

T.C.  
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR (BLDC) HIZ KONTROLÜ

BURCU ULU

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK- ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

MALATYA  
2011

Tezin Başlığı: Fırçasız Doğru Akım Motor (BLDC) Hız Kontrolü

Tezi Hazırlayan: Burcu ULU

Sınav Tarihi: 07.07.2011

Yukarıda adı geçen tez jürimizce değerlendirilerek Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

**Sınav Jürisi Üyeleri**

Prof. Dr. Nusret TAN .....

Doç. Dr. Müslüm ARKAN .....

Yrd. Doç. Dr. Ömer Faruk ÖZGÜVEN .....

Tez danışmanı

Doç. Dr. Müslüm ARKAN

İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

Prof. Dr. Asım KÜNKÜL  
Enstitü Müdürü

## **Onur Sözü**

Yüksek lisans tezi olarak sunduğum “Fırçasız Doğru Akım Motor(BLDC) Hız Kontrolü” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığını ve yararlandığım bütün kaynakların, hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Burcu ULU

# ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

## FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR (BLDC) HIZ KONTROLÜ

Burcu ULU

İnönü Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

72+ix sayfa

2011

Danışman: Doç. Dr. Müslüm ARKAN

Fırçasız DC Motorlar yüksek verim, yüksek moment, sessiz çalışma ve kolay kontrol edilebilir olmalarından dolayı günümüzde çok önemli hale gelmiştir. Fırçasız DC motorunun elektromanyetik yapısı senkron makinelere benzer olmasına karşılık, trapezoidal endüklenen gerilim dalga şekillerine sahiptir. Fırçasız DC motorunun yapısından kaynaklanan avantajları; sabit mıknatıslardan dolayı verimin yüksek olması, hacim ve ağırlıktan kaynaklanan sağlam yapı, düşük gürültü, fırçaların bulunmaması, az bakım gereksinimi ve kolay kontrol edilebilir olmaları şeklinde sıralanabilir. Sabit mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları yukarıda belirtildiği gibi yüksek güç yoğunlukları ve kolay kontrol edilebilmeleri nedeniyle geniş bir uygulama alanına sahiptir.

Bu çalışmada fırçasız DC motorlarla ilgili temel kavramlar incelenmiş, motorun yapısı, sensör çeşitleri ve çalışma prensibi hakkında bilgiler verilmiş, motor hız kontrolü için kullanılan dsPIC30f modülü incelenmiş, PI ve PID kontrol üzerinde çalışılmıştır. Sonuç olarak motor hızı kalıcı durum hatasını sıfıra yaklaştırmak ve daha hızlı cevap süresi elde etmek için deneysel olarak elde edilen açık çevirim sonuçları yardımıyla PI ve PID kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiş ve dsPIC30f modülü kullanılarak tasarlanan kontrolörler ile BLDC motorun gerçek zamanlı hız kontrolü yapılarak, elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

ANAHTAR KELİMELER: Fırçasız DC Motor (BLDC), dsPIC30f, PI ve PID kontrol

## **ABSTRACT**

Graduation Thesis

### **BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTOR (BLDC) SPEED CONTROL**

Burcu ULU

Inonu University  
Institute of Natural Sciences  
Department of Electric and Electronics Engineering

72+ix pages

2011

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Müslüm ARKAN

Brushless DC Motors, today, have been very important because of high efficiency, high moment, silent operation and being easily controlled. Though electromagnetic structure of brushless motors are similar to synchronous machines, they have trapezoidal induced voltage wave forms. Advantages of brushless DC motor that result from its structure can be listed as: high efficiency because of permanent magnets, robust structure because of size and weight, low noise, no brushes, low maintenance and easy control. Brushless DC motors with permanent magnets have a wide application field because of their high power densities and being controlled easily as mentioned above.

In this study, basic concepts of brushless motors are analyzed, information is given on structure of motor, sensor types and its operating principle, and dsPIC30f module used for motor speed control and PI and PID control are explained. Consequently, in order to bring steady-state motor speed error to zero and to get faster response time, PI and PID controller are designed with the help of experimental result of open loop response, and the real time speed control of BLDC motor with designed controllers is done by using dsPIC30f module. Experimental results are presented.

**KEYWORDS:** Brushless DC Motor (BLDC), dsPIC30f, PI and PID control

## TEŞEKKÜR

Tez çalışmam boyunca benden desteğini esirgemeyen, bilgi ve birikimlerini bana aktaran, büyük bir titizlikle yönlendiren ve değerli zamanını ayıran danışman hocam Sayın Doç. Dr. Müslüm ARKAN'a ;

Deneysel çalışma için 2009/35 numaralı proje ile destek sağlayan İnönü Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Projeleri Birimine;

Bugüne değin yanımda olup beni her zaman destekleyen, destekleri ile bana güç veren, emekleri ile beni bugünlere getiren anne ve babama, yoğun çalışmalarım boyunca anlayış ve sabırla destek olup her zaman yanımda olan eşime;

Teşekkür ederim.

## **İÇİNDEKİLER**

	<b>Sayfa</b>
ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi
TABLolar LİSTESİ.....	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	ix
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
<b>2. KAYNAK ARAŞTIRMASI.....</b>	<b>3</b>
<b>3. MATERYAL VE YÖNTEM.....</b>	<b>7</b>
3.1. Fırçasız DC Motorlar.....	7
3.2. Fırçasız DC Motorun Özellikleri ve Kullanım Alanları.....	7
3.3. Fırçasız DC Motorun Yapısı.....	8
3.3.1. Stator yapısı.....	9
3.3.2. Rotor yapısı.....	10
3.3.3. Fırçasız DC motorda kullanılan mıknatıslar.....	11
3.3.4. Mıknatısların yerleştirilişi.....	12
3.4. Fırçasız DC Motoru Çeşitleri.....	12
3.4.1. Dış rotorlu fırçasız DC motorları.....	12
3.4.2. Disk tipi fırçasız DC motorları.....	13
3.4.3. İç rotorlu fırçasız DC motorları.....	14
3.4.4. Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine monte edilmiş motorlar.....	15
3.4.5. Sürekli mıknatısları rotor içerisine monte edilmiş motorlar.....	15
3.5. Fırçasız DC Motorunun Olumlu ve Olumsuz Özellikleri.....	16
3.6. Fırçasız DC Motorun Kontrolünde Kullanılacak Sensörler.....	17
3.6.1. Hall efekt sensörü.....	18
3.6.2. Optik sensörler (Encoder).....	19
3.6.3. Fototransistör.....	21
3.6.4. Sıfır geçiş dedektörü.....	21
3.7. Fırçasız DC Motorun Çalışma Prensipleri.....	22
3.8. Fırçasız DC Motorun Matematik Modelinin Elde Edilmesi.....	24
3.9. dsPICDEM Motor Kontrol Geliştirme kartı.....	26
3.9.1. DsPIC30F6010.....	26
3.9.2. İşlemci ve güç kaynağı .....	26
3.9.3. Çevrimiçi hata giderme ve çevrimiçi seri programlama (ICSP)....	28
3.9.4. Motor pozisyon geribildirim arabirimi.....	28
3.9.5. Osilatör.....	28
3.9.6. RS-232 Seri Port .....	29
3.9.7. RS-485 Seri Bus ve CAN bus.....	29

3.9.8.	LCD Ekran .....	29
3.9.9.	LED .....	29
3.9.10.	İtme-Çekme buton anahtarları.....	29
3.9.11	Potansiyemetre.....	32
3.9.12.	37 pin konektörü j1 ile arabirim .....	32
3.9.13	Ateşleme komutlarını değiştirme .....	32
3.9.14.	Güç modüllerinden akım geribildirimini.....	33
3.9.15.	Voltaj geribildirimini .....	33
3.10.	Motor Hız Kontrolü.....	35
3.10.1.	PWM .....	35
3.11.	Kontrol Yöntemleri.....	36
3.11.1.	PI (Oransal-Integral) kontrol yöntemi.....	36
3.11.2.	PID (Oransal-Integral-Türevsel) Kontrolör.....	38
3.11.3.	PID denetleyicilerin karakteristikleri.....	41
3.11.4.	Kontrolör katsayıların etkileri.....	42
3.11.5.	PID denetleyici tasarımında izlenecek temel adımlar.....	43
3.11.6.	Ziegler-Nichols (Z-N) metodu.....	43
3.12.	Çalışmada Kullanılan Deney Düzeneği .....	45
3.13.	Akış Diyagramları.....	48
4.	<b>ARAŞTIRMA BULGULARI VE SONUÇLAR.....</b>	<b>55</b>
4.1.	Kontrolör Parametrelerinin Belirlenmesi Uygulaması.....	55
4.1.1.	PI referans denklemleri.....	56
4.1.2.	PID referans denklemleri .....	56
4.1.3.	PI uygulamaları.....	58
4.1.4.	PID uygulamaları .....	64
5.	<b>SONUÇ.....</b>	<b>68</b>
6.	<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>69</b>
7.	<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>72</b>



## **SEKİLLER LİSTESİ**

	<b>Sayfa</b>
<b>Şekil.3.1.</b>	Fırçasız DC Motor Statoru ve Alan Sargıları..... 9
<b>Şekil 3.2.</b>	Fırçasız DA Motorunun Rotor çeşitleri..... 10
<b>Şekil 3.3.</b>	Dış Rotorlu Fırçasız DA Motor Yapısı..... 13
<b>Şekil 3.4.</b>	Disk Tipi Fırçasız DA Motoru..... 14
<b>Şekil 3.5.</b>	İç Rotorlu Fırçasız DA Motoru Yapısı..... 15
<b>Şekil 3.6.</b>	Hall Efekt Sensörü Çalışma İlkesi..... 18
<b>Şekil 3.7.</b>	Fototransistörün Prensiş Şeması..... 21
<b>Şekil 3.8.</b>	Pozisyon Geribeslemeli Bir Fırçasız Doğru Akım Motor Sürücü Sisteminin Klasik kontrol Algoritması..... 22
<b>Şekil 3.9.</b>	Sürücü Anahtarlarının Bağlanması..... 23
<b>Şekil 3.10.</b>	FDAM Eşdeğer Devresi..... 24
<b>Şekil 3.11.</b>	dsPICDEM Motor Kontrol Geliştirme Kartı Devre Diyagramı 27
<b>Şekil 3.12.</b>	Ana Kaynak Giriş ve LED Gösterimi ..... 30
<b>Şekil 3.13.</b>	LCD Gösterimi ..... 31
<b>Şekil 3.14.</b>	ADC Kanalları Gösterimi ..... 34
<b>Şekil 3.15.</b>	PI Kontrol devresi..... 36
<b>Şekil 3.16.</b>	PI Dijital Diyagramı..... 37
<b>Şekil 3.17.</b>	PID Kontrol Devresi..... 38
<b>Şekil 3.18.</b>	PID dijital diyagramı..... 39
<b>Şekil 3.19.</b>	PID Kontrol Edici Genel Gösterimi..... 41
<b>Şekil 3.20.</b>	Birinci Dereceden Bir Sistemin Çıkış Grafiğı. .... 44
<b>Şekil 3.21.</b>	Kapalı Çevrim Ziegler – Nichols Metoduna Ait Çıkış İşareti. 45
<b>Şekil 3.22.</b>	Güç Modülüyle Bağlı Kontrol Motor Kontrol Devresi..... 47
<b>Şekil 3.23.</b>	Deney Düzenegİ ..... 47
<b>Şekil 3.24.</b>	Ana Program Akış Diyagramı..... 48
<b>Şekil 3.25.</b>	İleri Değerlerin Atanması ve Yapılandırma ..... 49
<b>Şekil 3.26.</b>	PWM Kesme Fonksiyonu Akış Diyagramı..... 50
<b>Şekil 3.27.</b>	Orta İşlem Fonksiyonu Akış Diyagramı..... 51
<b>Şekil 3.28.</b>	Yavaş İşlem Akış Diyagramı..... 52
<b>Şekil 3.29.</b>	PI Kontrol Fonksiyonu Akış Diyagramı..... 53
<b>Şekil 3.30.</b>	PID Kontrol Fonksiyonu Akış Diyagramı..... 54
<b>Şekil 4.1.</b>	Açık Çevrim Kontrol Cevabı ..... 55
<b>Şekil 4.2.</b>	$K_p=0.5$ ve $K_i=0.1$ İçin Sistem Cevabı..... 58
<b>Şekil 4.3.</b>	$K_p=0.1$ ve $K_i=0.1$ İçin Sistem Cevabı..... 59
<b>Şekil 4.4.</b>	$K_p=0.5$ ve $K_i=0.033$ İçin Sistem Cevabı..... 60
<b>Şekil 4.5.</b>	$K_p=0.5$ ve $K_i=0.05$ İçin Sistem Cevabı..... 61
<b>Şekil 4.6.</b>	$K_p=0.25$ ve $K_i=0.033$ İçin Sistem Cevabı..... 62
<b>Şekil 4.7.</b>	$K_p=0.25$ ve $K_i=0.033$ için yükteki sistem cevabı 63

<b>Şekil 4.8.</b>	$K_p=0.5$ , $K_i=0.02$ ve $K_d=2$ için sistem cevabı.....	<b>64</b>
<b>Şekil 4.9.</b>	$K_p=0.25$ , $K_i=0.033$ ve $K_d=0.5$ için sistem cevabı.....	<b>65</b>
<b>Şekil 4.10.</b>	$K_p=0.25$ , $K_i=0.033$ ve $K_d=0.125$ için sistem cevabı.....	<b>66</b>
<b>Şekil 4.11.</b>	$K_p=0.25$ , $K_i=0.025$ ve $K_d=0.166$ için sistem cevabı.....	<b>67</b>

## **TABLolar LiSTESi**

**Sayfa**

<b>Tablo 3.1.</b>	Sensör Bilgisine ve Rotor Konumuna Karşılık Gelen Anahtar Durumları.....	<b>23</b>
<b>Tablo 3.2.</b>	Açık Çevrim Ziegler- Nichols Metodu İçin Parametrelerin Hesaplanması	<b>43</b>
<b>Tablo 3.3.</b>	Kapalı Çevrim Ziegler–Nichols Metodu İçin Parametrelerin Hesaplanması.....	<b>44</b>

## SİMGELER VE KISALTMALAR

$DC$	Doğru Akım
$PI$	Oransal-İntegral Kontrol
$PID$	Oransal-İntegral ve Türev Kontrol
$PWM$	Darbe Genişlik Modülasyonu
$B$	Manyetik Alan Şiddeti
$q$	Alan İçinde Elektrik Yüküne Etkiyen Kuvvet
$v$	Elektronun Hızı
$w$	Açısal Hız
$T$	Örnekleme periyodu
$f$	Frekans
$FDAM$	Fırçasız Doğru Akım Motoru
$BLDC$	Fırçasız Doğru Akım Motoru
$K_p$	Oransal kazanç
$K_i$	İntegral kazancı
$K_d$	Türev kazancı

## 1. GİRİŞ

Günümüzde sanayi sektöründe ve özellikle otomotiv alanında hassas hız değişkenlerine ihtiyaç duyulurken aynı zamanda ucuz, güvenilir ve az bakım gerektirmesi istenilmektedir. Bu doğrultuda da istenilen özellikler için seçilecek motor önem kazanmaktadır. Klasik (fırçalı) DC motorlar, yüksek kalkınma momenti, yüksek verime ve lineer hız-moment karakteristiğine sahip motorlardır. Bu karakteristik özellikler, servo sistemler için aranan özelliklerdir. Ancak, fırça ve kolektörlerden dolayı sürtünme ve ark oluşmakta ve motorun verimi olumsuz yönde etkilenmektedir. Ayrıca aşınma ve ısınma sonucu sık-sık arızalar meydana gelmektedir. Sıralanan sakıncalardan arındırılmış DC motorlar, daha az bakım gerektiren ve verimleri daha yüksek ideal sayılabilecek yapıya kavuşturulmuşlardır [1].

Fırçasız DC motorların uygulama alanları yüksek verim, doğrusal moment /hız ilişkisi ve kolay kontrol edilebilir olmalarından dolayı gün geçtikçe artmaktadır. Bu motorların dezavantajı harici bir güç elektroniği ve uygun çalışma için konum bilgisi gerekliliğidir. Bugün geline yüksek teknolojik seviye ve yeni kontrol teknikleri sayesinde bu dezavantajlar önemsiz duruma gelmiştir.

Fırçasız DC motor, DC Motorların hareketli kısımları olan rotor bölümündeki manyetik alanın doğal yoldan karşılandığı motor türüdür. Bu tür motorların rotor bölümlerinde güçlü doğal mıknatıs kullanılır [2]. Sabit mıknatıslı fırçasız DC motorları, kollektör-fırça düzenini ortadan kaldırması ve doğru akım makinesinin karakteristiğine benzer performans özelliğine sahip olmasına karşılık, komutasyonun gerçekleştirilmesi için rotor konum algılayıcılarına gereksinim duyarlar. Genel olarak bu işlev motor miline ya da statora yerleştirilen optik ya da Hall etkili algılayıcılar ile gerçekleştirilir [3].

Fırçasız DC motorunun uygulamasında motor tasarımının yanı sıra giderek kontrol tarafı ön plana çıkmaktadır. Temel güç elektroniği devreleri ile kontrol ediliyor olmasına rağmen geliştirilmiş kontrol algoritmaları ile uygulamalar geliştirilmesi artan ihtiyaç konusudur. Mikroişlemcilerin yeteneklerinde ortaya koyulan artış elde edilen matematiksel modellerin uygulanması ve bu modellere yönelik gelişmiş sayısal kontrolörlerin tasarlamasını kolaylaştırmıştır. Endüstrinin gereği olarak hem teknolojik

yetenekleri gelişmiş hem de ekonomik ve uygulanabilir çözümler oluşturabilmesi de yukarıda belirtilen gelişmeler beraberinde mümkün hale gelmiştir [4].

Günümüzde, kontrol işlemi için oldukça fazla yöntem vardır. Fırçasız DC motorlarının hız kontrollerinin hassas bir şekilde yapılmasında bugüne kadar yapay sinir ağları, fuzzy, dalgacık tekniği, genetik algoritma gibi çeşitli yöntemler kullanılmıştır [5]. Ayrıca DC motor hız kontrolünde bu yöntemlerle birlikte ya da bağımsız olarak PI ve PID kontrolü de kullanılmıştır. Bu çalışmada DC motorunun hız kontrolü ayarlanan PI ve PID kontrol ile yapılmıştır. PI ve PID kontrol, endüstriyel kontrol süreçleri içerisinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu nedenle bu kontrol işlemleri sırasında sistem için en uygun kazanç parametrelerinin belirlenmesi ayrı bir önem kazanmaktadır. Belirli bir ayarlama kriterine göre kontrol parametrelerinin belirlenmesi, PI ve PID kontrollerin tasarımında en önemli konulardan biridir. Bu kontrolörler, tek giriş ve tek çıkışlı sistemlerin kontrolü için yeterli bir çözüm sunmaktadır. PID kontrolde istenen çıkış değeri ile gerçek çıkış değerini karşılaştırır. Bunun sonucunda; hatanın integrali, türevi ve belli bir katsayı ile çarpılmış hali toplanarak çıkışa aktarılır. Sonuç olarak, sistemin istenen değerde çalışması sağlanır.

Bu çalışmada ilk olarak Fırçasız DC Motorların yapısı, çalışma prensipleri, sensörler ve kontrol yöntemleri anlatılmıştır. Uygulama için kullanılan BLDC motorunun dsPIC30f modülü yardımıyla açık çevrim çıkışı elde edilmiş, bu çıkıştan Ziegler-Nichols metodu ile referans  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen referans değerler deneysel düzeneğe uygulanarak kapalı çevrim PI ve PID kontrolörle hız kontrolü gerçekleştirilmiş ve alınan sonuçlar karşılaştırılmıştır.

## 2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

İlzuka [6] evirici devresindeki güç yarı iletkenlerini bir bilgisayar ile tetikleyerek geri besleme kullanmadan fırçasız DC motorunun hız kontrolünü yapmıştır.

Hasmito et al. [7] yaptıkları çalışmada, Fırçasız DC motorların özellikleri hakkında bilgi vermiştir. Çalışmasında fırçasız DC motorların konum kontrol sistemlerinde yüksek moment ağırlık oranına sahip olduğu, bilgisayar kontrolüne olanak verdiği, yüksek verimli olduğu, gürültüsüz çalıştığı ve komütatör bakımı gerektirmediği konusunda bilgiler vermiştir.

Hemati ve Leu [8] yaptıkları çalışmada fırçasız DC motorların karakteristik modelleri ile ilgili çalışmalar yapmışlar ve manyetik doyumun olduğu çalışma bölgelerinde, düzgün olmayan hava aralığı nedeniyle oluşan modelleme problemlerini ele almışlardır. Doyum anında oluşan relüktans değişimlerinin modele etkileri incelenmiş ve modelleme problemleri deneysel olarak tanımlanmıştır. Bu tanımlamalar dikkate alınarak, yeni bir model önerilmiş ve modelin doğruluğu kontrol edilmiştir.

Lee ve Pang [9] yaptığı çalışmalarda çeşitli hızlar için sağlam bir fırçasız DC motor kontrolünü fuzzy yaklaşımla tanımlamıştır. Bu kontrolör fuzzy lojik PI kontrolünün iki kazanımının uyum göstermesi için kullanılır.

Kurtulan [10] yaptığı çalışmada günümüzde kontrol sistemlerinin tasarımına ilişkin çok sayıda çözüm sunulmasına karşın, PID kontrolörü hala endüstriyel kontrol sistemlerinin en yaygın kullanılan kontrolör türü olduğu hakkında bilgi vermiştir. Bu kontrolörün endüstriyel sistemlerin büyük çoğunluğunu oluşturan bir giriş ve bir çıkışlı sistemler için çoğu kez yeterli çözümler verdiğini kanıtlamıştır.

Toliat ve Gopalarathnam [11] güç elektroniği el kitabı için hazırlanan bölümde; fırçasız DC motorların yapıları, sabit mıknatısları, stator sargıları, motor karakteristikleri, matematiksel modelleri, güç elektroniği dönüştürücüleri, motorun sensörlü ve sensörsüz pozisyon ölçümleri, hız-moment karakteristikleri ve değişik uygulamaları verilmiştir.

Yedemale [12] hazırladığı uygulama notunda; fırçasız DC motorların temel yapısı hakkında geniş bilgi vermiştir. Çalışmasında fırçasız motorların yapısı ve çalışma prensipleri, stator sargıları, rotor kalıcı mıknatısları, oluşan zıt-

emk gerilimleri, hall sensörleri, hız-moment karakteristikleri, fırçasız DC motorların diğer motorlar ile karşılaştırılması, kapalı çevrim kontrolü, sensörsüz kontrolü, tipik uygulamaları ve motor teknik özellikleri konusunda bilgiler vermiştir.

Yu ve Hwang [13] optimal PID kontrol dizaynı ele almıştır. Doğrusal quadratik regülatörün metodolojisi PID kontrolörün optimal parametrelerini araştırmak için kullanılmaktadır. Performans ölçümünün artırılmış durum vektörü sadece çıkış sinyalleri içermektedir. Ölçme fonksiyonları kutupların çalışmasıyla belirlenir. PID uyum algoritması BLDC motorlarının hız kontrolüne uygulanmaktadır.

Yoon et al. [14] sensörsüz kalıcı manyetik fırçasız DC motor sisteminin açılması için özel metotlar göstermektedir. Motor iç voltajlarının dalga formunu esas alarak daha yüksek frekans harmonik içermektedir. Bu yüzden üçüncü harmonik bileşeni stator faz voltajından çıkartılır. Sonuçta üçüncü harmonik sinyali herhangi motor hızı ve yükleme şartında rotor akışıyla sürekli bir faz ilişkisi sürdürür.

Al-Ayasrah et al. [15] fırçasız DC motorlarının n-motor hız kontrol sistemini açıklar. n-motor hız kontrol sistemi harici bir arabirim FPGA arabirim ADSP-21992 karışık sinyallerinin PWM jenerasyon ünitesini arayüze olarak uygulanır. Çok farklı uygulamalarda bu tekniği kullanarak motorların n-numarasını, bir DSP işlemcisi ile PWM jenerasyon ünitesini yüksek performans düşük maliyetle kullanarak kontrol edilir. Kontrol şeması DC bus geribeslemeyi ölçmek için her motorun üç faz akımları için iki akım sensörü kullanmak yerine her motor için sadece akım sensörü kullanır. Üç pozisyon hall sensörleri altı adım dağıtım tekniğini gerçekleştirmek için kullanılır. Her bir motorun hızı takometre yerine hall sensör sinyalleri üzerine hesaplanıp tahmin edilir. Bu makalede kontrol şeması için teorik türeme, simulasyon ve deneysel doğrulama gösterilmiştir. Donanım uygulaması üç fazlı fırçasız DC motorlar, ADSP-21992 ve Verteks –E FPGA kartları üzerinde uygulanmıştır.

