

Eren ARSLAN



**İSKENDERUN TEKNİK**

ÜNİVERSİTESİ

MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**YÜKSEK  
LİSANS  
TEZİ**

**DC MOTOR İÇİN HAAR DALGACIK  
SIRALAMA YÖNTEMİ KULLANILARAK  
ÇIKIŞ FONKSİYONU ELDE EDİLMESİ  
VE PID İLE HIZ KONTROLÜ**

**Eren ARSLAN**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**HAZİRAN 2019**

**HAZİRAN 2019**



**DC MOTOR İÇİN HAAR DALGACIK SIRALAMA YÖNTEMİ  
KULLANILARAK ÇIKIŞ FONKSİYONU ELDE EDİLMESİ VE PID İLE  
HIZ KONTROLÜ**

**Eren ARSLAN**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**HAZİRAN 2019**

Eren ARSLAN tarafından hazırlanan “DC MOTOR İÇİN HAAR DALGACIK SIRALAMA YÖNTEMİ KULLANILARAK ÇIKIŞ FONKSİYONU ELDE EDİLMESİ VE PID İLE HIZ KONTROLÜ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ / OY ÇOKLUĞU ile İskenderun Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

**Danışman:** Doç. Dr. Sertan ALKAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İskenderun Teknik Üniversitesi  
Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum.

**Başkan:** Doç. Dr. Yakup KUTLU

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İskenderun Teknik Üniversitesi  
Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum.

**Üye:** Dr. Öğr. Üyesi Mustafa YENİAD

Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı, Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi  
Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum.

Tez Savunma Tarihi: 10/06/2019

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

Prof. Dr. Tolga DEPCI  
Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü



## ETİK BEYAN

İskenderun Teknik Üniversitesi Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez üzerinde Yükseköğretim Kurulu tarafından hiçbir değişiklik yapılamayacağı için tezin bilgisayar ekranında görüntülendiğinde asıl nüsha ile aynı olması sorumluluğunun tarafıma ait olduğunu,
  - Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
  - Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
  - Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
  - Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
  - Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,
- bildirim, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

İmza  
Eren ARSLAN  
10.06.2019

DC MOTOR İÇİN HAAR DALGACIK SIRALAMA YÖNTEMİ KULLANILARAK ÇIKIŞ  
FONKSİYONU ELDE EDİLMESİ VE PID İLE HIZ KONTROLÜ

(Yüksek Lisans Tezi)

Eren ARSLAN

İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HAZİRAN 2019

ÖZET

Bu çalışmada, DC motorun hız kontrolünü yapabilmek için PID kontrolcü tasarlanmıştır. Modeli belli olan bir DC motorun hız kontrolünü yapabilmek için, çıkış fonksiyonunun  $d\theta/dt$  hesaplanması gerekmektedir. Bu çalışmada çıkış fonksiyonunu yaklaşık olarak hesaplayabilmek için Haar dalgacık sıralama yöntemi kullanılmıştır. DC motorun çıkış fonksiyonunun hesaplanmasının ardından, motorun hız kontrolünü yapabilmek için PID kontrol yöntemi kullanılmıştır. Tasarlanan kontrolcünün etkinliğini kanıtlamak için deneysel sonuçlar kullanılmıştır. Aynı zamanda, Haar dalgacık sıralama yönteminin geçerliliğini ve etkinliğini gösterebilmek için, farklı iterasyon değerleri için sistemin yaklaşık çözümleri sunulmaktadır.

Anahtar Kelimeler : DC motor, PID, otomatik kontrol, haar dalgacık sıralama yöntemi

Sayfa Adedi : 36

Danışman : Doç. Dr. Sertan ALKAN

PID SPEED CONTROLLER AND OBTAINING THE OUTPUT FUNCTION BY USING  
HAAR WAVELET COLLOCATION METHOD FOR THE DC MOTOR

(M. Sc. Thesis)

Eren ARSLAN

ISKENDERUN TECHNICAL UNIVERSITY  
ENGINEERING AND SCIENCE INSTITUTE

June 2019

ABSTRACT

In this study, PID speed controller for the DC motor is proposed. In order to control the speed of a DC motor which is given model, it is essential to compute output function  $d\theta/dt$ , In this study Haar wavelet collocation method (HWCM) is used for calculate the output function, approximately. Then PID speed controller is designed for controlling a DC motor. The experimental results confirm that the designed controller provides suitable tracking performance. Moreover, to present the robustness of (HWCM), approximate solutions of the system for different iteration values in the system are offered. To show the efficiency and accuracy of the method experimental results are given.

Key Words : DC motor, PID, automatic control, haar wavelet collocation method  
Page Number : 36  
Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Sertan ALKAN

## TEŞEKKÜR

Lisansüstü eğitimim ve tez çalışmam sürecinde yardımlarından dolayı değerli tez danışmanım Doç.Dr. Sertan ALKAN'a ve Arş. Gör. Merve Nilay AYDIN'a teşekkür ederim.

Eğitimim hayatım boyunca benden değerli emeklerini ve vakitlerini esirgemeyen aileme teşekkür ederim.



# İÇİNDEKİLER

	<b>Sayfa</b>
ÖZET .....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER .....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xi
1. GİRİŞ .....	1
2. DC MOTOR.....	6
2.1. DC Motorun Yapısı.....	6
2.1.1. Stator.....	6
2.1.2. Armatür .....	7
2.1.3. Komütatör (Kolektör) .....	7
2.1.4. Fırça .....	8
2.2. DC Motorun Çalışması.....	9
2.3. DC Motorun Çalışmaya Başlaması .....	9
2.4. DC Motorun Eş Değer Devresi ve Modeli.....	9
2.5. DC Motorun Kontrolü.....	11
2.6. Kullanılan DC Motor ve Özellikleri.....	12



3. HAAR DALGACIK SIRALAMA YÖNTEMİ.....	13
3.1. Haar Dalgacıkları .....	13
3.2. Fonksiyon Yaklaşımı.....	16
3.3. Çözüm Yöntemi .....	17
4. OTOMATİK KONTROL .....	19
4.1. Kontrol Sistemi ile İlgili Tanımlar .....	19
4.2. Kontrol Sistemi Türleri .....	20
4.2.1. Açık döngü kontrol sistemi.....	20
4.2.2. Kapalı döngü kontrol sistemleri.....	21
4.3. Kullanılan Kontrolcü.....	21
4.3.1. Kontrol yöntemleri.....	21
4.3.2. Oransal (P) kontrol.....	22
4.3.3. Oransal-İntegral (PI) kontrol.....	23
4.3.4. Oransal-Türev (PD) kontrol.....	24
4.3.5. Oransal-İntegral-Türev (PID) kontrol.....	25
5. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA.....	26
6. SONUÇLAR .....	30
KAYNAKLAR .....	31
ÖZGEÇMİŞ .....	34

## ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. DC motor parametreleri .....	12



## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Örnek DC motor .....	6
Şekil 2.2. Bir DC motorun statoru (wikimedia, 2019a).....	7
Şekil 2.3. Armatür ve komütatör (wikimedia, 2019b).....	8
Şekil 2.4. Fırça (wikimedia, 2019b).....	8
Şekil 2.5. Motorun elektrik eş değer devresi. ....	9
Şekil 3.1. Haar fonksiyon grafikleri 1 .....	14
Şekil 3.2. Haar fonksiyon grafikleri 2.....	15
Şekil 4.1. Hata fonksiyonu.....	20
Şekil 4.2. Açık döngü kontrol sistemi blok diyagramı. ....	20
Şekil 4.3. Kapalı döngü kontrol sistemi blok diyagramı. ....	21
Şekil 4.4. Oransal (P) kontrolcü blok diyagramı. ....	22
Şekil 4.5. Oransal-integral (PI) kontrolcü blok diyagramı. ....	23
Şekil 4.6. Oransal-türev (PD) kontrolcü blok diyagramı.....	24
Şekil 4.7. Oransal-İntegral-Türev (PID) kontrolcü blok diyagramı. ....	25
Şekil 5.1. Kontrolcü sonuçları .....	26
Şekil 5.2. Kontrolcü sonuçları yakınlaştırılmış hali.....	26
Şekil 5.3. Kontrol giriş grafiği. ....	27
Şekil 5.4. 1300 rpm kontrolcü sonuçları.....	28
Şekil 5.5. 1300 rpm kontrolcü sonuçları yakınlaştırılmış hali.....	28
Şekil 5.6. 1300 rpm kontrol giriş grafiği.....	29

## SİMGELER VE KISALTMALAR

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

### Kısaltmalar

### Açıklamalar

**DC motor**

Doğru akım motoru

**HWCM**

Haar dalgacık sıralama yöntemi

**P**

Oransal

**PI**

Oransal-İntegral

**PD**

Oransal-Türev

**PID**

Oransal-İntegral-Türev

**RPM**

Dakika başına devir sayısı

## 1. GİRİŞ

Motorlar geçmişten günümüze yaşamımızın birçok alanında bulunan makinelerdir. Buharlı motorlar, içten yanmalı motorlar ve elektrikli motorlar olmak üzere çeşitleri vardır. Bu tezde bir elektrik makinesi olan fırçalı doğru akım motoru, literatürdeki adıyla fırçalı DC motor kullanılacaktır. DC motorlar Michael Faraday'ın bulduğu "Bir manyetik alan içerisindeki iletken elektrik akımı verilirse iletken mekanik bir kuvvet oluşur." ilkesiyle çalışır ve buna "Motor Kuralı" denir bunun tam tersi olan "Bir iletken manyetik alan içerisinde hareket ettirilirse elektrik akımı oluşur" ilkesine de "Jeneratör Kuralı" denir (Bal, 2016).

Günümüzde DC motorlar endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Yıllar önce kontrol için kullanılan motorların çoğu AC motorlardı. AC motorlar doğrusal olmadıklarından özellikle pozisyon kontrolü için kontrol etmek daha zordur. DC motorlar AC motorların aksine daha kolay kontrol edilir ve bu yüzden günümüzde çok tercih edilmektedir. DC motorlar bakım gerektirmesi nedeniyle masraflı olsalar da günümüz teknolojisiyle birlikte bu masraflar da azalmıştır (Golnaraghi, Kuo ve Golnaraghi, 2010). DC motorlar fırçalı ve fırçasız olmak üzere ikiye ayrılır, bu tezde fırçalı bir motor kullanıldığı için fırçasız motorlara fazla değinilmeyecektir.

Otomatik kontrol sistemleri günümüzde hava, deniz, kara, uzay, kimya gibi alanlarda otonom sistemlerde, sistemin kararlı ve en az hatayla çalışması için kullanılmaktadır. Açık ve kapalı çevrim olmak üzere iki tür kontrol sistemi mevcuttur. Açık çevrim kontrol sistemi kontrol edilecek sistemden geri dönüş almaz ve dış etkenlere karşı duyarlıdır, kapalı çevrim kontrol sistemleri ise dış etkenlere karşı daha az duyarlıdır. Bu çalışmada bir kapalı çevrim otomatik kontrol sistemi olan PID (Proportional-Integral-Derivative) Oransal-İntegral-Türev kontrolcüsü kullanılacaktır. PID kullanımı basit olmasından dolayı günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bir giriş ve bir çıkışa sahip olan PID dış etkenlere karşı duyarsızdır.

Endüstride yaygın olarak kullanılan DC motorların hız ve konum kontrolünü yapmak önem arz etmektedir. Literatürde DC motorların kontrolünü yapmak için kullanılan, P kontrol yöntemi, PI kontrol yöntemi, PID kontrol yöntemi gibi birçok yöntem vardır. Bu yöntemler kullanılarak yapılan çeşitli çalışmalar aşağıda sunulmuştur:

Polo, Albertos ve Galiano (2008), jiroskop yardımıyla bir gimbalın dengede kalması için PID kontrolcü tasarlamışlardır ve PID parametrelerini de çatallanma teorisiyle belirlemişlerdir.

Yan, Wang, Jia ve Li (2012), bir DC motorun akıllı kontrolünü darbe-genişliği-modülasyonu (PWM) ile sağlamışlardır. Kontrolcüyü yapay sinir ağı, bulanık mantık ve PID ile ayrı ayrı tasarlayıp karşılaştırmışlardır. Simülasyonu ve motorun modellemesini SIMULINK adlı uygulama ile yapmışlardır. Buzi ve Marango (2013) de yapay sinir ağı ve PID ile DC motoru kontrol edip karşılaştırmışlardır.

