



T.C.

**BATMAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**LabVIEW ORTAMINDA GERÇEK ZAMANLI
PID KONTROLLÜ DA MOTOR HIZ
REGÜLASYONU
Cihan ERSALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Kasım-2019
BATMAN
Her Hakkı Saklıdır**

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.



Cihan ERSALI

08.11.2019

TEZ KABUL VE ONAYI

Cihan ERSALI tarafından hazırlanan “LabVIEW Ortamında Gerçek Zamanlı PID Kontrollü DA Motor Hız Regülasyonu” adlı tez çalışması 08/11/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Batman Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan

Dr. Öğr. Üyesi Yılmaz KAYA

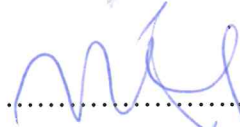
Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Baran HEKİMOĞLU

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Serdar EKİNCİ

İmza


.....

.....

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Şahnaz TİĞREK
FBE Müdürü



ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

LabVIEW ORTAMINDA GERÇEK ZAMANLI PID KONTROLLÜ DA MOTOR HIZ REGÜLASYONU

Cihan ERSALİ

**Batman Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Baran HEKİMOĞLU

2019, 67 Sayfa

Jüri

**Dr. Öğr. Üyesi Yılmaz KAYA
Dr. Öğr. Üyesi Baran HEKİMOĞLU
Dr. Öğr. Üyesi Serdar EKİNCİ**

Bu çalışmada PID kontrol ve basit bir düzenek kullanılarak bir doğru akım (DA) motorun hız kontrolü, gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. LabVIEW yazılımı kullanılarak sistemi gerçek zamanlı olarak çalıştıran ayrı bir PID kontrol sistemi oluşturulmuştur. Sistemin donanımı, bir veri toplama (DAQ) kartı, enkodere sahip bir DA motor ve bir sürücü devre ünitesinden oluşmaktadır. PID parametreleri başlangıçta Ziegler-Nichols yöntemiyle çalışan LabVIEW PID Autotuning VI uygulaması kullanılarak belirlendi. Sistemin gerçek zamanlı olarak stabil bir şekilde çalışması için, elde edilen kazanç parametreleri manuel bir yaklaşım uygulanarak daha iyi hale getirildi. Önceki çalışmalar incelendiğinde gerçek zamanlı olarak yapılan DA motor hız kontrolü uygulamalarında, deney düzeneklerinin sistemi karmaşık hale getiren elemanlar içeren yapıda olduğu gözlemlendi. Karmaşıklık sorununun üstesinden gelmek için, kullanılan fiziksel elemanların işlevlerini yerine getirebilecek kodları içeren yazılım, LabVIEW programı kullanılarak oluşturuldu. Oluşturulan algoritma, National Instruments'ın DAQ kartı ile iletişime geçmesi için senkronize edildi. Bu DAQ kartı hem gerçek hız bilgisini gerçek zamanlı olarak motora entegre olan enkoderden elde etmek hem de kontrol sinyallerini sürücü devre ünitesine göndermek için kullanıldı. Bu yaklaşımla, sisteme verilen değişken girdilere iyi cevap veren gerçek zamanlı kontrol edilen bir sistem elde edildi. Sonuçlar incelendiğinde, iyi bir basamak cevabı olan, %0.34'lük çok düşük bir yüzdelik üstaşıma, 3.5 s'lik yükselme süresine, 6.1 s'lik oturma süresine sahip ve farklı referans hız değerleri arasında yumuşak geçiş yapan bir sistem oluşturuldu.

Anahtar Kelimeler: Gerçek zamanlı kontrol, PID kontrol, LabVIEW, Veri toplama kartı

ABSTRACT

MS THESIS

REAL TIME PID CONTROLLED SPEED REGULATION OF A DC MOTOR USING LabVIEW ENVIRONMENT

Cihan ERSALI

**THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF
BATMAN UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING**

Advisor: Asst. Prof. Dr. Baran HEKİMOĞLU

2019, 67 Pages

Jury

**Asst. Prof. Dr. Yılmaz KAYA
Asst. Prof. Dr. Baran HEKİMOĞLU
Asst. Prof. Dr. Serdar EKİNCİ**

In this study, a robust real-time PID controlled mechanism was developed to regulate the speed of a DC motor in real-time using a simple setup. A discrete PID control scheme that operates the system in real-time was created using LabVIEW software. A data acquisition (DAQ) card and a driver unit along with a DC motor that has an encoder was used to form the hardware of the system. PID parameters were initially obtained using LabVIEW PID Autotuning VI, which is based on Ziegler-Nichols method. A manual approach was implemented to obtain better gain parameters in order to form a stable real-time operated system. Previous studies indicate that real time control is done by using more complicated setups which include components that make the system complex. To overcome the complexity issue, LabVIEW software was used to eliminate most of the required components and create all necessary functions. The created algorithm was synchronized to communicate a National Instruments' DAQ card and this device was both used to obtain the actual speed in real-time from an attached encoder and to send control signals to the driver unit. A real-time controlled system presenting good response to dynamic inputs was achieved through this approach. The results showed a very good step response, almost no overshoot (0.34 %), very decent rise time (3.5 s) and settling time (6.1 s) along with good transition behavior from one set point to another in real-time.

Keywords: Data acquisition, LabVIEW, PID control, Real-time control

ÖNSÖZ

Çalışma konusunun belirlenmesinde ve çalışmanın hazırlanma sürecinin her aşamasında bilgilerini, tecrübelerini ve değerli zamanlarını esirgemeyerek bana her fırsatta yardımcı olan değerli meslektaşım Dr. Davut İZCİ'ye ve danışman hocam Dr. Öğr. Üyesi Baran HEKİMOĞLU'na teşekkürü bir borç bilirim.

