



**PID KONTROL İLE DC MOTORUN HASSAS KONUM KONTROLÜ**

**TUNAY ACIMAN**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**Dr. Öğr. Üyesi Mürsel ÖNDER**

**Temmuz - 2019**

**Her hakkı saklıdır**

**T.C.  
TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**PID KONTROL İLE DC MOTORUN HASSAS KONUM  
KONTROLÜ**

**TUNAY ACIMAN**

**TOKAT  
Temmuz - 2019**

Her hakkı saklıdır

TUNAY ACIMAN tarafından hazırlanan “PID Kontrol ile DC Motorun Hassas Konum Kontrolü” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 23 TEMMUZ 2019 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen Jüri tarafından Oy Birliği ile Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

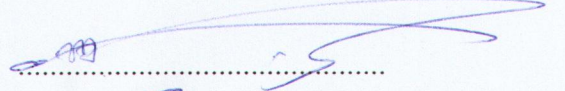
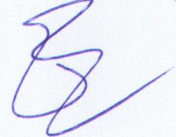
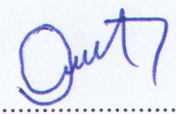
Jüri Üyeleri

İmza

Danışman  
Dr. Öğr. Üyesi Mürsel ÖNDER  
Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi

Üye  
Dr. Öğr. Üyesi Ebubekir YAŞAR  
Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi

Üye  
Dr. Öğr. Üyesi Hakan AKÇA  
İstanbul Gelişim Üniversitesi

  
.....  
  
.....  
  
.....

ONAY

  
.....  
Prof. Dr. Çetin ÇEKİÇ  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

25/7/2019



## TEZ BEYANI

Tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu tezin yazılmasında bilimsel ahlak kurallarına uyulduğunu, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezin içerdiği yenilik ve sonuçların başka bir yerden alınmadığını, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, tezin herhangi bir kısmının bu üniversite veya başka bir üniversitedeki başka bir tez çalışması olarak sunulmadığını beyan ederim.

**TUNAY ACIMAN**

**23 Temmuz 2019**

*T. Aciman*

## ÖZET

### YÜKSEK LİSANS TEZİ

#### PID KONTROL İLE DC MOTORUN HASSAS KONUM KONTROLÜ

TUNAY ACIMAN

TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

(TEZ DANIŞMANI:DR. ÖĞR. ÜYESİ MÜRSEL ÖNDER)

Günümüzde DC Motorlar, endüstrinin birçok alanında ve bilimsel çalışmalarda yaygın olarak tercih edilmektedir. Bu nedenle DC Motorlar için hız ve konum kontrolünü önemlidir. Bu çalışmada PID kontrol yöntemi, DC motorların etkin biçimde kontrolünü sağlayan bir yöntem olarak ele alınmakta ve kullanılmaktadır. Çalışma kapsamında, yapılan uygulamalarda, PID kontrol yöntemi ile sabit mıknatıslı fırçalı çekirdeksiz bir DC motorun konum kontrolü yapılmaktadır. Denetleyici olarak Arduino Uno kartı kullanılmakta ve kapalı çevrim (geri beslemeli) kontrol sistemi tasarlanmaktadır. Geri bildirim için motora optik bir enkoder entegre edilmektedir. DC Motor kontrolü, Matlab – Simulink yazılımı aracılığıyla sağlanmakta ve sistem Simulink yazılımı üzerinden Arduino Uno kartı ile gerçek zamanlı olarak kontrol edilerek, sistem çıktıları gözlemlenmektedir. PID kontrol yöntemi kullanılarak sistemin kontrolünün sağlanabilmesi amacıyla gerekli PID denetleyici kazanç katsayıları Ziegler – Nichols kapalı çevrim, Simulink otomatik PID parametre belirleme ve deneme yanılma yöntemleri ile elde edilmekte ve sistem performansları değerlendirilerek karşılaştırılmaktadır. PID denetleyicide integral terimi kullanımından ortaya çıkabilecek integral yığılması, geri hesaplama tekniği ile ortadan kaldırılmaya çalışılmaktadır. Gerçekleştirilen denemeler sonucunda, kontrol edilen sistem için otomatik PID parametre ayarlama yöntemi ile elde edilen sistem yanıtlarının, Ziegler – Nichols metoduna kıyasla daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir. Ancak en iyi sonuçlar, denetleyici parametrelerinin sistemin gerçek zamanlı olarak izlenmesiyle elde edilen, deneme yanılma yöntemi sağlamaktadır.

2019, 63 SAYFA

**ANAHTAR KELİMELELER:** PID, DC Motor, Arduino, Konum kontrolü, Ziegler – Nichols yöntemi, Geri besleme

## **ABSTRACT**

### **MASTER THESIS**

#### **PRECISE POSITION CONTROL OF DC MOTOR WITH PID CONTROL**

**TUNAY ACIMAN**

**TOKAT GAZIOSMANPASA UNIVERSITY  
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES**

**DEPARTMENT OF MECHATRONICS ENGINEERING**

**(SUPERVISOR:)ASST. PROF. DR. MÜRSEL ÖNDER**

Today, DC Motors are commonly preferred in many fields of industry and scientific studies. Therefore controlling of speed and position is important for DC motors. In this study, PID control method is considered and used as a method that provides effective control of a DC motors. In applications within the scope of study, the position control of a permanent magnet brushed coreless DC motor is made with PID control method. The Arduino Uno card is used as controller and closed loop (feedback) control system is designed for feedback an optical encoder is integrated in the motor. DC motor control is provided with Matlab – Simulink software and the system is controlled in real time with Arduino Uno card via Simulink software and system outputs are observed. In order to control the system with using PID control method, the necessary PID controller gain coefficients are obtained by using Ziegler – Nichols closed loop, Simulink automatic PID parameter determination and trial and error methods and the system performances are evaluated and compared. Integral windup that may arise from the use of the integral term in the PID controller is tried to be eliminated with the recalculation technique. As a result of various application experiments, it is seen that the system responses obtained by automatic PID parameter setting method for the controlled system give better results than Ziegler – Nichols method. However, the best results provide a trial and error method, which is obtained by monitoring the control parameters in real time.

2019, 63 PAGE

**KEYWORDS:** PID, DC Motors, Arduino, Position control, Ziegler – Nichols Methods, Feedback

## ÖNSÖZ

Bu tezin konusunda ve hazırlanmasında yönlendiren, çalışmalarım süresince fikirlerini esirgemeyen danışman hocam Sayın Dr. Öğr. Üyesi Mürsel ÖNDER'e teşekkürlerimi sunarım. Tez çalışması boyunca desteklerini esirgemeyen Arş. Gör. Oğuzhan Murat HALAT, Öğr. Gör. İrem CAN, Arş. Gör. Mehmet Ali BARIŞKAN'a ve dostlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Eğitim hayatım boyunca ve mevcut çalışmalarım süresince maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen, her durumda yanımda olan aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

**TUNAY ACIMAN**

**23 Temmuz 2019**

## İÇİNDEKİLER

### Sayfa

ÖZET .....	i
ABSTRACT.....	ii
ÖNSÖZ .....	iii
İÇİNDEKİLER .....	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	viii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	x
1. GİRİŞ .....	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ .....	3
2.1. Doğru Akım (DC) Motorları.....	3
2.2. PID Kontrol Yöntemi.....	4
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	8
3.1. Doğru Akım Motorları .....	8
3.1.1. DC Motorun Yapısı.....	9
3.1.2. DC Motor Matematiksel Modeli.....	12
3.2. Kontrol Sistemleri .....	13
3.2.1. Açık Çevrim Kontrol Sistemleri .....	14
3.2.2. Kapalı Çevrim Kontrol Sistemleri .....	14
3.3. PID Kontrol Yöntemi.....	15
3.3.1. Oransal (P) Denetleyici .....	16
3.3.2. Oransal - İntegral (PI) Denetleyici .....	17
3.3.3. Oransal – Türev (PD) Denetleyici .....	18
3.3.4. Oransal – İntegral – Türev (PID) Denetleyici .....	19
3.4. İntegral Yığılması.....	22
3.5. PID Denetleyici Parametrelerinin Hesaplanması .....	24
3.5.1. Deneme –Yanımla Yöntemi .....	24
3.5.2. Ziegler – Nichols Yöntemi .....	25



3.5.2.1. Açık Çevrim Ziegler – Nichols Yöntemi .....	25
3.5.2.2. Kapalı Çevrim Ziegler – Nichols Yöntemi.....	26
3.5.3. Yazılım ile PID parametrelerinin Belirlenmesi.....	26
3.6. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM).....	27
3.7. Artımsal Optik Enkoder.....	30
3.8. Arduino UNO .....	31
3.9. L298N Motor Sürücüsü .....	33
4. BULGULAR .....	35
4.1. PID Denetleyici Parametrelerinin Elde Edilmesi.....	35
4.1.1. Ziegler Nichols Yöntemi ile Parametrelerin Elde Edilmesi .....	35
4.1.1.1. Oransal Denetleyici Uygulaması.....	36
4.1.1.2. Oransal-İntegral (PI) Denetleyici Uygulaması .....	38
4.1.1.3. Oransal – İntegral – Türev (PID) Denetleyici.....	40
4.1.2. Otomatik PID Parametre Ayarlama İle Parametre Belirleme .....	42
4.1.3. Deneme Yanılma Yöntemi ile PID Parametrelerinin Elde Edilmesi	44
5. SONUÇ VE TARTIŞMA.....	53
6. KAYNAKLAR .....	56
7. EKLER.....	60
8. ÖZGEÇMİŞ.....	63

## SİMGELER VE KISALTMALAR

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$K_p$	Oransal kazanç katsayısı
$K_i$	İntegral kazanç katsayısı
$K_d$	Türev kazanç katsayısı
$\omega$	Motor mil hızı (rpm)
J	Motor ataleti ( $\text{kgm}^2$ )
b	Sürtünme katsayısı (mNm/rpm)
$R_a$	Armatür direnci ( $\Omega$ )
$T_m$	Mekanik zaman sabiti
$K_e$	Ters EMF sabiti (V/rpm)
$K_m$	Tork sabiti (Nm/A)
e(t)	Hata sinyali
u(t), R(t)	Giriş sinyali
g(t)	Geri besleme sinyali
C(s)	Çıkış sinyali
$T_i$	İntegral zaman sabiti
$T_d$	Türev zaman sabiti
$K_u$	Osilasyon kazancı
$P_u$	Osilasyon periyodu
$K_a$	İntegral yığılması önleyici kazanç
L	Ölü zaman
T	Zaman sabiti
$P_e$	Enkoderden gelen pals sayısı
P	Periyot
F	Frekans
$T_1$	Tork
e	Üretilen gerilim
i	Ters emk akımı

<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklama</b>
DC Motor	Doğru akım motoru
Z-N metodu	Ziegler - Nichols metodu
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
PID Denetleyici	Oransal – İntegral – Türev denetleyici



## ŞEKİL LİSTESİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 3.1. Fırçalı doğru akım motorunun yapısı .....	9
Şekil 3.2. Çekirdeksiz (Coreless) DC motorun kısımları .....	10
Şekil 3.3. Çekirdeksiz DC motor yapısı .....	11
Şekil 3.4. Açık çevrim kontrol sistemi .....	14
Şekil 3.5. Kapalı çevrim kontrol sistemi .....	15
Şekil 3.6. PID Denetleyici gösterimi .....	15
Şekil 3.7. Oransal Denetleyici Sistem Yanıtı .....	16
Şekil 3.8. PI Denetleyici blok şeması .....	17
Şekil 3.9. PI Denetleyici sistem yanıtı .....	17
Şekil 3.10. PD Denetleyici blok şeması .....	18
Şekil 3.11. PD Denetleyici sistem yanıtı .....	19
Şekil 3.12. PID Denetleyici blok şeması .....	20
Şekil 3.13. PID Denetleyici sistem yanıtı .....	21
Şekil 3.14. Denetleyicinin performansının değerlendirilmesi .....	22
Şekil 3.15. İntegral yığılmasını önleyen geri hesaplama yöntemi .....	23
Şekil 3.16. Birinci dereceden sistemin çıkış grafiği .....	25
Şekil 3.17. Kapalı çevrim Ziegler – Nichols yöntemine ait sistem yanıtı .....	26
Şekil 3.18. Kare dalga sinyal .....	27
Şekil 3.19. Farklı Duty–Cycle süreleri ve Duty-Cycle değişiminin ortalama gerilim üzerindeki etkisi .....	29
Şekil 3.20. Duty Cycle diyagramı .....	30
Şekil 3.21. Yarıkli disk ve çıkış sinyalleri .....	30
Şekil 3.22. RPI – 246 optik sensör bağlantı şeması .....	30
Şekil 3.23. Arduino Uno bağlantı noktaları .....	32
Şekil 3.24. L298N Motor Sürücüsü .....	33
Şekil 3.25. Sistemin çalışma akış diyagramı .....	34
Şekil 4.1. Z-N yöntemi ile parametre hesaplamak için tasarlanan sistem modeli .....	36
Şekil 4.2. Osilasyonlu sistem yanıtı .....	36
Şekil 4.3. Z-N yöntemi oransal denetleyici sistem yanıtı .....	37
Şekil 4.4. Oransal denetleyici için farklı referans değerlerine sistem yanıtı ...	37
Şekil 4.5. Z-N yöntemi PI denetleyici sistem yanıtı .....	38
Şekil 4.6. PI denetleyici için farklı referans değerlerine sistem yanıtı .....	39
Şekil 4.7. Z-N yöntemi PID denetleyici sistem yanıtı .....	40
Şekil 4.8. PID denetleyici için farklı referans değerlerine sistem yanıtı .....	41
Şekil 4.9. Otomatik olarak ayarlanan PID katsayılarının sistem yanıtı .....	42
Şekil 4.10. Otomatik olarak ayarlanan PID katsayılarının farklı referans değerlerine yanıtı .....	43
Şekil 4.11. $K_p = 0.0064375$ kazancı için sistem yanıtı .....	45
Şekil 4.12. $K_p = 0.0064375$ , $K_i = 0.1$ kazançları için sistem yanıtı .....	46
Şekil 4.13. $K_p = 0.0064375$ , $K_i = 0.01$ kazançları için sistem yanıtı .....	47
Şekil 4.14. $K_p = 0.0064375$ , $K_i = 0.03$ kazançları için sistem yanıtı .....	48



Şekil 4.15. $K_p = 0.0064375$ , $K_i = 0.03$ ve $K_d = 0.2$ kazançları için sistem yanıtı .....	49
Şekil 4.16. $K_p = 0.0064375$ , $K_i = 0.03$ ve $K_d = 0.015$ kazançları için sistem yanıtı .....	50
Şekil 4.17. $K_p = 0.0024375$ , $K_i = 0.0099$ ve $K_d = 0.015$ kazançları için sistem yanıtı .....	51
Şekil 4.18. $K_p = 0.0024375$ , $K_i = 0.03$ ve $K_d = 0.0015$ kazançları için sistem yanıtı .....	52
Şekil 4.19. Farklı referans değerleri için sistem yanıtı .....	52
Şekil 7.1. Arduino Uno şematiği .....	60
Şekil 7.2. L298N motor sürücüsü bağlantı şeması .....	60
Şekil 7.3. Yumo 1024 P/R enkoder bağlantısı.....	61
Şekil 7.4. RPI – 246 optik sensör ile oluşturulan optik enkoder yapısı.....	61
Şekil 7.5. Gerçekleştirilen uygulamanın dış görünüşü .....	62
Şekil 7.6. Simulink ortamında gerçekleştirilen uygulama.....	62

## ÇİZELGE LİSTESİ

<b><u>Çizelge</u></b>	<b><u>Sayfa</u></b>
Çizelge 3.1. Kullanılan DC motor parametreleri.....	13
Çizelge 3.2. Kapalı çevrim kontrol sistemi denetleyici etkileri.....	21
Çizelge 3.3. Açık çevrim Ziegler – Nichols yöntemi ile denetleyici parametrelerin belirlenmesi .....	26
Çizelge 3.4. Kapalı çevrim Ziegler - Nichols yöntemi parametre hesabı.....	26
Çizelge 3.5. Arduino Uno kartının özellikleri .....	32
Çizelge 4.1. P denetleyici için sistem çıktıları.....	37
Çizelge 4.2. PI denetleyici için sistem çıktıları .....	39
Çizelge 4.3. PID denetleyici için sistem çıktıları.....	41
Çizelge 4.4. PID denetleyici için sistem çıktıları.....	43
Çizelge 4.5. P denetleyici için sistem çıktıları.....	44
Çizelge 4.6. PI denetleyici için sistem çıktıları .....	45
Çizelge 4.7. PI denetleyici için sistem çıktıları .....	46
Çizelge 4.8. PI denetleyici için sistem çıktıları .....	47
Çizelge 4.9. PID denetleyici için sistem çıktıları.....	48
Çizelge 4.10. PID denetleyici için sistem çıktıları.....	49
Çizelge 5.1. PID kazanç katsayılarının karşılaştırılması .....	55

## 1. GİRİŞ

Günümüzde, hemen hemen her mekanik hareket bir elektrik motoru ile sağlanmaktadır. Elektrik motoru enerjiyi dönüştürmenin yollarından birisidir. Motorlar elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren makinelerdir. Doğru akım motorları, bu dönüşüm için endüstride çok sık kullanılan bir makinedir (Ghani, 2014). DC motorlar, konumlandırma gerektiren sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Günümüzde DC motorlar robotlar, hassas konumlandırma makineleri ve endüstriyel uygulamalar gibi birçok alanda kullanılmaktadırlar (Baćac ve ark., 2014).

Son yıllarda kontrol sistemlerinin kullanımı büyük ölçüde artmıştır. DC motor hız ve konum kontrolü uygulamalarında kullanılan kontrol yöntemleri çeşitlilik göstermektedir. Bu yöntemlerden bazıları geleneksel PID, bulanık mantık tabanlı, yapay sinir ağları, model referans uyarlamalı kontrol, uyarlanır değişken yapı, doğrusal olmayan, ileri beslemeli hesaplanmış moment denetim yöntemleridir (Ertuğrul ve Ülker, 2015). Kontrol sistemlerinin yaygın kullanımı, araçların seyir kontrolü, sıcaklık kontrolü, nem kontrolü, robotların mobil kontrolünde, bilimsel araştırmalar ve endüstrinin birçok alanındaki uygulamalar olarak örneklenebilmektedir. PID kontrol türü, 1915 ile 1940 yılları arasında geliştirilmiştir (Köse ve ark, 2010). PID kontrol algoritması, kavramsal olarak anlaşılması ve pratik olarak uygulanması kolay olan bir kontrol yöntemidir. PID kontrol yöntemi 1980'lerden bu yana kontrol uygulamaları için yoğun şekilde kullanılmaktadır. PID kontrol yönteminin sağladığı uygun maliyet ve fayda oranı, bu kontrol yöntemini endüstride en sık kullanılan kontrol yöntemi haline getirmektedir (Bista, 2016). Fakat kolay anlaşılır olmasına rağmen doğrusal olmayan sistemler üzerinde başarılı sonuçlar vermemesi ve matematiksel modele ihtiyaç duyması, PID kontrol yönteminin dezavantajları olarak gösterilebilir (Ertuğrul ve Ülker, 2015).

PID kontrol yapısının uygulanmak istendiği sistemin kararlılığı açısından kazanç katsayılarının ideal şekilde belirlenmesi büyük önem taşımaktadır. Belirli ayar ölçütlerine göre bu kazanç katsayılarının belirlenmesi, PID kontrolör tasarımında en önemli kısımdır (Çoşkun ve Terzioğlu, 2009). PID kontrolörün parametrelerinin ayarlanmasında kullanılan birkaç farklı yöntem vardır. Ziegler – Nichols (1942), Cohen – Coon (1953) ve Aström – Hägglund (1984) metotları, kontrol sistemlerinin kararlılığını sağlamak

amacıyla PID kontrolör parametrelerinin belirlenmesi için en çok kullanılan metotlar olarak gösterilebilir. Bunların yanında integral performans kriterini esas alan kontrolör tasarım metotları da yaygın şekilde kullanılan metotlardandır (Zhuang ve Atherton, 1993). Yamamoto ve ark. (1996) sistemin doğrusal olmayan dinamikleri ile başa çıkılabilmesi ve parametre ayarlamasını kendiliğinden yapan bir PID kontrolörü gerçekleştirmiştir (Baek ve Kuc, 1997). Frekans döngü şekillendirme tekniği kullanılması (Grassi ve Tsakalis, 2000), sistemin kalıcı durum yanıtı ve kalıcı durum yanıtının kullanılması ya da kararlı ve kararsız durumlar için çok fazla bir bilgiye ihtiyaç duymayan, birbirinden bağımsız şekilde Nyquist diyagramından kontrol parametrelerinin hesaplandığı SPAM yöntemidir. Bahsedilen yöntemler uygulanarak elde edilen parametreler kontrol işlemleri süresince sabit kalmaktadır. Kontrol işlemi devam ederken sistemin dinamiklerinin değişmesi kontrol işlemi olumsuz yönde etkileyebilmekte ve sonucunda kazanç parametrelerinin yeniden hesaplanmasını gerektirebilmektedir. Bu yeniden hesaplama işlemi sistemi durdurup kazanç katsayılarının değişen değerler dikkate alınarak yeniden hesaplanması hem zaman kaybı hem de kullanıcı için zorluklar ortaya çıkaracaktır. Bu doğrultuda değişen sistem dinamiklerini dikkate alarak PID parametrelerinin gerçek zamanlı olarak ayarlanabildiği yapay sinir ağları, bulanık mantık veya genetik algoritma gibi yöntemler kullanılarak kazanç katsayıları hesaplanabilmektedir. Ayrıca doğrusal olmayan sistemler için kazanç katsayılarını ayarlayabilen hafızaya dayalı olan yöntem, kalman filtresi gibi birçok metotla da kontrol parametreleri hesaplanabilmektedir (Coşkun ve Terzioğlu, 2007).