Anatolii, Naung, Oo, Khaing ve Ye (2017), bir DC motorun yük altındaki ve serbest haldeki kontrolünü sağlamışlardır. Kontrolü hem gerçek zamanlı olarak hem de bilgisayar ortamında SIMULINK adlı programla modelleyerek sonuçları karşılaştırmışlardır.

Monfared, Madadi Kojabadi ve Rastegar (2008), DC motor kullanan bir rüzgar tribünün modellemesini ve simülasyonunu yapıp çeşitli rüzgar şiddetleri karşısındaki tepkisini karşılaştırmışlardır.

Varshney, Gupta ve Dwivedi (2017), çeşitli yüklemeler altında bir fırçasız DC motorun hız kontrolünü ve kontrolcülerin bu yüklere karşı tepkilerini test etmişlerdir. Kontrolcü olarak bulanık PID ve PID kullanarak karşılaştırmışlardır.

Gowthaman, Vinodhini, Hussain, Dhinakaran ve Sabarinathan (2017), sabit mıknatıslı bir fırçasız motorun kontrolünü hibrit bir kontrolcü olan bulanık PID ve geleneksel PID kontrolcü ile ayrı ayrı yapıp karşılaştırmışlardır. Bulanık PID kontrolcü PID parametrelerini otomatik ayarlarken geleneksel PID' de parametreler en baştan verilir.

Premkumar ve Manikandan (2015), bir fırçasız motorun hız kontrolünü yarasa algoritması ile optimize edilmiş uyarlanabilir nöro-bulanık çıkarım sistemi (ANFIS) ile yapmışlardır. Ayrıca bu ANFIS kontrolünü genetik algoritma (GA) ve parçacık sürü optimizasyonu (PSO) ile optimize edilmiş ANFIS, yarasa algoritması ile optimize edilmiş PID, bulanık PID ve uyarlanabilir bulanık mantık kontrolcülerini ile karşılaştırmışlardır.

Tokhi, Al-Miskiry ve Brisland (2000), bir hava motorunu hız ve yön kontrolünü PID kontrolcüsü kullanarak gerçek zamanlı olarak yapmışlardır.

Yurkevich ve Stepanov (2014), bir DC motorun hız kontrolünü darbe-genişliği-modülasyonu (PWM) ve oransal-integral (PI) kontrolcüsünü kullanarak yapmışlardır.

Sankardoss ve Geethanjali (2017), tekerlekli sandalyede kullanılan kalıcı mıknatıslı DC motorun (PMDC) parametrelerini genetik algoritma (GA) ile tahmin edip SIMULINK adlı uygulamada simülasyonunu yaparak PI ve PID kontrolcüleri ile ayrı ayrı hız kontrolü yapıp sonuçları karşılaştırmışlardır.

Hekimoğlu (2019), DC motorun hız kontrolünde kesirli mertebeden oransal-integral-türev (FOPID) kontrolcüsünün parametrelerini bulmak için atom arama optimizasyonu (ASO) algoritması ve kaotik atom arama optimizasyonu (ChASO) önermiş ve bunları karşılaştırmıştır.

Ibrahim, Hassan ve Shomer (2014), fırçasız bir DC motorun kontrolünde PID için en iyi parametreleri belirlemek üzere PSO ve bakteriyel arama optimizasyonu (BFO) algoritmalarını ayrı ayrı kullanarak karşılaştırmışlardır.

Puangdownreong, Nawikavatan ve Thammarat (2016), bir DC motorun hız kontrolünde PID kontrolcüsünün değişik bir türü olan I-PD kontrolcüsünü kullanmışlardır. Kontrolcünün parametrelerini bulmak için bir guguk kuşunda esinlenilerek geliştirilen “cuckoo search” (CS) algoritmasını kullanmışlardır.

Choi ve Lim (2008), PID ile bir DC motorun pozisyon kontrolünü yapmışlardır. Ayrıca bu sistemi gerçek zamanlı olarak bir robot kolda test etmişlerdir.

Ren, Chen ve Chen (2008), iki tekerlekli bir aracın hız ve denge kontrolünü yapay sinir ağı yardımıyla anlık olarak parametreleri ayarlanan PID kontrolcüyle yapmışlar ve gerçek zamanlı olarak test etmişlerdir.

Bitar, Al Jabi ve Khamis (2014), bir DC motorun elektrikli bir arabada kullanmak üzere farklı yük ve eğim koşullarındaki hız kontrolünü PID kontrolüyle simülasyonunu

gerçekleştirip gerçek zamanlı olarak da test etmişlerdir.

Peng ve Dubay (2011), yaptıkları çalışmada bir DC motorun hız kontrolünü Wiener tipi bir yapay sinir ağı (WNN) ve uyarlamalı bir kontrolcü olan PID sinir ağını kullanarak yapıp karşılaştırmışlardır.

Hsu ve Lee (2011), bir DC motorun kontrolünü bulanık mantıkla beraber uyarlamalı PID (APID) ile yapmışlardır. Sistemi FPGA cihazı tabanlı olarak gerçek zamanlı test etmişlerdir. Zaki, El-Bardini, Soliman ve Sharaf (2018) da APID ile DC motor kontrolü yapıp Arduino Due adlı cihazı kullanarak gerçek zamanlı olarak çalıştırıp test etmişlerdir.

Viola, Angel ve Sebastian (2017), kesirli dereceli PID (FOPID) kullanarak DC motor kontrolü yapıp tamsayı dereceli PID (IOPID) kontrolcüyle karşılaştırmışlardır. Khubalkar, Junghare, Aware, Chopade ve Das (2018) de FOPID kullanarak DC motor kontrolü yapmışlardır, kontrolcü parametrelerini ise dinamik parçacık sürüsü optimizasyonu (IdPSO) ile belirlemişlerdir.

Mühendislikteki birçok sistem diferansiyel denklem sistemleriyle modellenmektedir. Bu nedenle bu sistemlerin çözümlerinin tam ya da yaklaşık olarak elde edilmesi oldukça önemlidir.

Basit katsayılı doğrusal diferansiyel denklem sistemlerinden oluşan modeller için tam çözümü elde etmek kolaydır. Ancak karmaşık katsayılı yüksek mertebeli veya doğrusal olmayan diferansiyel denklem sistemlerinden oluşan modeller için tam bir çözüm bulmak zorlaştığından dolayı çözümü elde etmek için sayısal yöntemlere ihtiyacımız vardır. Bu nedenle birçok yöntem geliştirilmiştir.

Bu yöntemlerden Haar dalgacık sıralama yöntemi kolay kullanımı açısından literatürde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu çalışmalara örnek olarak:

(Shiralashetti, Deshi ve Mutalik Desai, 2016)' de, tekil başlangıç değer problemlerine Haar dalgacık sıralama yöntemi uygulanmıştır. Çalışma (Rehman ve Khan, 2012) da, yazarlar bu yöntemi kullanarak sınır koşullarıyla kesirli diferansiyel denklemlerin sayısal çözümünü elde etmişlerdir. Çalışma (Rehman ve Khan, 2013) de, başlangıç ve sınır koşullarıyla



doğrusal kesirli kısmi diferansiyel denklemlere Haar dalgacık sıralama yönteminin uygulaması sunulmuştur. Çalışma (Lepik, 2006)'de, bir integro-diferansiyel denklem sınıfının sayısal çözümü, Haar dalgacık sıralama yöntemi kullanılarak elde edilmiştir.

Bu çalışmada DC motorun çıkış fonksiyonunu yaklaşık olarak hesaplayabilmek için Haar dalgacık sıralama yöntemi kullanılmıştır. Çıkış fonksiyonu hesaplanan DC motorun hız kontrolünü yapabilmek için PID kontrol yöntemi kullanılmıştır.



## 2. DC MOTOR

Doğru akım (DC) makineleri ve alternatif akım (AC) makineleri olarak iki çeşit dönen elektrik enerjisi dönüşüm makinesi vardır. Dönen bir makine elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürdüğünde buna motor denir. Diğer yandan bir jeneratör, mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürür. Dolayısıyla, DC motorları, DC jeneratörleri, AC motorları ve AC jeneratörleri vardır. Genel olarak hem jeneratör hem de motor için ortak olan özellikleri açıklamak üzere makine sözcüğü kullanılır. Genellikle, belirli bir makine, herhangi bir değişiklik yapmadan, bir motor ya da jeneratör olarak çalıştırılabilir. Bu, özellikle DC makineler için geçerlidir (Guru ve Hızıroğlu, 2001).

Bir DC makinesinde düzgün manyetik akı, stator denilen motor içine monte edilmiş sabit kutuplarla kurulur. Stator sabit mıknatıs veya bobin denen manyetik sargılardan oluşabilir. Elektriğin verildiği sargı dönen eleman üzerine sarılır. Dönen elemana armatür adı verilir ve sargıya armatür sargısı adı verilir. Elektromotor kuvvetin yüklendiği sargı armatür üzerine sarılır. Şekil 2.1’de örnek bir DC motor verilmiştir.

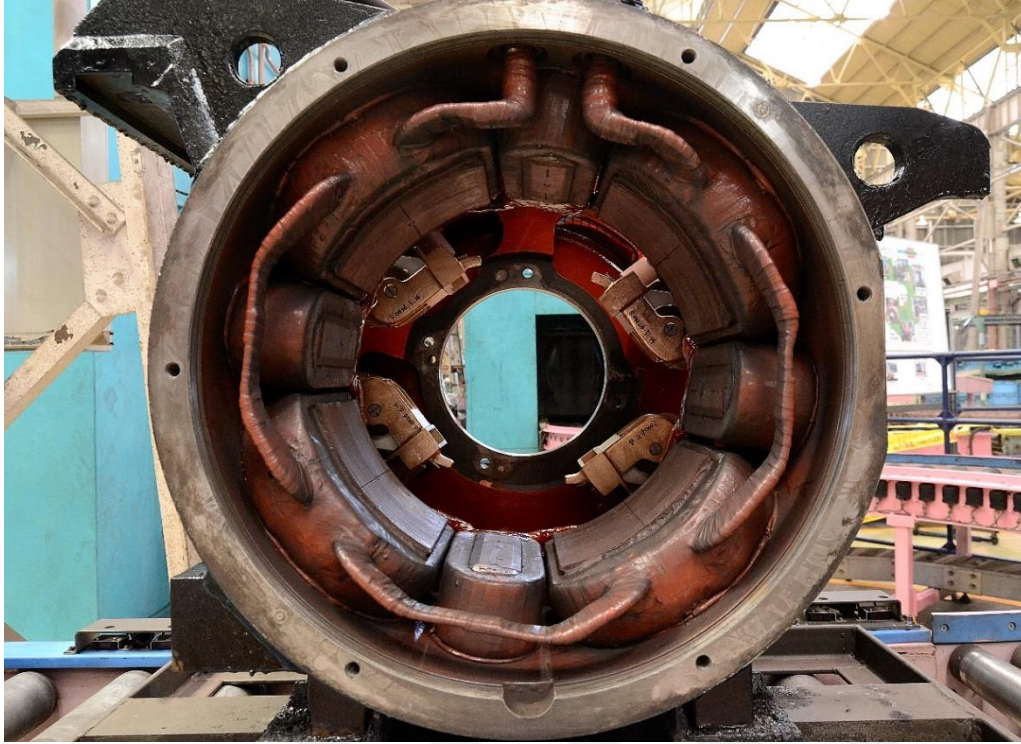


Şekil 2.1. Örnek DC motor (wikimedia, 2019b).

### 2.1. DC Motorun Yapısı

#### 2.1.1. Stator

Stator, fırçalı DC motorun sabit kısmını oluşturur. Görevi, motorun döner elemanı olan armatür etrafında manyetik alan oluşturmaktır. Sabit mıknatıslı veya bobinli olabilir. Sabit mıknatıslı statorlar hafif ve küçük olmasından dolayı daha avantajlıdır (Guru ve Hızıroğlu, 2001). Bir DC makinenin statoru örnek olarak Şekil 2.2’de verilmiştir.



