

**ZONGULDAK BÜLENT ECEVİT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DOĞRU AKIM MOTORUNUN BULANIK MANTIK-PI KONTROLÖR İLE HIZ
KONTROL PERFORMANSININ İYİLEŞTİRİLMESİ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

FAHRETTİN CİBO

OCAK 2020

ZONGULDAK BÜLENT ECEVİT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOĞRU AKIM MOTORUNUN BULANIK MANTIK-PI KONTROLÖR İLE HIZ
KONTROL PERFORMANSININ İYİLEŞTİRİLMESİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ

Fahrettin CİBO

DANIŞMAN: Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ALIŞKAN

ZONGULDAK

Ocak 2020

KABUL:

Fahrettin CİBO tarafından hazırlanan “Doğru Akım Motorunun Bulanık Mantık-PI Kontrolör ile Hız Kontrol Performansının İyileştirilmesi” başlıklı bu çalışma jürimiz tarafından değerlendirilerek Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak oybirliğiyle kabul edilmiştir. 28/01/2020

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ALIŞKAN

Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Üye: Doç. Dr. Ergin YILMAZ

Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü

Üye: Doç. Dr. Yusuf ALTUN

Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü

ONAY:

Yukarıdaki imzaların, adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım.

..../..../2020

Prof. Dr. Ahmet ÖZARSLAN
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”


Fahrettin CİBO

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DOĞRU AKIM MOTORUNUN BULANIK MANTIK-PI KONTROLÖR İLE HIZ KONTROL PERFORMANSININ İYİLEŞTİRİLMESİ

Fahrettin CİBO

Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ALIŞKAN

Ocak 2020, 45 sayfa

Bu çalışmada fırçalı bir Doğru Akım (DC) motorunun hız kontrolü, PI ve Bulanık Mantık kontrol yöntemleri kullanılarak Matlab-Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Tez akışı boyunca kontrol sistemleri anlatılmıştır. Bu anlatımlar neticesinde Bulanık Mantık kontrol sistemi ile DC motor hız kontrolünün nasıl bir etkileşim içerisinde olacağını incelendi.

Tez başlangıcında DC motor çeşitleri, kullanım alanlarına da değinilerek modellenmesi ve transfer fonksiyonları çıkartıldı. Bu modellemeler kullanılarak gerek PI gerekse Bulanık mantık kontrolörler için parametreler elde edildi.

Sistem girişine uygulanan değişken referans hız değerlerine ve yük momentindeki bozucu değer değişimlerine karşı sistemin davranışı incelendi. Ayrıca PI, bulanık mantık ve bulanık mantık-PI kontrolörleri kullanılarak gerçekleştirilen DC motor hız kontrol benzetim çalışmalarının sonuçları karşılaştırıldı. Elde edilen sonuçlar bulanık mantık-PI kontrolörün üst aşımı sınırlamasına karşılık yükselme zamanını arttırdığını da ortaya koymuştur.

ÖZET (devam ediyor)

Anahtar Kelimeler: DC Motor, Hız Kontrolü PI, Bulanık Mantık, Bulanık Mantık-PI

Bilim Kodu: 608.01.02



ABSTRACT

M. Sc. Thesis

IMPROVING SPEED CONTROL PERFORMANCE OF DC MOTOR WITH FUZZY LOGIC-PI CONTROLLER

Fahrettin CİBO

**Zonguldak Bülent Ecevit University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering**

Thesis Advisor: Assist. Prof. Dr. İbrahim ALIŞKAN

January 2020, 45 pages

In this study, speed control of a brushed DC motor was realized on Matlab-Simulink using PI and Fuzzy Logic control methods. Control systems are explained throughout the thesis. As a result of these explanations, the interaction between Fuzzy Logic control system and DC motor speed control was examined.

At the beginning of the thesis, DC motor types, application areas, modeling and transfer functions were explained. Using these models, necessary parameters were obtained for both PI and Fuzzy logic controllers.

The behavior of the system against the variable reference speed values applied to the system input and the disturbance value changes in the load moment are examined. In addition, the results of DC motor speed control simulation studies using PI, fuzzy and fuzzy-PI controllers were compared. The results also showed that the fuzzy-PI controller increases the rise time versus the overshoot.

ABSTRACT (continued)

Keywords: DC Motor, Speed Control, PI Fuzzy, Fuzzy-PI

Science Code: 608.01.02



TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tez çalışmamda her türlü bilgi ve tecrübelerini benden esirgemeyen, saygıdeğer danışman hocam Sayın Dr. Öğr. Üyesi İbrahim ALIŞKAN'a içtenlikle teşekkür ederim. Yüksek lisans eğitimi süresi boyunca gerek derslerde gerek tez çalışmasında bana zaman ayıran hocam Sayın Arş. Gör. Rıdvan KESKİN'e içtenlikle teşekkür ederim. Bize çalışırken de eğitim görme fırsatı veren ve destekleyen başta Müdürüm Sayın Eyüp Cengiz GÖZEN'e, çalışma arkadaşlarıma ve Eren Enerji ailesine teşekkür ederim. Tüm eğitim ve öğretim hayatım boyunca desteklerini her daim arkamda hissettiğim anneme, babama ve kardeşlerime şükranlarımı sunarım. Yoğun çalışmalarım sırasında bana sabır gösteren ve katlanan eşime ve her daim enerji kaynağım olan çocuklarıma canı gönülden teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL	ii
ÖZET	iii
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER.....	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xv
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
BÖLÜM 2 DC MOTORLAR	3
2.1. DC MAKİNALARIN DONANIMI	4
2.1.1. Sabit Miknatıslı DC Motor.....	4
2.1.2. Fırçalı DC Motorlar.....	5
2.1.2.1. Seri DC Motor	5
2.1.2.2. Şönt DC Motor	6
2.1.2.3. Kompunt DC Motor	7
2.2. DC MAKİNANIN MODELLENMESİ.....	8
BÖLÜM 3 KLASİK KONTROL TEKNİKLERİ (PID).....	11
3.1. KLASİK KONTROLDE PARAMETRE AYARLAMA TEKNİKLERİ.....	12
3.1.1. Deneysel Parametre Ayarlama Teknikleri	12
3.1.1.1. Ziegler-Nichols Açık Çevrim Parametre Ayarlama Tekniği	13
3.1.1.2. Ziegler-Nichols Kapalı Çevrim Parametre Ayarlama Tekniği.....	14

İÇİNDEKİLER (devam ediyor)

	<u>Sayfa</u>
3.1.1.3. Cohen-Coon Parametre Ayarlama Teknikleri	15
3.1.2. Frekans Bölgesi Analizi ile Kontrolör Parametrelerinin Ayarlanması	16
3.1.2.1. Kutup Atama	16
3.1.2.2. Bode Analizi.....	18
BÖLÜM 4 BULANIK MANTIK	23
4.1. MAMDANI YÖNTEMİ.....	24
4.2. TAKAGİ-SUGENO YÖNTEMİ.....	25
4.3. BULANIK MANTIK PI KONTROLÖR.....	26
BÖLÜM 5 DC MOTOR HIZ KONTROLÜ	27
5.1. BULANIK MANTIK VE PI KONTROLÖR PARAMETRE AYARLAMALARI.....	28
5.1.1. Ziegler-Nichols Metodu ile Parametre Ayarı.....	28
5.1.2. Frekans Bölgesi Analizi ile Parametre Ayarı	28
5.1.3. Bulanık Mantık Kontrolör Tasarımı.....	29
5.2. BENZETİM ÇALIŞMALARININ SONUÇLARI.....	31
BÖLÜM 6 SONUÇLAR.....	37
KAYNAKLAR.....	39
ÖZGEÇMİŞ	45

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 Sabit Mıknatıslı DC Motor Prensiş Şeması	4
Şekil 2.2 Seri DC Motor Prensiş Şeması	6
Şekil 2.3 Seri DC Motor Hız- Moment Eğrisi	6
Şekil 2.4 Şönt DC Motor Prensiş Şeması	7
Şekil 2.5 Şönt DC Motor Hız-Moment Eğrisi.....	7
Şekil 2.6 Kompunt DC Motor Prensiş Şeması	8
Şekil 2.7 Kompunt DC Motor Hız-Moment Eğrisi.....	8
Şekil 2.8 DC Motor Eşdeğer Devresi	9
Şekil 3.1 PID Denetleyicili Kapalı Döngü Kontrol Sistemi.....	11
Şekil 3.2 Ziegler-Nichols Açık Çevrim Sistem Yanıtı.....	13
Şekil 3.3 Kapalı Çevrim Blok Şeması.....	14
Şekil 3.4 Ziegler-Nichols Kapalı Çevrim Çıkış İşareti	14
Şekil 3.5 Cohen-Coon Sistem Yanıtı	15
Şekil 3.6 Kapalı Çevrim Blok Diyagramı	17
Şekil 3.7 $S = -1$ de Basit Bir Kutup için Frekans Cevabı	19
Şekil 3.8 $S = -1$ de Sıfır İçin Frekans Cevabı	20
Şekil 3.9 $S = -3, r = 2$ de Tekrarlayan Kutuplar İçin Bode Grafiğı	21
Şekil 4.1 Temel Bulanık Mantık Yapısı.....	23
Şekil 4.2 Bulanık Mantık Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi	25
Şekil 4.3 Fırçalı DC motor Bulanık Mantık-PI Kontrolör Yapısı.....	26
Şekil 5.1 DC Motor Transfer Fonksiyonu Birim Basamak Cevabı	28
Şekil 5.2 Açık Çevrim Bode Diyagramı	29
Şekil 5.3 Kapalı Çevrim Transfer Fonksiyonu Bode Diyagramı.	29
Şekil 5.4 Yukarıdan Aşağıya Doğru Sırası ile Hata, Hatadaki Değişim ve Çıkış Değişkenleri için Oluşturulan Üyelik Fonksiyonları	30
Şekil 5.5 Bulanık Mantık Kontrolör Kural Yüzeyi	31
Şekil 5.6 Bulanık Mantık-PI DC Motor Hız Kontrolü Benzetim Sistemi	32
Şekil 5.7 Benzetim Çalışmaları DC motor Hız Değişimleri	32
Şekil 5.8 Benzetim Çalışmaları DC motor Hız Değişimleri-Detaylı	33
Şekil 5.9 Değişken Değerli Yük Momenti Karşısında Hız Dalgalanmaları.....	35



ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1. Ziegler–Nichols Açık Çevrim Metodu için Parametrelerin Hesaplanması.....	14
Çizelge 3.2 Kapalı Çevrim Ziegler – Nichols Metodu için Parametrelerin Hesaplanması.....	15
Çizelge 3.3 Cohen-Coon Metodu İçin Kontrol Parametreleri.....	16
Çizelge 5.1 DC Motor Parametreleri.....	27
Çizelge 5.2 Bulanık Mantık Kural Çizelgesi.....	30
Çizelge 5.3 Hız Kontrolü Performans İndeksi Sayısal Değerleri.....	34



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

K_p	: Oransal kazanç
K_d	: İntegral kazanç
K_i	: Türevsel kazanç
T_d	: İntegral zaman sabiti
T_i	: Türev zaman sabiti
R_a	: Armatür direnci
L_a	: Armatür endüktansı
I_a	: Endüvi akımı sürekli hal değeri
I_f	: Uyarım akımı
V_a	: Giriş voltajı
E	: Armatür elektromotor kuvveti sürekli hal değeri
T_y	: Yük momenti
T_e	: Armatürde endüklenen elektromanyetik moment
w	: Rotor açısal hızı
J	: Rotor atalet momenti
B	: Sürtünme moment sabiti
K_e	: EMF sabiti
K_t	: Tork sabiti
r	: Kutup Tekrarlama sayısı
N	: Giriş için negatif üyelik fonksiyonu
Z	: Giriş için sıfır üyelik fonksiyonu
P	: Giriş için pozitif üyelik fonksiyonu
K	: Çıkış için küçült üyelik fonksiyonu
D	: Çıkış için dokunma üyelik fonksiyonu
Y	: Çıkış için yükselt üyelik fonksiyonu
e_w	: Referans değerden sapma

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

λ : Doluluk oranı

KISALTMALAR

AC : Alternatif akım

BOA : Alanın sektörü

CC : Cohen-Coon

COG : Ağırlık merkezi

COGS : Tektonlar için ağırlık merkezi yöntemi

DC : Doğru akım

IAE : Mutlak hata büyüklüğünün integrali

KÇ : Kök çevreleri

KE : Kök çevreleri

LM : Sol en fazla maksimum

MOM : Maksima ortalaması

NB : Negatif büyük

NKE : Negatif kök eğrisi

NM : Negatif orta

NS : Negatif küçük

PB : Pozitif büyük

PI : Oransal + integral

PID : Oransal + integral + türevsel

PKE : Pozitif kök eğrisi

PM : Pozitif orta

PS : Pozitif küçük

RM : Sağ en fazla maksimum

ZE : Sıfır

BÖLÜM 1

GİRİŞ

DC makinalar yüksek değerli yol alma momentleri, yüksek hızlara çıkabilmeleri, kolay taşınabilir olmaları ve birçok kontrolör ile kontrol ediliyor olmaları sebebi ile endüstriyel kullanımlarda geniş yer tutmaktadırlar. Günümüzde DC motorlar yaygın olarak robotlar, elektrikli araç uygulamaları, disk sürücüler, makine parçaları ve servo-valfler gibi mekatronik sistemlerin pozisyon ve hız kontrollerinde geniş olarak kullanılırlar. DC motorun hızının terminal voltajı üzerinden kontrol edilebilmesi ise büyük bir kolaylıktır [1, 2]. Fırçalı DC makinaların donanım bileşenleri olan kollektör-fırça ikilisi pozisyon bilgisine ihtiyaç duymadan makinanın hız kontrolüne olanak sağlar. Oysa fırçasız DC makinalarda hareketin sürekliliğini sağlayabilmek için rotorun pozisyon bilgisine ihtiyaç duyulur [3, 4, 5, 6]. Basit bir DC-kıyıcı ile fırçalı DC motorların hızı kontrol edilebilir [7, 8, 9]. Güç elektroniğinin temel devre yapılarından olan DC-kıyıcılarla DC motorun hız kontrolünün mümkün olması ve motorun kararlı hız-moment karakteristiği cazibesini sürdürmesine temel etmenlerdir [10].