Bu çalışmada, sabit mıknatıslı bir DC motorun hassas konum kontrolünün yapılması amaçlanmıştır. Kullanıcı arabirimi vasıtasıyla motor milinin istenilen konuma getirilmesi sensör (Enkoder) ile desteklenen kapalı çevrim bir kontrol sistemi tasarlanarak DC motorun konum kontrolü sağlanmıştır. Bu uygulamada bir DC motor, bir enkoder, bir motor sürücü devresi ve bir mikrodenetleyici kullanılmıştır. Kontrol yöntemi olarak PID kontrol yöntemi kullanılmıştır.



## 2. KAYNAK ÖZETLERİ

### 2.1. Doğru Akım (DC) Motorları

DC motorlar, mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştüren jeneratörler veya elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren motorlardır (Chapman, 2005). İlk olarak 1821 yılında Faraday tarafından ortaya atılan, ‘‘Manyetik alan içerisinde bulunan bir iletkenin elektrik akımı geçirildiğinde iletkene bir kuvvet etki eder. Bu kuvvetten dolayı iletken hareket eder’’ prensibine dayanmaktadır (Çolak, 2008).

DC motorlar, uzun yıllardır hız ve konum kontrolünde kullanılmaktadırlar (Coşkun ve Terzioğlu, 2009). Endüstriyel uygulamalarda çok sık tercih edilmelerinin nedeni, çok yönlü kontrol karakteristiklerine sahip olmalarıdır. DC motorlar yüksek kalkış torku sağlayabilmektedirler (Bulut, 2001).

Doğru akım motorları, konumlandırma sistemlerinde yaygın şekilde kullanılan bir aktüatördür. DC motorlar günümüzde robotlar, hassas konumlandırma makineleri veya endüstriyel uygulamalar gibi mekatronik sistemlerde uygulama alanı bulmaktadır. Mekatronik sistemlerin pozisyon kontrolü, öngörülebilir ve tekrarlanabilir şekilde doğru sonuçlar alınmak istendiğinde kullanılmaktadır. Genellikle bu amaç doğrultusunda adım motorları kullanılsa da, DC motorlar da bir çözüm olarak uygulanabilmektedir. Bunun yanında, DC motorlar kullanıldığında pozisyon kontrolünü yapabilmek için bir geri besleme sensörüne ihtiyaç duyulmaktadır (Baćac ve ark, 2014).

Son yıllarda, teknolojik ilerlemeler ile birlikte kontrol sistemlerinin önemi hızlı bir şekilde artmaya başlamıştır. Kontrol sistemlerinin öneminin artması, kontrol sistemleri eğitime yönelik çalışmaların artmasına neden olmuştur. Bu doğrultuda yapılan çalışmaların bir amacı da teoride görülen konuların uygulamaya aktarılmasında yaşanan sorunların çözümlenebilmesidir. Tasarlanan pozisyon kontrol deney setinde, birim basamak girişine cevapları ile hesaplanan cevaplar karşılaştırılmış ve bu cevapların aynı olduğu görülmektedir. Sisteme dışarıdan uygulanan bozucu etkiler ile sistemin performansının değişimi görülmektedir. Sistem performansının test edilmesinden sonraki adım ise değerlerin istenilen sınırlar içinde olup olmadığının belirlenmesidir. İstenilen

değerlerin elde edilemediği durumda bu doğrultuda kontrolör tasarımı yapılarak sistem performansı istenilen değerlere çekilebilmektedir (Doğman ve Boz, 2002).

## 2.2. PID Kontrol Yöntemi

PID kontrol en yaygın kullanılan geri beslemeli kontrol şeklidir. 1980'lerin ortalarında, Åström ve Hägglund odaklarını PID denetleyicisine çevirmiştir. O zamana kadar birçok ders kitabında yalnızca birkaç sayfa bahsedilen PID kontrol yöntemi, idealleştirilmiş bir yorumla sınırlı kalmıştır. Akademik camiada, PID kontrolün küçük bir araştırma alanı olduğuna inanılmaktaydı. Bu durumu Åström ve Hägglund'ın değiştirdiklerini söylemek doğru olur. Günümüzde pek çok ders kitabında en az bir bölüm olarak yer alan PID kontrol, aktif bir araştırma alanıdır. (Dormino, 2006).

Bazı sistemlerin transfer fonksiyonlarını belirlemedeki zorluk, tasarımcıları en uygun kontrolör parametrelerini belirlemenin deneysel yollarını keşfetmeye teşvik etmiştir. Bu doğrultuda en çok kullanılan yöntem mühendis Ziegler'in ve mühendis Nichols'un yöntemidir. Mühendisler PID kontrolör parametrelerini belirlemek amacıyla kullanılan iki klasik yöntem ortaya koymuşlardır. Bunlardan ilki Basamak Yanıtı Yöntemi, ikincisi ise, Frekans Yanıtı Yöntemi olarak bilinmektedir. Bu iki yöntem uygulamalarda ufak değişikliklerle hala kullanılmaktadır (Develi, 2004). Kontrolör kazanç katsayılarının, kontrol edilecek sürecin gecikme ve birim cevap hızının deneyler ile elde edilmiş veya hesaplanmış değerlerinden belirlenmesini sağlayan formüller verilmiştir. Böylece, kontrolör tasarlamak için hızlı bir yöntemin temeli oluşturulmuştur. (Ziegler ve Nichols, 1942).

Ziegler – Nichols metodu değişken parametreler, büyük atalet ve gecikme ile doğrusal olmayan ve karmaşık sistemlerin kontrolünde etkisiz kalmaktadır. Bu da kontrolörün çıkışta zayıf tepkiler vermesine yol açarak sistem performansını düşürmektedir. Ziegler – Nichols ayarlanmasındaki sınırlamalar, Cohen – Coon PID ayarlama yöntemi ile aşılabilmektedir (Joseph ve Olaiya, 2018). Cohen ve Coon metodu, Ziegler ve Nichols metoduna göre daha çeşitli uygulamalarda kullanılabilir olmasıyla avantajlıdır. Bu

yöntemde prosesin zaman gecikmesi, zaman sabiti ve proses kazancı karakteristikleri kullanılmaktadır (Atiç, 2018).

Kontrolör tasarımındaki farklı bir yaklaşım, kontrolör parametrelerinin en uygun kazanç ve faz marjları ayarlaması için frekans yanıtı yöntemidir. Bu röle ayarlama yöntemi, açık döngülü Nyquist eğrisinden sadece bir nokta bilgisini kullanarak PID kontrolör katsayılarını hesaplar. Proseste röle, kontrollü ve düşük genlikte salınım oluşmasını sağlamaktadır. Yaklaşım, tanımlanan noktanın başka bir noktaya taşınması temeline dayanmaktadır (Åström ve Hägglund, 1984).

PID regülatörlerinin bütün parametrelerinin, proses dinamikleri hakkında çok fazla bilgi kullanmadan bağımsız olarak ayarlandığı SPAM yaklaşımı önerilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçlarından, SPAM metodunun mükemmel performans sergilediği görülmektedir. Kararsız sistemler bu yaklaşımla kararlı hale getirilebilmektedir. (Zhang ve ark, 1996).

Kendiliğinden kontrolcü parametresi ayarlama üzerine yapılan çalışmada, yapay sinir ağları tekniğini kullanarak otomatik ayarlamalı bir PID kontrol tasarımı gerçekleştirilmiştir (Yamamoto ve ark, 1996).

PID kontrol yöntemine yönelik genel konuların ele alındığı çalışmada, PID kontrolörlerin geleceği hakkında varsayımlarda bulunulmuştur. PID kontrol yönteminin tasarımı, kararlılığı, uygulamaları ve performansına yönelik konular üzerinde durulmuştur (Åström ve Hägglund, 2001).

PID kontrolörün otomatik olarak ayarlanması için bulanık – genetik bir yaklaşım üzerine, geliştirilen algoritma PID kontrolörün parametrelerinin çevrimiçi olarak ayarlanması üzerine genelleştirme yapılmıştır (Bandyopadhyay ve ark, 2001).

PID kontrolör kazançlarının optimum ayarlanmasına yönelik çalışmada, hataların kareleriyle kontrolör çıkışının kararlı durumdaki değerinin farkının karesi toplamının integralini minimize ederek en uygun kontrolör parametrelerini bulmak için genetik

algoritma kullanılmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda, genetik algoritmalar ile elde edilen sonuçların, Ziegler ve Nichols metoduna kıyasla daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir (Gündoğdu, 2005).

PI katsayılarının optimizasyonunu sağlamak amacıyla dayanıklı ve güçlü Simbiyonik organizmalar arama (SOS) algoritmasına dayanan alternatif yeni bir çözüm üzerinde çalışılmıştır. Çalışmaların sonucunda genetik algoritma ve Ziegler – Nichols yöntemleri sonuçları ile karşılaştırılarak sonuçların bu iki yöntemle kıyasla performansının daha iyi olduğu görülmektedir (Çelik ve Öztürk, 2017).

C31 DSK sayısal işaret işleme başlangıç kiti kullanılarak bir DC motorun hız ve konum kontrolünün gerçek zamanlı olarak kontrolü gerçekleştirilmiştir. PID kontrolör, gerçekleştirilmek istenilen kontrolcünün karakteristiklerine bağılı katsayıların elde edilebilmesi, sistemin PID kontrolörle zaman yanıtı için MATLAB fonksiyonları kullanılmıştır. Sistem kapalı döngü transfer fonksiyonu ve adım cevabını hesaplamaktadır. Gerçekleştirilen uygulama motor çalışır durumda iken PID parametrelerinin çevrimiçi olarak ayarlanmasına olanak sağlamaktadır. DC Motorun hız ve konum kontrolü için yapılan teorik çalışmaların uygulamayı karşılayıp başarılı olduğu görülmektedir (Tang, 2001).

ARM CORTEX M3 mikrodenetleyicisi ile PID kontrol algoritması kullanılarak bir DC motorun pozisyon kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmada PID kontrolör parametreleri deneme yanılma yoluyla elde edilmiştir. Düzgün ayarlanmış PID parametreleri ile DC motorun pozisyonunun düzgün bir şekilde kontrol edildiğı ve motorun istenilen pozisyon değerine hatasız olarak, optimum sürede ulaşabildiğı görülmektedir (Manasa ve ark., 2015).

Kesir dereceli PI ve PD kontrolörleri ile bir DC motorun hız ve pozisyon kontrolleri üzerine yapılan çalışmada, her iki kontrolör tasarımı kesir dereceli kontrolör frekans bölgesi tanımlamalarına göre yapılmıştır. PI ve PD kesir dereceli kontrolörlerin kapalı döngü performansları, klasik PI ve PD kontrolör yapıları ile karşılaştırma yapılmıştır. Uygulamadan elde edilen deneysel sonuçlar kesir dereceli PI ve PD kontrolörlerin, klasik



PI ve PD kontrolörleri performans olarak geride bıraktığı görülmektedir (Copot ve ark., 2013).

Hidrolik bir pompanın valfine bağlı bir DC motorun açısal konumunu kontrol etmek amacıyla PID kontrol algoritmasının kullanıldığı çalışmada, Atmega16 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Vananın 360 derecelik bir aralıkta değil sınırlı bir aralıkta açılır ve kapanır olması istenmiştir. Uygulamada PID kontrol yönteminin, salınımların ve gürültülerin önlenmesinde etkili olduğu ve bu yöntemin doğru bir seçim olduğu görülmektedir (Sailan ve ark., 2013).

DC Motorun pozisyon kontrolüne yönelik çalışmada, Genetik Algoritma (GA) kullanılarak PID parametrelerinin belirlenmesi amaçlanmış ve LabVIEW ara yüzü ile uygulanmıştır. Genetik algoritma, doğal seleksiyon ve genetik prensiplerine dayanan, doğal evrim sürecini taklit eden bir yöntem olarak belirtilmektedir. GA ile tasarlanmış kontrolör, klasik yöntemin yanıtından çok daha hızlı tepki vermektedir. Ayrıca yükselme zamanı, oturma zamanı sürelerinin geleneksel yöntemle göre çok daha iyi performansa sahip olduğu ve GA ile elde edilen hata değerinin geleneksel yöntemle kıyasla daha küçük bir değere sahip olduğu görülmüştür (Thomas ve Poongodi, 2009).

PID ve Bulanık Mantık kontrol algoritmalarının kullanılarak sabit mıknatıslı fırçalı bir DC motorun hız kontrolünün gerçekleştirildiği çalışmada STM32F407 Discovery geliştirme kiti kullanılmıştır. Tasarlanan sistemin girişine farklı ve değiştirilen referans sinyalleri verilerek motorun iki kontrol yöntemiyle de bu referans sinyallerinde tutulması hedeflenmiştir. Yapılan testler neticesinde bulanık mantık kontrol yönteminde aşımın ve oturma zamanının geleneksel PID yöntemine kıyasla daha fazla olduğu, fakat yükselme zamanının da daha az olduğu görülmüştür. Kalıcı durum hatası ise iki yöntemde de aynı çıkmıştır. Bu iki kontrol yöntemi çıkış grafiğinin de belirli bir aralıkta salınımlı devam ettiği görülse de geribesleme ile alınan verilerden 1 rpm'lik bir kalıcı durum hatası tespit edilmiştir (Köse ve ark., 2013).

### 3. MATERYAL VE YÖNTEM

#### 3.1. Doğru Akım Motorları

Doğru akım motoru, bir DC kaynaktan aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren makinedir. DC motorların çalışması, ilk olarak 1821 yılında Faraday tarafından açıklanan “Manyetik alan içerisinde bulunan bir iletkenin elektrik akımı geçirilirse iletkene bir kuvvet etkir ve bu kuvvet nedeniyle iletken hareket eder ” ilkesine dayanmaktadır. DC motorlar, konum kesinliğinin ve düzenli bir hareketin sürekli tekrarının önemli olduğu uygulamalarda kullanılmaktadır (Özel, 2009).

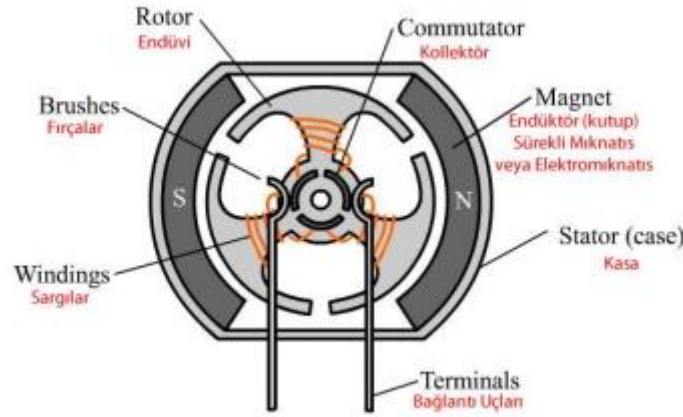
DC motorun içerisinde bulunan sargılara elektrik akımı uygulandığında, motorun içerisinde yer alan sabit mıknatlara zıt yönlü olarak ortaya çıkan manyetik kuvvetin etkisiyle hareket etme prensibi ile çalışmaktadır. Bu akımın yönünü, devamlı olarak sabit mıknatısa ters manyetik alan oluşturacak şekilde değiştirilmesi gerekmektedir. Bu değişim, Fırçalı DC motorlarda motorun sargılarına temas etmekte olan fırçalar vasıtasıyla, Fırçasız motorlarda ise elektronik hız kontrol devreleri tarafından sağlanır (Benveniste ve Aydemir, 2018).

DC motorların çok iyi derecede moment özellikleri ve kontrol karakteristikleri tercih edilmesindeki en önemli nedenlerdir. DC motorlar aynı indüksiyon ve senkron makineler gibi elektromekanik enerji dönüşümü amacıyla kullanılmaktadır. Makinede elektrik enerjisini mekanik enerjiye (Motor çalışma) veya mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmesi (Generatör çalışma) eş zamanlı gerçekleşmektedir. Motorlar, manyetik alan içine yerleştirilen ve akım taşıyan iletkenlerden oluşturulmuş bir elektromekanik sistem olarak açıklanabilir. Bu durum motorun her iletkeninde bir güç oluşmaktadır. Devamında iletkenler konum ve yapı olarak dönmeye uygun ise bir elektromanyetik moment meydana gelir. Oluşan bu moment endüvinin dönmesini sağlar. Generatör çalışmada iletkenler manyetik alan içerisinde dönmekte ve her iletkeninde gerilim indüklenir (Terzioğlu, 2008).

Doğru akım motorları, kontrolünün kolay olması ve etkili performans gibi özelliklere sahiptir. DC motorlar, endüstride hassas pozisyon kontrolü ve ayarlanabilir hız ayarı istenen uygulamalarda tercih edilmektedir. Alternatif akım (AC) motorlarına kıyasla kontrolünün kolay olması ve AC sürücülerine göre DC sürücü devrelerinin daha basit, aynı zamanda ucuz olması daha çok tercih edilmesinin sebeplerindedir (Soysal, 2007).

### 3.1.1. DC Motorun Yapısı

DC motorları, endüktörün yapısına göre elektromıknatıslı veya sabit mıknatıslı olarak iki yapıda imal edilirler. Bu iki yapı arasında endüktör dışında tasarım olarak pek fark bulunmamaktadır (Aktoğan, 2011).



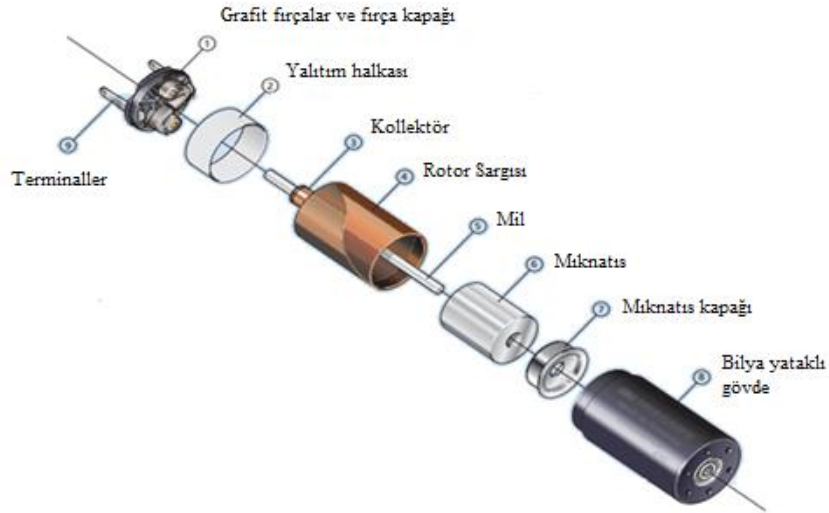
Şekil 3.1. Fırçalı doğru akım motorunun yapısı (Aktoğan, 2011)

Motorun kutuplarında manyetik alan oluşturan kısım, sabit mıknatıs veya sargılardan meydana gelen elektromıknatıs olabilir. Düşük güçler için bu kısım genellikle sabit mıknatıstan oluşmaktadır. Mıknatıs üzerine yapılan çalışmalarda gelişmeler neticesinde, artık büyük güçteki DC motorların kutuplarında da sabit mıknatıslar kullanılmaktadır. Kutuplarda sabit bir manyetik alan oluşturabilmek amacıyla sargı kullanılmış ise bu sargılar alan sargısı olarak adlandırılır ve bu sargılardan geçen akım ile manyetik alanın şiddeti ayarlanabilmektedir. Bu kısım sabit mıknatıslardan meydana gelmiş ise manyetik alanın şiddetinin değiştirilmesi mümkün olmamaktadır. Karşılıklı olan iki zıt kutupların (çift kutup) sayısı devir sayısı ile ters orantılıdır. Yani çift kutup sayısının 2 kat artması devir sayısını yarıya düşürmektedir.

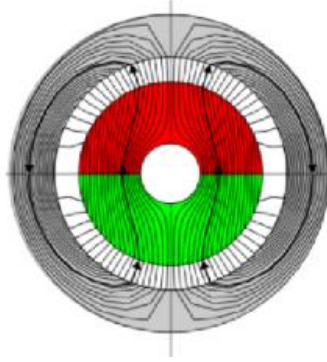
Dönen kısımda (endüvi) sargı sayısı ile üretilen tork doğru orantılıdır. Kutuplardaki manyetik alanın yönü, dönen kısımdaki sargının içinden akım geçmesiyle oluşturduğu alan ile aynı ise, kutup alanı bu sargıyı mümkün olabildiğince uzağa iter. Bu durumda rotor belirli bir mesafe almış ve durmuştur. Bu durumun nedeni rotor gidebileceği en uzak mesafededir. Artık başka bir sargıya akım verilmelidir ve bu akım sargının oluşturduğu alan ile kutuplardaki alanı etkileşime sokarak rotoru bir önceki yön ile aynı doğrultuda hareket ettirsin. İşte bu akımın yönü ve sargı seçim işleminin rotor hareketi ile otomatik olarak yapılmasını kollektör sağlamaktadır.

Fırçalar, DC motora gerilim uygulanmasını sağlamaktadırlar. Bu fırçaların kolektöre bir baskı yapması gerektiğinden fırçalar üzerinde baskı yayları bulunmaktadır (Özel, 2009).

Küçük ebatlı motorlarda, rotorun genellikle demir çekirdeksiz üretildiği içi boş bir silindir şeklinde alternatif bir tasarım kullanılmaktadır. Bu tasarım, mıknatıs ve tel içeren rotor yapısı olarak gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak armatür içi oyuktur ve sürekli mıknatıs rotor bobini içerisine monte edilmektedir (Aslam, 2011).



