçek bir DA motorda bulanık denetleyicilerin performansını test etmektir.[6]

Petras'ın çalışmasında, kesir dereceli kontrolör kullanarak bir DA motor hızının geri besleme kontrolünü ele alınmaktadır. Kesirli dereceli kontrolörün matematiksel açıklaması, analog ve ayrık alanlardaki uygulaması sunulmaktadır. Dijital kesirli dereceli PID kontrolcünün özel durumunun bir simülasyonu da gösterilmektedir.[7]

Hornğ'un çalışmasında, sistemde bilinmeyen ve doğrusal olmayan yapıya sahip olan bir DA motorun hız veya konum takibi için sinir ağı tabanlı uyarlanabilir bir kontrol stratejisi sunulmuştur. Önerilen şemada, doğrusal olmayanları iptal etmek için kullanılan giriş-çıkış doğrusallaştırma tekniği ve doğrusallaştırma kontrol yasasını uygulamak için kullanılan sinir ağları gibi bazı mevcut teknikler entegre edilmiştir. Önerilen kontrol şeması aracılığıyla, bir DA motorun rotor hızının veya konumunun, değişken yük torku altında isteğe bağlı olarak seçilen herhangi bir yörüngeyi takip edebileceği gösterilmiştir.[8]

Rubaa ve arkadaşının çalışmasında, bir DA motorun hız kontrolü için tam doğrusal olmayan kontrol yasasını uygulamak için ayrıntılı doğrusal olmayan eşlemeleri yakalamak ve taklit etmek için ileri beslemeli yapay sinir ağlarının gücünden yararlanılmıştır. Öğrenme sürecinin istikrarını korurken, öğrenme oranını mümkün olduğu kadar büyük tutmaya çalışan uyarlanabilir bir öğrenme algoritması önerilmektedir. Önerilen uyarlamalı öğrenme algoritması ile kontrol topolojilerinin etkinliği gösterilmiştir.[9]

Ahmed ve arkadaşlarının çalışmasında, DA motor kontrolü için PID kontrolörünün geliştirilmiş bir versiyonu sunulmaktadır. Önerilen versiyon, geleneksel PID ile karşılaştırılmış ve sonuçlar, yeni PID versiyonunun, geleneksel PID'ye kıyasla üstün performansa sahip olduğunu gösterilmiştir.[10]

Mohamed ve arkadaşlarının çalışmasında, armatür kontrollü bir DA motor tarafından hareket ettirilen bir arabanın uyarlanabilir doğrusal konum kontrolünü önerilmiştir. Araba konumunun kontrolörünün parametrelerini ayarlamak için Balon etkisi tarafından desteklenen jaya optimizasyon algoritması kullanılmışlardır. Önerilen

teknikte, değiştirilmiş jayanın bir amaç fonksiyonu, kontrolör kazançlarının güncellenmiş değerlerine ve motor açık çevrim transfer fonksiyonunun tanımlanan değerine bağlıdır. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, modifiye edilmiş jaya kullanılarak önerilen uyarlanabilir kontrolörün, yük bozulması ve sistem parametrelerinin belirsizlik anlarında toplam sistem performansını iyileştirdiğini desteklemiştir.[11]

Ekinci ve arkadaşlarının çalışmasında, DA motor hız regülasyonu için yeni bir optimizasyon yaklaşımı olarak muhalefete dayalı öğrenme (OBL/HGO) ile Henry gaz çözünürlüğü optimizasyonunu önerilmektedir. Önerilen yaklaşım, amaç fonksiyonu olarak zamanla çarpımlı mutlak hatanın (ITAE) integralini en aza indirerek PID denetleyicinin en iyi parametrelerini elde etmek için kullanılmıştır. Yürütülen simülasyon sonuçları ve önerilen HGSO-PID kontrolörü ve diğer mevcut kontrolörlerle karşılaştırmalar, önerilen OBL/HGO-PID kontrolörünün hem sistem belirsizlikleri hem de yük bozuklukları koşullarında bile üstün kontrol performansına sahip olduğunu gösterilmiştir.[12]

Buzi ve arkadaşının çalışmasında, geleneksel yöntemlerden PID ve geleneksel olmayan yöntemlerden Sinir Ağı (NN) ile bir DA motorun hız kontrolünü incelenmiştir. İki kontrol yöntemini karşılaştırmak ve kontrolde sinir ağı kullanımının faydalarını sonuçlandırmak için simülasyon sonuçları sunulmuştur. DA motorun hızı, PID kontrolü ve Ters Sinir Modeli kontrolü olmak üzere iki yöntemle kontrol edilmiştir. Simülasyon sonuçlarından, modelin girdi-çıkı veri setlerinin ölçümler veya simülasyonlar yoluyla mevcut olması durumunda, sistem kontrolünü tasarlarken sinir ağı kullanarak model parametrelerinin bilinmesine gerek olmadığı görülebilmektedir.[13]

Rodriguez-Molina ve arkadaşlarının çalışmasında, parametre belirsizlikleri ile DA motorun hız regülasyonu için uyarlamalı kontrolde farklı meta-sezgisel tekniklerin kullanımının karşılaştırmalı bir çalışması sunulmaktadır. diferansiyel evrim (DE), parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO), yarasa algoritması (BAT), ateşböceği algoritması (FFA) ve kurt arama algoritması (WSA) optimize edicilerine dayalı birkaç uyarlanabilir kontrolör, sistemin parametrelerini çevrimiçi olarak ayarlamak için önerilmiştir. Sonuçlar göz önüne alındığında, PSO tabanlı kontrolör bu yaklaşım için en umut verici alternatiflerden biri olduğunu göstermişlerdir.[14]

Bansal ve arkadaşının çalışmasında, hızı PID denetleyici kullanılarak kontrol edilebilen bir DA motor tasarlamışlardır. PID denetleyicinin oransal, integral ve türev kazançları bulanık mantığa göre ayarlanmıştır. PID denetleyicinin her parametresinin kendi kendine ayarlanması için 25 bulanık kural vardır. Bulanık mantık kontrolcünün

hata ve hatanın değişimi olmak üzere iki girişi vardır. Çalışma hem PID denetleyicilerinin kesin karakterlerinin hem de bulanık denetleyicinin esnek karakterlerinin mevcut olduğunu göstermektedir. Geleneksel bir PID yapısı üzerinde uygulanan bulanık mantık kendi kendine ayarlama yaklaşımı, sistemin statik yanıtını olduğu kadar dinamiği de iyileştirdiği gösterilmiştir.[15]

Zadeh ve arkadaşlarının çalışmasında, kayan mod kontrolünün esnekliği için bulanık mantıktan yararlanılarak DA motorların kararlı ve verimli bir şekilde kontrol edilmesi için bir yanıt elde edilmiştir.[16]

Usoro ve arkadaşlarının çalışmasında, MATLAB programı kullanılarak endüstriyel tip bir DA motorun kontrol performansında bir bulanık mantık denetleyicisi ve bir PID denetleyicisinin etkisi ortaya konulmaya çalışılmıştır. Çıkışın yanı sıra hata girişlerindeki hata ve hatanın değişimi için yedi üyelik fonksiyonu tasarlanmış ve böylece bulanık kontrolör için 49 kurallık bir sonuç elde edilmiştir. PID kontrolör ve bulanık kontrolör için simülasyonlar yüksüz ve seçilen  $1200 \text{ Devir/Dakika}$  referans hızı için elde edilmiştir. Simülasyonlar, aynı referans hızıyla 7 Nm'lik bir yük torku için daha da tekrarlanmıştır. Elde edilen bulgulara dayalı olarak, bulanık hız kontrollü DA motorların, daha hızlı oturma süresi, aşım olmaması ve uygulanan yüke duyarlılığı açısından PID hız kontrollü DA motorlardan daha iyi performans gösterdiği görülmüştür.[17]

Adhikari ve arkadaşlarının çalışmasında, ziegler-nichols ve Genetik Algoritma kullanarak DA motorun Konum kontrolünü incelenmiştir. İki yöntem ile bulunan PID parametreleri sistem üzerinde denenmiş ve karşılaştırılmıştır. Genetik algoritma ile önerilen PID parametrelerinin ayarlanmasının ziegler-nichols yönteminden daha iyi olduğu tespit edilmiştir.[18]

Kushwah ve arkadaşının çalışmasında, deneysel ziegler-nichols ayar formülüne ve değiştirilmiş ziegler-nichols PID ayar formülüne dayalı olarak ayrı uyarılmış DA motoru için bir PID hız kontrol cihazının ağırlıklı ayar yöntemleri sunulmaktadır. Bu yöntemlerin her ikisinde de DA motorun hız kontrolü uygulaması için çıkış yanıtı, minimum oturma süresi ve minimum aşma bazında karşılaştırılmıştır. Bilgisayar simülasyonu, değiştirilmiş ziegler-nichols tekniğini kullanan PID kontrolörünün performansının geleneksel ziegler-nichols tekniğinden daha iyi olduğunu göstermektedir.[19]

Somwanshi ve arkadaşlarının çalışmasında, DA motor kontrolcü tasarımı için ayrı bir PID Denetleyici ve bir Bulanık Tabanlı PID Denetleyici önerilmiştir. Her iki denetleyici arasında bir karşılaştırma yapılarak, her iki denetleyicinin performansına ilişkin bir genel bakış sağlanır. Tasarlanan Bulanık Mantık-PID kontrolcü ile elde edilen sonuçlar önceki çalışma ile karşılaştırıldığında, Bulanık Mantık-PID kontrolcü için sönümlenme oranı %10, yükselme süresi %30, yerleşme süresi %20'ye kadar düşürüldüğü ve tepe zamanı %25 iyileştirildiği gözlenmiştir.[20]

## **1.2. Tezin Amacı**

Bu çalışmada, piyasada rahatlıkla bulunabilen bir SMDA motorunun hız kontrolünün yapılabilmesi amaçlanmıştır.

Öncelikle karakteristik özellikleri hakkında bilgi bulunmayan, çok genel bir SMDA motor üzerinden voltaj, akım ve açısal hız verileri alınmıştır. Bu veriler, eğri uydurma yönteminde denklem bilinmeyenlerini bulmak için kullanılmıştır. Karakteristik bilinmeyenleri bulunan SMDA motor, MATLAB simulink ortamında simüle edilmiştir. Bu oluşturulan simülasyon üzerine PID kontrolcü uygulanmış ve açısal hız kontrolü sağlanmıştır. Burada PID parametrelerin belirlenmesi için 4 farklı yöntem sunulmuştur. Bu yöntemlerin sisteme sunduğu iyi ve kötü yönleri gösterilmeye çalışılmıştır.

## 2. DA MOTOR

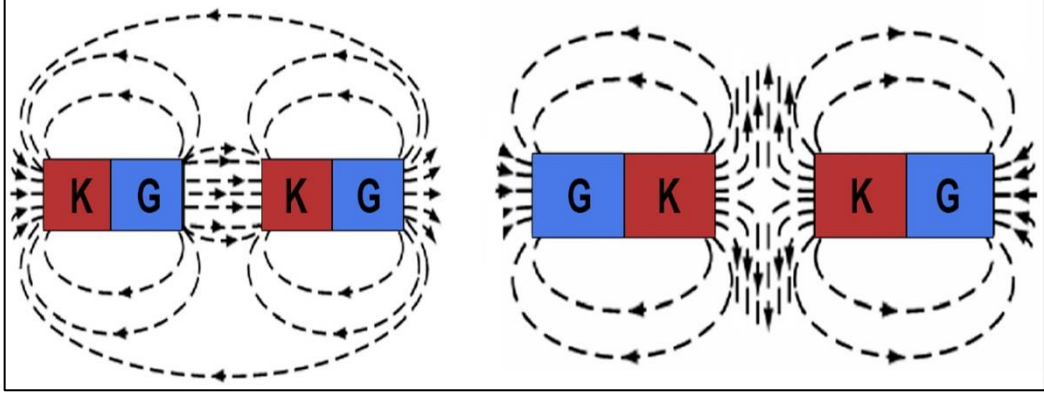
Elektrik makineleri, mekanik enerjiyi elektrik enerjisine veya elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürebilen makinelerdir. Bu makinelerde, mekanik enerji elektrik enerjisine dönüştürüldüğünde jeneratör olarak isimlendirilirken, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürdüğünde buna motor denir. Bu makineler birbirlerinin aynı olup, mekanik enerji ile ya da elektrik enerjisi ile uyarılmalarına bağlı olarak jeneratör ya da motor olarak kullanılırlar. Bu enerji dönüşümleri manyetik alanın hareketiyle sağlanmaktadır.[21]

Elektrik motorları, elektriği bir aks üzerinde mekanik enerjiye dönüştürür. Birçok elektrik motoru türü vardır. Ancak alternatif akım motorları ve doğru akım motorları öne çıkmıştır. Bu türler, motorun içinden akan akımın yapısına göre şekillenmiştir.[22] Bu çalışmada, doğru akım motorları üzerine odaklanılmıştır. Bunun sebebi kontrol edilecek olan motorun, rahat bulunması ve kontrol edilmesi bakımından sabit mıknatıslı fırçalı bir doğru akım motoru olarak seçilmiş olmasıdır.

DA motorların iki ana türü, fırçalı ve fırçasız doğru akım motorlarıdır. Tarihteki en eski motor türü olan fırçalı motorda dönen kısma güç vermek için karbon fırçalar kullanılırken, fırçasız DA motoru, fırçalar yerine güç anahtarları tarafından elektriksel olarak değiştirilir. Fırçasız DA motorlar fırça içermediği için daha az bakım gerektirir daha yüksek hızlarda çalışabilir, az ısınır, daha düşük bir elektrik gürültüsüne sahiptir. Fırçalı DA motorlarda ise zorlu çalışma şartlarına daha uygundur ve kontrol edilmesi yönünden fırçasız DA motora göre daha kolaydır. Elektrik motorlarının çalışma prensibi; akım taşıyan bir iletken bir manyetik alana yerleştirildiğinde, yönü ve belirli kurallara dayanan mekanik bir kuvvete maruz kalması ilkesine dayanır.[21]

### 2.1. DA Motor Çalışma Prensibi

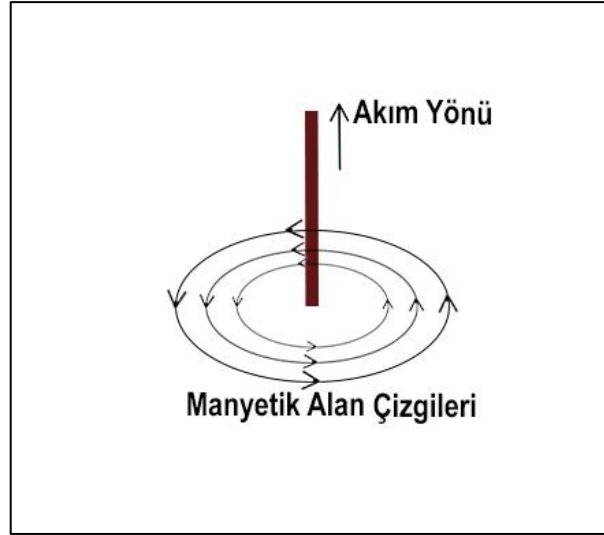
Manyetizmanın temellerine bakıldığında, tüm mıknatıslar bir kuzey bir de güney kutbuna sahiptir. Aynı kutup uçları birbiri iterken, zıt kutuplar birbirini çeker. Şekil 2.1'de bu durum gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Mıknatısların Manyetik Alan Çizgileri

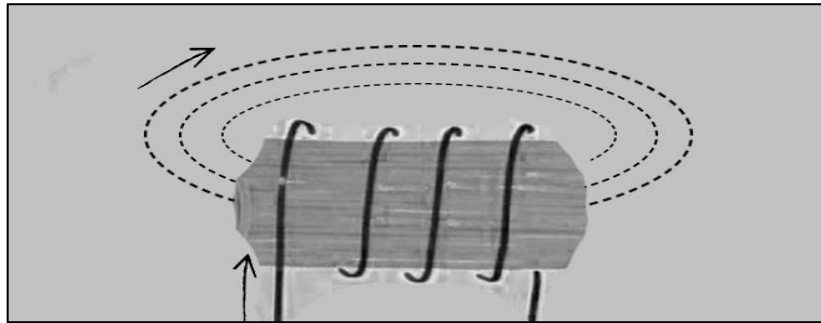
Şekil 2.1 incelendiğinde manyetik alan çizgilerinin kuzey kutbundan güney kutbuna doğru aktığı görülmektedir. İki mıknatıs için, birinin kuzey kutbu ile diğeriyle güney kutbu eşleştirildiğinde kuzey kutbundan güney kutbuna doğru bir manyetik alan oluştuğu görülmektedir. Zıt kutuplar birbirlerine doğru çekilirler. Bununla beraber aynı kutupların eşleştirilmesiyle ortada biriken manyetik alan çizgileri, mıknatısların birbirinden uzaklaşmasına sebep olan bir itme oluştururlar. Bu kuvvetlerin birbiri ardına, dairesel olarak sağlanabilmesi ile bir dönme hareketi elde edilir. İki mıknatıs arasına üçüncü bir mıknatıs konulduğunda, aynı kutuplar birbirini iterek ortadaki mıknatısın kendi ekseninde bir dönüş yapması beklenir. Bununla beraber zıt kutuplar birbirleri ile eşleştirildiğinde bir denge sağlanır ve dönme hareketi son bulur. Denge anında kutupların değiştirilmesi sağlanırsa dönme hareketinin devamı sağlanır. Bu noktada devreye elektromıknatıs girmektedir. Elektromıknatıs; üzerinden akım geçen bir iletkenin etrafında oluşan manyetik alanın, manyetik bir cisim kullanılarak daha güçlü bir hale getirilmesiyle elde edilir.

Üzerinden akım geçen bir iletken etrafında bir manyetik alan oluşmaktadır. Şekil 2.2’de bu durum gösterilmiştir.



Şekil 2.2 Üzerinden Akım Geçen İletkenin Oluşturduğu Manyetik Alan

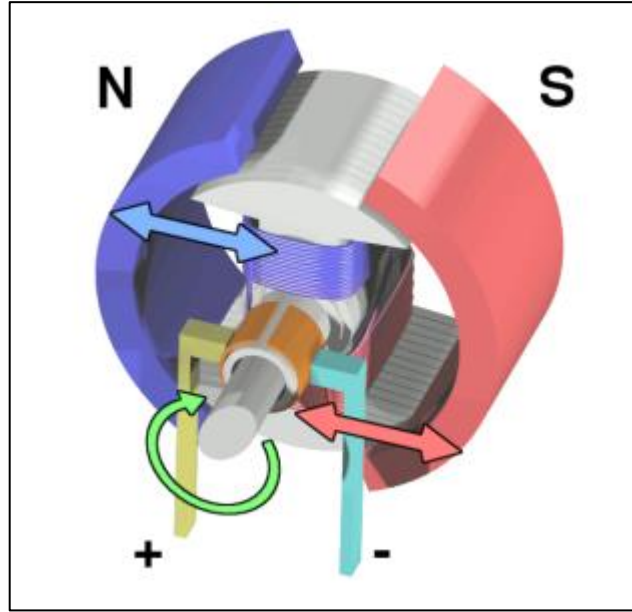
Manyetik alanın yönü sağ el kuralına göre belirlenmektedir. Başparmak akım yönüyle aynı yöne bakacak şekilde; İletken tel avuç içine alınıp, kavrandığında, geriye kalan dört parmağın gösterdiği yön, manyetik alanın yönüdür. Bu iletken tel, bir nüve etrafına sarıldığında sağ el kuralına bağlı olarak kutupları tayin edilmiş bir elektromıknatıs elde edilir. Şekil 2.3'te bir elektromıknatıs nasıl oluştuğu gösterilmiştir.



Şekil 2.3 Elektromıknatıs için Manyetik Akı Yönü

Oluşturulan bu elektromıknatısların, kutupları istenildiği gibi değiştirilerek, sürekli bir dönme hareketi elde edilmiş olur. Elektromıknatısın kutuplarını değiştirebilmek için, iletken üzerinde akan akımın yönü değiştirilmelidir.

En basit DA motorlarda bir çift kutup bulunmaktadır. Kutuplar akımın aktığı yöne doğru değişmektedir. Genel olarak bir elektrik motorunda stator ve rotor kısımları bulunmaktadır. Bu kısımlardan stator kısmı sabit kısım olup, rotor kısmı motorun dönen kısmıdır. Rotor merkezinde bulunan bir mil aracılığıyla tork sağlanmış olur. Şekil 2.4'te basit bir DA motor modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Basit Bir Doğru Akım Motorunun Yapısı [22]

Şekil 2.4 incelendiğinde; rotor, elektrik yönlerine karşılık gelen mavi ve kırmızı N ve S ile gösterilen iki kalıcı mıknatıs içinde yer alan gri parçadır. Bu mıknatıslar motorun sabit kısmı olan statorunu oluşturur. Bu örnekte olan mavi ve kırmızı renkli elektrik kabloları armatür rotora sarılmıştır. Armatür sargısı bronz renkli olan komütatöre bağlanmıştır. Bu komütatör, sarı ve turkuaz renkli kablolardan gelen ve armatüre iletilen bir akım sağlamak için bağlandığı bir dizi kavisli plakadan oluşur. Plakaların miktarı, motorun donatıldığı kutupların miktarına bağlıdır.[22] Motordaki bir komütatörün işlevinin bir kutuptan diğerine geçerken her iletkendeki akımı tersine çevirerek, sürekli ve tek yönlü bir tork geliştirmeye yardımcı olur.[21]

### 2.1.1. Ters Elektromotor Kuvveti

Manyetik alanda bulunan bir iletkenin üzerinden akım akmasıyla bir kuvvet meydana gelir ve bu kuvvet doğrultusunda tork oluşur. Bununla beraber, manyetik alanın içinde kalan bir iletken üzerine uygulanan kuvvet sonucu; iletkenin hareketiyle, iletken üzerinde bir gerilim indüklenir. Bu indüklenen gerilim ile birlikte iletken üzerinden bir akım akar. Bu şekilde jeneratör oluşmuş olur.

DA motorlar çalıştıklarında, oluşan kuvvet sonucu bir dönüş ortaya koyarken, aynı zamanda manyetik alana maruz kalmış iletken üzerinde bir gerilim indüklenmesi

gerçekleşir. DA motorun çalışması için gereken akım ile, gerilim indüklenmesi sonucu oluşan akım birbirine ters yönde akmaktadır. Bu oluşan gerilim indüklenmesine zıt elektromotor kuvveti nedir ve birimi voltuttur. Denklem 1’de oluşan zıt elektromotor kuvvetinin formülü verilmiştir.[23]

$$E_A = K. \Phi. \omega \quad (1)$$

Burada  $E_A$  zıt elektromotor kuvvetini,  $K$  motor ile ilgili sabitleri,  $\Phi$  manyetik akıyı ve  $\omega$  ise açısal hızı temsil etmektedir. Eğer motorun stator kısmı olan ve manyetik akı oluşturan mıknatıslar sabit mıknatıs ise, burada  $\Phi$  manyetik akısı da sabittir ve SMDA motorlar için bu formül denklem 2’deki halini alır.

$$E_A = K. \omega \quad (2)$$

Motor sabitleri bulunur ve denklemde  $K$  yerine yazılır. Bu formüle bağlı olarak zıt elektromotor kuvvetinin, rotor kısmının açısal hızıyla doğru orantılı olduğu söylenebilir. Bu zıt EMK, motorun açısal hızı arttığında, artış göstererek motordan akan akımda azalma meydana getirir ve açısal hızında sınırlandırma sağlar. Bununla beraber motor açısal hızının azalmasıyla, zıt EMK azalır ve motorun üzerinden geçen akım artar. Bu durumda motor torkunda artış meydana gelir.