DC-motor hız kontrolünde yaygın olarak kullanılan kontrolör yöntemleri arasında endüstrinin en temel kontrolörlerinden [11] olan Oransal+Integral+Türev (PID) denetleyicileri görmek mümkündür [12]. PID denetleyicilerin beklenen kontrol performans kriterlerini sağlayabilmesi için oransal kazanç değeri (K_p), integral zaman sabiti (T_i) ve türev zaman sabiti (T_d) parametrelerinin uygun değerlere ayarlanması gerekir. Temel yaklaşım olarak Ziegler-Nichols gibi deneysel metotlara veya frekans uzayı analiz metotlarına yönelmek mümkündür [13]. Günümüzde sezgisel algoritmaların kontrolör parametrelerinin ayarlanmasında kullanıldığını görmek mümkündür. Parçacık sürü optimizasyonu veya genetik algoritma kullanılarak DC motor kapalı döngü kontrol sisteminde kullanılacak olan PI tipi denetleyicinin parametreleri uygun değerlere ayarlanarak yükselme zamanı ve yerleşme zamanı gibi performans parametrelerinde iyileşmeler sağlanabilir [1, 14]. Benzer şekilde simbiyotik organizmalar arama algoritması ile de algoritmanın adaptasyon yöntemine göre en iyilenmiş kontrolör parametrelerini, dolayısıyla artırılmış kontrol performansını elde etmek mümkündür [15, 16].

Günümüzde yaygın olarak kullanılan yapay zeka algoritmaları DC motor hız kontrol çalışmalarında kendine yer bulmuştur. Bulanık mantık kontrolörleri kullanarak uzman kişi tecrübesini dilsel ifadeler üzerinden motor hızını referans değere ayarlamak için kullanılabilir[17]. Bir diğer yapay zeka algoritması olan yapay sinir ağlarını da motor kontrol çalışmalarında görmek mümkündür. Yapay sinir ağlarının öğrenme kabiliyeti sistemi deneysel veriler üzerinden modellemeye olanak sağlar. Böylece yapay sinir ağları DC motor kontrol sistemlerine hem tahmin modeli hem de kontrolör olarak dahil olabilirler [19]. Bulanık mantık kontrolörü ile tasarlanan çoğu çalışma, sistemlerin karmaşıklığına bakılmadan hata ve hata oranı bilgileri giriş değişkenleri olarak kullanılabilir [20]. Bulanık PI kontrolü ile DC motor hız kontrolünde daha iyi sonuçlar alınabilmektedir [21].

Bu çalışmada PI denetleyicinin Ziegler-Nichols metodu ile deneysel veriler üzerinden ve bode diyagramı tabanlı frekans domeni analizi metoduyla olmak üzere iki farklı şekilde parametre ayarlaması yapılmıştır. Bununla beraber kapalı döngü bulanık mantık kontrolü ve bulanık mantık-PI kontrolü olmak üzere yapay zeka içerikli kontrol çalışmaları da gerçekleştirilmiştir. Bu kontrolörler benzetim çalışmalarında ayrı ayrı ve birlikte irdelenerek DC motor hız kontrolünün daha düzgün bir hale gelmesi için çalışılmıştır. Seçilen DC motor parametreleri ile PI parametreleri Ziegler-Nichols ve bode diyagramı tabanlı PI parametreleri hesaplanarak bulunmuş, bu parametreler ile birlikte oluşturulan bulanık mantık ile birlikte DC motorun hız kontrolü irdelenmiştir.

Tasarımı ve optimizasyonları yapılan bu beş farklı denetleyicinin yükselme zamanı, yerleşme zamanı, üst aşım ve referans takip hatasının mutlak değerinin integrali (IAE) performans kriterlerine göre kıyaslaması yapılmıştır [22]. Bu kıyaslama ile hangi kontrol türünün gerek sabit torklardaki hız kontrolünde gerekse değişen torklardaki hız kontrolünde ne tür cevaplar verdiği irdelendi.

BÖLÜM 2

DC MOTORLAR

Basit olarak söylemek gerekirse elektrik motoru elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürür. Elektrik motorlarını temel olarak iki gruba ayırabiliriz [23].

1. AC motor
2. DC motor

Basit bir DC motor, mili döndüren tork üretmek için elektrik ve manyetik alan kullanır [24]. Sabit mıknatıslı DC motor kalkış momenti yüksek tork yüklerinde iyi hız kontrolü ve değişken hızlı endüstriyel uygulamalarında kullanım için AC motorlardan daha iyi bir performans gösterir [7, 25]. AC güç kaynaklarına dış ortamda istediğimiz zaman ulaşamamız ve DC motorların pil, güneş enerjisi gibi kaynaklar ile de çalışabilir olacak şekilde kullanılması DC motorların kullanım alanlarını arttırmıştır [26, 27].

DC motora uygulanan gerilim ve akım önemli parametrelerdir. Uygulanan gerilim ile DC motorun hızı ayarlanırken, armatür sargılarındaki akım torku tork oluşumunu sağlar. Motor miline uygulanan yükün artması neticesinde güç kaynağının yetersiz kalması motor mili hızında ve torkunda olumsuz yönde etki gösterecektir [28].

Dört farklı DC motor türü vardır. Sabit mıknatıslı DC motor, seri bağlı DC motor, DC şönt motor, komponent DC motor. DC motorların çoğu aynı iç mekanizmaya sahiptir. DC motorların çalışma prensibi Fleming'in sol el kuralına dayanmaktadır. Bir DC motorun hız regülasyonu, nominal yük hızının % ' si olarak ifade edilir yani motor üzerindeki yük nominal değerden sıfıra indirildiğinde hızdaki değişimdir [28].

2.1 DC MAKİNALARIN DONANIMI

DC motorlar sabit mıknatıslı DC motor, seri DC motor, şönt DC motor, komütatör DC motor olmak üzere dört tiptir [29].

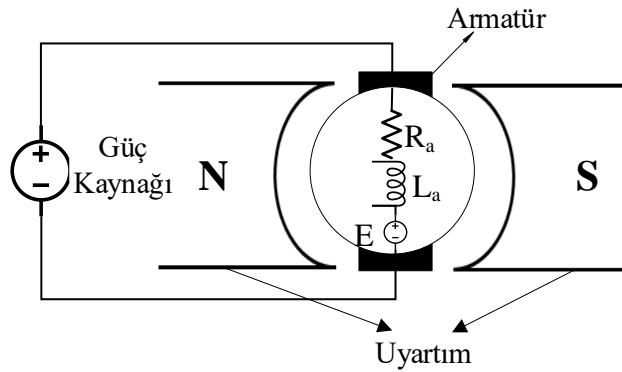
2.1.1 Sabit Mıknatıslı DC Motor

Fırçasız motor, ekipmanlar ile DC akımı üzerinde çalışan bir tür senkron elektrik motorudur. Bu motorda fırça-kollektor gibi mekanik parçalar yoktur. Torktan akım ve hızdan gerilime doğrusal ilişki vardır. Bu tip DC motorların rotorda dönen sabit mıknatısı vardır. Bu basit tasarım, gücü rotora aktarmanın zorluklarını ortadan kaldırır. Uzun ömür, az bakım ve yüksek verimlilik avantajları, yüksek üretim maliyetleri ve daha karmaşık kontrolör dezavantajlarıdır [30]. Bu motor AC motora benzer ve tork oluşturmak için harici bir bağlantı gerektirir. Bu motorun iki alt tipi motoru vardır,

Adım motoru

Relüktans motoru

Adım motoru aynı zamanda normalde kontrolörler tarafından çalıştırılan ve son derece hassas CNC makinelerinde kullanılan ve statorda birçok kutba sahip olan türüdür. Relüktans motorda kalıcı mıknatıslanma yoktur. Kutbu, hareketli stator tahriki ile hizalamaya çekilir.



Şekil 2.1 Sabit mıknatıslı DC motor prensip şeması.

2.1.2 Fırçalı DC Motorlar

Alan sargılarına sahip olan bu motorlar uygulama çeşidine göre gerilimlerini armatürden alacakları gibi fırça bilezik yapısını kullanarak dışarıdan harici bir kayaktan da alabilirler [29, 31].

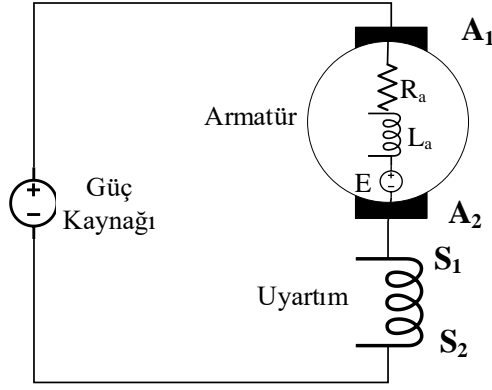
2.1.2.1 Seri DC Motor

Bir seri DC motorda alan sarımı, armatür sargısına seri olarak bağlanır. Alan kuvveti, armatür akımındaki değişimle değişir. Seri motor yüksek başlangıç torku sağlar ve genellikle trenler, asansörler gibi yüksek atalet ihtiyacı duyan yüklerin başlatılması için kullanılır. Seri motorun hızı, yüksüz ve tam yük koşullarında büyük farklılıklar gösterir. Seri motor, değişken yükler altında sabit bir hızın gerekli olduğu yerlerde kullanılamaz; bunun nedeni, bu motorun hızının değişken yüke göre büyük ölçüde değişmesidir [30].

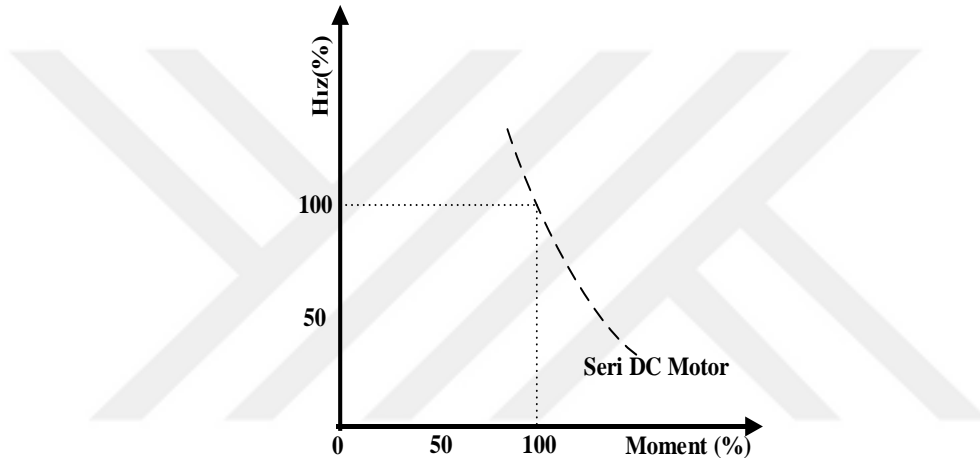
Bir seri motor yüksüz başlatılmamalıdır. Yüksük bir DC seri motorda akım düşük olması nedeniyle zıt elektro motor kuvveti zayıftır. Zayıf olan zıt elektromotor kuvvetini üretmek için daha hızlı dönmeye başlar ve nihayetinde motor zarar görebilir. Bu devreye almadan önce bir miktar yük daima bir DC serisi motora bağlanmalıdır.

Seri motor, aynı zamanda alternatif akım ve doğru akım üzerinde de çalıştırılabilirler için evrensel motorlar olarak da bilinir. Armatür voltajı ve alan yönü aynı anda tersine döndüğü için, tork sürekli olarak aynı yönde üretilir, ancak DC beslemesine kıyasla AC beslemesinde düşük torkla daha düşük hızda çalışır.

Seri motorlar, yüksek başlangıç torkuna sahip, maliyetleri düşük, tasarımı ve bakımı kolay, basit yapı gibi birçok avantaja sahiptir [30].



Şekil 2.2 Seri DC motor prensip şeması.



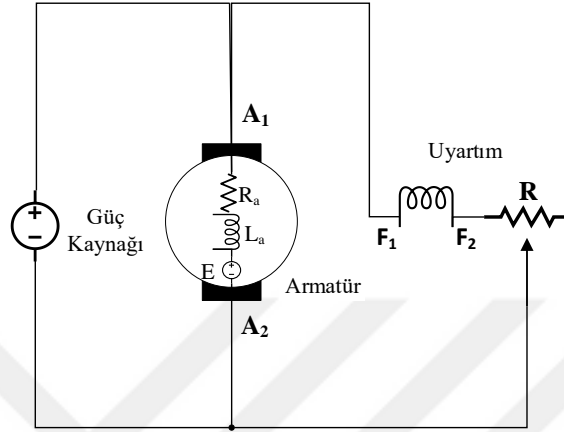
Şekil 2.3 Seri DC motor hız- moment eğrisi.

2.1.2.2 Şönt DC Motor

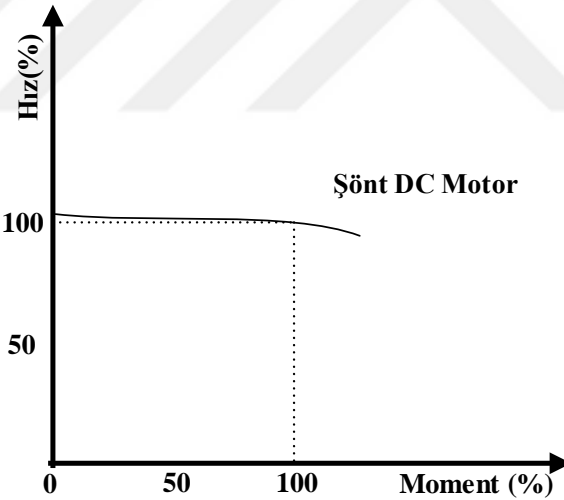
Bir DC şönt motorunda, alan sargısı ortak DC güç kaynağı olan bir armatürle paralel (şönt) bağlanır. Alan sargısı ayrı olarak uyarılabilir veya armatürle aynı kaynağa bağlanabilir. DC motorlar DC serisi motorlardan farklı çalışma özelliklerine sahiptir.

Şönt Bağlı motorlar iyi bir hız ayarı sunar, ancak seri bağlı DC motorlardaki kadar yüksek bir başlangıç torkuna sahip değildir [30]. Kendi kendini düzenleme yeteneğinden dolayı, motorun yüksüzden tam yük koşullarına geçişi, çalışma hızında önemli bir değişiklik olmaz. Şönt saha bobini ince telden oluştuğu için DC serisi motorda olduğu gibi çalıştırmak için büyük akım üretmez, bu da DC şönt motorların son derece düşük başlangıç torkuna sahip olduğu anlamına gelir. DC şönt motorları en iyi hız ayarına sahiptir [32]. Şönt motorunda, giriş voltajı sağlandığından önce alan sargısından geçer ve alan sargısındaki akım azaldıkça armatür akımı

yavaşça artar. Basit kontrol performansı, karmaşık tahrik problemlerini çözmek için yüksek esneklik sağlar. Çok düzgün çalışma, bu nedenle düşük mekanik stres ve yüksek dinamik kontrol süreci. Motor düşük devir ve geniş devir aralığına sahiptir, bu özellik büyük ölçekli sanayilerde kullanılmasını tercih eder hale getirir [30].