Şekil 3.2. Çekirdeksiz (Coreless) DC motorun kısımları (Anonim, 2019a)



Şekil 3.3 Çekirdeksiz DC Motor Yapısı (Anonim , 2016)

Bu yapıda, mıknatıs manyetik alanı oluşturmakta, hava boşluğu ne kadar küçük olursa manyetik alan o kadar güçlü olmakta ve dış kabuk manyetik alanı yönlendirmektedir (Anonim, 2016).

Çekirdeksiz tasarım, ileri ve geri hızlı ivmelenme ve kontrol edilebilirlik, geleneksel motorlara göre daha hafif olma, yüksek verimlilik (%85'e kadar), torkdaki düşük dalgalanma, düşük başlangıç gerilimi ve düşük endüktans ile uzun süreli fırça ve kollektör ömrü geleneksel motorlara göre avantajları olarak sayılabilmektedir (Anonim, 2019b).

Doğru akım motorları uyarma gerilimlerinin elde edilme şekline göre, kendinden uyarımlı ve yabancı uyarımlı olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Kendinden uyarımlı DC motorlar ise,

- 1) Seri motorlar
- 2) Şönt motorlar
- 3) Kompund motorlar olmak üzere 3'e ayrılmaktadır (Terzioğlu, 2008).

Doğru akım motorları, özellik ve karakteristiklerine göre 3'e ayrılmaktadır:

- 1) Fırçalı DC motor
- 2) Fırçasız DC motor
- 3) Step Motor (Aslam, 2011).

### 3.1.2. DC Motor Matematiksel Modeli

DC motorun matematiksel modeli,

$$T_1 = K_m \cdot i, \quad (3.1)$$

üretilen gerilim e, açısal hız ile ifade edilir,

$$e = K_e \cdot \omega_m = K_e \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (3.2)$$

Newton kanunlarının gereklerinin uygulanması ile,

$$J \frac{d\omega}{dt} + b \cdot \omega = \frac{K_m}{R_a} (u - K_e \cdot \omega) \quad (3.3)$$

elde edilir ve daha basit olması açısından armatür zaman sabiti ihmal edilir.

$$T_m = \frac{J \cdot R_a}{b \cdot R_a + K_m \cdot K_e} \quad (3.4)$$

$$b = K_m \frac{I_{an}}{\omega} \quad (3.5)$$

DC Motor transfer fonksiyonu,

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{\Omega(s)} = \frac{\frac{K_t}{R_a}}{Jms^2 + (b + \frac{K_t \cdot K_e}{R_a})s} \quad (3.6)$$

$$G(s) = \frac{\frac{K_m}{J \cdot R_a}}{s^2 + s \cdot \frac{1}{T_m}} \quad (3.7)$$

olarak elde edilir.

DC motor matematiksel modeli ve diğer parametreler yukarıdaki denklemler ile elde edilmektedir (Franklin ve ark, 2009 ; Baçac ve ark, 2014).

Bu çalışmada sabit mıknatıslı, 64:1 redüktör oranına sahip Faulhaber CR012 Çekirdeksiz DC Motor kullanılmıştır. Kullanılan bu motorun transfer fonksiyonu için gerekli parametreleri Çizelge 3.1.'de verilmiştir.

Çizelge 3.1. Kullanılan DC motor parametreleri

Atalet Momenti (J)	$5,7.e-7 \text{ kg.m}^2$
Armatür Direnci (R)	1,9 $\Omega$
Rotor Endüktansı (L)	$6,5.e-5 \text{ H}$
Mekanik Zaman Sabiti (Tm)	6e-3 sn
Tork Sabiti (Km)	$13,4e-3 \text{ Nm/A}$
Ters Emf Sabiti (Ke)	$1,4e-3 \text{ V/rpm}$

Çizelge 3.1'de verilen motor parametreleri, motorun datasheet'inden elde edilmiştir. Sürtünme katsayısı (b) ise daha önce yapılan çalışmaların incelenmesi ile 1 mNm/rpm olarak belirlenmiştir.

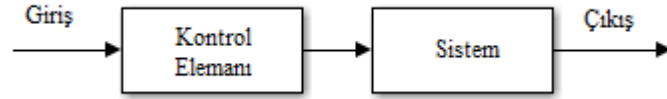
### 3.2. Kontrol Sistemleri

Kontrol, kontrol edilmek istenen sistem etrafında oluşturulmuş bir karar verici tarafından, doğrudan insan teşebbüsü olmadan gerçekleştirilebilmesi olarak açıklanabilmektedir. Kontrol sistemleri günlük hayatta çok yaygın kullanılmaktadır. Sistemlerin çalışma şekillerine göre iki tür kontrol sistemi vardır.

1. Açık çevrim kontrol sistemi
2. Kapalı çevrim kontrol sistemi

### 3.2.1. Açık Çevrim Kontrol Sistemleri

Açık çevrim kontrol sistemlerinde, sistemi kontrol eden mekanizmanın sistemin çıkışından bağımsız olduğu yani sistemin çıkışından etkilenmediği sistemlerdir. Yalnızca istenen referans değerine göre denetleme işleminin gerçekleştirildiği sistemlerdir. Şekil 3.4’de açık çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı gösterilmiştir. Buradan da görüleceği üzere kontrol sisteminin kontrol elemanı ve sistem olmak üzere iki temel bileşeni bulunmaktadır. Açık çevrim kontrol sistemlerinde, bozucu etkiler veya parametrelerdeki değişimler nedeniyle ortaya çıkabilecek değişiklikler düzeltilemez. Sisteme etki eden durumlar kullanıcı tarafından öngörü ile belirlenmektedir (Tekin, 2008).



Şekil 3.4. Açık çevrim kontrol sistemi

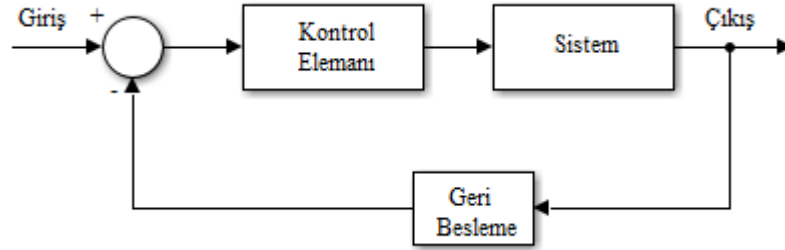
### 3.2.2. Kapalı Çevrim Kontrol Sistemleri

Kapalı çevrim kontrol, sisteme uygulanan kontrol sinyalinin sistem çıkışının değerlendirilmesiyle üretildiği kontrol sistemleridir. Bu kontrol sisteminde, sisteme uygulanan referans girişi ile çıkıştan geri besleme ile alınan değer karşılaştırılmaktadır. Bu karşılaştırma sonucunda bir hata sinyali elde edilmektedir. Elde edilen hata sinyalini giderici bir kontrol sinyali üretilmektedir (Tekin, 2008).

Kapalı çevrim kontrol sistemleri ifadesi, kontrol edilmek istenilen değişkenin geri besleme olarak kullanıldığı sistemler için kullanılmaktadır. Bu nedenle sistemin giriş sinyali, istenilen çıkışa ulaşabilmek amacıyla yeniden düzenlenebilmektedir (Bodur, 2011). Kapalı çevrim kontrol sistemlerine geri beslemeli kontrol sistemi de denilmektedir. Şekil 3.5.’de kapalı çevrim bir kontrol sisteminin blok şeması verilmiştir. Geri beslemeli kontrol sistemlerinin tasarlanmasındaki temel amaç daha hızlı tepki veren,



daha kararlı bir sistem isteğidir (Şahin, 2006). Geri besleme işlemi sensörler ve transdüserler ile gerçekleştirilmektedir.

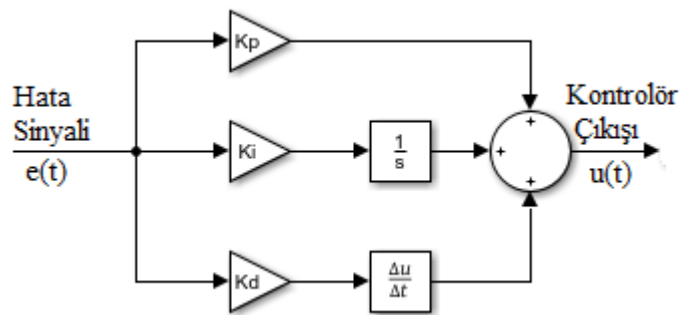


Şekil 3.5. Kapalı çevrim kontrol sistemi

### 3.3. PID Kontrol Yöntemi

PID kontrol yöntemi, dayanıklı ve etkili sonuçlar vermesi sebebiyle endüstriyel uygulamalarda çok yaygın tercih edilmektedir. PID kontrolör, Oransal(P), İntegral(I) ve Türev(D) denetleyicilerden oluşmaktadır. Bu üç denetleyici de sistemin çalışmasına değişik şekillerde etki etmektedir. PID kontrolörün her bir kısmı farklı birer kazanç katsayılarıyla yönetilmektedir. Bu kazanç katsayıları farklı sistemler için farklı değerler almaktadır (Gani ve ark., 2016).

Bu uygulamada odak noktası PID kontrol algoritması kullanan geri beslemeli kontrol sistemidir. PID kontrol daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi Oransal, İntegral ve Türev anlamına gelmektedir.



Şekil 3.6. PID denetleyici şeması

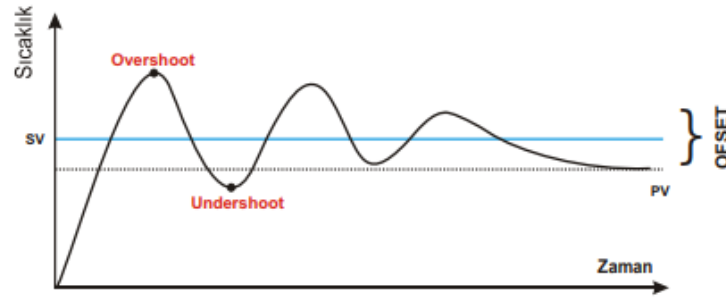
### 3.3.1. Oransal (P) Denetleyici

Oransal denetleyici, kapalı çevrim kontrol sistemi için en kolay denetleyici tipidir. Bu tip kontrolde hata sinyali  $e$  ve hata sinyaline etki eden bir  $K_p$  kazancı bulunmaktadır. Denklem 3.11.'deki oransal denetleyici formülünü incelenirse, hata arttıkça bu hata ile orantılı bir kontrolör çıkışı elde edilmektedir. Hata sabit olduğunda ise kontrolör çıkışı da sabit olmaktadır (Bodur, 2011). Oransal denetleyicide çıkış değeri ile referans giriş değeri arasında belirli bir fark oluşmaktadır ve bu farka kalıcı durum hatası denilmektedir. Ortaya çıkan kalıcı durum hatasını azaltmak için oransal bant küçültülebilir fakat bu durum da aç-kapa kontrole benzemekte ve referans giriş değeri etrafında salınımlar meydana getirmektedir (Kaçar ve ark., 2017). Oransal denetleyici katsayısını artırmak da çıkış değerini istenen değere daha çok yaklaştırabilmektedir. Fakat sistem salınımlar ve aşmalarla dengesiz bir hale gelebilmektedir. Bu nedenle Oransal denetleyici çoğu kontrol sistemi için tek başına yeterli olmamaktadır. Oransal denetleyiciye genellikle bir İntegral denetleyicisi ile kullanılmaktadır (Bista, 2016).

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (3.11)$$

$$e(t) = R(t) - g(t) \quad (3.12)$$

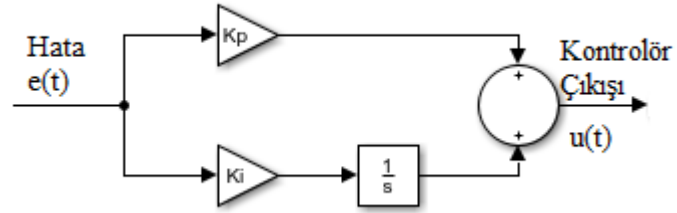
Denklem 3.11.'de oransal denetleyicinin çıkış formülü verilmiştir. Burada,  $K_p$  oransal kazancı,  $e(t)$  hata sinyalini,  $r(t)$  referans giriş sinyalini ve  $g(t)$  geri besleme ile elde edilen değeri ifade etmektedir.



Şekil 3.7. Oransal Denetleyici sistem yanıtı(Anonim, 2019c)

### 3.3.2. Oransal - İntegral (PI) Denetleyici

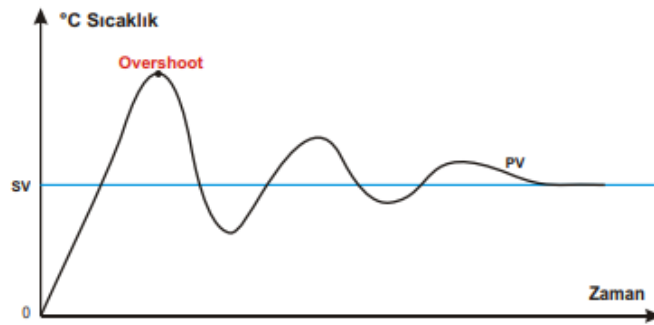
Oransal denetleyici ile ortaya çıkan kalıcı durum hatasını gidermek için kullanılan kontrol yöntemidir. İntegral denetleyici sisteme dahil edilerek referans giriş değeri ile çıkış değeri arasında oluşan kalıcı durum hatasını sıfırlamaya çalışmaktadır. Fakat bu PI denetleyicinin aşmayı ve yerleşme zamanını artırdığı göz ardı edilmemelidir. Bu denetleyici ile sistem cevabının, referans giriş değerine oturmuş olduğu gözükse de kontrolör tarafından sinyaller gönderilmeye devam etmektedir. Bu durum da sistemin kararlı yapıya geçmemesi durumunu ortaya çıkarmaktadır (Gezici, 2014).



Şekil 3.8. PI kontrolör blok şeması

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (3.13)$$

Denklem 3.13’de PI denetleyicinin kontrolör çıkışını ifade eden formül verilmiştir.

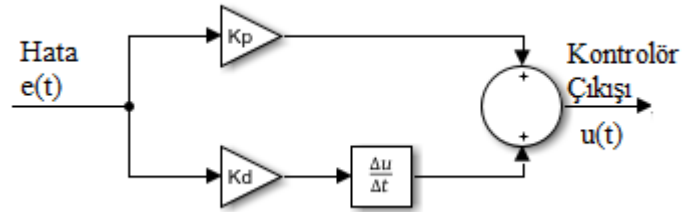


Şekil 3.9. PI denetleyici sistem yanıtı(Anonim, 2019c)

### 3.3.3. Oransal – Türev (PD) Denetleyici

Türev denetleyici, sistemin çıkış değerinin türevini her noktada almaktadır. Bu sebeple çalışmanın geleceğini tahmin edilebilmektedir. Bu denetleyicinin amacı, çıkış değerinin aşımına uğramadan kontrol edilmesidir. Türev denetleyici, hızlı ve kısa süreli değişiklikleri, değişkenlik gösteren ani gürültülere ve çıkış değerinin değişimlerine bakmaktadır. Türev denetleyici sistemi kararsızlaştırabileceği için dikkatle uygulanmalıdır. Türev denetleyicinin sönümlenme etkisinden dolayı salınımdan hızla kurtulmak mümkün olmamaktadır (Bista, 2016).

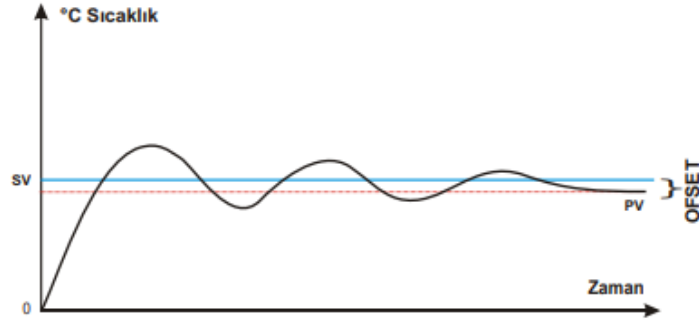
İntegral denetleyici tarafından kalıcı durum hatası giderilen sistemin cevabının osilasyona girmesini önlemek ve denetleyicinin belirli bir bant genişliğinde hatayı kaldırmak için sisteme sinyal gönderilmemesinin sağlanması gerekmektedir. Bu durum kontrol edilecek sistemin daha kararlı olmasına destek olacağı gibi aşım ve yerleşme zamanını düzeltmeyi sağlayacaktır. Fakat hatanın türevinin alınması sistemin hassasiyetini etkileyebilmektedir. Bu hata yöntemi türev denetleyicinin sağladığı hatanın yönünü önceden belirleme özelliğine sahiptir ve önceden önlem alınabilmektedir (Gezici, 2014).



Şekil 3.10. PD denetleyici blok şeması

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.14)$$

Denklem 3.14’de PD denetleyicinin kontrolör çıkışını ifade eden formül verilmiştir.

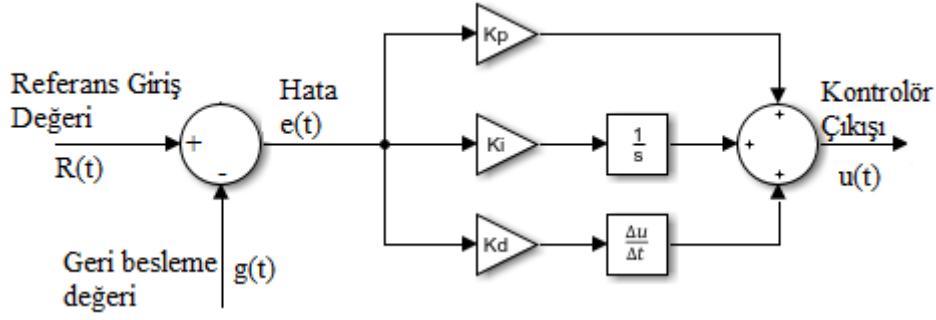


Şekil 3.11. PD denetleyici sistem yanıtı (Anonim, 2019c)

### 3.3.4. Oransal – İntegral – Türev (PID) Denetleyici

PID denetleyici, Oransal, İntegral ve Türev denetleyicilerin özelliklerini taşımaktadır. Genel olarak kontrolü zor ve karmaşık sistemlerde tercih edilmektedir. PI ve PD denetleyicilerin sistem üzerinde farklı etkilere sahip olmasının negatif tarafları da bulunmaktadır. Bu durumu gidermek için iki denetleyicinin bir araya getirilmesiyle sistemin davranışlarının düzeltilmesi sağlanabilmektedir (Gezici, 2014). Bahsedilen kontrol yöntemleri arasında en iyi performansı PID kontrol yönteminin sağlaması beklenir. Fakat bazı durumlarda P, PI ve PD kontrol yöntemlerinden birisi daha iyi sonuç verebilmektedir. Kontrol yönteminin karmaşıklığını azaltmak için en basit yöntemin seçilmesi önemlidir. PID denetleyici kullanırken dikkat edilmesi gereken husus bir değişkenin diğer iki değişkeni iyi veya kötü şekilde etkileyebilecek olmasıdır. (Gezici, 2014). PID kontrol yönteminin geri besleme sağlaması, kararlı durum hatasını ortadan kaldırma yeteneğine sahip olması ve türev denetleyici ile geleceği tahmin edebilme gibi bazı önemli yeteneklere sahiptir (Åström ve Hägglund, 1995).

Denklem 4' de PID kontrolör çıkışının matematiksel ifadesi verilmiştir. Bu ifadeden de görüleceği gibi, Oransal denetleyici hata ile orantılı terimi, İntegral denetleyici hatanın zamana göre integrali ile orantılı terimi ve Türev denetleyici ise hatanın zaman türevi olarak ifade edilir ve kontrolör çıkışı bu üç ifadenin toplamı olarak kabul edilmektedir (Özkan, 2006).



Şekil 3.12. PID denetleyici blok şeması

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.15)$$

Kontrolör çıktısının Laplace dönüşümü cinsinden ifadesi:

$$C(s) = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (3.16)$$

şeklinde ifade edilmektedir (Abbasov ve Önal, 2015).

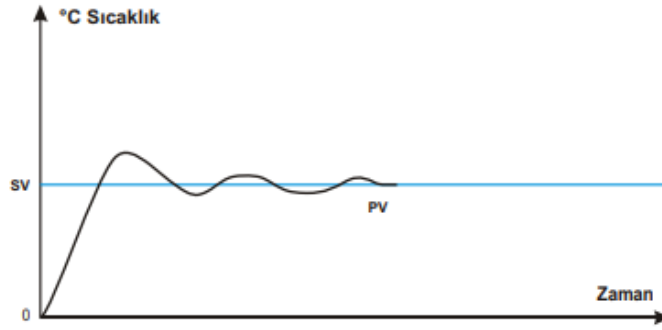
PID kontrolörün endüstriyel uygulamalarda yaygın şekilde

$$u(t) = K_c \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.17)$$

biçiminde verilmektedir. Burada,

$$K_p = K_c, \quad K_i = \frac{K_c}{T_i} \quad \text{ve} \quad K_d = K_c T_d \quad \text{olarak hesaplanmaktadır (Uçar, 2007).}$$

Bu denklemde,  $K$  oransal kazancı,  $T_i$  İntegral zaman sabitini ve  $T_d$  Türev zaman sabitini ifade etmektedir.



Şekil 3.13. PID denetleyici sistem yanıtı(Anonim, 2019c)

PID kontrol yöntemi uygulanmadan önce, denetleyici türlerinin etkilerinin verildiği Çizelge 3.2.'nin incelenmesi fayda sağlamaktadır.