Cihan ERSALI
BATMAN-2019

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR	viii
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	3
2.1 Önceki Çalışmalar.....	3
2.2 PID Kontrol.....	8
2.2.1 PID Kontrol Temel Özellikleri	11
2.2.2 PID Kontrolör Ayarı	12
2.3 DA Motor.....	14
2.3.1 Moment Üretimi	15
2.3.2 Şönt ve Seri Motorlar	17
2.3.3 Kendinden Uyarımlı DA Motorlar	17
2.3.4 Minyatür DA Motorlar.....	19
2.4 LabVIEW	20
2.4.1 Sanal Araçlar (Virtual Instruments-VI)	22
2.4.2 Veri Akışı Programlama	24
2.5 Veri Toplama	25
2.6 Enkoderler.....	27
2.6.1 Temaslı Enkoderler.....	27
2.6.2 Temassız Enkoderler.....	28
2.6.3 Artımlı Enkoderler	31
2.6.4 Mutlak Enkoderler	31
2.6.5 Mutlak Enkoderlerin Avantajları	32
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	34
3.1 Sistem Modellemesi.....	34
3.2 Deney Düzenegi.....	37
4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA	44
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	51
KAYNAKLAR	53
ÖZGEÇMİŞ	56

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

B_m	: Sürtünme Katsayısı
e_a	: Motor Besleme Gerilimi
e_b	: Ters Elektromotor gerilimi
e_{ss}	: Kalıcı Durum Hatası
J_m	: Eylemsizlik Momenti
I_f	: Stator Sargılarında Oluşan Akım
i_a	: Motor Armatür Akımı
K_{cr}	: Kritik Oransal Kazanç Değeri
K_d	: Türevsel Kazanç
K_e	: Gerilim Sabiti
K_i	: İntegral Kazancı
K_p	: Oransal Kazanç
K_T	: Moment Sabiti
L_a	: Rotor Sargıları Endüktansı
PO	: Yüzdelik Üstaşım (Percentage Overshoot)
P_{cr}	: Kritik Periyot (Kritik oransal kazanç değerinde oluşan periyot)
R_a	: Motor Armatür Direnci
R_f	: Stator Sargı Direnci
T	: Moment
T_d	: Türevsel Zaman Sabiti
T_i	: Integral Zaman Sabiti

t_r	: Yükselme Süresi
t_s	: Oturma Süresi
V_a	: Motor Uçları Arasında İndüklenen Gerilim
Ω	: Stator Sargı Direnci
ω_m	: Motor Hızı

Kısaltmalar

AA	: Alternatif Akım
ADC	: Analog Dijital Dönüştürücü (Analog to Digital Converter)
APSO	: Hızlandırılmış Parçacık Sürü Optimizasyonu (Accelerated Particle Swarm Optimization)
ASO	: Atom Arama Optimizasyonu (Atom Search Optimization)
BP	: Geri Yayılım (Backpropagating)
ChASO	: Kaotik Atom Arama Optimizasyonu (Chaotic Atom Search Optimization)
CPR	: Devir Başına Sayım (Count Per Revolution)
CSA	: Guguk Kuşu Arama Algoritması (Cuckoo Search Algorithm)
FOPID	: Kesir Dereceli Oransal-İntegral-Türevsel (Fractional Order Proportional-Integral-Derivative)
D	: Türevsel (Derivative)
DA	: Doğru Akım
DAQ	: Veri Toplama (Data Acquisition)
DE	: Diferansiyel Evrim (Differential Evolution)
dev/dk	: Devir/Dakika
EKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi (Extended Kalman Filter)
emk	: Elektromotor Kuvvet
FNN	: Bulanık Sinir Ağları (Fuzzy Neural Network)
FPGA	: Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (Field-Programmable Gate Array)
GA	: Genetik Algoritma (Genetic Algorithm)
GPIB	: Genel Amaçlı Arayüz Veriyolu (General Purpose Interface Bus)
I	: İntegral
ITSE	: Zaman Ağırlıklı Karesel Hatanın İntegrali (Integral of Time Weighted Squared Error)

mmk	: Manyetomotor Kuvvet
MRAK	: Model Referans Adaptif Kontrol
MRBAK	: Model Referans Bulanık Adaptif Kontrol
NdFeB	: Neodim-Demir-Bor (Neodymium-Iron-Boron)
P	: Oransal (Proportional)
PD	: Oransal Türevsel (Proportional-Derivative)
PI	: Oransal İntegral (Proportional Integral)
PID	: Oransal İntegral Türevsel (Proportional Integral Derivative)
PLC	: Programlanabilir Lojik Kontrolör (Programmable Logic Controller)
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization)
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
rpm	: Dakika Başına Devir (Revolutions per Minute)
SmCo	: Samaryum-Kobalt (Samarium-Cobalt)
VI	: Sanal Araç (Virtual Instrument)
ZLG	: Zwe-Lee Gaing Tarafından Önerilen Zaman Domeni Tabanlı Amaç Fonksiyonu

1. GİRİŞ

DA motorlar son yıllarda oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmış olup endüstriyel alanda kullanılan cihaz ve makinalardan günlük hayatta kullanılan cihazlara kadar birçok alanda yer edinmeye başlamıştır. DA motorların bu kadar popüler olmasının sebeplerinden bazıları, nispeten kolay kontrol edilebilmeleri, güvenilirlik, yapısal olarak sağlam olmaları, uzun süreli ömürleri ve boyutlarına göre yüksek güç çıkışı vermeleridir (Aung, 2014; Naik ve Srikanth, 2011). Bu nedenle, bir DA motor için gürbüz yapıda bir hız kontrol sistemi tasarlamak daha önemli hale gelmiştir.

Oransal-İntegral-Türevsel (PID) kontrol, DA motorların hızını kontrol etmek için en yaygın kullanılan kontrol tekniğidir ve endüstride bir standart olarak kabul edilmiştir (Bequette, 2003; Bhatti ve ark., 2015). PID kontrol cihazlarının tercih edilmesinin en önemli sebepleri olarak, çok çeşitli çalışma koşullarındaki gürbüz yapıli kontrol kabiliyetleri ve bir sorun oluştuğunda bunun çözülmesini kolaylaştıracak, fonksiyonel olarak sade yapıda olmaları gösterilebilir (Li ve ark., 2007; Ziegler ve Nichols, 1995).