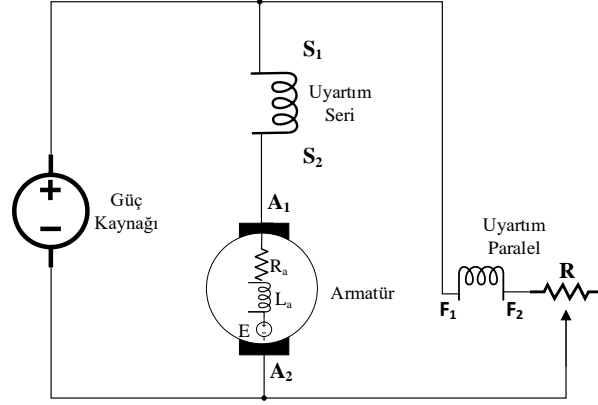
Şekil 2.4 Şönt DC motor prensip şeması.



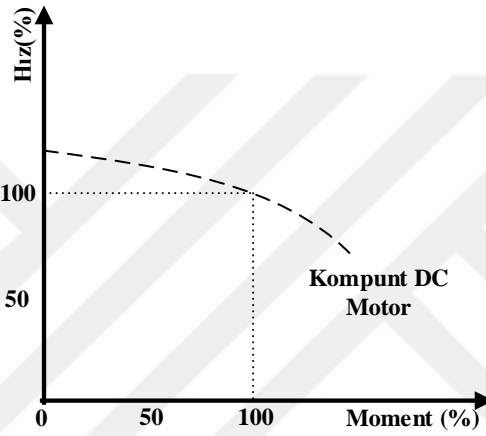
Şekil 2.5 Şönt DC motor hız-moment eğrisi.

2.1.2.3 Kompunt DC Motor

Kompunt motorlar, armatür ile seri olarak bağlanmış bir alana ve ayrı olarak uyarılmış şönt alanına sahiptir; bu nedenle her iki seri ve şönt DC motorların özelliklerini sağlar. Seri alan daha iyi başlangıç torku sağlar ve şönt alanı daha iyi hız ayarı sağlar [30].



Şekil 2.6 Kompunt DC motor prensip şeması.



Şekil 2.7 Kompunt DC motor hız-moment eğrisi.

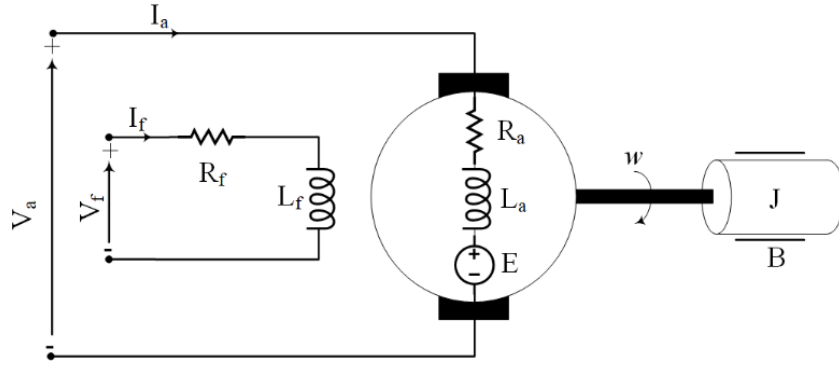
2.2 DC MAKİNANIN MODELLENMESİ

Elektrik motorları elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren makinalardır. Bu makinalar çalışma gerilimlerine göre alternatif akım (AC) ve doğru akım (DC) makinalar olmak üzere iki temel gruba ayrılırlar. Yazımıza konu olan DC motorlar AC motorların en yaygın kullanım alanına sahip üyesi olan asenkron motorlara göre daha kararlı bir hız-moment karakteristiği sunarlar ve kontrolleri için kullanılacak olan güç elektroniği devreleri de daha basit yapılıdır.

DC motorlar kendi içerisinde fırçalı ve yapay mıknatıslı (fırçasız) olmak üzere iki alt gruba ayrılmaktadır. Bu çalışmada fırçalı DC motor grubunun bir üyesi olan serbest uyartımlı motorun hız kontrolü üzerinde durulacaktır. Şekil 2.8 de motorun temel eşdeğer devre görseli sunulmuştur [33, 34, 35]. Şekilde verilen eşdeğer devre yapısını kullanarak motorun hız kontrolü için kullanabileceğimiz giriş değişkeni olan besleme gerilimi ile çıkış işareti olan rotor

mekanik hızı arasında bir ilişki kurmak mümkündür. Bozucu işaret olarak kabul edebileceğimiz yük momenti de dahil olacak motorun elektromekanik moment denkliği aşağıdaki gibi yazılır.

$$T_e = K_t i_a(t) = J \dot{w} + B w + T_y, \quad w = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2.1)$$



Şekil 2.8 DC motor eşdeğer devresi.

$$V_a = E + R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad (2.2)$$

Eşitlikte görülen armatür elektromotor kuvveti ile rotor açısal hızı arasındaki oransal ilişki aşağıdaki eşitlik ile verilebilir ve Eşitlik (2.3) ile sunulan yeni armatür gerilim denkliği elde edilir.

$$V_a = K_e w + R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Diferansiyel denklem çözümlerini kolaylaştırmak adına başlangıç değerlerini sıfır kabul ederek Eşitlik (2.4)'in Laplace dönüşümü gerçekleştirilebilir.

$$V_a = K_e W(s) + R_a I_a(s) + s L_a I_a(s) \quad (2.4)$$

Elektromekanik moment denkliğinin sıfır başlangıç değerleri ile elde edilen Laplace dönüşümünden $I_a(s) = G_1(s)W(s)$ şeklinde $G_1(s)$ -transfer fonksiyonlu eşitliği üretebiliriz.

$$I_a(s) = \frac{Js+B}{K_t} W(s) \quad (2.5)$$

Eşitlik (2.5)'in Eşitlik (2.4) içerisinde kullanılması ile hedeflenen $W(s) = G_2(s)V_a$ ifadesinde görülen $G_2(s)$ transfer fonksiyonu türetilir.

$$G_2(s) = \frac{K_t}{s^2 L_a J + s(R_a J + L_a B) + (K_t K_e + R_a B)} \quad (2.6)$$

Eşitliklerde kullanılan parametreler;

R_a : Armatür direnci (Ω)

L_a : Armatür endüktansı (H)

I_a : Endüvi akımı sürekli hal değeri (A)

I_f : Uyarım akımı (A)

V_a : Giriş voltajı (V)

E : Armatür elektromotor kuvveti sürekli hal değeri (V)

T_y : Yük momenti (Nm)

T_e : Armatürde endüklenen elektromanyetik moment (Nm)

w : Rotor açısal hızı (rad / s)

J : Rotor atalet momenti (kg m^2)

B : Sürtünme moment sabiti (Nms)

K_e : EMF sabiti (Vs / rad)

K_t : Tork sabiti (Nm/A)

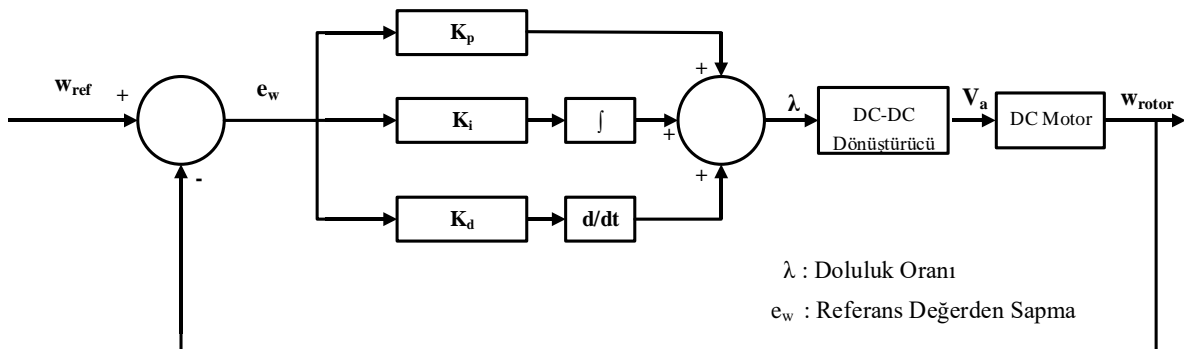
BÖLÜM 3

KLASİK KONTROL TEKNİKLERİ (PID)

Kapalı döngü kontrol sistemleri alanında klasik yapı olarak kabul edebileceğimiz PID kontrolör hatanın anlık değerini, hatanın integralini ve türevini kullanarak denetim işaretini üretir. Geçtiğimiz yüzyılın başlarından itibaren kullanılan eski bir denetleyici türüdür [36]. PID denetleyiciler basit ve başarılı bir kontrol sağlamaları nedeniyle birçok uygulamada standart kontrolör olarak kullanılmaktadırlar. PID denetleyicinin klasik formülü Eşitlik (3.1) de verilmiştir [13,37]. Eşitlikte görülen PID kontrolör yapısından türetilen P, PI veya PD kontrolör yapıları tasarımcının hedefleri ve kontrol edilecek sistemin zaman eksenli davranışları doğrultusunda kullanılabilir.

$$u_t = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.1)$$

Yukarıdaki ifadeden görülebileceği gibi tasarımcıya kontrolör üzerinden sisteme müdahale olanağı sunan K_p , K_i ve K_d katsayıları amaca hizmet edecek şekilde belirlenmelidir. Ziegler-Nichols gibi deneysel yaklaşımları veya frekans uzayı analiz yöntemlerini Eşitlik (2.6) ile sunulan transfer fonksiyonuna yönelik kontrolör tasarımında kullanabiliriz.



Şekil 3.1 PID denetleyicili kapalı döngü kontrol sistemi.

3.1 KLASİK KONTROLDE PARAMETRE AYARLAMA TEKNİKLERİ

PID kontrolöre göre daha basit yapılı PI kontrolör farklı tiplerde sistemlerin kontrolünde tatmin edici sonuçlar vermiştir [38]. Klasik PID denetleyicisinin kapalı döngü kontrol sistemindeki durumu Şekil 3.1'de verilmiştir. DC-DC dönüştürücüye doluluk oranı üzerinden DC motorun referans hıza ulaşabilmesi için gerekli endüvi gerilim değerini tanımlar. Eşitlik (2.6) ile sunulan DC motorun hızını endüvi gerilimi üzerinde kontrol etmemize olanak sağlar.

3.1.1 Deneysel Parametre Ayarlama Teknikleri

Sistemin matematiksel bir modeli türetilabiliyorsa, kapalı döngü sisteminin geçici ve kararlı durum özelliklerini karşılayacak kontrolörün parametrelerini belirlemek için çeşitli tasarım teknikleri uygulamak mümkündür. Bununla birlikte, eğer yapı matematiksel modeli kolayca elde edilemeyecek kadar karmaşıksa, bir PID kontrolörünün tasarımına analitik veya hesaplamalı bir yaklaşım mümkün değildir. Ayrıca PID kontrolörlerinin ayarlanması için deneysel yaklaşımlara başvurmalıyız. Verilen performans özelliklerini karşılamak için kontrolör parametrelerini seçme işlemi, kontrolör ayarı olarak bilinir. Ziegler ve Nichols, deneysel adım yanıtlarına veya sadece orantılı kontrol eylemi kullanıldığında marjinal kararlılığa neden olan değere dayanarak PID kontrolörlerinin ayarlanması için kurallar önerdi (K_p , T_i ve T_d değerlerini ayarlamak anlamına gelir). Aşağıda kısaca sunulan Ziegler – Nichols kuralları yapının matematiksel modelleri bilinmediğinde yararlıdır. Bu tür kurallar, sistemin kararlı bir şekilde çalışmasını sağlayacak bir dizi K_p , T_i ve T_d değerini önerir. Bununla birlikte, sonuçta ortaya çıkan sistem, adım tepkisinde kabul edilemez olan büyük bir maksimum aşma sergileyebilir. Böyle bir durumda, kabul edilebilir bir sonuç elde edilene kadar bir dizi ince ayar yapmamız gerekir. Aslında Ziegler – Nichols ayar kuralları, tek bir çekimde K_p , T_i ve T_d için son ayarları vermek yerine parametre değerleri için eğitimli bir tahmin verir ve ince ayar için bir başlangıç noktası sağlar.

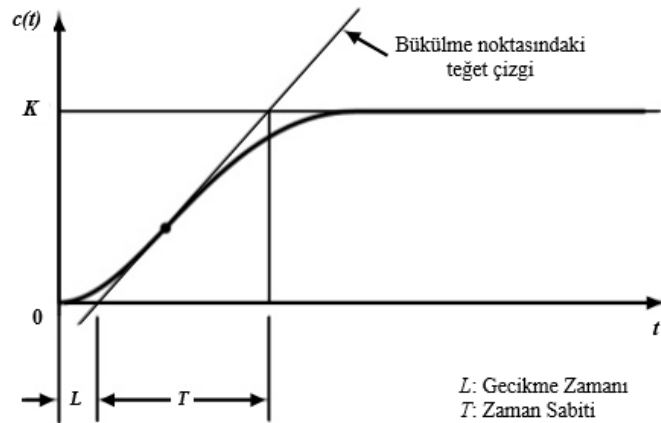
Ziegler ve Nichols, belirli bir yapının geçici tepki özelliklerine dayanarak oransal kazanç K_p integral süresi T_i ve türev süresi T_d değerlerini belirlemek için kurallar önerdi. Ziegler – Nichols ayarlama kuralları olarak adlandırılan iki yöntem vardır. Bunlar Açık Çevrim ve Kapalı Çevrim olarak ikiye ayrılır [13].

3.1.1.1 Ziegler-Nichols Açık Çevrim Parametre Ayarlama Tekniği

Şekil 3.2'de gösterildiği gibi, sistemin bir ünite adımlı giriş tepkisini deneysel olarak elde ederiz. Eğer yapı ne entegratör ne de baskın kompleks-eş kutupları içermiyorsa, böyle bir adım-yanıt eğrisi Şekil 3.2'de gösterildiği gibi S şekilli görünebilir. Bu yöntem, bir adım girişine yanıt S şeklinde bir eğri sergiliyorsa geçerlidir. Bu adım-yanıt eğrileri deneysel olarak veya sistemin dinamik bir simülasyonundan üretilebilir. S şekilli eğri, iki sabit, gecikme süresi L ve zaman sabiti T ile karakterize edilebilir. Gecikme süresi ve zaman sabiti, S şekilli eğrinin bükülme noktasına teğet bir çizgi çizerek ve tanjantın kesişimlerini belirleyerek belirlenir. Zaman eksenini $c(t) = K$ çizgisi, Şekil 3.2'de gösterildiği gibi. Daha sonra transfer fonksiyonu $C(s) / U(s)$ aşağıdaki gibi bir taşıma gecikmesi olan birinci dereceden bir sistemle yaklaştırılabilir.