Rao et al. [16] dsPIC30f3010 kullanan direk geri emf metodu olan bir fırçasız DC (BLDC) motorunun sensörsüz kontrolünü gösterir. Sürücü sisteminin matematiksel modeli MATLAB simulink ile simule edilmiştir. Simülasyon ve deney sonuçları doğrulanmıştır.



Fang [17] fırçasız DC motorları için faz kilitlemeli çevrim (PLL) destekli IM (internal model) ayarlı hız kontrolörü açıklanmıştır. PLL destekli IM kontrol metodu kullanarak kontrolör daha sağlam ve doğru yapılabilir. Motor akım algılama darbe genişlik modülasyon kontrolüne düzgün bir şekilde entegre edilerek BLDC motorunun donanım uygulaması kopmak şeklinde yapılabilir, çiplere daha fazla entegrasyon sağlanarak maliyet azaltılabilir ve akım regülasyon performansı geliştirebilir. Sonuçlara göre hem doğru, sağlam bir durum hem de hızlı geçiş hız cevapları görülmüştür. Üstelik geleneksel motor sürümleriyle karşılaştırıldığında, sabit mıknatıslı BLDC daha az ses ve ağırlıkta daha yüksek verimlilik sağlamıştır.

Zkariah ve Yadaiah [18] daha iyi performans elde etmek için darbe genişlik modülasyonu (PWM) kontrol stratejisi Aduc812 mikro denetleyicisi kullanılarak uygulamış ve kompakt, ekonomik ve yüksek hızlı sürücü ve dönüştürücü devreleri sunulmuştur. Sunulan deneysel sonuçlar oluşturulan setin daha iyi performans gösterebileceğini kanıtlamıştır.

Liu [19] yaptığı çalışmada BLDC motorunun matematiksel modeli üzerine, hız servo sistemini kontrol etmek için yeni bir P- öz uyarlamalı fuzzy kendinden uyarlanabilir PID akıllı metodunu önermiştir. BLDC motor hız kontrol sisteminde akım histerisiz akım döngüsünde uygulanır, hız döngüsünde P ve fuzzy kendinden uyarlı PID hibrit kontrol uygulanır. Motorun geçerliliği doğrulanmıştır ve bundan dolayı motorun ileriki aşamaları için yeni bir yol sağlamıştır.

Daryabeigi ve Sadeghi [20] üç fazlı pozisyon sinyali kullanan fırçasız DC motorun hız geri beslemenin düşük kararlılığını azaltmak için, BLDC için bir hız kontrol stratejisi belirlemiştir. Tam köprü devresi olan kaskat DC-DC ortaya koyulmuş ve motor kapalı döngü hız kontrolü devresinin çıkış voltaj kontrolü, motor faz akım pozitif geri beslemesiyle başarılmıştır. Ek olarak çıkış voltaj dalgalarının sebepleri analiz edilmiştir. Kontrol stratejisi dağıtım aralığı boyunca olan voltaj dalgalarını azaltmak için faz akım tahmin fikrini ileri sürmüştür. Deney sonuçlarının gösterdiğine göre çıkış voltaj geri beslemesi ve faz akım pozitif geri beslemeyi kullanmak BLDC' nin kapalı döngü hız kontrolünü fark edebilir ve çıkış voltajının dalgalanması dağıtım aralığı boyunca faz akım tahmin tekniğini kullanarak elimine edilebilir.

Krishnakumar ve Jeevanandhan [21] yaptığı çalışmada düşük maliyetli ticari uygulamalar için dört anahtarlı fırçasız doğru akım (BLDC) motor sürücüsünü tanımlamışlardır. İstenilen dinamik ve statik hız-moment özelliklerini üretmek için yeni bir akım kontrollü PWM şeması tasarlanmış ve uygulanmıştır.

### **3. MATERYAL VE YÖNTEM**

#### **3.1. Fırçasız DC Motorlar**

Fırçasız DC motorları, iletken akımları ile rotora yerleştirilen sabit mıknatısların manyetik alanının etkileşimi sonucu endüklenen moment ile enerji dönüşümünü gerçekleştiren elektrik makineleridir. Fırçasız motor, fırçalar ve komütatöre sahip bir doğru akım servo motora benzer performans elde etmek için fırça ve komütatör takımının mekanik sınırlamalarını ortadan kaldırmak amacıyla komütasyon işlemi elektronik olarak yerine getirilecek şekilde tasarlanmaktadır. Komütasyon terimi, doğru akım makinelerinde endüvi sargılarında akımın yönünü değiştirme işlemi olarak bilinir.

Fırçasız DC motorları, karakteristik özellikleri bakımından klasik DC motoru gibi çalışır. Rotoru sabit mıknatıstan yapılmış olup, uyartım sağlanması için fırça ve kolektör gibi yardımcı elemanlara ihtiyaç göstermez [22]. Yüksek enerjili sabit mıknatısların bulunuşu, fırçasız DC motorlarının avantajları ile birleşince pek çok güç elektroniği uygulamalarında fırçasız DC motorlarının kullanımı hızla artmıştır [23]. Fırçasız DC motoru AC makinesinin, yarıiletken invertörün ve rotor konum sensörünün bir kombinasyonudur. Bu kombinasyon sonucunda, klasik doğru akım makinelerindeki gibi doğrusal moment-hız karakteristiğine sahip bir sürücü sistemi meydana getirilir.

#### **3.2. Fırçasız DC Motorun Özellikleri ve Kullanım Alanları**

Fırçasız motorların hız aralıkları çalışma hızına, motorun yük-hız durumuna ve motor boyutlarına bağlı olarak değişir. Kaynak gerilimi düşük olup genelde 42 V DC'den azdır. Fakat daha düşük ve yüksek gerilimlerde de kullanılabilir. 24 V yaygın olarak kullanılır. Yüksek maksimum moment, hassas hız kontrolü, yüksek verim ve uzun ömür gibi önemli özellikler fırçasız motorları birçok uygulamalar için en iyi seçim durumuna getirmektedir [24]. Bu motorlar yüksek hızda ve sessiz olarak çalışırlar. DC kaynaktan beslendikleri için alternatif akım (AA) güç kaynağındaki gerilim değişikliklerinden etkilenmezler, taşınabilir DC kaynaklarından güvenli düşük gerilimlerde çalışabilirler. Fırçasız motorlar; değişik hız, görev çevrimi, devir yönü değiştirilmesi ve frenleme gibi

özelliklerin gerekli olduğu aletlerde programlanabilir kontrole kolaylıkla uyarlanabilirler. Güvenli düşük gerilim ve kıvılcımsız bir çalışma özelliği bu tip motorları tehlikeli çevre kullanımları için çok uygun bir aday durumuna getirmiştir.

Fırçasız DC Motorları isminden de anlaşılacağı gibi akım yönünü değiştirmek için fırça kullanılmaz onun yerine elektronik olarak değişimi sağlarlar. Fırçasız doğru akım motorları, fırçalı olan türlere göre daha verimli çalışır. Yani, aynı giriş gücü uygulandığında, fırçasız motor fırçalı olana göre elektrik gücünü mekanik güce daha verimli olarak dönüştürür. Sargılar statora yerleştirilerek soğutulmaları kolaylaşır. Bu motorun daha fazla yüklenmesine izin verir. Fırça ve kolektör olmadığından fırça kayıpları ve kıvılcım benzeri sorunlar olmaz. Rotor geometrisi tamamen silindirik yapılabilir. Bu titreşim problemlerini azaltır. Güçlü mıknatıslar kullanarak rotor çapı düşürülebilir, böylece ivmelenme süresi kısalır. Fırçasız motorlar, sahip olduğu avantajlar nedeniyle pek çok cihazda tercih edilmektedir. Örneğin; CD/DVD oynatıcı, PC soğutma fanlarında bu motorlar kullanılır [25].

Daha yüksek güçlü uygulamalar ise direkt-drive olarak adlandırılan motor sürme yönteminde, endüstriyel uygulamalarda ve elektrikli taşıtlarda kullanılır. Örneğin, ülkemizde son zamanlarda bazı firmalar tarafından fırçasız doğru akım motoru içeren bulaşık makinesi üretimi gerçekleştirilmektedir. Böylece, şebeke gerilimdeki dalgalanmalardan (düşüş ve yükselişlerden) kaynaklanan problemlerin giderilmesi sağlanmaktadır. Birim enerji yoğunlukları daha iyi olduğu için otomobillerde, helikopterlerde yüksek performans için fırçasız motorlar tercih edilmektedir.

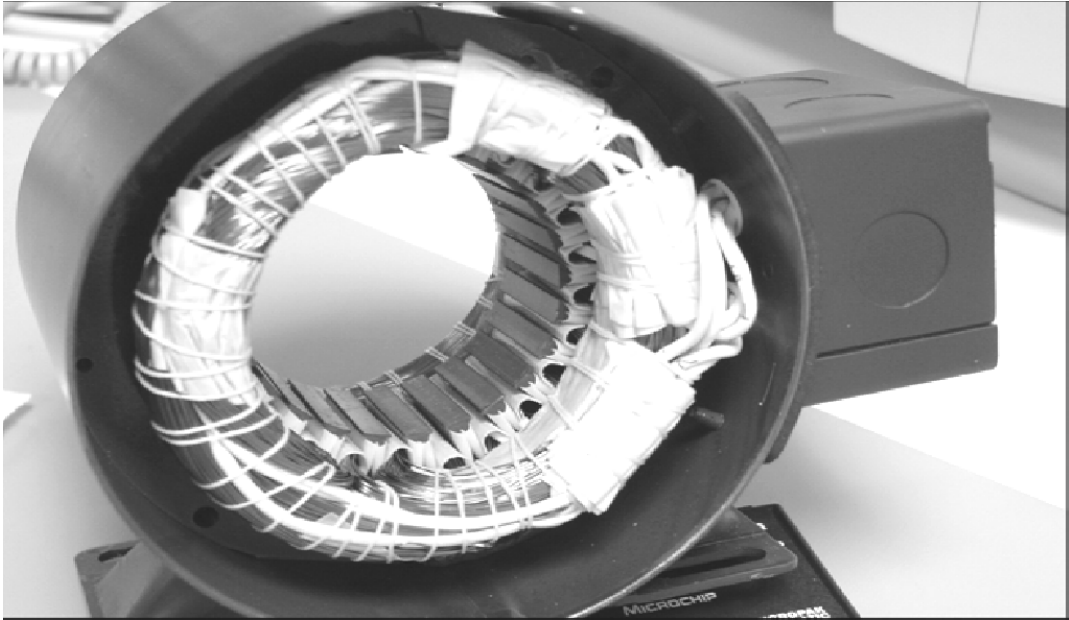
### **3.3. Fırçasız DC Motorun Yapısı**

Bir stator ve sürekli mıknatıslı bir rotordan meydana gelmiştir. Fırçasız DC motorları senkronize motorlardır. Stator tarafından üretilen manyetik alanla rotor tarafından üretilen manyetik alan aynı frekans üzerinde döner. Fırçasız DC motorları 1-faz, 2-faz ve 3-fazlıdır. Çeşidine göre statorun faz sayısı ile aynı sayıda kanatları vardır [26].

### 3.3.1. Stator yapısı

Bir AC motoru gibidir. Stator, Fırçasız DC motorun duran kısmıdır. Nüve ve sargılardan oluşur. Fırçasız DC motorun statoru Şekil 3.1’de görüldüğü gibi bir yüzü yalıtılmış çelik saçların preslenmesiyle elde edilmektedir [26]. Asenkron motorların stator yapısına benzese de, temelde sargıların dağılımında farklı bir tarz vardır. Fırçasız DC motor sargıları, asenkron motorlarda olduğu gibi yıldız veya üçgen bağlanabilir. Fırçasız DC motorlarda stator oluk sayısı, rotor kutup sayısına, faz sayısına ve sargı şekline bağlı olarak seçilir [27]. Fırçasız DC motorun statorunda kullanılan nüve, yumuşak manyetik çeliğin paketlenmesiyle şekillendirilir. Nüve içerisinde stator sargılarının yerleştirilmesi için oluklar açılır. Stator çok olukludur. Stator, demir kayıplarını azaltmak için silisli saçlardan yapılmıştır.

Statorun boyutları, motorun gücüne bağlı olarak değişmektedir. Güç arttığı zaman, motorun üzerinden geçen akım ve buna bağlı olarak kablo kesiti artar. Artan kablo kesiti, sargıların sarıldığı statorun boyutlarının büyümesine neden olur.

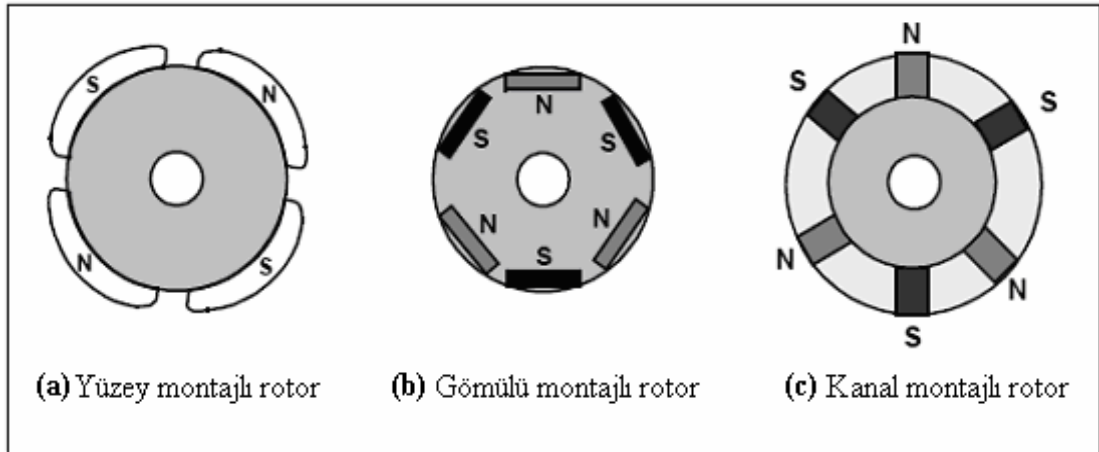


Şekil 3.1. Fırçasız DC Motor Statoru ve Alan Sargıları [26]

### 3.3.2. Rotor Yapısı

Fırçasız DC motorları genellikle bir veya daha fazla mıknatıstan meydana gelen sürekli mıknatıslı rotorlar kullanılmaktadır. Kalıcı mıknatıstan oluşan ve motorun dönen kısmıdır. Rotorun kalıcı mıknatıstan yapılmış olması, motorda kollektör ve fırça kullanılmadığı anlamına gelir. Bunun sonucu olarak da ark olayı olmaz, bakım gerektirmez ve sürtünme kayıpları azalır. Rotor yapımı için uygun manyetik materyal seçilir. Genellikle kalıcı mıknatıs yapmak için ferrit (demir) mıknatıslar kullanılır. Ferrit mıknatıslar ucuzdur fakat düşük akı yoğunluğu olması dezavantajdır [26].

Fırçasız DC motorlar, Şekil 3.2'de görüldüğü gibi, mıknatısların rotor üzerine yerleştirilme şekline göre üçe ayrılırlar. Bunlar; sabit mıknatısları rotor yüzeyine monte edilmiş motorlar Şekil 3.2.a, dikdörtgen kesitli sabit mıknatısları rotor içerisine gömülü monte edilen motorlar Şekil 3.2.b ve Şekil 3.2.c'de olduğu gibi dikdörtgen kesitli sabit mıknatısları rotor kanallarına yerleştirilen motorlardır [28].



Şekil 3.2. Fırçasız DC motorların rotor çeşitleri [26]

Şekil 3.2.(a)'daki motorda sabit mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilmiştir. Yüksek hızlı çalışmada, yüzeye tutturulmuş sabit mıknatısların parçalanma ihtimali vardır. Bu motorlarda etkin hava boşluğu, rotor pozisyonu ile değiştiği için bir endüktans değişimi olduğu bilinmektedir.

Şekil 3.2.(b)'de, dikdörtgen kesitli sabit mıknatısları rotorun içerisine montelenmiş motorlarda mıknatıslar, rotor nüvesinin iç tarafına yerleştirilmiştir. Çok yaygın kullanımı yoktur. Yüksek hızlı çalışmalar için uygundur. Genellikle bu tip motorlarda, rotor pozisyonu ile endüktans değişimi önemsenmeyecek kadar küçüktür.

Şekil 3.2.(c)'de, dikdörtgen kesitli sabit mıknatısları rotor kanallarına montelenmiş motorlarda, mıknatıslar rotor yüzeyine açılan kanallara yerleştirilmiştir. En iyi rotor tipidir.

### **3.3.3. Fırçasız DC Motorlarda Kullanılan Mıknatıslar**

Fırçasız DC motorlarda genellikle bir veya daha fazla mıknatıstan meydana gelen, sabit mıknatıslı rotorlar kullanılmaktadır. Rotor yüzeyine yerleştirilen sabit mıknatıslar sayesinde uzun ömürlü bir manyetik alan sağlanması özelliğine sahiptir. Bir motor için manyetik malzeme seçiminde dikkat edilmesi gereken en önemli hususlar motorun birim hacmine düşen moment miktarı, işletme sıcaklığı aralığı ve işlevselliği açısından mıknatıs sertliği değerleridir [29].

Sabit mıknatıs olarak genelde Alnico, Ferrit ya da seramik, samaryum-kobalt mıknatıslar kullanılır.

#### **Alnico mıknatıslar**

Yüksek akı yoğunluğuna karşılık zorlayıcı kuvvetleri düşüktür. Bu sebepten dolayı mıknatısiyet özelliklerini kısa zamanda kaybetme riskleri vardır. Bu sakıncasından dolayı sürekli mıknatıslı rotor yapımında fazla kullanım alanına sahip değildir [22].

#### **Ferrit ya da seramik mıknatıslar**

Akı yoğunlukları ve zorlayıcı kuvvetleri yüksektir. Mıknatısiyet özelliklerini kaybetme riski yoktur. Maliyetlerinin düşük olması ve çok bulunan mıknatıs türü olması nedeniyle sürekli mıknatıslı rotor yapımında yaygın kullanıma sahiptir.

## **Samaryum-Kobalt Mıknatıslar**

Manyetik özellikleri bakımından en iyi özelliğe sahip mıknatıslardır. Akı yoğunluğu ve zorlayıcı kuvveti çok fazladır. Dezavantajı az bulunan bir mıknatıs türü olması nedeniyle maliyetinin yüksekliğidir.

### **3.3.4. Mıknatısların yerleştirilişi**

Sürekli mıknatıslı rotorda mıknatıslar; rotora değişik şekillerde yerleştirilir.

- Rotor yüzeyine yerleştirilebilir.
- Değişik yönlerde rotora yerleştirilebilir.
- Rotor tamamen mıknatıstan oluşabilir. Bu tip motorlarda akı yolunu belirlemek amacıyla kutup başlarına demir malzemeler yerleştirilir [22].

## **3.4. Fırçasız DC Motoru Çeşitleri**

Rotorun yapısına göre 3'e ayrılır;

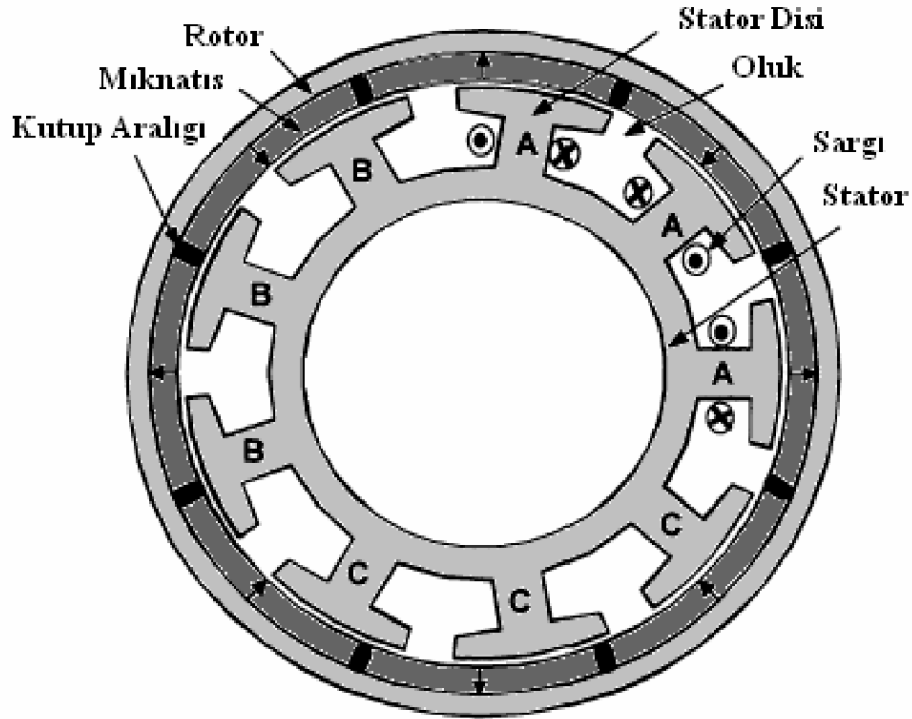
- Dış rotorlu Fırçasız DC motorlar
- Disk tipi Fırçasız DC motorlar
- İç rotorlu Fırçasız DC motorlar

### **3.4.1. Dış rotorlu fırçasız DC motorlar**

Mıknatıslar, stator sargısının dışında bulunan rotor yuvarlağının içine yerleştirilir. Şekil 3.3'de görüldüğü gibi endüvi sargılarını taşıyan stator iç kısımda, sürekli mıknatısların bulunduğu rotor ise dış kısımda serbest olarak dönmektedir. Stator ve rotor yapısı olarak sabit mıknatıslı fırçalı doğru akım makinesi ile örtüşmektedir. Bu yapıda mıknatıslar rotora gömülü olarak yerleştirildiğinden savrulmaya karşı oldukça dayanımlıdır. Aynı zamanda stator sargılarının dış yüzeyde olması seri üretimde sarım işlemini oldukça kolaylaştırmaktadır. Mıknatısları rotor yuvası içinde yerleştirmek suretiyle kolayca tutturabilmek, üretim tekniği açısından avantaj sağlar. Ancak yüksek



kütle sebebiyle denge sorunu çıkabilir. Ayrıca çift rulman yerine tek rulman ve mil-yatak kullanabilme imkânı bu tipin üretim maliyetini düşüren etkenlerdir. Bir diğer etken, mıknatıs alanının iç rotor tipine göre daha geniş tutulabilmesidir. Böylece düşük kalitede ucuz mıknatıslar kullanılabilir. Bu tip motorlar özellikle fan ve çamaşır makinesi uygulamalarında, yüksek eylemsizlik nedeni ile ani yük değişimlerinde, hız sabitliğini koruma özellikleri nedeniyle geniş kullanım alanı bulmaktadırlar [30].

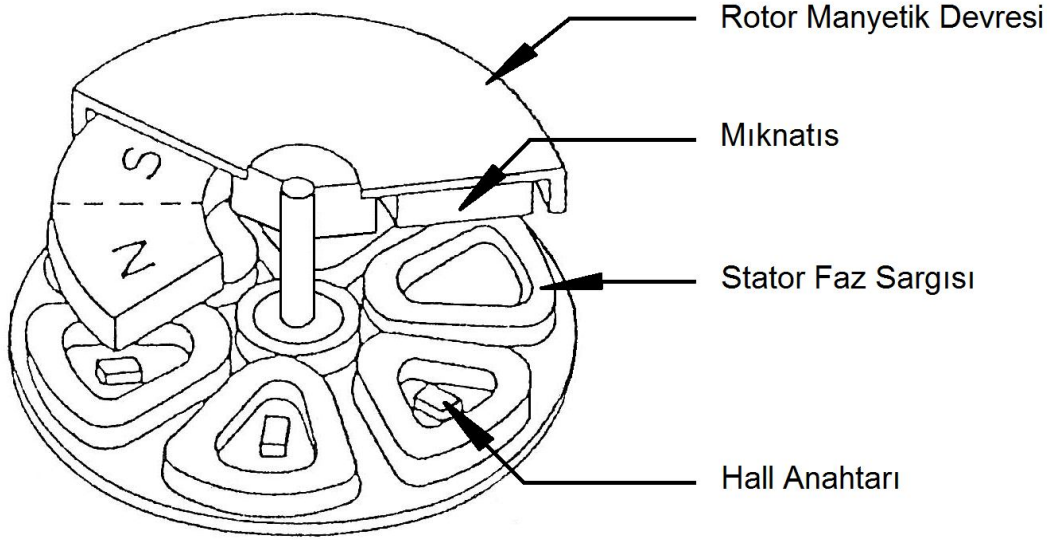


Şekil 3.3. Dış Rotorlu Fırçasız DC Motor Yapısı [30]

#### 3.4.2. Disk tipi fırçasız DC motorlar

Bir yüzeyinde mıknatıslar yerleştirilmiş çelikten yapılmış disk rotoruna sahiptir. Statorunda ise buna karşılık düşen uyarma sargıları bulunur. Sargıları baskılı devre şeklinde imal etmekte mümkündür. Bu tür motorlarda hız geri beslemeli kapalı çevrim kontrollü bir sistemle düşük hızlarda çok yumuşak performans sağlanabilir. 1000 rpm üzerindeki uygulamalarda stator veya rotor disk çeliğinde ısı problemleri ortaya çıkabilmektedir. Bunu gidermek için yüksek

hızlarda çalışması istenen makinelerde ek maliyetler söz konusu olacaktır. Düşük güç ve düşük hız uygulamalarında bu tip fırçasız DC motor daha uygun olacaktır. Eğer ki düşük hız ve yüksek güç ihtiyacı ortaya çıkar ise iç rotorlu yüksek kutup sayılı fırçasız DC motor bu ihtiyacı karşılamak üzere seçilmelidir [30].