PID kazanç parametrelerini belirlemek için Tyreus-Luyben, C-H-R, IMC vb. gibi pek çok yöntem bulunmaktadır ve bunlardan en çok bilineni Ziegler-Nichols (ZN) yöntemidir. (Shahrokhi ve Zomorodi, 2013). Genel olarak, bu yöntemi kullanarak sistemden en yüksek performansı elde etmek karmaşık bir iştir ve çoğunlukla en iyi sistem cevabının elde edilmesi açısından tasarımcının deneyimli olması önem arz etmektedir (Åström ve Hägglund, 2004). Ayrıca, bu yöntemin eksik yönleri de mevcut olup bunlardan biri sistem cevabında yüksek bir üstaşıma sahip olmasıdır (Tang ve ark., 2001). Bununla birlikte, kazanç parametrelerini otomatik ayarlamak için çeşitli araçlar geliştirilmiştir. Bunlardan biri LabVIEW’de bulunan PID Autotuning VI uygulamasıdır. Ancak gerçek zamanlı bir sistem söz konusu olduğunda, bahsi geçen uygulamadan elde edilen parametreler istenilen performansın yakalanmasını güçleştirebilir. Bu durumda söz konusu parametrelerin daha da iyileştirilmesi gerekebilir.

Bu çalışmada, PID kazanç parametrelerini ayarlamak için ilk olarak söz konusu parametreleri otomatik olarak ayarlayan LabVIEW PID Autotuning VI uygulaması kullanılmıştır. Elde edilen değerler simülasyon ortamında istenilen performansı göstermesine rağmen gerçek zamanlı sistemde kullanıldığında yeterince iyi bir sistem cevabının alınamadığı gözlemlenmiştir. Bu durumu düzeltmek adına, yüksek üstaşımı ortadan kaldırmak ve gerçek zamanlı olarak en iyi sistem cevabını elde etmek için kazanç

parametreleri, manuel bir yaklaşımla daha da iyileştirilmiştir. Otomatik olarak belirlenen kazanç parametrelerine yapılan iyileştirmenin çok iyi sonuçlar verdiği ve sabit durum hatası, yükselme süresi vb. değerleri neredeyse hiç artırmadan sıfıra yakın üstaşım değerinin elde edildiği gözlemlenmiştir.

Bu çalışma, bir DA motorun gerçek zamanlı hız kontrolünü yapmak için gürbüz yapıda bir PID kontrol sisteminin tasarımını ve uygulamalı olarak gerçekleştirilme aşamalarını açıklamaktadır. Temel olarak motor hızını düzenlemek için PWM sinyalleri kullanılmış olup, bunun için de LabVIEW platformunun pratik ve esnek yapısından faydalanılmıştır. Bu sayede donanımsal olarak gereksinim duyulacak birçok yapı elimine edilmiştir. Böylelikle, bir adet motor sürücü devresi ile bir veri toplama (DAQ) kartı kullanılarak DA motorun hız regülasyonu hem daha etkin hem de daha düşük maliyetle gerçekleştirilmiştir.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

2.1 Önceki Çalışmalar

Huang ve Lee (2008), LabVIEW programını kullanarak DA motor hız kontrolü yapmak için bir PID kontrolör tasarlamışlardır. Çalışmalarında gerçek zamanlı bir sistem oluşturmuş olup kullanılan cihaz ve eleman sayısını oldukça az tutarak iyi çalışan bir sistem elde etmeyi başarmışlardır. DA motorda iyi bir hız kontrolü yapmak için gerekli algoritma LabVIEW programında oluşturulmuş olup NI usb-6008 DAQ kartı kullanarak gerçek zamanlı olarak simülasyon sonuçlarına benzer şekilde iyi bir performans gösteren bir sistem elde etmişlerdir.

Hsu ve ark. (2011), çalışmalarında gerçek zamanlı kayar kip (sliding-mode) yaklaşımını kullanan bir kontrol sistemini uygulamışlardır. Önerilen sisteminde, PID kontrolör ideal kontrolörü taklit etmek için kullanılmış ve ideal kontrolör ile PID kontrolör arasındaki farkı gidermek için bir algoritma tasarlanmıştır. Lyapunov kararlılık teoremini kullanan bir çevrimiçi parametre eğitim metodolojisi, öğrenme yeteneğini artırmak için önerilmiştir. Tasarlanan PID kontrolörün üç parametre kazancı kararlı bir adaptasyon mekanizması ile çevrimiçi olarak güncellenmektedir. Sisteme FPGA uygulanmasıyla, küçük boyutlu, daha hızlı işlem yapan ve daha az bellek gerektiren bir uygulama elde edilmiştir.

Manjunatha ve ark. (2011), PID kontrol cihazının MATLAB programı ile uygulamasını gerçekleştirmiş ve elde edilen sonuçları PC tabanlı teknikler kullanarak uygulanan PID kontrol cihazı ile karşılaştırmışlardır. Elde edilen sonuçlara bakıldığında yükselme süresi ve kararlı durum cevabı bakımından kontrol sisteminin iyi performans sergilediğini göstermişlerdir. Ayrıca tasarlanan kontrolörlerin MATLAB'da programlanmasıyla yapılan uygulamanın, C dilindeki programlamaya kıyasla daha basit ve kısa sürede yapılabileceğini kaydetmişlerdir.

Ghosh ve ark. (2013) FPGA tabanlı bir PID kontrol sistemi kullanarak bir DA motorun hız kontrolünü simülasyon ve gerçek zamanlı olarak gerçekleştirmişlerdir. Yapmış oldukları tasarım, gecikme, cevap, esneklik ve sağlamlık açısından dijital kontrolörler kullanılarak yapılan mikrodenetleyicili kontrol sistemlerinde önemli gelişmeler göstermiştir. Elde ettikleri sonuçlardan, bu sistemin gelişmiş kontrol cihazlarına da uygulanabileceği anlaşılmaktadır.