Bu metot "sistem cevap eğrisi metodu" olarak da bilinir. Bu metotta sisteme uygulanması mümkün olan en küçük test işareti uygulanır ve sistemin kararlı hale gelmesi beklenir [39]. Sistem kararlı hale geldikten sonra sistem cevap eğrisinden, maksimum eğim ve ölü zaman hesaplanır. Şekil 3.2'de herhangi bir sistemin cevap eğrisi üzerinde maksimum eğim ve ölü zaman gösterilmiştir. Bu sisteme ait Eşlenik (3.2) de verilmektedir [13].

$$G(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1} \quad (3.2)$$



Şekil 3.2 Ziegler-Nichols açık çevrim sistem yanıtı.

Şekil 3.2 de K ve T değerlerinden yararlanarak eşlenik (3.3) deki R elde edilir, bu denklem ve Çizelge 3.1 aracılığı ile PI değerleri hesaplanabilir.

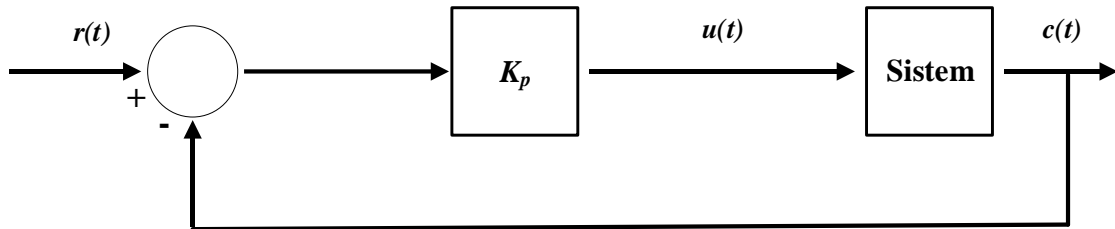
$$R = \frac{K}{T} \quad (3.3)$$

Çizelge 3.1. Ziegler–Nichols açık çevrim metodu için parametrelerin hesaplanması.

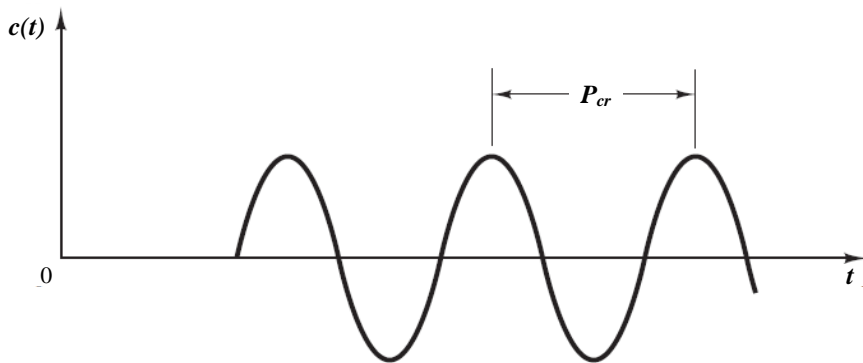
Kontrolör	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	-
PI	$0.9\frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	-
PID	$1.2\frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

3.1.1.2 Ziegler-Nichols Kapalı Çevrim Parametre Ayarlama Tekniği

Kapalı çevrim parametre ayarlamasında önce $T_i = \infty$ ve $T_d = 0$ ayarlanır. Şekil 3.3’de de görüldüğü üzere sadece oransal kontrol eylemini kullanarak K_p 0’dan, çıktının ilk önce sürekli salınımlar sergilediği kritik bir K_{cr} değerine yükseltilir. Böylece, Şekil 3.4’de görülen kritik kazanç K_{cr} ve karşılık gelen P_{cr} periyodu deneysel olarak belirlenir. Ziegler ve Nichols, K_p , T_i ve T_d parametrelerinin değerlerini Çizelge 3.2’de gösterilen formüle göre ayarlamayı önerdi [13].



Şekil 3.3 Kapalı çevrim blok şeması.



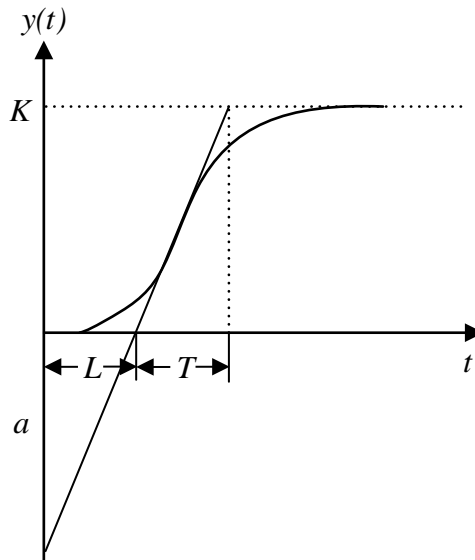
Şekil 3.4 Ziegler-Nichols kapalı çevrim çıkış işareti.

Çizelge 3.2 Kapalı Çevrim Ziegler – Nichols metodu için parametrelerin hesaplanması.

Kontrolör	Kp	Ti	Td
P	$0.5Kcr$	-	-
PI	$0.45Kcr$	$0.9Pcr$	-
PID	$0.6Kcr$	$0.5Pcr$	$0.125Pcr$

3.1.1.3 Cohen-Coon Parametre Ayarlama Teknikleri

PID kontrolörünün Cohen – Coon ayarlama tekniği, Ziegler-Nichols yönteminin bir uzantısıdır. Ziegler-Nichols yöntemi yavaş bir kararlı durum tepkisi gösterir. Bununla birlikte, Cohen-Coon ayarlama yöntemi bu sınırlamanın üstesinden gelebilir. Açık döngü transfer fonksiyonu denemesinden elde edilen PID parametrelerini kullanır. Açık döngü zaman sabitine göre büyük bir süreç gecikmesi varsa Ziegler-Nichols işleminden daha iyi sonuç verir. Sistem yanıtı, Cohen-Coon yöntemi kullanılarak bir adım değişikliğine modellenmiştir. Sistem yanıtı sadece ana işlemin dinamiklerinden değil, aynı zamanda ölçüm sensörü ve sonlu kontrol elemanının dinamiklerinden de etkilenir. $\tau = L/(L + T)$ Eşleniği kullanılarak Cohen-Coon yöntemi için kontrolör parametreleri Çizelge 3.3 de verilmiştir [40].



Şekil 3.5 Cohen-Coon sistem yanıtı.

Çizelge 3.3 Cohen-Coon metodu için kontrol parametreleri.

Kontrolör	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{a} \left(1 + \frac{0.35\tau}{1 - \tau}\right)$		
PI	$\frac{0.9}{a} \left(1 + \frac{0.92\tau}{1 - \tau}\right)$	$\frac{3.3 - 3\tau}{1 + 1.2\tau} L$	
PID	$\frac{1.35}{a} \left(1 + \frac{0.181\tau}{1 - \tau}\right)$	$\frac{2.5 - 2\tau}{1 - 0.39\tau} L$	$\frac{0.37 - 0.37\tau}{1 - 0.81\tau} L$

3.1.2. Frekans Bölgesi Analizi ile Kontrolör Parametrelerinin Ayarlanması

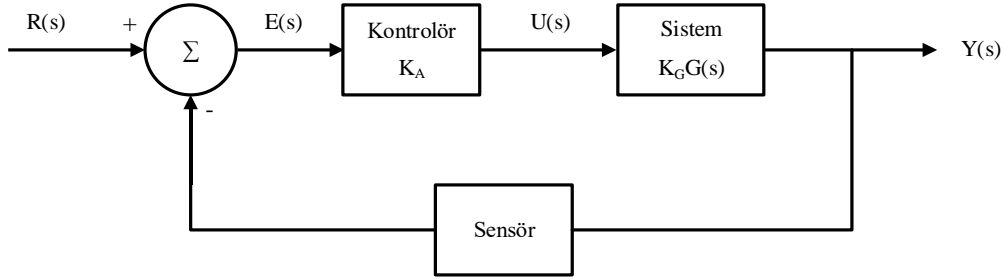
3.1.2.1 Kutup Atama

Kök Yer Eğrisi, ilk olarak 1948 yılında Walter R. Evans tarafından ortaya atılmıştır [41]. Doğrusal zamanla değişmeyen geri beslemeli kontrol sisteminin kararlı olup olmadığı ve kararlılık derecesi, diferansiyel denklem çözmeden analizi yapılarak sistem performansı belirlenebilir.

Ayrıca açık çevrim sistemin analiz edilmesi, kapalı çevrim sistemin nasıl davranacağı hakkında bilgi edinilebilmesi açısından çok önemlidir. Bununla ilgili yöntemlerden birisi sistem için kök yer eğrisinin oluşturulması ve yorumlanmasıdır. Bu yöntem bir grafik analiz yöntemidir ve bu grafik üzerinden birçok değer (K, ζ , s, ω_n , ω_d , gibi) okunabilmektedir.

Kök yer eğrisi sistem parametrelerinin değişimi ile sistemin kapalı çevrim köklerinin s düzlemindeki yerini gösteren grafikdir. Kapalı çevrim sistemlerin geçici rejim yanıt karakteristikleri kapalı çevrim kutuplarının yerlerine bağlıdır. Eğer sistem değişken kazançla sahipse, kapalı çevrim sistemin kutupları seçilen kazançla göre değişir. Dolayısıyla kontrol sisteminin çevrim kazancı değiştiğinde kapalı çevrim sisteminin kutuplarının nasıl hareket ettiğinin bilinmesi önemlidir.

Kök eğrisini çizerken Şekil (3.6)'de verilen kapalı çevrim geri beslemeli bir kontrol sisteminin transfer fonksiyonu ve karakteristik denkleminde bütün köklerin genel ifadesi elde edilerek kök yer eğrileri çizilebilir [42].



Şekil 3.6 Kapalı çevrim blok diyagramı.

$H(s) = 1$ için Transfer fonksiyonu;

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K_A K_G G(s)}{1 + K_A K_G G(s)} \quad (3.4)$$

$$G(s) = -\frac{1}{K} \quad (3.5)$$

Denklem (3.4 ve 3.5) göz önünde bulundurulduğunda karakteristik denklem (3.6) şeklinde oluşur.

$$1 + K_A K_G G(s) = 0 \Rightarrow 1 + K G(s) = 0 \quad (3.7)$$

Kapalı çevrim kutupları denetleyici (Amplifikatör) kazancı K_A 'ya bağlıdır. K_A 'yı 0 dan sonsuza değiştirerek olası bütün kökleri çizerek bizim için en uygun K_A değerini çizimden elde edebiliriz.

$$G(s) = K \frac{Q(s)}{P(s)} = \frac{(s^m b_1 s^{m-1} + \dots + b_m)}{(s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n)} \Rightarrow F(s) = P(s) + KQ(s) = 0 \quad (3.8)$$

Sistemin kararlılığı incelenirken, paydayı sıfır yapan değer sistemi kararsız hale getireceğinden dolayı buradan, $1 + K \cdot G(s) = 0$ yazılabilir. Kompleks düzlemde bu denklem incelendiğinde, $K \cdot G(s) = -1 + 0j$ olduğu görülür. Buradan negatif geri beslemeli sistemlerin

gösteriminde, açı değerinin her zaman, $(\pm 180^\circ \pm k \cdot 360^\circ, k = 0,1,2,3, \dots)$ şartını sağlaması gerektiği görülmektedir. Pozitif geri beslemeli sistemlerde açı değeri, $1 - K \cdot G(s) = 0$ olduğundan dolayı, $K \cdot G(s) = 1 + 0j$ açı değeri $(\pm k \cdot 360^\circ, k = 0,1,2,3, \dots)$ olmalıdır. Şimdilik sadece negatif geri beslemeler incelenecektir. Ayrıca, Kök Yer Eğrisi grafiği çizilirken, sıfırlar ve kutuplar, grafik üzerinde sırasıyla “o” ve “x” şeklinde gösterilir. Yönler her zaman kutuplardan, sıfırlara doğrudur. Başlangıçta, yani kutuplarda Kazanç değeri K, her zaman sıfıra eşittir. Sıfırlarda ise K değeri sonsuza gitmektedir. Kompleks düzlemde sanal eksenin sağ tarafı, her zaman kararsız ve sol tarafı ise tamamen kararludur. Negatif geri beslemeli sistemlerde, K kazanç katsayısı aralığı $(0 \leq K < \infty)$ ile tanımlıdır. Pozitif geri beslemeli sistemlerde ise K değeri, $(-\infty < K \leq 0)$ aralığında tanımlıdır [42].

3.1.2.2 Bode Analizi

Bir devrenin kararlı durum sinüzoidal frekans yanıtı, fazör transfer fonksiyonu $H(j\omega)$ ile tarif edilir. Bode grafiği, frekansa karşı transfer fonksiyonunun büyüklüğünün (dB cinsinden) veya fazının bir grafiğidir. Bu tür grafikleri çizmek için transfer fonksiyonunu bir bilgisayar aracılığı ile kolayca programlayabilir ve söz konusu çok karmaşık transfer fonksiyonları olduğunda bu bizim tek yolumuz olabilir. Ancak birçok durumda, çizimin temel özellikleri, frekans tepkisinin şekillendirilmesinde kutupların ve sıfırların etkisini tanımlayan bazı basit kurallar kullanılarak elle hızlı bir şekilde çizilebilir. Bu yaklaşımın avantajı, devre elemanlarının frekans tepkisini nasıl etkilediğine dair sağladığı öngörüdür. Bu, özellikle frekans seçici devrelerin tasarımında önemlidir [43, 44]. Aşağıdaki açıklamalar ile bir Bode grafiğinin nasıl oluşturulacağı kısaca açıklanacaktır.