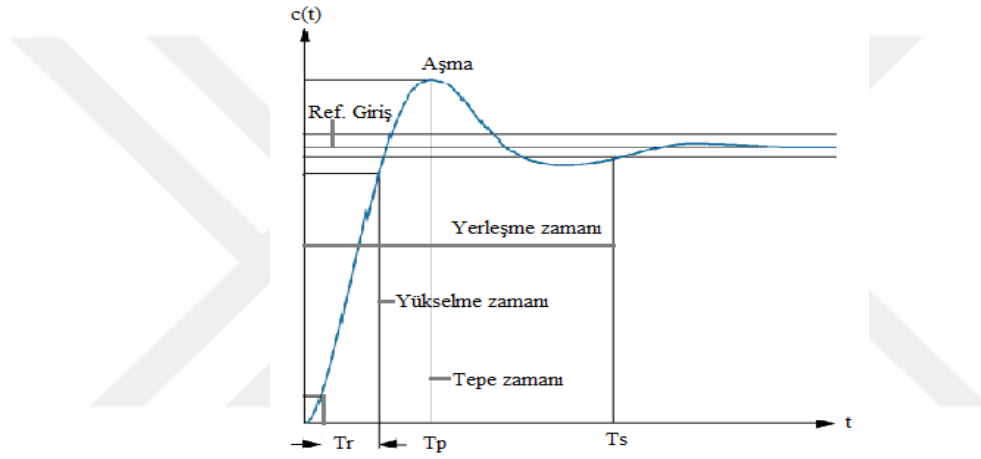
Çizelge 3.2. Kapalı çevrim kontrol sistemi denetleyicileri etkileri (Işık, 2014)

<b>Kapalı Çevrim Cevabı</b>	<b>Yükselme Zamanı</b>	<b>Aşma</b>	<b>Yerleşme Zamanı</b>	<b>Kararlı Durum Hatası</b>
$K_p$	Azalır	Artar	Küçük Oranda Değişir	Azalır
$K_i$	Azalır	Artar	Artar	Elimine Edilir
$K_d$	Küçük Oranda Değişir	Azalır	Azalır	Küçük Oranda Değişir

PID denetleyicinin davranışı ve performansını belirlemek için bazı faktörler bulunmaktadır. Çizelge 3.2.'de verilen bu faktörler aşağıda açıklanmıştır.

- 1) Tepe zamanı: Sistem yanıtının, tepe değerine ilk defa ulaşması için geçen süreyi ifade etmektedir.
- 2) Yerleşme Zamanı: Denetleyicinin, sistem yanıtının kalıcı durum hatasını düzeltirken harcadığı süreyi ifade etmektedir. Küçük yerleşme süresine sahip denetleyicinin, iyi bir denetleyici olduğu söylenebilmektedir.

- 3) Aşım: Sistem yanıtının, referans girişi ile tepe değeri arasındaki fark olarak açıklanmaktadır.
- 4) Yükselme zamanı: Sistem yanıtının, referans giriş değerinin %10'undan %90'ına ulaşması için geçen süreyi ifade etmektedir.
- 5) Kararlı durum hatası: Denetleyici sistem çıkışını referans giriş değerine yaklaştırmaya çalışır. Fakat bazı durumlarda bu iki değer arasında bir fark olur ve bu farka kalıcı durum hatası denilmektedir. Bu kalıcı durum hatasının değeri ne kadar küçük olursa denetleyici o derece iyi davranmaktadır (Gillard, 2017).



Şekil 3.14. Denetleyicinin performansının değerlendirilmesi (Hasırcı, 2016)

Kapalı çevrim bir kontrol sisteminde, sisteme referans giriş olarak bir basamak giriş uygulandığında, sistem yanıtının daimi rejim cevabına en kısa süre içerisinde ve kararlı şekilde yerleşmesini sağlayan kontrolör ayarı optimum ayarlama olarak kabul edilmektedir. Bu doğrultuda belirlenen ölçüt, sistem yanıt eğrisinde ikinci aşım genliğinin, ilk aşım genliğinin dörtte bir oranında olmasıdır. Bu değer hızlı yanıt ve hızlıca sönümlenme sağladığı deneysel olarak ortaya konulmuştur (Şahin, 2006).

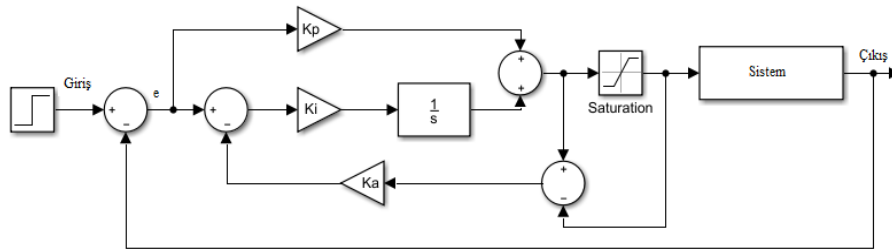
### 3.4. İntegral Yığılması

Kontrol sistemlerinin genel olarak doğrusal ifadeler ile tanımlanmalarına rağmen bazı doğrusal olmayan durumları da göz önünde bulundurmaları gerekir. Uygulamalarda her zaman sistemlerin bir sınır değerleri vardır ve bu sistemlerden, fiziki yapılarından daha



fazla şeyler beklenemez. Birçok kontrol sistemi için geniş çalışma aralığında, kontrol işareti bahsedilen sınır değerlerine ulaşabilir. Bu durumun sonucu olarak geri besleme devreden çıkar ve sistem açık çevrim çalışma şekline dönüşür. Bunun nedeni sistem sınır değerlerine ulaşmasıdır ve sistem çıkışından bağımsız olarak aynı değeri korumaktadır. Denetleyici integral terimi içeriyorsa, bu durumda hata teriminin integrali alınmaya devam etmekte ve denetleyici çıkışı giderek büyük değerlere ulaşmaktadır. Bu durumda her şey normal haline dönünceye kadar hata işaretinin ters yönlü olması gerekir. Sonuç olarak integral terimi içeren her denetleyici eyleyici doyuma ulaştığında genliği büyük yanıtlar oluşturur. Bu durumda, denetleyici sistemi doğru şekilde süremez ve denetleyici yanlış şekilde güncellenir. İntegral yığılmasını önlemede, kullanılan yöntemlerden biri geri hesaplama yöntemidir (Markaroğlu, 2006).

İntegral denetleyici, hatayı entegre etmeye devam etmektedir ve denetleyici işareti artmaktadır. Bu sorunun çözümü, Şekil 3.15.'de verilen denetleyici çıkışı doyuma ulaştığında, integral işlemini devre dışı bırakan bir önleyici devredir. Denetleyici çıkışı doyuma ulaştığında, integral alıcının çevresindeki geri besleme döngüsü, çalışmaya başlar ve integral denetleyicinin girişine gelen hata işaretini azaltıcı etki gösterir. İntegral yığılmasını önleyici kazanç olan  $K_a$ , tüm hata durumlarında, integral denetleyicinin girişini oldukça küçük tutabilecek şekilde seçilir. Denetleyici çıkış işareti, belirlenen doyum noktasının altında olduğu sürece integral yığılması düzeltme işareti sıfır olarak alınır ve düzeltme işareti devreye girmez. Fakat doyum noktasına ulaştınca  $K_a$  kazancı ile orantılı olarak, integral yığılmasını azaltıcı yönde etki gösterir (Yılmaz ve Dinçer, 2003).



Şekil 3.15. İntegral yığılmasını önleyen geri hesaplama yöntemi (Franklin ve ark, 2009)

İntegral yığılması önleyici kazancının ( $K_a$ ), geri hesaplama yönteminde büyük bir etkisi bulunmaktadır.  $K_a$  değeri, integral teriminin ne kadar hızlı veya yavaş küçüleceğini belirlemektedir. Bu değer belirlenmesinde en genel kural, integral önleyici kazancı

integral zaman sabiti ( $T_i$ ) ile türev zaman sabiti ( $T_d$ ) değerleri arasında seçilmesidir. Bunu genelleştirmek gerekirse,

$$K_a = \sqrt{T_i \cdot T_d} \quad (3.18)$$

şeklinde belirlenebilir (Markaroğlu, 2006).

### 3.5. PID Denetleyici Parametrelerinin Hesaplanması

PID denetleyici kazanç katsayılarının belirlenmesi üzerine birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalardan bazıları bu çalışmada ele alınmıştır.

#### 3.5.1. Deneme –Yanılma Yöntemi

Deneme yanılma yöntemi ile PID kazanç katsayılarının belirlenmesinde, denetleyicilerden herhangi ikisinin sabit tutularak kalan diğer parametrenin belirli oranda artırılıp azaltılması ile katsayıların elde edilmesidir (Aldemir ve Hapoğlu, 2016).

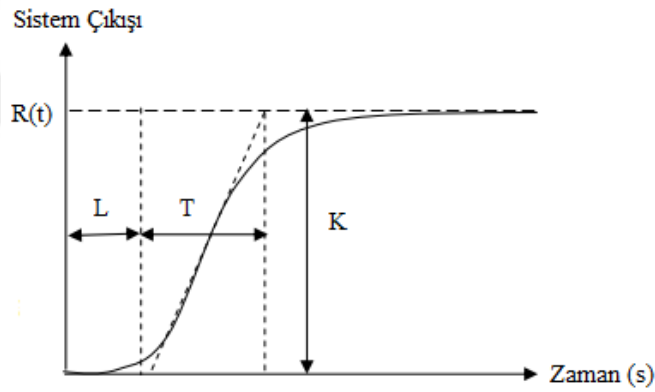
Deneme yanılma yöntemi ile parametrelerin ayarlanması, sistem yanıtlarının izlenmesi ile gerçekleştirilmektedir.  $K_p$ ,  $K_i$ , ve  $K_d$  parametreleri istenen yanıt veya gerekli sistem yanıtı elde edilinceye kadar değiştirilir. Bu yöntemde ilk olarak,  $K_i$  ve  $K_d$  kazançları sıfıra ayarlanır. Ardından  $K_p$ , optimum  $K_p$  değeri için sistem yanıtı salınım yapana kadar artırılır. Kazanç değeri, sistem yanıtını salınıma sokan değer olarak yaklaşık olarak yarısına ayarlanmalıdır. Daha sonra ofseti yeterli şekilde düzeltene kadar  $K_i$  değeri artırılır. Fakat  $K_i$  değerinin fazla artırılması kararsızlığa sebep olmaktadır. Son olarak döngü referansına ulaşmak amacıyla hızlı bir şekilde  $K_d$  artırılır.  $K_d$  değerinin çok fazla artırılması aşırı tepkilere ve aşmaya sebep olmaktadır. Hızlı bir PID denetleyici ayarı, ayar noktasına daha hızlı bir şekilde ulaşmak amacıyla çalıştığından genelde hafif bir aşma meydana gelir. Bu aşma durumu bazı sistemler için istenmeyebilir. Bu durumda aşırı sönümlü bir kapalı döngü sistemi gerekir (Ghani, 2014).

### 3.5.2. Ziegler – Nichols Yöntemi

Ziegler – Nichols yöntemi, PID parametrelerinin hesaplanmasında oldukça yaygın tercih edilen bir yöntem olup, açık çevrim ve kapalı çevrim olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır (Ulu, 2011).

#### 3.5.2.1. Açık Çevrim Ziegler – Nichols Yöntemi

Açık çevrim Ziegler – Nichols yönteminde ilk olarak kontrol edilmek istenen sistemin ölü zamanı ve maksimum eğimi hesaplanır ve bu hesaplanan değerler belirli formüller kullanılarak PID denetleyici için gerekli katsayılar hesaplanabilir. Ölü zamana sahip birinci dereceden bir sistemin çıkış grafiği Şekil 3.16.' da gösterilmiştir.



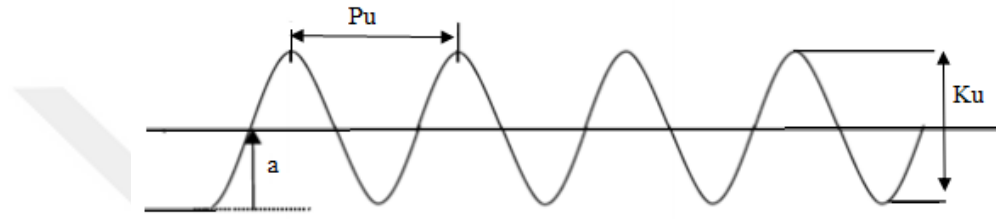
Şekil 3.16. Birinci dereceden sistemin çıkış eğrisi (Ulu, 2011)

Çizelge 3.3. Açık çevrim Ziegler Nichols yöntemi ile denetleyici parametrelerinin hesaplanması

Denetleyici Türü	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$T/L$	$\infty$	0
PI	$0,9T/L$	$L/0,3$	0
PID	$1,2T/L$	$2L$	$0,5L$

### 3.5.2.2. Kapalı Çevrim Ziegler – Nichols Yöntemi

Kapalı çevrim Ziegler – Nichols metodunda sistem yanıtı olarak elde edilen cevap eğrisinin osilasyona girmesi sağlanır. Şekil 3.17.'de verilen sistem yanıtında a noktasına gelindiği noktadaki kazanç değeri osilasyon kazancı ( $K_u$ ) olarak elde edilir. Elde edilen osilasyon kazancı ve Osilasyon periyodu ( $P_u$ ) kullanılarak sistemin PID katsayıları Çizelge 3.4.'deki formüller ile hesaplanabilmektedir.



Şekil 3.17. Kapalı çevrim Ziegler Nichols yöntemine ait sistem yanıtı(Ulu, 2011)

Çizelge 3.4. Kapalı çevrim Ziegler – Nichols yöntemi parametre hesabı (Coşkun ve Terzioğlu, 2007)

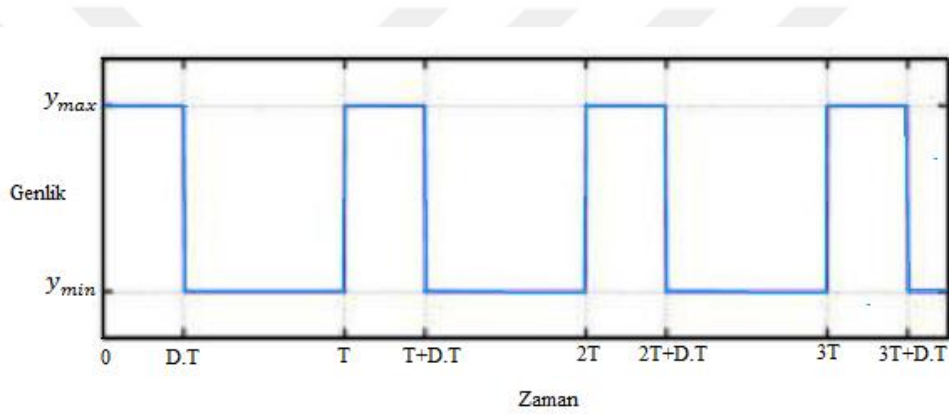
Denetleyici Türü	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P	$K_u/2$	-	-
PI	$K_u/2,2$	$P_u/1,2$	-
PID	$K_u/1,7$	$P_u/2$	$P_u/8$

### 3.5.3. Yazılım ile PID parametrelerinin Belirlenmesi

PID denetleyici kazanç katsayılarının kolay bir şekilde hesaplanabilecekleri bazı yazılımlar mevcuttur. Bu yöntemlerde herhangi bir teorik yöntem seçilebilmektedir. Matlab Simulink PID kontrolör Ayarlama, BESTune ve Exper Tune bunlardan birkaç tanesidir (Ghani, 2014).

### 3.6. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM)

Darbe genişlik modülasyonu, elde edilecek olan darbelerin genişliklerini kontrol ederek, çıkış olarak alınmak istenen analog elektriksel sinyalin veya değerin elde edilmesi tekniği olarak açıklanmaktadır. Bu teknik, elektrik ve elektronik alanlarında farklı hedefler doğrultusunda kullanılmaktadır. Oluşturulan kare dalga darbe sinyallerinin genişliklerinin ortalama değeri, çıkış olarak istenilen analog değerin elde edilmesini sağlamaktadır. Şekil 3.18.'de referans bir kare dalga sinyali verilmiştir. Bu kare dalga sinyali üzerinden açıklanırsa;



Şekil 3.18. Kare dalga sinyal (Yaz ve ark, 2012)

Sinyalin ortalama değeri,

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (3.19)$$

$y_{max}$  için bakılırsa,  $f(t)$  kare dalga olduğu için

$$0 < t < D.T \quad (3.20)$$

$y_{min}$  için,

$$D.T < t < T \quad (3.21)$$

aralıkları gösterilmektedir. Buradan,

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \left( \int_0^{DT} y_{max} dt + \int_{DT}^0 y_{min} dt \right) \quad (3.22)$$

$$= \frac{D \cdot T \cdot y_{max} dt + T(1-D)y_{min}}{T} \quad (3.23)$$

$$= D \cdot y_{max} + (1-D) y_{min} \quad (3.24)$$

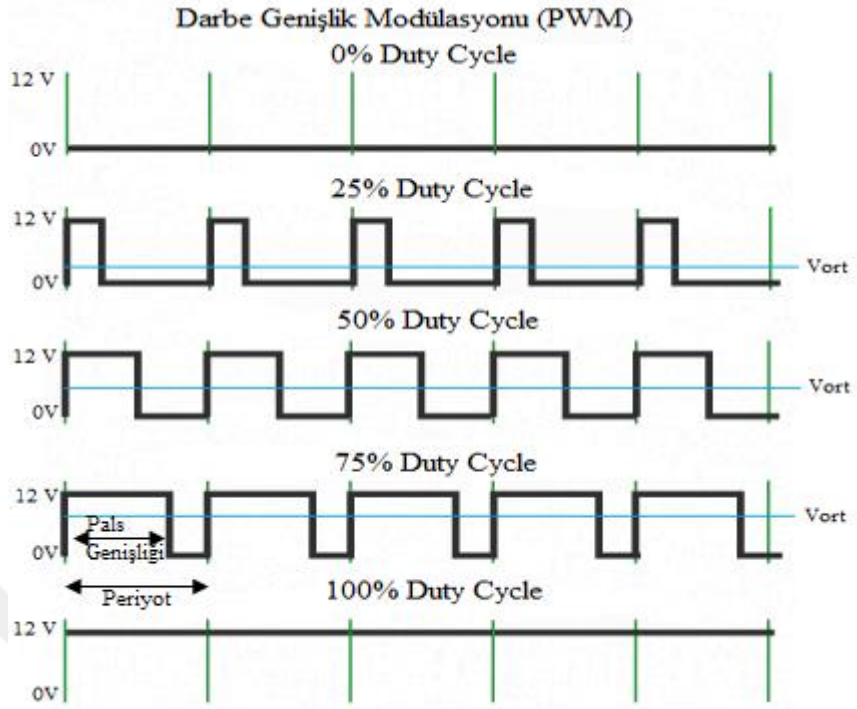
olarak elde edilmektedir. Elde edilen formülde  $y_{min}$  değeri genel olarak 0 iken denklem,

$$\bar{y} = D \cdot y_{max} \quad (3.25)$$

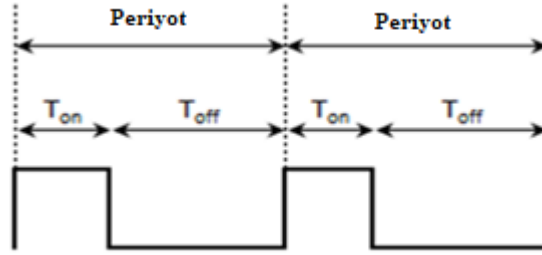
olarak kullanılmaktadır. Denklemden görüldüğü gibi elde edilecek olan ortalama değerin, sinyal oranına bağlı olduğu ortaya konulmaktadır.

Bu denklemde verilen,  $f(t)$  kare dalga frekansına(Hz),  $y_{min}$  genliğin en düşük değerine,  $y_{max}$  genliğin en yüksek değerine ve D sinyal oranına (Duty Cycle) karşılık gelmektedir.

Uygulamalarda kullanılan birçok farklı mikrodenetleyici PWM modülü sağlamaktadır. Bu modül, frekans ve sinyal oranı programlanması ile çalıştırılabilmektedir (Yaz ve ark, 2012).



Şekil 3.19. Farklı duty cycle süreleri ve duty cycle değişiminin ortalama gerilim üzerindeki etkisi (Anonim, 2019d)



Şekil 3.20. Duty Cycle diyagramı (Maung ve ark, 2018)

PWM sinyalinin Duty Cycle değerinin diğer bir ifadesi Şekil 3.20'den yola çıkılarak,

$$P = 1/F \quad (3.26)$$

$$P = T_{on} + T_{off} \quad (3.27)$$

$$\text{Duty Cycle} = T_{on} / (T_{on} + T_{off}) \quad (3.28)$$

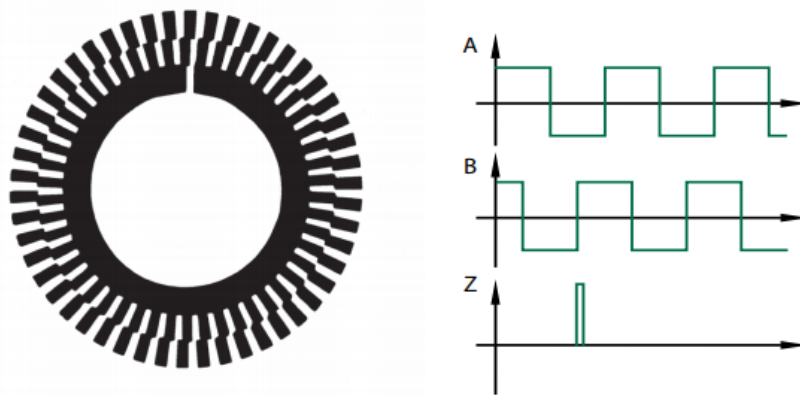
denklemleri ile hesaplanabilmektedir (Maung ve ark, 2018).