Igleheart ve ark. (2013), referans sinyal takibi ve bozulmaları engelleyen yapıda bir PID türü bulanık mantık kontrolör önermişlerdir. Önerilen sistemin performansı, endüstri standardı oransal integral (PI) kontrolörün performansı ile karşılaştırılmıştır. Önerilen bulanık mantık kontrolörün çok daha düzgün sistem cevabı, daha hızlı oturma süresi ve daha düşük sabit durum hatası sağladığını göstermişlerdir. Bulanık mantık kontrolörün sistem bozulmalarını kompanze etmesi, sabit durum sapması ve cevap süresi açısından PI kontrolörden daha üstün olduğu kaydedilmiştir.

Jogalekar ve ark. (2013), çalışmalarında FPGA kullanarak DA motorun hız kontrolü için PID algoritmasının özelleştirilmiş bir tasarımını ve gerçek zamanlı uygulamasını sunmuşlardır. Tasarlanan kontrolör mimarisinin performansını test etmek için farklı yük koşulları altında kapalı çevrim basamak cevabı incelenmiştir. Motor hızının değişken yük altında sabit kalma durumu incelendiğinde, kapalı çevrim sistemin açık çevrim sistemden daha iyi olduğu gözlenmiştir. Deneysel sonuçlar ve simülasyon sonuçlarının yüksek oranda eşleşmesi, önerilen tasarımın yüksek verime sahip bir sistem olduğunu göstermektedir.

Shanmugasundram ve ark. (2013), yaptıkları çalışmada kazanç parametre değişikliklerinin sistem performansı üzerindeki etkisini simülasyon ve deneysel sonuçlarla incelemiş olup parametre değişikliklerinden dolayı, geleneksel PID kontrolör tabanlı fırçasız DA servo motor sürme sistemi cevabının, istenilen değerden saptığını tespit etmişlerdir. Bu sorunun üstesinden gelmek için, çeşitli çalışma koşulları altında daha iyi geçici ve kararlı durum cevapları elde etmek için MRAK gibi adaptif bir kontrol tekniği kullanmaları gerektiğini belirtmişlerdir. Simülasyon sonuçları, MRAK'ın performansının, parametre değişimleri, referans hızındaki değişim ve yük bozuklukları gibi çeşitli çalışma koşulları altında, geleneksel PID kontrolör tabanlı fırçasız DA servo motor sürücüsünden daha iyi olduğunu göstermektedir.

Vishal ve ark. (2014), çalışmalarında diferansiyel evrim (DE), genetik algoritma (GA), hızlandırılmış parçacık sürüsü optimizasyonu (APSO) ve guguk kuşu araştırma algoritması (CSA) gibi optimizasyon tekniklerini DA motor hız kontrolünde kullanılacak olan PI kontrol sistemine uygulamış olup ayar noktası takibi için bu algoritmaların karşılaştırmasını yapmışlardır. Ayar noktası takibi ve bozulmalara karşı verilen cevap için performans karşılaştırması yapılmıştır. Ayar noktası takibi karşılaştırmasında benzer performans gözlemlenmiştir, ancak sistem bozulmalarına verilen cevap incelendiğinde

CSA algoritmasının bu çalışmada incelenen diğer algoritmalarından daha üstün olduğu bulunmuştur.

Shanmugasundram ve ark. (2014), fırçasız DA servo motor sürme sistemi için PID ve bulanık kontrol tekniklerini uygulayıp parametre değişikliklerinin fırçasız DA servo motor sürme sisteminin performansına etkisini incelemişlerdir. Deneysel sonuçlara göre, bulanık kontrolör tabanlı fırçasız DA servo motor sürücünün hız cevabının, sistem %100 yüklü olduğunda PID kontrolör tabanlı fırçasız DA servo motor sürücüsünün hız cevabına benzer olduğunu göstermişlerdir. Bununla birlikte, bulanık kontrolör tabanlı fırçasız DA servo motor sürücünün hız cevabı, sistem %20 yüklü olduğunda PID kontrolör tabanlı fırçasız DA servo motor sürücüsünün hız cevabından daha iyi olduğu bulunmuştur.

Goel ve ark. (2016), çalışmalarında, gürbüz bir sistem cevabı algoritması kullanarak PID kontrolör kazanç parametre ayarları yapan bir sistem tasarlamışlardır. Bu algoritma modifiye edilmiş MRAK sistemine uygulandığında süreksiz sistem cevabı için önemli bir gelişme gösterdiği kaydedilmiştir. Düşük kazanç durumlarında bile, modifiye edilmiş MRAK'ın iyi performans sergilediği gösterilmiştir. PID kontrol kazanç parametrelerinin genetik algoritmalar tekniği kullanılarak ayarlanması durumunda, süreksiz sistem cevabının daha da geliştiği gözlemlenmiştir.

Rubaai ve Young (2016), yaptıkları çalışmada fırçasız DA motorun hız kontrolü için bulanık sinir ağı (FNN) yöntemini dört farklı algoritma kullanarak incelemişlerdir. Bu yöntemler; geri yayılım (BP), genişletilmiş Kalman filtresi (EKF), genetik (GEN) ve parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO)'dur. Test sonuçları EKF algoritmasının yapılan uygulama için en iyi olduğunu, BP'nin ise ikinci sırada olduğunu göstermiştir. GEN ve PSO yöntemlerinin, yapılan testlerde yeterli seviyede performans gösteremediklerini kaydetmişlerdir. Bununla birlikte, EKF yönteminin hesaplama açısından iterasyon başına daha fazla işlem yapma gibi bir dezavantajı olduğu görülmüştür. BP'nin ise en iyi performansı göstermiyor olsa bile iterasyon başına daha az işlem gerçekleştirdiği görülmüştür.