### 2.1.2. DA Motorlarda Güç

DA motorun sağlayabildiği güç, motora uygulanan voltaj ile motordan geçen akıma bağlıdır. Denklem 3’te güç denklemi verilmiştir.[21]

$$P = V. I \quad (3)$$

Bu elektriksel güç, motor içerisinde mekanik güce dönüştürülür. Mekanik güç tork ve açısal hız olarak ortaya çıkmaktadır. Denklem 4’te mekanik güç denklemi verilmiştir.

$$P = T. \omega \quad (4)$$

Bu mekanik güç öncelikle tork olarak kendini gösterir. Motorun yükü ve bağlı olduğu sistem torku karşılandıktan sonra, motorun gücüne bağlı olarak bir açısal hız ile dönüş sağlanır. Eğer gücün çoğunluğu tork olarak harcanırsa motor açısal hızı daha

yavaş olacaktır ya da hareket sağlayamayacaktır. Motorda oluşan tork, motor akımı ile doğru orantılıdır. Denklem 5'te akıma bağlı motor tork denklemi verilmiştir.[23]

$$T = K \cdot \Phi \cdot I_A \quad (5)$$

Denklemde,  $K$  tork sabitini,  $\Phi$  manyetik akıyı ve  $I_A$  motor üzerinden akan akımı temsil etmektedir. Burada da  $\Phi$  manyetik akı, sabit mıknatıslı DA motor için sabittir ve tüm sabitler elde edilip denklemde  $K$  yerine yazılır. Sonuç olarak,  $I_A$  armatür akımı, motor torku ile doğru orantılıdır.

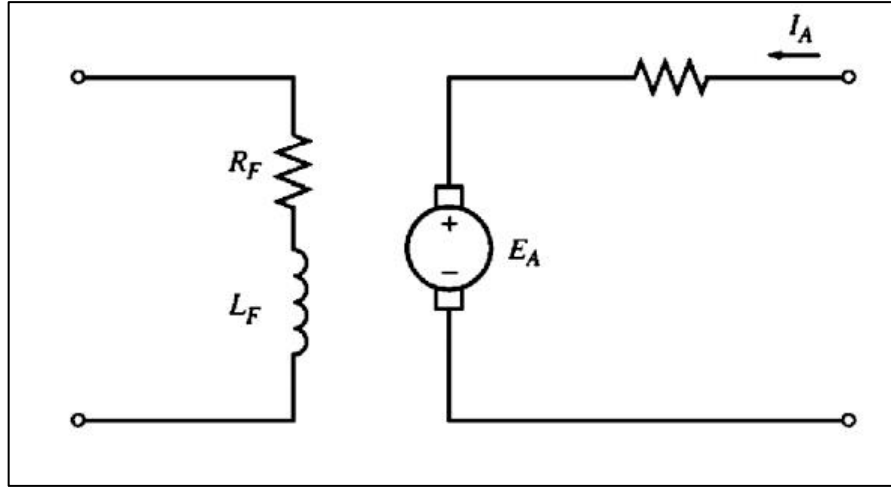
## 2.2. DA Motor Çeşitleri

### 2.2.1. Fırçalı DA Motorlar

Fırçalı doğru akım motorları yapılarına göre çeşitlilik göstermektedir. Genel kullanımda ön plana çıkmış DA motor tipleri aşağıdaki gibidir;

- Şönt DA Motor
- Seri DA Motor
- Sabit Mıknatıslı DA Motor

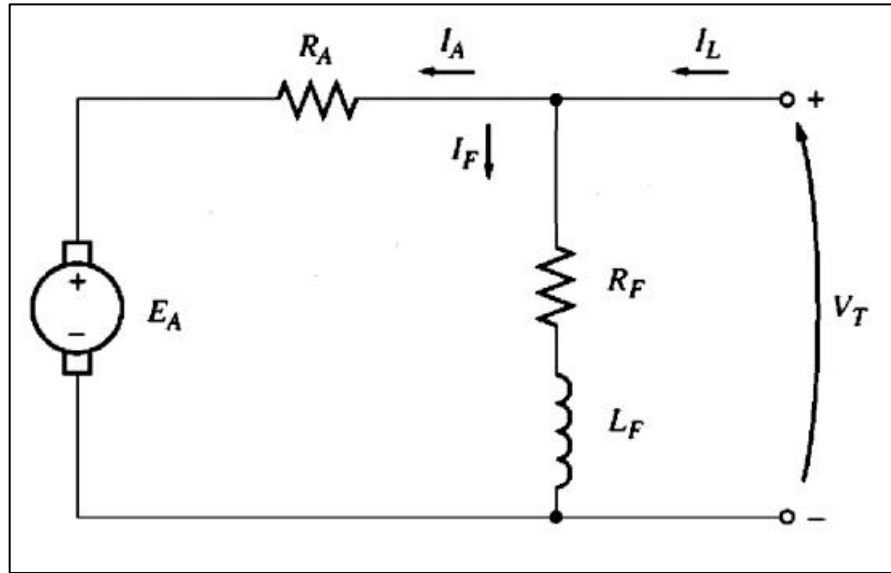
Bir DA motorun eşdeğer devresi Şekil 2.5'teki gibidir. Bu şekilde, armatür devresi ideal bir voltaj kaynağı ve bir direnç ile temsil edilmektedir. Bu temsil tüm rotor yapısının Thevenin eşdeğeridir. Jeneratördeki manyetik akıyı üreten alan bobinleri, indüktör  $L_F$  ve direnç  $R_F$  ile temsil edilir. Ayrıca manyetik akıyı kontrol etmek için harici, değişken bir direnç kullanılır. Burada gösterilen  $E_A$  motorda indüklenen ters elektromotor kuvvetidir.[23]



Şekil 2.5 Bir DA Motorun Eş Değer Devresi [23]

### 2.2.1.1. Şönt DA Motorlar

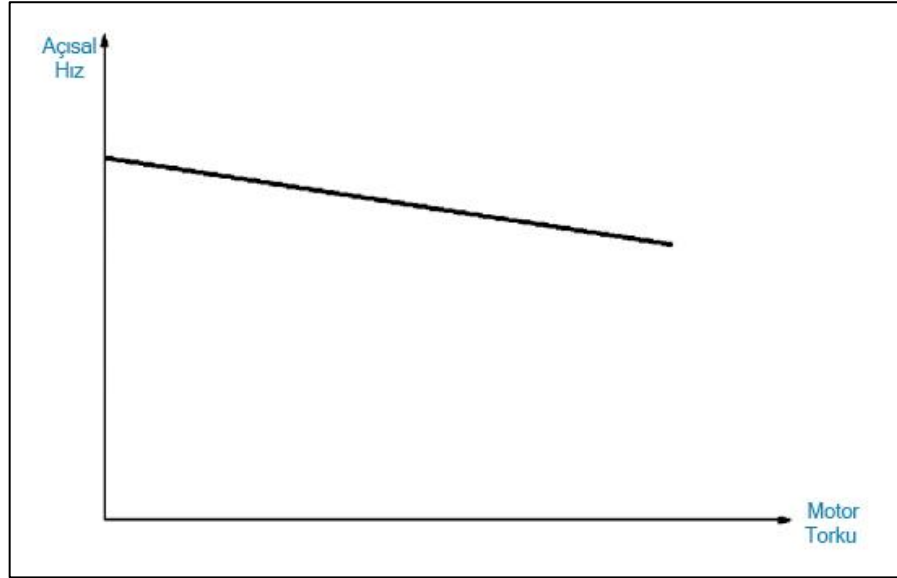
Ayrı uyarılmış bir DA motor, manyetik alanı oluşturan kısmı ayrı bir kaynaktan beslenen bir motordur. Bununla beraber bir şönt DA motorda manyetik alanı oluşturan kısım ile armatür kısmı aynı kaynaktan beslenir ve bu iki kısım birbirine paralel bağlanır. Şekil 2.6'da şönt motor eş değer devresi verilmiştir.[23]



Şekil 2.6 Şönt DA Motorun Eş Değer Devresi [23]

Bir şönt motorun şaftındaki yükün arttığında, motorda bulunan yük torku, makinede indüklenen torku aşacak ve motor yavaşlamaya başlayacaktır. Motor yavaşladığında, üretilen dahili voltaj olan ters EMK düşer. Ters EMK, motor besleme

voltajına karşı koyduğu için; ters EMK azaldığında motor armatür akımı artar, Armatür akımı yükseldikçe motorda indüklenen tork artar ve son olarak indüklenen tork, daha düşük mekanik dönme hızında yük torkuna eşit olur. Bir şönt DA motorun Tork-Hız karakteristiği şekil 2.7’de verildiği gibidir.



Şekil 2.7 Şönt DA Motor Tork-Hız Grafiği [23]

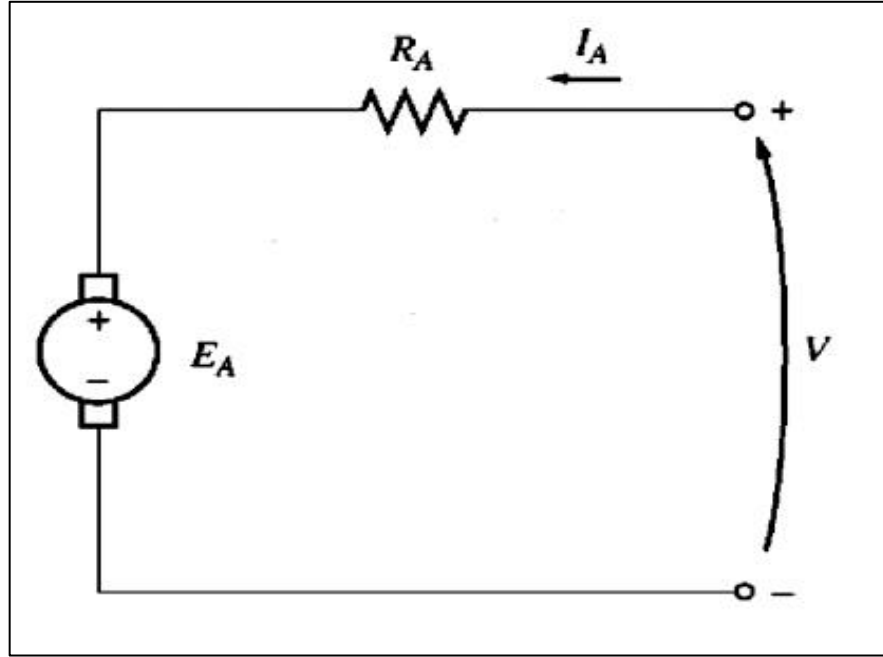
Motor hızının torkla lineer olarak değişebilmesi için, diğer terimlerin yük değiştiğinde sabit olması gerekir. Motor besleme voltajının sabit olduğu varsayılır, eğer sabit değilse voltaj değişimleri tork-hız eğrisinin şeklini etkileyecektir.

### 2.2.1.2. Sabit Mıknatıslı DA Motor

SMDA motor, kutupları kalıcı mıknatıslardan yapılmış bir motordur. SMDA motorlar, bazı uygulamalarda şönt DA motorlara göre avantajlara sahiptir. Bu motorlar harici bir manyetik alan devresi gerektirmediğinden, manyetik alan devresi içeren diğer motorlara kıyasla bakır kayıplarına sahip değildirler. Alan sargıları gerekmediğinden daha küçük yapıda olabilirler. SMDA motorlar, daha az güce ihtiyaç duyulan, gündelik kullanımlarda yaygın olan elektronik ürünlerde daha çok tercih edilmektedir.

Ancak SMDA motorların dezavantajları da vardır. Flama mıknatıslar, harici olarak sağlanan bir manyetik alan kadar yüksek bir akı yoğunluğu üretemezler, bu nedenle bir SMDA motor, aynı boyut ve yapıya sahip harici manyetik alana sahip

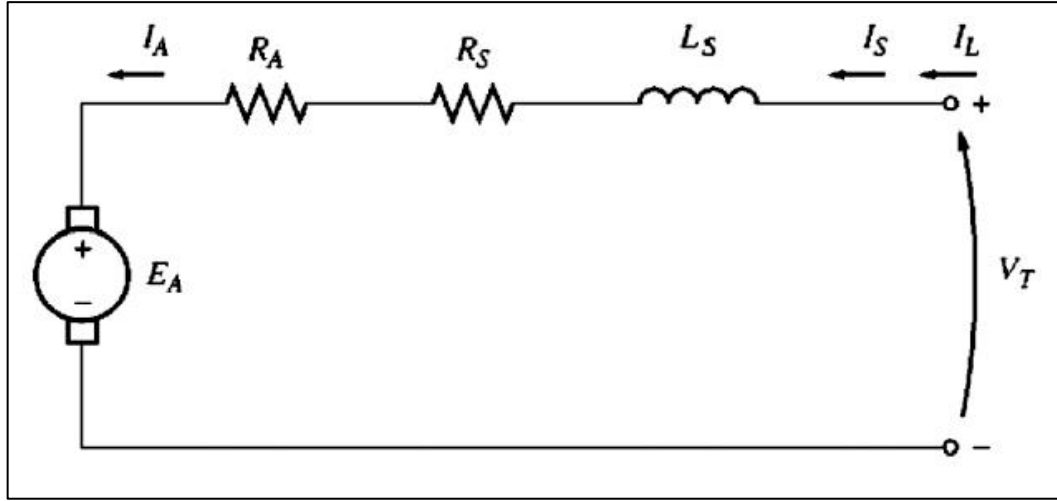
motordan daha düşük armatür akımı başına daha düşük bir torka sahip olurlar.[23]  
SMDA motorların eş değer devresi şekil 2.8'deki gibidir.



Şekil 2.8 SMDA Motorun Eş Değer Devresi

### 2.2.1.3. Seri DA Motor

Bir seri DA motor, manyetik alan sargıları armatür devresine seri olarak bağlanmış bir DA motordur. Bu motorlarda ana hattaki akım, armatür akımı ve manyetik alan akımı birbirine eşittir. Bir seri DA motorun özelliği, daha önce anlatılan şönt DA motorun özelliğinden farklıdır. Bir seri DA motorun temel davranışı, en azından doyuma ulaşılan kadar manyetik akının armatür akımıyla doğru orantılı olmasından kaynaklanmaktadır. Motora binen yük arttıkça manyetik akı da artar. Daha önce anlatıldığı gibi, motordaki manyetik akıdaki bir artış, hızında bir azalmaya neden olur. Sonuç olarak bir seri DA motoru hızlı bir şekilde düşen tork-hız karakteristiğine sahiptir. Şekil 2.9'da seri DA motor eş değer devresi verilmiştir.



Şekil 2.9 Seri DA Motorun Eş Değer Devresi [23]

Şekil 2.9’da  $R_A$  armatür direncini  $R_S$  manyetik alan sargı direncini,  $L_S$  manyetik alan sargı indüktörü,  $I_S$  manyetik alan sargı akımını,  $I_A$  armatür akımını ve  $I_L$  toplam akımı temsil etmektedir. Burada  $I_S = I_A = I_L$  eşitliği vardır. Bu yüzden, doğrusal bir manyetizasyon var ise, seri DA motordaki akı, armatür akımı ile doğru orantılıdır. Motorlarda oluşan tork denklem 6’daki gibidir.

$$T = K \cdot \Phi \cdot I_A \quad (6)$$

Seri DA motorlar için manyetik akı formülü denklem 7’de verildiği gibidir.[23]

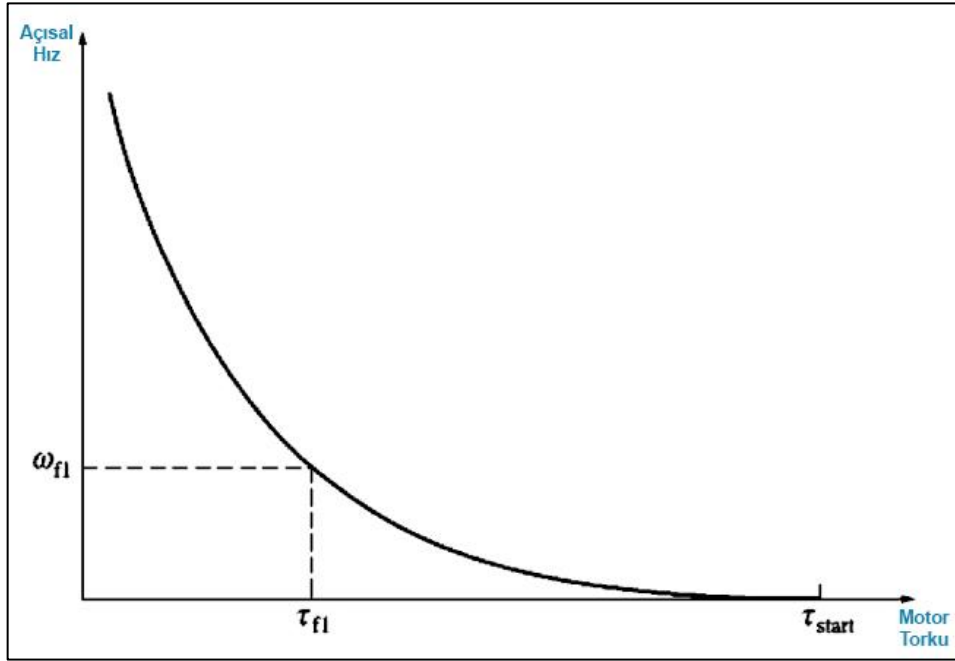
$$\Phi = c \cdot I_A \quad (7)$$

Burada  $c$  bir orantı sabitidir. Seri DA motorda sağlanan tork denklem 8’deki halini alır.

$$T = K \cdot \Phi \cdot I_A = K \cdot c \cdot I_A^2 \quad (8)$$

Başka bir deyişle, motordaki tork, armatür akımının karesiyle orantılıdır. Bu ilişkinin bir sonucu olarak, bir seri motorun diğer herhangi bir DA motordan daha fazla amper başına tork verdiği görülmektedir. Bu nedenle çok yüksek tork gerektiren uygulamalarda kullanılır. Bu tür uygulamalara örnek olarak arabalardaki marş

motorları, asansör motorları ve lokomotiflerdeki traktör motorları verilebilir.[23] Şekil 2.10'da seri DA motor için Tork-Hız grafiği verilmiştir.



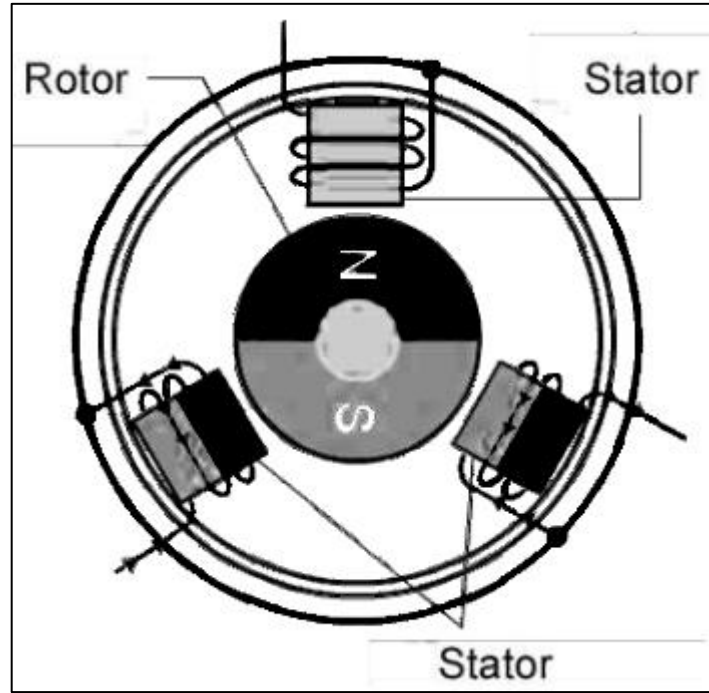
Şekil 2.10 Seri DA Motor Tork-Hız Grafiği [23]

Bu grafikten seri motorların bir dezavantajı hemen görülebilir. Bu motordaki tork sıfıra gittiğinde hızı sonsuza gider. Pratikte, üstesinden gelinmesi gereken mekanik, çekirdek ve kaçak kayıplar nedeniyle tork asla tamamen sıfıra gidemez. Ancak motora başka bir yük bağlı değilse, kendisine ciddi şekilde zarar verecek kadar hızlı dönebilir.[23]

### 2.2.2. Fırçasız DA Motor

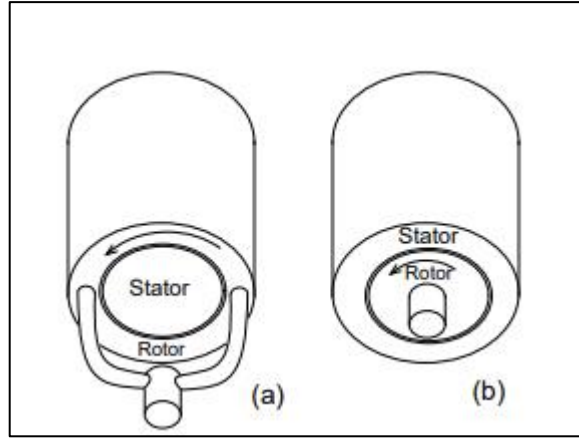
Fırçasız DA Motor, popülerlik kazanan motorlardandır. Bu motorlarda akım yönünü değiştirmek için fırça kullanılmamaktadır. Bunun yerine elektronik olarak kontrol edilmektedir. Daha iyi hız-tork oranına, daha yüksek hız aralığına sahiptirler. Ayrıca rotor boyutuna göre verilen tork daha yüksektir. Rotor kısmında sarımların bulunmaması, daha küçük yapılarda üretilmelerine olanak tanımaktadır. Bu avantajları ile fırçasız DA motor, otomotiv uygulamalarında geniş kullanım alanı bulmaktadır.[24] Geleneksel fırçalı DA motordan farklı olarak, fırçasız DA motorda sabit mıknatıs döner ve akım taşıyan iletkenler sabitlenir. Fırçasız DA motorlar, katı hal güç yarı iletkenlerinin kullanılabilirliği ile geleneksel fırçalı DA motorlardan geliştirilmiştir.