Şekil 2.2. Bir DC motorun statoru (wikimedia, 2019a).

### 2.1.2. Armatür

Armatür motorun dönen kısmıdır. Bünyesinde şaft, komütatör ve bobin bulundurur. Yüksek elektrik geçirgenliği içerir. Üzerindeki kanallardan bobin yüksek iletkenliğe sahip yalıtkan bobin telleri geçer. Tam ortasında dönmesine olanak sağlayan şaft (mil) vardır. Fırça ve komütatör sayesinde yeterli elektrikle yüklendiğinde Faraday Kanununun gerektirdiği gibi dönmeye başlar (Bal, 2016). Şekil 2.3'te örnek bir armatür şekli verilmiştir.

### 2.1.3. Komütatör (Kolektör)

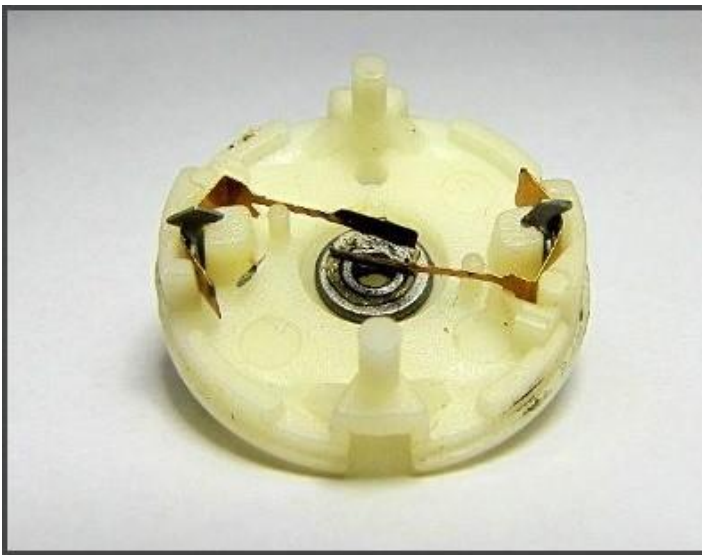
Silindir şeklindedir ve motorun şaftına sabit bir şekilde bulunur. Aralarında iletken olan bakır levhalardan oluşur. Fırçalardan gelen elektriği armatüre ve armatür üzerindeki bobine iletir. Motorun en çabuk arızalanan parçalarından biridir bu nedenle ısıya ve sürtünmeye karşı dayanıklı olması gerekmektedir (Guru ve Hızıroğlu, 2001). Şekil 2.3'te armatür üzerindeki komütatör gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Armatür ve komütatör (wikimedia, 2019b).

#### 2.1.4. Fırça

Fırçalar komütatöre temas eder ve elektriğin armatöre iletilmesini sağlar. Genellikle karbondan imal edilir, bunun nedeni karbonun iyi bir iletken olması ve komütatör üzerinde iyi kaymasıdır. Fırçalar komütatöre çok sıkı temas ederse komütatör üzerinde aşırı ısınma meydana gelir ve bu ısı komütatöre zarar verir, aynı zamanda fırçalar gevşekse komütatör ve fırça arasında kıvılcım oluşur bu da komütatöre zarar verir. Fırçanın komütatöre düzgün temas etmesi için yalıtkan fırça tutucular kullanılır. Düşük güçlü motorlarda fırçalar çelik de olabilir. Şekil 2.4'te bir DC motorun fırçası gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Fırça (wikimedia, 2019b).

## 2.2. DC Motorun Çalışması

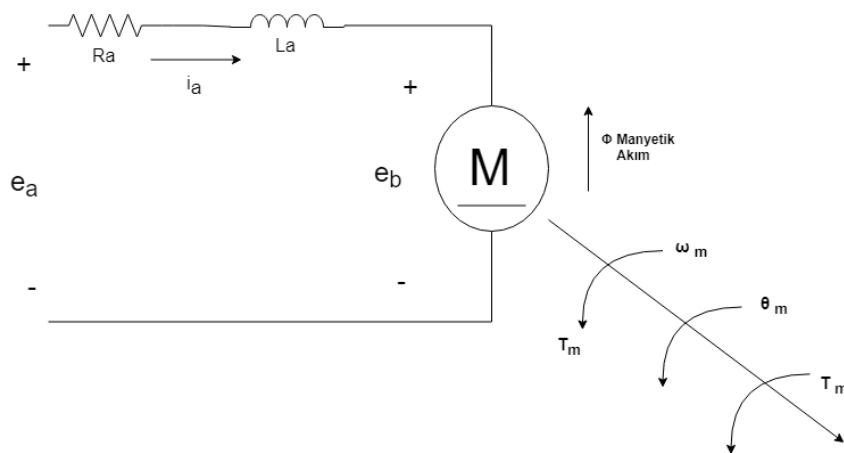
DC motorda sabit manyetik alan statordaki sabit mıknatıslar veya bobinler sayesinde sağlanır. Lorentz kuvvet denklemine göre, manyetik alana yerleştirildiğinde akım taşıyan bir iletken, onu hareket ettirmeye çalışan kuvvete maruz kalır. Motordaki bu iletken armatürdür. Armatürü hareket ettirmeyi sağlayacak elektrik, fırçalar ve komütatör ile sağlanır. Motorun armatüre uygulamış olduğu güç sayesinde armatür dönmeye başlar (Guru ve Hızıroğlu, 2001).

## 2.3. DC Motorun Çalışmaya Başlaması

DC motor duruyorken ona uygulanan gerilim ve hızı sıfır olduğundan motora uygulanacak herhangi bir gerilim ona zarar verebilir. Bu zararı engellemek için motora direnç eklenmelidir. Eklenen direnç ayarlı olmalıdır ve motor çalışmaya başladıktan sonra devreden çıkarılmalıdır çünkü direnç motorun gerçek hızına ulaşmasını engeller (Bal, 2016).

## 2.4. DC Motorun Eş Değer Devresi ve Modeli

Kontrol sistemlerinde analiz ve bilimsel çalışma yapabilmek için kontrolü yapılacak mekanik sistemin eş değer devresi ve matematiksel modellenmesi yapılır (Golnaraghi ve diğerleri, 2010). Bu başlıkta bir DC motorun eş değer devresi ve modeli verilecektir. Model çıkarılırken Şekil 2.5'teki eşdeğer devre kullanılacaktır.



Şekil 2.5. Motorun elektrik eş değer devresi (Golnaraghi ve diğerleri, 2010).

DC motora ait parametreler aşağıda verilmiştir.

$i_a(t)$  = Armatür akımı

$L_a$  = Armatür endüktansı

$R_a$  = Armatür direnci

$e_a(t)$  = Uygulanan gerilim

$e_b(t)$  = Zıt elektromotor kuvveti

$K_b$  = Zıt elektromotor sabiti

$T_L(t)$  = Yük torku

$\phi$  = Hava boşluğunda manyetik akı

$T_m(t)$  = Motor torku

$\omega_m(t)$  = rotor açısal hızı

$\theta_m(t)$  = Rotor açısal konumu

$J_m$  = Rotor eylemsizliği

$K_i$  = Tork sabiti

$B_m$  = Viskoz sürtünme katsayısı

Şekil 2.5'teki DC motor modeline göre motor armatüre uygulanan  $e_a(t)$  ile kontrol edilir. Doğrusal analiz yapılırsa, motordan oluşan torkun hava boşluğu akısı ve armatür akımı ile orantılı olduğu varsayılır. Böylece:

$$T_m(t) = K_m(t)\phi i_a(t) \quad (2.1)$$

$\phi$  sabit olduğundan Eş. 2.1  $K_i[N - m/A]$  moment katsayısı olacak şekilde

$$T_m(t) = K_i i_a(t) \quad (2.2)$$

Eş. 2.2'deki gibi yazılabilir.

Kontrol giriş voltajı  $e_a(t)$  ile başlayarak, Şekil 2.5'teki motor devresi için neden-sonuç denklemleri şunlardır:

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_u} e_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} e_b(t) \quad (2.3)$$

$$T_m(t) = K_i i_a(t) \quad (2.4)$$

$$e_b(t) = K_b \frac{d\theta_m(t)}{dt} = K_b \omega_m(t) \quad (2.5)$$

$$\frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} = \frac{1}{J_m} T_m(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) - \frac{B_m}{J_m} \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Burada  $T_L(t)$  Coulomb sürtünmesi gibi bir yük sürtünme torkunu temsil eder.

Eş. 2.3'ten Eş. 2.6'ya kadar olanlar  $e_a(t)$ ' den etkilenmektedir. Eş. 2.3'te  $e_a(t)$  geriliminden dolayı  $di_a(t)/dt$  oluşur, Eş. 2.4'te  $i_a(t)$  nedeniyle  $T_m(t)$  torku oluşur, Eş. 2.5 zıt elektromotor kuvvetini, Eş. 2.6'daki  $T_m(t)$  torku,  $\omega_m(t)$  açısal hızı,  $\theta_m(t)$  açısal konumu temsil eder. Sistemin durum değişkenleri  $i_a(t)$ ,  $\omega_m(t)$  ve  $\theta_m(t)$  olarak belirtilebilir. Durum değişkeni olmayan eşitlikler diğerleri türünden yazılır. Eş. 2.3 ile Eş. 2.6 arası motor sisteminin durum denklemleri vektör-matris şeklinde şu şekilde yazılır:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ \frac{d\theta_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} & 0 \\ \frac{K_i}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \\ \theta_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e_a(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} T_L(t) \quad (2.7)$$

## 2.5. DC Motorun Kontrolü

DC motorun hızı armatüründen geçe akıma bağlıdır. Armatüre uygulanan voltaj değiştirilerek motorun hızı kontrol edilir. Genellikle voltaj kaynakları sabit olduğu için bir elektronik kontrolcü tarafından değişken voltaj sağlanır.

Bir AC güç kaynağı transistor yardımıyla armatüre ortalama voltaj verebilir ancak günümüzde DC motorlar artık mikroişlemcilerle kontrol edilmektedir. Böyle durumlarda darbe-genişliği-modülasyonu (PWM) yöntemi kullanılır. Bu temel olarak sabit bir voltaj kaynağının parçalara bölünmesinden oluşur. Transistor kendisine uygulanan bir sinyalle belli bir frekansta açılıp kapanır. PWM'nin genlik değeri değiştirilerek armatüre uygulanan ortalama voltaj değiştirilip hız kontrolü sağlanır (Bolton, 2015).

## 2.6. Kullanılan DC Motor ve Özellikleri

Bu tezde Pololu markasının “4.4:1 Metal Gearmotor 25Dx60L mm HP 12V with 48 CPR Encoder” model DC motoru kullanılmıştır (Pololu, y.y.). Tezde kullanılan DC motorun parametreleri Çizelge 2.1’ de verilmiştir. Motorun hızı en yüksek hızı dakikadaki devir sayısı (rpm) cinsinden 2250 rpm’dir ve 12 volt (V) gerilim ile çalışmaktadır.

Çizelge 2.1. DC motor parametreleri

Sembol	Açıklama	Birim değeri
J	Rotorun atalet momenti	5.0872e-07 kg.m <sup>2</sup> /s <sup>2</sup>
B	Sönümlenme oranı	1.4782e-06 Nms
K	Elektromotor kuvveti sabiti	0.00535 Nm/ Amp
R	Elektriksel direnç	2.5760 $\Omega$
L	Elektriksel endüktans	0.014499 H



### 3. HAAR DALGACIK SIRALAMA YÖNTEMİ

#### 3.1. Haar Dalgacıkları

Her ne kadar dalgacık analizi çok eski zamanlara dayanmasa da, en etkili ve güçlü matematiksel yöntemlerden biridir. Bu yöntemin etkili ve güçlü olmasının asıl sebeplerinden biri de dalgacıkların ortogonal polinomlara dayanması ve işlemlerin bu polinomlarla kolayca yapılabilmesidir. Dönüşümün harmonik analiz, finans, tıp, görüntü işleme, vb. gibi birçok uygulama alanı vardır. Dalgacık dönüşümü üzerine ilk çalışma Haar dalgasıdır. 1909 yılında Macar Matematikçi Alfred Haar tarafından ortaya atılmıştır. Alfred Haar, doktora tezinde Sturm-Liouville tipi ortogonal fonksiyon sistemlerinin asimptotik davranışı ve küresel harmonik davranışlarını çalışmış ve bunların daha geliştirilebileğini düşünmüştür. Bu makalede ayrıca Haar, o zamandan beri adını taşıyan ortogonal sistemi tanıttı. Haar dalgacıkları parça parça sabit fonksiyonlardan oluşur ve matematikteki tüm dalgacık aileleri arasında en basitidir.