Saleem ve Omer (2017), yaptıkları çalışmada, bir DA motorun hızını düzenlemek için doğrusal olmayan PI kazanç parametrelerinin kendiliğinden ayarlanmasını ele almışlardır. Değişim oranlarını adaptif olarak Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF) üzerinden ayarlamış olup doğrusal bir PI kontrolörüne kıyasla daha üstün bir performans sağladığını göstermişlerdir. Tasarladıkları sistemde motorun etkili ve hızlı bir şekilde

referans hızına geldiği görülmüş ve düzensizlikler, değişken yük momentleri veya hızla değişen referans hızlarında bile iyi bir sistem cevabı elde etmişlerdir.

Sarma ve Bordoloi (2017), DA motorun çalışmasını ve kontrolünü PLC platformunda ve gerçek zamanlı olarak incelemişlerdir. Elde edilen sonuçlara bakıldığında, uygun şekilde programlandığında, PLC platformunun çeşitli elektrikli ekipmanların kontrolü için uygun bir araç olduğu görülmüştür. Motor kontrolünün gerçek zamanlı uygulamasında, motor geri beslemesiz ve kontrolsüz çalıştırılırken, yük arttığında hızın %54 oranında düştüğü kaydedilmiştir. Kontrol cihazı olmadan geri besleme yapıldığında, hız düşüşünün azaldığı, %48'e düştüğü gözlemlenmiştir. Sisteme geri besleme de eklendiğinde, hızın yük değişiminde neredeyse sabit kaldığı gözlemlenmiştir.

Mohamed ve ark. (2017), bu çalışmalarında, mikrodenetleyici üzerinde bir PID kontrol cihazı tasarlamış ve bunu gerçek zamanlı uygulamayı detaylı bir şekilde açıklamışlardır. Önerilen kontrolör, geçici ve kararlı durum cevabında iyi bir performans elde etmenin yanı sıra, genel sistemin basit, kolay değiştirilebilen, düşük güç tüketimine sahip olduğunu ve küçük boyutlarından dolayı ideal olduğunu belirtmişlerdir. Sistemin gerçek zamanlı uygulaması yapılmış olup, iyi sonuç vermiş olan simülasyon sonuçlarına çok yakın sistem cevabı elde edildiği gösterilmiştir.

Wang ve ark. (2017), DA motorun matematiksel modeline ve bulanık kontrolün temel teorisine dayanarak, bulanık PID kontrolör için çift kapalı çevrim kontrol sistemi tasarlamışlardır. Motor hız ayar sisteminin simülasyon modeli MATLAB kullanılarak yapılmıştır. Deneysel sonuçlar ile DA motor kontrolünde önerilen kontrol düzeneğinin iyi bir sistem dinamiğine ve istikrarlı bir performansa sahip olduğunu göstermişlerdir.

Gowthaman ve ark. (2017), geleneksel PID ve Hibrit Bulanık-PID kontrol tekniklerini, DA motor sürücü devre kontrolü için karşılaştırmışlardır. LabVIEW tabanlı simülasyon ve gerçek zamanlı sonuçlarından, Hibrit Bulanık PID parametrelerinin istenen yanıtı karşılamak için otomatik olarak ayarlandığı ve Hibrit Bulanık-PID kontrolörün, geleneksel PID kontrolörden daha iyi performans sağladığı görülmüştür. Geleneksel PID kontrol cihazı ile karşılaştırıldığında, Hibrit Bulanık PID kontrol cihazının daha iyi dinamik cevap, daha kısa bekleme süresi, daha kısa yükselme süresi ve sıfır kalıcı durum hatası verdiği sonuçlarını tespit etmişlerdir.

Pillai ve Nair (2018), DA servo motorun konum belirleme analizi için Model Referans Bulanık Adaptif Kontrolör (MRBAK) tasarlamışlardır. Hem MRBAK hem de

geleneksel PID kontrol cihazının cevabını karşılaştırırken, bulanık tabanlı adaptif kontrol ünitesinin çıktısının, istenen cevap olan model referans çıktısını çok iyi bir şekilde takip ettiğini bulmuşlardır. Bulanık tabanlı kontrolörün, düşük üstaşıma sahip kararlı bir çıktı verdiği gözlemlenmiş olup, bulanık tabanlı kontrolörün DA servo motor kontrolü için iyi bir yöntem olduğuna kanaat getirmişlerdir.

Rex ve ark. (2018), çalışmalarında, K_p , K_i ve K_d 'nin optimize edilmiş değerlerin ateş böceği algoritmasından alınan ve PID kontrolörün kullanıldığı bir DA motor hız kontrol cihazı sunmuşlardır. Motor hız kontrol sistemi için bir PIC mikrodenetleyici kullanılarak DA-DA yükseltici dönüştürücü tasarlamışlardır. Kontrol sinyali olarak PWM kullanılmış olup bu sinyalin çevrim oranı arttıkça motorun saniye başına devir sayısının arttığı görülmüştür.

Aridome ve ark. (2018), alçak geçiren filtre içeren bir PID kontrol sistemindeki kontrolör için bir tasarım yöntemi önerdiler. İlk olarak, transfer fonksiyonunun birinci dereceden bir gecikme sistemi olduğunu ve alçak geçiren filtre içeren PID kontrol sisteminin bir kapalı çevrim transfer fonksiyonunu türettiğini varsaydılar. Neticesinde, önerdikleri yöntemi kullanarak kapalı çevrim bir sistemin kararlı bir sistem cevabı verdiğini doğrulamış olup, önerilen yöntemi bir motor hız kontrol sistemine uyguladıklarında mükemmel sonuçlar elde ettiklerini belirtmişlerdir.

Idir ve ark. (2018), yaptıkları çalışmada DA motor kontrol sistemi için akıllı optimizasyon tabanlı bir parametre ayar mekanizması tasarlamışlardır. Bu kontrol cihazının gürbüz bir sistem olup olmadığı, referans sinyalin gürültü içermesi durumunda test edilip gürbüz bir sistem olduğunu kaydetmişlerdir. Simülasyon deneylerinden elde edilen sonuçların tümü göz önüne alındığında, önerilen kontrol cihazının, geleneksel PID kontrolörden daha iyi performans verdiği ve gürültüyü azalttığı sonucu elde edilmiştir.