Fırçasız DA motorlar, AA senkron motorlara benzerdir. Senkron motorlar, genellikle elektromıknatıs rotorlu, genellikle büyük KW boyutundadır. Fırçasız DA motorlar, kalıcı mıknatıs rotorlu, birkaç watt ile onlarca watt arasında küçük olma eğilimindedir.[25] Şekil 2.11’de bir fırçasız DA motorun içyapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.11 Rotoru İçeride Fırçasız DA Motorun iç Yapısı

Fırçasız DA motor, geleneksel bir DA motorun çalışma prensibine benzer bir prensipte çalışır. Bu prensip; akım taşıyan iletkenin manyetik alana yerleştirildiğinde bir kuvvete maruz kalmasıdır. Tepki kuvvetinin bir sonucu olarak, mıknatıs eşit ve zıt bir kuvvete maruz kalacaktır. Fırçasız DA motor olması durumunda, kalıcı mıknatıs hareket ederken akım taşıyan iletken sabittir. En yaygın yapı olan silindirik iki şekilde olabilir. En yaygın silindirik yapı, rotorun içte olmasıdır. Rotoru, statoru çevreleyen dış tarafa yerleştirmek de mümkündür. Fırçasız DA fan motorlarında durum böyledir.[25] Şekil 2.12’de fırçasız DA motor silindirik yapısı verilmiştir.



Şekil 2.12 Fırçasız DA Motor Silindirik Yapısı [25]

Komutasyon işlevi, hall etkisi manyetik sensörler gibi çeşitli şaft konum sensörleri tarafından gerçekleştirilebilir. Sensör, konumunu algılamak için sabit mıknatıslı rotora yakın monte edilmelidir. Sensörden gelen rotor konumu geri bildirim, armatür akımının ne zaman değiştirileceğini belirlemeye yardımcı olur. Bu elektronik komutasyon düzenlemesi, bir DA motordaki komütatör düzenlemesini ve fırçaları ortadan kaldırır ve böylece daha güvenilir ve daha az gürültülü çalışma sağlanır. Stator sargılarına bağlı olarak bu motorlar tek fazlı, iki fazlı veya üç fazlı motorlar olarak yapılandırılabilir. Ancak, sabit mıknatıslı rotorlu üç fazlı fırçasız DA motorlar en yaygın olarak kullanılmaktadır.[25]

### 3. DA MOTORLARDA YAYGIN OLARAK KULLANILAN KONTROL YÖNTEMLERİ

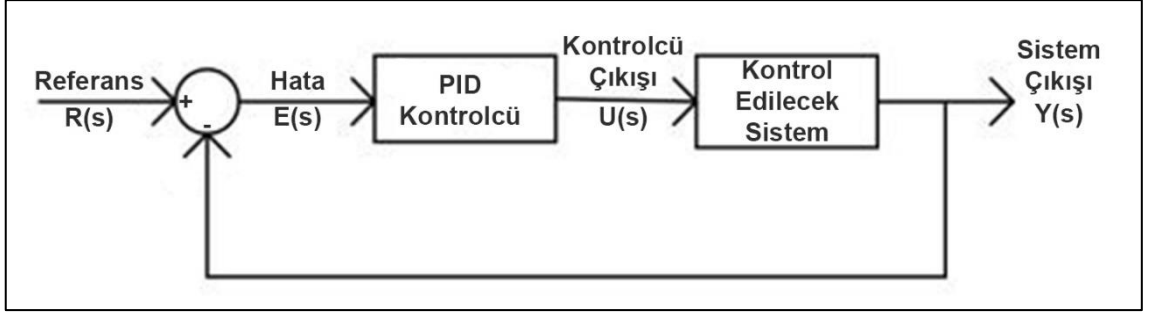
#### 3.1. PID Tipi Kontrolcüler

DA motorlar girişine uygulanan voltaja karşılık, çıkışında açısız hız vermektedirler. Bu hızı istenilen zamanda ve devirde kontrol etmek, motorun bağı olduğu bir sistemin verimli çalışması için gereklidir. Bunu sağlayabilmek için motorun çıkışından alınan bilgiyi girişe uygulayarak bir geri besleme sağlanmaktadır. Bu geri besleme, girişten çıkarılarak bir sapma elde edilir. Bu sapmaya hata nedir. Elde edilen bu hata değeri bir kontrolcüde işlenerek, hedeflenen değere en uygun şekilde ulaşması sağlanır. Bu kontrolcülerden birisi de PID kontrolcüdür.

PID kontrolcü, kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılan genel bir kontrol mekanizmasıdır. Birçok sisteme kolay uygulanabilir olduğundan en yaygın kullanılan kontrolcüdür. Bununla birlikte kontrol yapısı olarak P, PI ve PD kontrolcüleri de kullanılmaktadır. Kontrolü sağlanan sistemin davranışına bağı olarak ya da kontrolde odaklanılması gereken davranışa bağı olarak diğerkontrolcüler de tercih edilmektedir. Sisteminde aşımaların olmaması durumunda ya da aşım ortaya çıktığında sistemi olumsuz etkilemediği gibi durumlarda PID kontrolcü yerine PI kontrolcü tercih edilebildiği gibi karalı hal hatası ile karşılaşılmayan bir sistem davranışına sahipken PD kontrolcü tercih edilebilir.

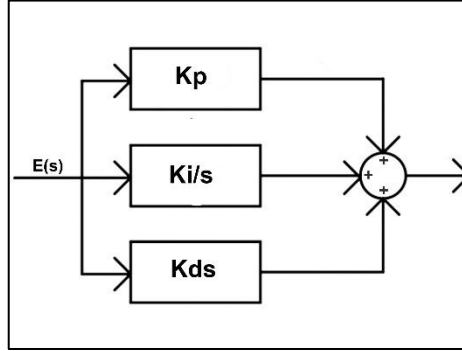
PID kontrolcüsü, ölçülen bir çıkış değeri ile istenen değerkarasındaki fark olarak hata hesaplar ve kontrolcü, kontrol edilen sistemin girişlerini ayarlayarak hatayı en aza indirmeye çalışır. En iyi performans için, hesaplamada kullanılan PID parametreleri sistemin doğasına göre ayarlanmalıdır. Tasarım genel bir yapıda olsa da parametreler sisteme bağıdır.[26]

PID kontrolcü üç ana kısımdan oluşurmaktadır. Bunlar oransız (P=Proportional), integral (I =Integral) ve türevsel (D=Derivative) şeklindedir. Şekil 3.1'de PID kontrolcü uygulanmış bir sistemin blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 3.1 PID Kontrolcü Uygulanmış Sistemin Blok Diyagramı

Şekil 3.1’de görüldüğü üzere, sistemin çıkışındaki değer, referans değer ile karşılaştırılır ve aradaki fark hata olarak PID kontrolcünün girişine uygulanır. PID kontrolcünün çıkışı ise sisteme giriş olarak azaltıcı ya da artırıcı etki uygular. İstenilen çıkış değeri ile elde edilen çıkış değerinin farkı olan hata, kontrolcüde işlenerek, kontrolcünün girişe uygun bir değer üretmesi beklenir. SMDA motor için konuşmak gerekirse, hataya karşılık kontrolcünün giriş voltajını arttırıp azaltması beklenir. PID kontrolcünün blok diyagramı Şekil 3.2’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2 PID Kontrolcünün Blok Diyagramı

$K_p$  oransal kazanç,  $E(s)$  hata ile direk çarpılarak çıkışa iletilir.  $K_i$  integral kazancı ile o ana kadar oluşan hataların toplamı çarpılarak çıkışa iletilir ve  $K_d$  türev kazancı ile hatadaki değişim çarpılarak çıkışa iletilir. Burada hata değişimi, periyodik olarak değişen hatada, şimdiki hata ile önceki hatanın farkıdır. PID kontrolcünün frekans bölgesindeki matematiksel modeli denklem 9’da verilmiştir.

$$U(s) = K_p * E(s) + \frac{K_i}{s} * E(s) + K_d * s * E(s) \quad (9)$$

Her bir parametrenin sisteme azaltıcı ya da arttırıcı etkileri bulunmaktadır. Çizelge 3.1’de sisteme sağladıkları katkılar gösterilmiştir.

**Çizelge 3.1** PID Parametrelerinin Sisteme Etkileri [27]

Parametre	Yükselme Zamanı	Aşım (%)	Yerleşme Zamanı	Kararlı Hal Hatası
$K_p$	Düşer	Yükselir	Az Yükselir	Düşer
$K_i$	Az Düşer	Yükselir	Yükselir	Çok Düşer
$K_d$	Az Düşer	Düşer	Düşer	Az Bir Değişim

Bu parametreler her sistem için farklı değerlere sahiptir. Parametreler, sistemin işleyişine cevap verebilecek düzeyde olmalıdır. Uygun değerleri bulmak için deneme yanılma yöntemi kullanmak uzun süren bir işlem olması yanında optimum değere ulaşmak mümkün olmayabilir. Parametrelerin bulunması üzerine birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalar sadece PID kontrolcü için değil, aynı zamanda P, PI, PD gibi diğer kontrolcüler için de kullanılabilir. Bu yöntemler; Açık Çevrim Ziegler–Nichols, Kapalı Çevrim Ziegler-Nichols, Cohen-Coon Ayarlama, Chien–Hrones–Reswick ve Wang–Juang–Chan ayarlama yöntemi gibi yöntemlerdir.[28] Bu yöntemlerin yanında optimizasyon algoritmaları, yapay sinir ağları gibi yapay zekâ yöntemleri de kullanılmaktadır.

### 3.2. Bulanık Mantık Kontrolcüler

Genel olarak programlamalarda kesin ifadeler kullanılmaktadır. Bir şey ya tamamen gerçekleşiyordur; yani 1, ya da hiç gerçekleşmiyor; yani 0’dır. Bu tarz kontrol ile, 0 ile 1 arasında meydana gelen, kesin olmayan diğer ihtimaller dikkate alınmamış olur. Günlük hayatımızda genel olarak kesin olmayan ifadeler kullanılmaktadır. Hava sıcak olabilir, soğuk olabilir, ılık olabilir hatta çok soğuk olabilir. Bu tarz, kesin olmayan ifadelerin programlanabilmesi için Lotfi A. Zadeh tarafından 1965 yılında bulanık mantığın temelleri atılmıştır.[29]

Temelleri 1965 yılında atılmış olsa da bulanık mantığın kullanılması yaklaşık 10 yılı bulmuştur.[30] Daha sonralarda japon şirketlerin, bu yöntemi ürünlerinde kullanmaya başlamaları ile bulanık mantık çok daha fazla yaygınlaşmıştır. Bulanık mantık için, matematiksel bir modele sahip olmayan sistemlerin kontrol edilmesinde

yaygın bir kullanım alanı vardır. Bulanık mantık kontrolcüsü için uzman tecrübesine ihtiyaç vardır. Bu tecrübelerle dayanarak bulanık mantık kontrolcüsü tasarlanmaktadır.

Bulanık mantık, akıllı sistemler ve yapay zekâ uygulamaları ile birlikte geniş çalışma alanına sahiptir. İlk kez buhar makinesinin kontrolünde kullanılmaya başlayan bulanık mantık, günümüze kadar gelişmesini hızla sürdürmüş otomatik kontrol sistemlerinde, akıllı sistemlerde ve birçok programlama alanında kullanılmaktadır.

Bulanık mantık kontrolcüleri kesin veri girişi ile başlayarak; bulanıklaştırıcı, kural tablosuna dayalı bulanık çıkarım ve durulayıcı sonrası kesin çıkışların üretildiği kontrolcülerdir. Bulanıklaştırıcı, girişe gelen kesin değerleri sözel niceliklere dönüştürerek bulanık mantık kontrolcüsü için bir başlangıç sağlar. Bu sözel nicelikler kural tablosuna bağlı olarak bulanık çıkarım yöntemi ile işlenerek bulanık çıkışlara dönüştürülür. Burada kural tablosu, insan tecrübesine dayanarak hazırlanmış kurallardır. Bulanık çıkarım yöntemleri çeşitlidir. En çok kullanılan yöntemler mamdani ve sugeno yöntemidir. Son olarak bulanık çıkışlar, durulama yöntemleri kullanılarak kesin çıkışlara dönüştürülür. Durulaştırma yöntemlerinde bulanık çıkarım yöntemine göre değişiklik göstermektedir. Buna göre durulaştırma yöntemi olarak; ağırlık merkezi, ağırlıklı ortalama, alan merkezi, en büyüklerin en küçüğü ve en büyüğü, en büyüklerin ortalaması durulaştırma yöntemleri bulunmaktadır.

Bulanık mantık kontrolcüsünün avantajları arasında; matematiksel bir modelin olma zorunluluğu olmaması, doğrusal olmayan matematiksel modellerin çalışmasına müsaade etmesi, karmaşık sistemlerin çözümlerine basit sistemler getirmesi, gibi avantajlar sağlamanın yanında kural tablosunun oluşturulabilmesi için deneyime ihtiyaç duyması gibi dezavantajları vardır.[31]

### 3.3. Kayan Kipli Kontrol Yöntemi

Gürbüz kontrol olarak bilinen değişken yapıli kontrol yöntemlerinden biri olan kayan kipli kontrol Sovyetler Birliği'nde bulunmuş ve Utkin'in İngilizce kitap ve makaleleri aracılığıyla 1970'li yıllarda dünya ile tanışmıştır.[32] Kayan kipli kontrol ile uygun şartlar altında, sistemdeki belirsizliklere, parametre değişimlerine ve bozuculara rağmen istenilen dinamik davranış elde edilmektedir.[33]

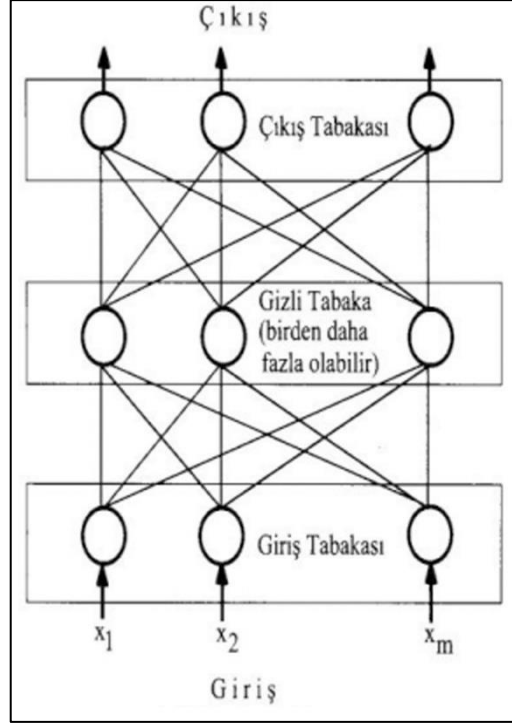
Kayan kipli kontrol (KKK) yöntemi, sonsuz anahtarlama frekansına sahip geri besleme kontrolü kullanır. Sistemin doğrusal veya doğrusal olmaması, KKK için bir engel teşkil etmemektedir. Bu kontrolcü, çok değişkenli sistemlere

uygulanabilmektedir. Kontrol ettiği sistem, durum değişkenlerinden oluşan ve istenilen sistem cevabına göre tanımlanan, durum uzayındaki yüzey üzerine çekilir ve yüzey üzerinde tutulur. Bahsedilen bu yüzey kayma yüzeyidir. Bu yüzeye sistem bir kez getirildiğinde, o yüzeyde çalışmaya zorlanır ve bu şekilde kontrol sağlanmış olur.[33] Bu tarz bir sistemin en önemli avantajı sistemi oluşturan alt sistemlerin özelliklerin önde tutularak yüksek performansa sahip bir yapının elde edilebilmesidir.[34]

KKK yönteminin dezavantajları bulunmaktadır. Kontrolde, sistem durumlarının kayma yüzeyinin dışına çıkmaya doğru davranış sergilediğinde, çabuk bir kontrol işareti üretilerek durumlar tekrar yüzey üzerine getirilmeye çalışılır. Bu durumda kısa zaman içinde çok fazla yön değiştirme gerçekleşir. Bu ani yön değiştirme frekanslarına çatırtı denir. Çatırtı ve kayma yüzeyi etrafındaki frekansı çok yüksek olan salınımlar kontrol doğruluğunun azalmasına, enerji kaybına ve sistemin hasar görmesine yol açabilmektedir. Denetimi yapılacak olan sistemin, tüm dinamiklerinin hesaba katılmasını gerektiren eşdeğer kontrolün hesaplama zorluğu da bu yöntemin neden olduğu sorunlardandır. Ancak bu sorunları ortadan kaldıracak yöntemler bulunmaktadır.[35]

### **3.4. Yapay Sinir Ağları**

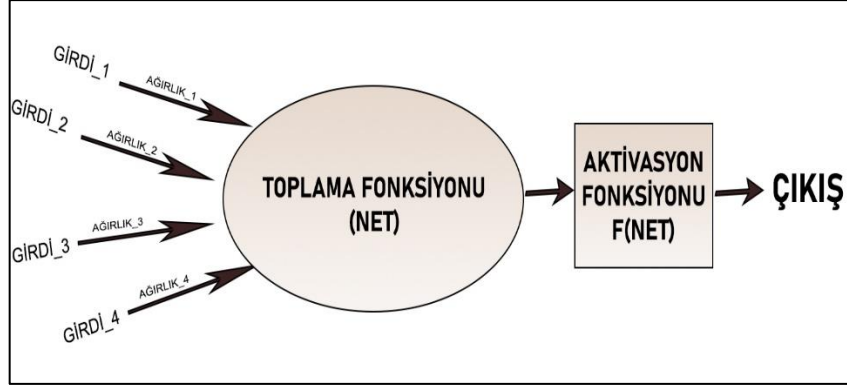
Genel anlamda YSA, beynin çalışma yapısını örnek alıp; bunun yapay bir modeli ile ortaya konan karar mekanizmasıdır. Buldukları ortama uyumlu, eksik bilgi ile ve belirsizlikler altında çalışabilen, hatalara karşı toleranslı bir yapıya sahiptir. Bu mekanizma katmanlar halindedir ve her katmanda yapay sinir hücresi bulunur. Bu hücreler, diğer katmanlar ile etkileşim halindedir. İşlenmesi istenilen veriler, ağa giriş olarak verilir. Hücreler arası bağlar ile gerekli veriler iletilir. Her bağlantının bir ağırlık değeri vardır. Yapay sinir ağının sahip olduğu bilgi bu ağırlık değerlerinde saklı olup ağa yayılmıştır.[36] Şekil 3.3'te bir YSA katman yapısı gösterilmiştir.



Şekil 3.3 YSA Katman Yapısı

Yapay sinir ağlarında 3 çeşit katman bulunmaktadır. Bunlar giriş katmanı, çıkış katmanı ve gizli katman olan ara katmanlardır. Giriş katmanı ve çıkış katmanı dışarı ile bağlantısı olan katmanlardır. Giriş katmanı, dışarıdan verileri alıp sıradaki katmana iletilir. Bu işlemi sırasında verileri üzerinde herhangi bir işlemi bulunmamaktadır.[37] Orta katmanlar ise sadece kendi aralarında bağlantı kurmaktadır. Bu katmanların sayısı tasarımcıya bağlı olarak değişebilmektedir. Az olması durumunda yeterli sonuç sağlayamazken, çok olması durumunda yapay sinir ağının kararsız olmasına sebep olmaktadır. Yapay sinir ağlarında giriş ve çıkış katmanlarındaki hücre sayısı karşılaşılan probleme bağlı olurken, orta katmanlardaki hücresi sayısı için bir sınırlama yoktur.[37] Her katman kendisine gelen bilgiyi işleyip, kendinden sonraki katmana iletmektedir.

Bilgi işlenmesi orta katmanlardaki hücrelerin, sahip oldukları ağırlık değerleri ile bilginin çıktıya dönüştürülmesidir. Ağın, girdileri işleyip doğru çıktılar üretebilmesi için, ağırlık değerlerinin doğru değerler olması gerekir. Bunun ağırlık değerlerinin belirlenmesi işlemi ağı eğitilmesidir. Eğitim sırasında, probleme benzer örnekler ağa gösterilir. Ağın öğrenme kuralına göre ağırlıklar değiştirilir. Bu işlemler, eğitim için verilen örneklerin her biri için, sonuçlar doğru çıkıncaya kadar devam edilir.[36] Şekil 3.4'te yapay sinir hücresinin yapısı gösterilmiştir.



Şekil 3.4 Yapay Sinir Hücresinin Yapısı

Bir hücreye gelen girdilerin hücredeki net durumları toplama fonksiyonu ile belirler. Bunun için değişik fonksiyonlar kullanılmaktadır. En yaygın olanı ağırlıklı toplamında; her gelen girdi değeri kendi ağırlığı ile çarpılarak toplanır. Böylece ağa gelen net girdi belirlenmiş olur.[36]

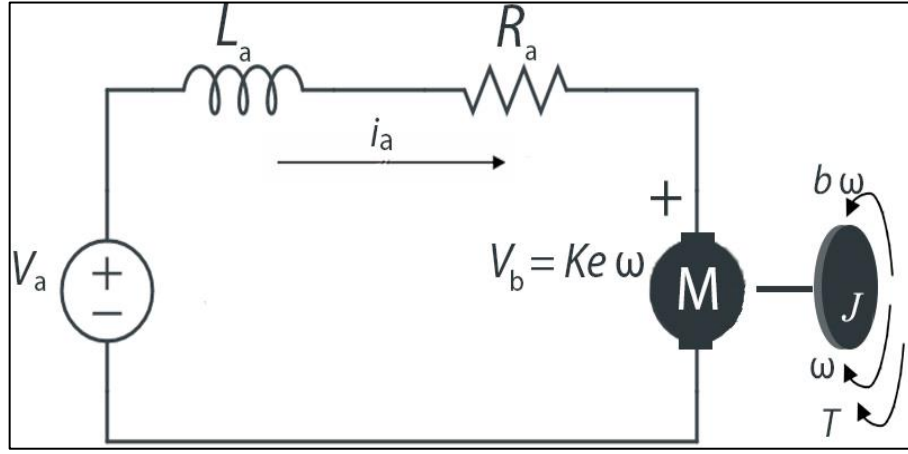
Hücrelerdeki net girdinin sonucunda, çıkışında bir değer üretmesi gerekir. Bunun için Aktivasyon fonksiyonları kullanılır. Toplama fonksiyonunda olduğu gibi aktivasyon fonksiyonu olarak da çıktıyı hesaplamak için değişik formüller kullanılmaktadır. Yapay sinir ağı tasarımı yapılırken aktivasyon fonksiyonunu belirleme için bir formül geliştirilmiş değildir. Bu noktada aktivasyon fonksiyonunu belirleme tasarımcının kararına kalmıştır. Bununla beraber çok katmanlı yapay sinir ağları modelinde genel olarak kullanılan aktivasyon fonksiyonu sigmoid fonksiyonudur.[36]

#### 4. MOTOR PARAMETRELERİNİN ELDE EDİLMESİ

Mobil robotta kullanılan ve aracın tahrikini sağlayan DA motorunun kontrolünün en verimli şekilde sağlanabilmesi için motorun tanınmasına ihtiyaç vardır. Bu tanıma için motor parametrelerinin elde edilmesi gerekir.