PWM tekniği ile elde edilebilecek farklı çıkış gerilimleri Şekil 3.19.'da verilmiştir. Burada, duty cycle değeri %25 için Vort değeri 3V, %50 için 6V ve %75 için 9V olacaktır. Bu çalışmada kullanılan Arduino kartının sağladığı PWM sinyali 0(%0) ile 255(%100) değerleri arasındadır.

### 3.7. Artımsal Optik Enkoder

Artımsal enkoderler, her pozisyon için benzer kare dalga çıkış üretir ve bu sinyaller bir takometre veya sayma işlemi için sayıcı ile kullanılabilirler. Optik enkoderler, genel yapı olarak üzerinde farklı sayıda yarıklar bulunan bir döner diskin her iki tarafında bulunan alıcı (foto transistör) ve verici (led) optik ileticinin ışık iletim yolunun kontrol edilmesi şeklinde ifade edilmektedir (Temur, 2010).

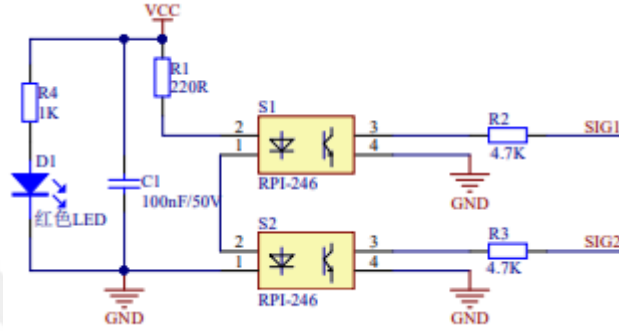
Artımsal enkoderler bir devir başına belirli bir sinyal üretmektedir. Artımsal enkoderler genel olarak üç çıkış sinyali sağlamaktadırlar. Şekil 3.20'de gösterilen bu sinyaller, devir başına belirli bir darbe üreten A sinyali, A ile aynı fakat 90 derece faz farkına sahip B sinyali ve sıfır geçiş sinyali olan, tam turda bir kez çıkış veren Z sinyalidir. Milin Dönme yönü A ve B sinyalleri karşılaştırılarak bulunabilmektedir. Bu üç sinyal sayesinde mil pozisyonu belirlenebilmektedir. Enkoderler x2 ve x4 şekillerinde belirtilmektedirler. A ve B sinyallerinin düşen ve yükselen kenarlarının sayılması ile bu çözünürlük değerleri artırılabilir (Pollefliet, 2018).



Şekil 3.21. Yarıklı disk ve çıkış sinyalleri (Pollefliet, 2018)



Bu çalışmada, RPI - 246 optik sensör kullanılmış ve optik sensörün Şekil 3.21’de verilen datasheetinden belirlenen direnç değerleri ile gerekli bağlantılar gerçekleştirilerek enkoder yapısı oluşturulmuştur. Motor miline entegre edilmiş bu optik enkoder yapısı kullanılmasıyla, elde edilen puls sayısının bazı dönüşümler sonrasında motorun açı bilgisine ulaşılmıştır.



Şekil 3.22. RPI – 246 optik sensör bağlantı şeması(Anonim, 2019e)

Kullanılan encoder diskindeki yarık sayısı 12 olmakta ve yükselen ve düşen kenarlardaki sinyaller ile birlikte bir tam turda 48 puls üretmektedir. Kullanılan DC motorun redüktör oranı 64:1'dir. Bu parametreler enkoderden alınan pulslerin açı değerine dönüştürülmesinde kullanılmıştır.

$$\begin{aligned} \text{Devir başına darbe sayısı} &= \text{Enkoder Çözünürlüğü} * \text{Redüktör oranı} \\ &= 48.64 = 3072 \text{ puls üretir.} \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\text{Açı olarak ifadesi } (\alpha) = \frac{P_e}{3072} \cdot 360 \quad (3.30)$$

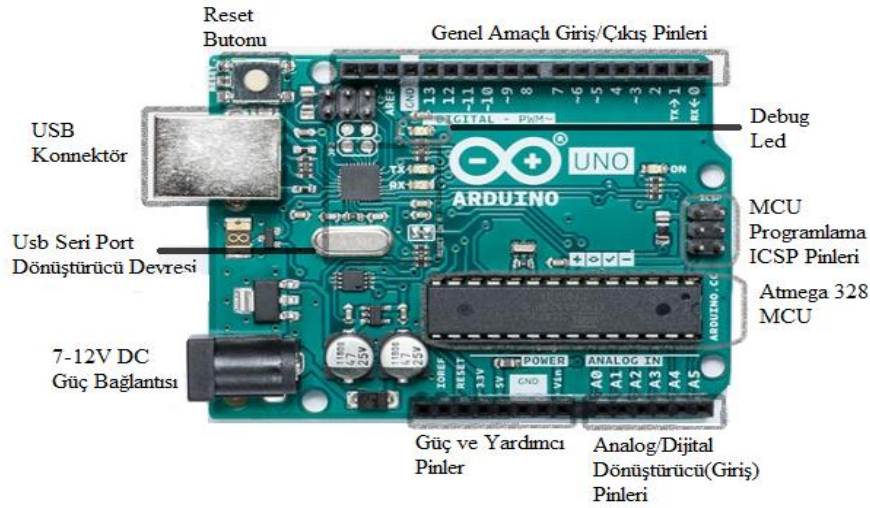
$P_e$  burada enkoderden gelen puls sayısını ifade etmektedir.

### 3.8. Arduino UNO

Arduino oldukça hızlı tasarımlar gerçekleştirebilmeye olanak sağlayan açık kaynaklı bir Donanım/Yazılım platformudur. Arduino programlama süreci çok daha hızlı olmasının bir nedeni, açık kaynaklı platform kod yazma işlemini ve yazılan kodların uygulamaya aktarılmasını kolaylaştırmak için tasarlanmıştır. Arduino kullanılarak gerçekleştirilmek

istenen projelerde, Arduino kartı, harici donanım ve Arduino Ide yazılım geliştirme ortamı olmak üzere 3 ana bileşen gerekmektedir. Genellikle Atmega mikrodenetleyicileri Atmel Studio, C veya Assembly programlama dillerinde yazılmış olan programları ICSP arayüzü vasıtasıyla bir programlayıcı aracılığıyla programlanabilmektedir (Delebe, 2017).

Şekil 3.23.'de verilen Arduino Uno kartı, ATmega328'e dayanan bir geliştirme kartıdır. Gerçekleştirilmek istenen uygulamalar ile ilgili çoğunlukla yardımcı olarak kütüphaneleri mevcuttur. Arduino kartı ile çalışabilmek için bu kartı bir USB kablo aracılığıyla bilgisayara bağlamak veya bir DC güç kaynağı ile beslemesinin yapılması gerekmektedir. Çizelge 3.5.'de ise Arduino Uno kartının özellikleri verilmiştir.



Şekil 3.23. Arduino Uno bağlantı noktaları

Çizelge 3.5. Arduino Uno kartının özellikleri (Anonim, 2019f)

Mikrodenetleyici	ATmega328P
Çalışma Gerilimi	5V
Tavsiye Edilen Besleme Gerilimi	7 – 12V
Besleme Gerilimi Sınırları	6 – 20V
Dijital Giriş / Çıkış Pinleri	14 Tane
PWM Giriş / Çıkış Pinleri	6 Tane
Analog Giriş Pinleri	6 Tane
Giriş / Çıkış Pini Başına Düşen DC Akım	20 mA
3.3V Pini İçin DC Akım	50 mA

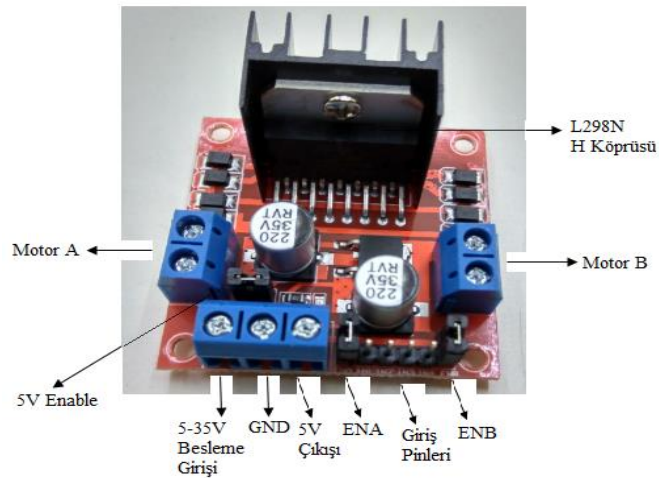
Flash Hafıza	32 KB (0.5 KB Bootloader İçin Kullanılır)
SRAM	2 KB
EEPROM	1 KB
Saat Frekansı	16 Mhz

Arduino kartları, C/C++ programlama dilleri, Matlab&Simulink, LabVIEW ve Java gibi platformlar üzerinden de programlanabilmesi sebebiyle yaygın olarak kullanılmaktadır (Ghani, 2014).

Uygulamamızda Arduino kartının, enkoder üzerinden alınan verilerin okunması, okunan sinyallerin değerlendirilmesi, PID kontrol yönteminin gerçekleştirilmesi ve motorun kontrolünün sağlanması için gerekli işlemlerin gerçekleştirilmesi gibi görevleri üstlenmektedir.

### 3.9. L298N Motor Sürücüsü

L298N H köprüsü motor sürücüsü, DC motorların hız ve yön kontrolleri için kullanılmaktadır. Aynı anda birbirinden bağımsız iki motorun kontrolünü sağlayabilmektedir. 2A'ye kadar bir akımı sağlar ve 5-35V arasında çalışan DC motorların kontrolü için uygundur. Kontrolör çıkış sinyali, motorların hız ve pozisyon kontrolünü sağlamak amacıyla PWM sinyali olarak uygulanmaktadır (Maung ve ark, 2018).



Şekil 3.24. L298N Motor sürücüsü

L298N motor sürücüsü gerçekleştirilen çalışmada, DC motorun konum kontrolünün gerçekleştirilmesinde Arduino kartı ile DC motor arasındaki bağlantıyı sağlamaktadır. Arduino kartında tasarımı gerçekleştirilen PID denetleyiciden gelen PWM sinyalleri ENA pinine girilmiştir. Motor sürücü giriş pinlerine ise motorun dönüş yönünü tayin eden bağlantılar girilmiştir.



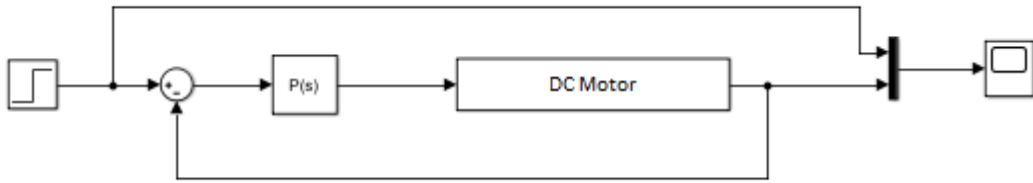
## 4. BULGULAR

Bu tez çalışmasında DC bir motorun hassas konum kontrolü üzerine Matlab Simulink ara yüzünde ilk olarak sistem simülasyonu DC motorun transfer fonksiyonu kullanılarak oluşturulmuş ve sistem davranışları gözlemlenmiştir. Kullanılan PID yönteminde,  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  denetleyici parametreleri kapalı çevrim Ziegler Nichols metodu kullanılarak Çizelge 3.4.'deki ifadeler yardımıyla elde edilmiştir. Öncelikle elde edilen bu parametreler simülasyon üzerinden test edilmiştir. Daha sonra Simulink Arduino paketi kullanılarak Simulink üzerinden sistem tasarımı gerçekleştirilmiş ve gerçek zamanlı olarak sistem kontrolü ve analizleri gerçekleştirilmiştir.

### 4.1. PID Denetleyici Parametrelerinin Elde Edilmesi

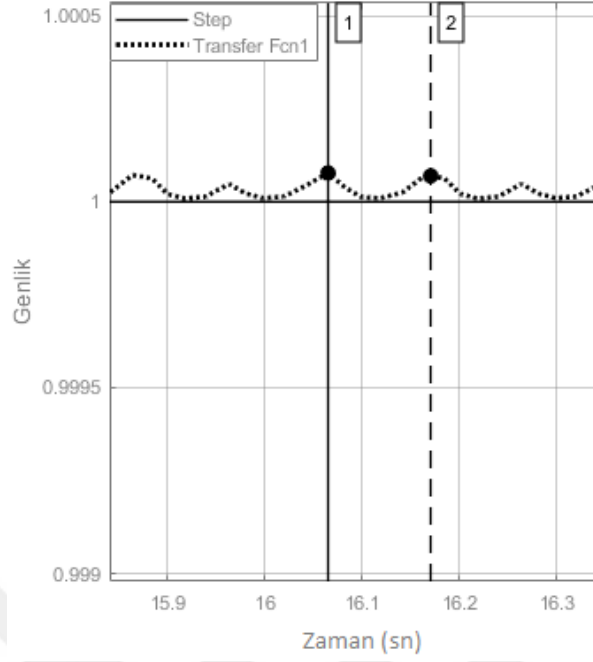
#### 4.1.1. Ziegler Nichols Yöntemi ile Parametrelerin Elde Edilmesi

PID denetleyici parametrelerinin elde edilmesinde ilk olarak Ziegler - Nichols (Z-N) kapalı çevrim parametre belirleme yöntemi kullanılmıştır. Bu doğrultuda DC motorun Denklem 3.7'deki transfer fonksiyonunda gerekli matematiksel işlemler gerçekleştirilmiş ve oluşan fonksiyon üzerinden parametre belirleme işlemi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.1. Z-N yöntemi ile parametre hesaplama için tasarlanan sistemin şeması

Kontrol yöntemi olarak kullanılan PID denetleyicinin parametrelerinin belirlenmesi için ilk olarak sistemin transfer fonksiyonu kullanılarak sistemin kapalı çevrim kontrol cevabı elde edilmiştir. Kapalı çevrim Z-N metodunda daha önce bahsedildiği gibi sistem yanıtının osilasyonlu cevabı elde edilmiştir.



Şekil 4.2. Osilasyonlu sistem yanıtı

Sistem yanıtının osilasyona girmesini sağlayan  $K_p$  değeri, osilasyon kazancı  $K_u$  olarak ve osilasyon periyodu  $P_u$  değeri grafikten elde edilmiştir. Daha sonra Çizelge 3.4.'deki eşitlikler kullanılarak PID katsayılarının belirlenmesi için gerekli işlemler yapılmıştır. Buradan,

$$K_u = 0.012875,$$

$$P_u = 0.105 \text{ sn}$$

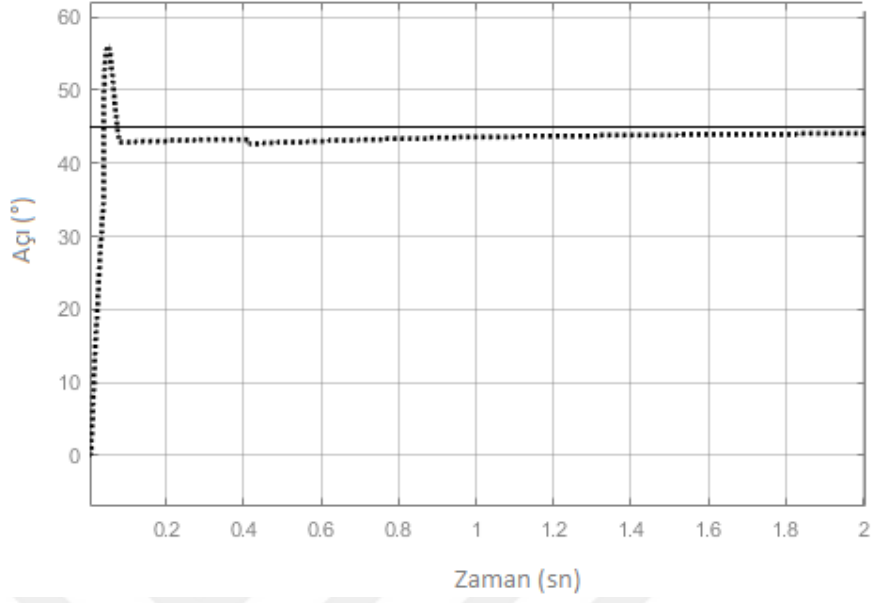
olarak elde edilmiştir. Elde edilen bu parametreler ile P denetleyici, PI denetleyici ve PID denetleyici yapıları için kazanç katsayıları hesaplanmış ve ayrı ayrı incelenmiştir.

#### 4.1.1.1. Oransal Denetleyici Uygulaması

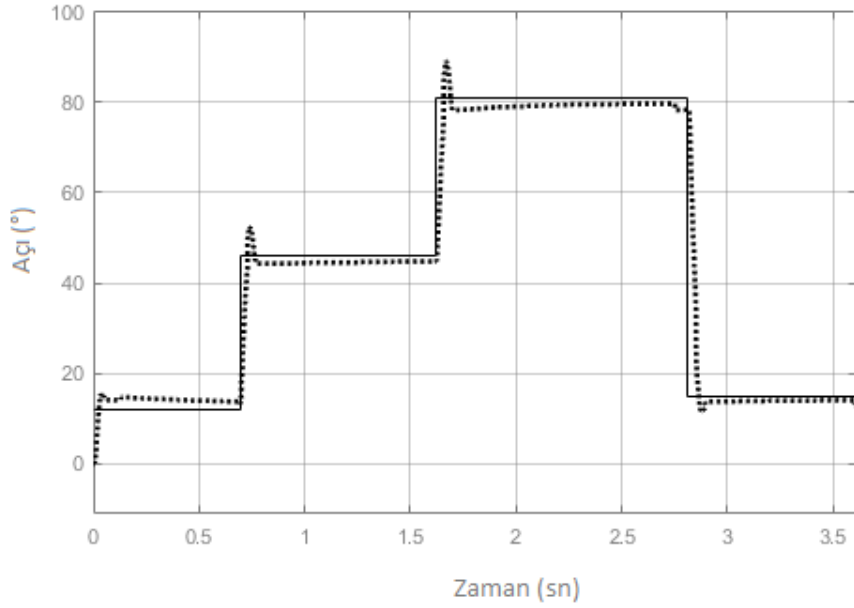
Oransal denetleyici için Çizelge 3.4.'deki denklem ile oransal denetleyici kazanç katsayısı ( $K_p$ ),

$$K_p = K_u * 0.5 = 0.012875 * 0.5 = 0.00643 \quad (4.1)$$

olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.3. Z-N yöntemi oransal denetleyici sistem yanıtı



Şekil 4.4. Oransal denetleyici için farklı referans değerlerine ait sistem yanıtları

Şekil 4.3.'deki çıkış grafiği, denklem 4.1'de elde edilen  $K_p$  değerinin DC motora gerçek zamanlı olarak uygulanmasıyla elde edilmiştir. Şekil 4.4.'de farklı referans değerleri için sistem yanıtları gözlemlenmiştir.

Çizelge 4.1. Oransal denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.036 sn,
Tepe zamanı	0.048 sn
Yerleşme zamanı	1.2 sn
Aşım	%24

Gerçek zamanlı kontrol edilen sistem ve çıkış grafiği üzerinden, sistemin kabul edilebilir bir değerdeki hata değerine yaklaşmasından sonra, çok yavaş bir şekilde hatayı azaltarak referans değerine yaklaştığı gözlemlenmiştir. Kontrol edilmek istenilen sistem için, sadece oransal denetleyici kullanıldığında, yapılan örneklemeler neticesinde genel olarak 0.5 ile 3 derece arasında bir kalıcı durum hatası meydana gelmektedir.

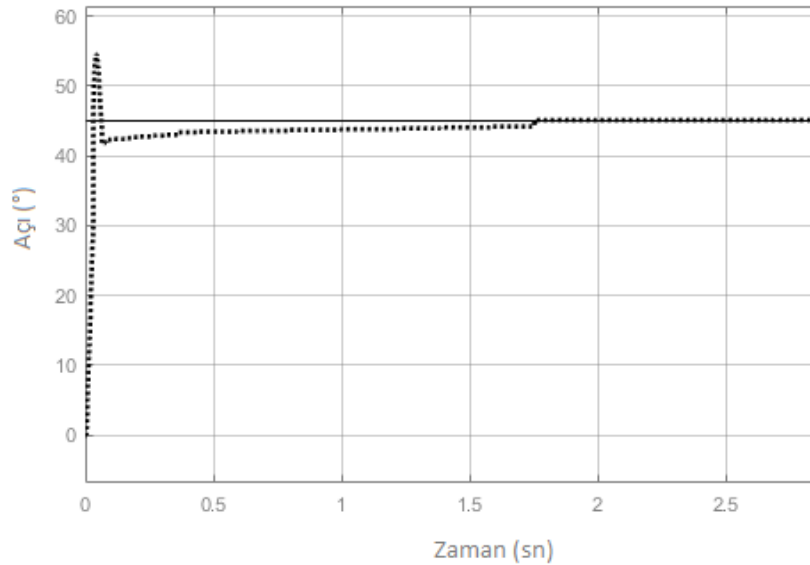
#### 4.1.1.2. Oransal-İntegral (PI) Denetleyici Uygulaması

PI denetleyici için Tablo 'deki eşitlikler ile kazanç katsayıları,

$$K_p = \frac{K_u}{2.2} = \frac{0.012875}{2.2} = 0.0585 \quad (4.2)$$

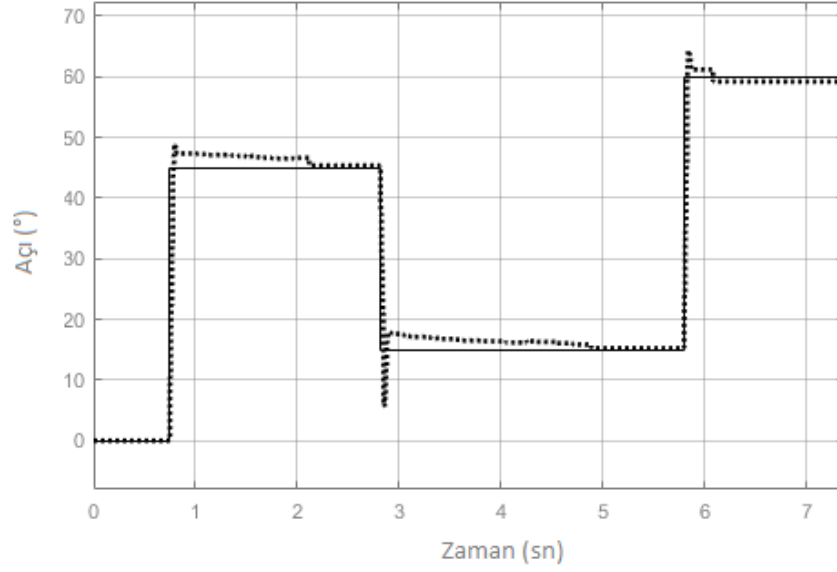
$$K_i = \frac{P_u}{1.2} = \frac{0.105}{1.2} = 0.0875 \quad (4.3)$$

olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.5. Z-N yöntemi PI denetleyici sistem yanıtı





Şekil 4.6. PI Denetleyici için farklı referans değerlerine sistem yanıtı

Z – N yöntemiyle elde edilen PI denetleyici katsayıları sisteme uygulanmış ve Şekil 4.5’deki yanıt elde edilmiştir.