$t \in [0, 1)$  için Haar dalgacık sınıfı

$$h_i(t) = \begin{cases} 1, & \text{for } t \in [\alpha, \beta) \\ -1, & \text{for } t \in [\beta, \gamma) \\ 0, & \text{diğer.} \end{cases} \quad (3.1)$$

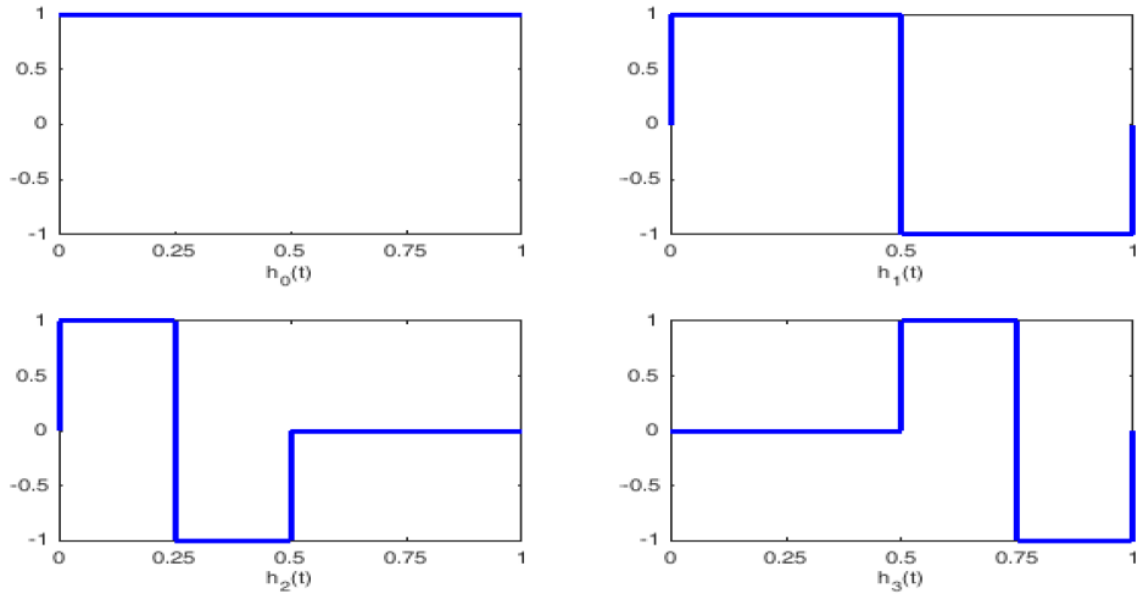
şeklinde tanımlanmıştır. Burada,

$$\alpha = \frac{k}{m}, \quad \beta = \frac{k + 0.5}{m}, \quad \gamma = \frac{k + 1}{m}$$

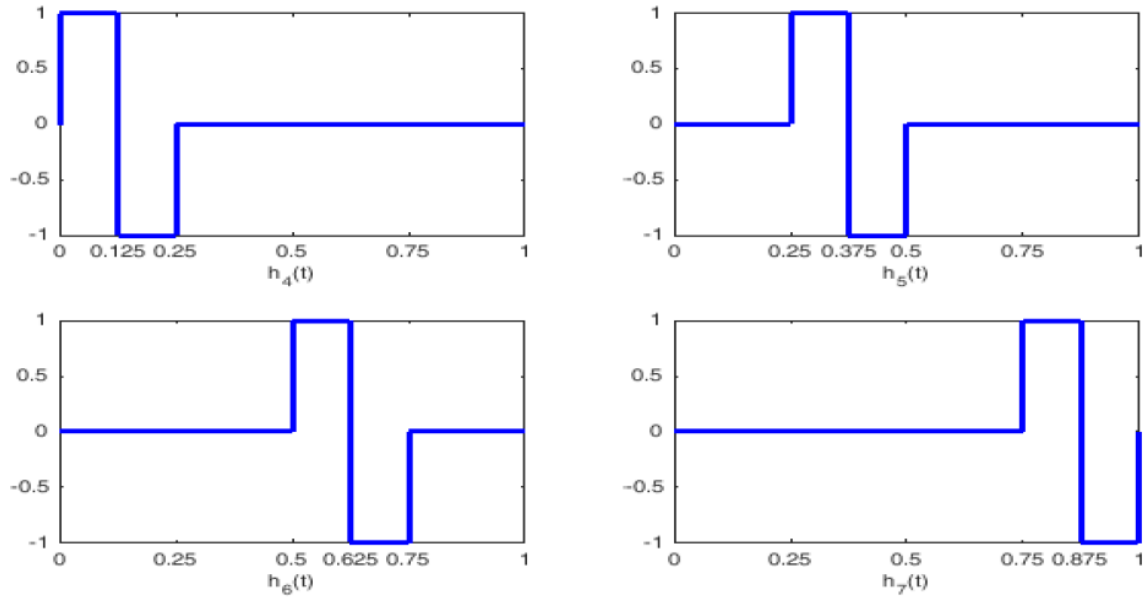
$m = 2^j$  ( $j = 0, 1, \dots, J$ ) dalgacığın seviyesi ve  $k = 1, 2, \dots, m - 1$  öteleme parametresidir.  $i$  indisi  $i = m + k + 1$  formülü ile belirlenmektedir. Çözünürlüğün maksimum seviyesi  $J$  dir ve  $m = 1$  ve  $k = 0$  minimum değerleri için  $i = 2$  dir. Bu yüzden  $i$  'nin maksimal değeri  $i = 2M = 2^{J+1}$  olmaktadır.  $[0, 1)$  de  $i = 1$  için  $h_1 \equiv 1$  ölçeklendirme fonksiyonu olarak kabul edilmektedir.  $J = 2$  için ilk sekiz Haar dalgacık fonksiyonu,

$$\begin{aligned}
 h_0(t) & \begin{cases} 1, & 0 \leq t < 1 \\ 0, & \text{other} \end{cases} & h_1(t) & \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \frac{1}{2} \\ -1, & \frac{1}{2} \leq t < 1 \\ 0, & \text{other} \end{cases} \\
 h_2(t) & \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \frac{1}{4} \\ -1, & \frac{1}{4} \leq t < \frac{1}{2} \\ 0, & \text{other} \end{cases} & h_3(t) & \begin{cases} 1, & \frac{1}{2} \leq t < \frac{3}{4} \\ -1, & \frac{3}{4} \leq t < 1 \\ 0, & \text{other} \end{cases} \\
 h_4(t) & \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \frac{1}{8} \\ -1, & \frac{1}{8} \leq t < \frac{1}{4} \\ 0, & \text{other} \end{cases} & h_5(t) & \begin{cases} 1, & \frac{1}{4} \leq t < \frac{3}{8} \\ -1, & \frac{3}{8} \leq t < \frac{1}{2} \\ 0, & \text{other} \end{cases} \\
 h_6(t) & \begin{cases} 1, & \frac{1}{2} \leq t < \frac{5}{8} \\ -1, & \frac{5}{8} \leq t < \frac{3}{4} \\ 0, & \text{other} \end{cases} & h_7(t) & \begin{cases} 1, & \frac{3}{4} \leq t < \frac{7}{8} \\ -1, & \frac{7}{8} \leq t < 1 \\ 0, & \text{other} \end{cases}
 \end{aligned}$$

şeklinde. Bu fonksiyonların grafikleri Şekil 3.1 ve Şekil 3.2 ile verilmiştir.



Şekil 3.1. Haar fonksiyon grafikleri 1



Şekil 3.2. Haar fonksiyon grafikleri 2

Ayrıca, Eş. 3.1 eşitliğindeki integral

$$p_{i,1}(t) = \int_0^t h_i(x) dx, \quad (3.2)$$

ile tanımlanır ve Eş. 3.2 integralinin hesaplanmasıyla

$$p_{i,1}(t) = \begin{cases} t - \alpha, & \text{for } t \in [\alpha, \beta) \\ \gamma - t, & \text{for } t \in [\beta, \gamma) \\ 0, & \text{diğer.} \end{cases} \quad (3.3)$$

elde edilir. Sıralama noktalarını  $t_l = (l - 0.5) / 2M$ , ( $l = 1, 2, \dots, 2M$ ) olacak şekilde alalım ve  $h_i(t)$  Haar fonksiyonunu ayrıştıralım. Bu yolla  $2M \times 2M$  boyutlu  $H(i, l) = h_i(t_l)$  katsayı matrisini buluruz.  $2M$  boyutlu kare operasyonel integral matrisi  $P$

$$(PH)_{il} = \int_0^{t_l} h_i(t) dt \quad (3.4)$$

ile verilmiştir.  $H$  ve  $P$  matrislerinin elemanları Eş. 3.3 ve Eş. 3.4 ile verilmiştir.

$$H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \quad H_4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

$$P_2 = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 2 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad P_4 = \frac{1}{16} \begin{pmatrix} 8 & -4 & -2 & -2 \\ 4 & 0 & -2 & 2 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$O$  matrisi mertebesi  $\frac{m}{2} \times \frac{m}{2}$  olmak üzere, gösterilebilir ki, aşağıdaki matris eşitliği  $P$  matrisinin  $m$ . derecesi için geçerlidir.

$$P_{(m)} = \frac{1}{2m} \begin{pmatrix} 2mP_{\left(\frac{m}{2}\right)} & -H_{\left(\frac{m}{2}\right)} \\ H_{\left(\frac{m}{2}\right)}^{-1} & 0 \end{pmatrix},$$

$P_{(m)}$  ve  $H_{(m)}$  hesaplamaları yapıldığında, bu hesaplamalar diferansiyel denklemlerin tüm çözümlerinde kullanılabilir; çünkü  $H$  ve  $H^{-1}$  birçok sıfır içermektedir. Haar dönüşümü, Fourier dönüşümünden ve hatta Walsh dönüşümünden bile daha hızlıdır.

### 3.2. Fonksiyon Yaklaşımı

$y(x) \in L^2[0, 1)$  olmak üzere, aşağıdaki gibi ayrıştırılabilir:

$$y(x) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i h_i(x) \quad (3.5)$$

$c_i$  ler aşağıdaki eşitlik yardımıyla hesaplanır:

$$c_i = 2^j \int_0^1 y(x) h_i(x) dx, \quad i = 2^j + k \quad (3.6)$$

Burada  $0 \leq k < 2^j$ ,  $c_0 = \int_0^1 y(x) dx$  olarak alınır.  $y(x)$  in seri genişlemesi sonsuz sayıda terim içermektedir.

Eğer  $y(x)$  in kendisi parçalı sabit bir fonksiyon ise, ya da her alt aralıkta boyunca parçalı sabit olarak yaklaşılabilirse o zaman  $y(x)$  sonlu terimlerde sınırlanacaktır.

$$y(x) = \sum_{i=0}^{m-1} c_i h_i(x) = c_{(m)}^T h_{(m)}(x), \quad (3.7)$$

Burada  $c_{(m)}^T$ ,  $h_{(m)}(x)$  Haar vektör fonksiyonu ve  $p_{(m)}(x)$

$$c_{(m)}^T = [c_0, c_1, \dots, c_{m-1}]$$

$$h_{(m)}(x) = [h_0(x), h_1(x) \dots h_{m-1}(x)]^T,$$

$$p_{(m)}(x) = [p_{0,1}(x), p_{1,1}(x) \dots p_{m-1,1}(x)]^T,$$

şeklinde tanımlanmıştır. Burada “ $T$ ” transpoz ve  $m = 2^j$ .