##### 4.1. DA Motor Modeli

Parametrelerin elde edilmesi için DA motorun eşdeğer devresini gözden geçirmek gerekir. Bu devre Şekil 4.1’de verilmiştir.



Şekil 4.1 Sabit mıknatıslı DA motorun eş değer devresi [38]

Burada  $V_a$  motora uygulanan gerilim (V),  $L_a$  armatür indüktansı (H),  $R_a$  armatür direnci ( $\Omega$ ),  $V_b$  ters elektro motor kuvveti (V),  $\omega$  motorun açısal hızı ( $Rad/s$ ),  $b_m$  viskoz sürtünme katsayısı ( $Nm/Rad/s$ ),  $T_m$  mil momenti ( $Nm$ ) ve  $J_m$  atalet ( $Nm/Rad/s^2$ ),  $K_e$  ters EMK sabitini ( $V/Rad/s$ ) temsil etmektedir. Şekil 3.1’deki modele göre DA motorun parametrelerinin hesaplanması için kullanılacak bağıntılar denklem 9’deki gibidir.[39]

$$V_a(t) = i_a(t).R_a + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + V_b(t) \quad (10)$$

Devrede kirşofun gerilimler kanunu uygulandığında denklem 10 ortaya çıkmaktadır. Devreye uygulanan gerilim ile devredeki toplam gerilim eşit olması

gerekmektedir. Denklemdaki  $V_b(t)$  olan EMK, sisteme ters bir gerilim oluşturmaktadır. Sisteme uygulanan toplam gerilimin  $V_b(t)$  gerilimi kadar azalmaktadır.

Denklemler 10'daki  $L_a$  ihmal edilecek kadar küçük olduğundan dolayı denklemler 11'deki haline döner.[39]

$$V_a(t) = i_a(t) \cdot R_a + V_b(t) \quad (11)$$

Eşdeğer devredeki ters elektromotor kuvveti  $V_b$  denklem 12'de verilmiştir.

$$V_b(t) = K_e \cdot \omega(t) \quad (12)$$

Mil momentinin armatür akımına bağlı eşitliği ise denklem 13'de verilmiştir.

$$T_m(t) = K_t \cdot i_a(t) \quad (13)$$

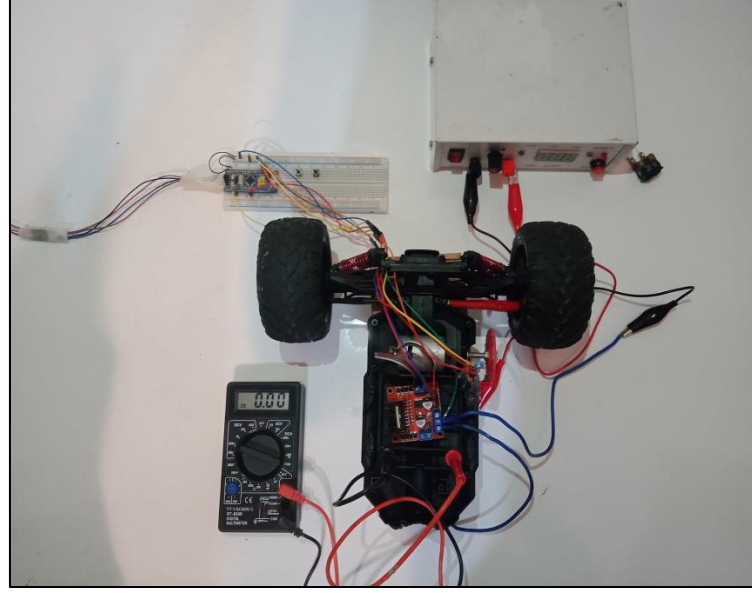
Burada  $K_t$  tork sabitini temsil etmektedir. Mil momentinin mekanik parametrelere bağlı eşitliği ise denklem 14'de verilmiştir.

$$T_m(t) = J_m \cdot \frac{d\omega}{dt} + b_m \cdot \omega(t) + T_L(t) \quad (14)$$

Burada  $T_L$  motorun çalışma yükünü temsil etmektedir.[39]

#### 4.2. Motor Parametreleri İçin Oluşturulan Deney Düzenegi

Da motor parametrelerinin bulunması için bir deney düzenegi oluşturulmuştur. Uygulanan voltaj (V), devredeki akım (A) ve motorun açısal hızı ( $Rad/s$ ) ölçülüp kaydedilmiştir. Deney düzenegi Şekil 4.2'deki gibidir.



**Şekil 4.2** Güç kaynağı, ölçü aleti, motor ve mikrodnetleyicinin bulunduğu deney düzeneği

DA motora, güç kaynağı aracılığıyla belirli aralıklarda voltaj uygulanmış, motordaki akım ve motorun açısal hızı ölçülmüştür. Akım değeri ölçü aleti üzerinden, açısal hız değeri ise hall efekt sensörden mikrodnetleyiciye aktarılmış ve oradan da seri haberleşme uygulaması ile bilgisayara gönderilip kaydedilmiştir. Kaydedilen değerler Çizelge 4.1’de verilmiştir.

**Çizelge 4.1** Deney düzeneğinden ölçülen değerler

<b>VOLTAJ (V)</b>	<b>AKIM (A)</b>	<b>AÇISAL HIZ (<i>Rad/s</i>)</b>
<b>4.00</b>	<b>0.65</b>	<b>87.00</b>
<b>4.50</b>	<b>0.70</b>	<b>101.00</b>
<b>5.00</b>	<b>0.76</b>	<b>115.00</b>
<b>5.50</b>	<b>0.85</b>	<b>128.00</b>
<b>6.00</b>	<b>0.93</b>	<b>142.00</b>
<b>6.50</b>	<b>0.98</b>	<b>157.00</b>
<b>7.00</b>	<b>1.04</b>	<b>163.00</b>
<b>7.50</b>	<b>1.18</b>	<b>170.00</b>

Bu ölçülen değerler, kullanılan ekipmanlardan dolayı yüksek hassasiyetle ölçülemediği. Ama bu seviye bir kontrol için bir sorun teşkil etmemektedir.

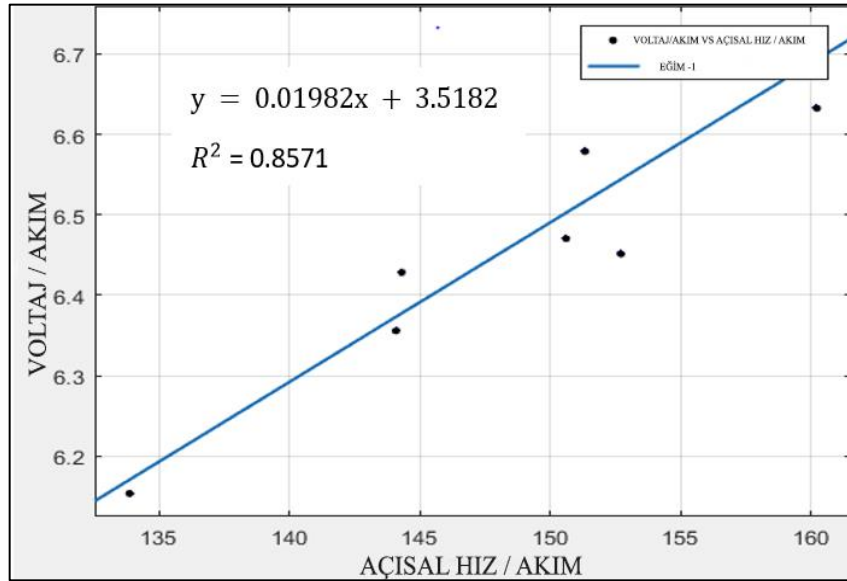
Burada armatür endüktansı olan  $L_a$  ölçü aleti ile ölçülmüş ve değeri 1000  $\mu\text{H}$  bulunmuştur.

#### 4.2.1. Armatür Direnci ( $R_a$ ) ve Ters EMK Sabitinin ( $K_e$ ) Bulunması

Denklem 11'deki eşitliğin her iki tarafı  $i_a$  değerine bölüldüğü denklem 15 elde edilir.

$$\frac{V_a(t)}{i_a(t)} = R_a + K_e \cdot \frac{\omega(t)}{i_a(t)} \quad (15)$$

Buradaki denklem  $y = ax + b$  birinci dereceden denkleme benzetilmiştir. Deney setinden elde edilen değerler MATLAB programının eğri uydurma uygulamasında işlenmiştir. Böylece,  $\frac{V_a(t)}{i_a(t)} = 3.518 + 0.01982 \cdot \frac{\omega(t)}{i_a(t)}$  denklemi elde edilmiştir. Burada  $R_a = 3.52 \Omega$ ,  $K_e = 0.02 (V/Rad/s)$  olarak bulunmuştur. Şekil 4.3'te  $R_a$  ve  $K_e$  için eğri uydurma yöntemi kullanılarak oluşturulmuş eğri gösterilmiştir.



Şekil 4.3  $R_a$  ve  $K_e$  için eğri uydurma yöntemi ile bulunan eğri

#### 4.2.2. Tork Sabitinin ( $K_t$ ) Bulunması

Motorlar için elektriksel güç ve mekanik güç sırasıyla denklem 16 ve 17'de verilmiştir.

$$P = V \cdot I \quad (16)$$

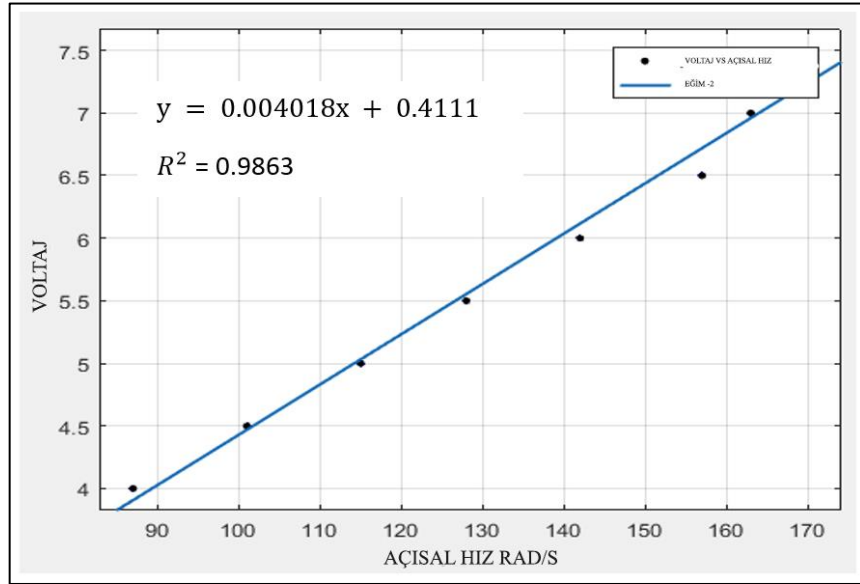
$$P = T \cdot \omega \quad (17)$$

Burada öncelikle  $T$  yerine denklem 13 yazılır. Sonrasında elektriksel ve mekanik güç birbirine eşitlenir ve her iki taraf  $i_a(t)$ 'ye bölünürse sonuç denklem 18'deki gibi olur.

$$V(t) = K_t \cdot \omega(t) \quad (18)$$

$$K_t = \frac{V(t)}{\omega(t)} \quad (19)$$

Şekil 4.4'de tork sabiti  $K_t$ 'nin bulunması için eğri uydurma yöntemi ile bulunan eğri verilmiştir.



Şekil 4.4 Tork sabiti  $K_t$  için eğri uydurma yöntemi ile bulunan eğri

Burada  $K_t = 0.04 \text{ (Nm/A)}$  olarak bulunmuştur.  $K_t$  tork sabitini bulmanın bir diğer yolu da denklem 20'deki gibidir.[40]

$$K_t = \frac{T_m i(t)}{i(t)} = \frac{\text{Motor Anlık Torku}}{\text{Anlık Akım}} \quad (20)$$

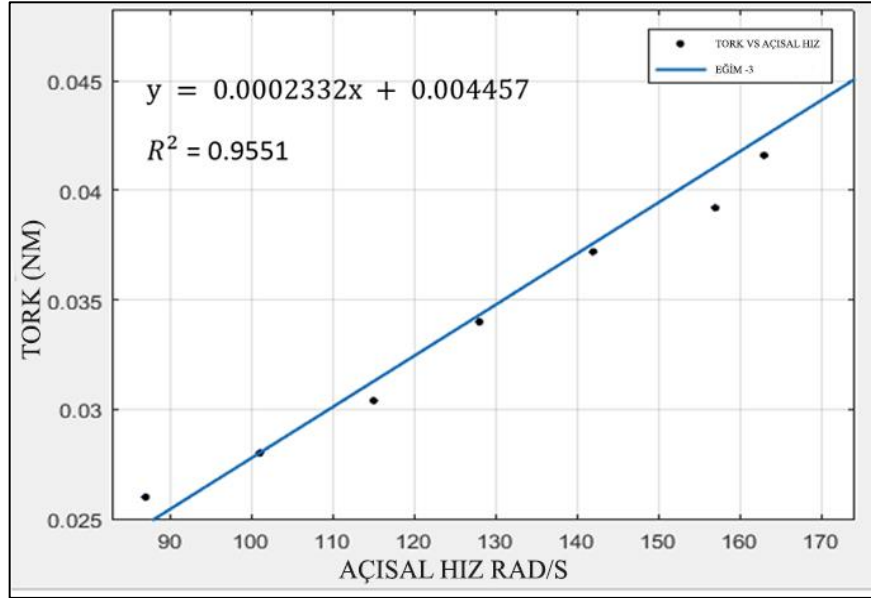
Bu denklemin sonucu olarak, ölçülen akım değerleri ile  $K_t$  tork sabiti çarpılarak  $T_m$  değerleri kaydedilmiştir.

### 4.2.3. Motor Viskoz Sürtünme Katsayısının ( $b_m$ ) Bulunması

Motorun sabit açısal hız ile döndüğü bir zamanda  $\frac{d\omega}{dt} = 0$  olacağı için, denklem 14, denklem 21'e dönüşecektir.

$$T_m(t) = b_m \cdot \omega(t) + T_L(t) \quad (21)$$

MATLAB eğri uydurma yöntemi kullanılarak viskoz sürtünme katsayısı  $b_m = 0.00023$  ( $Nm/Rad/s$ ), yük torku  $T_L = 0.0045$  ( $N_m$ ) olarak bulunmuştur. Şekil 4.5'te motor sürtünme sabiti  $b_m$  ve yük torku  $T_L$ 'nin bulunması için için eğri uydurma yöntemi ile bulunan eğri verilmiştir.



Şekil 4.5 Motor sürtünme sabiti  $b_m$  ve yük torku  $T_L$  için eğri uydurma yöntemi bulunan eğri

### 4.2.4. Motor Ataletinin ( $J_m$ ) Bulunması

$J_m$  motor ataletinin bulunması için denklem 22 kullanılmaktadır.[40]

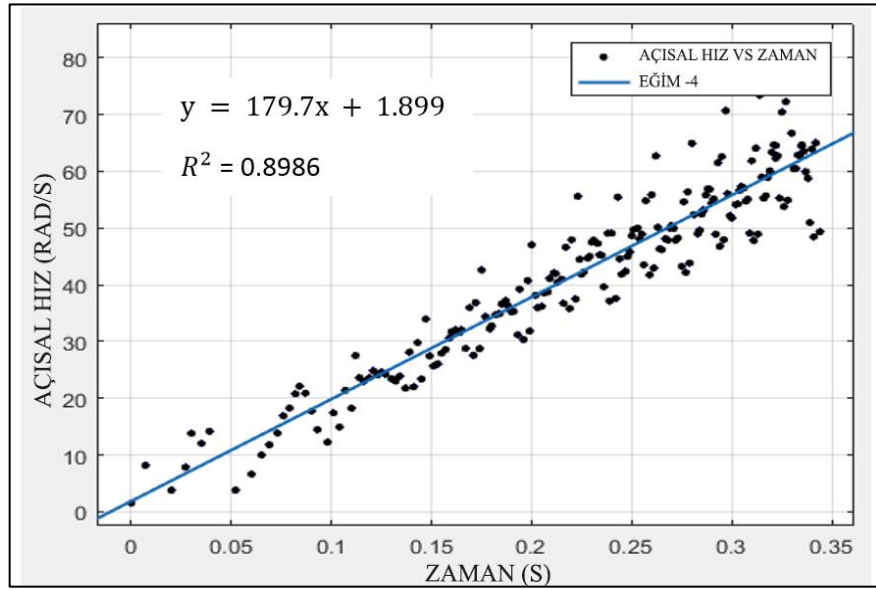
$$J_m = \frac{T_a}{\frac{d\omega}{dt}} \quad (22)$$

Burada  $T_a$  motorun zorlanma torkudur.  $T_a$  zorlanma torkunu hesaplamak için denklem 23'den yararlanılmaktadır.

$$T_a = i_z \cdot K_t \quad (23)$$

Burada  $i_z$  zorlanma akımıdır.  $i_z$  zorlanma akımını bulmak için; motora nominal voltaj verilip ilk kalkış anında motorun çektiği akım kaydedilir.  $i_z = 1.90 A$  olarak kaydedilmiştir. Değerler denklem 23'de yerine yazılırsa  $T_a = 0.076 Nm$  olarak bulunur.

$d\omega/dt$  açısal ivmeye karşılık gelmektedir. Açısal ivmenin hesaplanması için motor nominal voltajında çalıştırılıp kalkıştan itibaren açısal hızları kaydedilir. Zamana göre grafiği çıkarılır ve bu grafiğin eğimi açısal ivme olarak alınır.[39] Şekil 4.6'da  $d\omega/dt$  açısal hızın eğri uydurma yöntemi ile nasıl bulunduğu gösterilmiştir.



Şekil 4.6  $d\omega/dt$  açısal ivme için eğri uydurma yöntemi ile bulunan eğri

$d\omega/dt = 179.7 \text{ Rad}/s^2$  olarak bulunmuştur. Değerler denklem 22'de yerine yazılırsa  $J_m$  motor ataleti  $0.00042 \text{ (Nm/Rad/s}^2\text{)}$  olarak bulunur.

Sonuç olarak tüm parametreler bulunmuş olur. Bu parametreler transfer fonksiyonunda kullanılarak simüle edilip, sonuç olarak gerçeğe yakın değerler verip vermediği test edilir.

## 5. PID KONTROLÇÜ PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ

Parametrelerinin bulunması için DA motor transfer fonksiyonunun oluşturulması gerekmektedir.

### 5.1. DA Motor Simulink Modelinin Oluşturulması

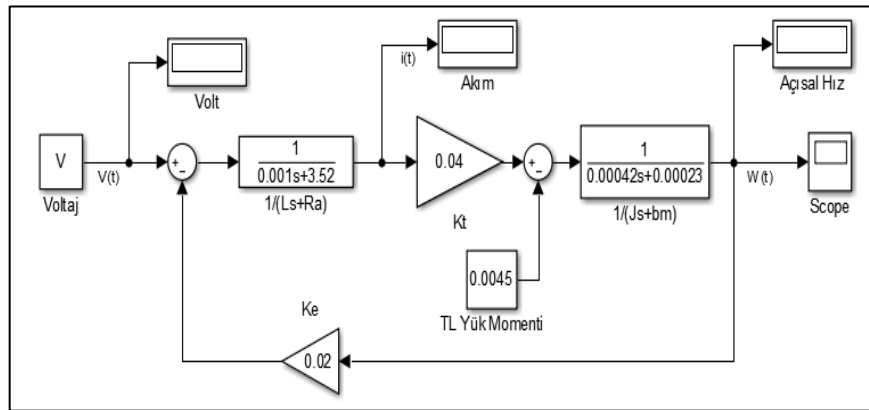
DA motorların transfer fonksiyonu genel tanımı denklem 24'teki gibidir.[40]

$$G_s(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K_t}{(L.s+R_a)(J_m.s+b_m)+(K_t K_e)} \quad (24)$$

Bölüm 4'te bulunan değerler yerlerine konulursa transfer fonksiyonu aşağıdaki şekli alır.

$$G_s(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{0.04}{(0.001s+3.52)(0.00042s+0.00023)+(0.0008)} \quad (25)$$

Sabit mıknatıslı DA motorun Simulink modeli Şekil 5.1'teki gibidir.



Şekil 5.1 SMDA motorun MATLAB simulink modeli [41]

### 5.2. Ziegler-Nichols Yöntemi ile PID Parametrelerinin Bulunması

PID parametrelerinin hesaplanması için DA motorun MATLAB Simülink modeline bir PWM üretici ve PID kontrolcü eklenmiştir. PID parametrelerinin belirlenmesi için birçok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden en eski olanı Ziegler-Nichols yöntemidir. 1942'de Ziegler-Nichols, zaman tepkisi ve deneyimlere dayanan bir

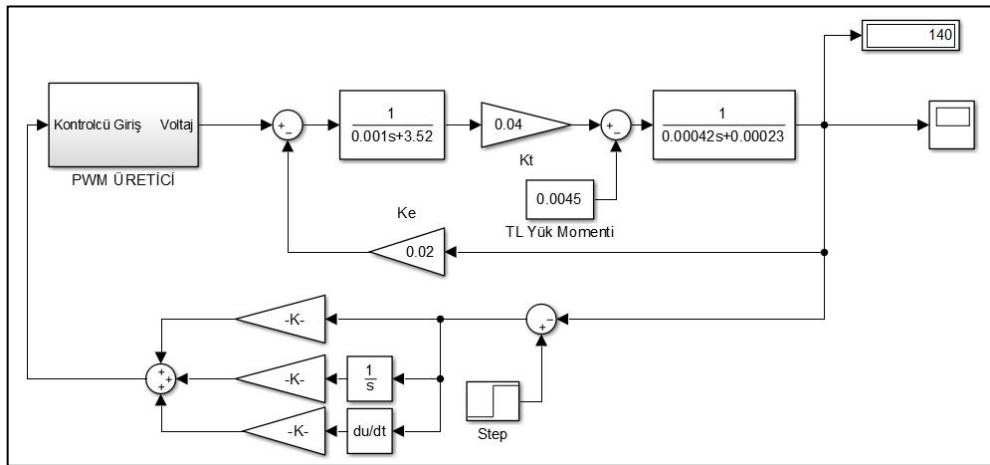
ayarlar formülü sunmuştur. Parametre seçiminden yoksun olmasına ve zaman tepkisinde aşırı bir artışa sahip olmasına rağmen, yine de değiştirilen parametrelerin ayarlanmasının yolunu açmıştır.[42]

1939'da Taylor Şirketi ve Foxboro Şirketi, iki yeni bir kontrol cihazı piyasaya sürmüştür. Bu yeni kontrol cihazları PID kontrolün ortaya çıkmasını sağlamıştır. Bununla birlikte, kontrol cihazlarının üç teriminin her biri için uygun ayarları seçmeye yönelik yerleşik bir yöntem olmadığı için alan ayarı bir sorun teşkil etmiştir. Bunu bir zayıflık olarak gören Taylor Şirketi, PID kontrolörü için optimum kontrol ayarlarını seçme yollarını tasarlamak amacıyla kapsamlı araştırmalar yapmıştır. Bu çalışmanın sonucu, J.G. Ziegler ve N.B. Nichols tarafından, 1942 ve 1943'te yayınlanmıştır. Ziegler ve Nichols, açık ve kapalı döngü testlerine dayalı olarak optimum kontrolcü parametrelerinin nasıl seçilebileceğini göstermişlerdir.[43]

Ziegler-Nichols, dinamiğinin kesin olarak bilinmediği PID kontrolörlerini ayarlamak için yaygın olarak kullanılır, ayrıca dinamikleri bilinen sistemlerde de uygulanabilir. Ziegler ve Nichols, belirli bir sistemin geçici tepki karakteristiğine dayalı olarak orantılı kazanç  $K_p$ , integral zaman  $T_i$  ve türev zaman  $T_d$  değerlerini belirlemek için kurallar önermiştir.[44] Laplace dönüşümü altında PID kontrolcüye ait transfer fonksiyonu denklem 25 olarak verilmiştir.

$$G(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s} + K_p \cdot T_d s \quad (25)$$

Şekil 5.2'de PID kontrolcü içeren DA motor simulink modeli verilmiştir.