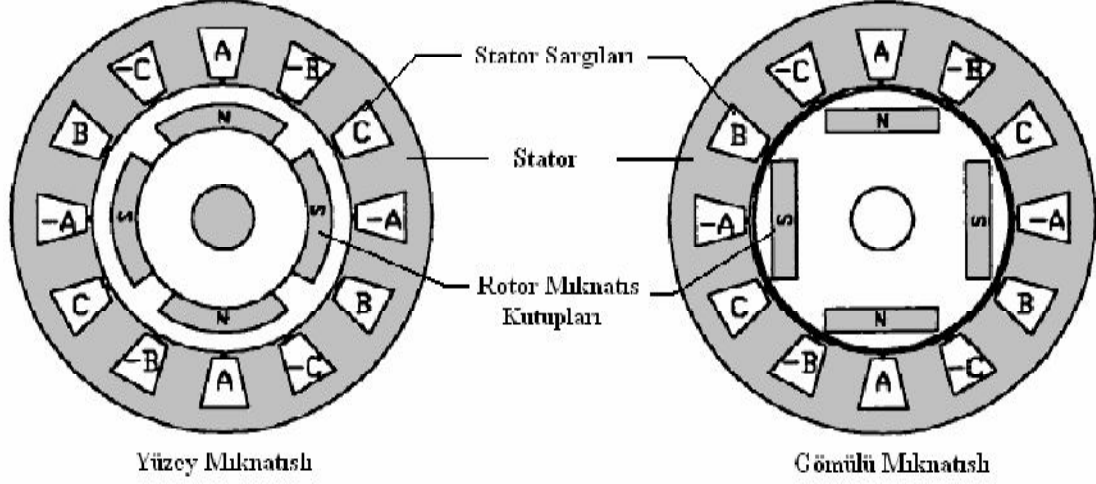


Şekil 3.4. Disk Tipi Fırçasız DC Motoru [30]

### 3.4.3. İç rotorlu fırçasız DC motorlar

İç rotorlu motor yapısı, klasik senkron ve asenkron motorlara çok yakındır. Dışa yerleştirilmiş statoru sabit endüvi sargılarını taşımakta olup, asenkron motor stator yapısına çok benzer. Şekil 3.5 'de iç rotorlu fırçasız doğru akım motorunun yapısı verilmiştir. Bu tip rotorlarda mıknatıslar ince şeritler halinde ya da yay şeklinde rotor dış yüzeyine yapıştırılmaktadır. Dış rotorlu yapıyla karşılaştırıldığında iki olumsuz özelliğe sahiptir. Özellikle yüksek hızlarda mıknatısların rotordaki yerlerinden çıkarak, rotorun parçalanmaması için mıknatısların sabitlenmesi çok dikkatli yapılmalıdır. Bu amaçla rotorlar yüksek elektriksel dirençli metal şeritler ile sarılırlar. İkinci olumsuz yanı ise, statorun seri üretimde sarılması ve işlenmesi oldukça zordur, aynı zamanda maliyeti ve işçiliği de çok fazladır. Stator sargıları dış yüzeyde olduğundan, dış

rotorlu yapıya göre statorun soğuması daha kolaydır. Özellikle yüksek performanslı konum ve hız kontrolü gerektiren servo motor ve kompresör uygulamalarında kullanılmaktadırlar. Uygulama sahası oldukça geniştir [28].



Şekil 3.5. İç Rotorlu Fırçasız DC Motoru Yapısı [28]

#### 3.4.4. Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine monte edilmiş motorlar

Sürekli mıknatıslar rotorun yüzeyine yerleştirilmiştir. Mıknatıslar stator kutuplarına yakın olduğu için yüksüz durumdaki moment daha küçüktür. Bu tip motorlarda, rotor pozisyonu ile endüktans değişimi önemsenmeyecek küçüklüktedir ve trapezoidal zıt emk'lı motorlarda kullanılır.

#### 3.4.5. Sürekli mıknatısları rotorun içerisine monte edilmiş motorlar

Bu tip motorlarda her bir sürekli mıknatıs, rotor nüvesinin iç tarafına yerleştirilmiştir. Yüzeye monteli tip kadar yaygın değildir. Bu tip motorlar yüksek hızlı çalışma için uygundur. Bu motorlarda etkin hava boşluğu, rotor pozisyonu ile değiştiği için bir endüktans değişimi olduğu bilinmektedir.

### 3.5. Fırçasız DC Motoru Olumlu ve Olumsuz Özellikleri

Fırçasız DC motor aşağıda yazıldığı gibi pek çok olumlu özelliklere sahiptir:

**Yüksek verim:** DC motorların en verimlisidir. Bunun nedeni rotorunda sürekli mıknatısları kullanmasından dolayı rotor kayıplarının yok denecek kadar az olmasıdır. Fırça ve komütatörlerin olmamasından dolayı sürtünme kayıpları azdır. Buda verimi artıran diğer bir faktördür.

**Kolay soğutma:** Rotordan akım akmadığından motorun rotoru ısınmaz. Bu yüzden rotoru soğutmaya gerek kalmaz. Fırçasız DC motorunda akım taşıyan iletkenler statordadır ve statoru soğutmak rotoru soğutmaktan daha kolaydır. Stator dış yüzeydedir ve statiktir.

**Hacim ve Ağırlık:** Yüksek moment ve akım oranına sahiptir, akı yoğunluğu yüksektir. Buda aynı kapasitedeki diğer motorlardan daha küçük ve hafif olmasını sağlar.

**Uzun ömür, az bakım ve güvenilirlik:** Fırça ve kolektör olmadığından dolayı az bakım gerektirir. Bu durum düzenli bakım ihtiyacını ve bu elamanlarla ilgili arıza riskini yok eder, sistem güvenilirliği daha fazla olur.

**Az gürültü:** Kolektör ve fırça olmadığından mekanik gürültü seviyesi azdır. Komütasyon elektronik olarak gerçekleşir.

**Kolay kontrol:** Çıkış momenti doğrudan motor akımıyla orantılı olduğundan diğer motorlara göre kontrolü oldukça kolaydır. Karmaşık kontrol algoritması içermediğinden üretici açısından toplam maliyetin azaltılmasını sağlar. Bütün bu olumlu özelliklere rağmen bazı olumsuz özelliklere de sahiptir:

**Maliyet:** Yüksek enerjili mıknatıslar, diğer mıknatıslardan pahalıdır ve bu durumda motor maliyetini artırır.

**Sürekli mıknatısların mıknatısiyet özelliğini yitirmesi:** Uzun kullanımlar sonucunda atmosferik ve termik etkiler sonucunda mıknatısların mıknatısiyet özellikleri bozulur. Yüksek sıcaklığa olan duyarlılığından dolayı da soğutmaya çok dikkat edilmesi gerekir.

**Genişletilmiş hız bölgesinin sınırlı olması:** Sürekli mıknatıslı motorlar sabit uyarma sağlamasından ve mıknatıslar arasındaki montajın mekanik gerilim sınırlandırmasından dolayı yüksek hızlara ulaşamazlar. Hız sınırlaması gerekir.

**Fırçasız DA motor sürücülerindeki inverter hataları:** İnverterde kısa devre meydana gelmesi durumunda, rotordaki sürekli mıknatıslardan dolayı fırçasız DC motorların önemli riskleri vardır. Çünkü dönen rotor, her zaman enerji verir ve sürekli olarak kısa devre olan sargılarda bir elektromotor kuvvete neden olur. Böylece sargılarda çok büyük bir akım dolaşır ve büyük bir momentle motoru durdurmaya çalışır [30].

### **3.6. Fırçasız DC Motorların Kontrolünde Kullanılacak Sensörler**

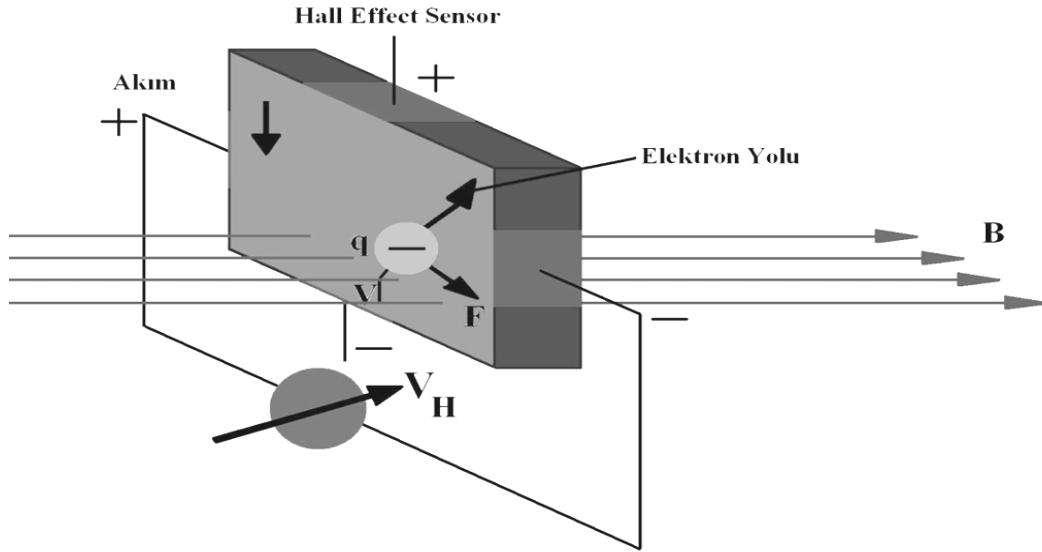
Sensörler herhangi bir kaynaktan gelen işaret ya da uyarıyı alan ve bu işaretlere uygun sinyal üreten devre elemanlarıdır. Motor kontrolü açısından denetlenen elektriksel veya mekanik büyüklükten geri besleme almak ve kontrol devrelerinde işlenecek büyüklüğe dönüştürmek amacıyla kullanılan elektromanyetik, elektromekanik veya optik elemanlardır [24].

Stator sargılarının doğru zamanda anahtarlanması için rotor konum bilgisine gerek vardır. Rotor konum bilgisini işlemciye göndererek, stator sargılarının düzgün olarak tetiklenmesini sağlar. Rotor açısal konum ve hızını ayarlamak için konum algılayıcılar kullanılmaktadır. Kullanılan konum algılayıcılar çok çeşitli olabilir. En yaygın olanı ise, hall efekt sensörüdür. Bunun dışında sıfır geçiş dedektörü ve enkoder da kullanılır. Motor pozisyon kontrol uygulamalarında belirtilen algılayıcıların seçiminde, açısal yer değiştirmenin büyüklüğü, çevresel koşullar, algılayıcıya ayrılmış mesafe, hassasiyet ve

doğruluk, algılayıcının çekeceği maksimum güç, algılayıcının seri olarak üretilebilirliği göz önüne alınması gereken etkenlerdir [30].

### 3.6.1. Hall efekt sensörü

Motor kontrolü alanında ilk olarak hava aralığı manyetik alanını ölçmek için 1960'lı yıllarda kullanılmıştır. Fırçasız DC motorunu çevirmek için stator sargılarına bir sıraya göre güç verilmelidir. Sargı güç verme sırasını bilmek için rotorun pozisyonunu bilmek önemlidir. Rotor pozisyonu statorun içine yerleştirilen Hall efekt sensörleri ile anlaşılır. Hall sensörleri motorun sabit yerine yerleştirilmiştir. Hall sensörleri, manyetik alan içinde kalan elektrik yüklerinin üzerine, alan tarafından etkiyen kuvvetin etkisi ile hareket etmeleri ve bir potansiyel oluşturmaları esasına dayanır. Şekil 3.6' da elektrik yükünün üzerine etkiyen alan kuvveti ve bu kuvvet neticesindeki yük hareketi görülmektedir.



Şekil:3.6. Hall efekt sensörü çalışma ilkesi

Alan içinde hareket eden elektrik yüküne etkiyen kuvvet,

$$F = qvB \quad (3.1)$$

$q=1.6 \times 10^{-19}$  C, elektronun hızı  $v$ , manyetik alan şiddeti  $B$ 'dir. Hız ve manyetik alan, vektörel büyüklükler olduğu için elektrona etkiyen kuvvetin yönü, her ikisine de diktir. Elektron, kuvvetin etkisi ile metal plakanın kenarlarına doğru hareket edecek, elektronların hareket ettiği kısım, diğer kısımdan daha düşük potansiyele sahip olacak ve iki kısım arasında bir Hall gerilimi ( $V_H$ ) oluşacaktır. Bu gerilim belirli bir sıcaklık değeri için;

$$V_H = h i B \sin \alpha \quad (3.2)$$

İfadesi ile verilir.  $\alpha$  açısı; plaka düzlemi ile manyetik alan arasında kalan yatay açı,  $h$  ise metal plaka malzemesine ve geometrik yapıya bağlı bir hassasiyet katsayısı,  $i$  de akımdır. Oluşan gerilimin yönü ve şiddeti, uygulanan elektrik akımının ve manyetik alanın şiddetine ve yönüne bağlıdır. Akım çıkışta elde edilen gerilimle doğru orantılı olduğundan, kontrol büyüklüğü olarak kullanılır.

Hall sensörlerini statora yerleştirmek karmaşık ve risklidir. Çünkü mıknatıslardan dolayı kaynaklanabilecek yanlış bir sinyal alımı rotorun pozisyonu hakkında yanlış bilgi verebilir. Sıcaklığa olan duyarlılıkları, motorların içine yerleştirilmesi zorunluluğu, seri üretime uygun olmaması ve çözünürlüklerinin sınırlı olması dezavantajdır. Fakat yukarıdaki sakıncaları olması yanında basit bir yapıya sahip olan Hall sensörleri, maliyetlerinin de düşük olması nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadırlar [31].

### 3.6.2. Optik sensörler (Encoder)

Rotor konumunu, açısal olarak hassas bir şekilde ölçmemize yarayan konum sensörüdür [32]. Biri sabit diğeri hareketli disklerin ışığı geçirip geçirmemesine, açısal ya da doğrusal yer değiştirmeyi algılamasına dayanan algılayıcılardır. Işın demeti, %50 geçirgenliğe sahip olan durgun diskten geçerek hareketli diske ulaşır. Hareketli diskin ışığı geçiren kısımlarından geçip, optik sensörün ışığa duyarlı yüzeyine odaklanarak, elektriksel işarete dönüştürülür. Dolayısı ile hareketli diskin aralığı ne kadar dar ise, hareket o kadar hassasiyetle algılanabilir.

Artırımsal algılayıcı ve mutlak algılayıcı olmak üzere iki çeşit enkoder tipi vardır. Artırımsal algılayıcılar bir bitlik dijital çıkış verirler. Kullanılan elektronik

devre ile bu çıkışlar sayılarak motorun konumunu ve hızını verir. Mutlak algılayıcılarda belirli bir noktaya göre motorun konumu 8 bit ya da 16 bit olarak verilir. Artımsal algılayıcılar basit, ucuz ve kullanışlı yapıları nedeniyle mutlak algılayıcılara göre daha fazla kullanılmaktadır.

Optik sensörlerin dijital çıkış bilgisinden açısal hız değeri iki yolla elde edilebilir.

### **Çıkış darbelerinin sayılma metodu**

Sayısal denetleyicinin örnekleme periyodu temel alınarak, sayısal denetleyicinin T örnekleme dönemindeki algılayıcı darbesi sayılır.

W açısal hız, T örnekleme periyodu, n örnekleme periyodunda sayılan darbe sayısı ve N diskteki ızgara sayısı olmak üzere milin açısal hızı;

$$W = \frac{2\pi n}{NT} \quad (3.3)$$

Burada dikkat edilmesi gereken nokta, bu yöntemin düşük hızlarda özellikle belirli hız değerinin altında kesin sonuçlar vermemesidir [33].

### **Darbe zamanlandırma yöntemi**

Yüksek frekanslı saat sinyalleri kullanılarak bir kodlayıcı süresi (iki bitişik ızgara arasındaki süre) ölçülür. Bu yöntem özellikle düşük hızların doğru olarak ölçülmesi için uygundur.

f frekans, N ızgara sayısı, m bir kodlayıcı süresince sayılan saat sinyalleri olmak üzere milin açısal hızı;

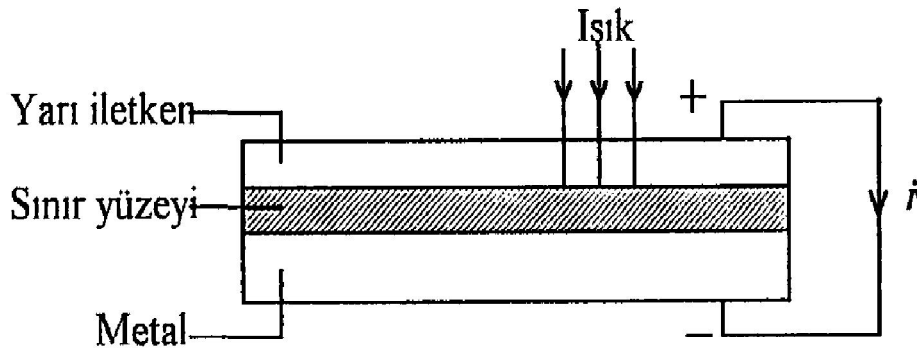
$$W = \frac{2\pi f}{Nm} \quad (3.4)$$

Burada  $\frac{Nm}{f}$ , diskin bir devri için ortalama süredir [34].



### 3.6.3. Fototransistör

Yüzeyine ışık geldiğinde gerilim oluşturan elemanlardır. Şekil 3.7’de devrede yarıiletken yüzeye temas eden ışık, üzerindeki elektronları metal yüzeye doğru iter. Metal yüzeyde negatif potansiyel oluşur. Böylece metal yüzey ve yarı iletken arasında potansiyel fark oluşur. Bu fark 0.3 veya 0.5 volttan daha büyük olamaz. Elde edilen bu gerilim fırçasız DC motor sürücüsündeki güç yarı iletkenleri tetiklemede kullanılır.



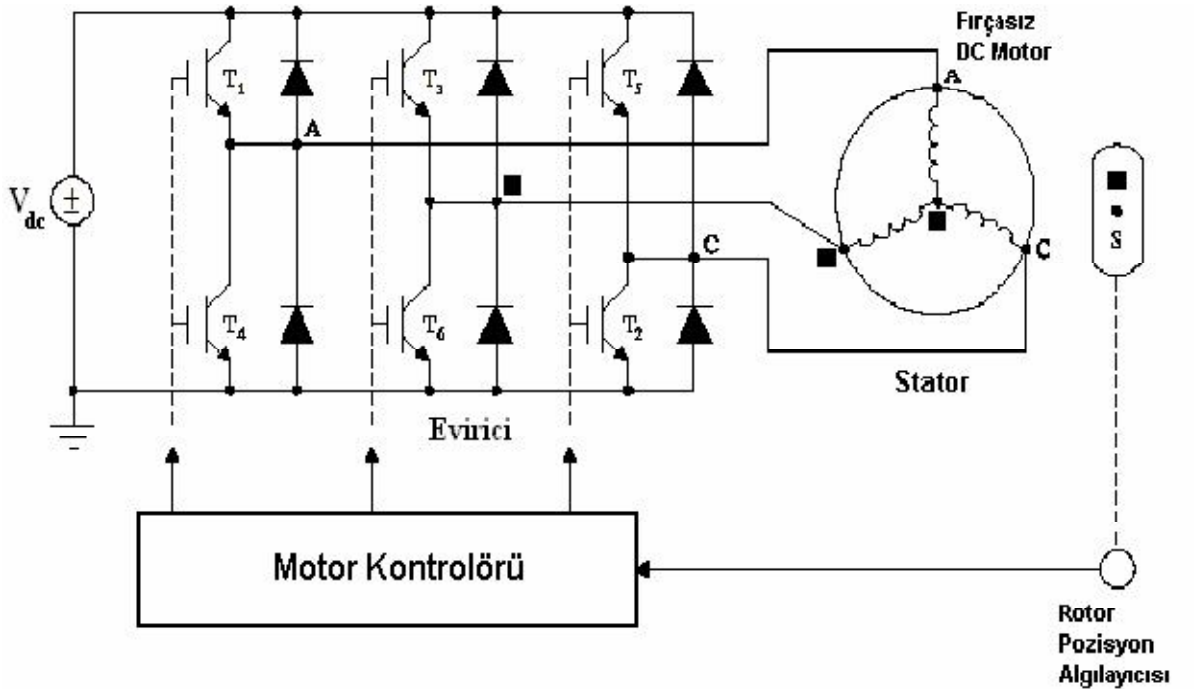
Şekil: 3.7. Fototransistörün prensip şeması

### 3.6.4 Sıfır geçiş dedektörü

Stator sargılarında indüklenen zıt EMK’ ye göre, rotorun konumunu belirlememizi sağlar. Motorun sürücüsüne bağlı olarak kullanılan bu sensörde; faz sargılarına uygulanan gerilimin, besleme geriliminin yarısıyla karşılaştırılması ile rotor konumu elde edilir. Motorun hareket eden parçalarına bağlı olmaması ve hareketli parçaların bulunmaması, bu dedektörün avantajlarındandır. Bu yöntemin tek dezavantajı, yüksek frekanslı osilasyonların görülmesidir.

### 3.7. Fırçasız DC motorun çalışma prensibi

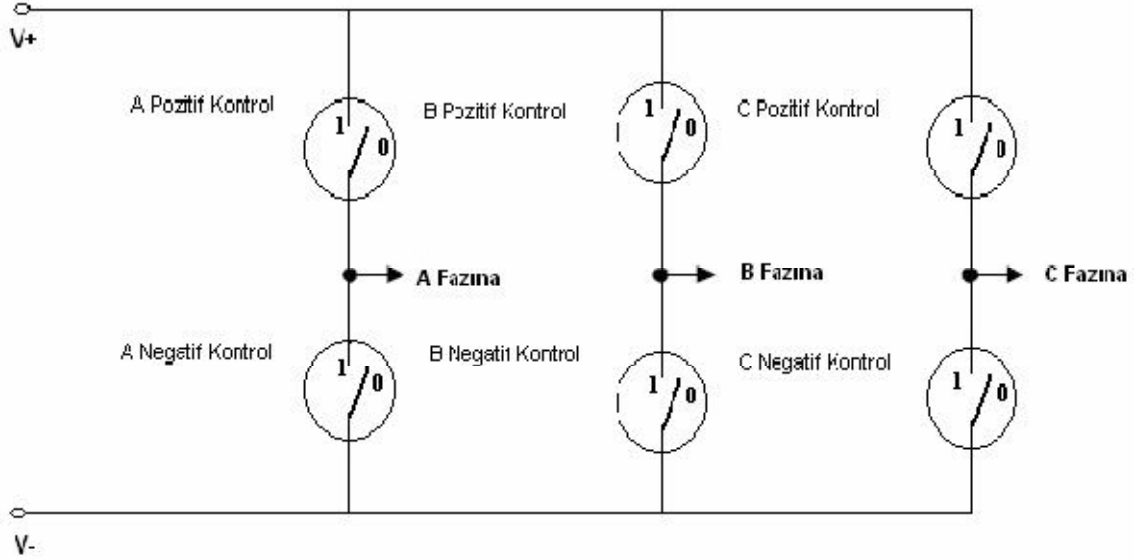
Fırçasız DC motor, sabit mıknatıslı bir rotora sahip ve elektronik komütasyon için rotor pozisyonu bilinmesi gereken senkron bir motordur. Stator sargıları, bir evirici üzerinden beslenir. Akım kaynağından beslenen eviricideki güç anahtarlarının, anahtarlama sıraları, rotor konumuyla senkron bir şekilde gerçekleştirilir. Hangi anahtarın açma-kapama yapacağı konuma bağlı olarak, rotora yerleştirilen bir konum algılayıcı veya algılayıcısız kontrol algoritmasıyla belirlenir. Pozisyon geri beslemeli bir fırçasız doğru akım motor sürücü sisteminin klasik kontrol algoritması Şekil 3.8’ de gösterilmiştir.