### 3.3. Çözüm Yöntemi

Eş. 2.7 modelini ele alalım.  $\theta'(0) = \theta(0) = i(0) = 0$  başlangıç koşulları ile birlikte,

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i h_i(t) = \alpha_{(m)}^T h_{(m)}(t), \quad (3.8)$$

$$\frac{di}{dt} = \sum_{i=0}^{m-1} b_i h_i(t) = b_{(m)}^T h_{(m)}(t), \quad (3.9)$$

olsun. O zaman

$$\frac{d\theta}{dt} = \alpha_{(m)}^T P_{(m)} h_{(m)}(t), \quad (3.10)$$

$$i(t) = b_{(m)}^T P_{(m)} h_{(m)}(t), \quad (3.11)$$

yazabiliriz. Eğer Eş. 3.8– Eş. 3.11 denklemleri model Eş. 2.7’de yerine yazılırsa,

$$\begin{cases} \alpha_{(m)}^T h_{(m)}(t) + \frac{B}{J} \alpha_{(m)}^T P_{(m)} h_{(m)}(t) - \frac{K_T}{J} b_{(m)}^T P_{(m)} h_{(m)}(t) = 0 \\ b_{(m)}^T h_{(m)}(t) + \frac{R}{L} b_{(m)}^T P_{(m)} h_{(m)}(t) - \frac{K_B}{L} \alpha_{(m)}^T P_{(m)} h_{(m)}(t) = \frac{1}{L} u \end{cases} \quad (3.12)$$

elde ederiz. Eğer Eş. 3.12 sisteminde  $t = t_l$  sıralama noktalarını kullanırsak

$$\begin{cases} \alpha_{(m)}^T H_{(m)} + \frac{B}{J} \alpha_{(m)}^T P_{(m)} H_{(m)} - \frac{K_T}{J} b_{(m)}^T P_{(m)} H_{(m)} = 0 \\ b_{(m)}^T H_{(m)} + \frac{R}{L} b_{(m)}^T P_{(m)} H_{(m)} - \frac{K_B}{L} \alpha_{(m)}^T P_{(m)} H_{(m)} = \frac{1}{L} u \end{cases} \quad (3.13)$$

elde edilir. Bu sistemi matris formunda tekrar yazarsak:

$$Ac = B, \quad (3.14)$$

cebirsel denklemini elde ederiz. Eş. 3.14’te A matrisi

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix}$$

ve

$$A_{11} = (H_{(m)} - P_{(m)} H_{(m)})^T; \quad A_{12} = -(P_{(m)} H_{(m)})^T$$

$$A_{21} = (P_{(m)} H_{(m)})^T; \quad A_{22} = (H_{(m)} - P_{(m)} H_{(m)})^T$$

$$c = (a_0, a_1, \dots, a_{m-1}, b_0, b_0, \dots, b_{m-1})^T$$

$$B = (f_1(r(t_1)), f_1(r(t_2)), \dots, f_1(r(t_m)), f_2(r(t_1)), f_2(r(t_2)), \dots, f_2(r(t_m)))^T$$

olarak alınmaktadır. Eş. 3.14 matris sisteminin çözümüne göre, bilinmeyen Haar katsayılarını hesaplayabiliriz. Böylelikle, denklem Eş. 3.10’dan,  $\theta'(t)$  çıkış fonksiyonu elde edilir.

## 4. OTOMATİK KONTROL

Otomatik kontrol rahat bir hayat yaşamamız için kullandığımız bir yöntemdir. Fabrikalarda basınç, sıcaklık vb. kontrolünde, uzay araçlarında, otomobillerde ve daha birçok endüstriyel alanda kullanılmaktadır (Golnaraghi ve diğerleri, 2010). Otomatik kontrol alanındaki ilk önemli çalışmayı on sekizinci asırda buharlı motorun hızını kontrol etmek için James Watt yapmıştır. Otomatik kontrolün ilk evrelerindeki çalışmalar Minorsky, Hazen ve Nyquist tarafından yapılmıştır. Minorsky 1922'de, gemileri yönlendirmek için otomatik kontrolörler üzerinde çalıştı ve sistemi tanımlayan diferansiyel denklemlerin kararlılığının göstermiştir. Nyquist 1932'de, kapalı devre sistemlerin kararlılığı ile çalışmalar yapmıştır. Hazen ise 1934 yılında servomotor ile konum kontrolü üzerine çalışmalar yapmıştır (Ogata, 2010). 1940 ve 1950'li yıllarda kullanılmaya başlanan PID kontrol hala günümüzde kullanılmaktadır. Otomatik kontrol temelde kontrol edilmek istenen sistemin otomatik olarak istenen ayara gelmesi için kullanılır.

### 4.1. Kontrol Sistemi ile İlgili Tanımlar

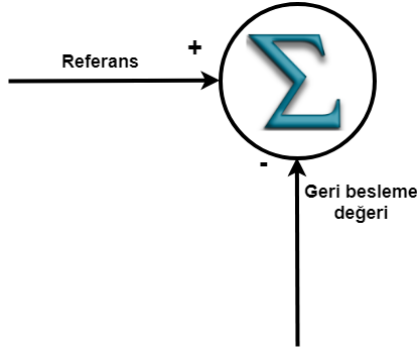
Giriş: Kontrol edilmek istenen sisteme uygulanan değerdir.

Çıkış: Kontrol edilmek istenen sistemden ölçülen değerdir.

Referans: Kontrol edilmek istenen sistemin çıkışından istenen değerdir.

Sistem: Giriş ve çıkışı olan, belirli bir amaç için bir araya gelen ve uyum içinde çalışan bileşenler topluluğudur.

Hata: Referans değeri ile sistemin çıkış değeri arasındaki farktır. Şekil 4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Hata fonksiyonu.

Bozucu: Sistemi olumsuz etkileyen iç veya dış etkenlere denir.

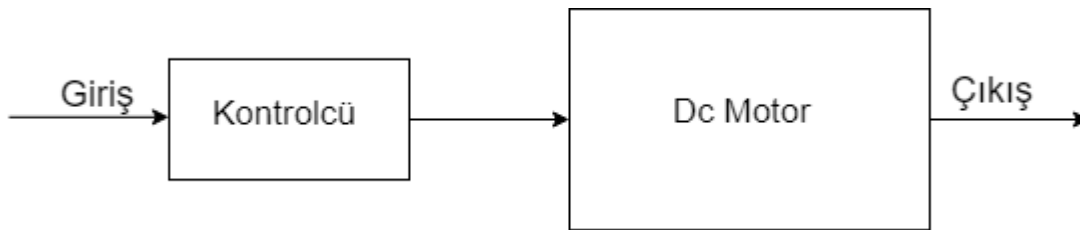
## 4.2. Kontrol Sistemi Türleri

Kontrol sistemleri açık döngü ve kapalı döngü kontrol sistemleri olarak ikiye ayrılmaktadır.

### 4.2.1. Açık döngü kontrol sistemi

Sistemin çıkışının sistem girişine herhangi bir etkide bulunmadığı kontrol sistemidir. Sistemin girişi ile çıkışı karşılaştırılmaz. Sistem dışarıdan gelecek olumsuz etkilerden kolay etkilenmektedir. Bozuculara karşı hiçbir tepki veremez. Düzgün çalışması için kontrol edilecek sistem iyi tanınmalıdır. Genelde basit ve ucuz sistemler için kullanılır, bunlara örnek olarak elektrikli mutfak aletleri, çamaşır makinaları ve zamana göre çalışan trafik lambaları verilebilir (Bolton, 2015).

Şekil 4.2’de açık döngü kontrol sistemini blok diyagramı verilmiştir. Bu tezde DC motor kullanıldığı için bundan sonraki tüm kontrolcü diyagramlarında kontrol edilecek cihaz olarak DC gösterilecektir.

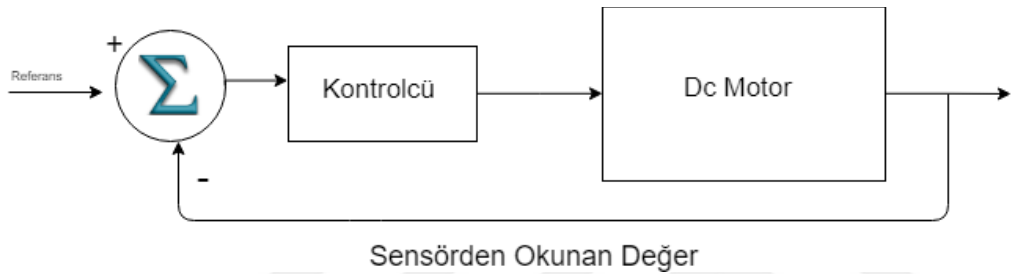


Şekil 4.2. Açık döngü kontrol sistemi blok diyagramı.



#### 4.2.2. Kapalı döngü kontrol sistemleri

Çıkış ile referans değeri arasında bir ilişki olan kontrol sistemidir. Geri beslemeli kontrol sistemi de denir. Sistem referans değerine göre kendisini otomatik olarak ayarlar. Bozuculara karşı duyarsızdır ve etkilenmezler. Dışarıdan bir etki geldiğinde kontrol edilmek istenen sistemi referans değere göre ayarlarlar. Bunlara en iyi örnek bir odanın sıcaklığını belirli bir seviyede tutan ısıtıcılar olarak verilebilir (Ogata, 2010). PID kontrolcüsü kapalı devre kontrol sistemlerine dahildir. Şekil 4.3'te kapalı döngü kontrol sisteminin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.3. Kapalı döngü kontrol sistemi blok diyagramı.

#### 4.3. Kullanılan Kontrolcü

Bu tezde PID kontrolcü kullanılmıştır. PID kontrolcüyü kullanmadan önce oransal (P) oransal-integral (PI), oransal-türev (PD), oransal-integral-türev (PID) kontrolcüleri incelenecektir.

##### 4.3.1. Kontrol yöntemleri

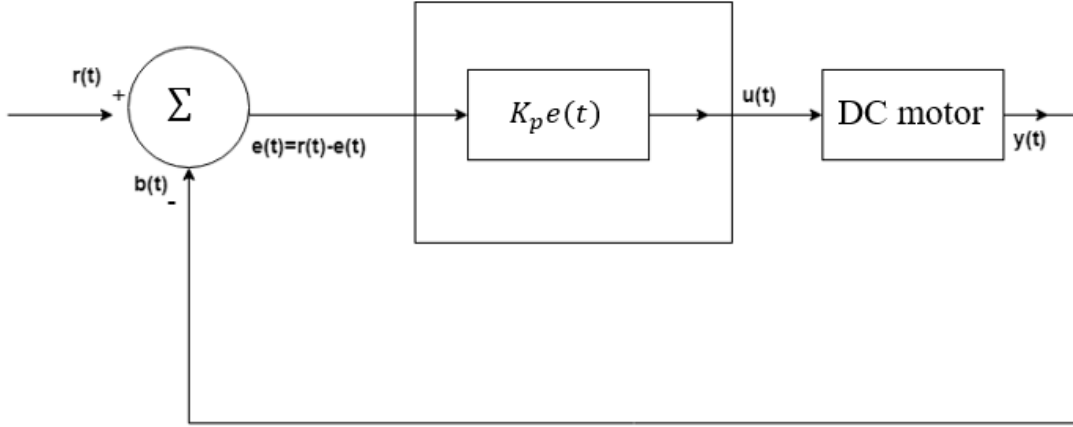
Oransal Yöntem (P): Hatayla orantılı bir çıkış verir. Hata büyüdükçe düzeltme çıkışı da büyür. Hata azaldıkça düzeltme oranı da azalır.

Integral Yöntem (I): Hatanın integralini alarak işlem yapar. Hata sabit kalsa da artan bir düzeltme sağlar. Geçmişteki hataları toplayarak işlem yapar. Hata olduğu sürece artmaya devam eder.

Türev Yöntem (D): Hatanın değişimiyle orantılı olarak tepki verir. Hata ani ve büyükse büyük bir düzeltme sağlar eğer hata küçükse küçük bir düzeltmeyle tepki verir.

### 4.3.2. Oransal (P) kontrol

Kontrolcü çıkışının hatayla orantılı olduğu kontrolcü çeşididir. Bir sabit olan  $K_p$  ile hata değeri çarpılıp kontrolcü çıkışı olarak verilir.



Şekil 4.4. Oransal (P) kontrolcü blok diyagramı.