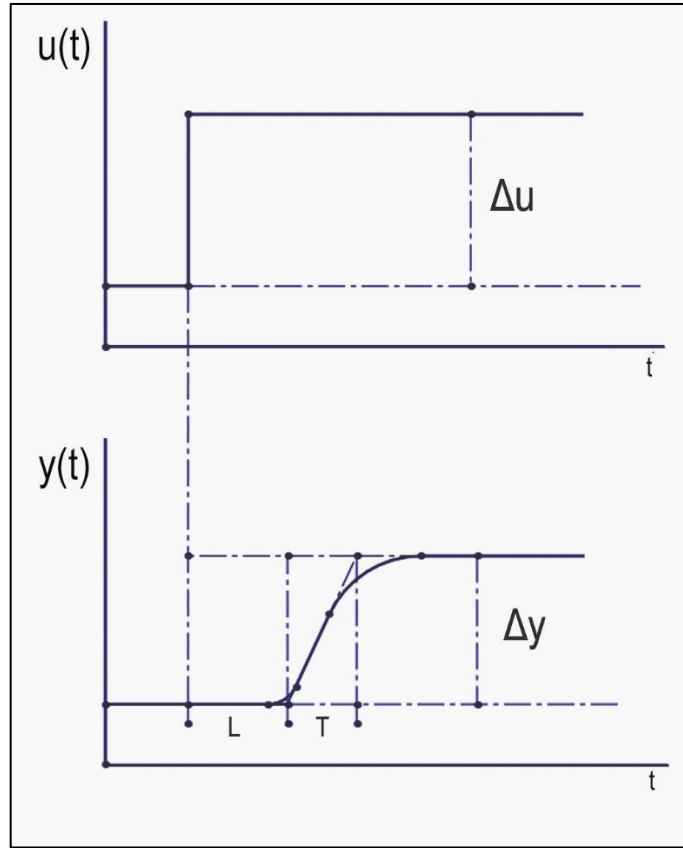


Şekil 5.2 PWM üretici ve PID kontrolcü içeren DA motorun MATLAB simulink modeli

PID kontrolör konusunda, Ziegler ve Nichols tarafından önerilen bu yöntem, sistem modelinde önceden varsayımlarda bulunur, ancak bu modellerin özel olarak bilinmesini gerektirmez. Kontrolcülerini belirtmek için Ziegler-Nichols formülleri, sistemin adım yanıtına ve frekans yanıtına dayanmaktadır. Yöntem, orantılı kontrol altında kararsız hale getirilebilecek sistemler hedeflemektedir.[42]

### 5.2.1. Ziegler-Nichols Basamak Yanıtı Yöntemi

Bu yöntem, açık döngü kararlı sistemlere uygulanır ve PID parametrelerini belirlemek için kullanılır. Bu yöntemde sistemin kendi basamak cevabına ihtiyaç vardır. Bu basamak cevabından elde edilen grafik üzerinden veriler alınarak, PID parametreleri belirlenir. Şekil 5.3'te örnek bir basamak cevabı verilmiştir.



Şekil 5.3 Açık döngü bir sistemin basamak yanıtı

Burada  $T$  zaman sabiti ve  $L$  ölü zamanı temsil etmektedir. Basamak yanıtı kullanılarak PID parametrelerini bulmak için şu adımlar izlenir:

1. Basamak yanıtında eğimin en büyük olduğu noktaya bir teğet çizilir.
2. Bu teğetin; sisteme giriş uygulanmadan önceki ve sisteme giriş uygulandıktan sonraki çıkış değerlerini kestiği noktalar belirlenir.
3. Şekil 5.3'te görüldüğü gibi, çıkışta kestiği noktalar kullanılarak  $L$  ve  $T$  zamanları bulunur.
4. Sabit sistem kazancı olan  $K$ ; basamak yanıtı değişim miktarı  $\Delta y$ 'nin referans giriş değişim miktarı  $\Delta u$ 'ya bölünmesi ile bulur.[45]

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (26)$$

Bu değerler elde edildikten sonra çizelge x'te verilen bağıntılar kullanılarak PID parametreleri, açık çevrim basamak yanıtı yöntemi kullanılarak hesaplanmış olur.

**Çizelge 5.1** Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemine göre PID parametrelerinin belirlenmesi [45]

KONTROLÇÜ	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{T}{K L}$	-	-
PI	$\frac{(0,9) T}{K L}$	$3L$	-
PID	$\frac{(1,2) T}{K L}$	$2L$	$L/2$

Bu yöntem ile, sisteme sadece basamak girişi uygulanarak, parametreler bulunmuş olur.

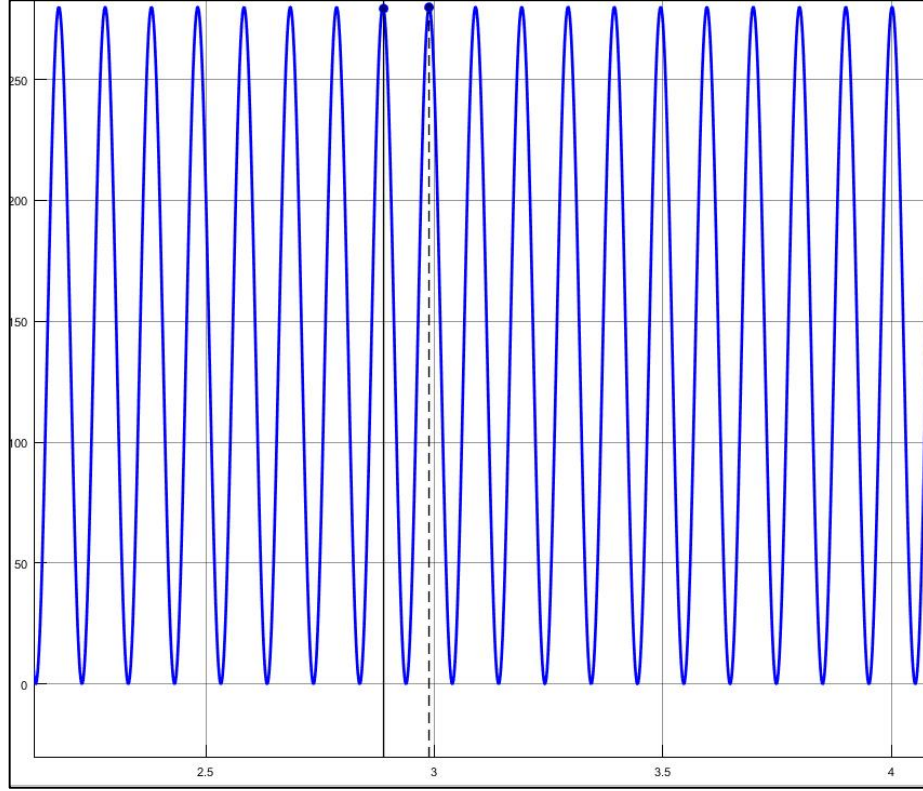
### 5.2.2. Ziegler-Nichols Frekans Yanıtı Yöntemi

Frekans yanıtı deneyi sistemin  $-\pi$  kadar faz kaymasına neden olan frekansın elde edilmesini amaçlar.[45] Bu yöntem kapalı döngü bir sistemde, sadece P kontrolçüsü varken uygulanır. Uygulanan adımlar aşağıdaki gibidir.

1. İntegral ve türev kazançlarını 0'a düşürülerek sadece P kontrolcü elde edilir.
2.  $K_p$  oransal kazancı sistemde salınım oluşana kadar yükseltilir.

3. Salınımına sebep olan  $K_p$  değeri kritik kazanç  $K_{cr}$  olarak ve salınımın periyodu  $P_{cr}$  kaydedilir.

Şekil 5.4'te salınıma girmiş bir sistem cevabı gösterilmiştir.



Şekil 5.4 Salınıma girmiş bir sistem cevabı

Bu yöntemde salınım kolay bir şekilde oluşturulabilirken, salınım genliğinin çok yüksek olması deney maliyetinin yükselmesine ve tehlike arz edebilecek durumlar ortaya çıkmasına sebep olabilmektedir.

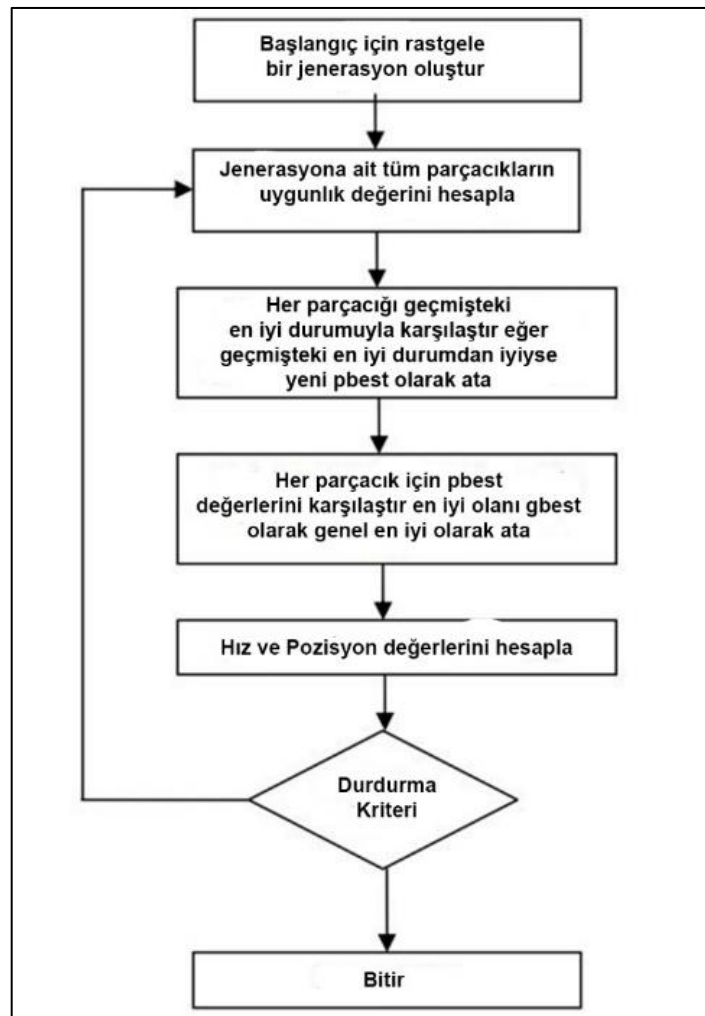
Elde edilen veriler çizelge x'te gösterilen bağıntılarda yerine yazılarak, tercih edilen kontrolcü için ilgili parametreler hesaplanır.

Çizelge 5.2 Zigler-Nichols Frekans Yöntemine göre Kontrolcü Parametrelerinin Hesaplanması [42]

KONTROLCÜ	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0,5 K_{cr}$	-	-
PI	$0,45 K_{cr}$	$P_{cr}/1,2$	-
PID	$0,6 K_{cr}$	$P_{cr}/2$	$P_{cr}/2$

### 5.3. PSO ile Parametrelerin Bulunması

Parçacık sürü optimizasyonu algoritması, birçok algoritma gibi doğadan esinlenilmiştir. 1995 yılında J.Kennedy ve R.C.Eberhart tarafından doğada kuşlar ve balıklar gibi sürü halinde yaşayan canlılar incelenmiş, yiyecek bulmak için göstermiş oldukları davranışlar örnek alınarak bu optimizasyon yöntemi bulunmuştur.[46] Temel olarak çalışma şekli, sürüde bulunan ve en iyi değere sahip parçacığa diğer parçacıkların yaklaşması olarak anlatılabilmektedir.[47] PSO, tedarik seçimi ve sıralama problemleri fonksiyon optimizasyonu, sipariş miktarı belirleme, bulanık sistem kontrolü, motor parametrelerini belirleme, yapay sinir ağı eğitimi, çizelgeleme problemleri, güç ve voltaj kontrolü gibi alanlarda kullanılabilmektedir.[46] [47] PSO akış diyagramı Şekil 5.5'te verilmiştir.[47]



Şekil 5.5 PSO akış diyagramı

- a. Rastgele üretilen başlangıç jenerasyonu oluşturulur.
- b. Jenerasyondaki her bir parçacık için amaç fonksiyonu yardımı ile uygunluk değeri hesaplanır.
- c. Her parçacık, önceki uygunluk değeri ile kıyas edilir. Bu kıyasta en iyi olan, o parçacığın en iyi değeri olarak kaydedilir. Her iterasyonda en iyiyi bulmak için kıyas yapılır.
- d. Her parçacığın en iyi değeri bulunduktan sonra, bu en iyi değerler kendi içinde kıyas edilir ve genel anlamda bir en iyi seçilir. Yani bu, tüm parçacıkların tüm sürecin en iyi uygunluk değeri olmuş olur.
- e. Bulunan bu en iyi değerler kullanılarak yeni konum ve hız değerleri hesaplanır.
- f. İstenilen iterasyon sayısına ya da istenilen değere ulaşıncaya kadar bu b. maddesinden e. maddesine kadar olan işleyiş tekrar eder.[47]

Hız hesaplaması için denklem 27, pozisyon hesabı için denklem 28 kullanılmaktadır.

$$v_i^{k+1} = w + v_i^k + c_1 \cdot rand_1^k \cdot (pbest_i^k - x_i^k) + c_2 \cdot rand_2^k \cdot (gbest^k - x_i^k) \quad (27)$$

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad (28)$$

Burada  $w$  atalet ağırlık değeridir.  $c$  değerleri öğrenme faktörleridir.  $[0,4]$  arasında seçilir.  $c_1$  parçacığın kendi tecrübesinin önemini etkilerken,  $c_2$  ise sürüdeki diğer parçacıkların tecrübesini etkiler. Bu değerler ile tecrübelerin ağırlıkları belirlenmiş olur. Rand değişkenleri ise  $[0,1]$  arasında seçilmiş rastgele sayılardır.  $k$  ise iterasyon sayısıdır.[46] Hız formülünde elde edilen değer, denklem 28'de görüldüğü gibi yeni jenerasyonu belirlemek için, elimizdeki pozisyon değerine eklenir. Bu şekilde çözüm aranan bölge, hız değeri ile kontrol edilmiş olur.

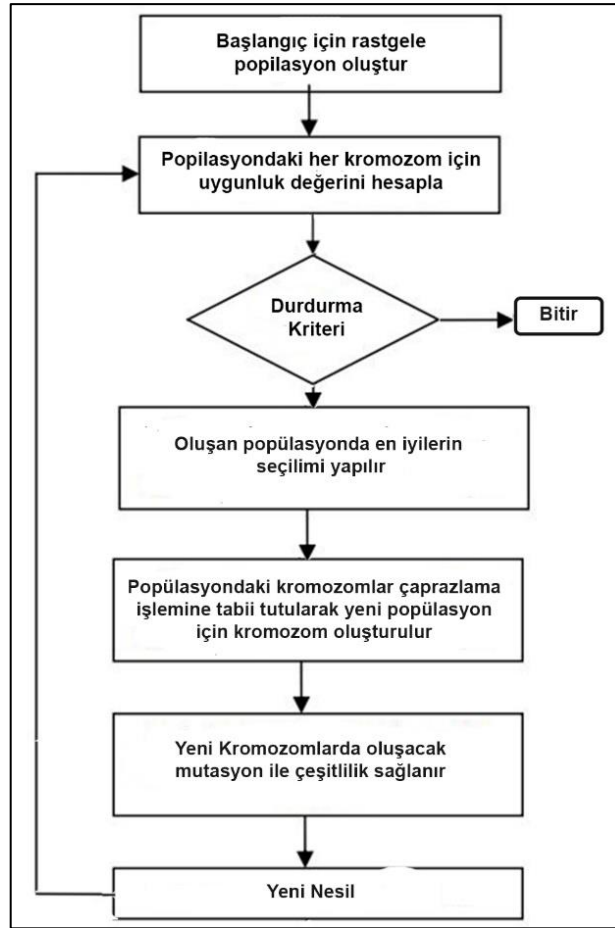
Kodlar MATLAB programının kodlama kısmında yazılmış, simulink ortamında hazırlanmış DA motor modeli ile haberleştirilmiştir. PSO ile P, I ve D değerleri hesaplanmıştır. Simülasyonlarda kullanılan PSO parametreleri Çizelge 5.3'te verilmiştir.

Çizelge 5.3 Çalışmada kullanılan PSO parametreleri

Parametre	Değer
İterasyon Sayısı	30
Popülasyon Sayısı	30
Atalet ağırlık değeri (w)	1
$c_1$ ve $c_2$	1.5 ve 2.0

#### 5.4. Genetik Algoritma Optimizasyonu ile Parametrelerin Bulunması

Genetik algoritma optimizasyonu evrim teorisine benzer bir yapıda çalışan bir optimizasyon algoritmasıdır. İlk defa John Holland tarafından optimizasyon problemlerine uygulandı. Genel olarak iyi olan genlerin yeni nesillere aktarılması ve hayatta kalması şeklinde çalışır. Burada genler parametreleri temsil ederken, parametrelerin toplu kümesi kromozom olarak adlandırılır. İki temel işlem ile kromozomlarda çeşitlilik sağlanmaktadır. Bunlar çaprazlama ve mutasyondur. Çaprazlama işleminde, seçilen iki kromozom birbirleri ile çaprazlanarak yeni iki kromozom oluşturulur. Popülasyon içerisinde kromozomların bu şekilde çaprazlanması ile yeni nesiller üretilir. Bu oluşan yeni kromozomlar belirli bir ihtimale bağlı olarak mutasyona uğramaktadır. Bu mutasyon işleminde herhangi bir kromozomun herhangi bir geninde bir değişim gerçekleşir. Bu sayede algoritmanın yerel çözümlere takılmasını engeller.[48] Şekil 5.6’da genetik algoritma akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 5.6 Genetik algoritma optimizasyonu akış diyagramı

- a. Rastgele üretilen popülasyon oluşturulur.
- b. Popülasyonun uygunluk değeri hesaplanır.
- c. Durdurma kriteri kontrol edilir.
- d. Seçim yöntemlerinden biri kullanılarak en sıralama yapılır.
- e. Popülasyondaki kromozomlar birbirleri ile çaprazlanarak yeni neslin ilk adımı atılır. Burada, çaprazlanacak kromozomlar sıralanarak en iyilerin çaprazlamaya öncelikli katılması sağlanabilir.
- f. Yeni oluşan nesil için mutasyon işlemi gerçekleşir. Mutasyon her kromozom için gerçekleşmez. Belirli oranda gerçekleşir ve mutasyona uğrayacak gen de aynı şekilde ihtimale bağlıdır.[48]

Başlarken, uygulanacak problemde olası çözümler kodlar şeklinde dönüştürülmelidir. Bu kodlama, değerlerin ikili kod sistemine dönüştürülmesi ile olabileceği gibi, özel bir kodlama işlemi de yapılabilir.

Burada oluşturacağımız kodlama şekli kromozomların yapısını oluşturmaktadır.

Seçim yöntemleri ile, popülasyon içinde en iyi olup, hayatta kalarak genlerini yeni nesillere aktaracak kromozomlar seçilir. Seçim yöntemi olarak rank sistemi elitist strateji, rulet çarkı ve turnuva seçim gibi yöntemler kullanılarak uygunluk değeri iyi olan kromozomlar öne çıkarılır ve çaprazlama işlemine girmesi sağlanır.[48]

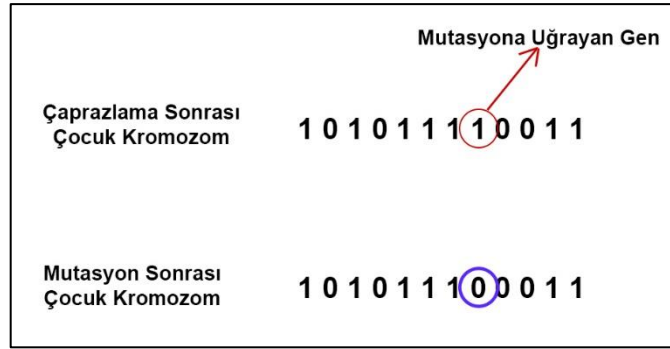
Çaprazlama yöntemi ile ata bireylerin genlerinin çaprazlanması ile çocuk birey oluşturulur. Burada amaç, uygunluk değerleri iyi olan ata bireylerden daha iyi bir uygunluk değerine sahip yeni bir nesil oluşturmaktır. Şekil 5.7’de çaprazlama işlemi gösterilmiştir.



Şekil 5.7 Genetik algortima çaprazlama işlemi

Çaprazlama işlemlerinde, iki noktalı çaprazlama ve kes ekle çaprazlama yöntemleri de kullanılmaktadır.

Çeşitliliği arttıracak ve optimizasyonun belirli bir bölgede takılı kalmaması için mutasyon işlemi uygulanmaktadır. Bu işlemde herhangi bir yeni neslin herhangi bir kromozomu mutasyona uğrayabilir. Burada mutasyon birden fazla gende de gerçekleşebilir. Bu mutasyon aracılığıyla yeni nesilde yeni özellikler elde edilir. Şekil 5.8’de mutasyon durumu gösterilmiştir.



Şekil 5.8 Genetik Algoritma Mutasyon İşlemi

Kodlar MATLAB programının kodlama kısmında yazılmış, simulink ortamında hazırlanmış DA motor modeli ile haberleştirilmiştir. GA ile P, I ve D değerleri hesaplanmıştır. Simülasyonlarda kullanılan GA parametreleri Çizelge 5.4'te verilmiştir.