Bhate ve ark. (2018), farklı gerilim değerlerinde DA motorun hız kontrolünü otomatik olarak daha kararlı ve az hataya sahip olacak şekilde yapan bir sistem tasarlamıştır. Anahtarlama işlemini doğru bir şekilde kontrol etmek için FPGA kullanan bir PID kontrol cihazı kullanılarak hız kontrolünü sağlamışlardır. Görev çevriminin sabitlenmesiyle, aynı devre kullanılarak farklı güç değerlerindeki motorların kullanılabileceğini iddia etmişlerdir. Aynı zamanda motor şaftındaki yükte meydana gelen dinamik değişikliklere adapte olduğu da kaydedilmiştir. Önerdikleri sistemin kullanım alanı olarak, içten yanmalı bir araç motorunu çalıştırmak için harici bir marş devresine olan ihtiyacı ortadan kaldırdığını belirtmişlerdir.

Hekimoğlu (2019), çalışmasında kesir dereceli oransal-integral-türevsel (FOPID) kontrolöre, geliştirdiği özgün bir yöntem olan kaotik atom arama optimizasyonu (ChASO) algoritmasını uygulayarak elde ettiği ChASO-FOPID kontrolör ile DA motor hız kontrolünde yeni bir yaklaşım önermiştir. Önerilen ChASO-FOPID yaklaşımının etkinliğini göstermek için, sadece atom arama optimizasyonu (ASO) ayarlı PID ve FOPID (ASO-PID ve ASO-FOPID) kontrolörle çeşitli analizler üzerinden değil, aynı zamanda literatürde görülen en son yaklaşımlarla da çeşitli analizler üzerinden performans karşılaştırması yapmıştır. Karşılaştırmalı analiz sonuçları, önerilen ChASO-FOPID kontrolör eklenmiş sistemin, üstaşım, oturma süresi, yükselme süresi, Zaman Ağırlıklı Karesel Hatanın İntegrali (ITSE) ve Zwe-Lee Gaing tarafından önerilen amaç fonksiyonu (ZLG) bakımından en iyi geçici durum cevabı profiline ve iyi bir frekans cevabına sahip olduğunu göstermiştir. Ayrıca, ChASO-FOPID yaklaşımının, belirsizlikleri modellemek için diğer yaklaşımlara göre daha gürbüz olduğunu ve yük bozulmasından dolayı sistem çıkışında meydana gelebilecek ani değişiklikleri bastırmakta daha başarılı olduğunu belirtmiştir.

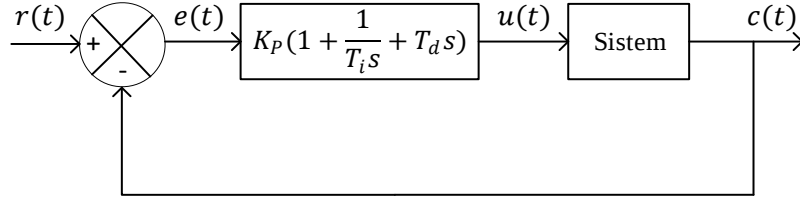
2.2 PID Kontrol

Oransal-İntegral-Türevsel (PID) kontrolör, endüstride yaygın olarak kullanılan genel bir kontrol düzeneğidir. Bir PID kontrolör, belirli bir süre içinde değişen sistem cevabı ile istenilen ayarlanmış nokta arasındaki fark olarak bir hata değerini giriş olarak alır ve kontrol edilen sistem girişini düzenleyerek bu hatayı en düşük seviyeye indirmeyi amaçlayarak, istenilen sistem cevabını elde etmek için çalışır.

PID kontrol tekniklerinin, çoğu kontrol sistemine genel olarak uygulanabildikleri için kullanışlı oldukları kanıtlanmıştır. Özellikle, bir sistemin matematiksel modeli bilinmediğinde ve bu nedenle analitik tasarım yöntemleri kullanılamadığında, PID kontrol tekniklerinin önemi daha da ortaya çıkmaktadır. Kontrol sistemleri alanında, temel ve modifiye edilmiş PID kontrol yapılarının tatmin edici kontrol sağlamada başarılı oldukları açıktır (Ogata, 2009).

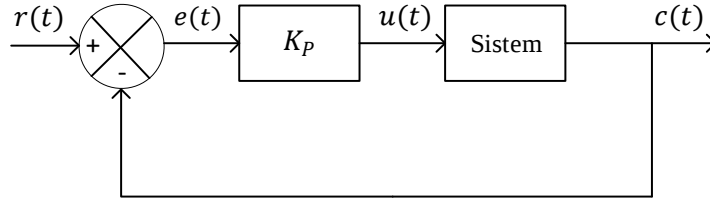
Şekil 2.1, bir sistemin PID ile kontrolünü göstermektedir. Sistemin matematiksel bir modelinin türetilmesi durumunda, kapalı çevrim sisteminin geçici ve kararlı durum özelliklerini karşılayacak kontrolör parametrelerini belirlemek için çeşitli tasarım

teknikleri uygulamak mümkündür. Bununla birlikte, sistem, matematiksel modeli kolayca elde edilemeyecek kadar karmaşıksa, o zaman bir PID kontrolörünün tasarımına analitik veya hesaplamalı bir yaklaşım mümkün değildir. Bu gibi durumlarda da PID kontrolörlerinin ayarlanması için deneysel yaklaşımlara başvurulması gerekmektedir (Ogata, 2009).



Şekil 2.1. PID kontrolörlü bir sistemin şematik gösterimi

Belirlenen performans özelliklerini karşılamak için kontrolör kazanç parametrelerini seçme işlemi, kontrolör ayarı olarak bilinir. Ziegler ve Nichols, PID kontrolörlerini ayarlamak için (K_p , T_i ve T_d değerlerini belirlemek için) bazı kurallar önermiştir Ziegler ve Nichols, 1995. Bu kurallardan bir tanesi aşağıda kısaca verilmiştir. Bu, bir sistemin matematiksel modelleri bilinmediğinde kullanılabilecek bir yöntemdir (Ogata, 2009).