Şekil 3.8. Pozisyon geri beslemeli bir fırçasız doğru akım motor sürücü sisteminin devre şeması [22]

Statorun akım yönü rotorun konum bilgisine göre değiştirilir. Değiştirme işlemi Şekil 3.9'daki anahtarlarla yapılır. Anahtarların kontrolüyle statora uygulanan gerilim ile akımın yönü ve rotorda dönme hareketi oluşur. Böylece statorda manyetik alan kutbu oluşur. Oluşan kutuplar ve rotor kutuplarının aynı kutupların birbirini itmesi, zıt kutupların birbirini çekmesi sonucu dönme momenti oluşur. Dönme momenti rotor ve stator manyetik alan şiddetine

bağlıdır. Dönme hareketi sonucu rotorun konumu değişir. Sensörler yeni konumu algılar ve işlemciye gönderir. İşlemci, yeni konuma göre anahtarların konumunu değiştirir. Rotor yine itme ve çekme kuvveti etkisinde kalır. Bu şekilde hızlı bir anahtarlama ile rotorda dönme hareketi meydana gelir. Dönme sonucu oluşan sensör konumları ve anahtarların konumları şekilde verilmiştir.



Şekil 3.9. Sürücü anahtarların bağlanması [32]

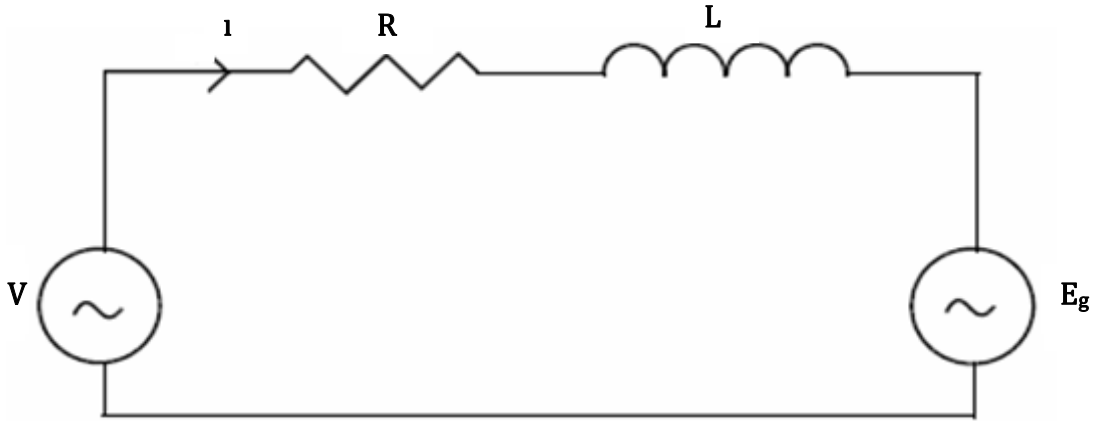
Tablo 3.1. Sensör bilgisine ve rotor konumuna karşılık gelen anahtar durumları

		Hall Sensörleri			Anahtar Konumları					
Konum	Konum açısı $\Phi$	H1	H2	H3	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
1	$0 \leq \Phi < 60$	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	$60 \leq \Phi < 120$	1	1	0	1	0	0	0	1	0
3	$120 \leq \Phi < 180$	0	1	0	0	0	1	0	0	1
4	$180 \leq \Phi < 240$	0	1	1	0	1	1	0	0	0
5	$240 \leq \Phi < 300$	0	0	1	0	1	0	0	0	1
6	$300 \leq \Phi < 360$	1	0	1	0	0	0	1	1	0

### 3.8. Fırçasız DC Motor Matematik Modelinin Elde Edilmesi

Fırçasız DC motor için bir kontrolör tasarlarken, çalıştırılacak bir modelinin oluşturulması gerekmektedir. Modeli elde edilmek istenen sistem; motor, güç elektroniği devresi (sürücü), konum ve/veya hız algılayıcısı, yük ve dişli kayış kasnak gibi her bir mekanik aksamı kapsamalıdır. Birçok kontrolör sistem tasarımı doğrusal bir sistem gerektirir. Bu diferansiyel denklem takımı içerisinde yer alan katsayıların sabit yani hız, gerilim gibi ana faktörlerden bağımsız olması anlamına gelmektedir. Eğer elde edilecek sistemin matematik modeli doğrusal değilse bazı kabullerin yapılması ile doğrusallaştırılması yoluna gidilebilir [31].

Fırçasız DC motorun temel dinamik modeli aşağıda görüleceği üzere endüktif elemanların eklenmesi ile şu şekilde genişletilebilir. Öncelikle belirtilmesi gereken elektriksel eşdeğer devre Şekil 3.10' daki gibi olacaktır.



Şekil 3.10. FDAM Eşdeğer Devresi [28]

$$V = L \frac{di}{dt} + Ri + E_g \quad (3.5)$$

$E_g$ : Zıt-emk gerilimi ;

$L$ : Faz endüktansı;

$R$ : Faz direnci;

$$E_g = k_E w_m \quad (3.6)$$

$k_E$  : Zıt emk sabiti;

olarak yerine konulmak kaydıyla temel gerilim denklemi aşağıdaki hali alır.

$$V = L \frac{dI}{dt} + RI + k_E w_m \quad (3.7)$$

Burada manyetik alanın sabit olduğunu kabul eder ve manyetik akının akım cinsinden ifadesini yazacak olursak;

$$T = k_T I \quad (3.8)$$

denklemini elde ederiz. Burada  $k_T$ ; moment sabitidir.

Motorun temel mekanik özellikleri atalet momenti  $J_m$  ve sürtünme momenti  $T_f'$  dir. Sürtünme genellikle hızın doğrusal olmayan bir fonksiyonudur ve en azından hıza oransal bağlı kısmını göstermek üzere viskoz sabiti adını alan bir terimi takip eder şekilde ifade edilir  $Dw_m$ . Yük ise sabit tersinir moment  $T_L$  ve buna ek olarak bir sürtünme  $J_L$  ile ifade edilir. Tüm bu değerleri hesaba katarak motorun mekanik denklemi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$T = (J_m + J_L) \frac{dW_m}{dt} + Dw_m + T_f + T_L \quad (3.9)$$

Hız ve uygulanan gerilim cinsinden transfer fonksiyonuna erişmek için, elde edilen denklemlerin Laplace dönüşümleri alınacak olursa;

$$V = (L_s + R)I + k_E w_m \quad (3.10)$$

ve manyetik alanın akım ifadesinden de yola çıkarak,

$$T = \frac{(V - k_E w_m)k_T}{L_s + R} \quad (3.11)$$

Denklemini elde ederiz. Sürtünme momenti ( $T_f$ ) ve yük momentinin ( $T_L$ ) motor transfer fonksiyonunu etkilemeyeceği göz önüne alınarak sıfır kabulü yapılması ile motor mekanik denklemi aşağıdaki gibi elde edilecektir.

$$T=(J_m + J_L )sw_m + Dw_m \quad (3.12)$$

Bu denklem ile denklem (3.12.) ile birleştirilecek olursa;

$$V- k_E k_T w_m =(L_s + R)w_m [(J_m + J_L )s + D] \quad (3.13)$$

denklemini elde edilecektir. Elde edilen bu denklemden yola çıkarak hız ve gerilim arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilecektir [31].

$$\frac{w_m(s)}{V(s)} = \frac{1}{[(L_s+R)w_m[(J_m+J_L)s+D]+k_E k_T]} \quad (3.14)$$

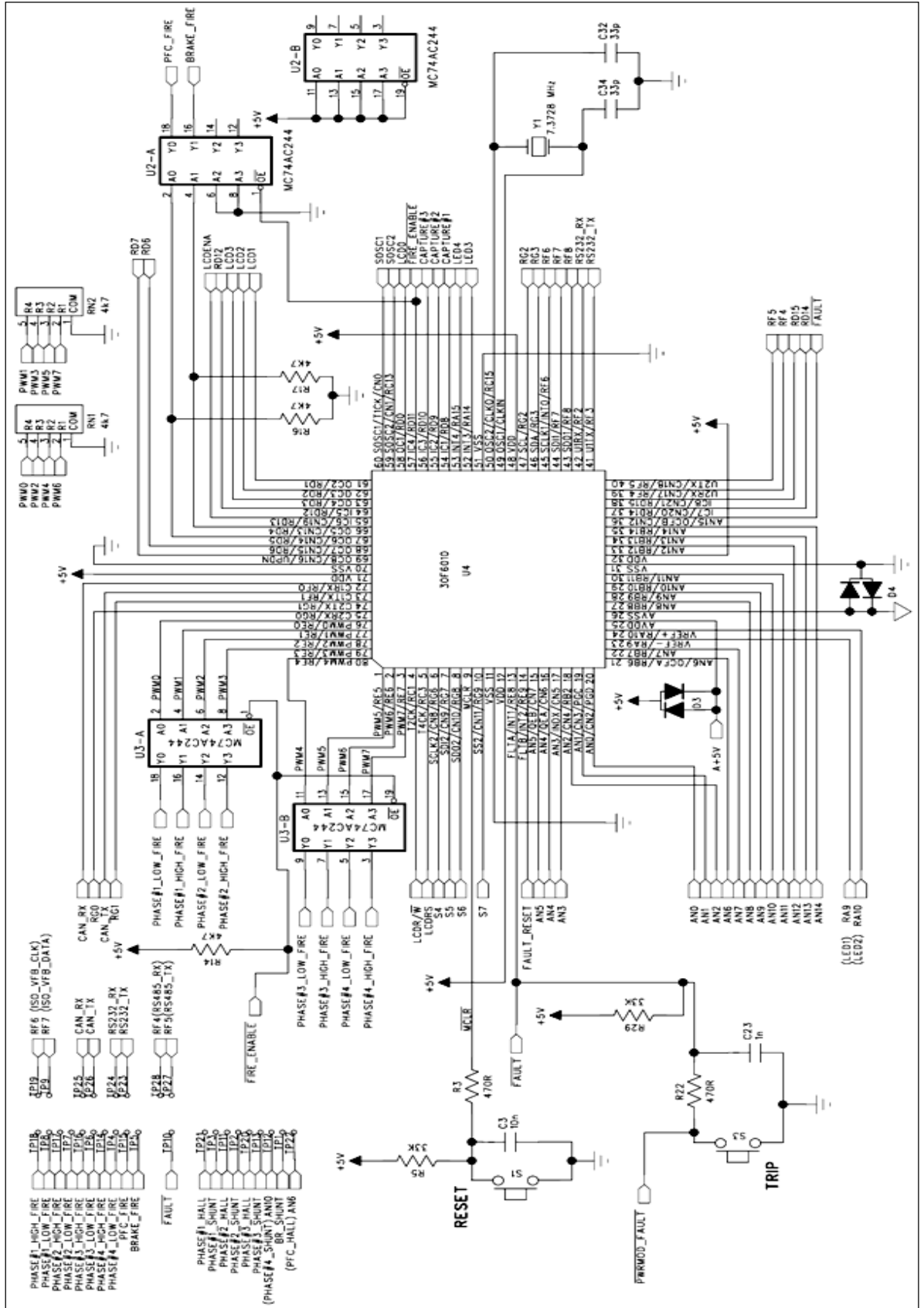
### 3.9. dsPICDEM Motor Kontrol Geliştirme Kartı

#### 3.9.1. DsPIC30F6010

DsPIC30F Motor kontrol geliştirme kartı, dsPIC ailesindeki motor kontrol parçalarını kullanan motor kontrol uygulamalarının hızlı gelişim ve değerlendirmelerine katkı yapmak için dizayn edilmiştir. Bu kart 2 farklı yolda kullanılabilir. Birincisi, kontrol kartına tamamlayıcı olarak dizayn edilen güç modüllerinden birine arabirim oluşturmaktır. Arabirim 37 pin D tip konektörüyle oluşturulur. Bu sayede kullanıcıların ihtiyacı olan sadece motordur. Böylece güç kademesine ve sinyal uygunluğuna bakmaksızın çalışabilirler. Güç modülünün FAULT koruma ve sinyal izolasyon çevrimi vardır. Kartın ikinci kullanım yolu kendi güç kademesi olan, fakat MCU(mikro kontrolör) kendi uygulamalarında kullanmak isteyenlere yardımcı olur.

#### 3.9.2. İşlemci ve güç kaynağı

Sistem standart olarak yerleştirilen dsPIC30f6010 (Şekil 3.11) 80pin TQFP parçasına sahiptir. Sisteme ana kaynak girişi Şekil 3.13'de gösterildiği gibi J2 iledir. 9V ve 1 A kadar besleme kapasitesine sahip regüle edilmemiş AC veya DC güç kaynağı kullanılabilir. Düzeltme ve filtrasyondan sonra U1 tarafından dijital +5 V üretilir. Dijital +5 V birçok arabirim konnektörlerinde olduğu gibi prototip bölgesinde (VDD) bulunur.



Şekil 3.11. dsPICDEM Motor Kontrol Geliştirme Kartı Devre Diyagramı [35]

### **3.9.3. Çevrimiçi hata giderme ve çevrimiçi seri programlama (ICSP)**

dsPIC kartının içinde bulunan FLASH hafızasının ICSP' si ICD arayüzü ile desteklenmektedir. Bu uygun ICSP modülü ile PROMATE II yada MPLAB ICD2'ye doğrudan bağlantı imkanı sağlar.

dsPIC emülatör iletişimi ve kartın programlaması için varsayılan pinler AN1 ve AN0'dır. Motor kontrolünde kullanılacak ADC kanallarının sayısını artırmak için emülatör ve programlama pinlerini alternatif 59 ve 60 pinleriyle değiştirme anahtarı konulmuştur.. Bu iki set programlama pinleri arasındaki değişim S2 ve MPLAB bünyesindeki uygun konfigürasyon bit ayarlarıyla yapılmalıdır. S2, ICD durumuna getirildiğinde AN0 ve AN1 pinlerinden gelen analog sinyaller kesilir. Şekil 3.14'de J4'deki programlama hatları bağlanır. S2 'Analog' durumuna getirildiğinde program hatları kesilir ve analog sinyalleri AN0 ve AN1'e bağlanır.

### **3.9.4. Motor pozisyon geribildirim arabirimi**

En çok kullanılan motor pozisyon geribildirim aletlerinin iki farklı çeşidine arabirim sağlanmaktadır. Kart üzerinde herhangi bir elektrik izolasyonu yoktur. Kullanıcı motor çerçevesini doğru bir şekilde yerleştirdiğinden ve pozisyon geribildirim aletlerinin motor kanatçıklarından izole olduğundan emin olmalıdır.

J3 Hall efekt aletlerinden gelen elektriksel iletim sinyalleri için tasarlanmıştır. Bu sinyaller BLDC ve SR motorlar için kullanılırlar. Üç giriş (A,B,C), dsPIC aletinin 3 giriş yakalama kanalına (IC1 – IC3) bağlanır. Çekme (pull-up) dirençleri ve küçük bir miktar filtrasyon kartın üzerindedir. Bu sebepten girişler açık kolektör ya da sürücü kullanım için uygundur. J5 arabirim için tasarlanmıştır.

### **3.9.5. Osilatör**

7.3728 Mhz, düşük profil kristal (Y1) kart üzerinde bulunmaktadır. dsPIC'in iç PLL ve programlanabilir postskaler kombinasyonu ile geniş sistem saat frekanslarının elde edilmesini sağlar.



### **3.9.6. RS-232 Seri Port**

dsPIC UART 'lardan J8 bağıdır. RG2 ve RG3 port pini kullanmak, CTS ve RTS kullanarak opsiyonel uyusmalı donanımı sağılar. Uyuşmalı haberleşme kullanmak için LK6 ve LK7 linkleri kurulmalıdır.

### **3.9.7. RS-485 Seri Bus ve CAN bus**

İkinci dsPIC UART RS-485 seviye kaydırma arabirim ile J10'a bağıdır. Kullanıcı RX ve TX i RG0 ve RG1 kullanarak kontrol edebilir.

CAN Modüllerinden biri CAN arayüzüyle bir Mikrochip MCP2551 CAN alıcı-verici IC ile J9'a bağıdır. İkinci CAN modülü RG0 ve RG1'in dijital prototipin üzerinde bulunmaktadır. Bu pinler RS-485 RX ve TX kontrolü için kullanıldığından, RS-485 ve ikinci CAN modülü aynı anda kullanılmayabilir.

### **3.9.8. LCD Ekran**

16x2 LCD ekranı (U7) Şekil 3.12' deki kartın üzerinde mevcuttur. Ekranı kullanmak standart dört bit arabirim aracılığıyla olmaktadır.

LCD data hatları RD0-RD3, olanak hat RD13'ün, okuma/yazma RC1'in ve data/komuta seçme (LCD RS) ise RC3'ün üzerindedir.

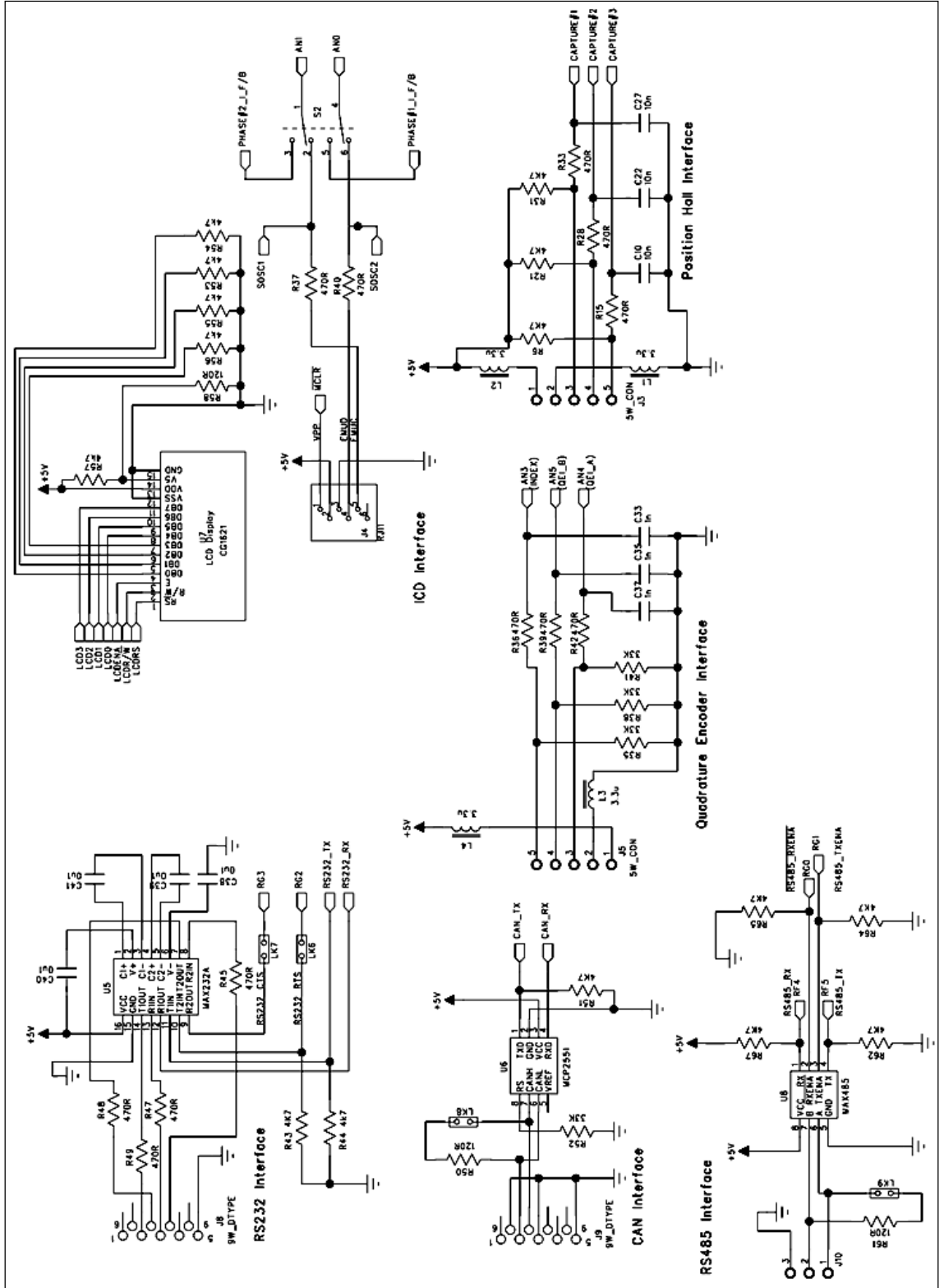
### **3.9.9. LED**

Dört adet genel amaçlı LED (D6-D9) kartın üzerindedir. Bunlar sırasıyla RA9,RA10,RA14 ve RA15'e bağıdır. (Şekil 3.13). Tek bir LED (D2), +5 V güç kaynağının açık olduğunu belirtmek için kullanılır. Bir LED (D5) ise rotasyonun yönü için kullanılır.

### **3.9.10. İtme-Çekme buton anahtarları**

Dört adet genel amaçlı buton anahtarı sağlanmıştır. Bunlar RG6-RG9'a bağıdır. Ayrıca bir RESET tuşu (S1) bulunur ve dsPIC aletinin MCLR hattına bağıdır. Karttan gelen aktif düşük FAULT sinyali ile lojik veyalanan (OR) TRİP

anahtarı bulunur. PWM modülün FLTA girişine ve çıkış karşılaştırma modülün OCFB girişine sonuç sinyali (FAULT) bağlanır.



Şekil 3.12 LCD gösterimi [35]



### **3.9.11. Potansiyemetre**

Kartta 2 potansiyemetre vardır (VR1 ve VR2). VR2, ADC' nin AN7 girişine kalıcı bir şekilde bağlıdır. VR1 sadece analog prototip alanına POT1 olarak bağlıdır.

### **3.9.12. 37 pin konektör j1 ile arabirim**

Şekil 3.14'de 37 pin D tip konektör (j1), birleşik sinyal yönlendirme ve çevrim müşteri güç modüllerinden biriyle direk olarak arabirim oluşturmak için dizayn edilmiştir. Güç modülleri gerekli bütün sürücü elemanlarını içermektedir. ADC kanallarının kısıtlılığından dolayı bütün güç modül geribildirim sinyallerini aynı anda ADC modülüne bağlamak imkansızdır.

Düşük dereceli RC filtrasyonu ESD koruması ve gürültü azaltmak için bütün analog geribildirim sinyallerinde kullanılmıştır.

### **3.9.13. Anahtar ateşleme komutları**

Şekil 3.14'de gösterildiği gibi toplam 10 PWM sinyali yüksek akım tamponu 74AC244 aracılığıyla 37 pin konektörüne yönlendirilir. Tamponların çıkışları direk olarak optik bağdaştırıcı LED'leri sürer. dsPIC PWM pinleri çoğu kapı sürücü devresinde direk olarak kullanılabilir. Tamponlar dsPIC I/O pinlerinin geliştirme aşamasında korunmasını sağlar ve güç modülü arabirimi tarafından yapılan yüklemelere dayanıklılık sağlar.

Şekil 3.14'de j1 ile yapılacak ateşleme sinyali çıkışının doğru olması için RD11 aracılığıyla aktif düşük FIRE-ENABLE kullanılır. FIRE-ENABLE R14 ile yukarı çekilir ve kullanıcı yazılımı ile aşağı çekilmelidir. Ateşleme komutlarının sekizi motor kontrol PWM modülünden gelir. Bu sekizliden ikisi konektör üzerindeki pinlerin kısıtlılığı sebebiyle opsiyoneldir, bu ikisi geri EMF'nin iki sinyaliyle paylaşırlırlar.

### **3.9.14. Güç modüllerinden akım geribildirim**

#### **PFC**

Bir aktif güç faktör doğrulayıcı kullanıldığında Hall Efekt akım algılayıcı giriş akımını ölçmek için güç modülüne eklenir. Bu sinyal AN6 bağlıdır.

#### **Motor güç evresi**

Motorların simetrisinden ve fazların bağlantısından dolayı, her bir faz için bağımsız akım algılayıcı gerekli değildir. Bu bize geribildirim sinyallerinin sayısını azaltmak için avantaj sağlar. İki çeşit akım geribildirim sinyal seti uygundur. Ya motor giden akımı ya da DC hataya göre akımı ölçülebilir. LK1-LK3 iki set arasında seçim için kullanılır.