Şekil 4.4'teki P kontrolcü diyagramına göre,  $r(t)$  referans girişi ve  $b(t)$  motordan alınan geri bildirim değeridir.

$$e(t) = r(t) - b(t) \quad (4.1)$$

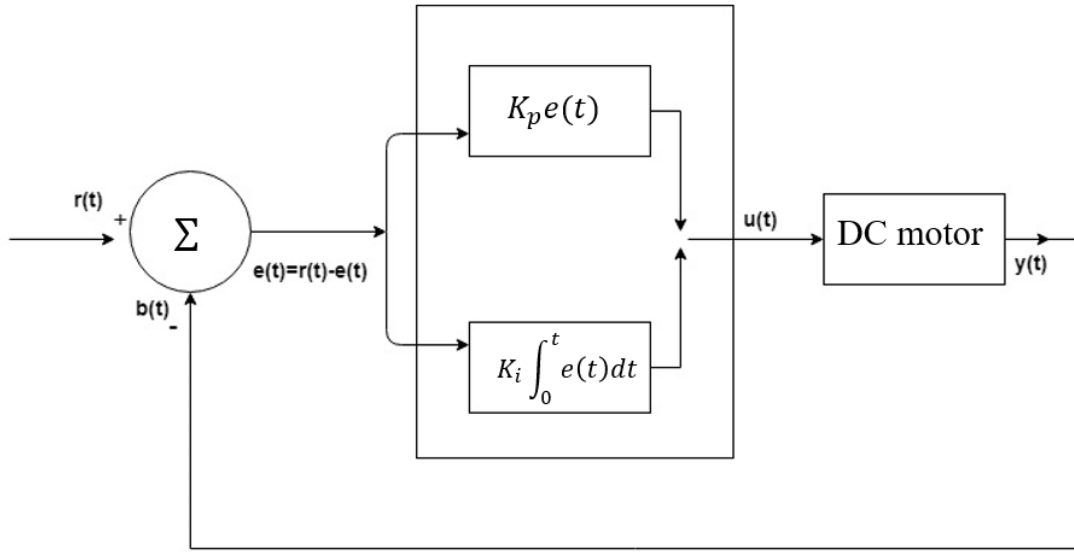
Eş. 4.1'de  $e(t)$  fonksiyonu verilmiştir. Buradan hareketle Eş. 4.2'de kontrolcü çıkışı olan  $u(t)$  verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) \quad (4.2)$$

P kontrolcüsü hata ne kadar büyükse o kadar büyük düzeltme yapar ve hata ne kadar küçükse o kadar küçük düzeltme yapar. Hata küçüldükçe az düzeltme yapacağı için istenen referans değerine tam olarak ulaşamayabilir, buna kalıcı durum hatası denir. İstenen referans değerine ulaşması için  $K_p$  sabiti büyütülebilir ama o zaman da kontrol edilen cihaz çıkışı olan  $y(t)$  çok salınım yapar ve dengesiz çalışmış olur.

### 4.3.3. Oransal-İntegral (PI) kontrol

Kalıcı durum hatasının giderilemediği yerlerde kullanılır. P kontrol her ne kadar sistemi tek başına kontrol edip yeterli tepkiler verebilse de kalıcı durum hatasını gideremez çünkü. Kalıcı durum hatalarını ortadan kaldırmak için P kontrol ile birlikte integral (I) kontrol kullanılır ve oransal-integral (PI) kontrolcü olarak adlandırılır.



Şekil 4.5. Oransal-integral (PI) kontrolcü blok diyagramı.

Şekil 4.5'teki PI kontrolcü blok diyagramında gösterildiği gibi kontrolcü çıkışı hatanın  $K_p$  oransal sabiti ile çarpımının, hatanın  $K_i$  integral sabiti ile çarpımının integrali ile toplanmasıdır.

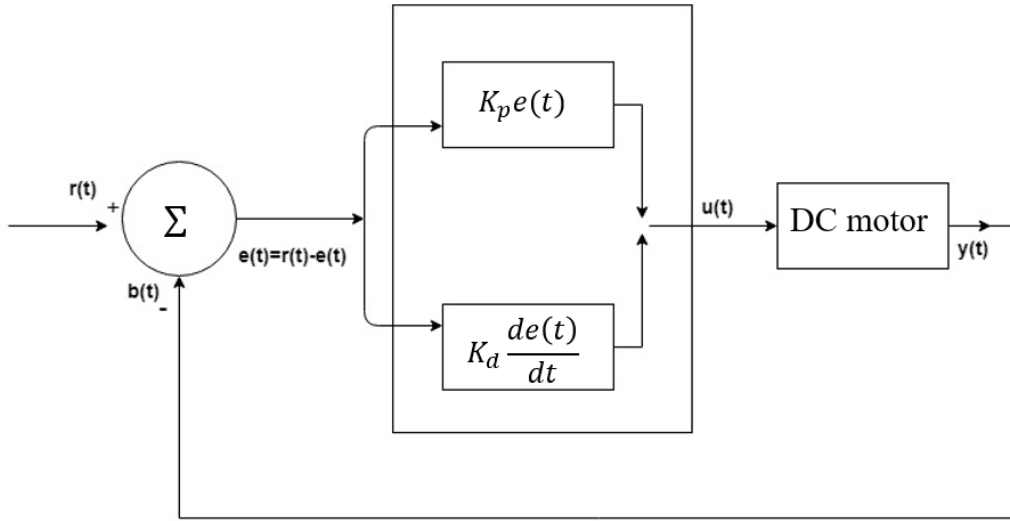
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (4.3)$$

Eş. 4.3'te PI kontrolcünün çıkış fonksiyonu verilmiştir.

PI kontrolcü geçmişteki hata değerlerini toplar ve hata sıfırlansa dahi bir değer döndürür. Geçmişteki hataları topladığı için hantaldır ve ani değişikliklere geç cevap verir. Bu nedenle kalıcı durum hatası olmayan sistemlerde P kontrolcü tek başına yeterli geliyorsa PI kontrolcünün kullanılmasına gerek yoktur.

#### 4.3.4. Oransal-Türev (PD) kontrol

Oransal-Türev kontrol hatanın ani olarak değiştiği sistemlerde çabuk tepki verilebilmesi için kullanılır. Kalıcı durum hatasına karşı etkili değildir hatanın ani değişim değerine göre tepki verir. P kontrolcü ile beraber türev (D) kontrolcünün kullanılmasından oluşur ve oransal-türev (PD) kontrolcü olarak adlandırılır.



Şekil 4.6. Oransal-türev (PD) kontrolcü blok diyagramı.

Şekil 4.6'daki PD kontrol blok diyagramında gösterildiği gibi kontrolcü çıkışı hatanın  $K_p$  oransal sabiti ile çarpımının, hatanın  $K_d$  türev sabiti ile çarpımının türevi ile toplanmasıdır.

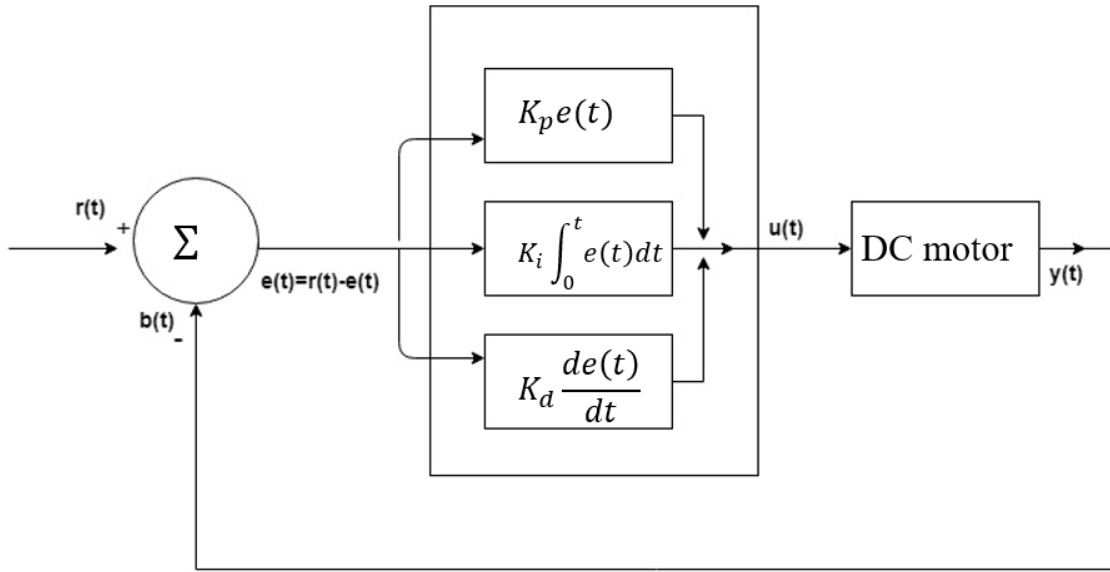
$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.4)$$

Eş. 4.4'te PD kontrolcünün çıkış fonksiyonu verilmiştir.

PD kontrolcü sistemdeki ani hata değişimlerinde hemen tepki gösterdiği için bazen sistemdeki parazitleri çoğaltabilmektedir bu da PD kontrolcünün dezavantajlarından biridir.

### 4.3.5. Oransal-İntegral-Türev (PID) kontrol

P, PI, PD kontrolcülerinin tek başına yeterli gelmediği durumlarda kullanılır (Yüksel, 2018). P, I ve D kontrolcülerinin beraber kullanılmasından oluşur. Bir sistemde hem kalıcı durum hatası istenmiyor hem de ani oluşabilecek hatalara çabuk tepki verebilmesi isteniyorsa PID kontrolcü kullanılır ve kararlı bir sistem ortaya çıkmış olur.



Şekil 4.7. Oransal-İntegral-Türev (PID) kontrolcü blok diyagramı.

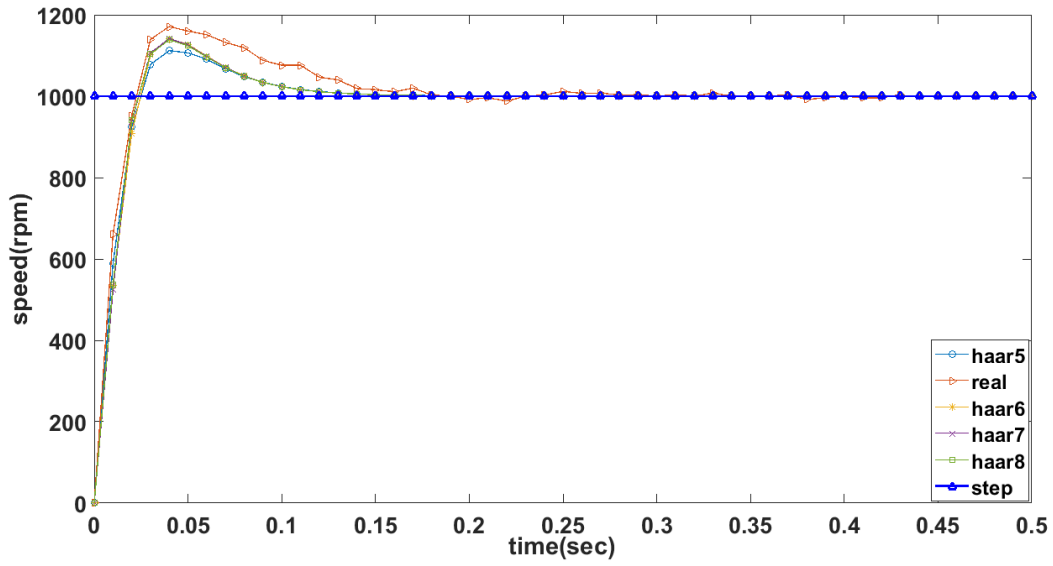
Hata ayrı ayrı olarak  $K_p$  oransal sabiti ile çarpılır,  $K_i$  integral sabiti ile çarpılıp integrali alınır,  $K_d$  türev sabiti ile çarpılıp türevi alınır ve bunlar toplanır, bu işlemlerin sonucunda PID kontrolcü çıkış elde edilmiş olur. PID kontrolcünün blok diyagramı Şekil 4.7’de verilmiştir