Çizelge 4.2. PI denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.033 sn,
Tepe zamanı	0.045 sn
Yerleşme zamanı	0.45 sn
Aşım	%8

Sistemde ilk başlangıçta bir aşma olduğu görülmektedir. Bu aşma değerinden sonra sistem yaklaşık 2 ile 4 derece arasında bir aralıkta referans değerine yaklaşmaktadır. Belirli bir süre geçtikten sonra sistem çıkış grafiği referans değerine yerleşmekte ve kalıcı durum hatası meydana gelmemektedir. Oturma süresinden sonra sistem iyi bir yanıt vermektedir. Sistemin cevap hızı yüksektir. Motor kontrolüne yönelik uygulamada oransal denetleyici ile gerçekleştirilen sisteme göre kalıcı durum hatasını ortadan kaldırmakta ve sistem daha iyi sonuçlar vermektedir.

### 4.1.1.3. Oransal – İntegral – Türev (PID) Denetleyici

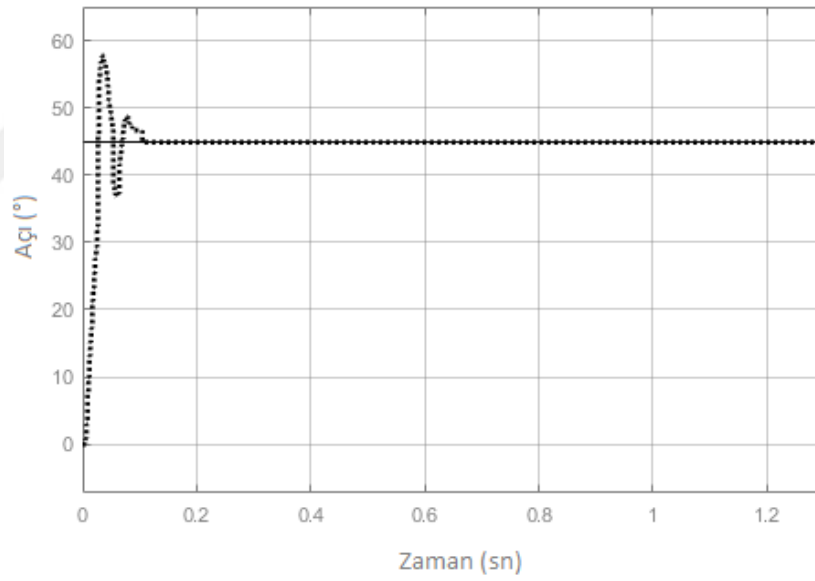
PID denetleyici için Tablo 3. 'deki eşitlikler kullanılarak kazanç katsayıları,

$$K_p = \frac{K_u}{1.7} = \frac{0.125875}{1.7} = 0.007573 \quad (4.4)$$

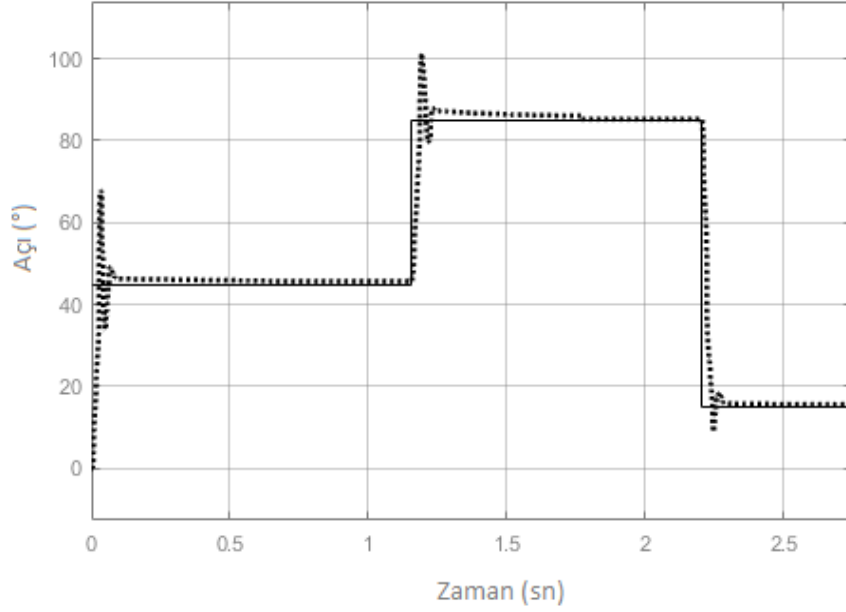
$$K_i = \frac{P_u}{2} = \frac{0.105}{2} = 0.0525 \quad (4.5)$$

$$K_d = \frac{P_u}{8} = \frac{0.105}{8} = 0.013125 \quad (4.6)$$

olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.7. Z-N yöntemi PID denetleyici sitem yanıtı



Şekil 4.8. Farklı referans değerlerine sistem yanıtı

Z – N yöntemiyle elde edilen PID denetleyici katsayıları sisteme uygulanmış ve Şekil 4.8’deki yanıt elde edilmiştir. Bu grafikten,

Çizelge 4.3. PID denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.027 sn,
Tepe zamanı	0.036 sn
Yerleşme zamanı	0.103 sn
Aşım	%26

Yukarıda sistem yanıtının performans değerlendirme parametreleri hesaplanarak verilmiştir. Sistem yanıtında ilk anda bir osilasyon meydana geldiği görülmektedir. Burada, sistemin büyük bir aşma değerine sahip olduğu görülmektedir. Mevcut konuma yakın referans giriş açı değerlerine sistem oldukça yavaş cevap vermektedir. Kalıcı durum hatasını gidermede Oransal (P) denetleyici ve Oransal – İntegral (PI) denetleyici yanıtlarına göre daha iyi sonuçlar alındığı görülmektedir.

#### 4.1.2. Otomatik PID Parametre Ayarlama İle Parametre Belirleme

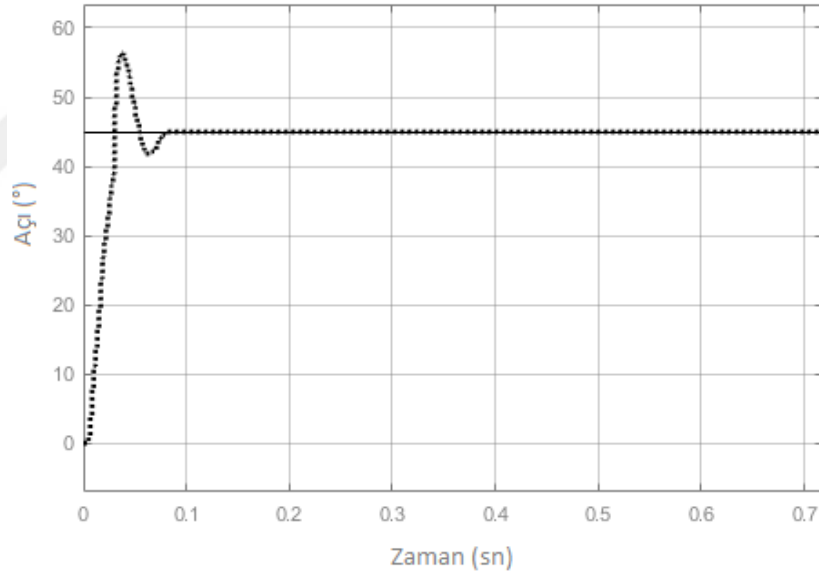
Otomatik PID parametre ayarlama Simulink ortamında sistemin transfer fonksiyonu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu yöntem ile otomatik olarak kazanç parametreleri basit bir kaydırıcı ile denetleyici üzerinde ince ayarlar yapılarak gerçekleştirilmiştir. Bu yöntem ile kazanç parametreleri,

$$K_p = 0.01049,$$

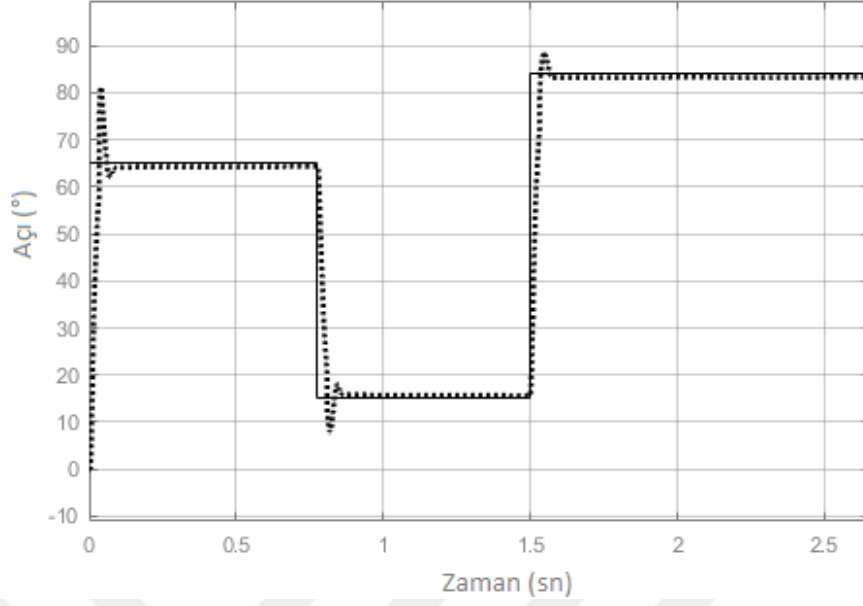
$$K_i = 0.001513,$$

$$K_d = 0.002505$$

olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.9. Otomatik olarak ayarlanan PID katsayılarının sistem yanıtı



Şekil 4.10. Otomatik olarak ayarlanan PID katsayılarının farklı referans değerlerine yanıtı

Otomatik PID parametre ayarlama ile elde edilen parametrelerin gerçek zamanlı sisteme uygulanması ile elde edilen sistem yanıtının grafiği Şekil 4.'da verilmiştir. Bu grafikten,

Çizelge 4.4. PID denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.021 sn,
Tepe zamanı	0.039 sn
Yerleşme zamanı	0.073 sn
Aşım	%24

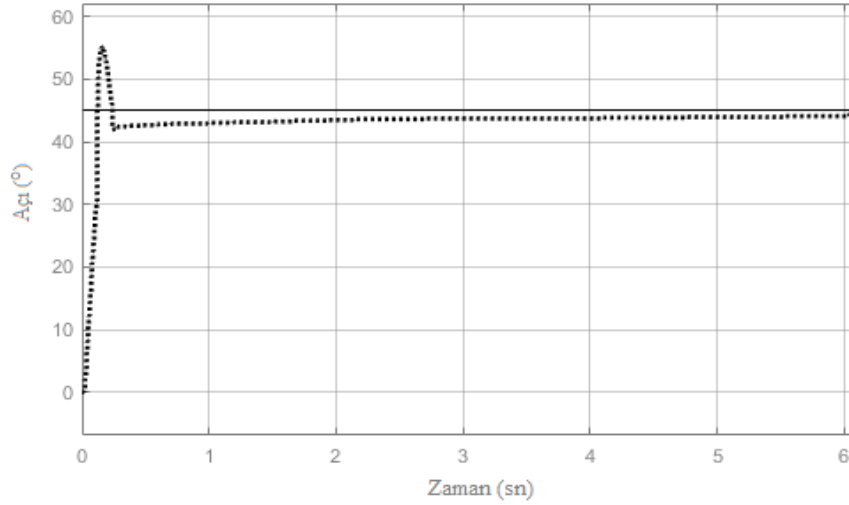
Yukarıda 45°'lik bir referans giriş değerine sistemin verdiği yanıtın grafiği Şekil 4.9.'da verilmiştir. Sistem yanıtı incelendiğinde, ilk hareket anında bir aşma meydana geldiği görülmektedir. Grafikten sistem yanıtının 0.09 sn'de referans değerine tamamen oturduğu ve kalıcı durum hatasının ortadan kalktığı görülmektedir. Sistem performansı değerlendirilirse aşma değerinin yüksek olduğu görülmektedir. Fakat kontrol edilmek istenen sistem için Z-N metoduna kıyasla otomatik parametre belirleme yöntemi ile sistem yanıtının daha iyi olduğu görülmektedir. Şekil 4.10.'de ise gerçek zamanlı kontrol edilen sistemin farklı referans giriş değerlerine anlık verdiği tepkilerin grafiği verilmiştir. Bu grafikten de sistemin anlık değiştirilen referans giriş değerlerine iyi sonuçlar verdiği görülmektedir.

### 4.1.3. Deneme Yanılma Yöntemi ile PID Parametrelerinin Elde Edilmesi

Bu kısımda PID denetleyici parametreleri deneme yanılma yöntemiyle sistemin gerçek zamanlı çalıştırılmasıyla elde edilmiştir.

Daha önce açıklanmış olan deneme yanılma yöntemi ile sistem yanıtları incelenmesi bu bölümde ele alınmıştır. Farklı denetleyici katsayılarına sistemin verdiği yanıtlar incelenmiş ve en iyi sonuçlar için iyileştirmeler yapılmıştır. İlk olarak integral ve türev denetleyici katsayıları sıfır değerine ayarlanmış ve oransal denetleyici katsayısı ayarlanarak işlemlere başlanılmıştır. Oransal denetleyici katsayısı ayarlandıktan sonra sırasıyla integral ve türev kazançları belirlenmeye çalışılmıştır.

Gerçekleştirilen ilk uygulama P denetleyici ve  $K_p = 0.0064375$  kazancı için sistem yanıtı Şekil 4.11.'de verilmiştir.



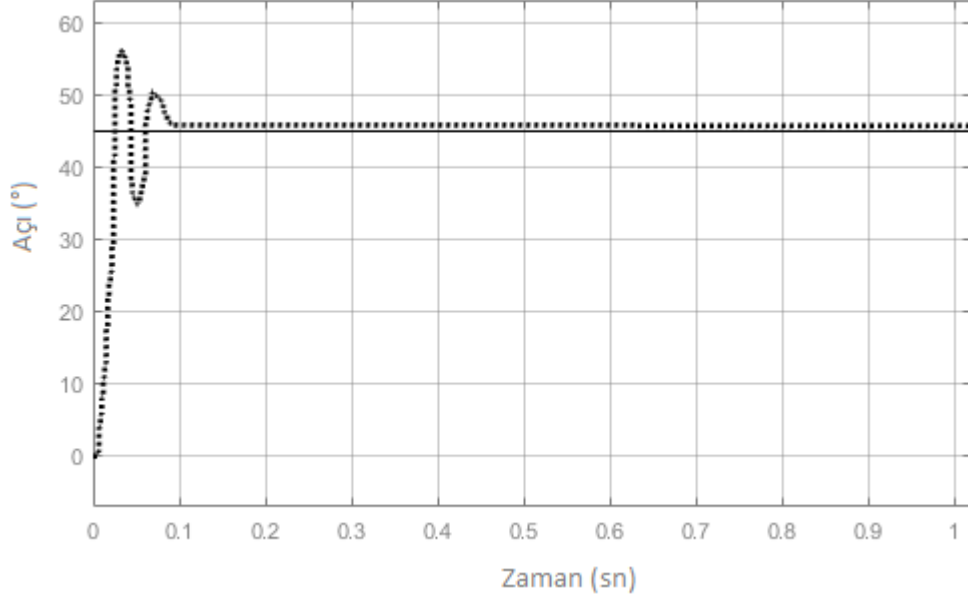
Şekil 4.11.  $K_p = 0.0064375$  kazancı için sistem yanıtı

Çizelge 4.5. P denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.115 sn,
Tepe zamanı	0.157 sn
Yerleşme zamanı	6.052 sn
Aşım	%24

İlk olarak gerçek zamanlı kontrol edilen sistem ve çıkış grafiği üzerinden, sistemin kabul edilebilir bir değerdeki hata değerine yaklaşmasından sonra, çok yavaş bir şekilde hatayı azaltarak referans değerine yaklaştığı gözlemlenmiştir. Kontrol edilmek istenilen sistem için, sadece oransal denetleyici kullanıldığında, sistem zamanla giderek referans değerine yaklaşırsa da sistem yanıtında kalıcı durum hatası meydana gelmektedir.

PI denetleyici ve  $K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.1$  kazançları için sistem yanıtı Şekil 4.12.'de verilmiştir.



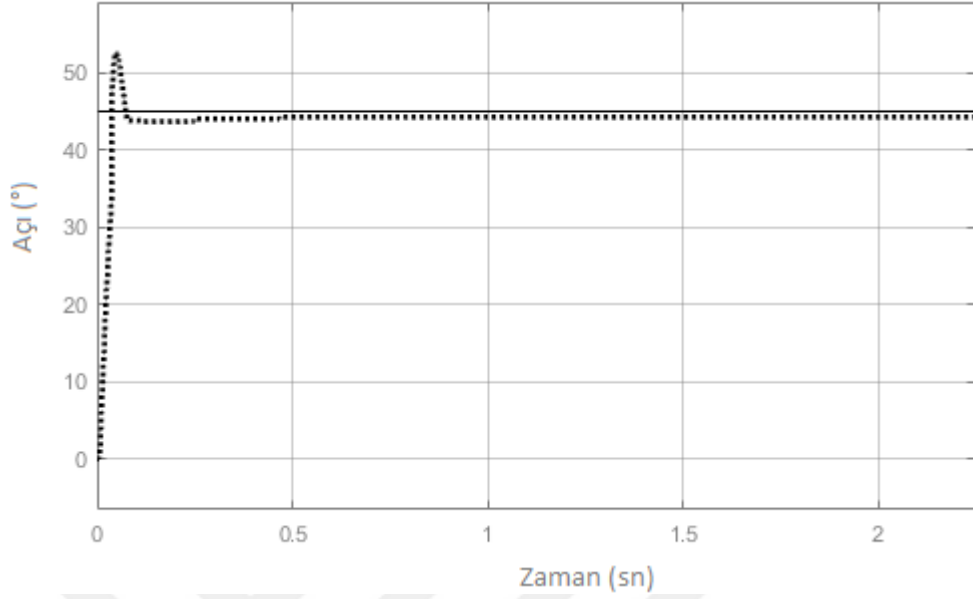
Şekil 4.12.  $K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.1$  kazançları için sistem yanıtı.

Çizelge 4.6. PI denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.024 sn,
Tepe zamanı	0.033 sn
Yerleşme zamanı	0.090 sn
Aşım	%26

Belirlenen PI kazanç katsayıları için grafikte sistem yanıtının başlangıçta bir osilasyonludur. Sistem oturma zamanı itibariyle referans değerine  $0.5^\circ$ 'lik bir farkla yerleşmektedir.

$K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.01$  kazançları için sistem yanıtı Şekil 4.12’de verilmiştir.



Şekil 4.13.  $K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.01$  kazançları için sistem yanıtı

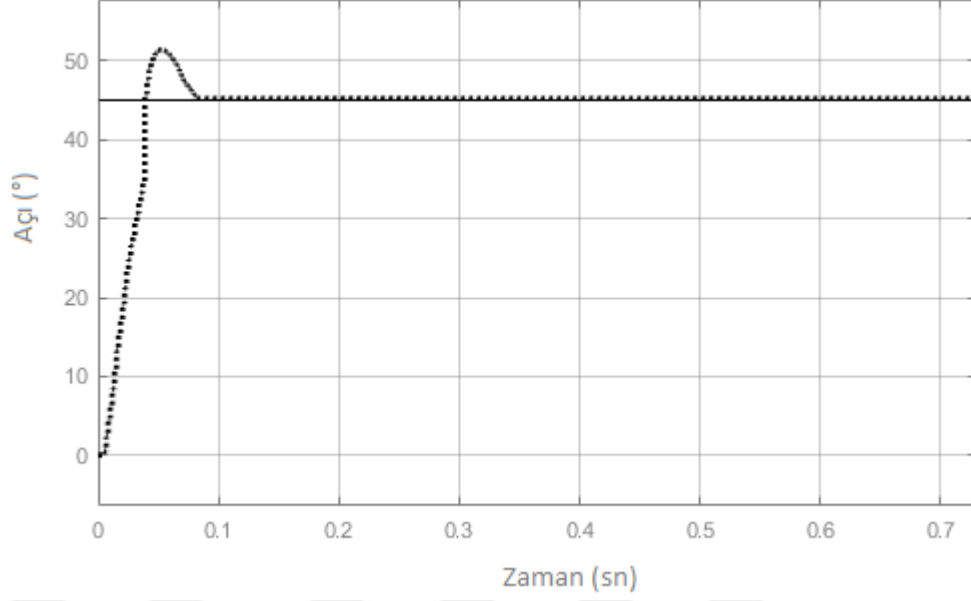
Çizelge 4.7. PI denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.036 sn,
Tepe zamanı	0.049 sn
Yerleşme zamanı	0.110 sn
Aşım	%16

$K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.01$  değerleri için sistem yanıtı incelendiğinde integral denetleyici teriminin değiştirilmesiyle sistem yanıtında başlangıçta meydana gelen osilasyon durumunun ortadan kalktığı görülmektedir. Sistemin aşma değerinde de %10'luk bir azalma meydana gelmiştir. Oturma zamanı ile birlikte sistem yanıtı referans değerine çok yaklaşmaktadır.