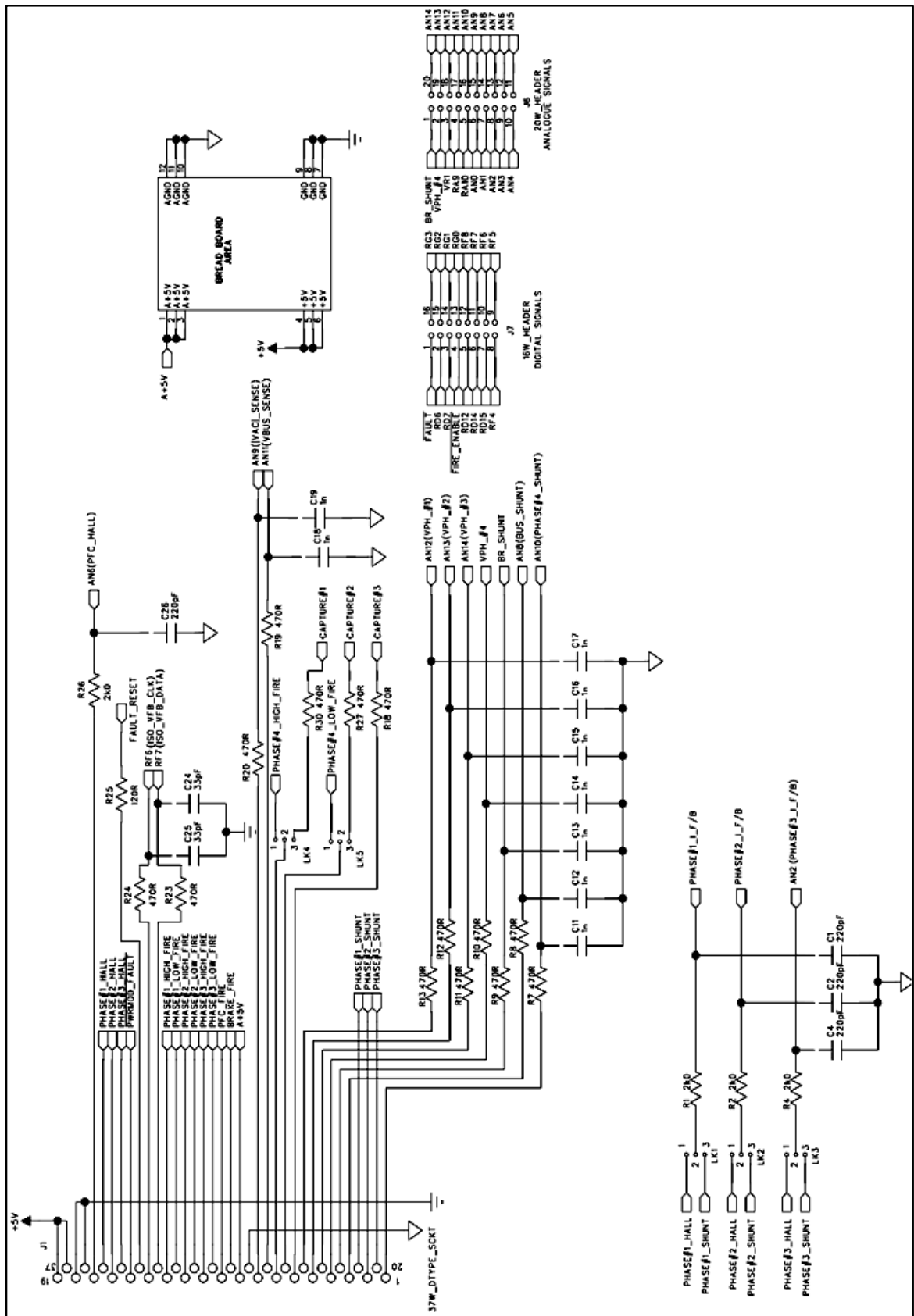
### **3.9.15. Voltaj geribildirim**

#### **İzole edilmiş voltaj geribildirim**

İzole edilmiş voltaj geribildirim sinyalleri güç modülü içerisine yerleştirilen bir PIC12C671'in kullanımıyla ölçülür. Bu entegrenin kendi ADC'si vardır ve dsPIC'le basit iki kablo aracılığıyla iletişim kurar. Bu sinyaller SCLK1 ve SDI1'e RF6 ve RF7 aracılığıyla verilir.

#### **Güç modülü çıkış voltajı geribildirim**

Dört güç modüllü çıkış voltajı geribildirim sinyalleri ölçülebilir. Bu sinyaller pozisyon ya da hızın kontrolü için kullanışlıdır. Bu sinyaller VPH\_#1- VPH#4 olarak adlandırılmış ve sırasıyla AN12- AN14'e bağlanmıştır.



### 3.10. Motor Hız Kontrolü

Bölüm 3’de anlatıldığı gibi Fırçasız DC motorun çalıştırılması için üç faz evirici yapısı kullanılır. Rotor konumuna bağlı olarak anahtarların kontrolü gerçekleştirilir. Denklem 3.7’de görüldüğü gibi motorun stator sargılarına uygulanan gerilimin ortalama değeri değiştirilerek hız kontrol edilebilir. Bunun için ya evirici girişindeki DC gerilim değeri ayarlanır ya da evirici girişindeki sabit olan DC gerilim rotor konumuna göre iletimde olan iki anahtardan birinin çalışma oranı değiştirilerek çıkış gerilimin değeri ayarlanabilir (Düşürücü çevirici). Anahtarın çalışma oranı PWM yöntemi ile kontrol edilir. PWM için motor frekansından (hızından) daha büyük (genelde 10 katı) bir anahtarlama frekansı kullanılır. Genel olarak gerilim değerinin kontrolü için iletimde olan iki anahtardan düşük gerilim tarafındaki anahtar kullanılır.

#### 3.10.1. PWM

Doğru akım devrelerinde gerilim değeri olarak ortalama gerilim değeri ele alınır. Bu nedenle anahtarın kapalı kalma süresi veya açık kalma süresi değiştirilerek, elde edilen gerilimin alacağı ortalama gerilim değeri değiştirilir. PWM yönteminde çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki oran görev periyodu (D) olan bir değer ile ifade edilir. Görev periyodunun değeri;

$$D = \frac{V_c}{V_g} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (3.15)$$

Burdada  $V_c$  çıkış gerilimi ve  $V_g$  giriş gerilimidir. Görev periyodu aynı zamanda anahtarın iletimde kalma süresinin, iletimde ve kesimde kalma süresine oranı şeklinde de ifade edilebilir.

PWM yöntemi ile çok geniş aralıkta gerilim kontrolü sağlanabilir. Bu işlem, bir yarı iletken anahtar ve anahtarlama süresini değiştiren bir kaç elektronik devre elemanı ile gerçekleştirilir. Bu, uygulamacılara oldukça hafif ve hızlı bir tasarım olanağı verir. PWM yöntemi, diğer gerilim kontrol ve ayar yöntemlerinden farklı olarak, hızlı bir şekilde gerilim kontrolü sağlar. Bu yöntemde, gerilimin hızlı bir şekilde kontrolü yapılırken, minimum kayıp oluşur. Bu nedenle, verimli ve hızlı bir kontrol işlemi gerçekleştirilir. Bunun dışında

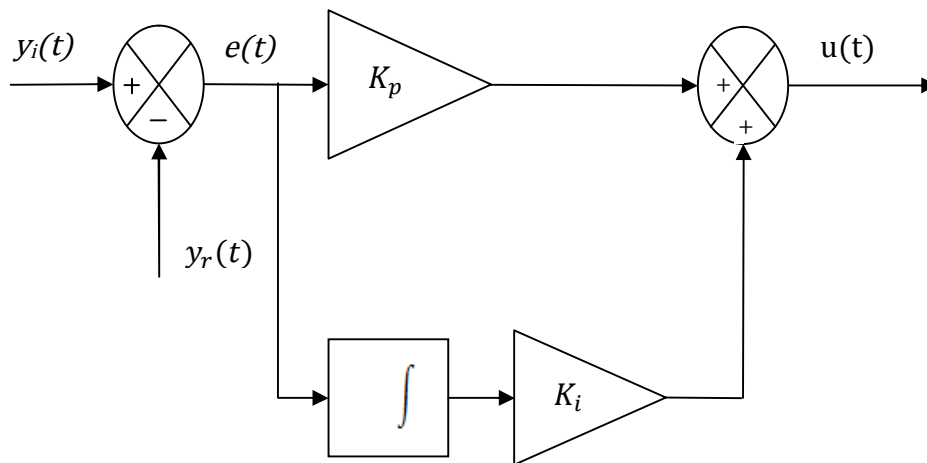
ayarlı transformatörlere nazaran daha hafif ve daha az yer kaplaması gibi avantajlara da sahiptir [32].

### 3.11. Kontrol Yöntemleri

Hız kontrolü dolayısıyla ortalama gerilim değerini ayarlayan düşürücü çeviricinin PWM çalışma oranının kontrolü için PI, PID, ANFIS, Fuzzy vb kontrol teknikleri kullanılabilir. Bu çalışmada PI ve PID kontrol yöntemleri kullanılarak uygulamalar yapılmıştır.

#### 3.11.1. PI (Oransal-Integral) kontrolör

Bu kontrol prensibinde, oransal ve integral kontrol prensibi birleştirilmiştir. Sadece oransal(P) kontrol prensibinde “sürekli hal hatası” denilen bir kayma söz konusudur. İdeal bir kontrolde sürekli hal hatasının sıfır olması istenir. Bu yüzden oransal kontrol sistemine integral kontrol elemanı eklenmiştir. PI kontrolde, sistem başlangıçta veya herhangi bir anda aniden yüklendiğinde, bir salınım yapmakta ve kararlı duruma gelmektedir. Yani integral kontrol, sistemin sürekli durum hatasını sıfır yapmaktadır [34] .



Şekil 3.15. PI kontrol devresi



Şekil 3.15 PI kontrolör şeması verilmektedir. Bu kontrol prensibinde, kontrol birimi olarak elektronik bir integral alıcı bulunmakta ve hata sinyalinin zamana göre integrali alınarak, hata sinyaline eklenmektedir. Buna göre sistemin çıkışı;

$$u(t) = K_p(y_r - y_i) + K_i \int_0^t (y_r - y_i) dt \quad (3.16)$$

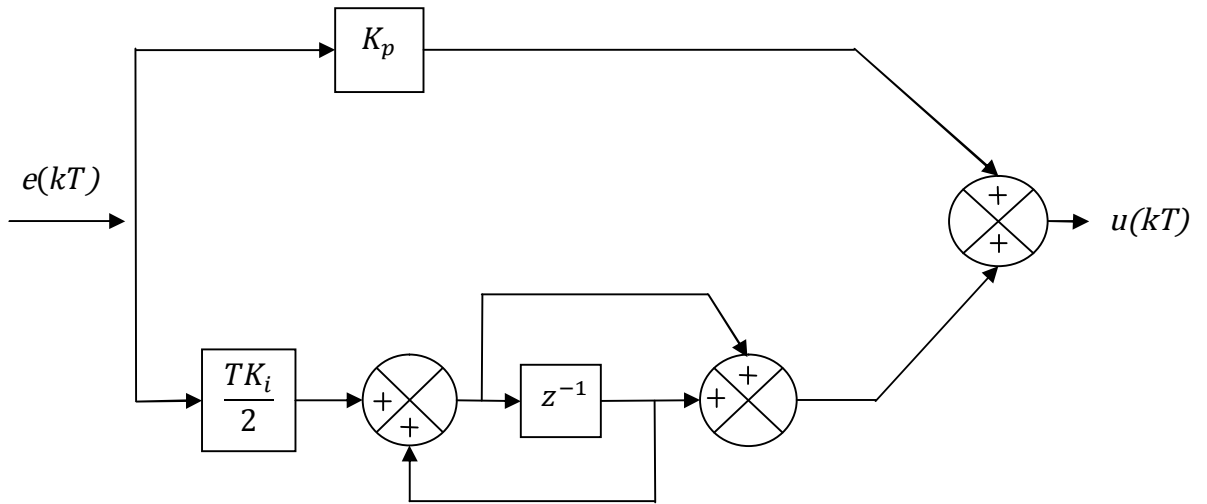
$K_p$  = Oransal kazanç

$K_i$  = İntegral kazancı

$u(t)$ =PI kontrol sinyali

İfade eder. Sistemde integratör kullanılarak çıkıştaki aşım önlenir. Hata sinyalinin değerine göre PI çıkışı artırır veya azaltır.

Şekil 3.16'da yamuk integrasyon kuralıyla programlanışa ilişkin blok diyagram görülmektedir.  $z^{-1}$  işlevi  $T$  saniyelik bir ölü zamana karşı düşer. Uygulamada ölü zaman, bir değişkenin bilgisayarda belirli bir belleğe kaydedilmesi ve  $T$  saniye kadar zaman geçtikten sonra bellekten tekrar okunması işlemine karşı düşer [36].



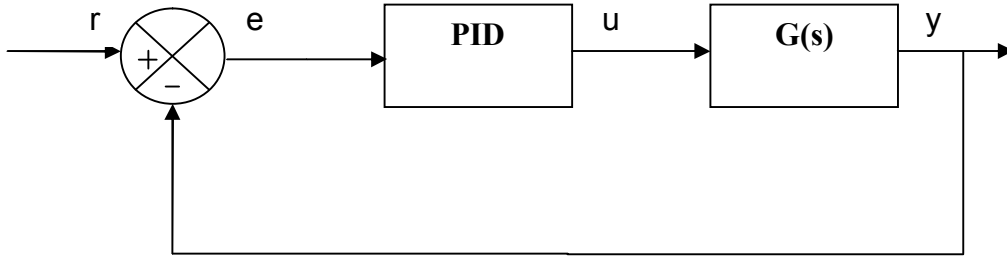
Şekil 3.16. Dijital PI kontrolör diyagramı [37]

Yamuk integrasyona göre transfer fonksiyonu;

$$G_c(z) = K_p + \frac{TK_i}{2} \frac{z+1}{z-1}$$

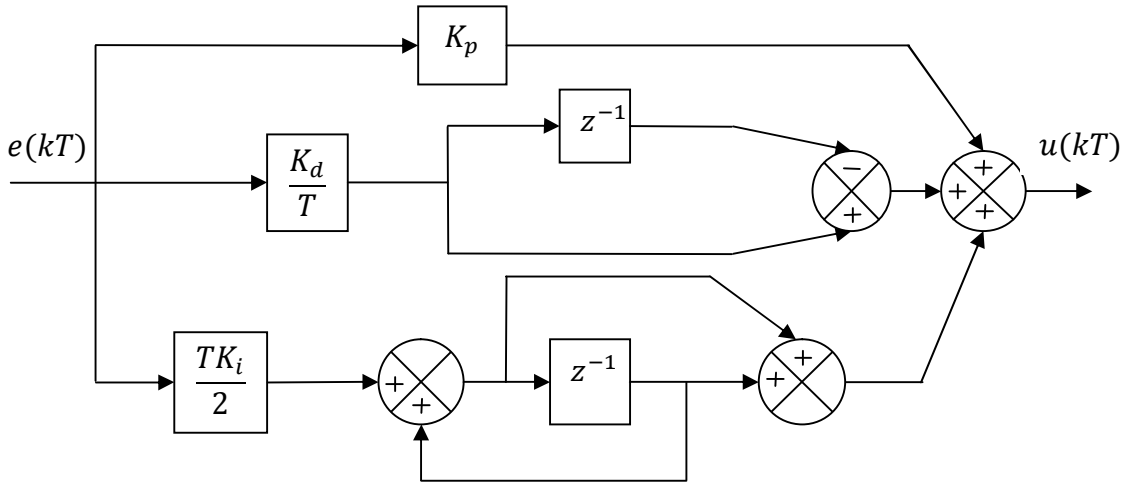
### 3.11.2. PID (Oransal- Integral-Türevsel) Kontrolör

PID algoritması proses üretime yönelik faaliyet gösteren endüstride en çok bilinen ve kullanılan bir geri beslemeli kontrol şeklidir. Kolay, anlaşılabilir ve güvenilir algoritması ile mükemmel performans sağlamakta, değişken ve dinamik karakteristik özellikleri ile sanayide en çok tercih edilen kontrol tipi olarak ön plana çıkmaktadır [38].



Şekil 3.17. PID kontrol devresi

Şekil 3.18' de yamuk integrasyon kuralıyla programlanışa ilişkin blok diyagram görülmektedir.



Şekil 3.18. Dijital PID kontrolör diyagramı [37]

Yamuk integrasyona göre transfer fonksiyonu;

$$G_c(z) = \frac{\left(K_p + \frac{TK_i}{2} + \frac{K_D}{T}\right)z^2 + \left(\frac{TK_i}{2} - K_p - \frac{2K_D}{T}\right)z + \left(\frac{K_D}{T}\right)}{z(z-1)}$$

P oransal kazanç o anki hatanın belirli bir katıyla çıkışı kontrol eden değişkendir. I integral (toplamsal) etkisi demektir, bu da mevcut hata ve daha önceki hataların toplamıyla çıkışa etki eden değerdir. D türevsel (değişim miktarı) etkisidir, bu da mevcut hatanın bir önceki hatayla değişiminin miktarıyla çıkışa etki eden değerdir. Çıkış bu üç etkinin toplamıyla kontrol edilir, hata sıfıra yaklaştıkça (gerçek değer set değerini yaklaştıkça) P ve D'nin etkisi azalır. P hatanın bir katı olduğundan hata yok olmaya yakın, D ise hata değişimi azaldığında o da azalır, I integral devrede, sistem çıkışı integral etkisi altına girer ve integralle gerçek değer kumanda altında kalır. Integralin devrede olması demek gerçek değer set değere kadar gelirken harcadığı süre içerisinde girişten aldığı örneklerinin toplanmasıyla oluşan kontrol değeridir.

Hata sıfıra yakinken (sistem oturmuşken), sıcaklıktan örnek verecek olursak, oturmuş bir sıcaklığı, ani bir soğutmada soğumanın ne kadar hızlı olduğuyla D türev kontrolü alır ve sistemi hatanın değişim miktarının oranıyla

tepki vererek ısıtır. Soğuma hızı azaldığında (hatanın değişim miktarı sıfıra gittiğinden türevin etkisi azalır) ve tekrar P ve I kontrolü ele alarak set değere sistemi oturtur. D katsayısı sistemin dinamikliğini belirler, sistemdeki gerçek değer in tepe noktalarında etkisi yok denecek kadar azdır, o yüzden ki matematiksel olarak, bir fonksiyonda birinci türevi sıfıra eşitlemek fonksiyonun maksimum veya minimum yaptığı noktaları bulmaya yarar. Sistem ilk startı aldığı durumda ise P' nin hata fazla olduğu için etkisi fazladır, I daha hataları toplama işlemine yeni başlamıştır, D ise aktüel değerin set değere yaklaşma hızıyla orantılı olduğundan sistemin dinamik cevap vermesine göre etkisini gösterir.

Şekil 3.17'de Karl Astrom'a göre PID algoritması;

$$u(t)=K[e(t) + 1/T_i \int_0^t e(r)dr + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (3.17)$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (3.18)$$

Burada  $u(t)$  kontrol değişkeni,  $e(t)$  toplama noktası,  $y(t)$  çıkıştan ölçülen değerle aynıdır.  $K_i, T_i, T_d$  PID parametreleridir.

$$u(t) = P(t) + I(t) + D(t) \quad (3.19)$$

$$Ps = K_{ps} S(t) \quad (3.20)$$

$$Is=K_{is} \int_0^{-t} S(r)dr \quad (3.21)$$

$$Ds=K_{ds} \frac{dS(t)}{dt} \quad (3.22)$$

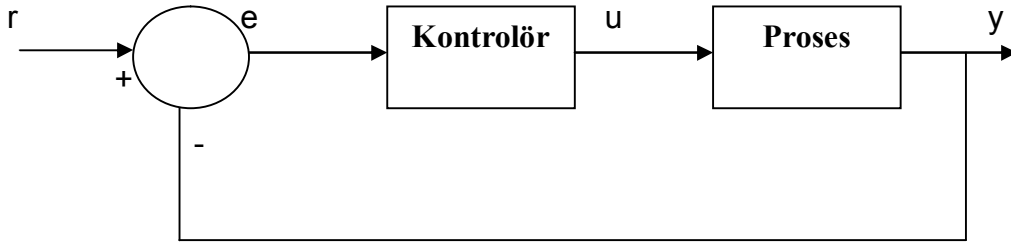
$K_p$  = Oransal kazanç

$K_i$  = İntegral kazancı

$K_d$  = Türev kazancı

$u(t)$  = Kontrolör denetleyici çıkışı,

$e(t)$  = Hata sinyali



Şekil 3.19. PID Kontrol Edici Genel Gösterimi

**Proses:** Kontrol edilecek sistem

**Denetleyici:** Plant için uyarı sağlar, sistem davranışını denetlemek için tasarlanmıştır.

Şekil 3.19'da kapalı döngü sistem kullanılmıştır.

Değişken ( $e$ ), izleme hatası olup, istenilen giriş değeri ( $R$ ) ile gerçek çıkış değeri ( $Y$ ) arasındaki farkı gösterir. ( $e$ ) Hata sinyali PID denetleyiciye gönderilir ve denetleyici bu hata sinyalinin hem türevini hem de integralini hesaplar. Denetleyiciden geçen ( $u$ ) sinyali; oransal kazanç ( $K_p$ ) ile hata değeri, integral kazancı ( $K_i$ ) ile hatanın integrali, türevsel kazanç ( $K_d$ ) ile hatanın türevi çarpımlarının toplamına eşittir.

$$u = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.23)$$

$u$  sinyali denetlenen sisteme gönderilir ve yeni çıkış  $y$  elde edilmiş olur.  $y$  çıkış sinyali algılayıcıya geri gönderilerek yeni hata sinyali  $e$  bulunur. Denetleyici yeni hata sinyaline aynı işlemleri uygular ve bu işlem böyle devam eder [39].

### 3.11.3. PID denetleyicilerin karakteristikleri

#### i) Oransal denetleyici ( $K_p$ )

Oransal katsayı, anlık hata düzeltme sağlar ve örnekleme zaman sabitinden bağımsızdır. Yüksek  $K_p$ , düşük hız hatası daha iyi dinamik cevap

sağlar. Fakat  $K_p$ 'nin çok yüksek bir değerde seçilmesi kontrolör karakteristiğinde kararsızlık ve osilasyonlar oluşması kontrol hızını artırır [4].

## ii) İntegral denetleyici ( $K_i$ )

İntegral katsayı, kararlı hal hatasının çıkarılmasında etkisi vardır. Yüksek  $K_i$ , daha çabuk hız hata düzeltmesi ve daha iyi bir dinamik cevap anlamına gelir. Fakat çok yüksek  $K_i$  değeri sistemde kararsızlığa sebep olur.

## iii) Türevsel denetleyici( $K_d$ )

Türevsel katsayı, sistemin kararlılığının artmasında etkisi vardır, aşmayı azaltır ve geçici tepkiyi düzeltir.

### 3.11.4. Kontrolör katsayıların etkileri

Katsayıları tek tek ele alırsak öncelikle oransal kontrol katsayısı  $K_p$ 'nin etkisini anlamak gerekir. PID formülünde  $K_i$  yerine  $\infty$ ,  $K_d$  yerine ise 0 konursa geriye sadece oransal kontrol kalmış olur. Anlık kontrol hatasına dayanan oransal kontrol ile kararlı bir sistemi kontrol etmek mümkündür. Fakat gösterdiği performans oldukça sınırlıdır ve de sürekli hal hatasını yok etmek mümkün değildir. Ayrıca oransal kontrol edilen sistemlerde kazanç ( $K_p$ ) yükselirken hata azalır diğer yandan sistemin osilasyona meyili artar. Sürekli hal hatasını yok etmek için yapılması gereken şey oransal kontrole integral terimini de ilave etmektir. PI tipi kontrol halini alan kontrol işareti sayesinde oransal kontrolde her zaman olan sürekli hal hatasından kurtulur. İntegral doğası gereği oransal kontrole göre daha yavaş reaksiyon verir çünkü hatanın anlık değeri yerine belli bir zaman dilimindeki hataların toplamını ele almaktadır. Elde ettiğimiz PI tipi kontrolöre bu kez de türev terimi eklenirse sonuçta PID kontrolöre ulaşmış olur ve aynı zamanda türevin etkisini anlamış oluruz. Ayrıca osilasyonun periyodu da  $K_d$ 'nin artmasıyla artar. Fakat  $K_d$  bir seviyeden sonra artmaya devam ederse sönüm yeniden azalır, osilasyon çoğalır. Türevin etkisi esasen hatanın

bir öngörüsü olarak düşünülebilir. Dolayısıyla öngörü süresi  $K_d$  'nin gereğinden fazla olması sistemin kontrolünde yardımcı bir etki sağlamaz [39].

### **3.11.5. PID denetleyici tasarımında izlenecek temel adımlar**

Açık çevrim tepkisi bulunup ihtiyaçlar belirlenir.

Yükselme zamanını iyileştirmek için oransal denetleyici eklenir.

Aşmayı düzenlemek için türevsel denetleyici eklenir.

Kararlı durum hatasını azaltmak için integral denetleyici eklenir.

İstenilen tepki elde edilene kadar  $K_p$ ,  $K_d$ ,  $K_i$  ayarlanır.