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.5)$$

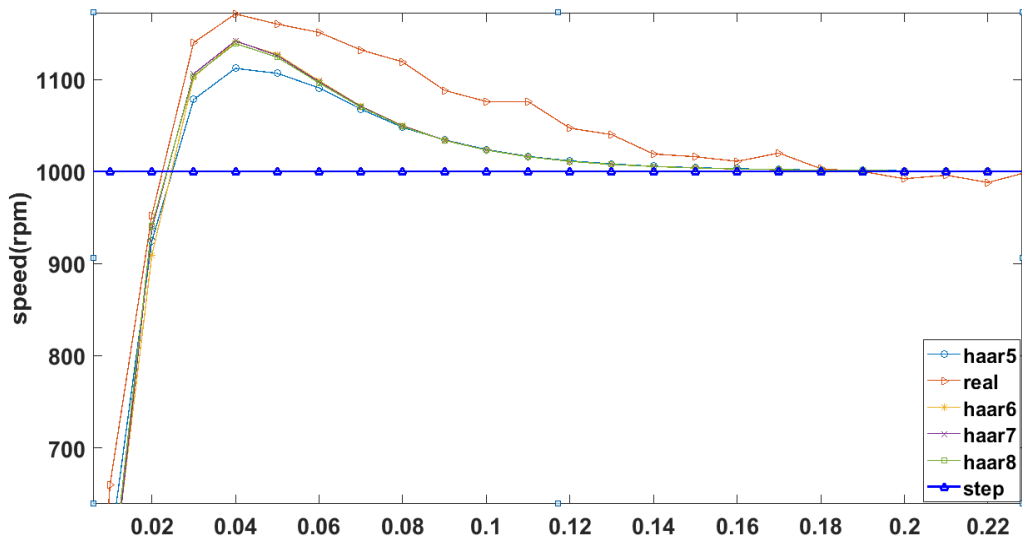
Eş. 4.5’te PID kontrolcünün çıkış fonksiyonu verilmiştir.

## 5. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

Haar dalgacık sıralama yöntemi DC motorun çıkış fonksiyonunu  $d\theta/dt$  hesaplamak için kullanılmıştır. Çıkış fonksiyonu elde edilen DC motorun gerçek zamanlı hız kontrolünü yapmak için PID kontrol yöntemi tasarlanmıştır. Kullanılan PID parametreleri şu şekildedir:  $K_p = 0.035$   $K_i = 2$   $K_d = 0.0001$ . Karşılaştırma yapabilmek için motorun hız değeri Arduino kullanılarak rpm'e çevrilmiştir.

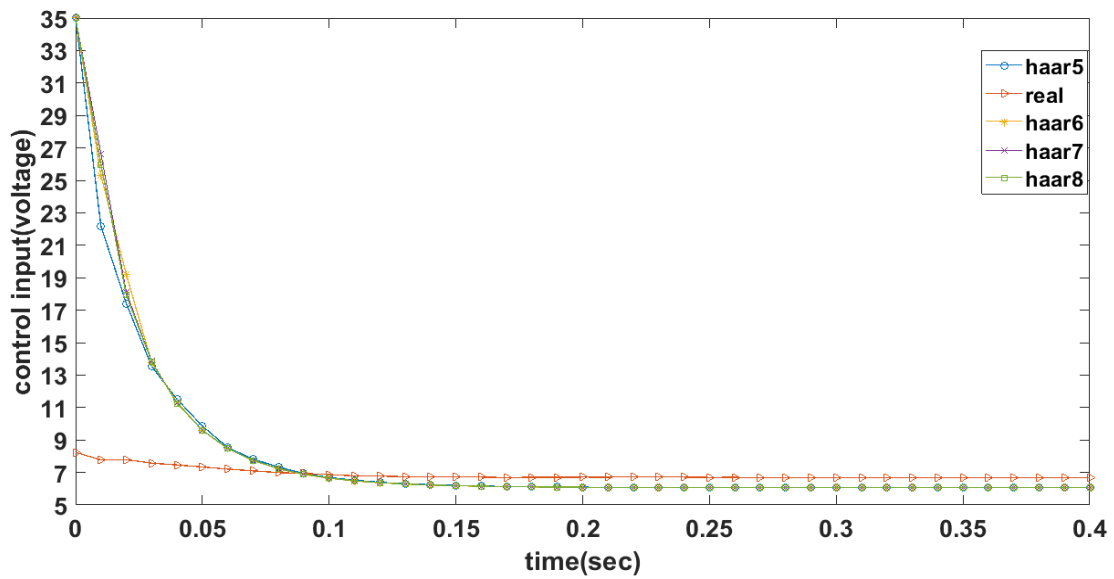


Şekil 5.1. Kontrolcü sonuçları



Şekil 5.2. Kontrolcü sonuçları yakınlaştırılmış hali

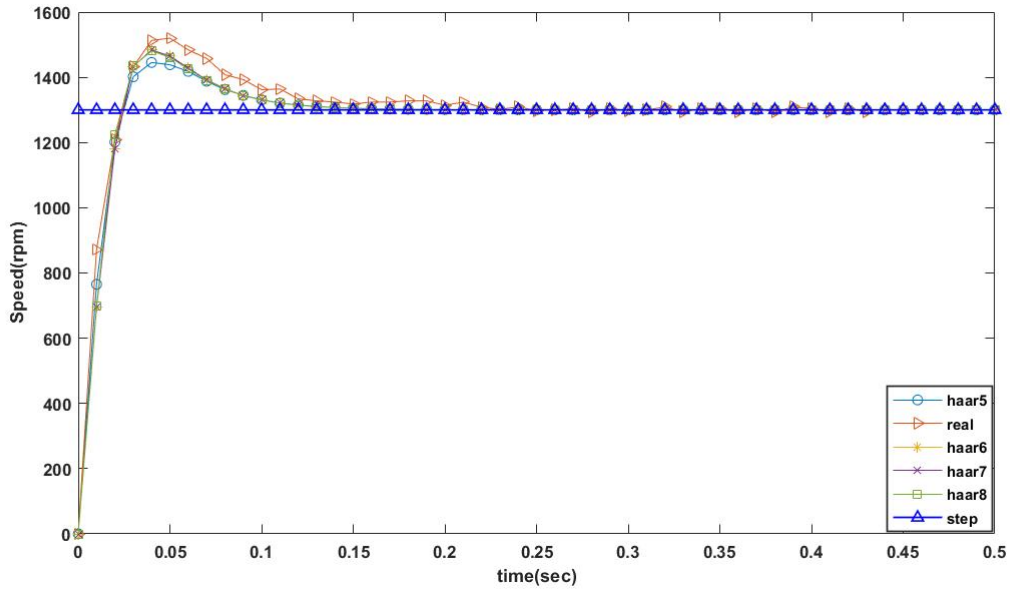
Şekil 5.1’de verilen deneysel sonuçlar tasarlanan kontrolcünün 1000 rpm referans değeri altındaki hız çıkış değerleridir. Daha net gözlem yapabilmek adına Şekil 5.1’in yakınlştırılmış hali olan Şekil 5.2’de verilmiştir. Bunun yanı sıra iterasyon değerleri  $n = 6,7,8$  olduğu durumlar, iterasyon değerinin  $n = 5$  olduğu duruma göre daha iyi performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Görüldüğü üzere  $n = 5$  olduğu durumda kontrolcü istenilen referans değeri olan 1000 rpm’e ulaşamamıştır. Fakat Şekil 5.2’de görüldüğü üzere  $n = 5$ ’in aksine  $n = 6,7,8$  olduğu durumlarda tasarlanan kontrolcü referans değerine ulaşmıştır. Bu durum göstermektedir ki  $n$  iterasyon değerinin artması sistem performansını artırmaktadır.



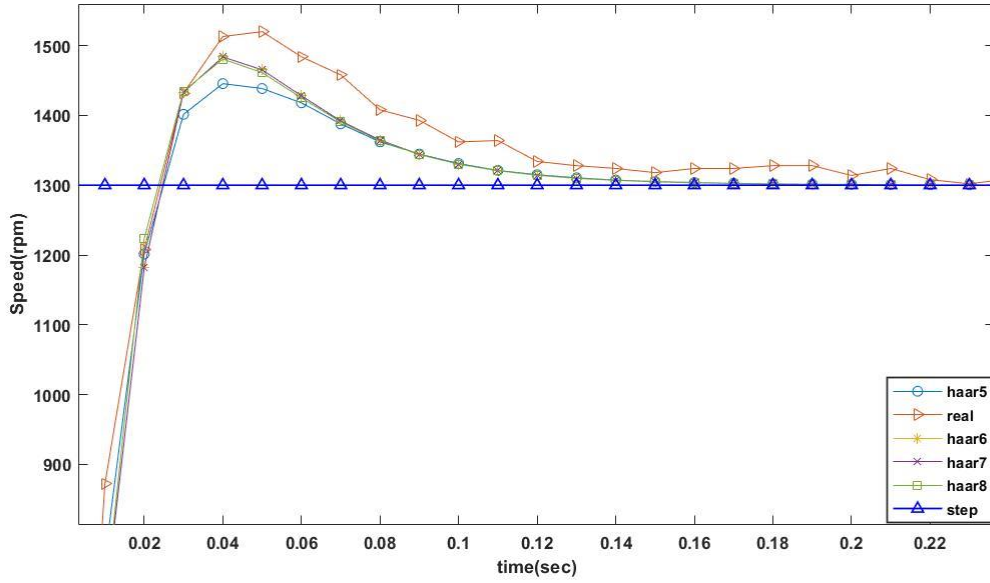
Şekil 5.3. Kontrol giriş grafiği.

Kontrol giriş grafiği Şekil 5.3’te verilmiştir. Gerçek zamanlı sistem üzerine uygulanan kontrolcü ile Haar dalgacık sıralama yöntemi kullanılarak tasarlanan kontrolcü çok benzer davranış göstermektedir. Sonuç olarak, Haar kullanılarak elde edilen çıkış fonksiyonu üzerine tasarlanan kontrolcü başarılı bir performans sergilemiştir.

Çalışmanın doğruluğunu test etmek amacıyla farklı referans değerleri için deneysel çalışmalar yapılmıştır. Şekil 5.4, Şekil 5.5 ve Şekil 5.6’da 1300 rpm referans değerindeki sonuçlar görülmektedir. Bu sonuçlar göstermektedir ki tasarlanan sistem farklı referans değerleri altında da başarılı bir performans sergilemiştir.

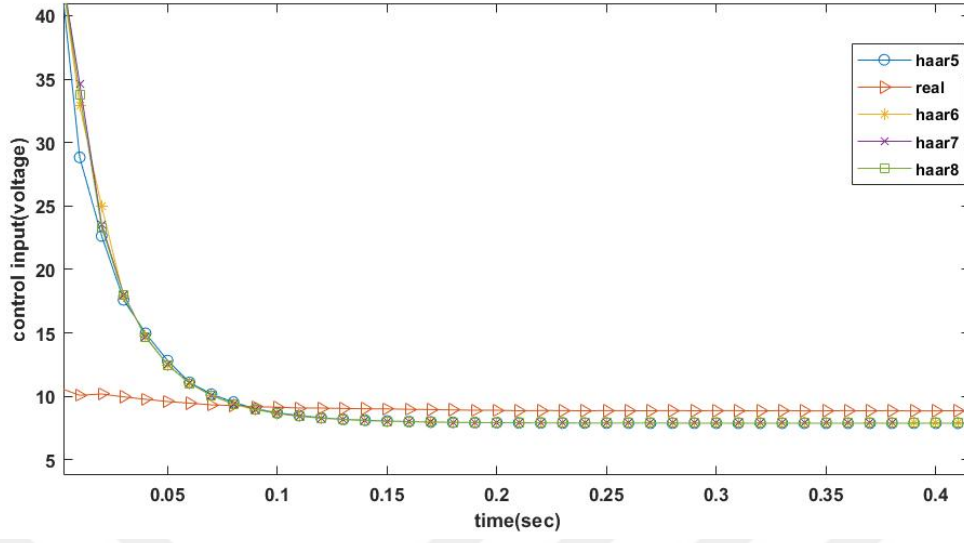


Şekil 5.4. 1300 rpm kontrolcü sonuçları



Şekil 5.5. 1300 rpm kontrolcü sonuçları yakınlaştırılmış hali





Şekil 5.6. 1300 rpm kontrol giriş grafiği.