$K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  kazançları için sistem yanıtı Şekil 4.14’de verilmiştir.





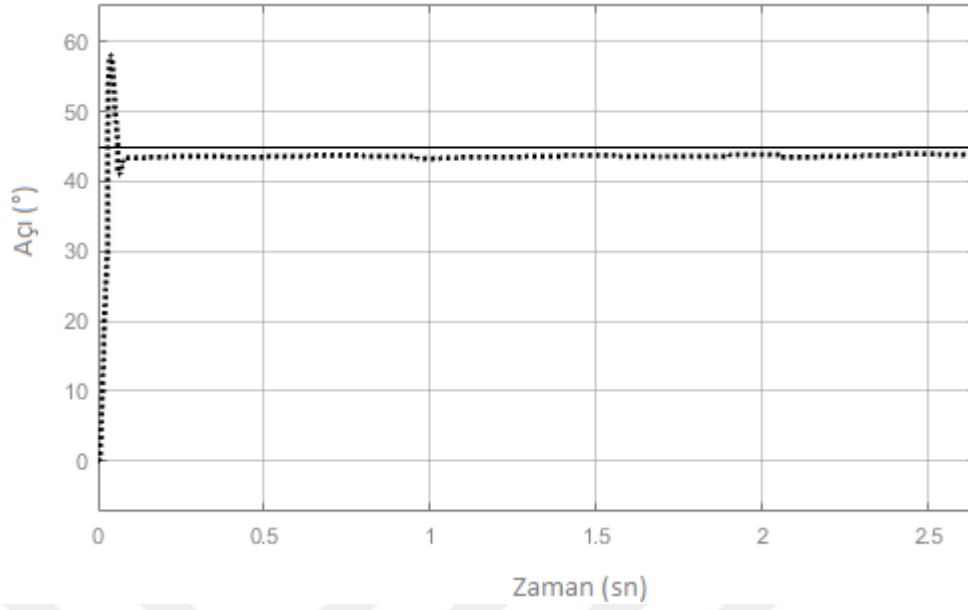
Şekil 4.14.  $K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  kazançları için sistem yanıtı

Çizelge 4.8. PI denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.039 sn,
Tepe zamanı	0.053 sn
Yerleşme zamanı	0.082 sn
Aşım	%13

$K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  değerleri için sistem yanıtı incelendiğinde, integral denetleyici kazancının değişimiyle daha düzgün bir hale dönüştüğü görülmektedir. Sistem oturma zamanı ile birlikte referans değerine çok küçük miktarda bir açı farkıyla yerleşmektedir. Sistemin aşma değeri azalmaya devam etmektedir. PI denetleyici için verilen grafiklerden integral teriminin değişimiyle sistemin referans noktasına yerleşmesindeki değişimler açıkça görülmektedir. İntegral teriminin artırılması ile sistemin referans noktasına daha çok yaklaştığı görülmektedir.

$K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  ve  $K_d = 0.2$  kazançları için sistem yanıtı Şekil 4.15’de verilmiştir.



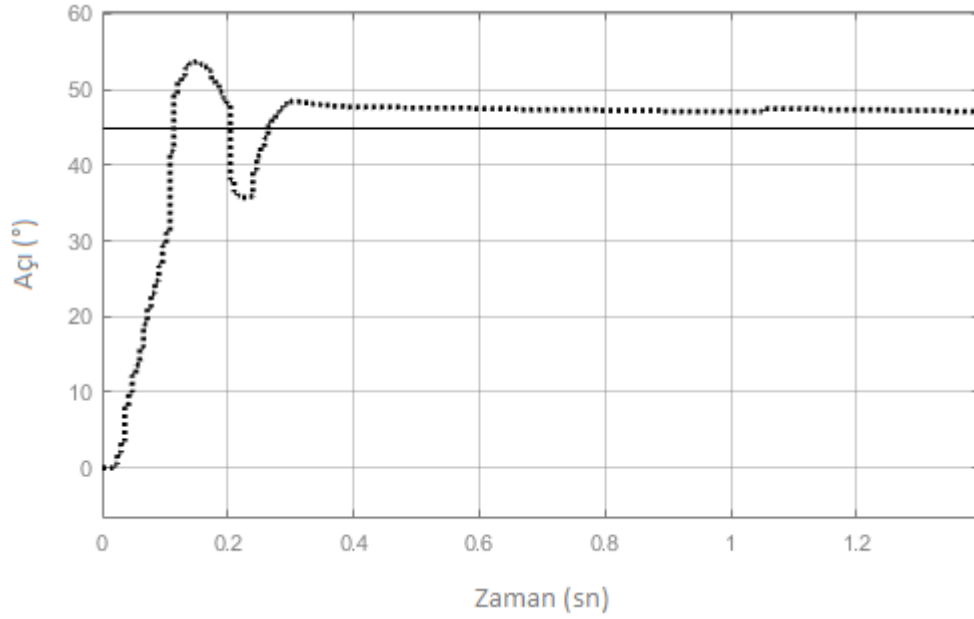
Şekil 4.15.  $K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  ve  $K_d = 0.2$  kazançları için sistem yanıtı

Çizelge 4.9. PID denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.029 sn,
Tepe zamanı	0.040 sn
Yerleşme zamanı	1.489 sn
Aşım	%28

$K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  ve  $K_d = 0.2$  değerleri için sistem yanıtı incelendiğinde, ilk anda büyük bir aşımın meydana geldiği görülmektedir. Oturma zamanı ile birlikte sistem yanıtı referans değerine yaklaşık  $1^\circ$ 'lik bir farkla yerleşmektedir.

$K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  ve  $K_d = 0.015$  kazançları için sistem yanıtı Şekil 4.16'de verilmiştir.



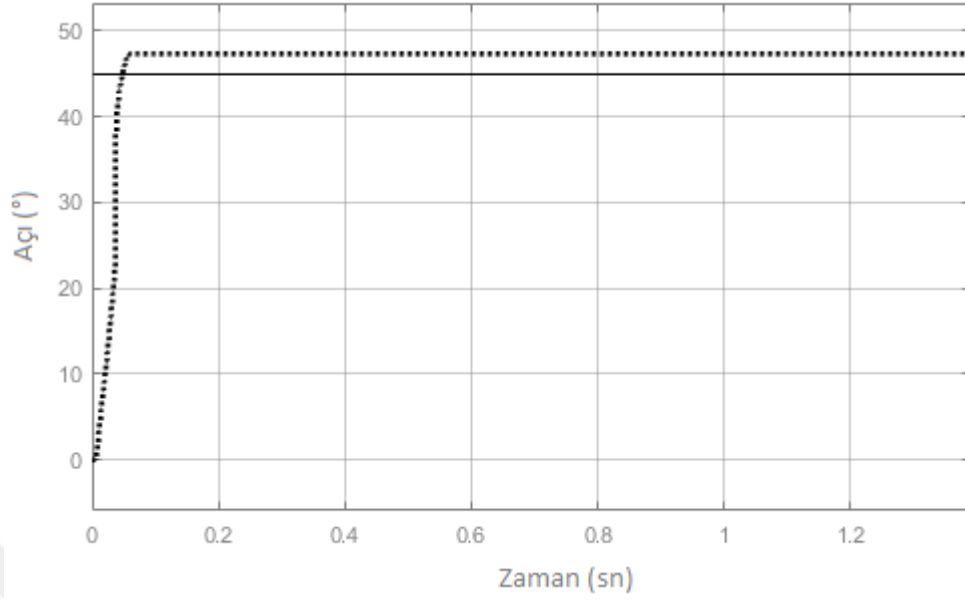
Şekil 4.16.  $K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  ve  $K_d = 0.015$  kazançları için sistem yanıtı

Çizelge 4.10. PID Denetleyici için sistem çıktıları

Yükselme zamanı	0.110 sn,
Tepe zamanı	0.151 sn
Yerleşme zamanı	1.369 sn
Aşım	%20

$K_p = 0.0064375$ ,  $K_i = 0.03$  ve  $K_d = 0.015$  değerleri için sistem yanıtı incelendiğinde, ilk anda bir aşımın meydana geldiği ve kısa süreli bir osilasyon yaptığı görülmektedir. Fakat bir önceki örneğe kıyasla daha düşük bir aşım değeri oluşmuştur. Türev kazancının azaltılması sistemin aşmasını azaltmış fakat osilasyon meydana gelmiştir. Oturma zamanı ile birlikte sistem yanıtı referans değerine yaklaşık 1-2.5°'lik bir farkla yerleşmektedir.

PID denetleyici  $K_p = 0.0024375$ ,  $K_i = 0.0099$  ve  $K_d = 0.015$  kazançları için gerçek zamanlı sistem yanıtı Şekil 4.17.'da verilmiştir.

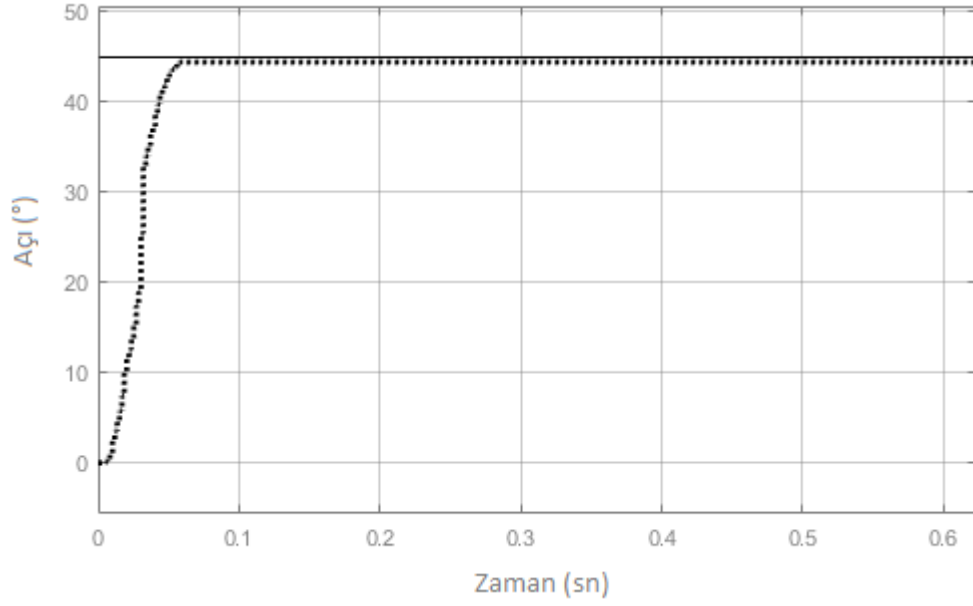


Şekil 4.17. PID denetleyici sistem yanıtı

PID denetleyici  $K_p = 0.0024375$ ,  $K_i = 0.0099$  ve  $K_d = 0.015$  değerleri için gerçek zamanlı olarak sisteme uygulanması ile elde edilen sistem yanıtına ait Şekil 4.16.'deki grafikten, yükselme zamanı: 0.040 sn, olarak elde edilmiştir.

$K_p = 0.0024375$ ,  $K_i = 0.0099$  ve  $K_d = 0.015$  değerleri için sistem yanıtı incelendiğinde bir aşımın oluşmadığı görülmektedir. Fakat yapılan çok sayıda denemelerin sonucunda sistem yanıtının referans değerine yaklaşık olarak 1-2.5°'lik bir farkla yerleşmektedir.

$K_p = 0.0024375$ ,  $K_i = 0.03$  ve  $K_d = 0.0015$  kazançları için sistem yanıtı Şekil 4.18'de verilmiştir.

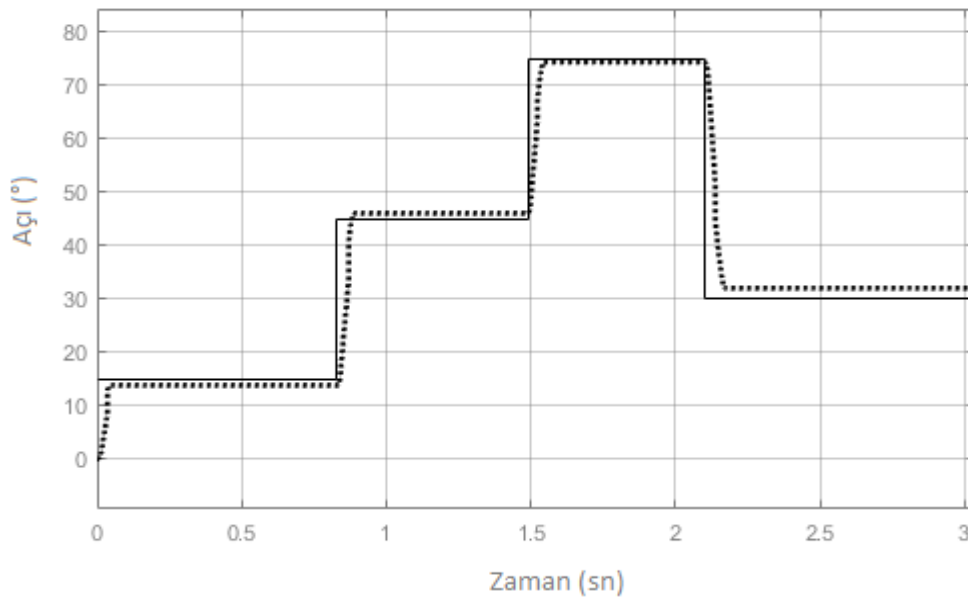


Şekil 4.18.  $K_p = 0.0024375$ ,  $K_i = 0.03$  ve  $K_d = 0.0015$  kazançları için sistem yanıtı

PID denetleyici  $K_p = 0.0024375$ ,  $K_i = 0.003$  ve  $K_d = 0.0015$  değerleri için gerçek zamanlı olarak sisteme uygulanması ile elde edilen sistem yanıtına ait Şekil 4.18.'deki grafikten,

yükselme zamanı: 0.033 sn,

olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.19. Farklı referans değerleri için sistem yanıtı

$K_p = 0.0024375$ ,  $K_i = 0.003$  ve  $K_d = 0.0015$  değerleri için sistem yanıtı incelendiğinde, sistem yanıtının referans değerine bir aşım gerçekleştirmeden yerleştiği görülmektedir. Daha nceki grafiklerle kıyaslanacak olursa, sistem yanıtının en iyi olduğu grafikdir. Şekil 4.19.'da verilen grafikte  $K_p = 0.0024375$ ,  $K_i = 0.003$  ve  $K_d = 0.0015$  kazançları için farklı referans değerleri için sistem yanıtı verilmiştir.

Yukarıda elde edilen bulguların elde edilmesinde geri bildirim için kullanılan optik enkoder tercihinden önce, Ekler kısmında Şekil 7.1.'de grldği gibi Yumo marka 1024 P/R Rotary enkoder ile denemeler gerçekleştirilmiştir. Ancak bu rotary enkoder, bir tam tur dönmesi sonucunda yükselen ve düşen kenarları ile birlikte çıkışta toplam 4096 pals üretmektedir. Elde edilen bu değer, motorun redüktör oranı ile çarpıldığında toplamda bir tam turda 262144 pals üretmektedir. Bu değerin Arduino tarafından okunması konusunda sorunlar yaşanmaktadır. Arduino Uno için, Simulink ortamında kullanılan enkoder bloğu için alınabilecek en yüksek pals sayısı 16 bit uzunluğunda bir veri aralığıdır. Arduino ara yüzünden de farklı denemeler yapılmış fakat yine sağlıklı veriler elde edilememiştir. Motor nominal gerilimi olan 12V ile çalıştırıldığında enkoderden bilgi alınamamaktadır. Yapılan denemeler sonucunda motora 5.3V civarında bir gerilim uygulandığında enkoderden bilgi alınabilmektedir. Bu durum motorun çok yavaş hareket etmesini sağlamaktadır. Bu sonuç doğrultusunda daha düşük znrlk değerine sahip optik bir enkoder seçilmiştir.

## 5. SONUÇ VE TARTIŞMA

Yapılan çalışmada öncelikle DC Motorlar ile ilgili temel kavramlar, kontrol yöntemleri, kullanılan araç gereçler ve çalışma veya uygulanma şekilleri anlatılmıştır. Kullanılan Arduino Uno denetleyicisi, LN298 motor sürücüsü açıklanmıştır. Daha sonra Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) ve İntegral yığılmasından bahsedilmiştir. Son bölümde ise P, PI ve PID denetleyici türlerinin sistem üzerine etkileri incelenmiş ve uygulamalar yapılmıştır.

Ziegler – Nichols metodu ile oransal (P) denetleyici için hesaplanan kazanç katsayılarının sisteme uygulanması sonucunda sistem yanıtında, %20'nin üzerinde bir aşma ve kalıcı durum hatası oluşmaktadır.

Ziegler – Nichols metodu ile oransal – integral (PI) denetleyici için hesaplanan kazanç katsayılarının sisteme uygulanması sonucunda sistem yanıtında oransal denetleyici yanıtına benzer bir aşma meydana gelmiştir. Fakat oransal denetleyici ile oluşan kalıcı durum hatası bu PI denetleyici ile bir süre sonra ortadan kalkmaktadır.

Ziegler – Nichols metodu ile oransal – integral – türev (PID) denetleyici için hesaplanan kazanç katsayılarının sisteme uygulanması sonucunda sistem yanıtında başlangıçta bir osilasyon oluşmaktadır. Fakat sistemde kalıcı durum hatası oluşmamaktadır.

Otomatik olarak ayarlanan PID katsayılarının sisteme uygulanmasıyla elde edilen sistem yanıtında, aşma meydana gelmektedir. Fakat kalıcı durum hatası oluşmamaktadır. Ziegler – Nichols metodu ile elde edilen PID katsayılarının oluşturduğu osilasyon oluşmamaktadır.

Deneme yanılma yöntemi ile sistemin gerçek zamanlı izlenerek elde edilen nihai PID parametrelerinin sistem üzerindeki etkisi oldukça iyidir. Sistem yanıtında herhangi bir aşma oluşmamakta ve kalıcı durum hatası oluşmamaktadır.

Bu çalışma PID kontrol yöntemi ile DC Motor konum kontrolü üzerine yapılmıştır. Bu uygulama Kontrol Sistemleri dersi için deney düzeneği olarak da kullanılabilir. Simulink ara yüzünde tasarlanan sistem gerçek zamanlı olarak parametre değişikliği yapılabilmesine, sistem yanıtlarının anlık olarak izlenebilmesine olanak sağlamıştır.

Deneysel olarak elde edilen sistem çıkış grafiklerinden de DC motorun istenilen konum değerine tepki sürelerinin oldukça kısa olduğu gözlemlenmiştir. Literatürde daha önce yapılmış pozisyon kontrol çalışmalarına kıyasla gerçekleştirilen bu uygulamada tepki süreleri bakımından daha iyi sonuçlar alınmıştır. Bu durum kullanılan Çekirdeksiz DC motorun, Materyal ve Yöntem kısmında da bu tip motorların avantajı olarak verilen ileri ve geri hızlı ivmelenme özelliğinin bir sonucu olduğu

Çalışmada ilk olarak kullanılan motorun matematiksel modeli elde edilmiştir. Ardından sistem çalışması için optimum PID parametrelerinin elde edilebilmesi amaçlanmış ve üç yöntem ile bu doğrultuda çalışmalar yapılmıştır. Bu doğrultuda, mevcut sistem için ilk olarak Ziegler – Nichols kapalı çevrim parametre belirleme metodu ile sistemin transfer fonksiyonu kullanılarak, sistemin osilasyonlu yanıtı elde edilerek osilasyon kazancı ve osilasyon periyodu belirlenmiştir. Belirlenen bu değerler ile matematiksel ifadeler ile Oransal (P), Oransal – İntegral (PI) ve Oransal – İntegral – Türev (PID) denetleyicileri için ayrı ayrı kazanç katsayıları belirlenmiş ve sisteme gerçek zamanlı uygulanarak sonuçlar incelenmiştir. Daha sonra Simulink ara yüzündeki Otomatik Parametre Belirleme Metodu ile PID parametreleri belirlenmiş ve sisteme uygulanarak sistem üzerindeki sonuçları incelenmiştir. Son olarak Deneme yanılma yöntemi ile PID parametreleri elde edilmiştir.

Çizelge 5.1. PID kazanç katsayılarının karşılaştırması

<b>Yöntem</b>	<b><math>K_p</math></b>	<b><math>K_i</math></b>	<b><math>K_d</math></b>
<b>Ziegler - Nichols</b>	0.007573	0.052500	0.013125
<b>Yazılım (Simulink)</b>	0.010490	0.001513	0.002505
<b>Deneme Yanılma</b>	0.002437	0.030000	0.001500



Yapılan çalışmalar sonucunda kontrol edilecek sistem için Otomatik parametre belirleme ile elde edilen kazanç katsayılarının yanıtının, Ziegler – Nichols metodu ile elde edilen sistem yanıtına kıyasla, denemeler sonucunda performans değerlendirme kriterleri ile değerlendirilmesiyle daha iyi sonuçlar ortaya koyduğuna ulaşılmıştır. Aynı matematiksel model üzerinden bu iki yöntem için katsayılar hesaplandığı için bu kıyası doğrudan yapabilmekteyiz. Fakat deneme yanılma yöntemi ile sistemin yanıtının gerçek zamanlı izlenebilmesi, anlık kazanç katsayılarının değiştirerek sistem yanıtının kolaylıkla iyileştirilebilmesi nedeniyle, deneme yanılma metodunun kontrol edilmek istenen sistemin optimum düzeyde kontrolü için en iyi sonuçları verdiği görülmüştür.