Basit bir kutbu $s = -1$ olan birinci dereceden bir devrenin transfer fonksiyonunu düşünelim. Kararlı durum frekans yanıtı, $s \rightarrow j\omega$ ise;

$$H(s) = \frac{1}{s+1} \Rightarrow H(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \quad (3.9)$$

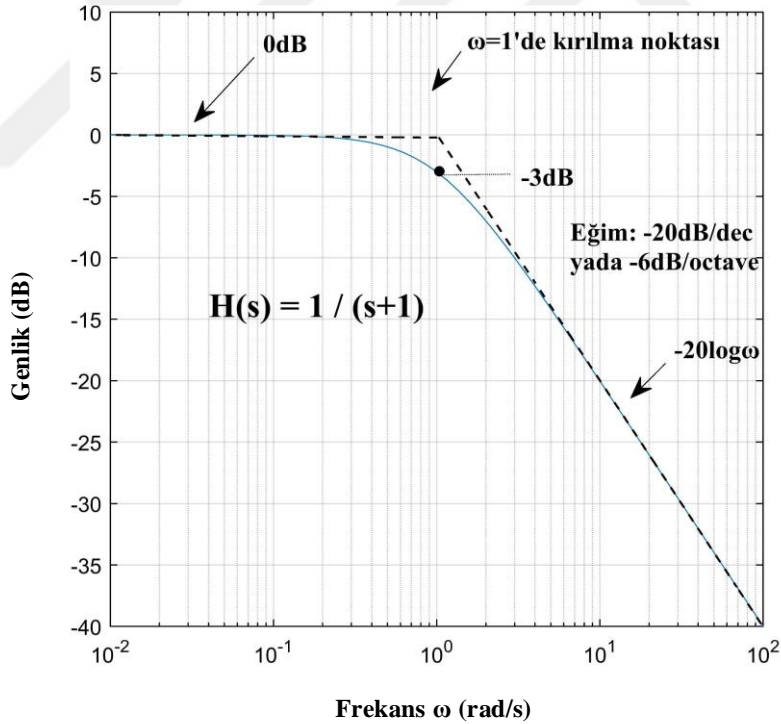
Aktarım fonksiyonunun büyüklüğü;

$$|H(j\omega)| = [\omega^2 + 1]^{-1/2} \quad (3.10)$$

Bu fonksiyon, $\omega = 1$ 'in üstünde ve altında iki büyüklük sırası olan frekanslar için aşağıda Şekil 3.7'de [43]'da çizilmiştir. Bu noktanın her iki tarafında da oldukça farklıdır. $\omega \ll 1$ ve $\omega \gg 1$ için asimptotik davranış Denklem (3.10) 'den şu şekilde bulunabilir:

$$|H(j\omega)|_{dB} = \begin{cases} 0 \text{ dB} & \omega \ll 1 \\ -20 \log \omega \text{ dB} & \omega \gg 1 \end{cases} \quad (3.11)$$

Bu asimptotlar dB ve $\log \omega$ grafiğinde sadece düz çizgilerdir. $\omega \ll 1$ için fonksiyon sabit, $H = 1$ veya 0 dB'dir. Diğer uçta $\omega \gg 1$ olduğunda, transfer fonksiyonu dB'de $-20 \log \omega$ olarak azalır. Bir logfrekans ölçeğinde bu, $-20 \text{ dB} / \text{dekart}$ eğime sahip düz bir çizgidir. Yani, frekanstaki artışın her faktörü için transfer fonksiyonu 20dB azalır. Bu eğim, hatırlanması faydalı bir şey olan $-6 \text{ dB} / \text{oktav}$ 'a eşittir. İki düz çizgi asimptot, kutup konumuna karşılık gelen bir frekansta toplanan alanın temel özelliklerini yakalar. Bu "kırılma noktası" dır. Bu noktada transfer fonksiyonunun büyüklüğü vardır.



Şekil 3.7 $S = -1$ de basit bir kutup için frekans cevabı.

Basit sıfırlı bir aktarım işlevi, Şekil 3.7'de gösterildiği gibi benzer şekilde davranır, ancak fonksiyon aşağı yerine kırılma noktasında ortaya çıkar. Aksi takdirde, değişim oranı adıdır (kesme noktasının üstünde on yılda 20 dB). Bu genel davranış, tekrarlanan kökler dahil olmak

üzere herhangi bir basit kutup veya sıfır için gösterilebilir. Örneğin, $s = -a$ 'da tekrarlayan bir kutup alalım;

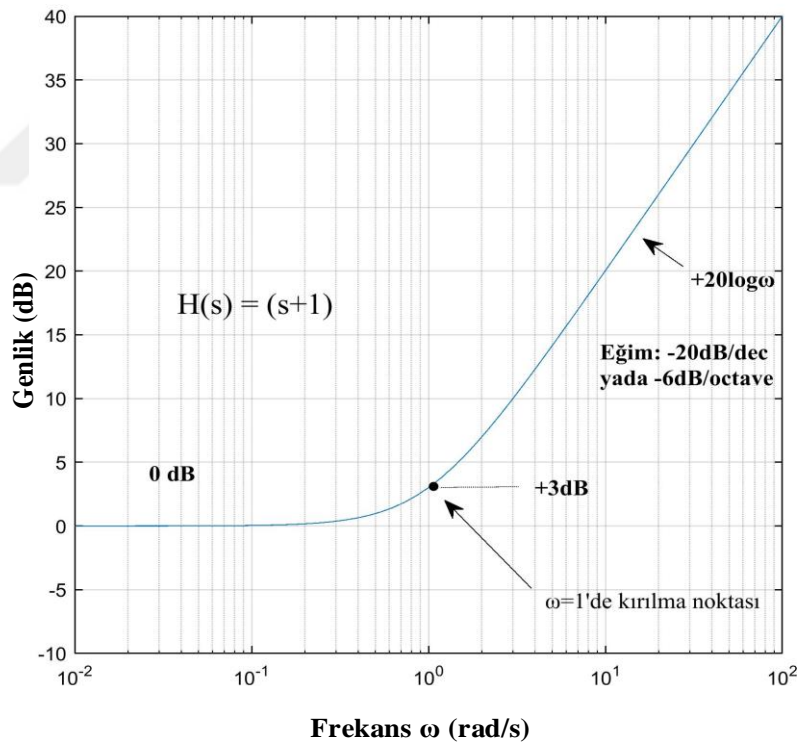
$$H(s) = \frac{1}{(s+a)^r} \Rightarrow H(j\omega) = \frac{1}{(j\omega+a)^r} \quad (3.12)$$

Burada r kutbun tekrarlanma sayısını temsil eden bir tamsayıdır. Frekans cevabının büyüklüğü;

$$|H(j\omega)| = [\omega^2 + a^2]^{-r/2} \quad (3.13)$$

Bu durumda $\omega \ll a$ ve $\omega \gg a$ için asimtotik davranış Eşlenik (3.13) 'den bulunabilir.

$$|H(j\omega)|_{dB} = \begin{cases} -20r \log a & \omega \ll 1 \\ -20 \log \omega & \omega \gg 1 \end{cases} \quad [dB] \quad (3.14)$$

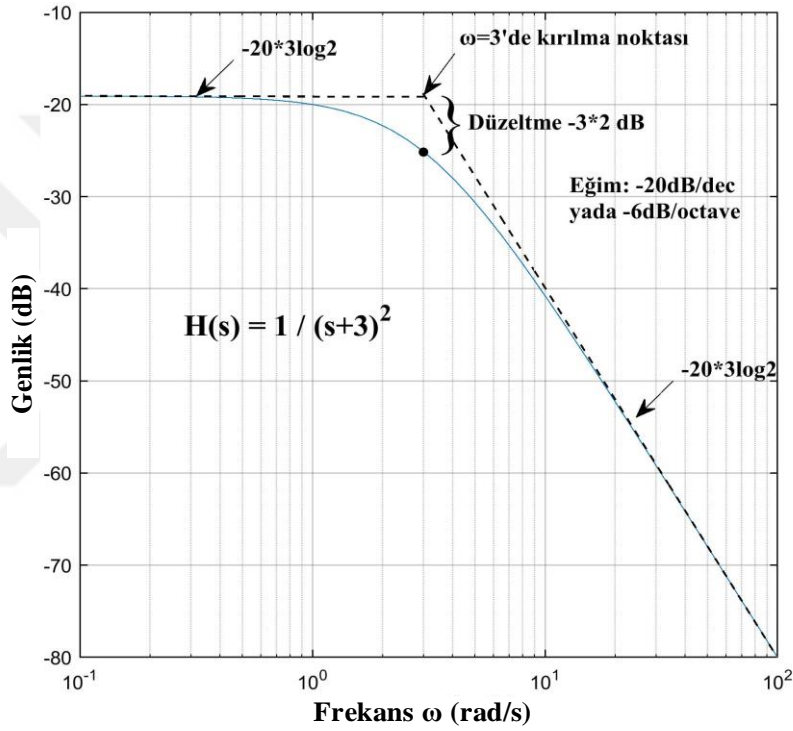


Şekil 3.8 $S = -1$ de sıfır için frekans cevabı.

Bir kez daha asimtotlar, Şekil 3.8'da kesik çizgiler olarak gösterilen $\omega = a$ 'da bir araya gelen düz çizgilerdir. Bu durumda, eğim her kutup tekrarlandığında $20r$ dB / dekat veya $20r$ dB / dekat aşağı doğru kırılır. Kesik çizgiler, aktarım işlevi için düzeltilmemiş veya "düz çizgi" Bode

grafiği olarak adlandırılır. Açıkça düzeltilmemiş alan, frekans cevabının temel davranışını minimum çabayla yakalar. Düz çizgi asimptotlarını kırılma noktasından uzaklaştıran ve aktarım işlevinin gerçek değerinden hemen kırılma noktasında geçen düzleştirilmiş veya düzeltilmiş bir sürümde çizerek çizimin doğruluğunu her zaman artırabiliriz. Bu durum Eşlenik (3.15) ile verilir.

$$|H(ja)|_{dB} = -20r \log(a\sqrt{2}) \approx (20r \log a - 3r) dB \quad (3.15)$$



Şekil 3.9 $S = -3$, $r = 2$ de tekrarlayan kutuplar için bode grafiği.

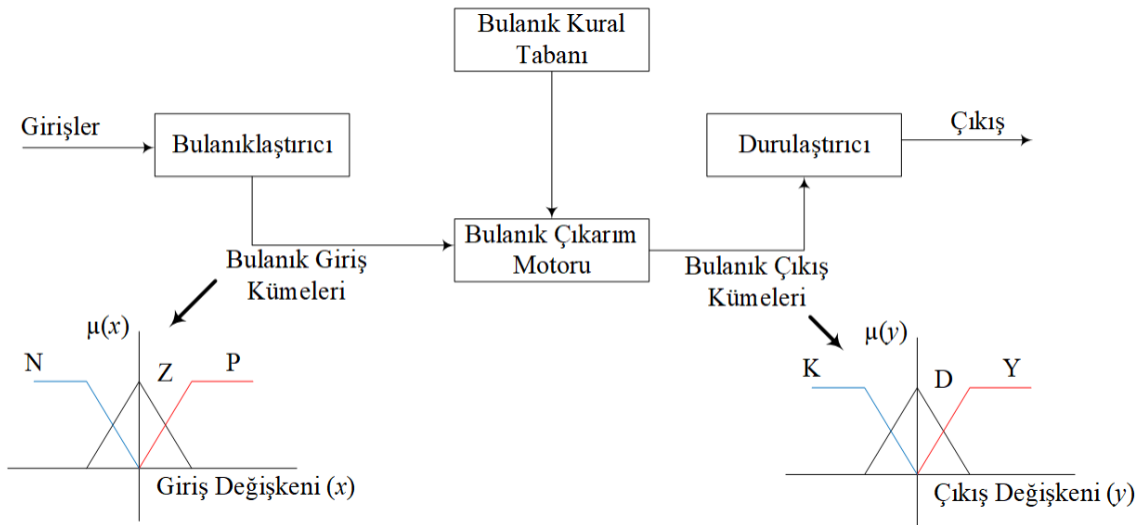
Bu, düzeltilmiş grafiğin kırılma noktasında düzeltilmemiş eğrinin $3r$ dB altında veya kutup her tekrarlandığında 3dB'den geçmesi gerektiğini gösterir. Düzeltilmiş Bode grafiği Şekil 3.9'de düz çizgi olarak gösterilmiştir [43].



BÖLÜM 4

BULANIK MANTIK

Kontrol sistemlerinde, bulanık mantık, kesin matematiksel modellemenin zor veya imkansız olduğu karmaşık doğrusal olmayan uygulamaların kontrolünde konvansiyonel kontrol teorisi için bir alternatif olarak düşünülmektedir [32, 44]. İnsan mantığını makine ve robotlarda kullanmak üzere tasarlanmış bir denetleyici türüdür ve çok tercih edilmektedir [45]. Lütü Aliasker Zadeh tarafından ortaya atılan bu kavram insan ile makinanın birbirine en çok yaklaştığı noktalardan biri olarak kabul ediliyor [46]. Bu lojik buhar makinasından elektronik çiplere kadar birçok yerde kullanıldı [47]. Bulanık mantık bir denetleyici olmakla beraber yazılımda sistemin mümkün olan en yüksek performansta çalışmasını da sağlayabilir [48]. Şekil 4.1’de sunulan temel bulanık mantık yapısında giriş üyelik fonksiyonları (N: Negatif, Z: Sıfır, P: Pozitif) ile çıkış üyelik fonksiyonları (K: Küçült, D: Dokunma, Y: Yükselt) arasında bağlantı kural tabanı sayesinde kurulur. Çıkarım motoru ise bu ilişkinin matematiksel tanımını ortaya koyar. Durulaştırma ile bulanık çıkarımın sağladığı bulanık değerlerin kesin değere dönüşümü sağlanır [49]. Şekil 4.1’de sunulan üyelik fonksiyonlarını kullanarak Mamdani çıkarım yöntemi ve ağırlıklı ortalama durulaştırma yöntemi eşitlikleri sırası ile aşağıdaki gibi verilebilir.



Şekil 4.1 Temel bulanık mantık yapısı.

$$g_i = (\mu_i(x_1) \cap \mu_j(x_2)) \cap \mu_{ij}(y) \quad (4.1)$$

$$y = \frac{\sum_{i=1}^k \alpha_i g_i}{\sum_{i=1}^k \alpha_i} \quad (4.2)$$

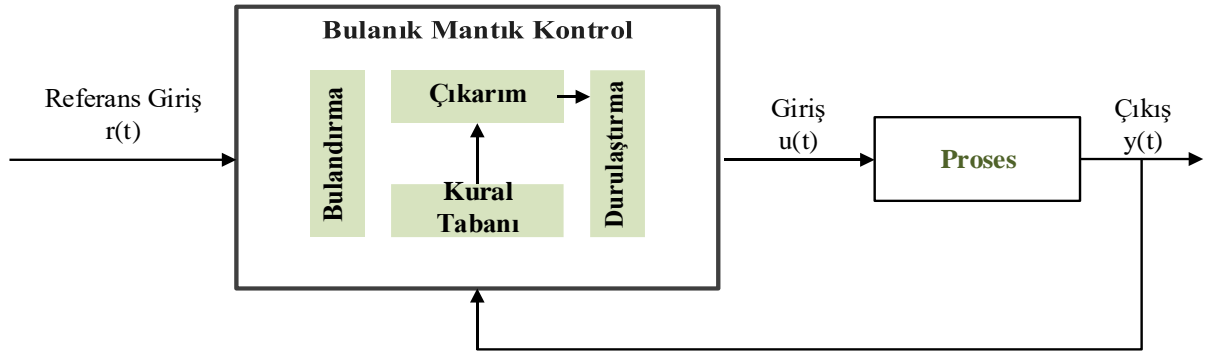
Eşitlik (4.1, 4.2) de $\mu_i(x_1)$ ve $\mu_j(x_2)$ giriş değişkenleri için kullanılan üyelik fonksiyonları, $\mu_{ij}(y)$ kural çizelgesine göre kullanılan çıkış değişkeni üyelik fonksiyonu, α_i i . çıkış fonksiyonu ortalaması, g_i çıkarım yönteminin sonucu, k ise çıkarım yönteminde geçen çıkış üyelik fonksiyonu sayısıdır.