## 6. SONUÇLAR

Son zamanlarda DC motorlar endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu nedenle, DC motorların konum ve hız kontrollerini yapmak yüksek doğruluk gerektirmektedir. Bu çalışmada çıkış fonksiyonunu  $d\theta/dt$  hesaplamak için Haar dalgacık sıralama yöntemi kullanılmıştır. DC motorun hız kontrolünü yapmak için, PID kontrol yöntemi tasarlanmıştır. Deneysel sonuçlar, sistemin uygun izleme performansı gösterdiğini kanıtlamak için kullanılmıştır. Ayrıca, Haar dalgacık sıralama yönteminin geçerliliğini ve etkinliğini gösterebilmek için, farklı iterasyon değerleri için sistemin yaklaşık çözümleri sunulmuştur. Elde edilen sonuçlar kullanılan yöntemin etkinlik ve doğruluğunu göstermiştir.



## KAYNAKLAR

- Anatolii, S., Naung, Y., Oo, H. L., Khaing, Z. M. ve Ye, K. Z. (2017). The comparative analysis of modelling of simscape physical plant system design and armature-controlled system design of DC motor. *2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)* içinde (ss. 998–1002). IEEE. doi:10.1109/EIConRus.2017.7910725
- Bal, G. (2016). *Elektrik Makinaları 1 - Doğru Akım ve Sürücüleri Transformatörler - 2 Kitap Bir Arada*, . Seçkin Yayıncılık.
- Bitar, Z., Al Jabi, S. ve Khamis, I. (2014). Modeling and simulation of series DC motors in electric car. *Energy Procedia*, 50, 460–470. doi:10.1016/j.egypro.2014.06.056
- Bolton, W. (William). (2015). *Mechatronics : electronic control systems in mechanical and electrical engineering*.
- Buzi, E. ve Marango, P. (2013). A comparison of conventional and nonconventional methods of DC motor speed control. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, 15(PART 1), 50–53. doi:10.3182/20130606-3-XK-4037.00054
- Choi, H. L. ve Lim, J. T. (2008). *On robust position control of DC motors by  $\epsilon$ -PID controller and its application to humanoid robot arms*. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)* (C. 17). IFAC. doi:10.3182/20080706-5-KR-1001.1574
- Golnaraghi, M. F., Kuo, B. C. ve Golnaraghi, M. F. (2010). *Automatic control systems*. Wiley.
- Gowthaman, E., Vinodhini, V., Hussain, M. Y., Dhinakaran, S. K. ve Sabarinathan, T. (2017). Speed Control of Permanent Magnet Brushless DC Motor Using Hybrid Fuzzy Proportional plus Integral plus Derivative Controller. *Energy Procedia*, 117, 1101–1108. doi:10.1016/j.egypro.2017.05.234
- Guru, B. S. ve Hızıroğlu, H. R. (2001). *Electric machinery and transformers*. Oxford University Press.
- Hekimoglu, B. (2019). Optimal Tuning of Fractional Order PID Controller for DC Motor Speed Control via Chaotic Atom Search Optimization Algorithm. *IEEE Access*, 7(c), 38100–38114. doi:10.1109/ACCESS.2019.2905961
- Hsu, C. F. ve Lee, B. K. (2011). FPGA-based adaptive PID control of a DC motor driver via sliding-mode approach. *Expert Systems with Applications*, 38(9), 11866–11872. doi:10.1016/j.eswa.2011.02.185
- Ibrahim, H. E. A., Hassan, F. N. ve Shomer, A. O. (2014). Optimal PID control of a brushless DC motor using PSO and BF techniques. *Ain Shams Engineering Journal*, 5(2), 391–398. doi:10.1016/j.asej.2013.09.013
- Khubalkar, S. W., Junghare, A. S., Aware, M. V., Chopade, A. S. ve Das, S. (2018).

- Demonstrative fractional order – PID controller based DC motor drive on digital platform. *ISA Transactions*, 82, 79–93. doi:10.1016/j.isatra.2017.08.019
- Lepik, Ü. (2006). Haar wavelet method for nonlinear integro-differential equations. *Applied Mathematics and Computation*, 176(1), 324–333. doi:10.1016/J.AMC.2005.09.021
- Monfared, M., Madadi Kojabadi, H. ve Rastegar, H. (2008). Static and dynamic wind turbine simulator using a converter controlled dc motor. *Renewable Energy*, 33(5), 906–913. doi:10.1016/j.renene.2007.06.007
- Mujeeb ur Rehman ve Rahmat Ali Khan. (2012). A numerical method for solving boundary value problems for fractional differential equations. *Applied Mathematical Modelling*, 36(3), 894–907. doi:10.1016/J.APM.2011.07.045
- Ogata, K. (2010). *Modern control engineering*. Prentice-Hall.
- Peng, J. ve Dubay, R. (2011). Identification and adaptive neural network control of a DC motor system with dead-zone characteristics. *ISA Transactions*, 50(4), 588–598. doi:10.1016/j.isatra.2011.06.005
- Polo, M. P., Albertos, P. ve Galiano, J. Á. B. (2008). Tuning of a PID controlled gyro by using the bifurcation theory. *Systems and Control Letters*, 57(1), 10–17. doi:10.1016/j.sysconle.2007.06.007
- Pololu. (y.y.). Pololu - 4.4:1 Metal Gearmotor 25Dx60L mm HP 12V with 48 CPR Encoder (No End Cap). 11 Mayıs 2019 tarihinde <https://www.pololu.com/product/3213> adresinden erişildi.
- Premkumar, K. ve Manikandan, B. V. (2015). Speed control of Brushless DC motor using bat algorithm optimized Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System. *Applied Soft Computing Journal*, 32, 403–419. doi:10.1016/j.asoc.2015.04.014
- Puangdownreong, D., Nawikavatan, A. ve Thammarat, C. (2016). Optimal Design of I-PD Controller for DC Motor Speed Control System by Cuckoo Search. *Procedia Computer Science*, 86(March), 83–86. doi:10.1016/j.procs.2016.05.021
- Rehman, M. ur ve Khan, R. A. (2013). Numerical solutions to initial and boundary value problems for linear fractional partial differential equations. *Applied Mathematical Modelling*, 37(7), 5233–5244. doi:10.1016/J.APM.2012.10.045
- Ren, T. J., Chen, T. C. ve Chen, C. J. (2008). Motion control for a two-wheeled vehicle using a self-tuning PID controller. *Control Engineering Practice*, 16(3), 365–375. doi:10.1016/j.conengprac.2007.05.007
- Sankardoss, V. ve Geethanjali, P. (2017). Parameter estimation and speed control of a PMDC motor used in wheelchair. *Energy Procedia*, 117, 345–352. doi:10.1016/j.egypro.2017.05.142
- Shiralashetti, S. C., Deshi, A. B. ve Mutalik Desai, P. B. (2016). Haar wavelet collocation method for the numerical solution of singular initial value problems. *Ain Shams Engineering Journal*, 7(2), 663–670. doi:10.1016/J.ASEJ.2015.06.006

- Tokhi, M. O., Al-Miskiry, M. ve Brisland, M. (2000). Real-Time Control of an Air Motor Incorporating a Pneumatic H-bridge. *IFAC Proceedings Volumes*, 33(6), 99–104. doi:10.1016/S1474-6670(17)35454-X
- Varshney, A., Gupta, D. ve Dwivedi, B. (2017). Speed response of brushless DC motor using fuzzy PID controller under varying load condition. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 4(2), 310–321. doi:10.1016/j.jesit.2016.12.014
- Viola, J., Angel, L. ve Sebastian, J. M. (2017). Design and robust performance evaluation of a fractional order PID controller applied to a DC motor. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 4(2), 304–314. doi:10.1109/JAS.2017.7510535
- wikimedia. (2019a). File:MT61 DC motor stator and brush.JPG - Wikimedia Commons. 8 Mayıs 2019 tarihinde [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:MT61\\_DC\\_motor\\_stator\\_and\\_brush.JPG](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:MT61_DC_motor_stator_and_brush.JPG) adresinden erişildi.
- wikimedia. (2019b). File:Brushed dc motor assembly.jpg - Wikimedia Commons. 6 Mayıs 2019 tarihinde [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Brushed\\_dc\\_motor\\_assembly.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Brushed_dc_motor_assembly.jpg) adresinden erişildi.
- Yan, W., Wang, D., Jia, P. ve Li, W. (2012). The PWM speed regulation of DC motor based on intelligent control. *Systems Engineering Procedia*, 3(2011), 259–267. doi:10.1016/j.sepro.2011.11.028
- Yüksel, İ. (2018). *Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri*. Dora Yayıncılık.
- Yurkevich, V. D. ve Stepanov, N. A. (2014). PWM speed control of DC motor based on singular perturbation technique. *2014 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)* içinde (C. 2015-Janua, ss. 434–440). IEEE. doi:10.1109/ICUMT.2014.7002140
- Zaki, A. M., El-Bardini, M., Soliman, F. A. S. ve Sharaf, M. M. (2018). Embedded two level direct adaptive fuzzy controller for DC motor speed control. *Ain Shams Engineering Journal*, 9(1), 65–75. doi:10.1016/j.asej.2015.10.003

## ÖZGEÇMİŞ

### Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ARSLAN, Eren  
 Uyuğu : T.C.  
 Doğum tarihi ve yeri : 02.09.1991, Ankara  
 Medeni hali : Bekar  
 Telefon : 0 (507) 727 07 48  
 E-mail : erenarslan.mfbe16@iste.edu.tr

### Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek lisans	İskenderun Teknik Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	Devam ediyor
Lisans	İskenderun Teknik Üniversitesi / Bilgisayar Mühendisliği	2015
Lise	İbni Sina Lisesi	2009

### Yabancı Dil

İngilizce

### Yayımlar

ARSLAN e., ALKAN S., (2019). PID Speed Controller And Obtaining The Output Function by Using Haar Wavelet Collocation Method For The Dc Motor, *Modelling & Application & Theory International Refereed Mathematical Journal* (Basımda).

### Hobiler

Sinema, Teknoloji, Programlama

## DİZİN

---

### A

Açık Döngü Kontrol Sistemi · vii, 20  
akım · xi, 1, 6, 9  
Arduino · 26  
armatür · 6, 7, 9, 10

---

### B

Bozucu · 20

---

### Ç

*Çıkış* · 5, 19, 21, 26

---

### D

dalgacık · iv, xi, 4, 5, 13, 26, 28, 31  
DC motor · iv, v, ix, x, xi, 1, 2, 4, 6, 9, 10, 12, 20, 32, 33,  
34, 35

---

### F

Fırça · vii, x, 7, 8

---

### G

*Giriş* · 19

---

### H

Haar · iv, v, vii, x, xi, 4, 5, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 26, 28,  
31, 33, 34  
Haar dalgacık sıralama yöntemi · iv, xi, 4, 5, 26, 28, 31  
*Hata* · x, 19, 20, 21, 22, 25  
hız · iv, 1, 2, 3, 4, 5, 11, 26, 27, 31

---

### İ

iterasyon · iv, 27, 31

---

### K

Kapalı Döngü Kontrol Sistemleri · vii, 21  
Komütatör · vii, 7

---

### M

manyetik alan · 1, 6, 9  
matris · 11, 16, 18  
model · v, 9, 11, 17  
moment · 10

---

### O

Otomatik kontrol · 1, 19

---

### P

P · viii, x, xi, 1, 21, 22, 23, 24, 25, 32, 33, 34  
PD · viii, x, xi, 3, 21, 24, 25, 33  
PI · viii, x, xi, 1, 3, 21, 23, 25  
PID · iv, v, viii, x, xi, 1, 2, 3, 4, 5, 19, 21, 25, 26, 31, 32,  
33, 34  
PWM · 2, 3, 11, 34, 35

---

### R

Referans · 19

---

### S

Sıralama · 15  
Sistem · 19, 20, 21, 35  
stator · 6, 34

---

V

voltaj · 11







**TEKNOVERSİTE**



teknoversite **AYRICALIĞINDASINIZ**

**İSTE**