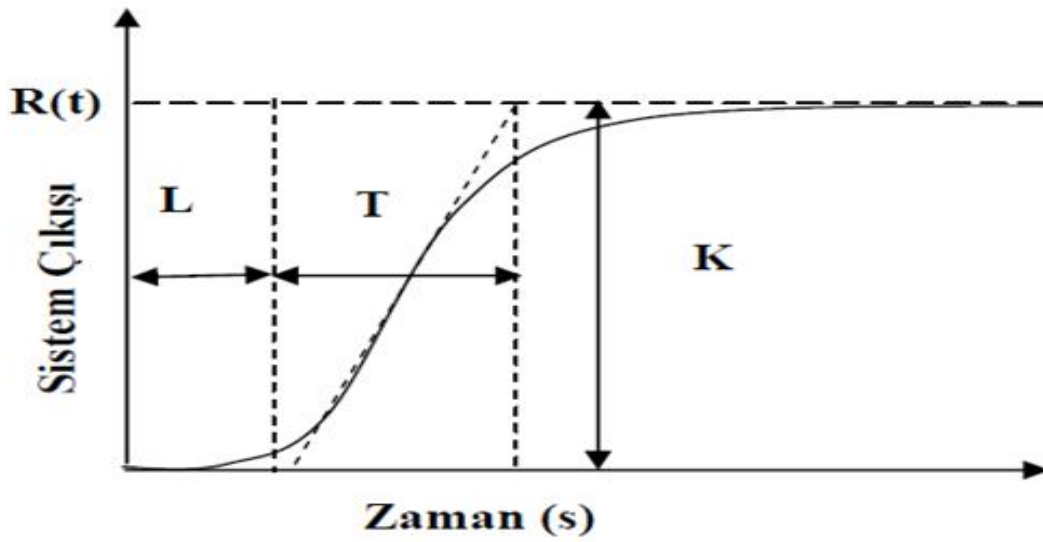
Eğer PI denetleyici sistem için istenilen tepkiyi veriyorsa türevsel denetleyiciyi kullanma zorunluluğumuz yoktur.

### **3.11.6. Ziegler-Nichols (Z-N) metodu**

Ziegler–Nichols metodu PID parametrelerinin hesaplanmasında en yaygın olarak kullanılan metot olup sistem modeli gerektirmez. Bu metot açık çevrim ve kapalı çevrim olmak üzere ikiye ayrılmaktadır.

#### **Açık Çevrim Ziegler–Nichols Metodu**

Bu metot birçok sistem için kullanışlıdır. Açık çevrim Ziegler–Nichols metodunda sistemin ölü zamanı ve maksimum eğimi hesaplanır. Hesaplanan bu değerler gerekli formüller kullanılarak PID kontrolör için gereken katsayılar hesaplanır. Şekil 3.20’de ölü zamana sahip birinci dereceden bir sistemin çıkış grafiği görülmektedir [40].



Şekil 3.20. Birinci dereceden bir sistemin çıkış grafiği [40]

Şekil 3.20' deki değerler kullanılarak Tablo (3.2)' deki denklemlerden PID parametreleri hesaplanır.

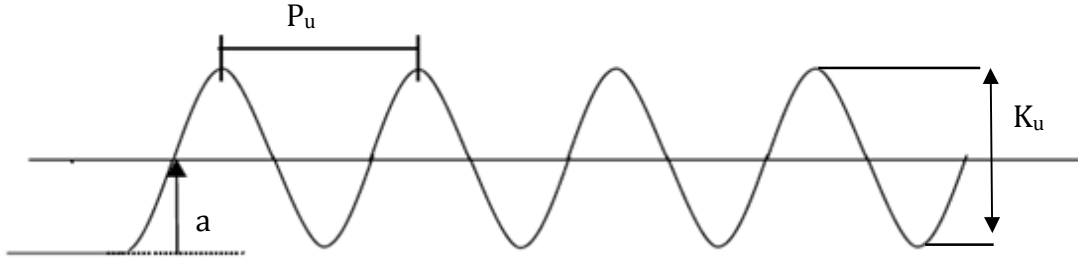
Tablo (3.2.) Açık Çevrim Ziegler- Nichols Metodu İçin Parametrelerin Hesaplanması

Kontrolör	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{T}{L}$	$\infty$	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$



### Kapalı Çevrim Ziegler–Nichols Metodu

Kapalı çevrim Ziegler–Nichols metodu ile sistemin cevap eğrisinin osilasyona girmesi sağlanır. Şekil 3.21’de sistem çıkışının a noktasına geldiği noktadaki kazanç değeri osilasyon kazancı ( $K_u$ ) olarak ifade edilir ve osilasyon periyodu ( $P_u$ ) ile kullanılarak gerekli PID katsayıları Tablo 3.3 ’deki formüller kullanılarak hesaplanabilir [40].



Şekil 3.21. Kapalı Çevrim Ziegler – Nichols Metoduna ait Çıkış İşareti [40]

Tablo (3.3.) Kapalı Çevrim Ziegler – Nichols Metodu için Parametrelerin Hesaplanması

Kontrolör	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P	$K_u/2$	-	-
PI	$K_u/2.2$	$P_u/1.2$	-
PID	$K_u/1.7$	$2/P_u$	$P_u/8$

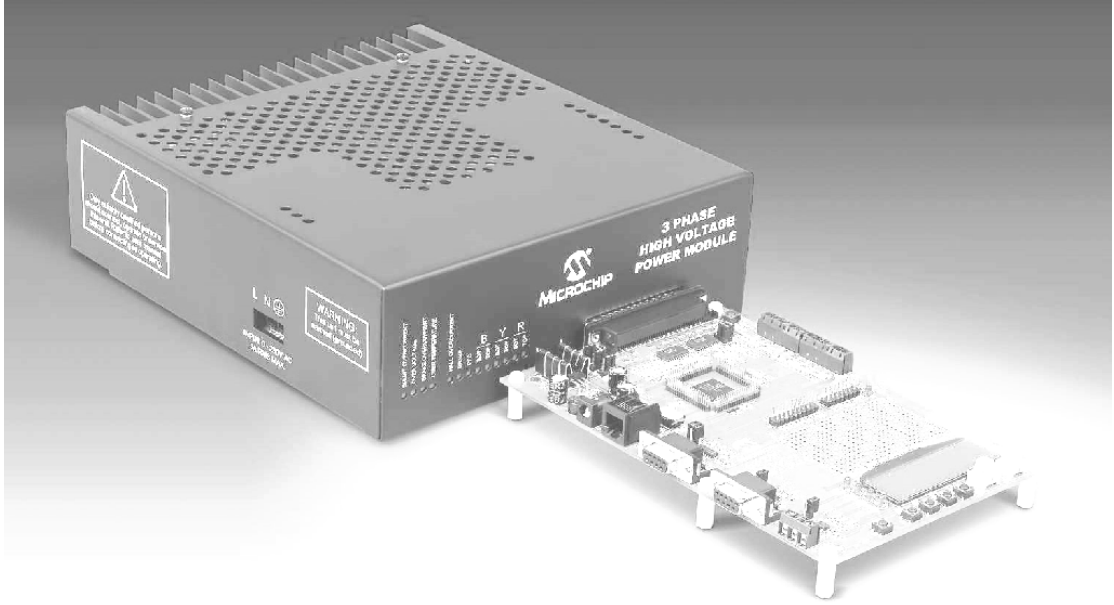
### 3.12. Çalışmada Kullanılan Deney Düzeneği

Fırçasız doğru akım motorunun kontrolünün sağlanması amacıyla dsPIC30f modülü kullanılmıştır. Kullanılan dsPIC30f modülü çalışma prensiplerinin tanınması, BLDC’ nin ihtiyaç duyduğu PWM işaretlerinin

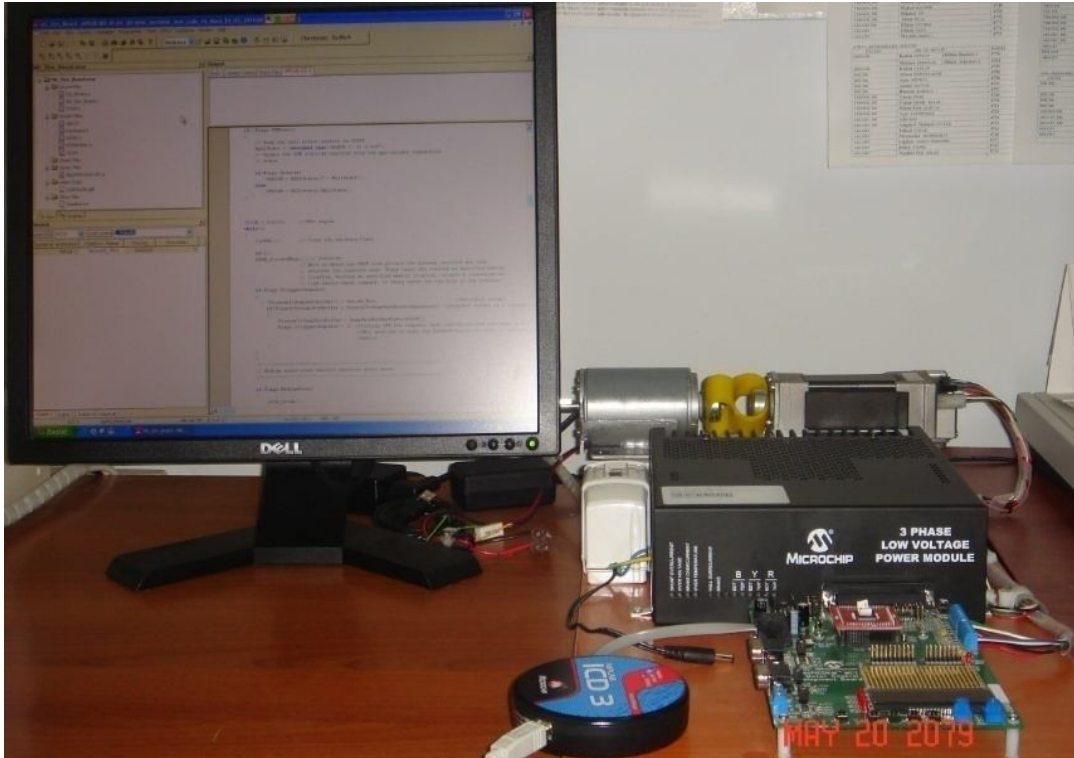
retilmesi ve Hall sensör işaretlerinin algılanarak dsPIC30f tarafından işlenip, komütasyon işaretlerinin üretilmesi için gerekli olan çalışmalar bu kart için hazırlanmış yazılım üzerinde gerçekleştirilmiştir. Yazılım üzerinde bir takım değişiklikler yapılarak motorun kontrol yöntemlerine müdahale edilmiş, PI ve PID kontrolü gerçekleştirilmiştir.

şekil 3.22’de g modülüyle bağlı motor kontrol devresi gösterilmiştir. Bunu Fırçasız DC motorla bağlayıp şekil 3.23’deki deney düzeneği kurulmuştur. Deneyde kullanılan BLDC motor 24 V, 3.4A ve 10 kutupludur. Program MPLAB C32 ile yazılmış olup program deney düzeneğine MPLAB ICD3 vasıtasıyla atılmıştır. MPLAB IDE program yazabildiğimiz, derleyebildiğimiz ve arabirim kullanılarak dsPIC’e program ykleyebildiğimiz mikrochip’in ürettiği bir yazılım programıdır. Aynı zamanda modülde bulunan veri hafıza arayüzüyle de sonuçları osiloskoba gerek duymadan alınır.

Bu çalışmada fırçasız DC motorun hız kontrolü PI ve PID kontrolör vasıtasıyla gerçekleştirilmiştir. İlk etapta açık çevrim kontrol için set ile birlikte gelen yazılım üzerinde bir takım değişiklikler yapılmıştır. Yapılan değişikliklerle hız geri besleme sinyali hall sensörleri aracılığıyla elde edilmiştir. Kontrolör sinyali her 5 ms’ de bir güncellenecek şekilde ayarlanmıştır. Program açık evrim, PI ve PID modunda çalışacak şekilde düzenlemiştir. Kapalı evrim hız kontrol için orantılı, integral ve türev geri besleme kullanılmıştır. Program kesme tabanlı çalışır. Açık evrim kontrolde pottan gelen değer doğrudan PWM alışma oranı olarak yüklenir. Kapalı evrim kontrolde pottan gelen değer referans hız olarak alınır ve seçilen PI veya PID moduna göre PWM alışma oranı belirlenir.



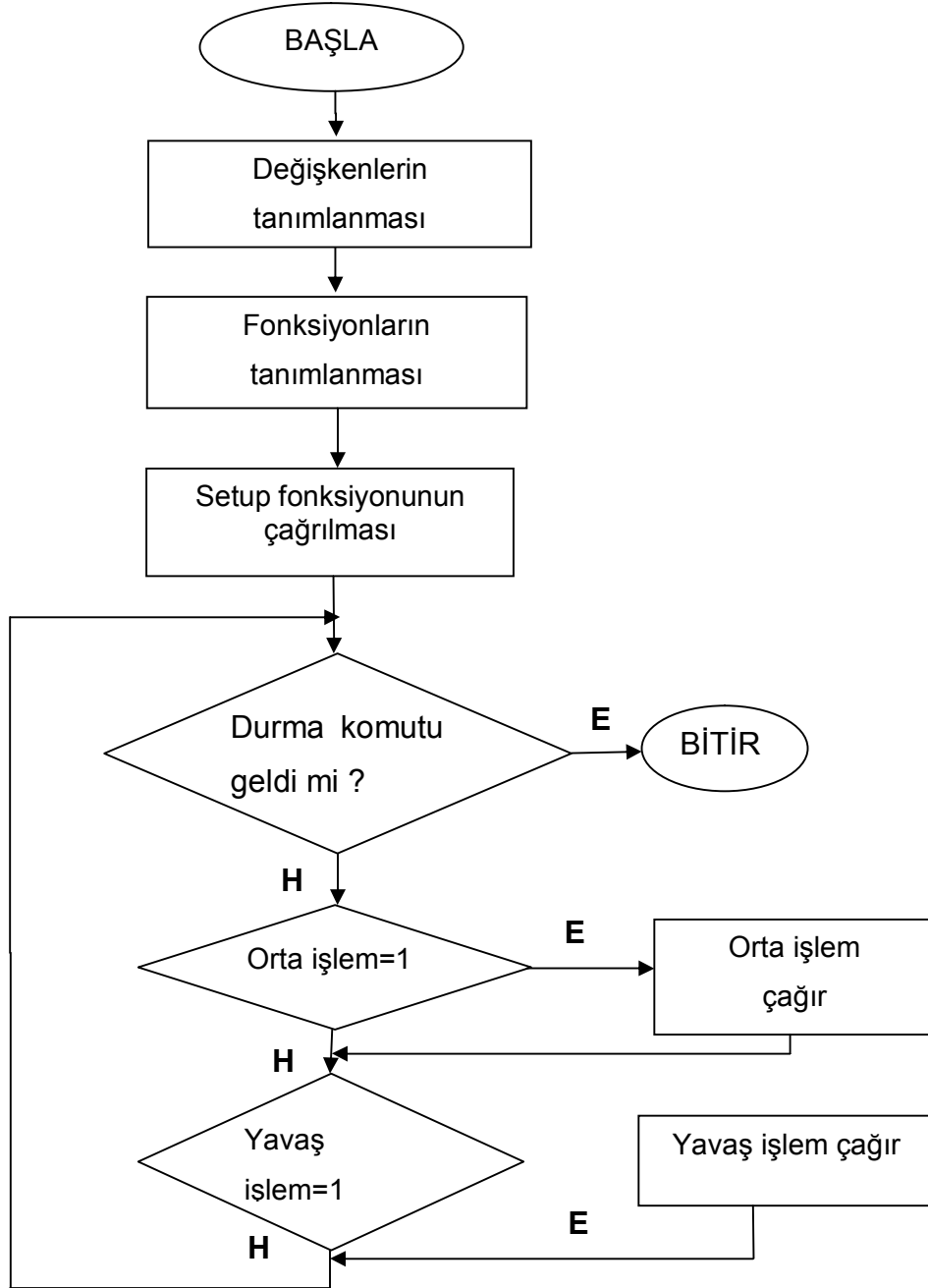
Şekil 3.22. Güç modülüyle bağlı motor kontrol devresi [35]



Şekil 3.23. Deney Düzeneği

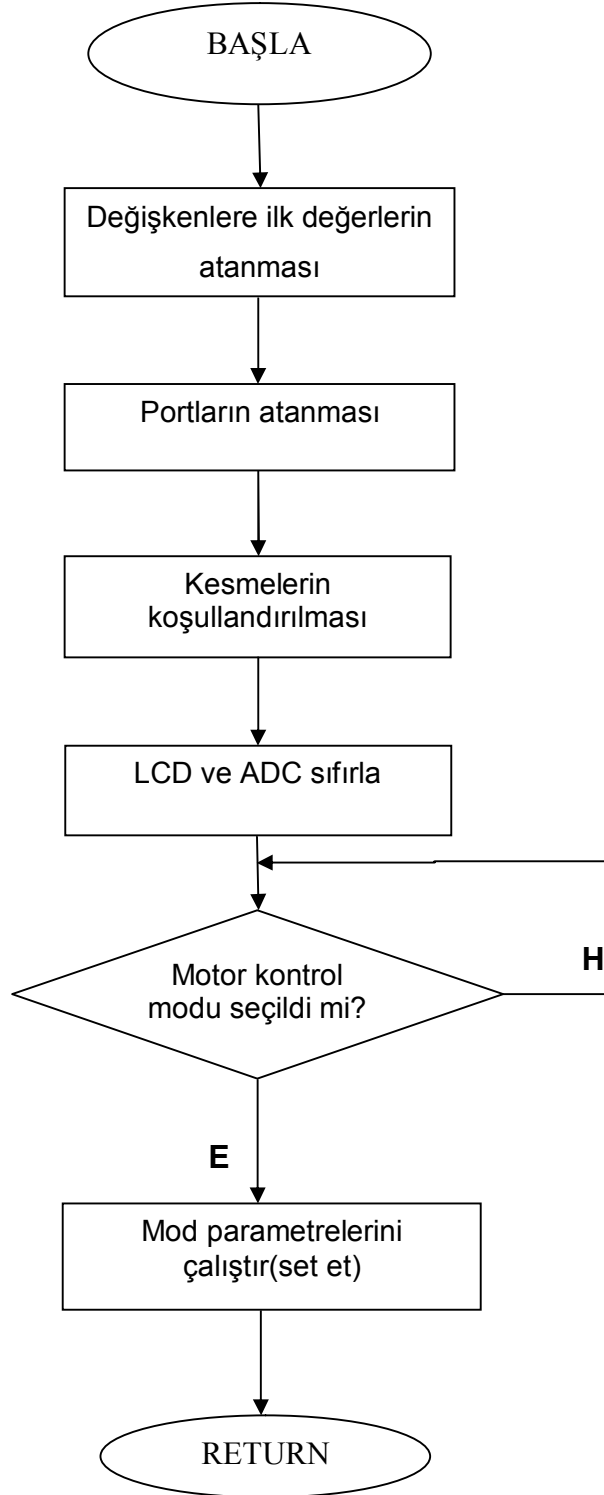
### 3.13. Akış diyagramları

Şekil 3.24'de programın ana akış diyagramı gösterilmiştir. İlk olarak programda değişkenler tanımlanır, fonksiyonlar belirlenir. Setup fonksiyonu çağrılarak arabirimler, LCD ve kesmeler koşullandırılır. Daha sonra program orta işlem ve yavaş işlemin yapıldığı sonsuz döngüye girer. Orta işlemde hız kontrol işlemi, yavaş işlemde ise istenen bilginin (örneğin gerçek hızın) LCD'ye yazılması gerçekleştirilir. Durdurma komutu (Trip) ile program sonlandırılabilir.



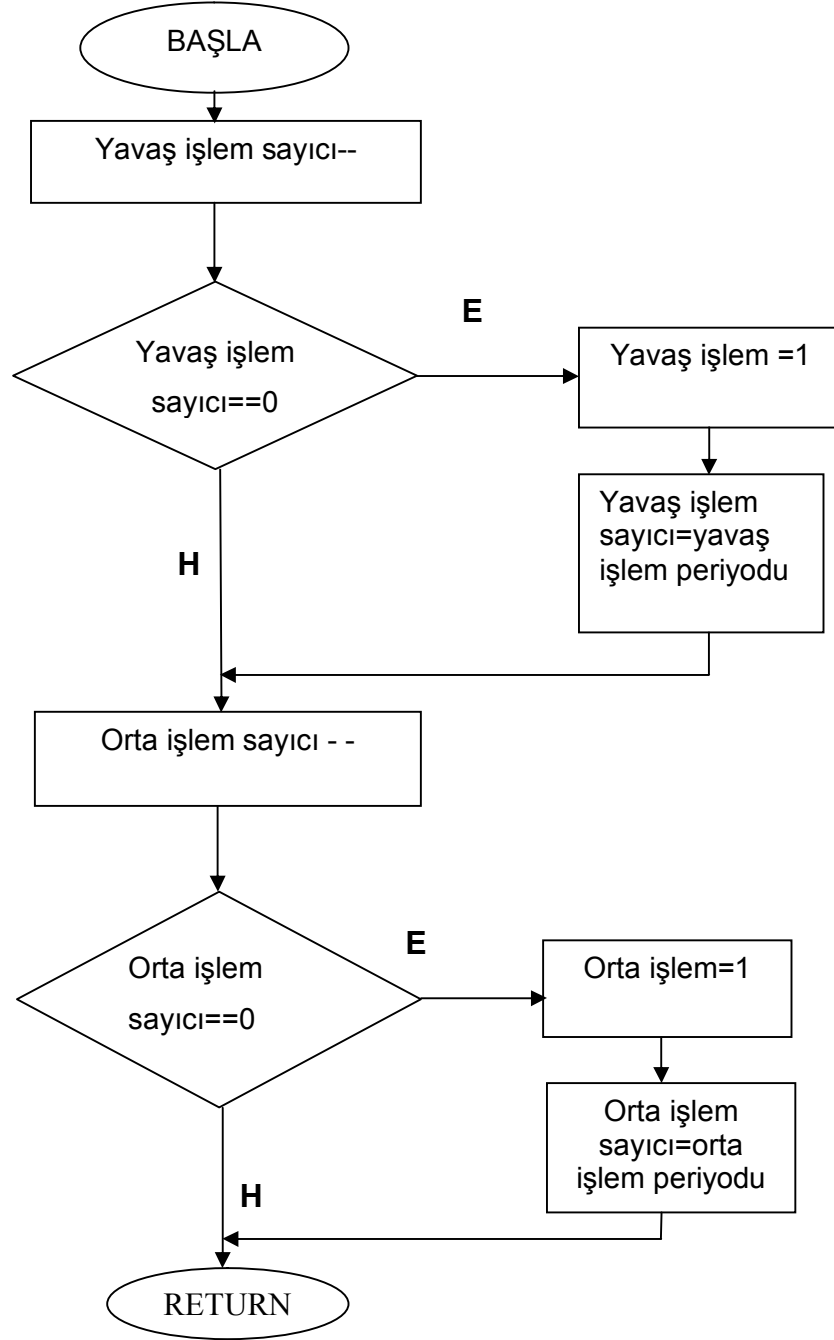
Şekil 3.24. Ana program akış diyagramı

Şekil 3.25 yapılandırma fonksiyonunun (Setup) akış diyagramını göstermektedir. Bu fonksiyonda değişkenlere değerler atanır, portlar tanımlanır, kullanılan kesmeler koşullandırılır ve motor kontrol modu seçilir.