Bulanık mantığın geleneksel kontrol yaklaşımıyla karşılaştırıldığında ana avantajı, kontrolörün tasarımı için herhangi bir matematiksel modellemeye gerek olmaması gerçeğinde yatmaktadır. Kontrol kuralları esasen sistem davranışı bilgisine ve kontrol mühendisinin deneyimine dayanır. Bulanık mantık denetleyicisi klasik denetleyicilere göre daha az karmaşık matematiksel işlemler gerektirdiğinden, uygulaması çok yüksek hızlı işlemciler gerektirmez. Mamdani ve Sugeno olmak üzere iki yöntemi vardır.

4.1 MAMDANI YÖNTEMİ

Tezimizde de kullanılan ve en yaygın yöntem bulanık çıkarım sistemidir. 1975 yılında, Londra Üniversitesi'nden Profesör Ebrahim Mamdani, bir buhar motoru ve kazan kombinasyonunu kontrol etmek için ilk kez bulanık sistemleri tanıttı [50]. İnsan operatörleri deneyimli bir dizi bulanık kural uyguladı. Mamdani sistemi genellikle dört adımda yapılır. Girdilerin bulanıklaştırılması, Kural değerlendirilmesi, Kuralların birleştirilmesi, Durulaştırma [51].

Bulanıklaştırma, girdi verilerini üyelik işlevlerinin derecesine dönüştürür. Bu işlemde veriler, kuralların koşulu ile eşleştirilir ve verilerin belirli bir durumda kuralla ne kadar iyi eşleştirildiğini belirler. Böylece bir üyelik fonksiyonu Şekil 4.2'de gösterildiği şekilde geliştirilir.



Şekil 4.2 Bulanık mantık kapalı çevrim kontrol sistemi.

Daha sonra Kural-temel blokta kurallar sistem gereksinimine göre yazılır. Bulanık denetleyici hem MIMO hem de SISO üzerinde çalışır. DC motorunda iki giriş değişkeni vardır Hata ve Hata değişikliği seçilidir. Bu sistem tek döngü kontrolü ile sınırlıdır. Genellikle kurallar eğer ve sonra biçimindedir. Çıkarımda, bir kural tarafından belirtilen koşulun gerçekleşme derecesinin hesaplandığı motor toplama işlemi yapılır. Aktivasyonda iki kümelenmiş değerin minimum değeri seçilir ve singletonun sadece kalınlaştırılmış kısmı etkinleştirilir. Çarpma işlemi daha yumuşak pürüzsüz kontrol sağlar. Daha sonra tüm aktif sonuçlar maksimum işlem kullanılarak toplanır.

Bulanıklaştırma bloğu, sonuçtaki bulanık kümeyi sisteme gönderilen bir sayıya dönüştürdü ve bu sayı aslında kontrol sinyalıdır. Yedi bulanıklaştırma yöntemi vardır.

Ağırlık merkezi (COG)

Tektonlar için ağırlık merkezi yöntemi (COGS)

Alanın Sektörü (BOA)

Maxima (MOM) ortalaması

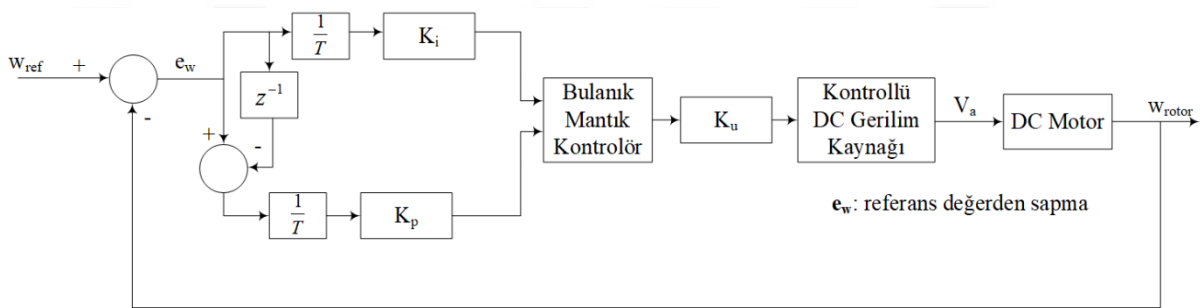
Sol en fazla maksimum (LM) ve sağ en fazla maksimum (RM) [51, 52]

4.2 TAKAGİ-SUGENO YÖNTEMİ

Mamdani tarzı, taşıma fonksiyonunun entegrasyonu ile iki boyutlu şeklin sentroidini bulduğu için hesaplama açısından verimli değildir. Michio Sugeno, üyelik fonksiyonu girdileri olarak tek başak, bir tekton kullanmak için yeni bir yöntem önerdi. Ortalama bulanık kümesi söylem evreni üzerindeki belirli bir noktada birlik noktasında ve kalan alanda sıfırdır. Bu sistem Mamdani yöntemiyle neredeyse aynıdır, ancak sonuçta ortaya çıkan değişiklik hariç ve bulanık küme yerine girdi değişkeni olarak matematiksel bir işlev kullanır [18, 52].

4.3 BULANIK MANTIK PI KONTROLÖR

Kontrol çalışmalarında bulanık mantık denetleyicinin girişlerine genellikle referans takip hatası ve bu hatanın zamana göre değişimi uygulanır [46, 53]. Ancak bulanık mantık-PI kontrolörler ile zamana göre değişken genlikli PI kontrolörler elde etmekte mümkündür [54]. Bu sayede sabit katsayılı PI kontrol yapısından değişken genlikli PI kontrolör yapısına geçilmiş olur [55]. Şekil 4.3 de görüleceği üzere bulanık mantık-PI kontrol algoritmasında bulanık mantık elemanının girişlerine PI kontrolörün çıkışları uygulanır. Dijital bir sistem olan kontrol sisteminde T örnekleme zamanı, z^{-1} birim gecikme, K_u ise kontrolörün sabit değerli genlik katsayısıdır.



Şekil 4.3 Fırçalı dc motor bulanık mantık-pi kontrolör yapısı.

BÖLÜM 5

DC MOTOR HIZ KONTROLÜ

Bu bölümde, parametreleri Çizelge 5.1’de verilen DC motor için Ziegler-Nichols deneysel kontrolör tasarım metodu ve frekans bölgesi tasarım metotlarından bode diyagramı analizi ile PI kontrolörün parametreleri ayarlanacaktır.

Çizelge 5.1 DC motor parametreleri.

Parametre	Değer
Anma Gücü	3.68 kW
Anma Gerilimi	240 V
Uyartım Gerilimi	240 V
Armatür Direnci	2.581 Ω
Armatür Endüktansı	0.028 H
EMF Sabiti	1.0113 V s/rad
Tork Sabiti	1.0113 Nm/A
Atalet Momenti	0.02215 kg m ²
Sürtünme Moment Sabiti	0.002953 Nms

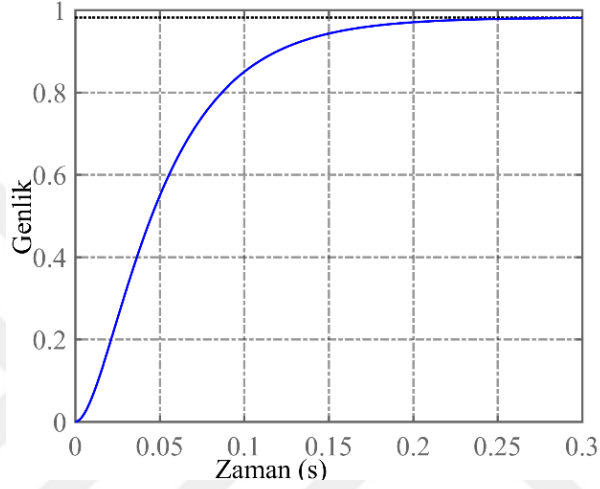
Çizelge 5.1’de verilen değerler Eşitlik (2.6)’da kullanılırsa, DC motor için $W(s)/V_a(s)$ transfer fonksiyonu Eşitlik (5.1)’de sunulduğu şekilde elde edilir.

$$G_2(s) = \frac{1.0113}{s^2 0.00062 + s 0.05725 + 1.0303} \quad (5.1)$$

5.1 BULANIK MANTIK VE PI KONTROLÖR PARAMETRE AYARLAMALARI

5.1.1 Ziegler-Nichols Metodu ile Parametre Ayarı

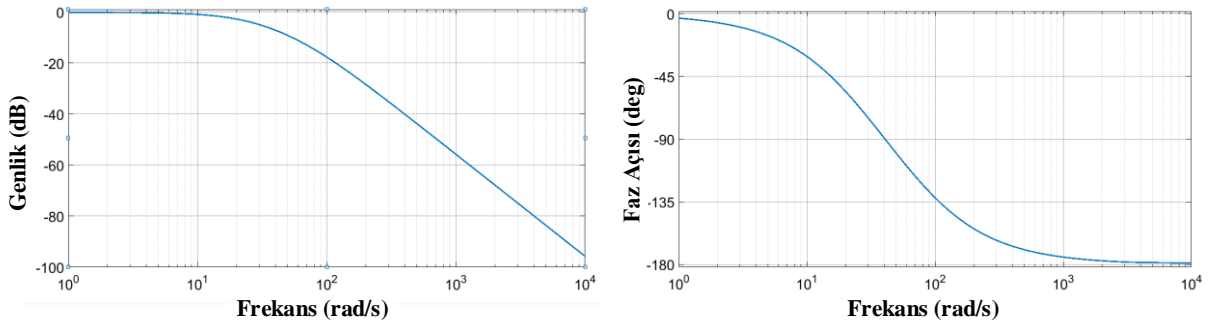
Eşitlik (5.1) verilen transfer fonksiyonuna birim basamak girişi uygulandığında Şekil 5.1’de sunulan çıkış işaret değişim grafiği elde edilir. Salınımın söz konusu olmadığı cevap eğrisine göre Ziegler-Nichols’ün birinci metodu uygulanabilir [13]. Buna göre; $K_p = 3,86$ ve $K_i = 128$ olarak elde edilir.



Şekil 5.1 DC motor transfer fonksiyonu birim basamak cevabı.

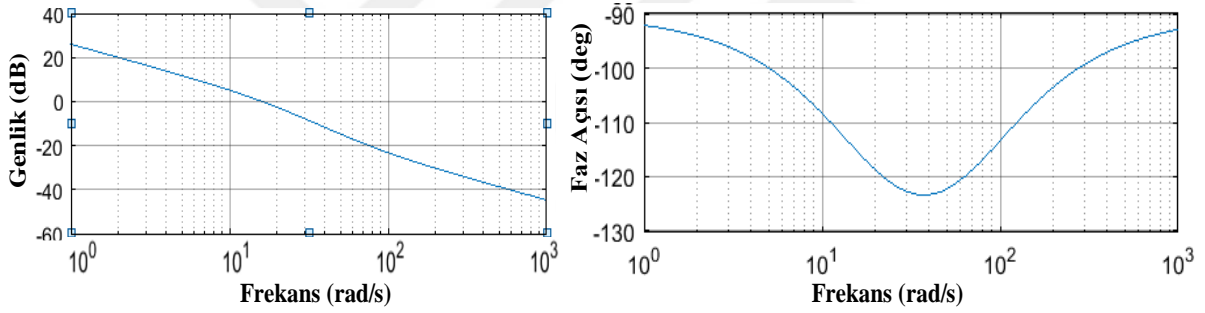
5.1.2 Frekans Bölgesi Analizi ile Parametre Ayarı

Eşitlik (5.1)'de sunulan transfer fonksiyonunun bode diyagramını çizerek kontrolör parametre ayarlanması çalışmalarına başlanabilir. Şekil 5.2’de sunulan bode diyagramı Tip 0 sistem olan motor transfer fonksiyonunun kalıcı hal hatasını ve yaklaşık 180° ’lik faz payını göstermektedir. PI kontrolörün uygulanması ile kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonu Tip 1 olacaktır. Başka bir ifade ile basamak fonksiyonu değişimli referans değişimlerinde sürekli hal hatası sıfırlanacaktır. Ayrıca faz payı da 50° - 80° bandı içerisine taşınarak sönüm faktörü kontrol altına alınabilecektir [13].



Şekil 5.2 Açık çevrim bode diyagramı.

Faz payı 65° ve kazanç geçiş frekansı 17 rad/s olacak şekilde PI kontrolör parametreleri ayarlanırsa, $K_p = 0,31$ ve $K_i = 21,483$ elde edilir. Şekil 5.3 de sunulan kapalı çevrim transfer fonksiyonu bode diyagramı hem kalıcı hal hatasının sıfırlandığını hem de sönüm oranının kabul edilebilir sınırlar içerisinde çekildiğini faz payı üzerinden göstermektedir.



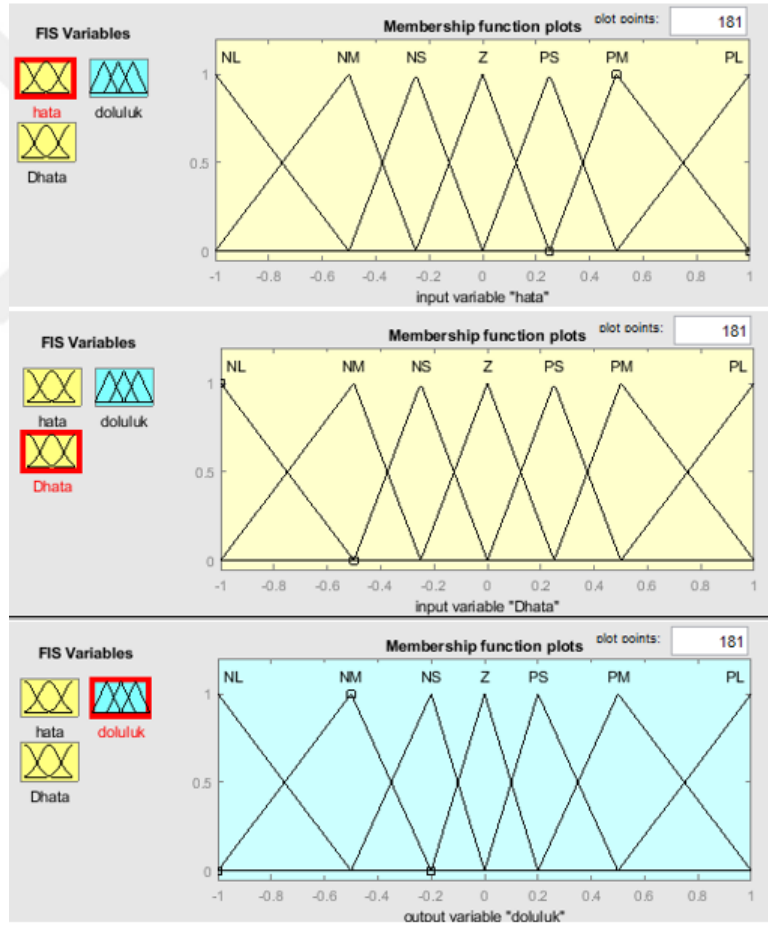
Şekil 5.3 Kapalı çevrim transfer fonksiyonu bode diyagramı.