Çizelge 5.4 Çalışmada kullanılan GA parametreleri

Parametre	Değer
İterasyon Sayısı	30
Popülasyon Sayısı	30
Çaprazlama Oranı	0.8

### 5.5. Optimizasyon Yöntemleri için Kullanılacak Amaç Fonksiyonları

PID parametrelerinin optimizasyon yöntemleri ile hesaplanması için, parametrelerin uygunluğunun belirlenebileceği bir fonksiyona ihtiyaç vardır. Bu fonksiyona amaç fonksiyonu denir.[49] PID parametrelerinin optimizasyon yöntemleri ile hesaplanabilmesi için birçok amaç fonksiyonu önerilmiştir. Bunlardan en çok kullanılanları; (integral of absolute error (IAE)) mutlak hatanın toplamı, (integral of time weighted absolute error (ITAE)) zaman ağırlıklı mutlak hatanın toplamı, (integral of squared error (ISE)) hata karelerinin toplamı ve (integral of time weighted squared error (ITSE)) zaman ağırlıklı hata karelerinin toplamı gibi amaç fonksiyonlarıdır.[49] [50] Bu fonksiyonun olabilecek en küçük değere ulaşması, PID parametrelerinin en az hatayı verecek şekilde ayarlanması anlamına gelir. Zamandan bağımsız olan amaç fonksiyonlarıyla gerçekleştirilen optimizasyonda yerleşme zamanı uzun olmaktadır. Zaman ağırlıklı amaç fonksiyonları ile bu durumun üstesinden gelinmeye çalışılmıştır. [50] Denklem 29, denklem 30, denklem 31 ve denklem 32'de sırasıyla ISE, IAE, ITSE ve ITAE amaç fonksiyonları verilmiştir.[49]

$$f(ISE) = \int_0^T e^2(t)dt \quad (29)$$

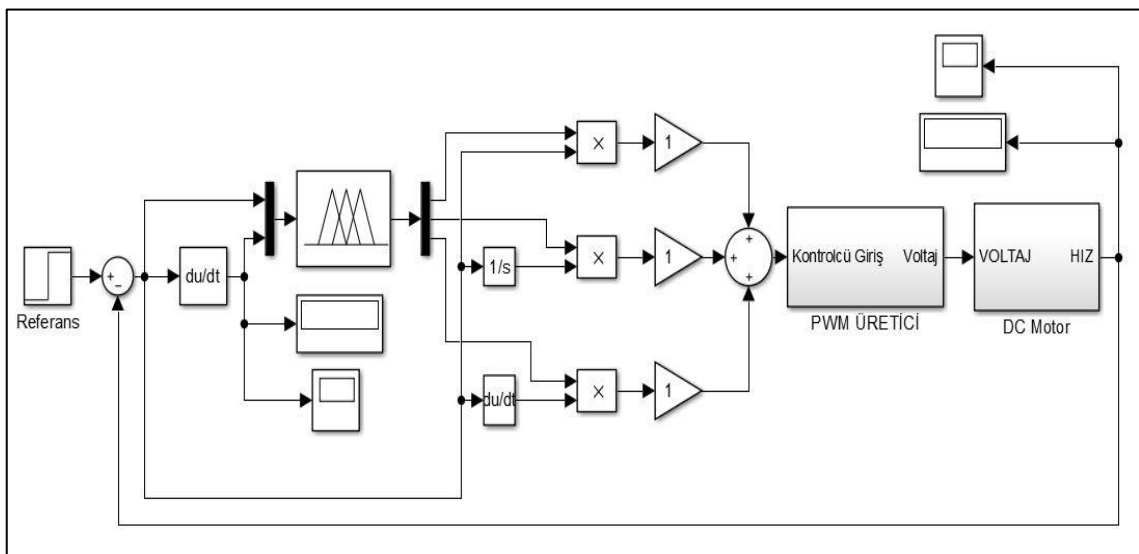
$$f(IAE) = \int_0^T |e^2(t)|dt \quad (30)$$

$$f(ITSE) = \int_0^T t \cdot e^2(t)dt \quad (31)$$

$$f(ITAIE) = \int_0^T t \cdot |e^2(t)|dt \quad (32)$$

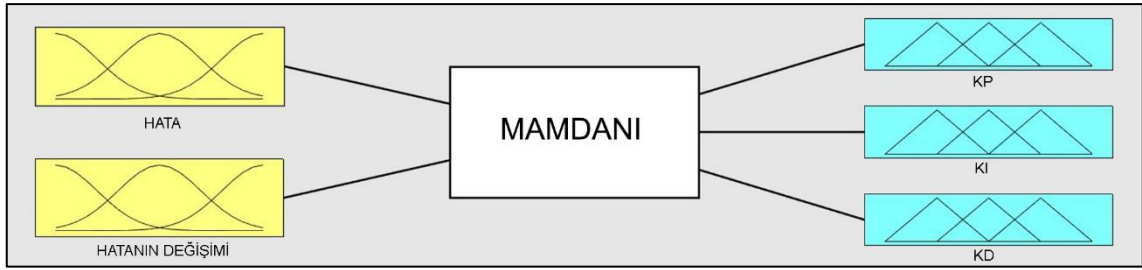
## 5.6. Bulanık Mantık Destekli PID Parametrelerinin Belirlenmesi

PID parametrelerinin sistemin o anki durumuna bağılı olarak; dinamik bir şekilde belirlenebilmesi için bulanık mantık denetleyici sisteme dahil edilmektedir. Şekil 5.9'da bulanık mantık ile PID parametrelerinin belirlendiği bir MATLAB Simulink modeli verilmiştir.



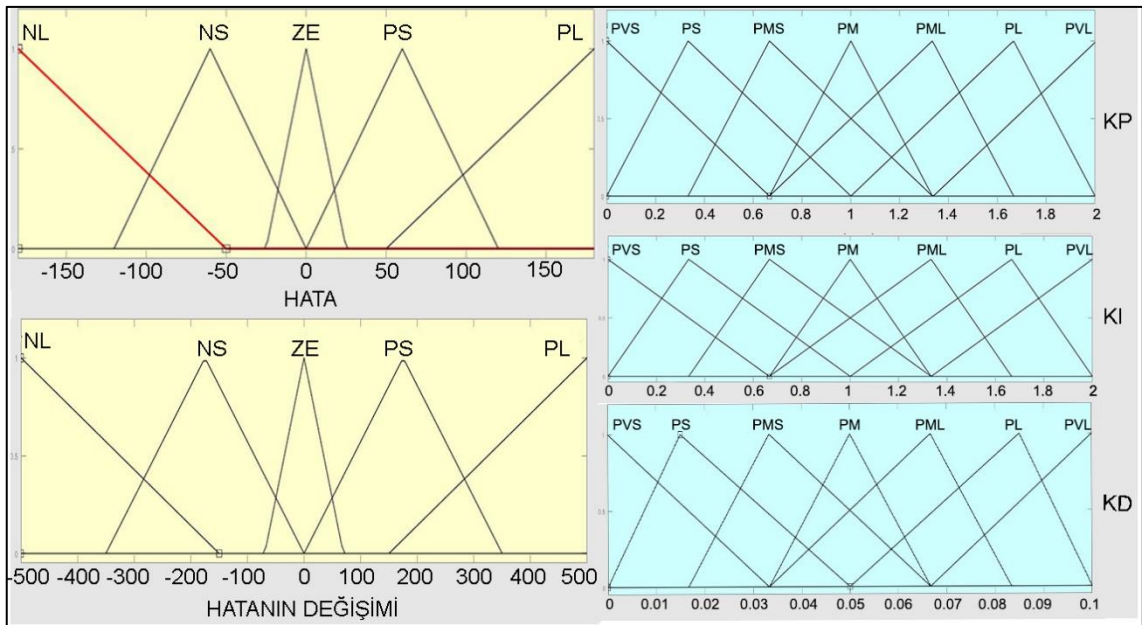
Şekil 5.9 Bulanık-PID tabanlı MATLAB simulink modeli

Burada bulanık mantık kontrolcününün giriş değerleri sistemdeki hata ve hatanın zaman göre değişimidir. Bu iki değer işlenerek sistemin çıkışında  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  olarak PID parametrelerini üretmektedir. Bu parametreler, sistemdeki hataya bağılı olarak işlenir ve sisteme iletilir. Bulanık mantığın 2 girişli ve 3 çıkışlı genel yapısı şekil 5.10'da verilmiştir.



Şekil 5.10 Kullanılan bulanık mantık kontrolcüsünün genel yapısı

Buradaki bulanık mantık kontrolcüde mamdani bulanık çıkarım yöntemi kullanılmış ve durulaştırma yöntemi olarak da ağırlık merkezi durulaştırma yöntemi kullanılmıştır. Şekil 5.11’de kontrolcünün giriş ve çıkışları için tasarlanmış üyelik fonksiyonları verilmiştir.



Şekil 5.11 Bulanık mantık giriş çıkış üyelik fonksiyonları

Giriş üyelik fonksiyonlarının sınırları, sistemde hatanın durumu gözlemlenmiş ve üzerine tasarımcı tecrübesi eklenerek belirlenmiştir. Çıkış üyelik fonksiyonlarının sınırları için; önceki tecrübelerden yararlanılmış ve bu tecrübeler ile beraber sistem çalıştırılıp düzeltmeler yapılmıştır. Giriş bölümünde 5’er adet üyelik fonksiyonu, çıkış bölümünde 7’şer adet üyelik fonksiyonu bulunmaktadır. Giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları arasındaki ilişkileri belirlemek için 25 adet kural oluşturulmuştur. Çizelge 5.5’de bu kurallar gösterilmiştir.

Çizelge 5.5 Bulanık mantık kural tablosu

Sıra	Hata	Hatanın Değişimi	$K_p$	$K_i$	$K_d$
1	NL	NL	PVL	PM	PVS
2	NS	NL	PVL	PM	PMS
3	ZE	NL	PVL	PM	PM
4	PS	NL	PVL	PM	PL
5	PL	NL	PVL	PM	PVL
6	NL	NS	PML	PMS	PMS
7	NS	NS	PML	PMS	PML
8	ZE	NS	PML	PMS	PL
9	PS	NS	PL	PMS	PVL
10	PL	NS	PVL	PMS	PVL
11	NL	ZE	PVS	PS	PM
12	NS	ZE	PVS	PVS	PL
13	ZE	ZE	PS	PVS	PL
14	PS	ZE	PMS	PS	PVL
15	PL	ZE	PMS	PS	PVL
16	NL	PS	PML	PMS	PML
17	NS	PS	PML	PMS	PVL
18	ZE	PS	PML	PMS	PVL
19	PS	PS	PL	PMS	PVL
20	PL	PS	PVL	PMS	PVL
21	NL	PL	PVL	PM	PVL
22	NS	PL	PVL	PM	PVL
23	ZE	PL	PVL	PM	PVL
24	PS	PL	PL	PVL	PVL
25	PL	PL	PVL	PM	PVL

## 6. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

### 6.1. Ziegler-Nichols Yöntemi ile Bulunan Parametrelerin Uygulanması

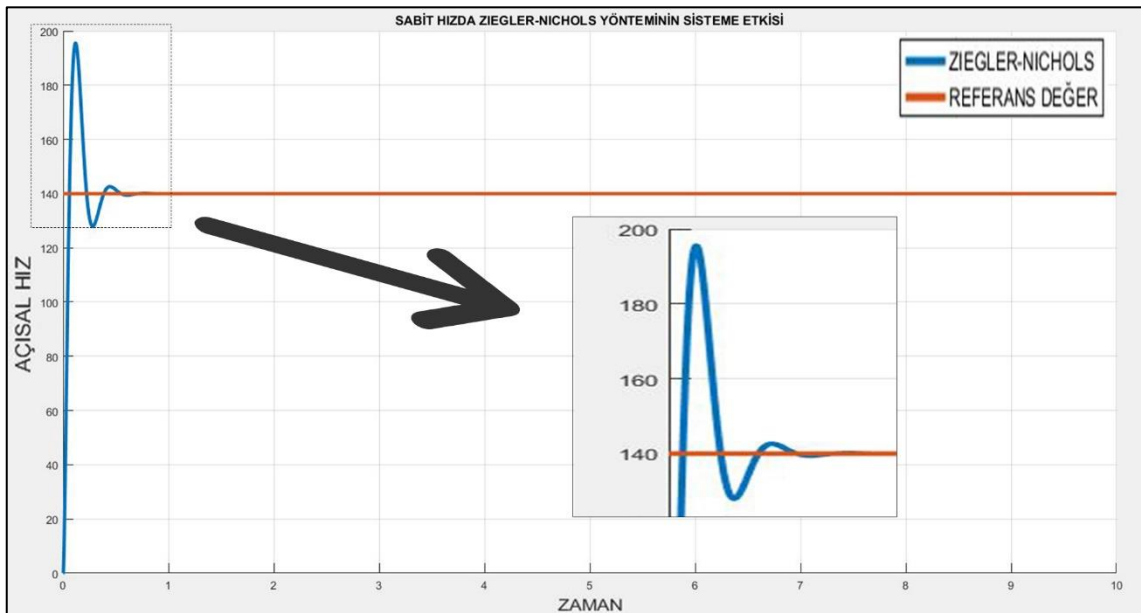
MATLAB simulink üzerinde oluşturulan modelde ziegler-nichols frekans yanıtı yöntemi kullanılarak parametreler bulunmuştur. Oransal kazanç  $K_p$ , sistem salınımına girene kadar arttırılmış ve salınımına girdiği andaki  $K_{cr}$  değeri ve salınımın periyodu  $P_{cr}$  kaydedilmiştir.  $K_{cr} = 0,1185$  ve saniye cinsinden  $P_{cr} = 0,101$  olarak bulunmuştur. Çizelge 5.2'deki bağıntılar kullanılarak PID parametreleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$K_p = 0,0711 \quad (33)$$

$$K_i = 1,4056 \quad (34)$$

$$K_d = 0,003596 \quad (35)$$

Bulunan parametreler, MATLAB simulink modelinde yerlerine yazılmış ve sabit hız ile değişken hız altında ayrı ayrı denenmiş; sistem cevapları elde edilmiştir. Sabit,  $140 \text{ Rad/s}$  açısal hız için 10 saniyelik sistem cevabı şekil 6.1'de gösterilmiştir.



Şekil 6.1 Ziegler-nichols yöntemi ile bulunan parametrelerin sabit hızda sisteme etkisi

Grafik incelendiğinde, sistem çok hızlı bir şekilde istenilen açısal hıza doğru yükselmiş ve bununla beraber büyük bir aşım ortaya koyduğu görülmektedir. Sistemin

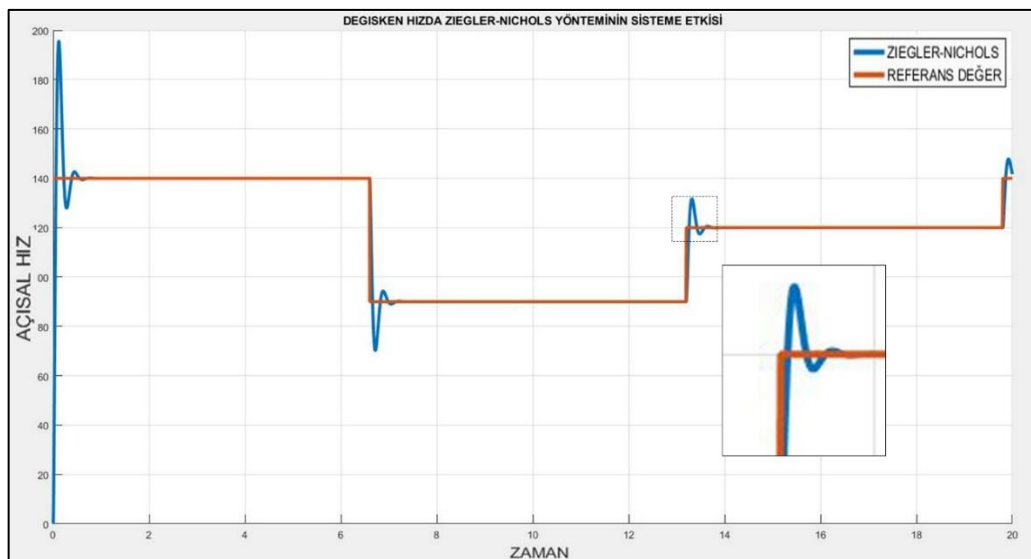
bu aşım noktasından hızlıca inerek, eksi yönde küçük bir sapma sonucu istenilen değere kararlı bir şekilde oturduğu gözlenmiştir. Sistemin karakterini ortaya koyan, zamana bağlı özellikleri Çizelge 6.1’de verilmiştir.

**Çizelge 6.1** Ziegler-Nichols Yöntemi ile Bulunan Parametrelerinin Sistem Cevabına Etkisi

Yöntem	Yükselme Zamanı (s)	Yerleşme Zamanı (s)	Aşım Yüzdesi (%)	Tepe Değeri	Kararlı Hal Hatası
Ziegler-Nichols	0,0422	0,3623	39,6816	195,5544	0

Çizelge 6.1 incelendiğinde 0,0422 saniye yükselme zamanı ve 0,3623 saniye yerleşme zamanı elde edildiği görülmektedir. Bu özellikleri ile sistem hızlı bir şekilde istenilen değere oturabilmektedir. Bunun yanında aşım yüzdesi %39 civarında olduğu görülmektedir. Bu seviyedeki aşımın istemeyen bir durum olduğu sistemler için; yükselme ve yerleşme zamanları uygun görülse bile, bu kontrolcü ilk tercihlerden birisi olmayabilir.

Bu parametreler, dinamik sistem girişine sahip olan aynı modele uygulanmıştır. Bu durumda 20 saniye boyunca sisteme değişken hızlar verilmiş ve çıkışındaki açısal hızlar grafik olarak kaydedilmiştir. Uygulanan zaman dilimi üç parçaya bölünmüş ve sistemin sırasıyla 140, 90 ve 120  $Rad/s$  açısal hıza ulaşması istenilmiştir. Şekil 6.2’de sistemin cevabını gösteren grafik verilmiştir.



**Şekil 6.2** Ziegler-nichols yöntemi ile bulunan parametrelerin değişken hızda sisteme etkisi

Grafik incelendiğinde her hız değişimi sırasında, sistemin benzer davranış sergilediği görülmektedir. İstenilen referans değeri aynı şekilde yakalamaya çalışmaktadır. Hız değişimi sırasında, benzer şekilde aşımalar meydana gelmiştir.

## 6.2. GA Optimizasyon Yöntemi ile Bulunan PID Parametrelerinin Uygulanması

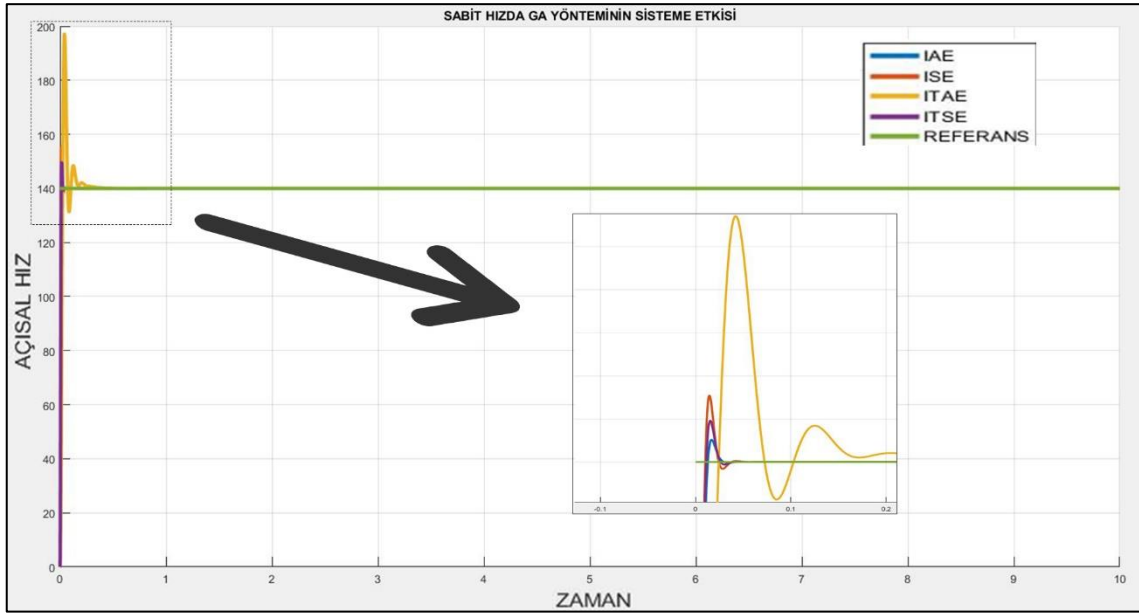
Genetik algoritma optimizasyon yöntemi MATLAB programı optimizasyon uygulaması yardımı ile simulink modeline uygulanmıştır. 30 iterasyon ve 30 popülasyon sınırları altında, her bir amaç fonksiyonu için 10 kez çalıştırılmış ve her amaç fonksiyonu için en iyi değeri sağlayan PID parametreleri sisteme uygulanmıştır. Sınır değerleri, sırasıyla  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  olmak üzere alt sınırları [0,001 0,001 0,001] ve üst sınırları [2 2 1] olarak alınmıştır. Bulunan parametreler Çizelge 6.2’de verilmiştir.

Çizelge 6.2 GA optimizasyon yöntemi ile bulunan PID parametreleri

Optimizasyon Yöntemi	$K_p$	$K_i$	$K_d$	Amaç Fonksiyon Değeri
GA_ISE	1,999	0,156	0,009	48,655
GA_IAE	2	0,046	0,011	0,6852
GA_ITSE	2	0,053	0,01	0,1297
GA_ITAE	0,207	1,994	0,002	0,1805

Çizelge incelendiğinde ITAE amaç fonksiyonu ile, diğer amaç fonksiyonlarına göre daha farklı PID parametreleri elde edildiği görülmektedir. ITAE amaç fonksiyonunda  $K_p$  değeri diğer amaç fonksiyonlarında göre yaklaşık 10 kat küçük olsa da  $K_i$  değerinin yüksek olması ve  $K_d$  değerinin diğerlerine kıyasla ortalama 5 kat küçük olması; ITAE amaç fonksiyonunun diğer fonksiyonlara kıyasla daha fazla aşım verebileceği söylenebilir.  $K_i$  parametresi yerleşme süresini arttıran bir yapıya sahip olduğu için; yüksek  $K_i$  sistemde yerleşme süresini arttırması beklenebilir. ISE fonksiyonunun diğer iki fonksiyonuna kıyasla biraz daha fazla aşımaya sahip olacağı görülebilir. Çünkü bu üç amaç fonksiyonunda diğer iki parametre birbirine çok yakinken  $K_i$  parametresinde ISE, diğerlerine göre 3 kat fazladır. Bulunan bu PID

parametrelerinin sistem davranışına etkileri,  $140 \text{ Rad/s}$  istenilen açısal hız için Şekil 6.3'te dört amaç fonksiyonunun bir arada bulunduğu grafikte verilmiştir.