## 6. KAYNAKLAR

- Ghani, M.K.A.D.A., 2014. Development of PID Current Control For DC Motor Using Arduino. (Master Thesis), Universiti Tun Hussein Onn Malaysia, Electrical and Electronic Engineering, Malaysia.
- Baćac, N., Skulić, V., Puškaric, M., Štih, B., Kamenar, E., Zelenika, S., 2014. Comparasion of different DC Motor positioning control algorithms. MIPRO 2014, 1895–1900.
- Ertuğrul, İ., Ülker, O., 2015. PIC 18F2550 mikrodenetleyici kullanarak DC Motor pozisyon ve hız Kontrolü. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 74-76.
- Köse, E., Abacı, K., Aksoy, S., 2010. Mekanik sistemlerin PID ve Kayma kipli kontrol ile modellenmesi ve analizi. Ulusal Elektrik Konferansı.
- Bista, D., 2016. Understanding and design of an Arduino – based PID controller. (Master Thesis), Virginia Commonwealth University, Physics Department, ABD.
- Coşkun, İ., Tercioğlu, H., 2007. Hız performans eğrisi kullanılarak kazanç (PID) parametrelerinin belirlenmesi. Selçuk Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu Teknik-Online Dergisi, 6 (3), 180-205.
- Zhuang, M., Atherton, D. P., 1993. Automatic tuning of optimum PID controllers. IEE Proceedings-D, 140, 216-224.
- Beak, S.M., Kuc, T.Y., 1997. An adaptive PID learning control of DC motors. IEEE 0 7803-4053-1/97, 2877-2882.
- Grassi, E., Tsakalis, K., 2000. PID controller tuning by frequency Loop-Shaping: application to diffusion furnace temperature control. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 8(5), 842-847.
- Çolak, A.K., 2008. Bir DC Motor ile Sürülen Konum Kontrol Sisteminin Konum Algılayıcısız Kontrolü. (Yüksek Lisans Tezi) Atatürk Üniversitesi, Elektrik -Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı. Erzurum.
- Bulut, M., 2001. Doğru akım motorunun genetik algoritmalar yardımıyla bilgisayar temelli PI-Tip bulanık mantık kontrolü. (Doktora Tezi), Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı. İstanbul.
- Doğman, A.İ., Boz, A.F., 2002. Pozisyon kontrolüne yönelik DC motor uygulaması. Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 6 (1), 13-17.
- Dormino, S., 2006. Advenced PID control [Book Review]. IEEE Control Systems Magazine, 98-101.
- Develi, H., 2004. Ziegler Nichols yöntemi ve MIGO yaklaşımı. (Yüksek Lisans Tezi), İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Ziegler, J.G., Nichols, N.B., 1942. Optimum settings for automatic controllers. Transaction of the A.S.M.E., 759-768.
- Joseph, E.A., Olaiya, O.O., 2018. Cohen-Coon PID tuning method: A better option to Ziegler Nichols – PID tuning method. Computer Engineering and İntelligent Systems. 9(5), 33-37.
- Atıç, S., 2018. PI ve PID kontrolör tasarımı için geliştirilmiş kararlılık bölgelerinin oluşturulması. (Yüksek Lisans Tezi), Dicle Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği. Elazığ.
- Åström, K.J., Hägglund, T., 1984. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude mangins. Automatica, 20, 645-651.
- Zhang, G., Shao, C., Chai, T., 1996. A new method for independently tuning PID

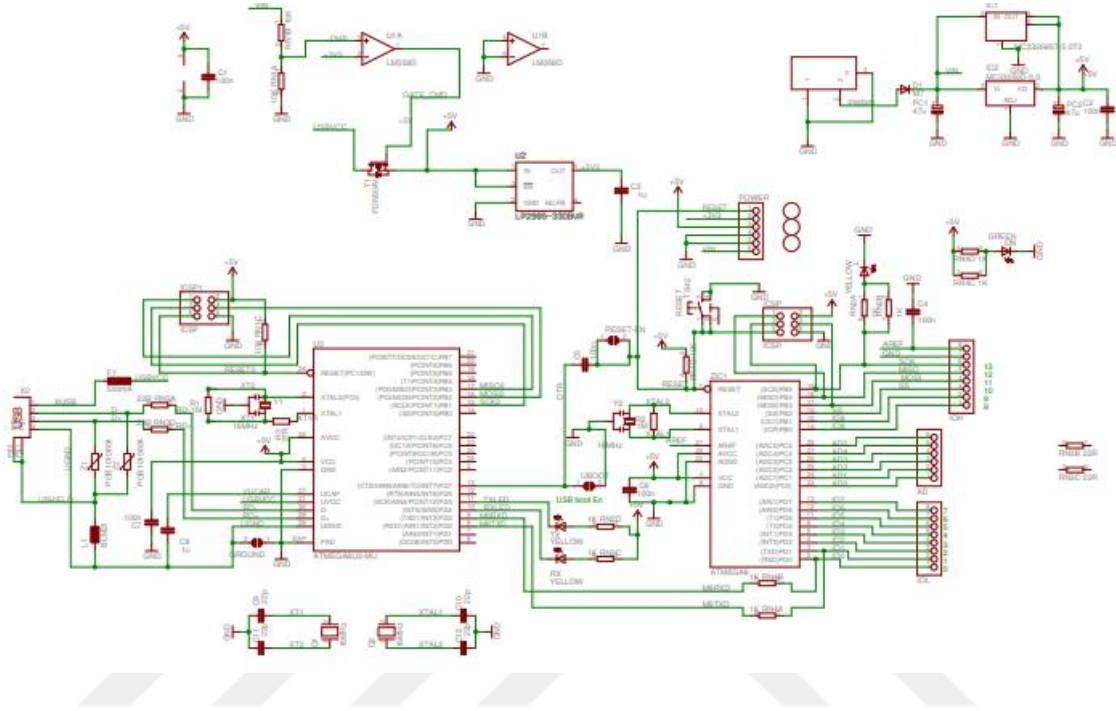
- parameters. Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control, 0-7803-3590-2/96, 2527-2532.
- Yamamoto, T., Kaneda, M., Oki, T., 1996. A self-tuning PID controller fused artificial neural networks. 13th Triennial World Congress, 29(1), 5066-5071.
- Åström, K.J., Hägglund, T., 2001. The future of PID control. Control Engineering Practice, 9(11), 1163-1175.
- Bandyopadhyay, R., Chakraborty, U.K., Patranabis, D., 2001. Autotuning a PID controller: A fuzzy-genetic approach. Journal of Systems Architecture, 47(7), 663-673.
- Gündoğdu, Ömer., 2005. Optimal – tuning of PID controller gains using genetic algorithms. Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi. 11(1), 131-135.
- Çelik, E., Öztürk, N., 2017. Doğru akım motor sürücüleri için PI parametrelerinin simbiyotik organizmalar arama algoritması ile optimal ayarı. Bilişim Teknolojileri Dergisi, 10 (3), 311-318.
- Tang, Jianxin., 2001. PID controller using the TMS320C31 DSK with on-line parameter adjustment for real-time DC motor speed and position control. Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control, 786-791.
- Manasa, S., T.Rani, S., Chary, V.M., 2015. Position control of a DC motor using PID controller. International Journal of Scientific Engineering and Applied Science, 1(3), 436-442.
- Copot, C., Muresan, C.I., Keyser, R.De. 2013. 3rd International Conference on Fractional Signals and Systems. 978-90-9027744-8.
- Sailan, K., Kuhneri, K.D., Karelia, H., 2013. Modeling, design and implement of steering fuzzy PID control system for DORIS robot. International Journal of Computer and Communication Engineering, 3(1), 57-62.
- Thomas, N., Poongodi, P., 2009. Position control of DC motor using genetic algorithm based PID controller. Proceedings of the World Congress on Engineering. 2.
- Köse, F., Kaplan, K. Ertunç, H.M., 2013. PID ve Bulanık mantık ile DC motorun gerçek zamanda STM32F407 tabanlı hız kontrolü. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 1178-1183
- Özel, E., 2009. PWM yöntemi ile DC motorun PC üzerinden kontrolü. (Yüksek Lisans tezi). Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim dalı. Van.
- Benveniste, R., Aydemir, M.T., 2018. İtki sistemleri. Tübitak Uluslararası İnsansız Hava Araçları Yarışması.  
[http://uavturkey.tubitak.gov.tr/assets/2018\\_iha\\_egitim\\_rifat\\_benveniste\\_mehmet\\_timur\\_aydemir.pdf](http://uavturkey.tubitak.gov.tr/assets/2018_iha_egitim_rifat_benveniste_mehmet_timur_aydemir.pdf)
- Terzioğlu, H., 2008. DC motorun hız performans eğrisi kullanılarak kazanç parametrelerinin (P,I,D) bulunması. (Yüksek Lisans Tezi), Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Eğitimi. Ankara.
- Soysal, M., 2007. Doğru akım motorunun dört bölge kontrolünün PIC ile gerçekleştirilmesi. (Yüksek Lisans Tezi), Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Eğitimi. Ankara.
- Akdoğan, A., 2011. Uzaktan erişimli sabit mıknatıslı doğru akım motor kontrolü deney düzeneği. (Yüksek Lisans Tezi), KATÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Mühendisliği Bölümü. Trabzon.

- Aslam, F., 2011. A Comparative analysis of different controllers considering uncertainly fort he robuts position control of a DC motor. (Master Thesis), Thapar University, Electronics Instrumentation and Control Engineering. India.
- Anonim, 2019a. [https://www.faulhaber.com/fileadmin/Import/Media/EN\\_TECHNICAL\\_INFORMATION.pdf](https://www.faulhaber.com/fileadmin/Import/Media/EN_TECHNICAL_INFORMATION.pdf)
- Anonim, 2016. <http://www.robotpark.com.tr/Coreless-Motorlar>
- Anonim, 2019b. [http://www.koshindenki.com/img/file/CL\\_TechnologyOvr\\_R3a\\_Std.pdf](http://www.koshindenki.com/img/file/CL_TechnologyOvr_R3a_Std.pdf)
- Franklin, G.F., Powell, J.D., Emami-Naeini, A., 2009. Feedback control of dynamic systems. Sixth Edition.
- Tekin, E., 2008. Kontrol sistemlerinde bozucuların giderilmesi yöntemleri. (Yüksek Lisans Tezi), İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği, İstanbul.
- Bodur, A., 2011. Kontrol Sistemleri Notları: Giriş (1. Kitap). TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, 344 s, Ankara.
- Şahin, Y., 2006. Scara tip bir robotun yörünge kontrolünde PID kontrol Uygulaması. (Yüksek Lisans Tezi), Selçuk Üniversitesi, Makine Anabilim Dalı, Konya.
- Gani, A., Kılıç, E., Keçecioğlu, Ö.F., Açıkgöz, H., Şekkeli, M., 2016. Endüstriyel uygulamalarda kullanılan karışım tankının seviye ve sıcaklık denetimi için PID ve Bulanık mantık denetleyici tasarımı. Mühendis ve Makina, 57(675), 41-48.
- Kaçar, S., Boz, A.F., Arıcıoğlu, B., Tekin, H. 2017. PID Denetleyici Uygulamaları için yeni bir online deney seti tasarımı. Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi. 34-46.
- Anonim, 2019c. <http://www.atlantikelektronik.com.tr/emkopdf/PID-2.pdf>
- Gezici, H., 2014. Pnömatik sistemlerde konum geri beslemesi yapılarak basınç ayarlaması ile hassas konum kontrolü. (Yüksek Lisans Tezi), Karabük Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı. Karabük.
- Åström, K.J., Hägglund, T., 1995. PID Controllers, 2nd Edition. 343s, ABD.
- Özkan, E., 2006. Kontrol sistemlerinin modellenmesi ve PID kontrolörü. (Yüksek Lisans Tezi), İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Abbasov, T., Önal, E., 2015. Doğru akım motorunun PID kontrolünde fiziksel sınır şartlarının etkisi. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 1129-1135.
- Uçar, C., 2007. Endüstriyel Sistemlerde İleri Kontrol Algoritmalarının Uygulanması. (Yüksek Lisans Tezi), İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Makine Mühendisliği Anabilim Dalı. İstanbul.
- Işık, M.F., 2014. PID Kontrol ile Tasarım Ders Notları. Hitit Üniversitesi.
- Gillard, G., 2017. Introduction to PID Controllers. <http://www.georgegillard.com/documents/2-introduction-to-pid-controllers>.
- Hasırcı, U., 2016. EET305 Otomatik Kontrol I Ders Notları. Düzce Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü.
- Makaroğlu, H., 2006. İntegral yığılması problemine karşı yeni bir yaklaşım. (Yüksek Lisans Tezi) İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı. İstanbul.

- Yılmaz, S., Dinçer, H., 2003. DA yüksek gerilim bölücülerde ölçüm belirsizliğini azaltmak için geliştirilen PID denetim programı. Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi, 232-235.
- Aldemir, A., Hapoğlu., 2016. Kablosuz sıcaklık kontrolü için PID ayarlama yöntemlerinin karşılaştırılması. Politeknik Dergisi; 19(1): 9-19.
- Ulu, B., 2011. Fırçasız doğru akım motor (BLDC) hız kontrolü. (Yüksek Lisans Tezi), İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı. Malatya.
- Yaz, O., Karakulak, O., Köybaşı, E., Bicakcı, S., Candan, C., Akdaş, D., 2012. PWM sinyalinin Duty Cycle süresinin %0 ile %100 arasında değişimi ile DC motorun hassas kontrolü. 3. Ulusal Tasarım İmalat ve Analiz Kongresi. 213-222.
- Anonim, 2019d. <https://www.arduino.cc/en/Tutorial/PWM>
- Temur, A., 2010. Enkoder teknolojisi ve asansör uygulamaları. [http://www.emo.org.tr/ekler/ef2fff4ba01ee5d\\_ek.pdf](http://www.emo.org.tr/ekler/ef2fff4ba01ee5d_ek.pdf)
- Pollefliet, J., 2018. Current-, angular position-, speed transducers. Power Electronics: Drive Technology and Motion Control.
- Delebe, E. 2017. Projeler ile Arduino. 6-12.
- Anonim, 2019f. Arduino Uno, <http://arduinoturkiye.com/arduino-uno/>
- Maung, M.M., Latt, M.M., Nwe, C.M., 2018. DC motor angular position control using PID controller with friction compensation. International Journal of Scientific and Research Publication, 8(11), 149- 155.

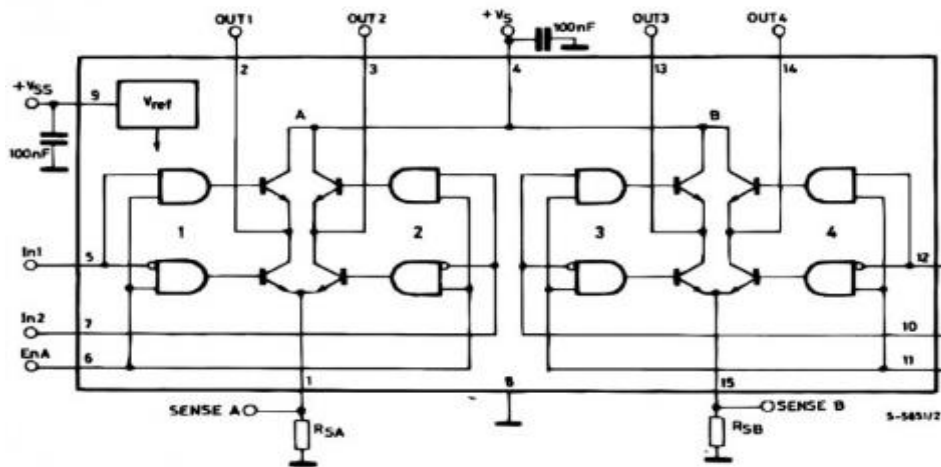
## 7. EKLER

### EK-1



Şekil 7.1. Arduino Uno Şematiği

### EK-2



Şekil 7.2. L298N Motor sürücüsü bağlantı şeması

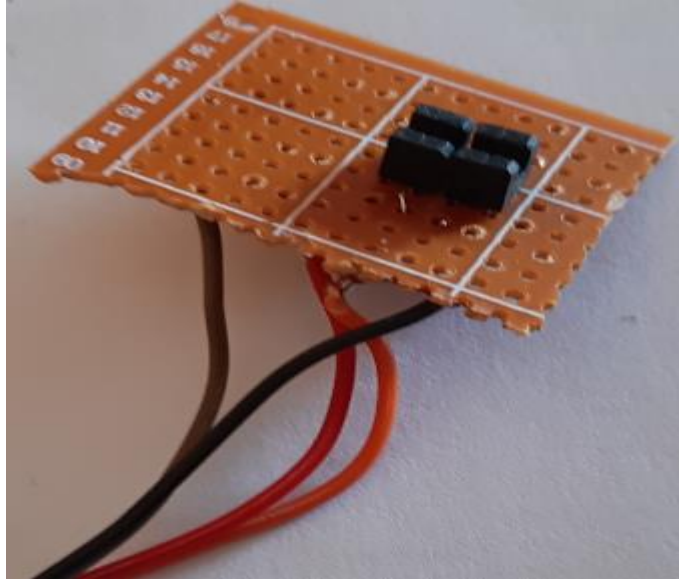
### EK-3



Şekil 7.1. Yumo 1024 P/R enkoder uygulaması

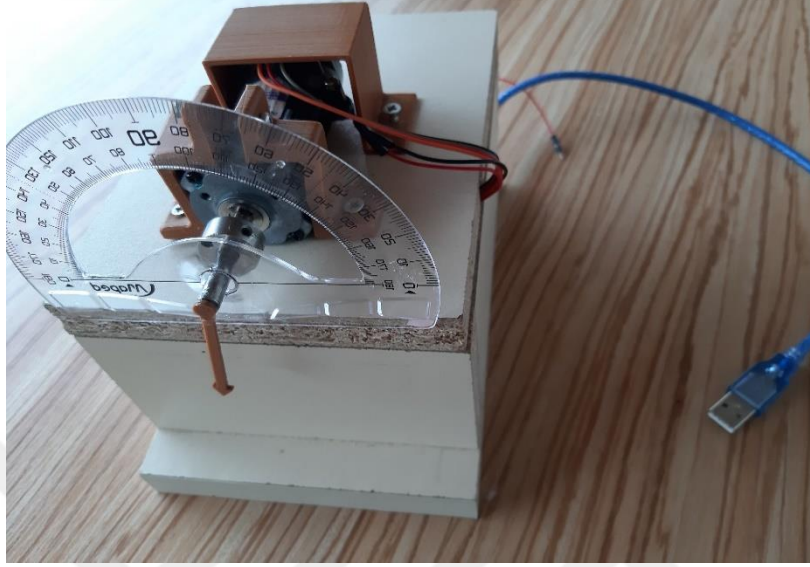
Şekil 7.3. Yumo 1024 P/R enkoder bağlantısı

### EK-4



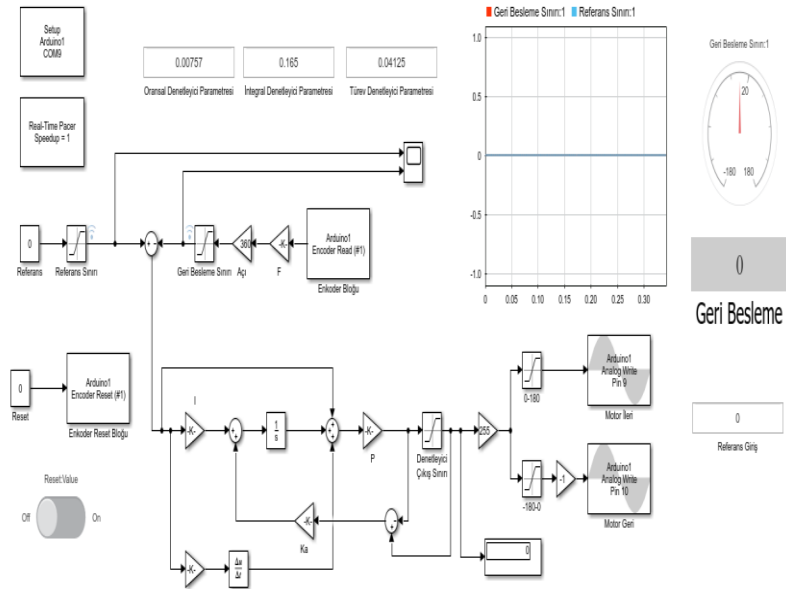
Şekil 7.4. RPI – 246 optik sensör ile oluşturulan optik enkoder yapısı

## EK-5



Şekil 7.5. Gerçekleştirilen uygulamanın dış görünüşü

## EK-6



Şekil 7.6. Simulink ortamında gerçekleştirilen uygulama



## 8. ÖZGEÇMİŞ

1993 yılında Zonguldak'ta doğdum. İlköğretim ve lise öğrenimimi Zonguldak'ta tamamladıktan sonra 2011 yılında Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu Mekatronik Programına geçiş yaptım. 2013 yılında Mekatronik programından mezun oldum. Aynı yıl Dikey Geçiş Sınavı ile Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi Mekatronik Mühendisliği bölümünü kazandım. 2016 yılında Üniversiteden mezun oldum. Aynı yıl içerisinde Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Mekatronik Mühendisliği Anabilim dalında yüksek lisans eğitime başladım. 2018 yılında İstanbul Gelişim Üniversitesi Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi Mekatronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladım ve halen devam etmekteyim.