5.1.3 Bulanık Mantık Kontrolör Tasarımı

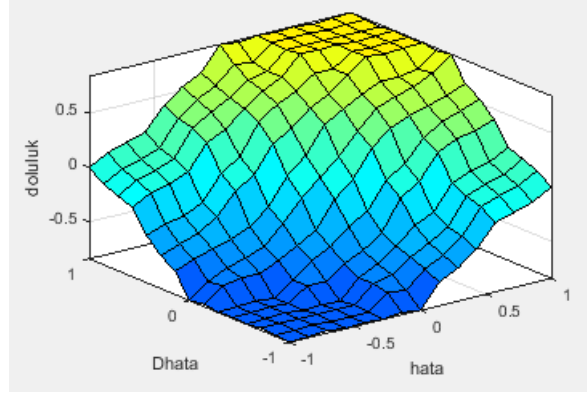
Matlab Fuzzy Logic Toolbox kullanılarak giriş ve çıkış değişkenleri için Şekil 5.4 de gösterilen üyelik fonksiyonları tercih edilmiştir. Bu üyelik fonksiyonları için Çizelge 5.2'de belirtilen kural Çizelgesi oluşturulmuştur. Birim uzayda çalışmalarını sürdürmek amacı ile giriş değerleri için 5 dev/dk maksimum hata ve hatadaki maksimum değişim değeri olarak seçilmiştir. Eşitlik (4.1) ile verilen Mamdani çıkarım yöntemi ve Eşitlik (4.2) ile verilen ağırlıklı ortalama durulama metodunun kullanıldığı bulanık mantık kontrolörün kural yüzeyi Şekil.5.5 de gösterilmiştir. DC kaynak gerilimi maksimum değerinin 240 V olduğu düşünülerek bulanık mantık kontrolörün çıkışına $K_u = 240$ kazanç değeri eklenmiştir.

Çizelge 5.2 Bulanık mantık kural çizelgesi.

CE E	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB



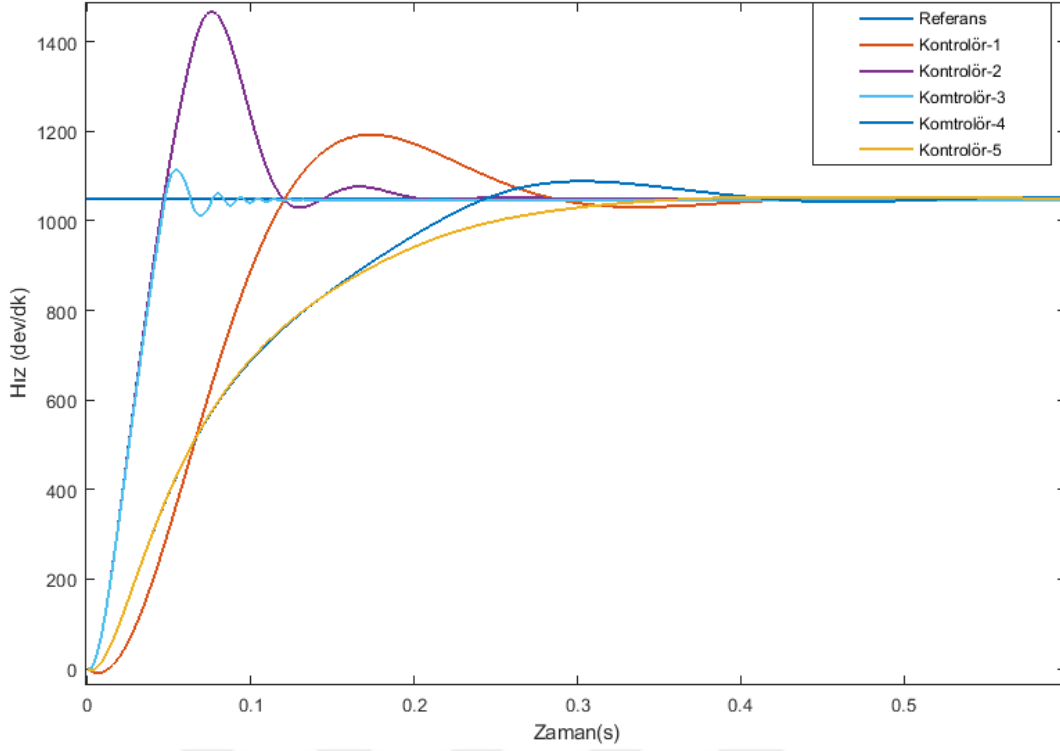
Şekil 5.4 Yukarıdan aşağıya doğru sırası ile hata, hatadaki değişim ve çıkış değişkenleri için oluşturulan üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.5 Bulanık mantık kontrolör kural yüzeyi.

5.2 BENZETİM ÇALIŞMALARININ SONUÇLARI

Matlab Simulink ortamında oluşturulan benzetim sistemi Şekil 5.6'da gösterilmiştir. Kontrol edilecek sistem olan DC motorun parametre değerleri Çizelge 5.1 de verilmiştir. Referans hız olarak üç farklı değer uygulanmıştır, referans değerler arasında geçiş basamak şeklindedir. Ayrıca kontrolörlerin yük momentindeki değişime tepkilerini görmek adına 8 Nm yük momenti ile başlanan çalışmanın 6. saniyesinde 12 Nm'ye yükseltilecek yük momenti 7. saniyede 6 Nm'ye düşürülmüştür. Toplam 8 s süren benzetim çalışmalarında Ziegler-Nichlos ve bode diyagramı üzerinden tasarlanan PI kontrolörler, bulanık mantık kontrolör ve ilk iki PI kontrolör ile oluşturulmuş iki farklı bulanık mantık-PI kontrolör olmak üzere beş farklı kontrolörün performansı izlenmiştir. İlk olarak Şekil 5.7 ile hız değişimleri verilmiştir. Daha detaylı görülmesi amacıyla Şekil 5.8 de eklenmiştir. Genel performans değerlendirmesini sayısal değerler üzerinden yapabilmek için yük momentinin ilk değişim anı olan 6. saniyeye kadar yapılan ölçümler kullanılarak Çizelge 5.2'deki performans indeks değerleri elde edilmiştir.



Şekil 5.8 Benzetim çalışmaları dc motor hız değişimleri-detaylı.

Çizelge 5.3 de çalışmanın bazı değerleri verilmiştir. Bu çizelgeye referans değer sistemin takip etmesi istendiği hız değeri, yükselme zamanı hız sensöründen alınan değer referans hız değere ulaşma süresi, yerleşme zamanı hız sensöründen alınan değerlerin referans hız değere eşit olduğu süre ve üst aşım ise çeşitli hız değişimlerinde veya başlangıçlarda hız sensöründen alınan değer referans değerden yüzde olarak ne kadar farklı olduğunu temsil etmektedir.

Tabloyu irdeleyecek olursak bulanık mantık ile yapılan iyileştirmelerin üst aşımaların sınırlarının bariz bir şekilde iyileştiği anlaşılmaktadır. Fakat aynı iyileşme yükselme zamanı için söylenememektedir. Bu çizelge bizlere ayrı ayrı kullanılan kontrolörlerin birlikte kullanılmaları ile sistemlerin daha optimum şekilde çalıştıklarını daha net göstermektedir.

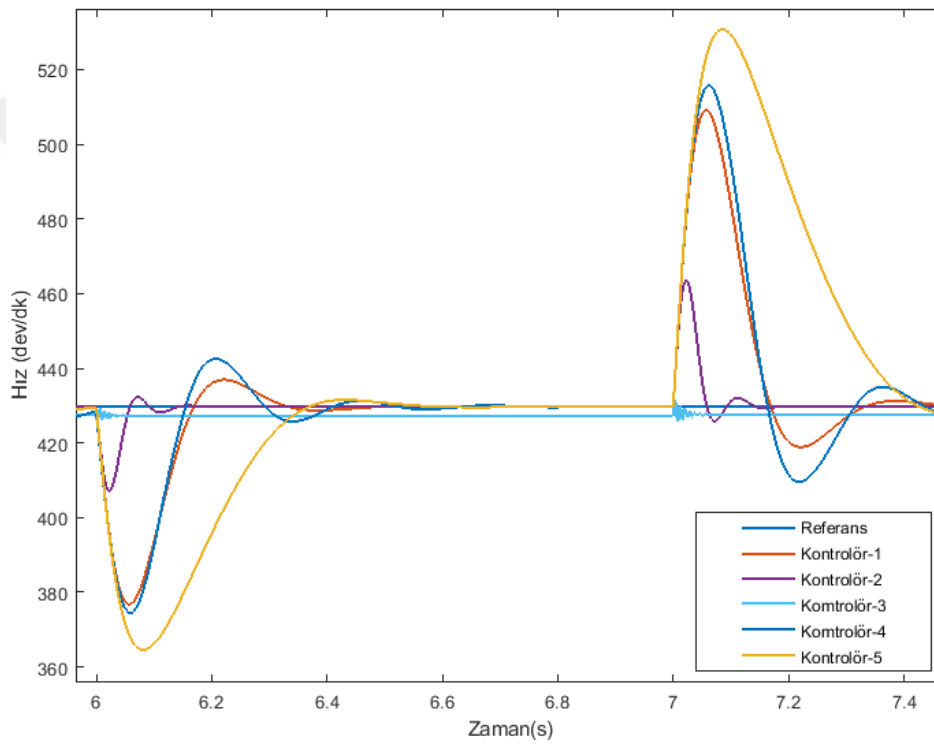
Çizelge 5.3 Hız kontrolü performans indeksi sayısal değerleri.

Kontrolör Tipi	Referans Değer (dk-1)	Yükselme Zamanı (referansın 90%'sine ulaşma zamanı) (ms)	Yerleşme Zamanı (ms)	Üst Aşım (%)
Kontrolör-1 PI-1 (Bode Diyagramı Analizi)	1050	106	266	13
	1620	76	235	5
Kontrolör-2 PI-2 (Ziegler-Nichols Metodu)	1050	42	180	40
	1620	35	128	14
Kontrolör-3 Bulanık Mantık	1050	45	76	5.9
	1620	54	75	0.6
Kontrolör-4 Bulanık Mantık-PI-1 Kontrolör (Bode Diyagramı Analizi)	1050	200	290	1
	1620	265	390	0.6
Kontrolör-5 Bulanık Mantık-PI-2 Kontrolör (Ziegler-Nichols)	1050	190	360	3.8
	1620	250	440	2.5

Çizelge 5.3 incelendiğinde bulanık mantık kontrolörün yerleşme zamanı performans indeksine göre en başarılı kontrolör olduğu söylenebilir. Ancak kalıcı hal hatasını sıfırlayamayan bulanık mantık kontrolörün başarılı bir kontrolör olduğu da söylenemez. Yükselme zamanı değerlerine göre en başarılı kontrolör olan Kontrolör-2, üst aşım performans indeksi incelendiğinde son sırada yer almaktadır. Üst aşım performans indeksine göre en başarılı kontrolörlerin Kontrolör-4 ve Kontrolör-5 olduğu görülür.

Yük momentinin bozucu etkisi 6. ve 7. saniyelerde uygulanan değişimler ile benzetim çalışmasına dahil edilmiştir ve Şekil 5.9 ile bu değişimin motorun hız değişimine etkisi görsel olarak sunulmuştur. Benzetimin altıncı saniyesinde gerçekleşen yük momenti artışı (8 Nm →

12 Nm) motor hızında ilk anda düşüslere neden olmuştur. Bu düşmelerin 430 dk⁻¹'lik referans hıza göre bağıl değerleri yüzdesel olarak; Kontrolör-2 için 5.8%, Kontrolör-1 için 11%, Kontrolör-3 için 1%, Kontrolör-5 için 11% ve Kontrolör-4 için 16% elde edilmiştir. Bozuculara karşı en dayanıklı kontrolör bulanık mantık kontrolör olsa da sıfırlanamayan sürekli hal hatası hala büyük bir sorundur. Benzer şekilde benzetimin yedinci saniyesinde meydana gelen yük moment düşüşü (12 Nm → 6 Nm) hız geriliminde anlık artışlara neden olmuştur. Referans hız değerine (430 dk⁻¹) göre hesaplanan yüzdesel hız sapmalarında en düşük değer 1% ile bulanık mantık kontrolöre ve en yüksek değer ise 23.2% ile Kontrolör-4'e ait olarak hesaplanmıştır.



Şekil 5.9 Değişken değerli yük momentini karşısında hız dalgalanmaları

Son performans indeks parametresi ise gelişmiş kontrol tekniklerinin değerlendirilmesinde kullanılan IAE (Mutlak Hata Büyüklüğünün İntegrali) değeridir [56]. Her bir kontrol için Eşitlik (5.2) kullanılarak 8 s'lik benzetim süresi için IAE değerleri hesaplanmıştır.

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (5.2)$$

Buna göre IAE değerleri; Kontrolör-2 için 1.48×10^6 , Kontrolör-1 için 2.45×10^6 , Kontrolör-3 için 1.23×10^6 , Kontrolör-5 için 6.67×10^6 ve Kontrolör-4 için 6.85×10^6 'dır. Her ne

kadar bulanık mantık kontrolör düşük değer elde etse de sürekli hal hatası nedeni ile başarısız bir kontrolördür. Kontrolör-1 ve Kontrolör-2 ise yüksek değerli üst aşımalar nedeni ile düşük değerli IAE değerleri çok fazla bir anlam ifade etmeyecektir.



BÖLÜM 6

SONUÇLAR

Bu çalışmada çeşitli denetleyici türlerinin DC motor hız kontrolünde ne tür cevaplar vereceği Matlab-Simulink üzerinde çalışılmıştır. Ayrıca çalışmanın altıncı ve yedinci saniyelerinde DC motora uygulanan torkun değişiminde de denetleyicilerin nasıl cevap verdiği görülmüştür.

Yalnızca bulanık mantık denetleyici veya yalnızca PI denetleyicileri ile hız kontrolünün yapılabildiği fakat başlangıç ve hız değişim noktalarında denetleyicilerin verdiği cevaplarda sapsmalar, tepe noktaları ve osilasyonların olduğu görülmüştür. Özellikle PI denetleyici metotları ile yapılan tasarımlarda tepe noktaları belirgin bir şekilde görülmektedir. Bode grafiği kullanılarak elde edilen PI parametreleri Ziegler-Nichols yöntemine göre daha başarılı olsa dahi tepe noktalarının oluşumunu engelleyememiştir. İnsan zekasına en yakın kontrolör olan bulanık mantık kontrolör ile uygulanan DC motor hız kontrolünde ise kalıcı hataların tam olarak ortadan kalkmadığı görülmüştür.