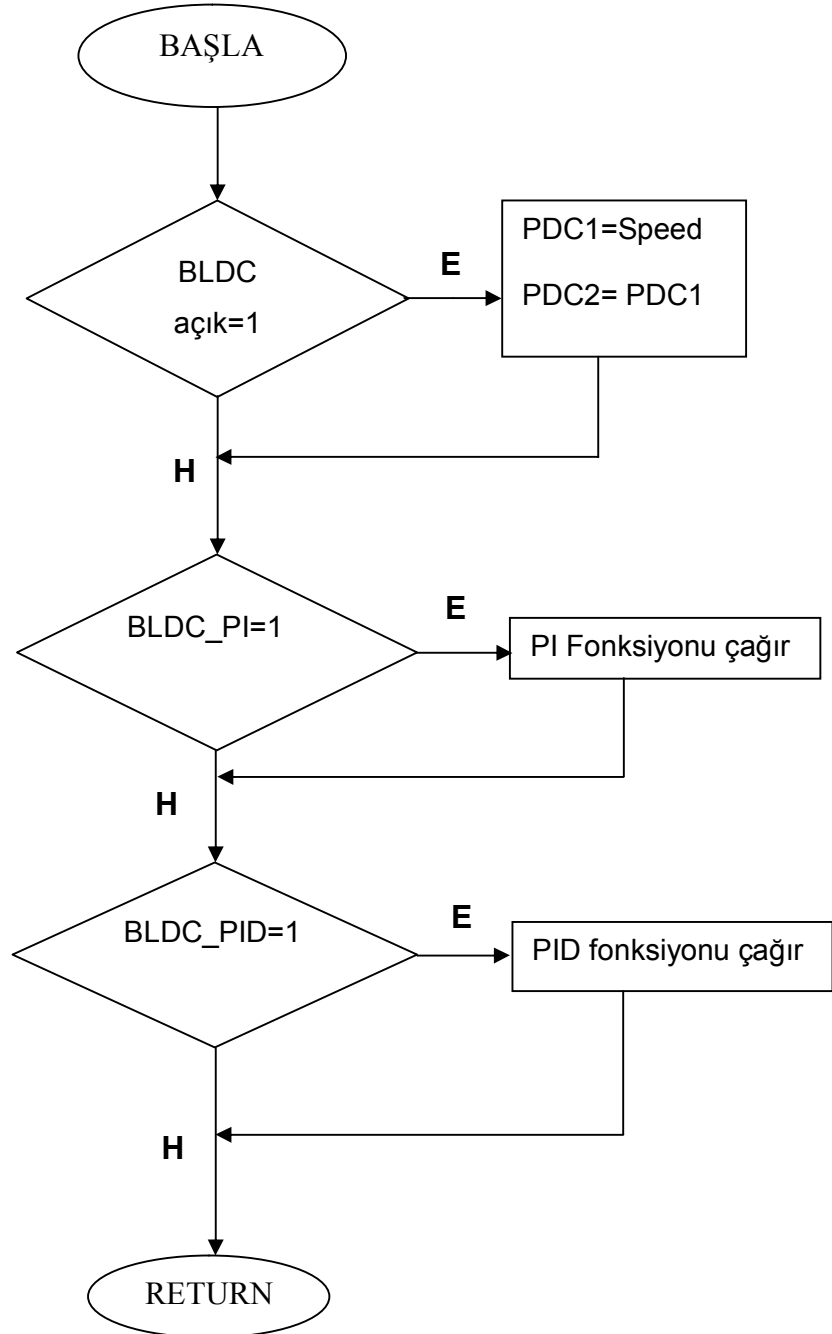
Şekil 3.25. İlk değerlerin atanması ve yapılandırma

Şekil 3.26'da PWM kesme fonksiyonu akış diyagramı gösterilmiştir. Her PWM kesme geldiğinde yavaş işlem fonksiyonu ve orta işlem fonksiyonu için belirlenen sayıcıların değeri bir azaltılmakta ve sayıcılar sıfıra ulaştığında bu fonksiyonların çalışmasını sağlayan değişkenlerin değeri set edilmektedir. Önceden belirlenen işlem periyotları ile bu fonksiyonların belirli bir zaman aralığında çağırılması (100msn ve 5msn) sağlanmaktadır.



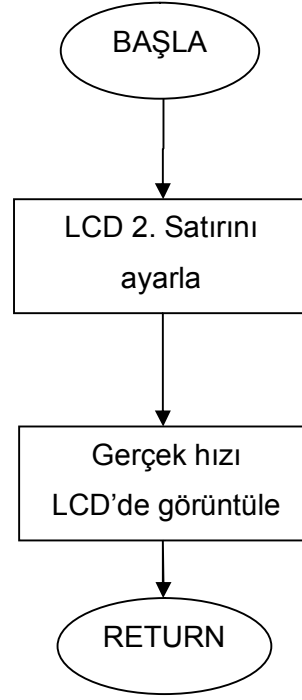
Şekil 3.26. PWM kesme fonksiyonu akış diyagramı

Şekil 3.27’de orta işlem fonksiyonu akış diyagramı gösterilmiştir. Orta işlemde daha önceden seçilen kontrol yöntemine bağlı olarak hız kontrolü için PDC1, PDC2 ve PDC3 değerleri güncellenerek PWM çalışma oranı ayarlanır. Açık çevrim kontrol yönteminde pottan okunan bilgiler PDC1, PDC2 ve PDC3 doğrudan yüklenir. PI ve PID için is ilgili alt fonksiyonlara gidilir.



Şekil 3.27. Orta işlem fonksiyonu akış diyagramı

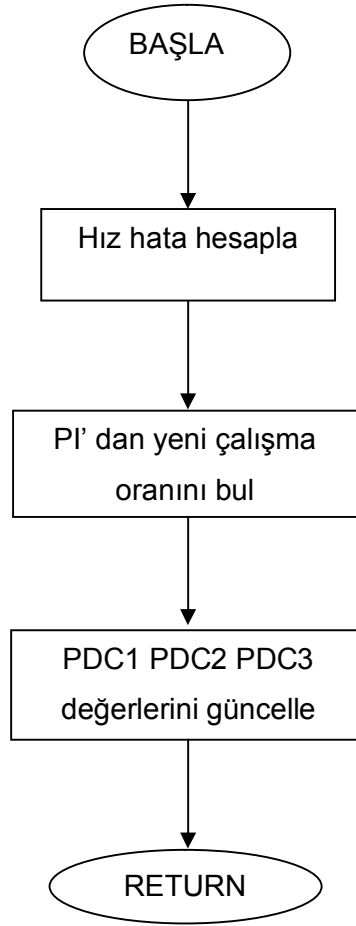
Şekil 3.28’de yavaş işlem fonksiyonu akış diyagramı gösterilmiştir. Yavaş işlemde kullanılan modül üzerinde bulunan LCD’nin 2. satırı ayarlanır ve LCD’de gösterilen gerçek hız güncellenir.



Şekil 3.28. Yavaş işlem akış diyagramı

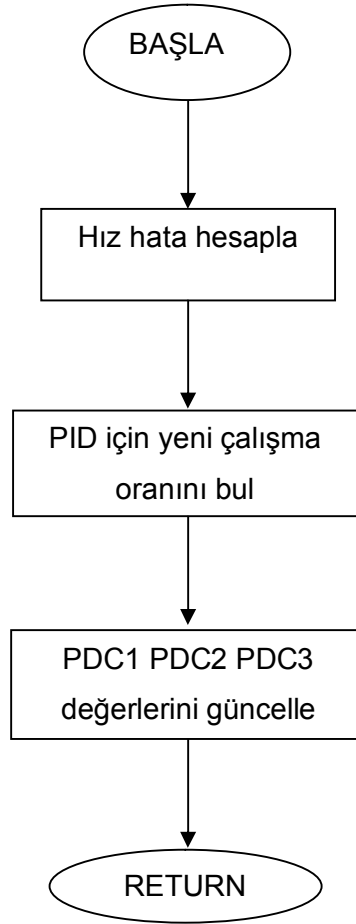
Şekil 3.29’da PI kontrol fonksiyonu akış diyagramı gösterilmiştir. Bu fonksiyonda motorun hızı ve referans hız arasındaki hata hesaplanır ve bu hatayla ilişkili PI kontrolör ile hesaplanan yeni çalışma oranı PDC1, PDC2 ve PDC3 yüklenerek PWM çıkışı güncellenir.





Şekil 3.29. PI kontrol fonksiyonu akış diyagramı

Şekil 3.30'da PID kontrol fonksiyonu akış diyagramı gösterilmiştir. Bu fonksiyonda motorun hızı ve referans hız arasındaki hata hesaplanır ve bu hataya ilişkili PID kontrolör ile hesaplanan yeni çalışma oranı PDC1, PDC2 ve PDC3 yüklenerek PWM çıkışı güncellenir.

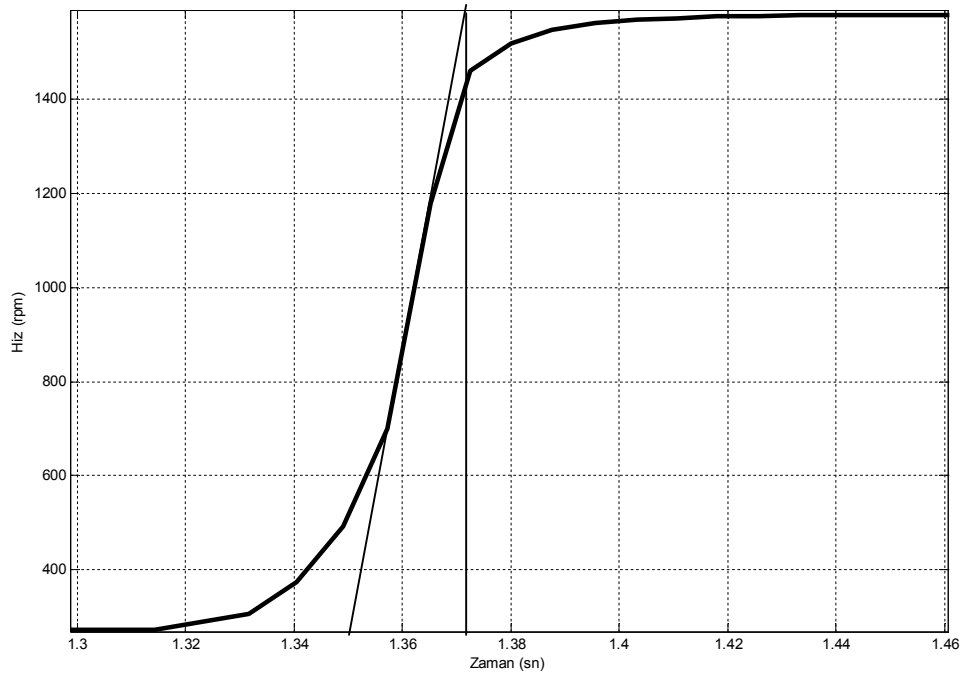


Şekil.3.30. PID kontrol fonksiyonu akış diyagramı

## 4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE SONUÇLAR

### 4.1. Kontrolör Parametrelerinin Belirlenmesi Uygulaması

PI ve PID kontrolörle kullanılacak parametrelerinin belirlenmesi için öncelikle kullanılan sistemin açık çevrim kontrol cevabı elde edilmiştir. Bunun için sabit 280 rpm hızda dönen motorun hızı ani 1580 rpm çıkarılmıştır. Şekil 4.1 elde edilen açık çevrim kontrolün cevabını göstermektedir.



Şekil 4.1. Açık çevrim kontrol cevabı

$$L=1.3512-1.3142=0.037$$

$$T=1.3692-1.3512=0.018$$

#### 4.1.1. PI referans denklemleri

Açık çevrim Ziegler- Nichols metodu ile yukarıda belirlenen  $L$  ve  $T$  değerleri kullanılarak PI parametreleri Tablo 3.2. de verilen ifadeler yardımıyla aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$K_p = 0.9 \frac{T}{L} = 0.9 \frac{0.018}{0.037} = 0.438 \quad (4.1)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = 0.9 \frac{T}{L} \frac{0.3}{L} = \frac{0.3 \times 0.438}{0.037} = 3.55 \quad (4.2)$$

PI kontrolör dijital (ayrık verili) olarak gerçekleştirildiğinden örnekleme zamanı (ölü zamanı) dahil edilirse gerçek uygulamada kullanılacak  $K_p$  ve  $K_i$

$$K_{ps} = K_p = 0.438 \quad (4.3)$$

$$K_{is} = \frac{K_i T}{2} = \frac{3.55 \times 0.005}{2} = 0.0089 \quad (4.4)$$

olur.

#### 4.1.2. PID referans denklemleri

PI parametrelerinin belirlenmesine benzer olarak Tablo 3.2' deki ifadeler ve Şekil 4.1' de bulunan  $L$  ve  $T$  değerleri kullanılarak PID kontrolör için gereken parametreler aşağıdaki denklemler kullanılarak belirlenmiştir.

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \quad (4.5)$$

$$K_p = 1.2 \frac{T}{L} = 1.2 \frac{0.018}{0.037} = 0.5838 \quad (4.6)$$

$$T_i = 2L \quad (4.7)$$

$$T_d = 0.5L \quad (4.8)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = 1.2 \frac{T}{L} \frac{1}{2L} = \frac{0.5838}{2 \times 0.037} = 7.889 \quad (4.9)$$

$$K_d = K_p \cdot T_d = 0.5 K_p L = 0.5 \times 7.889 \times 0.037 = 0.146 \quad (4.10)$$

PID kontrolör de dijital olarak gerçekleştirildiğinden örnekleme zamanı kontrolör katsayılarının hesaplanmasına dahil edilirse yamuk integrasyon ayırık PID için yeni parametreler

$$K_{is} = \frac{K_i \cdot T_s}{2} = \frac{7.889 \times 0.005}{2} = 0.0197 \quad (4.11)$$

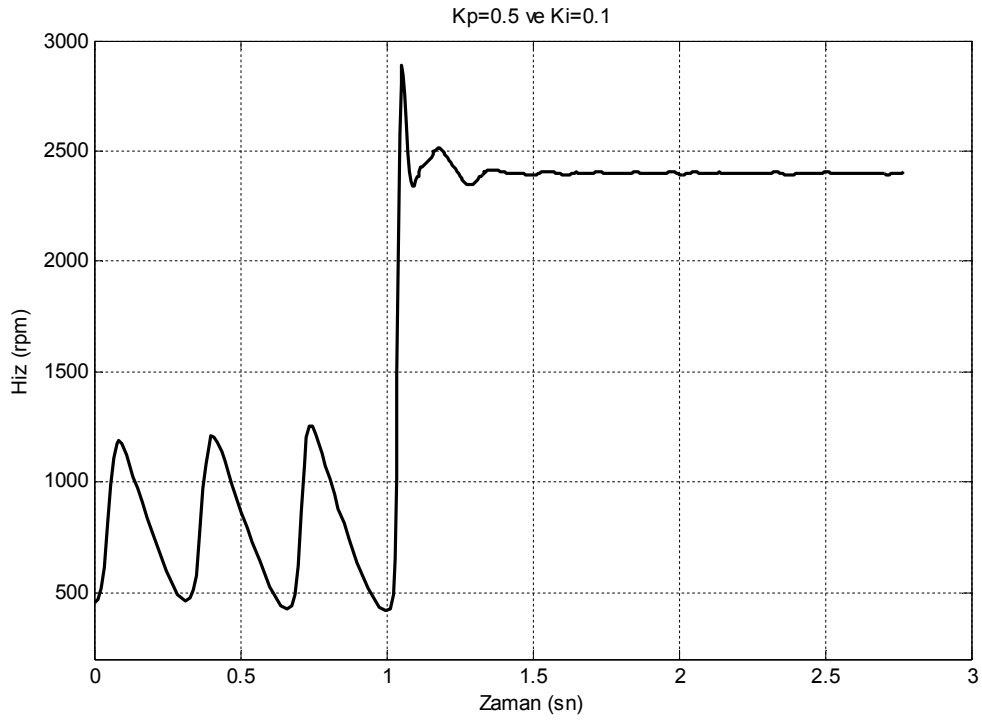
$$K_{ds} = \frac{K_d}{T_s} = \frac{0.146}{0.005} = 29.2 \quad (4.12)$$

$$K_{ps} = K_p = 0.5838 \quad (4.13)$$

olur.

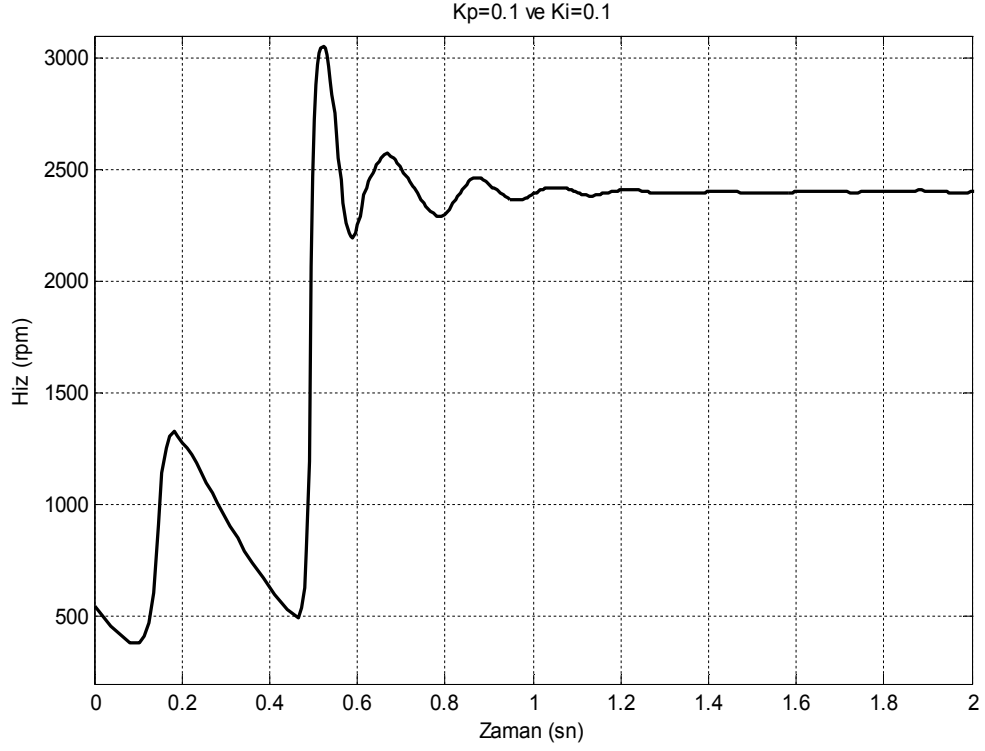
#### 4.1.3. PI UYGULAMALARI

$K_p = 0.5$  ve  $K_i = 0.1$  için sistem cevabı Şekil 4.2' deki gibidir. Yükselme zamanı yaklaşık 0.05 sn, oturma zamanı da yaklaşık 0.4 sn'dir. Şekilde yüzde aşma yaklaşık olarak % 12'dir. Sistemde osilasyon ilk başta fazladır. Oturma zamanından sonra sistem iyi cevap vermektedir.



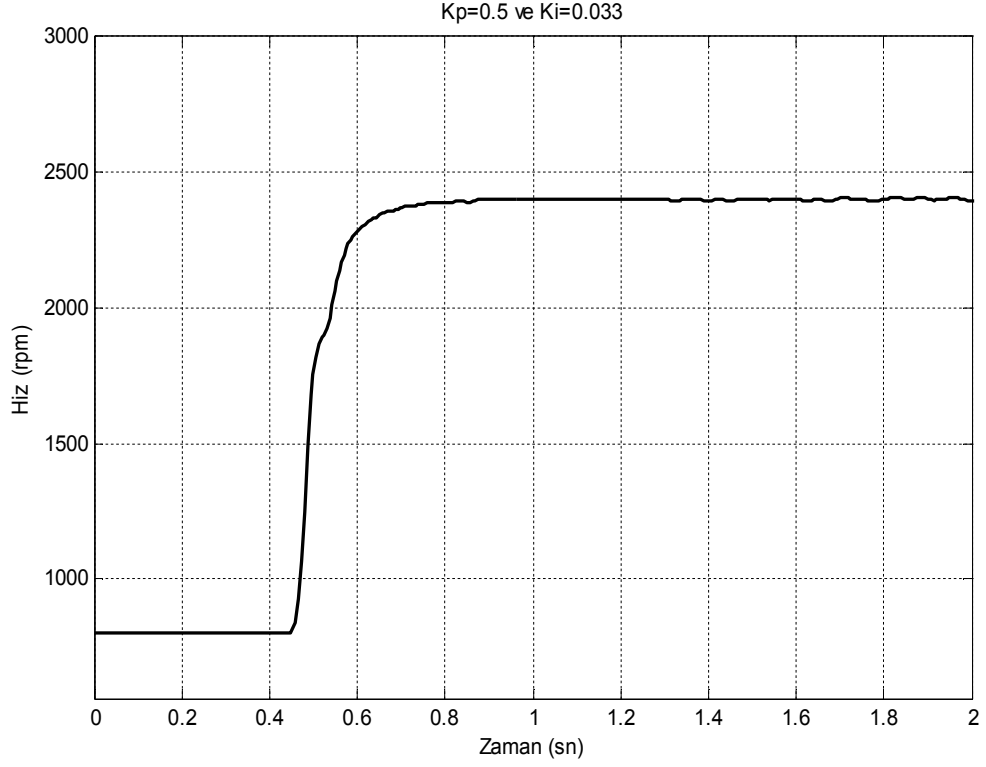
Şekil 4.2.  $K_p=0.5$  ve  $K_i=0.1$  için sistem cevabı

$K_p = 0.1$  ve  $K_i = 0.1$  için sistem cevabı Şekil 4.3'deki gibidir. Yükselme zamanı yaklaşık 0.04 sn, oturma zamanı da yaklaşık 0,23 sn'dir. Yüzde aşma yaklaşık %25 civarındadır. Düşük hızda osilasyon olmakla beraber yüksek hızlarda sistem iyi cevap vermektedir.



Şekil 4.3.  $K_p=0.1$  ve  $K_i=0.1$  için sistem cevabı

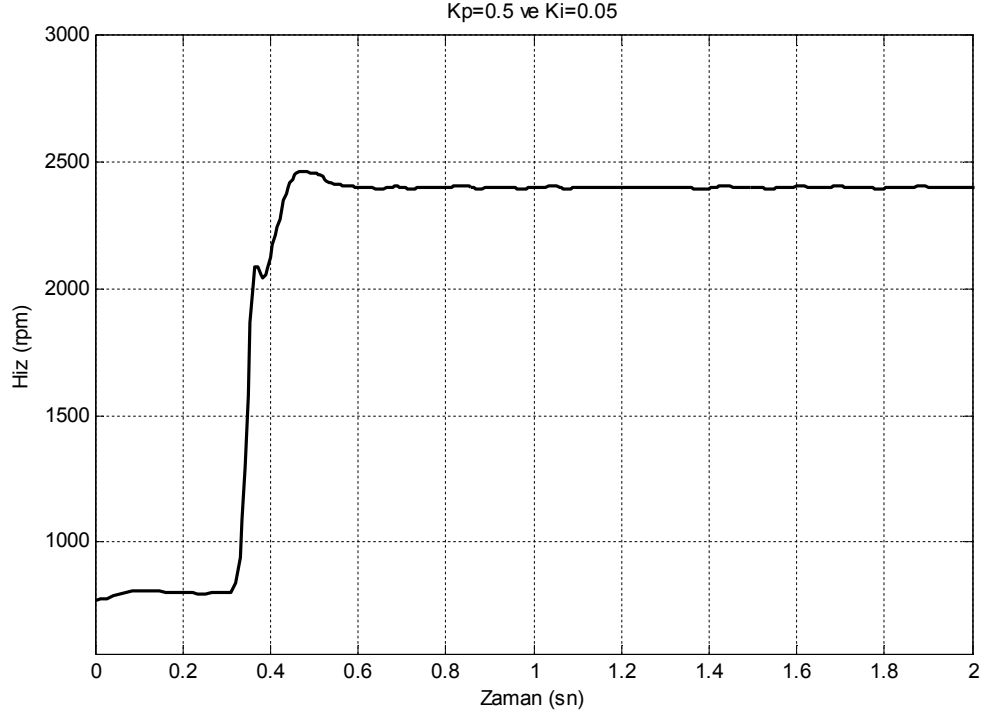
$K_p = 0.5$  ve  $K_i = 0.033$  için sistem cevabı Şekil 4.4 deki gibidir. Yükselme zamanı yaklaşık 0.12sn. Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'e göre daha iyi cevap vermiştir. Şekilden görüldüğü gibi yüzde aşma yoktur. Normal motor 800 rpm'de çalışırken 0.4 sn'den sonra ani olarak motor hızı 2400 rpm'de çıkarılmıştır.



Şekil 4.4.  $K_p=0.5$  ve  $K_i=0.033$  için sistem cevabı

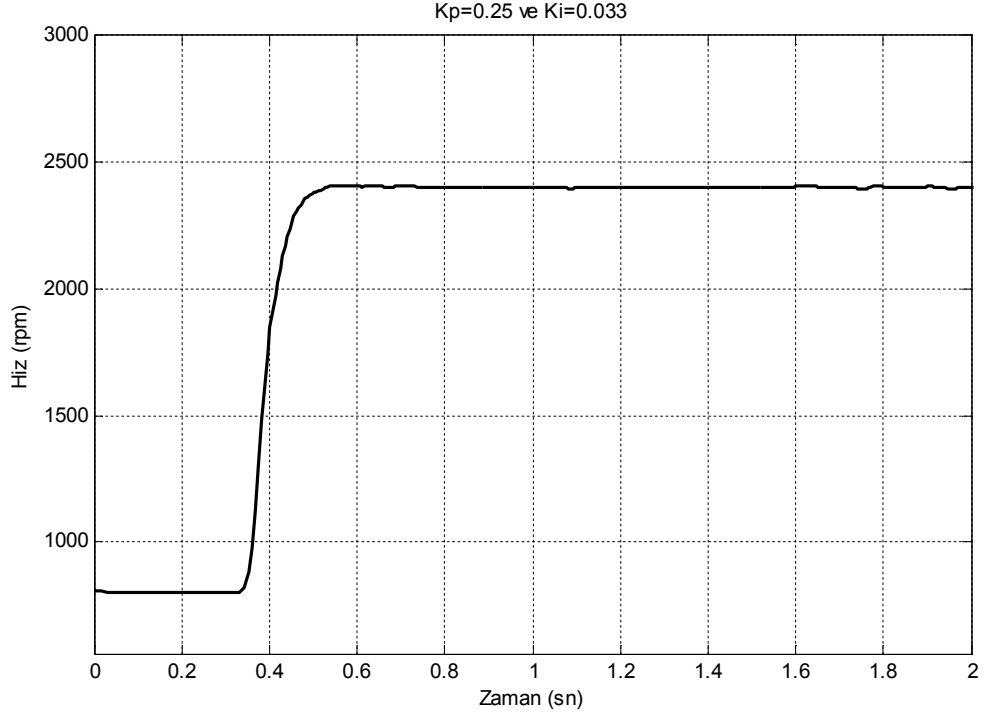


$K_p=0.5$  ve  $K_i=0.05$  için sistem cevabı Şekil 4.5 gibidir. Yükselme zamanı yaklaşık 0.06 sn, oturma zamanı da yaklaşık 0.3sn'dir. Şekilde yüzde aşma %2 civarındadır.