Şekil 6.3 GA Optimizasyon Yöntemi ile Bulunan Parametrelerin Sisteme Etkisi

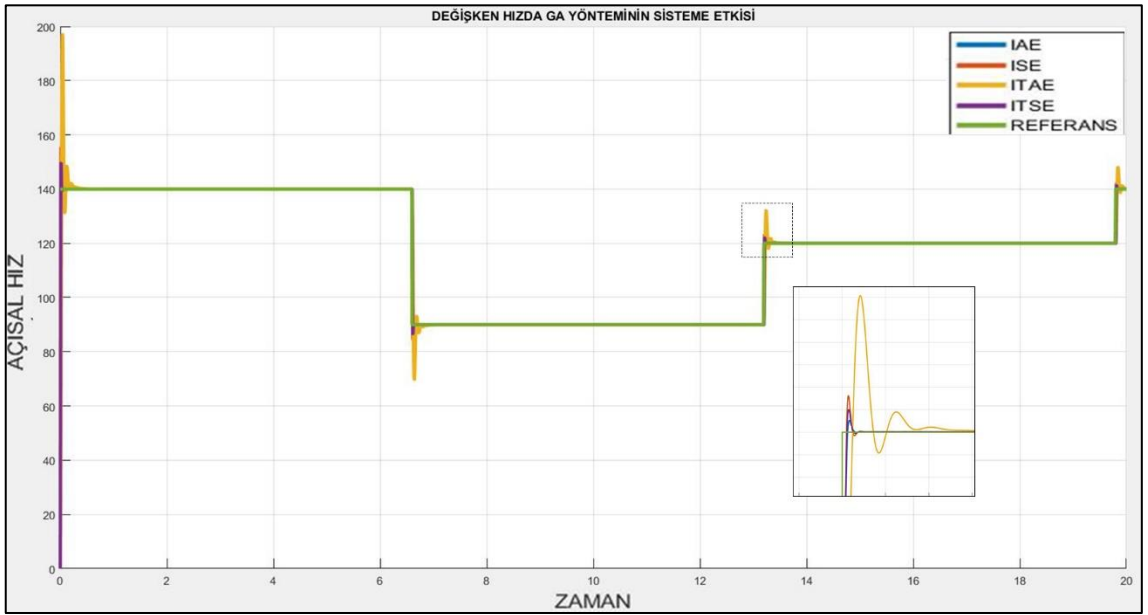
Şekil 6.2 incelendiğinde dört amaç fonksiyonu için de PID parametrelerinin sistemi, çabuk bir şekilde hedef açısal hıza doğru yönlendirdiği görülmektedir. ITAE amaç fonksiyonu ile bulunan PID parametreleri sistemde büyük bir aşım meydana getirmiştir. IAE amaç fonksiyonu ile belirlenen PID parametreleri, sisteme en küçük aşımı sağlamıştır. Bunların yanında, dört amaç fonksiyonu da sistemi çabuk bir hale getirmiştir. Çizelge 6.3'te uygulanan parametrelere göre sistemin cevabı verilmiştir.

Çizelge 6.3 GA optimizasyon yöntemi ile bulunan PID parametrelerinin sistem cevabına etkisi

Optimizasyon Yöntemi	Yükselme Zamanı (s)	Yerleşme Zaman (s)	Aşım Yüzdesi (%)	Tepe Değeri	Kararlı Hal Hatası
GA ISE	0,0066	0,0219	11,0077	155,4270	0
GA IAE	0,0079	0,0215	3,6657	145,13	0
GA ITSE	0,0072	0,0221	6,8725	149,6221	0
GA ITAE	0,0161	0,1528	40,8204	197,1487	0

Çizelge 6.3 incelendiğinde 10'ar adet örnek kümesi için, ITAE amaç fonksiyonunun yükselme zamanı diğer amaç fonksiyonlarına göre biraz daha uzun sürdüğü görülmektedir. Yerleşme zamanında ise 5 kattan fazla bir fark meydana gelmiştir. Bu süreler ile beraber sistemde %40 civarında bir aşım meydana gelmiştir. Diğer amaç fonksiyonlarıyla bulunan PID parametrelerinin sistem cevabı ise birbirlerine çok yakın olmakla beraber; ISE amaç fonksiyonu en iyi yükselme süresini sunarken, IAE amaç fonksiyonu yerleşme süresi ve aşım seviyesi olarak diğer amaç fonksiyonlarından daha iyi değerler verdiği gözlenmiştir.

Sistemin örnekleme süresi 20 saniyeye çıkarılmış ve 140 90 ve 120  $Rad/s$  değişken hızlarda PID parametreleri denenmiştir. Şekil 6.4'te değişken hızlar için GA optimizasyon yönteminin dört amaç fonksiyonu ile bulunan PID parametrelerinin sistem cevapları verilmiştir.



Şekil 6.4 GA optimizasyon yöntemi ile bulunan parametrelerin değişken hızda sisteme etkisi

Grafik incelendiğinde hız değişimlerinin olduğu bölgelerde her amaç fonksiyonu, ilk bölgedeki davranışlarını devam ettirdiği görülmektedir.

### 6.3. PSO Yöntemi Yöntemi ile Bulunan PID Parametrelerinin Uygulanması

Parçacık sürüsü optimizasyon yöntemi MATLAB programında kod olarak yazılmış ve Simulink modeline uygulanmıştır. 30 iterasyon ve 30 popülasyon sınırları

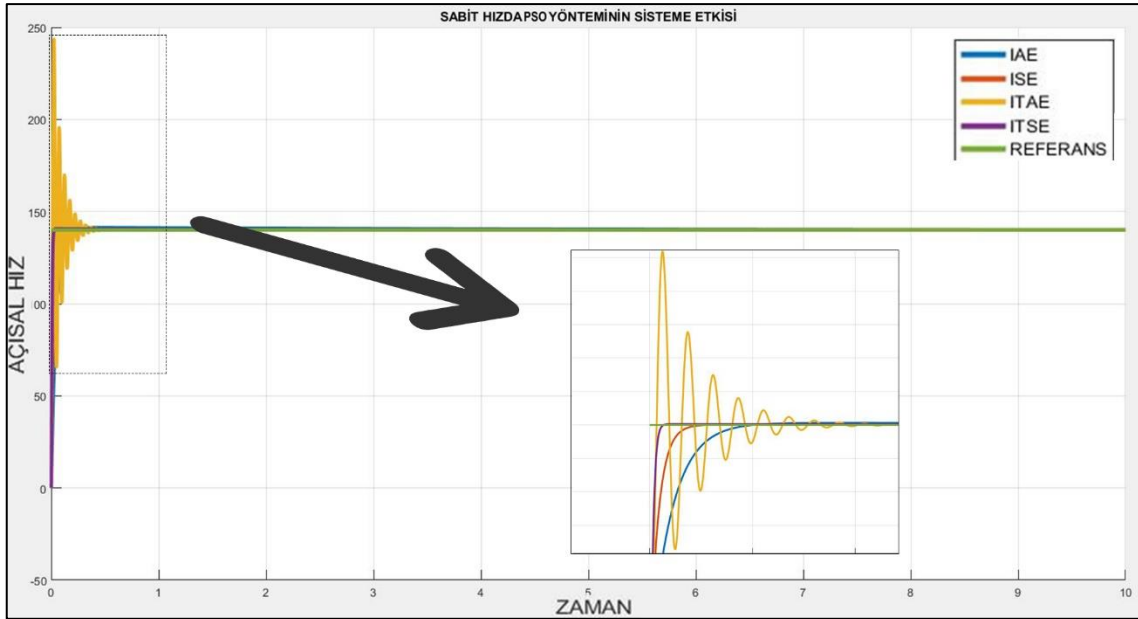
altında, her bir amaç fonksiyonu için 10 kez çalıştırılmış ve her amaç fonksiyonu için en iyi değeri sağlayan PID parametreleri sisteme uygulanmıştır. Sınır değerleri, sırasıyla  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  olmak üzere alt sınırları [0,001 0,001 0,001] ve üst sınırları [2 2 1] olarak alınmıştır. Bulunan parametreler Çizelge 6.4'te verilmiştir.

Çizelge 6.4 PSO yöntemi ile bulunan PID parametreleri

Optimizasyon Yöntemi	$K_p$	$K_i$	$K_d$	Amaç Fonksiyon Değeri
PSO_ISE	1,9859	0,1414	0,0347	49,4659
PSO_IAE	1,8763	0,4263	0,0805	0,71417
PSO_ITSE	1,9114	1,1542	0,014	0,19322
PSO_ITAE	0,5027	1,9173	0,001	0,21575

Çizelge 6.4  $K_p$  parametresinde, ITAE amaç fonksiyonu diğer amaç fonksiyonlarından yaklaşık 4 kat daha düşük bir değer elde ettiği görülmektedir. Bu parametrenin düşük olması, yerleşme zamanı ve yükselme zamanının diğerlerine kıyasla daha fazla olması beklenebilir Bununla beraber aşım değerinin, diğer diğer üçüne göre daha bir seviyede tutabilir.  $K_i$  parametresinde ise ITAE amaç fonksiyonu diğer amaç fonksiyonlarından sırasıyla yaklaşık 20, 5 ve 2 kat daha fazla bir değer elde ettiği görülmektedir. Bu durumdaki büyük fark, diğer üç amaç fonksiyonunun  $K_i$  değerine kıyasla, sisteme yerleşme ve yükselme süresinde azalma sağlayacağını gibi, sistemdeki aşımı diğerlerine kıyasla arttırması beklenir.  $K_d$  parametresinde ise ITAE fonksiyonu, diğer fonksiyonlara göre çok daha küçük bir değer elde ettiği görülmektedir. Kendisine en yakın ITSE amaç fonksiyonu ile arasında yaklaşık 15 kat fark olduğu görülmektedir. Bu büyük fark neticesinde, aşım noktasında, ITAE amaç fonksiyonunun belirlediği  $K_d$  parametresi, sisteme daha az müdahalede bulunacağı beklenebilir.

Bulunan bu PID parametrelerinin sistem davranışına etkileri,  $140 \text{ Rad/s}$  istenilen açısal hız için Şekil 6.5'te verilmiştir.



Şekil 6.5 PSO yöntemi ile bulunan parametrelerin sisteme etkisi

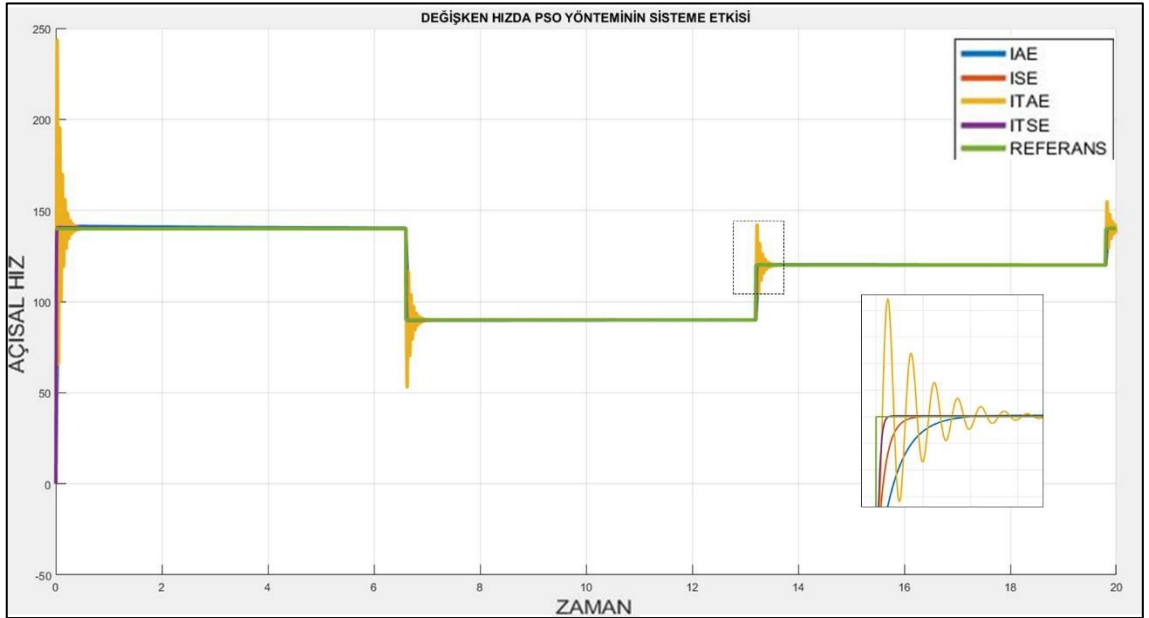
Şekil 6.5 incelendiğinde ITAE amaç fonksiyonunun belirlediği parametrelerin, kendisinden beklenildiği gibi yüksek aşım gittiği ve bir süre salınım yaparak kararlı hale geldiği görülmektedir. Bununla beraber yükselme zamanının diğerlerine kıyasla daha hızlı olduğu söylenebilir. İAE amaç fonksiyonu ile bulunan parametrelerde,  $K_d$  parametresinin diğerlerine kıyasla çok yüksek olması, aşımı neredeyse tamamen yok etmiş ve buna bağlı olarak yükselme ve yerleşme zamanında artışa sebep olduğu söylenebilir. ISE amaç fonksiyonuna bakıldığı zaman, ITSE amaç fonksiyonuna göre  $K_d$  değerinin 3 kat olması ve ITSE fonksiyonundaki  $K_i$  parametresi karar bir  $K_i$  değerine sahip olmadığı göz önüne alınınca, ISE fonksiyonu yerleşme zamanının konusunda ITSE fonksiyonundan daha fazla zaman alacağı söylenebilir. Çizelge 6.5’da parametrelerinin uygulandığı sistemin zamana göre cevabı verilmiştir.

Çizelge 6.5 PSO yöntemi ile bulunan PID parametrelerinin sistem cevabına etkisi

Optimizasyon Yöntemi	Yükselme Zamanı (s)	Yerleşme Zaman (s)	Aşım Yüzdesi (%)	Tepe Değeri	Kararlı Hal Hatası
PSO ISE	0,0367	0,0659	0,072	140,2	0
PSO İAE	0,0915	0,1536	0,8246	141.3016	0
PSO ITSE	0,0116	0,0199	0,45	140,63	0
PSO ITAE	0,0086	0,2977	74,08	243,71	0

Çizelge 6.5 incelendiğinde 10'ar adet örnek kümesi için, ITAE fonksiyonu ile bulunan parametreler, sistemin yükselme zamanını, diğerlerine kıyasla çok kısa bir hale getirdiği görülmektedir. Buna karşılık sistemin aşım yüzdesi çok yüksek seviyelere çıkmaktadır. Bu aşımın doğurduğu kısa salınım, yerleşme zamanının, diğer amaç fonksiyonlarına kıyasla uzun olmasına sebebiyet vermektedir. IAE amaç fonksiyonuna bakıldığında yükselme zamanının, diğer iki amaç fonksiyonuna kıyasla yüksek olduğu görülmektedir.  $K_d$  değerinin en yüksek seviyede olmasından dolayı; aşım noktasında en iyi olması beklenirken ITSE ve ISE amaç fonksiyonlarının gerisinde kaldığı görülmektedir. ISE ve ITSE amaç fonksiyonlarında  $K_p$  değerlerinin birbirine yakın olup,  $K_i$  değerlerindeki fark, yükselme ve yerleşme zamanında ITSE amaç fonksiyonunu öne geçirmiştir;  $K_i$  değerinin daha fazla olmasına bir de  $K_d$  değerinin az oluşu eklenince, aşım noktasında geride kaldığı gözlenmiştir.

Sistemin örnekleme süresi 20 saniyeye çıkarılmış ve 140 90 ve 120  $Rad/s$  değişken hızlarda PID parametreleri denenmiştir. Şekil 6.6'da değişken hızlar için PSO yönteminin dört amaç fonksiyonu ile bulunan PID parametrelerinin sistem cevapları verilmiştir.



Şekil 6.6 PSO yöntemi ile bulunan parametrelerin değişken hızda sisteme etkisi

Grafik incelendiğinde hız değişimlerinin olduğu bölgelerde her amaç fonksiyonu, ilk bölgedeki davranışlarını devam ettirdiği görülmektedir.

#### 6.4. Algoritmaların İstatistikler Analizi

Optimizasyon algoritmaları ile PID parametrelerini bulmak için, 30 popülasyon ve 30 iterasyona sahip olan algoritmalar; her amaç fonksiyonu için, 10'ar kez çalıştırılıp verileri kaydedilmiştir. Bu çalışmaların alt ve üst sınırları  $[K_p K_i K_d]$  olacak biçimde;  $[0,001 0,001 0,001]$  ve  $[2 2 1]$  şeklindedir.

Çizelge 6.6'da PSO yöntemi ile bulunan parametre değerleri ile beraber amaç fonksiyon değeri verilmiştir.

**Çizelge 6.6** PSO yöntemi ile bulunan parametreler ve amaç fonksiyon değerleri

Amaç Fonksiyonu Değeri (IAE)	$K_p$	$K_i$	$K_d$	Amaç Fonksiyonu Değeri (ISE)	$K_p$	$K_i$	$K_d$
0,7142	1,8763	0,4263	0,0805	49,4659	1,8538	0,0761	0,0708
0,7399	1,8001	0,1294	0,0010	49,4659	1,9859	0,1414	0,0347
1,1243	1,9756	0,6809	0,0581	49,4659	2,0000	0,0307	0,0540
1,1752	1,8845	1,3243	0,0756	49,4659	1,8658	0,1024	0,0100
1,1784	1,8019	1,0759	0,0475	49,4660	1,9866	0,2314	0,0100
1,1789	1,2415	1,7567	0,0010	49,4660	1,8880	0,2032	0,0749
1,2571	1,6731	1,6819	0,0010	49,4660	2,0000	0,1450	0,0469
1,3168	1,4536	0,6130	0,0795	49,4660	1,9137	0,0100	0,0812
1,4253	1,3128	1,5243	0,0320	49,4660	1,8513	0,0100	0,0700
2,2483	0,4444	0,7661	0,0010	49,4660	1,9178	0,0435	0,0856
Amaç Fonksiyonu Değeri (ITAE)	$K_p$	$K_i$	$K_d$	Amaç Fonksiyonu Değeri (ITSE)	$K_p$	$K_i$	$K_d$
0,2158	0,5027	1,9173	0,0010	0,1932	1,9114	1,1542	0,0140
0,2451	0,1431	1,1331	0,0594	0,1936	1,9843	1,7411	0,0000
0,2566	1,2620	1,7674	0,0783	0,1972	2,0000	1,4051	0,0818
0,2596	0,8969	1,7567	0,0817	0,2204	1,7535	0,9425	0,0909
0,2635	0,4420	1,3728	0,0311	0,2221	1,6132	1,0882	0,0000
0,2870	1,1974	1,4191	0,0763	0,2304	1,6452	0,4460	0,0585
0,2946	0,2569	1,0081	0,0010	0,2317	1,4686	0,6958	0,0000
0,2988	0,2623	0,9510	0,0389	0,2457	1,4258	0,5478	0,0000
0,3234	0,9900	0,8108	0,0010	0,2538	1,5092	1,3344	0,0202
2,2316	0,9722	2,0000	0,0010	0,3126	1,2014	1,3920	0,0866

Aynı şekilde, çizelge 6.7'de GA optimizasyon yöntemi ile bulunan parametre değerleri ile beraber amaç fonksiyon değeri verilmiştir.

**Çizelge 6.7** GA optimizasyon yöntemi ile bulunan parametreler ve amaç fonksiyon değerleri

Amaç Fonksiyonu Değeri (IAE)	$K_p$	$K_i$	$K_d$	Amaç Fonksiyonu Değeri (ISE)	$K_p$	$K_i$	$K_d$
0,6852	2,0000	0,0460	0,0110	48,6550	1,9990	0,1560	0,0090
0,6956	1,9960	0,0540	0,0100	48,6700	1,9960	0,0930	0,0090
0,6978	1,9350	0,0450	0,0100	48,6950	1,9970	0,0080	0,0080
0,6989	1,9990	0,0520	0,0090	48,9250	1,9990	0,0080	0,0070
0,7000	1,9950	0,0410	0,0090	48,9990	1,9930	0,1310	0,0070
0,7352	1,7370	0,0390	0,0100	50,1170	1,9920	0,0430	0,0100
0,7353	1,6510	0,0360	0,0090	50,3160	1,9790	0,0040	0,0070
0,8401	1,5110	0,0490	0,0080	52,0610	1,9900	0,3760	0,0060
1,0720	1,9600	0,0430	0,0050	53,9360	1,6570	0,0990	0,0090
1,0962	1,1910	0,0230	0,0050	77,3630	1,7190	0,0490	0,0030
Amaç Fonksiyon Değeri (ITAE)	$K_p$	$K_i$	$K_d$	Amaç Fonksiyon Değeri (ITSE)	$K_p$	$K_i$	$K_d$
0,1805	0,2070	1,9940	0,0020	0,1297	2,0000	0,0530	0,0100
0,1836	0,1880	1,9810	0,0020	0,1304	1,9960	0,0530	0,0100
0,1865	0,2600	1,9810	0,0020	0,1310	1,9920	0,0500	0,0090
0,2046	0,4610	1,9860	0,0020	0,1326	1,9990	0,0460	0,0090
0,2148	0,1600	1,4560	0,0020	0,1327	1,9740	0,0410	0,0090
0,2483	1,0830	1,7730	0,0110	0,1329	1,9980	0,0570	0,0100
0,2494	0,2870	1,2720	0,0020	0,1345	1,9960	0,0140	0,0100
0,2559	1,6970	1,9900	0,0020	0,1398	1,9970	0,1290	0,0100
0,3246	1,9210	1,9970	0,0050	0,1452	1,7980	0,0540	0,0080
0,7972	1,9920	1,9820	0,0140	0,2165	1,3730	0,0930	0,0060

Tüm bu veri setlerinde amaç fonksiyonunun en küçük ve en büyük değerlere sahip olduğu örnekler çizelge 6.8’de verilmiştir.

**Çizelge 6.8** Bulunan amaç fonksiyon değerlerinin en büyük ve en küçük örnekleri

Amaç Fonksiyonu ve Optimizasyon Yöntemi	En Küçük Amaç Fonksiyonu Değeri	En Büyük Amaç Fonksiyonu Değeri
GA IAE	0,6852	1,0962
GA ISE	48,6550	77,3630
GA ITAE	0,1805	0,7972
GA ITSE	0,1297	0,2165
PSO IAE	0,7142	2,2483
PSO ISE	49,4659	49,4660
PSO ITAE	0,2158	2,2316

PSO ITSE	0,1932	0,3126
----------	--------	--------

Veri setlerindeki amaç fonksiyon değerlerinin durumu daha iyi anlamak için; bulunan amaç fonksiyonu değerlerinin standart sapması alınmış ve çizelge 6.9’da bu standart sapma değerleri gösterilmiştir.