Kuşkusuz geçici de olsa bu gibi bozulmalar gerçek sistem üzerinde uygulanacak durumlar için hiç de istenen bir durum değildir. Basit bir örnek ile detaylandırarak olursak kapitone makinalarında kullanılan DC motorların hız kontrolünün düzgün yapılamaması kumaş deseninin bozuk çıkmasına neden olacaktır. Veya bir robot uygulamasında robotun istemsiz hareketlerine neden olacaktır.

Tezimizde kontrolörlerin ayrı ayrı sisteme verdikleri cevabın yanında bulanık mantık kontrolör ile birlikte kullanılan Ziegler-Nichols PI kontrolör ve bode diyagramı kullanılarak oluşturulan PI kontrolör denetleyicilerinde irdelenmiştir. Bu kontrolörlerin birlikte tasarlanmasından ortaya çıkan sonuçta ise en iyi sistem cevabını bulanık mantık ile birlikte kullanılan bode diyagramı PI tasarımı verdiği görülmüştür.

Ayrıca çalışmamız içerisinde değişken torklardaki sistem cevapları da irdelenmiştir. DC motor hızının rejime oturduğu bir süreden sonra DC motora uygulanan torklar sırasıyla yükseltip azaltılarak motor hızının değişimi incelenmiştir. Tüm kontrolör tiplerinde tork değişimlerinde DC motor hızlarında tepe noktaları tespit edilmiştir. Fakat bu salınımlar yine belli bir periyot içerisinde referans hızı yakaladığı görülmüştür. Sanayide ve günlük hayatımızda kullandığımız ekipmanlar daima aynı torka maruz kalmamaktadır. Çalışma esnasında maruz kaldıkları yükler değişebilmektedir. Bu nedenle DC motor hızlarını kontrol etmek için kontrolörlerin tasarımı yapılırken tork değişimleri de mutlaka dikkate alınması gerekmektedir. Aksi takdirde kontrolör tam anlamıyla amacına ulaşmış olmayacaktır. İçerisinde birçok değişkeni barındıran dron teknolojisi değişken torklar için iyi bir örnek olabilir. Nitekim yükseklere çıkıldıkça değişen hava basıncı nedeniyle drona uygulanan torkun değişmesi sabit tutulmak istenen hız için bir bozucu etki yaratabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Salim and Ohri, J.** (2015) Fuzzy Based PID Controller for Speed Control of DC Motor Using Labview 2 DC Motor Mathematical Model. *WSEAS TRANSACTIONS on SYSTEMS and CONTROL* 10: 154-159.
- [2] **Bačac N, Slukić V, Puškarić M, Štih B, Kamenar E and Zelenika S** (2014) Comparison of Different DC Motor Positioning Control Algorithms. *37th International Convention on Information and Communication Technology*, 26-30 Mayıs 2014, Opatija, Croatia, 1895-1900.
- [3] **Tetik M** (2019) Harmonik Ekleme Yöntemi ile Fırçasız DC Motorun (BLDC) Hız Denetimi. *Technological Applied Science*, 14 (1): 27-36.
- [4] **Sun L** (2019) A New Method for Sensorless Control of Brushless DC Motor. *Cluster Computing The Journal of Networks, Software Tools and Applications* 22: 2793-2800.
- [5] **Mohanraja N and Sankaranb R** (2017) Converter Control Strategy for Torque Ripple Minimization in BLDC Motor. *International Conference on Power Engineering 2-4 Mart 2017, Chennai, Tamil Nadu, India*, 117: 951-957.
- [6] **Varshney C, Gupta D and Dwivedi B** (2017). Speed Response of Brushless DC Motor Using Fuzzy PID Controller Under Varying Load Condition. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 4: 310-321.
- [7] **Rashid M H.** (2001) *Power Electronic Handbook*. 1st edition, ISBN: 0-12-581650-2, Academic, Florida, 895 pp.
- [8] **Rigatos G, Siano P, Wira P, and Sayed-Mouchaweh, M** (2016) *Control of DC-DC Converter and DC Motor Dynamics Using Differential Flatness Theory*. *Intelligent Industrial Systems*, 2: 371–380.
- [9] **Linares-Flores J, and Sira-Ramírez H.** (2004) DC Motor Velocity Control Through a DC-to-DC Power Converter. *43rd IEEE Conference on Decision and Control* 14-17 Aralık 2004, Atlantis, Paradise Island, Bahamas, 5297-5302.
- [10] **Özer T, Kivrak S and Oğuz Y** (2016) PWM Controlled DC-DC Boost Converter Design and Implementation. *The International Journal of Energy & Engineering Sciences*, 3 (1): 4-13
- [11] **Taşçı G, Küçük yıldız G, Ertunç H M ve Ocak H** (2012) PID ve Bulanık Mantık ile DC Motorun Gerçek Zamanda DSPIC Tabanlı Konum Kontrolü. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, 11-12 Ekim 2012, Niğde, 503-506.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [12] **Ertuğrul İ ve Ülkir O** (2015) PIC 18F2550 Mikrodenetleyici Kullanarak DC Motor Pozisyon ve Hız Kontrolü. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, 10-12 Ekim 2015, Denizli, 74-76.
- [13] **Ogata K** (2009) *Modern Control Engineering*. 5th edition, ISBN: 0-136-15673-8, Prentice Hall, New Jersey, 912 pp.
- [14] **Vadi S ve Bayındır R** (2019) Doğru Akım Motoru Kapalı Çevrim Hız Denetim Sistemindeki PI Parametrelerinin Genetik ve Parçacık Sürü Algoritması Kullanarak Optimizasyonu. *Veri Bilimi Dergisi*, 2: 51-60.
- [15] **Çelik E ve Öztürk N** (2017) Doğru Akım Motor Sürücülerini için PI Parametrelerinin Simbiyotik Organizmalar Arama Algoritması ile Optimal Ayarı. *Bilişim Teknolojileri Dergisi*, 10: 311-318.
- [16] **Çelik E and Öztürk N** (2018) First Application of Symbiotic Organisms Search Algorithm to Off-line Optimization of PI Parameters for DSP-Based DC Motor Drives. *Neural Comput & Applic*, 30: 1689–1699
- [17] **Top A, Çakmak O and Gökbulut M** (2017) Tachogenerator DC Motor Speed Control with PID and Fuzzy Logic. *Journal of Engineering and Technology*, 1: 24-31.
- [18] **Tanaka K and Sugeno M** (1992) Stability Analysis and Design of Fuzzy Control System. *Fuzzy Sets and Systems*, 45: 135-156.
- [19] **Benmabrouk Z, Abida A, Ben Hamed M and Sbita L** (2016) Speed Control of DC Machine Using Adaptive Neural IMC Controller Based on Recurrent Neural Network. *5th International Conference on Systems and Control*, 25-27 May 2016, Marrakesh, Morocco, 198-203.
- [20] **Siddique N** (2014) *Intelligent Control A Hybrid Approach Based on Fuzzy Logic, Neural Networks and Genetic Algorithms*. 1st Edition, ISBN:978-3-319-02134-8, Springer, Londonderry, United Kingdom, 517, 282 pp.
- [21] **Zulfatman and Rahmat M F** (2009) Application of Self-tuning Fuzzy PID Controller on Industrial Hydraulic Actuator Using System Identification Approach. *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, 2 (2): 246-261.
- [22] **Kaya I** (2003) A PI-PD Controller Design For Control of Unstable and Integrating Processes. *ISA Transactions*, 42(1): 111–121.
- [23] **Guru B S and Hiziroğlu H R** (1995) *Electric Machinery and Transformers*. 2nd edition, ISBN: 0-19-511535-X, Oxford University Press, New York, 696 pp.
- [24] **Baghrmian A and Ghorbani E H** (2013) Fuzzy Controller of Luo Converter for Controlling of DC Motors Speed. *4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 13-14 Şubat 2013, Tehran, Iran, 170-175.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [25] **Aydođdu Ö and Akkaya R** (2011) An Effective Real Coded GA Based Fuzzy Controller for Speed Control of a BLDC Motor Without Speed Sensor. *Turk J Elec Eng & Comp Sci* 19: 413-430.
- [26] **Widyan M S, Harb A M and Al-Oquili O M** (2014) Transient and Steady-State Performance Analysis of Hybrid Powered DC Series Motor via DC Shunt and PV Generators with Maximum Power Point Tracking. *Electrical Engineering*, 96: 99-107.
- [27] **Oshaba A S, Ali E S and Elazim S M** (2017) PI Controller Design via ABC Algorithm for MPPT of PV System Supplying DC Motor–pump Load. *Neural Computing and Applications*, 28: 505-518.
- [28] **Kriti Shrivastava Pawar M D** (2016) A Review on Types of DC Motors and the Necessity of Starter for Its Speed Regulation. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 5(4): 61-63.
- [29] **Chapman S J** (2020) *Electric Machinery Fundamentals*. 5th edition, ISBN: 978-0-07-352954-7, McGraw-Hill Global Education Holding, New York, 680 pp.
- [30] **Laughton M A and Warne D F Editor** (2003) *Electrical Engineering Reference Book*. 16th edition, ISBN: 0-7506-46373, Elsevier Science, London, 1488 pp.
- [31] **Aktođan A** (2011) Uzaktan Eriřimli Sabit Mıknatıslı Doğru Akım Motor Kontrolü Deney Düzeneđi. *Yüksek Lisans Tezi*, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Trabzon, 31 s.
- [32] **Keljik J** (2009) *Electricity 4*, 9th edition, ISBN: 978-1-4354-0031-3, Nelson Education, New York, 360 pp.
- [33] **Özbulur V** (2017) PID ve Kesir Mertebeli Kayan Kipli Kontrol Yöntemleri ile Doğru Akım Motorunun Hız Kontrolü. *Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi* 17: 537-545.
- [34] **Khanam I and Parmar G** (2017) Application of SFS Algorithm in Control of DC Motor and Comparative. *4th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical Computer and Electronics*, 26-28 Ekim 2017, GLA University, Mathura, India, 256-261.
- [35] **Mishra A K and Narain A** (2013) Speed Control Of Dc Motor Using Particle Swarm Optimization Technique. *International Journal of Engineering Research & Technology*, 2(6): 1643-1649.
- [36] **Astrom K J and Hagglund T** (1995) *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. 2nd Edition, ISBN:1-55617-516-7, Instrument Society of America, Durham, 343 pp.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [37] **Visioli A** (2006) *Advances in Industrial Control-Practical PID Control, 1st edition, ISBN: 978-1846285851*, Springer Science Business Media, London, 314 pp.
- [38] **Kuroki T, Sato T, Nabeshima T and Nishijima K** (2011) Comparative Study of Digital PI Control Algorithm for DC-DC Converters. *9th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 5-8 Aralık 2011, Singapore, 549-553.
- [39] **Ziegler J G and Nichols N B** (1942) Optimum Settings for Automatic Controllers. *Transaction of the A.S.M.E.*, 759-768.
- [40] **Sen R and Dutta S** (2014) Comparison Between Three Tuning Methods of PID Control for High Precision Positioning Stage. *MAPAN-Journal of Metrology Society of India*, 30:65-75.
- [41] **Barmish B R and Kang H I** (1993) A Survey of Extreme Point Results for Robustness of Control Systems. *Automatica* 29: 13-35.
- [42] **Kuo Benjamin J** (2015) *Otomatik Kontrol Sistemleri*. 3. Baskı, ISBN 975-8431-64-1 Literatür Yayıncılık, İstanbul, 942 s.
- [43] **Bavafa-Toosi Y** (2017) *Introduction Linear Control Systems*. ISBN 978-0-12-812748-3, Academic Press, London, 927 pp.
- [44] **Nise N S** (2011) *Control Systems Engineering*. 6th edition, ISBN: 978-0470-54756-4, Vice President & Publisher, Jefferson City, 895 pp.
- [45] Jyh-Shing R. and Jang. (1993) Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System. *IEEE Trans. Systems, Man & Cybernetics*, (23): 665-685.
- [46] **Zadeh LA** (1965) Fuzzy Sets. *Information and Control*, 8: 338-353.
- [47] **Preeti D and Beniwal N** (2012) Comparison of Conventional and Fuzzy P/PI/PD/PID Controller for Higher Order Non Linear Plant with High Dead Time. *Int. J. Sci. Res.*, 2(8): 217-221.
- [48] **Van Den Bergh F** (2001) An Analysis of Particle Swarm Optimizers. *PhD thesis*, Faculty of Natural and Agricultural Science, Department of Computer Science, University of Pretoria, 300 pp.
- [49] **Ünsal S and Alışkan I** (2017) Investigation of Speed Control Performances of the Fuzzy Logic Controllers Having Different Membership Functions and Inference Methods. *Anadolu University Journal of Science and Technology A- Applied Sciences and Engineering* 18: 831-841.
- [50] **Heine K** (2001) Potential Applications of Fuzzy Methods in Geodetic Fields. *In: Carosio A. and Kutterer H (eds.), First International Symposium on Robust Statistics and Fuzzy Techniques in Geodesy and GIS*, Zurich, 7 (12): 87-94.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [51] **Mamdani E H** (1974) Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant. *Proceedings of the Institution of IEEE* 121 (12): 1585-1588
- [52] **Şen Z** (2009) *Bulanık Mantık İlkeleri ve Modelleme*. 3.baskı, ISBN: 978-975-6455-42-5, Su Vakfı Yayınları, İstanbul, 361 s.
- [53] **Cheingjong P and Wongsaisuwan M** (2008) Adaptive PI Control Application of a Heat Exchanger via Distributed Control System, *2008 IEEE International Conference on Industrial Technology*, China 1-4.
- [54] **Chen G and Ying H** (1993) Stability Analysis of Nonlinear Fuzzy PI Control Systems. *Third International Conference on Industrial Fuzzy Control and Intelligent Systems*, 1-3 Aralık 1993, Houston, USA, 128-133.
- [55] **Shakya R, Rajanwal K, Patel S and Dinkar S** (2014) Design and Simulation of PD PID and Fuzzy Logic Controller for Industrial Application. *Int. J. Inf. Comput. Technol*, 4 (4): 363– 368.
- [56] **Baklouti F, Aloui S and Chaari A** (2016) Adaptive Fuzzy Sliding Mode Tracking Control of Uncertain Underactuated Nonlinear Systems A Comparative Study. *Journal of Control Science and Engineering* 1-12.



ÖZGEÇMİŞ

Fahrettin CİBO, 1984 yılında Sivas'ta dünyaya geldi. İlk ve orta öğrenimini Zonguldak'ta tamamladı. Zonguldak Atatürk Anadolu Lisesi'nden mezun olduktan sonra 2003 yılında İnönü Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne girdi. 2007 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisliği Lisans Diploması almaya hak kazandı. 2008 yılında askerlik görevini tamamladıktan sonra iki ayrı iş deneyimi neticesinde 2009 yılında Eren Enerji Elektrik Üretim AŞ'de Elektrik Bakım Mühendisi olarak göreve başladı ve halen aynı görevi yürütmekte. Evli ve iki çocuk babası.

İLETİŞİM BİLGİLERİ:

E-posta: fahrettincibo@gmail.com