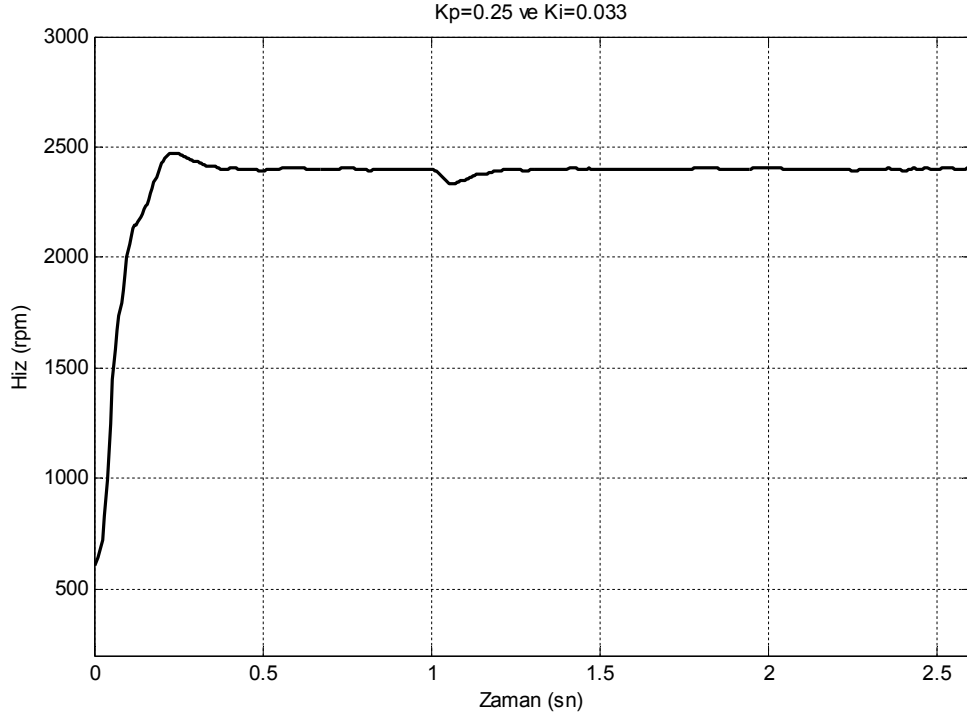
Şekil 4.5.  $K_p=0.5$  ve  $K_i=0.05$  için sistem cevabı

$K_p = 0.25$  ve  $K_i = 0.033$  için sistem cevabı Şekil 4.6. deki gibidir. Yükselme zamanı yaklaşık 0.08sn. Yüzde aşma yoktur. Sistem diğer şekillerin verdiği cevaba göre iyi bir cevap vermektedir.



Şekil 4.6.  $K_p=0.25$  ve  $K_i=0.033$  için sistem cevabı

$K_p=0.25$  ve  $K_i=0.033$  PI kontrolün yükteki sistem cevabıdır. 1sn'den sonra 7.6W yük bindirilmiştir. 0.2 sn sonra toparlanmış ve iyi cevap vermiştir.

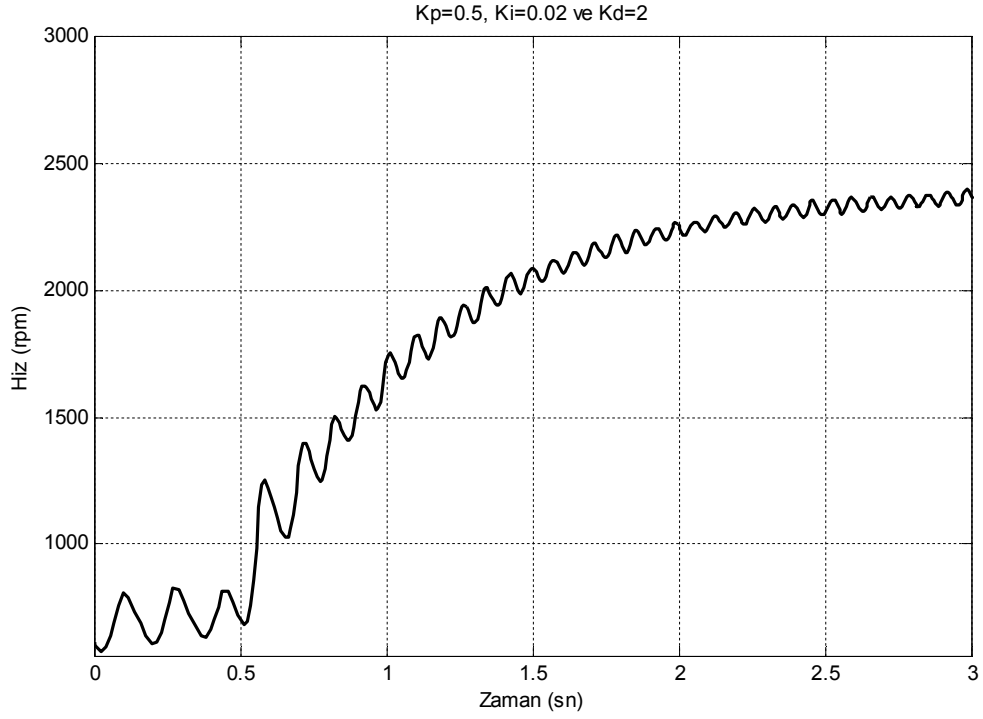


Şekil 4.7.  $K_p=0.25$  ve  $K_i=0.033$  için yükteki sistem cevabı

Sonuç olarak; PI kontrolde  $K_i$  (kalıcı durum hatası) küçük bir değer aldığında gecikmenin, osilasyonun daha az olduğu ve sistemin iyi bir cevap verdiği görülmüştür.

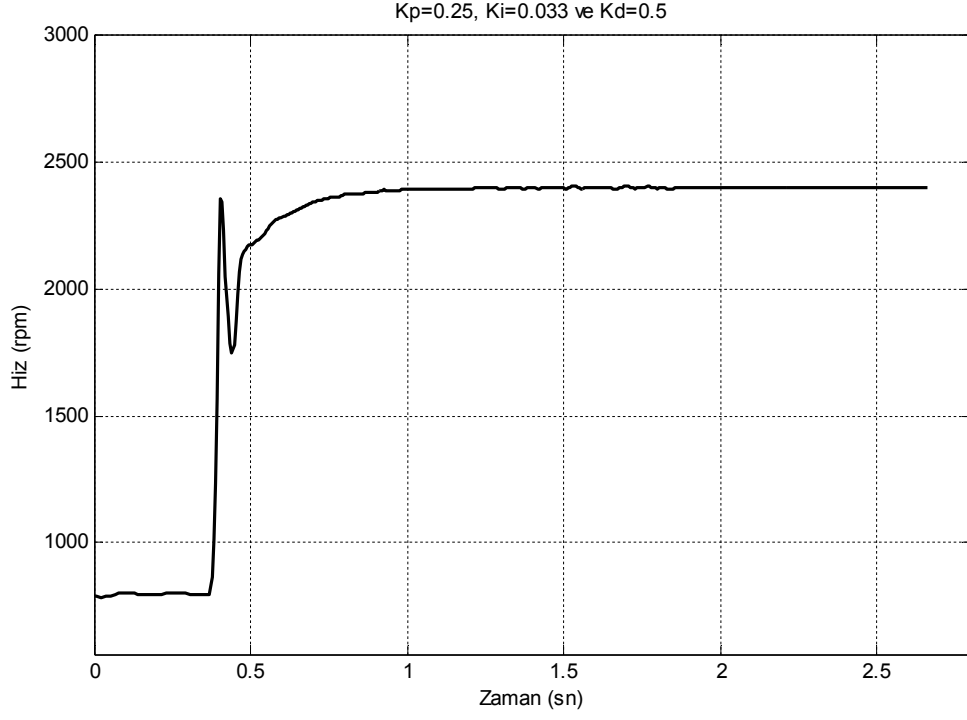
#### 4.1.4. PID UYGULAMALARI

$K_p=0.5$ ,  $K_i=0.02$  ve  $K_d=2$  için sistem cevabı Şekil 4.8'deki gibidir. Şekilden görüldüğü osilasyon çok fazladır. Yüzde aşma bulunmamaktadır. Yükselme zamanı 1.35 sn. Sistemin verdiği cevap iyi değildir.



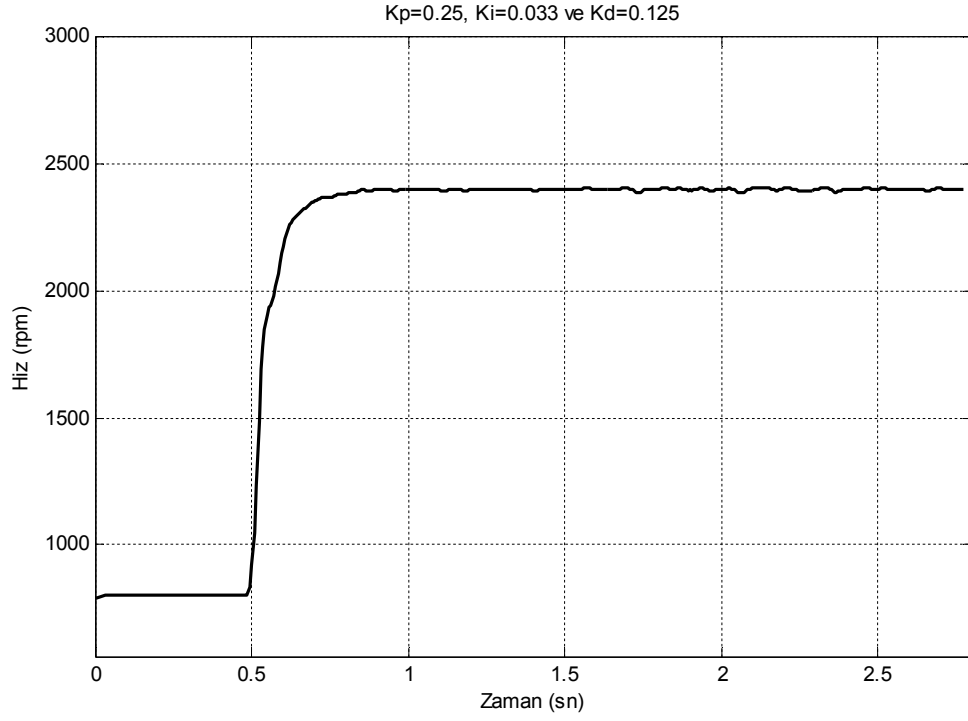
Şekil 4.8.  $K_p=0.5$ ,  $K_i=0.02$  ve  $K_d=2$  için sistem cevabı

$K_p=0.25$ ,  $K_i=0.033$  ve  $K_d=0.5$ , için sistem cevabı Şekil 4.9'deki gibidir. Yükselme zamanı 0.02 sn, Osilasyon var fakat Şekil 4.8'e göre daha iyidir. Yüzde aşma bulunmamaktadır.



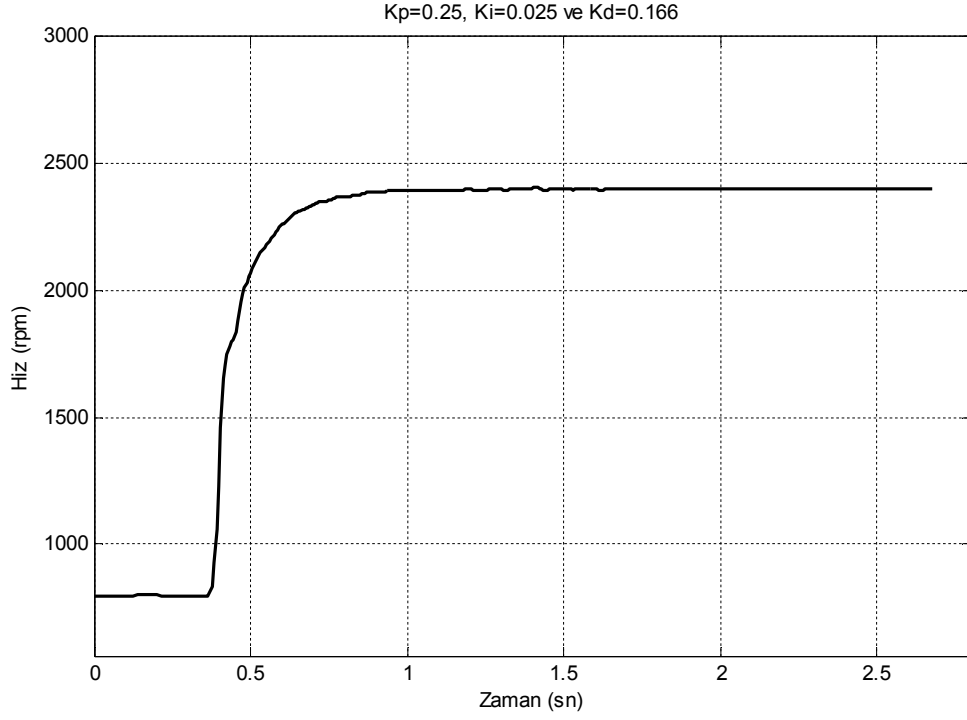
Şekil 4.9.  $K_p=0.25$ ,  $K_i=0.033$  ve  $K_d=0.5$  için sistem cevabı

$K_p=0.25$ ,  $K_i=0.033$  ve  $K_d=0.125$  için sistem cevabı Şekil 4.10'daki gibidir. Gecikme fazla ama sistemin verdiği cevap iyi. Yükselme zamanı 0.18 sn' dir.



Şekil 4.10.  $K_p=0.25$ ,  $K_i=0.033$  ve  $K_d=0.125$  için sistem cevabı

$K_p=0.25$ ,  $K_i=0.025$  ve  $K_d=0.166$  için sistem cevabı şekil 4.11'deki gibidir. Gecikme fazla, sistemin verdiği cevap ise iyidir. Yükselme zamanı 0.02 sn, yüzde aşma bulunmamaktadır. Sistemin diğer şekillerin verdiği cevaba göre en iyisi budur.



Şekil 4.11.  $K_p=0.25$ ,  $K_i=0.025$  ve  $K_d=0.166$  için sistem cevabı

Sonuç olarak; PID kontrolde  $K_d$  ne kadar küçük seçilirse verilen cevabın daha iyi olduğu görülmektedir. Yüksek seçildiğinde osilasyon artmaktadır.

## 5. SONUÇ

Bu çalışmada ilk olarak fırçasız DC motorlarla ilgili temel kavramlar, motorun yapısı, kullanılan sensör çeşitleri ve çalışma prensibi anlatılmıştır. Daha sonra devre elemanlarından, motor kontrolünde kullanılan dsPIC30f modülünden ve hız kontrol yöntemlerinden bahsedilmiştir. En son olarak PI ve PID kontrolör yöntemleri incelenmiş ve uygulamalar yapılmıştır.

Fırçasız motorlar fırçalı motorlara göre yüksek verime ve daha yüksek güç faktörüne sahiptir. Fırçasız motorlar, sahip olduğu avantajlar nedeniyle pek çok cihazda tercih edilmektedir. Örneğin; harddisk, CD/DVD oynatıcı, PC soğutma fanlarında, vantilatörler, video kaydedicileri, maket uçaklar, servo motor, otomobillerde, çamaşır makinelerinde.

Tezde, motora uygulanan DC gerilimin değeri PWM (darbe genişlik modülasyonu) çalışma oranı PI ve PID kontrolör yardımıyla belirlenerek, Fırçasız DC motorun sensörlü gerçek zamanlı hız kontrolü sağlanmıştır. PI ve PID uygulamalarında motorun hızı ve referans hız arasındaki hata hesaplanır ve bu hata ile ilişkili olarak hız referans girişi ayarlanır. Böylece motorun, herhangi bir anda herhangi bir değişiminden (yük değişimi, giriş gerilimi dalgalanması vb.) kaynaklanan hız hatasını telafi etmek için referans giriş ayarlanarak sistemin istenen hıza kısa sürede ulaşması sağlanır. Yapılan uygulamalarda teorik değerler baz alınarak deneysel olarak ayarlanan PI ve PID değerleri ile sistemden en iyi cevap alınmaya çalışılmıştır. Elde edilen sonuçlardan PI kontrolörün PID kontrolöre göre bu sistem için daha uygun olduğu gözlenmiştir.

Farklı PI ve PID parametreleri için deneysel sonuçlar elde edilmiş, bu sonuçlar tezde sunulmuştur. Elde edilen en iyi değerler kullanılarak sistemin ani yük değişimine tepkisi test edilmiş ve sonuç tezde verilmiştir.

Sonuç olarak; Fırçasız DC motorlar avantajları ve endüstriyel alanda kullanılabilirliğinden dolayı hız kontrol uygulamalarında tercih edilebilirler. Deneysel olarak gerçekleştirilen uygulamalarda PI kontrol için sistem daha iyi cevap vermiştir. PID uygulamalar bu çalışma için ideal sonuçlar vermemiştir. PID uygulamada verimli sonuçlar alınmasıyla ilgili kontrol çalışmaları yapılabilir.



## 6. KAYNAKLAR

- [1] S.A. Nasar ,I. Boldea and L.E. Unnewehr, “*Permanent Magnet, Reluctance and Self- Synchronous Motors*”, CRC Press, USA,1993.
- [2] [www.elektroforum.com](http://www.elektroforum.com)
- [3]Eyyüp ÖKSÜZTEPE, “*Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü*”, Elazığ, 2007
- [4] Müh. Hasan GÖDEKOĞLU, “*Fırçasız Doğru Akım Motoru Konum Kontrolörü Tasarımı*”, İTÜ, 2007
- [5][www.kontrolkalemi.com](http://www.kontrolkalemi.com)
- [6] K. Ilzuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo and K. Mohri , *Microcomputer Control of Sensorless Brushless Motor*, IEEE Trans. On Ind. Application, vol. IA-21, NO.24,(1985)
- [7] H. Hashimoto, T. Nakayama, S. Kondo, F. Harashima, Practical variable structure approach for brushless servo motor control-practical implementation of DSP, Power Electronics Specialist Conference, vol. 1, (1988) ,pp. 207-213
- [8] N. Hemati and M. Leu, *A Complete Model Characterization of Bruhless DC Motors*, Industry Applications, vol.24 ,no.1, (1992), 172-180.
- [9] C.K. Lee, W.H. Pang., *A brushless DC motor speed control system using fuzzy rules* , Power Electronics and Variable-Speed Drivers, Oct. 26-28, (1994), pp. 101-106
- [10] S. Kurtulan, *PLC ile Endüstriyel Otomasyon*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2001
- [11] H.A. Toliyat and T. Gopalarathnam , A high power factor converter topology for switched reluctance motor drive ,Industry Applications Conference, New York, (2002), pp. 1647-1652
- [12]P. Yedamale, *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*, Microchip Technology Inc. App. Note, USA, (2003)
- [13] G. Yu, R. Hwang, Optimal PID speed control of brushless DC motors using LQR approach, Systems, Man and Cybernetics, Oct 10-13 , (2004), 473 – 478
- [14] Yong-Ho Yoon , Tae-Won Lee, Sang-Hun Park, Byoung-Kuk Lee, Chung-Yuen Won., New Approach to Rotor Position Detection and Precision Speed

Control of the BLDC Motor, IEEE Industrial Electronics, Nov. 6-10, (2006) ,pp. 1305 - 1310

[15] O. Al-Ayasrah, T. Alukaidey, G. Pissanidis, DSP Based N-Motor Speed Control of Brushless DC Motors Using External FPGA Design, Industrial Tecnology IEEE International Conference , Dec.15-17, (2006), pp. 627-631

[16] K.S. Rama Rao, Nagadeven, S. Taib, Sensorless control of a BLDC motor with back EMF detection method using DSPIC, Power and Energy Conference, Dec. 1-3, (2008) , pp. 243-248

[17] P. Ching-Tsai, E. Fang, *A Phase-Locked-Loop-Assisted Internal Model Adjustable-Speed Controller for BLDC Motors*, Industrial Electronics, (2008) ,3415-3425

[18] R. Zakariah, K.M. Yadaiah, Low-Cost High Performance Brushless DC Motor Drive for Speed Control Application, Oct. 27-28, (2009), pp. 456 – 460

[19] Shangguan Xuanfeng Liu Xingyan, BLDC motor speed servo system based on novel P-fuzzy self-adaptive PID control, Information Networking and Automation (ICINA), Oct. 18-19, (2010), pp. V2-186 - V2-190

[20] E. Daryabeigi, H. Sadeghi, G.R.A Markadeh, C. Lucas, Speed control of brushless DC motors using emotional intelligent controller, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 7-10, (2010), pp. 2920 – 2925

[21] V. Krishnakumar ve S. Jeevanandhan, Four switch three phase inverter control of BLDC motor, Electrical Energy Systems (ICEES),Jan 3-5, (2011), pp. 139 – 144

[22] Ş. DEMİRBAŞ, “*Fırçasız DA Motorlarının Simülasyonu ve Analizi*”, Gazi Üniversitesi, 1995

[23] H. Öztura ve S.H. Bayındır, Fırçasız DA Motorlarının Sonlu Elemanlar Yöntemiyle Analizi, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, (1995)

[24] K. Orman, “*Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar için Akım Gözetleyici ve Hız Kestirimi*”, Erzurum, 2008

[25] Y. Erol, *Fırçasız DA Motorlarının Çalışma Karakteristikleri*, Tübitak Yayınları, (2004)

[26] Microchip, *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*, Aplication Note AN885, USA, 2003

- [27] Ö. Aydoğdu, “*Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici ile Sensörsüz Kontrolü*”, Konya, 2006
- [28] P. Yedamale, *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*, Microchip Technology Inc. App. Note, USA., (2003)
- [29] T. Miller, “*Brushless PM and Reluctance Motor Drives*”, Clarendon Press, Oxford, 1989
- [30] M. Yılmaz “*Fırçasız DA Motorun Algılayıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması*”, İTÜ, 2005
- [31] J.R. Hendershot,. and T. Miller, “*Design of Brushless Permanent Magnet Motors, Magna Physics Publishing and Clarendon Press*”, Oxford, 1994
- [32] Ö. Atan, “*Fırçasız DC Motorun Modellenmesi ve PWM ile kontrolü*”, Yüksek Lisans Tezi, Yüzüncü Yıl Üniversitesi, 2007
- [33] H.Watanabe, H. Katsu Ishima, T. Fujii, “*An Improved Measuring System of Rotor Position Angles of the Sensorless Direct Drive Servo Motor*”, 1991
- [34] H. Karaca, “*PIC Mikro denetleyici Kullanılarak Fırçasız DC Motorun Sensörsüz Kontrolü*”, Konya, 2004
- [35] dsPICDEM™ MC1 Motor Control Development Board User’s Guide, 70098A, 2003
- [36] Ö. Songüler, “*Az Sönümlü Sistemlerde Ziegler-Nichols Yönteminin İyileştirilmesi*”, İTÜ, 2006
- [37] Benjamin C. Kua, Otomatik Kontrol Sistemleri Kitabı, Literatür yayınları, 2006
- [38] Kuşçu H., “*Otomatik Kontrol (PID kontrol)*” [Ders notları]
- [39] [www.plcprogramlama.com/propesid.htm](http://www.plcprogramlama.com/propesid.htm)
- [40] İ. Yazıcı, “*Kendinden Ayarlamalı Sayısal PID Tasarımı*”, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2002

## **ÖZGEÇMİŞ**

01.07.1984 yılında Malatya'da doğdum. İlk, orta ve lise öğrenimini Malatya'da tamamladım. 2002 yılında Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği bölümünde başladığım lisans öğrenimini 2006 yılında bitirdim. 2007 yılında Adıyaman Türk Telekom'da göreve başladım. 2010 yılında Malatya Türk Telekom'a tayinle geldim. Halen bu kurumda çalışmaktayım. 2007 yılında İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde yüksek lisans eğitimine başladım.