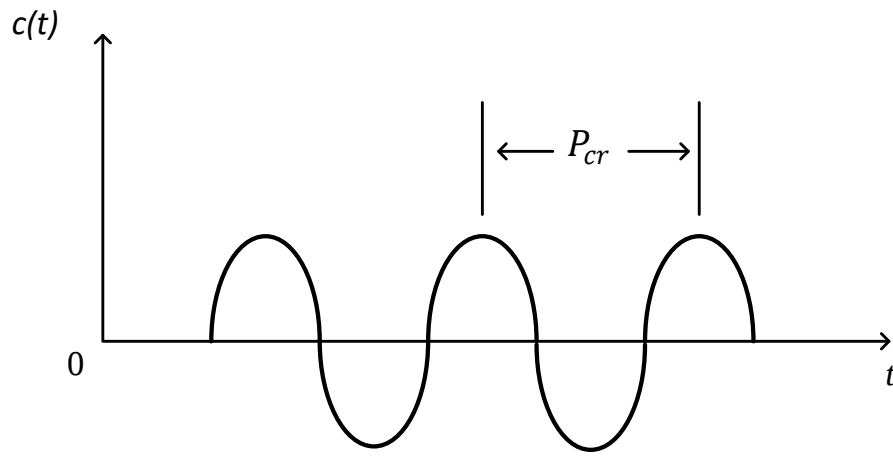
Şekil 2.2. Oransal kontrolörlü bir kapalı çevrim sistem

Ziegler ve Nichols yöntemine göre önce $T_i = \infty$ ve $T_d = 0$ olarak ayarlandıktan sonra Şekil 2.2’de gösterilen yalnızca oransal kontrol eylemini kullanarak, K_p ’nin 0’dan, sistem cevabının sürekli salınımlar gösterdiği (Şekil 2.3) kritik bir K_{cr} değerine kadar yükseltilmesi gerekmektedir. (Sistem cevabı, K_p ’nin alabileceği değerler için sürekli salınımlar göstermiyorsa, bu yöntem geçerli değildir.) Böylece, K_{cr} kritik kazancı ve buna karşılık gelen kritik periyot P_{cr} , deneysel olarak belirlenir. Ziegler ve Nichols, K_p ,

T_i ve T_d parametrelerinin değerlerini Çizelge 2.1’de gösterilen formüle göre ayarlanmasını önermiştir.

Çizelge 2.1. K_{cr} ve P_{cr} değerlerine göre kazanç parametrelerine ince ayar yapılması

Kontrolör Tipi	K_P	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$\frac{1}{1.2}P_{cr}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$



Şekil 2.3. P_{cr} periyotlu sürekli salınım

Bazı uygulamalarda, kararlı bir sistem kontrolü elde etmek için P, I veya D’den sadece bir veya iki tanesini kullanmak yeterli olabilir. Bunu, diğer parametreleri sıfır kabul ederek başarmak mümkündür. Böylece PID kontrol mekanizması, ilgili kontrol eylemlerinin bulunup bulunmamasına göre PI, PD, P veya I olarak tanımlanır. Türevsel parametre, ölçüm gürültüsüne karşı hassas olduğundan PI kontrolörleri, oldukça yaygındır.

PID kontrollü sistemler, endüstrideki uygulamaların yaklaşık %75’inde kullanılmaktadır (Aström ve Murray, 2008). PID kontrolörlerin böylesine yaygın olmasının sebeplerinden bazıları şöyle özetlenebilir;

- **Hassas takip yeteneğinin yüksek olması:** Sistem cevabı için belirlenmiş olan değer ile çıkışta ölçümü yapılan değerın kısa bir sürede birbirine çok yakın hale gelmesi.

- **Üstaşım değęrlerini düşürme yeteneği:** Özellikle, bir sistem ilk devreye alındığında ölçülen sistem cevabı değęrinin, belirlenmiş bir değeri yüksek miktarda aşmasına engel olması.
- **Süreç gürültülerinden daha az etkilenme:** Besleme gerilimindeki oynamalar, duruma göre gerekli olan ani bir dış etki uygulanması, sistemde yer alan diğer cihazların çalışma gerilimi ve akımlarında oluşan değışimlerden daha az etkilenmesi.

Oldukça yaygın bir uygulama alanı bulunmasına rağmen PID kontrol sistemleri için standart bir tanımlama yapılmamaktadır. İdeal bir geri beslemeli PID kontrolörün giriş/çıkış ilişkisi aşığıdaki gibidir (Aström ve Murray, 2008):

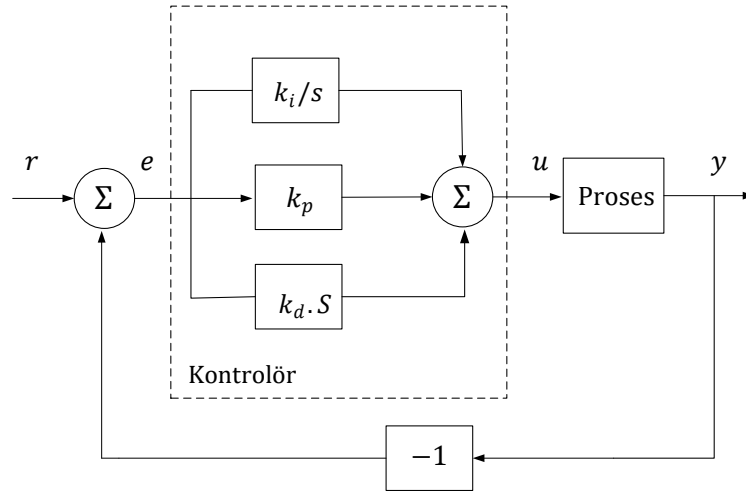
$$u = k_p e + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de}{dt} \quad (2.1)$$

$$= k_p \left[e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de}{dt} \right] \quad (2.2)$$

Burada u kontrol sinyali, e hata sinyalidir. Kontrolör parametreleri, oransal kazanç K_p , integral kazancı K_i , türevsel kazanç K_d 'dir. Zaman sabitleri olarak bilinen T_i ve T_d sırasıyla integral zaman sabiti ve türevsel zaman sabitidir ve bazen integral kazanç ile türevsel kazancın yerine kullanılmaktadır.