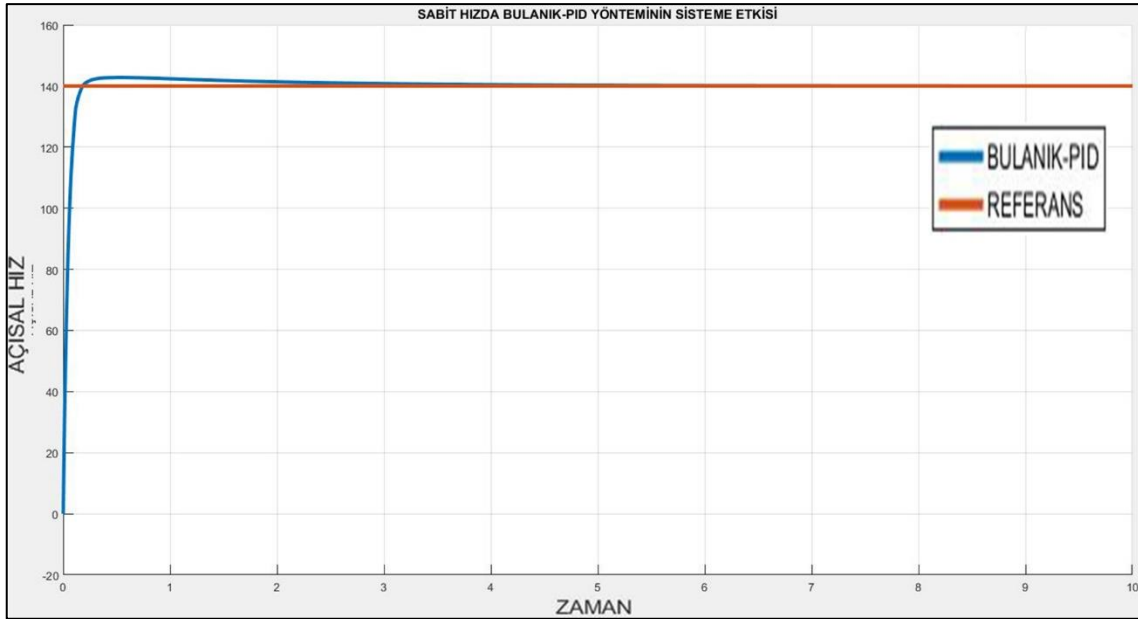
**Çizelge 6.9** Amaç fonksiyon değerlerinin standart sapmaları

Amaç Fonksiyonu ve Optimizasyon Yöntemi	Standart Sapması
GA IAE	0,158558
GA ISE	8,813447
GA ITAE	0,185494
GA ITSE	0,0264
PSO IAE	0,422781
PSO ISE	5,16398E-05
PSO ITAE	0,6206
PSO ITSE	0,035822

Standart sapma değerinin düşük olması, algoritmanın sonuca ulaşma tutarlılığının yüksek olduğunu gösterebilir. Yani bu durumda algoritma, birbirinden uzak bölgelerde arama yapmak yerine belli bir alana odaklanmış ve o alanda daha iyi olanı aramaya çabılıyor denilebilir.

### 6.5. Bulanık Mantık-PID Kontrolcünün Sistem Kontrolü

Bulanık mantık-PID kontrolcü, sistemin durumuna bağlı olarak PID parametrelerinin değişmesi sağlayan bir kontrolcüdür. Bu kontrolcüde  $K_p$   $K_i$   $K_d$  parametreleri belirli sınırlar içinde yükseltip düşürmektedir. Şekil 6.7’de bulanık mantık-PID kontrolcünün sistem davranışına etkisi,  $140 \text{ Rad/s}$  istenilen açısal hız için gösterilmiştir.



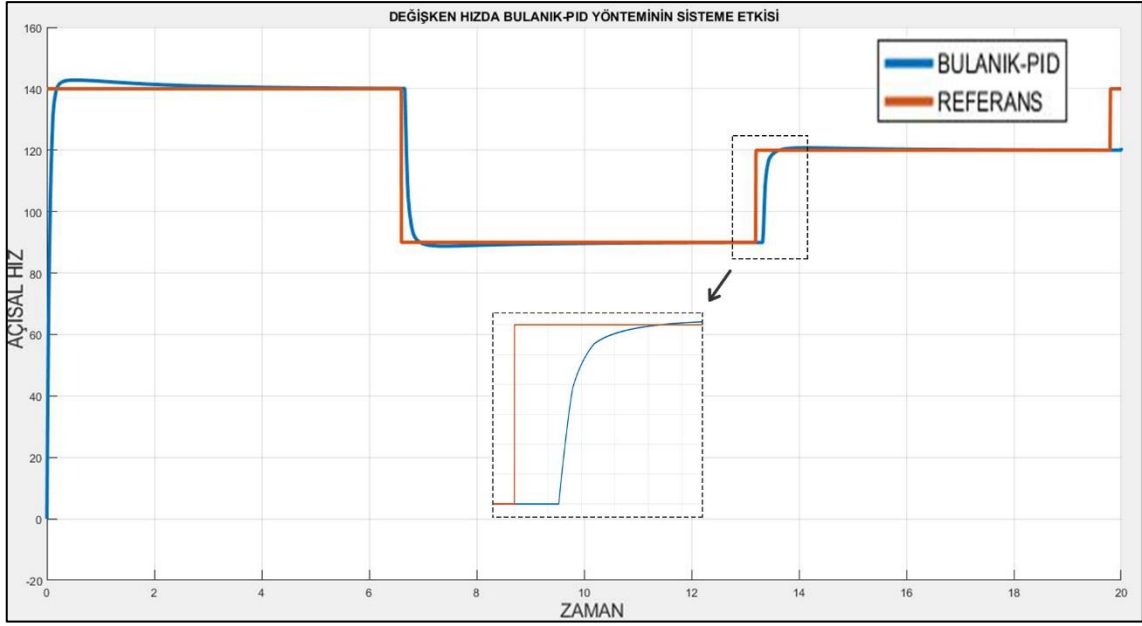
Şekil 6.7 Bulanık mantık-PID tabanlı kontrolün sistemi üzerindeki etkisi

Şekil 6.7 incelendiğinde, ilk anlarda grafiğin çok dik olduğu görülmektedir. Bulanık mantık-PID kontrolcünün sisteme hızlı bir yükselme zamanı sağladığını söyleyebiliriz. Sistem, hedef açısal hıza ulaştığında küçük bir aşım sergileyip kararlı bir şekilde istenilen açısal hızı koruduğu görülmektedir. Çizelge 6.10'da sistemin zaman göre cevabı verilmiştir.

Çizelge 6.10 Bulanık mantık-PID yöntemi ile bulunan parametrelerinin sistem cevabına etkisi

Yöntem	Yükselme Zamanı (s)	Yerleşme Zaman (s)	Aşım Yüzdesi (%)	Tepe Değeri	Kararlı Hal Hatası
<b>Bulanık Mantık-PID</b>	0,0951	0,1492	1,97	142,78	0

Çizelge 6.10 incelendiğinde, yükselme süresinin yaklaşık 0,1 saniye ve yerleşme süresinin yaklaşık 0,15 saniye olduğu görülmektedir. Sistemin hızlı bir davranış sergilediği söylenebilir. Bununla beraber yaklaşık %2 civarında küçük denilebilecek bir aşım ile, DA motor hız kontrollerinde tercih edilebilir bir yöntem olduğu düşünülmektedir. Sistemin örnekleme süresi 20 saniyeye çıkarılmış ve 140 90 ve 120  $Rad/s$  değişken hızlarda bulanık mantık-PID kontrolcü denenmiştir. Şekil 6.8'de sistemin açısal hız-zaman grafiği verilmiştir.



Şekil 6.8 Bulanık Mantık-PID Kontrolcünün Değişken Hızda Sisteme Etkisi

Şekil 6.8'e bakıldığında; sistemin, referans değerleri çabucak yakalayan bir davranış sergilediği görülmektedir. Bununla birlikte  $90 \text{ Rad/s}$  hızdan  $120 \text{ Rad/s}$  hıza çıktığı ana bakılırsa, sistem davranışında yaklaşık 0,1 saniyelik bir gecikme olduğu görülmektedir.

## 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

### 7.1. Sonuçlar

DA motor parametrelerinin bulunması konusunda izlenen yolun, düşük maliyet ve sınırlı imkanlara rağmen tatmin edici sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Bu yöntemin birçok projede kullanılarak işleyişi hızlandıracağı ön görülmektedir. Bununla beraber projelerde kullanılacak DA motorların parametrelerinin bilinmesi şartı ortadan kalkacak ve DA motor seçimleri daha geniş bir alan içinde yapılabilecektir.

PID parametrelerinin bulunması konusunda, optimizasyon yöntemlerinin çok kullanışlı olduğu görülmüştür. Birçok ihtimale sahip, bu tarz sistemlerde daha verimli sonuçlar alabilmek adına optimizasyon yöntemlerinin tercih edilmesi fayda sağlayacaktır.

Bulanık mantık-PID kontrolcünün ortak kullanımında daha verimli bir sonuç için üyelik kümelerinin artırılması, üyelik fonksiyonlarının sınırlarının daha iyi belirlenmesi gerekmektedir. Bununla birlikte  $90 \text{ Rad/s}$  hızdan  $120 \text{ Rad/s}$  hıza çıktığı andaki yaklaşık 0,1 saniyelik gecikmenin, küçük hata ve hatanın değişimini hakkında oluşturulan kuralların; buna karşılık gelecek üyelik fonksiyonlarının, daha hassas ayarlanması ile azaltılabileceği düşünülmektedir. Bulanık mantık-PID kontrolcünün tasarlanması, sadece PID kontrolcünün tasarlanmasına kıyasla daha zor olsa da değişken şartlarda sisteme daha iyi adapte olabilir. Anlaşılır uygulanabilir yapısı ile bulanık mantık kontrolcüsü projeler için iyi bir tercih olabilir. Şekil 7.1'de kullanılan yöntemlerin aşım ve yükselme zamanına göre en iyi olanları alınmış ve hepsi tek grafikte gösterilmiştir.



**Şekil 7.1** Uygulanan 4 yöntemin sistem üzerine etkisi

Uygulanan yöntemlerde dikkat edilmesi gereken özellikler olarak, aşım yüzdesinin ve yerleşme süresinin düşük olması seçilecek olursa; PSO ITSE veya GA IAE öncelikli olarak tercih edilebilir. Bulanık mantık-PID kontrolcü, diğer iki yöntem kadar iyi olmasa da daha yumuşak bir sistem davranışı için tercih edilebilir.

## 7.2. Öneriler

Deney setinden alınan verilerde açılal hızın daha hassas ölçülmesi, ataleti bulurken önem arz etmektedir. Bu noktada mıknatıslar arttırılıp hassasiyet sağlanmalıdır. Hall efekt sensörü açılal hızın ölçülmesi için çok verimli çalışmaktadır. Bu tarz projelerde kullanılması fayda sağlayacaktır. 1000 Rad/s hızlara kadar ölçüm yapabilmektedir ve kullanımı çok rahat bir sensördür.

Bulanık mantık kontrolcü tasarlanırken kural tablosu ve üyelik fonksiyonlarının hazırlanması yeterince zaman almaktadır. Bunun daha verimli ve hızlı yapılması için, bir amaç fonksiyonu oluşturulup, optimizasyon yöntemleri kullanılarak kural tablosu ya da üyelik fonksiyonların şekli ortaya çıkarılabilir.

DA motor kontrolü değişken hızda sabit torkta test edildi. Bir sonraki test aşamasında sabit hız değişken torkta test edilebilir. Değişen torka rağmen sistemi belirli bir açılal hızda tutmaya yönelik çalışmalar yapılabilir.

DA motor hız kontrolü için bulanık mantık kontrolcü kendi başına kullanılabilir. Kuralları ve üyelik fonksiyonları dikkatli seçilirse daha esnek bir kontrol sağlanabilir.

## 8. KAYNAKLAR

- [1] V. Silva, V. Carvalho, R. M. Vasconcelos, ve F. Soares, “Remote PID Control of a DC Motor”, s. 3.
- [2] P. Dhinakaran ve D. Manamalli, “Novel strategies in the Model-based Optimization and Control of Permanent Magnet DC motors”, *Comput. Electr. Eng.*, c. 44, ss. 34-41, May. 2015, doi: 10.1016/j.compeleceng.2015.04.002.
- [3] K. Nouri, R. Dhaouadi, ve N. Benhadj Braiek, “Adaptive control of a nonlinear dc motor drive using recurrent neural networks”, *Appl. Soft Comput.*, c. 8, sy 1, Art. sy 1, Oca. 2008, doi: 10.1016/j.asoc.2007.03.002.
- [4] A. A. M. Zahir, S. S. N. Alhady, A. A. A. Wahab, ve M. F. Ahmad, “Objective functions modification of GA optimized PID controller for brushed DC motor”, *Int. J. Electr. Comput. Eng. IJECE*, c. 10, sy 3, Art. sy 3, Haz. 2020, doi: 10.11591/ijece.v10i3.pp2426-2433.
- [5] T. T. H. Yen, “HYBRID FUZZY CONTROL DESIGN FOR DC MOTOR”, c. 4, sy 5, Art. sy 5, 2021.
- [6] J. L. Navarro, J. L. Díez, A. Valera, ve M. Vallés, “Remote Fuzzy Control of a DC Motor”, *IFAC Proc. Vol.*, c. 41, sy 2, Art. sy 2, 2008, doi: 10.3182/20080706-5-KR-1001.02312.
- [7] I. Petraşs, “FRACTIONAL – ORDER FEEDBACK CONTROL OF A DC MOTOR”, *J. Electr. Eng.*, sy 3, Art. sy 3, 2009.
- [8] J. Horng, “Neural adaptive tracking control of a DC motor”, *Inf. Sci.*, c. 118, sy 1-4, Art. sy 1-4, Eyl. 1999, doi: 10.1016/S0020-0255(99)00045-6.
- [9] A. Rubaai ve R. Kotaru, “Online identification and control of a DC motor using learning adaptation of neural networks”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, c. 36, sy 3, Art. sy 3, Haz. 2000, doi: 10.1109/28.845075.
- [10] M. Ahmed, N. M. Tahir, A. Y. Zimit, M. Idi, K. A. Abubakar, ve S. A. Jalo, “Improved PID Controller for DC Motor Control”, *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, c. 1052, sy 1, Art. sy 1, Oca. 2021, doi: 10.1088/1757-899X/1052/1/012058.
- [11] T. H. Mohamed, M. A. M. Alamin, ve A. M. Hassan, “Adaptive position control of a cart moved by a DC motor using integral controller tuned by Jaya optimization with Balloon effect”, *Comput. Electr. Eng.*, c. 87, s. 106786, Eki. 2020, doi: 10.1016/j.compeleceng.2020.106786.
- [12] S. Ekinçi, B. Hekimoğlu, ve D. Izci, “Opposition based Henry gas solubility optimization as a novel algorithm for PID control of DC motor”, *Eng. Sci. Technol. Int. J.*, c. 24, sy 2, Art. sy 2, Nis. 2021, doi: 10.1016/j.jestch.2020.08.011.

- [13] E. Buzi ve P. Marango, "A Comparison of conventional and nonconventional methods of DC motor speed control", *IFAC Proc. Vol.*, c. 46, sy 8, Art. sy 8, 2013, doi: 10.3182/20130606-3-XK-4037.00054.
- [14] A. Rodríguez-Molina, M. G. Villarreal-Cervantes, ve M. Aldape-Pérez, "An adaptive control study for a DC motor using meta-heuristic algorithms", *IFAC-Pap.*, c. 50, sy 1, Art. sy 1, Tem. 2017, doi: 10.1016/j.ifacol.2017.08.2164.
- [15] U. K. Bansal ve R. Narvey, "Speed Control of DC Motor Using Fuzzy PID Controller", s. 12, 2013.
- [16] M. H. Zadeh, A. Yazdian, ve M. Mohamadian, "Robust position control in DC motor by fuzzy sliding mode control", içinde *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006.*, Taormina, Italy, 2006, ss. 1413-1418. doi: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649989.
- [17] I. H. Usoro, U. T. Itaketo, ve M. A. Umoren, "Control of a dc motor using fuzzy logic control algorithm", *Niger. J. Technol.*, c. 36, sy 2, s. 594, Nis. 2017, doi: 10.4314/njt.v36i2.35.
- [18] N. P. Adhikari, M. Choubey, ve R. Singh, "Dc Motor Control Using Ziegler Nichols and Genetic Algorithm Technique", s. 4.
- [19] M. Kushwah ve A. Patra, "PID Controller Tuning using Ziegler-Nichols Method for Speed Control of DC Motor", s. 6.
- [20] D. Somwanshi, M. Bundele, G. Kumar, ve G. Parashar, "Comparison of Fuzzy-PID and PID Controller for Speed Control of DC Motor using LabVIEW", *Procedia Comput. Sci.*, c. 152, ss. 252-260, 2019, doi: 10.1016/j.procs.2019.05.019.
- [21] B. L. Theraja ve A. K. Theraja, *A textbook of electrical technology*. Ram Nagar, New Delhi, India: S. Chand & Co., 2005.
- [22] A. Carlstedt, "Modelling of electromechanical motors for turret and barrel control in main battle tanks", KTH Royal Institute of Technology School of Engineering Sciences, Stockholm, Sweden, 2021.
- [23] S. J. Chapman, *ELECTRIC MACHINERY FUNDAMENTALS*, 4. Baskı. McGraw-Hill, 2005.
- [24] A. S. MAHAJAN, Y. S. MAHAJAN, ve S. V. WADJE, "BRUSHLESS DC MOTOR", program adı: 16th National Conf. on Recent Innovations in Science Engineering & Technology(NCRISSET), Pune, India, 2014.
- [25] T. R. Kuphaldt, *Lessons In Electric Circuits, Volume II -- AC*, 1. Baskı. Koros Press, 2012.
- [26] R. Malhotra ve R. Sodhi, "Boiler Flow Control Using PID and Fuzzy Logic Controller", c. 1, sy 6, s. 5, 2011.

- [27] B. D. Hirpo ve W. Zhongmin, "Design and Control for Differential Drive Mobile Robot", *Int. J. Eng. Res.*, c. 6, sy 10, s. 8, 2017.
- [28] G. Gidemen ve M. Furat, "PID Parametrelerinin Ayarlama Yöntemleri: 2. Derece Sistem Modeline Uygulanması ve Karşılaştırmalı Olarak Değerlendirilmesi\*", s. 8, 2015.
- [29] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets", *Inf. CONTROL* 8, ss. 338-353, 1965.
- [30] İ. H. Altaş, "Bulanık Mantık: Bulanıklılık Kavramı", *Enerji Elektr. Elektromekanik-3e*, sy 62, ss. 80-85, 1999.
- [31] B. Kıyak ve A. Kahvecioğlu, "BULANIK MANTIK ve UÇUŞ KONTROL PROBLEMİNE UYGULANMASI", *HAVACILIK VE UZAY Teknol. DERGİSİ*, c. 1, sy 2, ss. 63-72, 2003.
- [32] E. Köse, K. Abaci, ve S. Aksoy, "Mekanik Sistemlerin PID ve Kayma Kipli Kontrol ile Modellenmesi ve Analizi Modeling and Analysis of Mechanical Systems with PID and Sliding Mode Control", s. 5.
- [33] M. B. Kalayci ve İ. Yiğit, "PRATİKTE KULLANILAN BAZI KAYAN KIPLİ KONTROL TEKNİKLERİNİN TEORİK VE DENEYSEL İNCELENMESİ", *Gazi Üniversitesi Mühendis.-Mimar. Fakültesi Derg.*, c. 30, sy 1, Mar. 2015, doi: 10.17341/gummfd.62576.
- [34] İ. Yazıcı, "MODEL REFERANS KAYAN KIPLİ KONTROLÖR TABANLI GÜÇ SİSTEM KARARLAYICI TASARIMI", SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ, Sakarya, 2008.
- [35] S. FANDAKLI AYDIN, "ANTEN KONUM KONTROLÜNDE KAYAN KIPLİ KONTROL YÖNTEMİNİN PID VE BULANIK MANTIK KONTROL YÖNTEMİYLE KARŞILAŞTIRILMASI", KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ, Trabzon, 2014.
- [36] E. ÖZTEMEL, *YAPAY SİNİR AĞLARI*, 2. Baskı. İstanbul: Papatya Yayıncılık, 2006.
- [37] B. Ataseven, "YAPAY SİNİR AĞLARI İLE ÖNGÖRÜ MODELLEMESİ", s. 15.
- [38] A. TOZAN, "OTONOM MOBİL ROBOT", İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ, İstanbul, 2007.
- [39] H. Erdal ve B. Doğan, "DC MOTOR PARAMETRELERİNİN DENEY TABANLI BELİRLENMESİ ve PARAMETRE BELİRLEME SONUÇLARININ İYİLEŞTİRİLMESİ", sy 3, s. 10, 2012.
- [40] G. Gürgöze ve İ. Türkoğlu, "Mobil Robotlarda Kullanılan DC Motorların Parametrelerinin Belirlenmesi İçin Deney Düzeneği Geliştirilmesi", *Politek. Derg.*, c. 25, sy 1, ss. 115-121, 2020, doi: 10.2339/politeknik.762077.

- [41] Y. B. Koca, B. Gökçe, ve Y. Aslan, “ROS/Gazebo Ortamında Tank Sürüş Özellikli Mobil Bir Robotun Simülasyonu”, *J. Mater. Mechatron. JournalMM*, c. 1, sy 1, ss. 29-41, 2020.
- [42] C. B. Prakash, R. S. Naik, ve P. G. Student, “Tuning of PID Controller by Ziegler-Nichols Algorithm for Position Control of DC Motor”, c. 1, sy 3, s. 4.
- [43] S. Bennett, “Development of the PID Controller”, *IEEE Control Syst.*, 1993.
- [44] V. V. Patel, “Ziegler-Nichols Tuning Method: Understanding the PID Controller”, *Resonance*, c. 25, sy 10, ss. 1385-1397, Eki. 2020, doi: 10.1007/s12045-020-1058-z.
- [45] H. Develi, “ZIEGLER NICHOLS YÖNTEMİ ve MIGO YAKLAŞIMI”, İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ, İstanbul, 2004.
- [46] S. Tamer ve C. Karakuzu, “PARÇACIK SÜRÜSÜ OPTİMİZASYON ALGORİTMASI VE BENZETİM ÖRNEKLERİ”.
- [47] M. Y. Özsağlam ve M. Çunkaş, “Optimizasyon Problemlerinin Çözümü için Parçacık Sürü Optimizasyonu Algoritması”, *Politek. Derg.*, c. 11, sy 4, ss. 299-305, 2008.
- [48] S. PAKSOY ve A. UZUN, “GENETİK ALGORİTMA İLE KAYNAK KISITLI PROJE ÇİZELGELEME”, *ÇÜ Sos. Bilim. Enstitüsü Derg.*, c. 17, sy 2, ss. 345-362, 2008.
- [49] E. Kılıç ve M. T. Özdemir, “Güç Sistemlerindeki Optimum Otomatik Gerilim Regülasyonu için Çoklu Amaç Fonksiyonunun Belirlenmesi”, *DÜMF Mühendis. Derg.*, c. 10, sy 1, ss. 1-12, 2019, doi: 10.24012/dumf.396192.
- [50] E. ÇETİN, “PARÇACIK SÜRÜSÜ OPTİMİZASYONU TABANLI PID KONTROLÖR İLE AA SERVOMOTOR DENETİMİ”, HİTİT ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ, Çorum, 2013.