2.2.1 PID Kontrol Temel Özellikleri

PID kontrolör yapısı oransal, türevsel ve integral parametrelerinin birleşmesiyle oluşur. Bu sebeple bazen 3-modlu kontrolör olarak da bilinmektedir. İntegral bileşeni yükte oluşan büyük değışimler nedeniyle oluşan oransal ofseti azaltmak veya yok etmek için kullanılır. Türev bileşeni salınım eğilimini ve oluşumunu azaltır ve hata sinyalini önceden fark edebilen bir etki sağlar. Türev bileşeni özellikle ani yük değışimlerinin olduğu durumlarda çok kullanılışıdır. Başka bir deyişle PID yöntemi bir veya iki kontrol bileşeninin ölçülen hata değęrini kabul edilebilir sınırlar içerisinde tutamadığı sistemlerde ve bu sistemlerde meydana gelen hızlı ve yüksek miktardaki yük değışimleri içeren süreçlerde kullanılır.



Şekil 2.4. PID kontrolörlü kapalı çevrim mekanizması

2.2.2 PID Kontrolör Ayarı

Günlük hayatta, endüstride veya otomasyon sistemlerinin kullanıldığı herhangi bir yerde PID ile kontrol edilen birçok uygulama mevcuttur. İster analog ister dijital olsun, mevcut olan bir PID kontrolör cihazının iyi ayarlanması önem arz etmektedir. PID kontrolörü meydana getiren oransal, integral, türevsel kazançların her biri kontrol edilecek sistemin çalışmasına belli bir şekilde etki etmektedir. Oransal parametre, yükselme süresinin azalmasında rol oynarken kalıcı durum hatasını gidermede etkili değildir. İntegral parametresi kalıcı durum hatasını ortadan kaldırır fakat geçici olan cevapları kötü hale getirebilir. Türev parametresi sistemi daha kararlı duruma getirir, üstaşımı azaltır ve geçici sistem cevaplarını iyileştirir. Kapalı çevrim bir sistemde her bir parametrenin etkisi K_p , K_i ve K_d kazançları bakımından Çizelge 2.2’de özetlenmiştir.

Söz konusu çizelge incelendiğinde, bir kapalı çevrim kontrol sisteminde dört parametrenin bulunduğu görülmektedir. Yükselme süresi: Sisteme ilk enerji verilmesinden itibaren, çıkış sinyalinin belirlenmiş değerin yaklaşık olarak %90’ına ulaştığı ana kadar geçen süre olarak tanımlanır. Oransal kazanç bileşeninin artırılması yükselme süresini azaltırken, integral bileşeni ve türev bileşenindeki değişimin bu süre üzerinde pek etkisi yoktur. Oransal ve integral bileşenleri oransal ofset değerini ya da diğer bir deyişle referans ayar değerinin üstündeki ve altındaki üstaşım miktarını artırırken, türev bileşeni üstaşım değerini azaltır. Oturma süresi: belirlenmiş olan değer civarında oluşan salınımların, tasarımcı tarafından ihtiyaca göre belirlenmiş olan bir alt limite düşmesi için gereken süredir.

Çizelge 2.2. PID kontrolör parametrelerinin sistem cevabına etkileri

Kontrolör	Kazanç	Yükselme süresi	Üstaşım	Oturma süresi	Kalıcı durum hatası
Oransal	K_p	Azaltır	Arttırır	Biraz arttırır	Azaltır
İntegral	K_i	Biraz azaltır	Arttırır	Arttırır	Yok eder
Türevsel	K_d	Biraz değiştirir	Azaltır	Azaltır	Çok az etki eder

Oransal ve integral kazançlar belirlenmiş değere kalıcı bir şekilde ulaşmada geçen süreyi (oturma süresi) artırırken, türev kazancı bu süreyi azaltır. Çoğu zaman her tasarımcı oturma süresinin düşük olmasını ister. Oransal kazanç arttırıldığında kalıcı durum hatası azalır ancak sıfırlanmaz, integral kazancının eklenmesiyle kalıcı durum hatası ortadan kaldırılır. Türev kazancının değişimi kalıcı durum hatasının değişimine etki etmez. PID kazanç parametrelerinin dikkatli bir şekilde ayarlanması kapalı çevrim bir sistemin kararlı bir yapıda ve emniyetli bir şekilde çalışması için yüksek önem arz etmektedir. PID parametreleri deneysel olarak ayarlanabilir veya daha profesyonel şekilde farklı matematiksel yöntemler kullanılarak hesaplanabilir. Bir PID kontrolör tasarlanırken deneysel olarak aşağıda listelenmiş adımlar gerçekleştirilir:

- Öncelikle oransal kazanç ayarlanır. İntegral ve türevsel kazançlar sıfır iken oransal kazanç, çıkış değerindeki hata miktarını düşürmek için sıfırdan başlayarak azar azar arttırılır. Kalıcı durum hatası belirlenmiş değere en yakın noktaya gelinceye kadar artırma işlemine devam edilir.
- Sonra oransal ve integral kazanç değerlerinde değişiklik yapılmadan, üstaşım değeri tasarımcının ihtiyacına göre belirlediği bir seviyeye inene kadar türevsel kazanç değeri arttırılır. Üstaşım miktarının nasıl değiştiği, yükte yapılacak kısa süreli değişimlerle izlenebilir. Örneğin motorun devir sayısı kontrol ediliyorsa anlık olarak motor miline müdahale edilebilir (mili tutup bırakma). Bunun dışında kalıcı durum bölgesinde oluşan sinyalin salınımına bakılır ve salınım genliği en düşük değerine geldiğinde türevsel kazanç değerini ayarlama işlemi bitmiş olur.

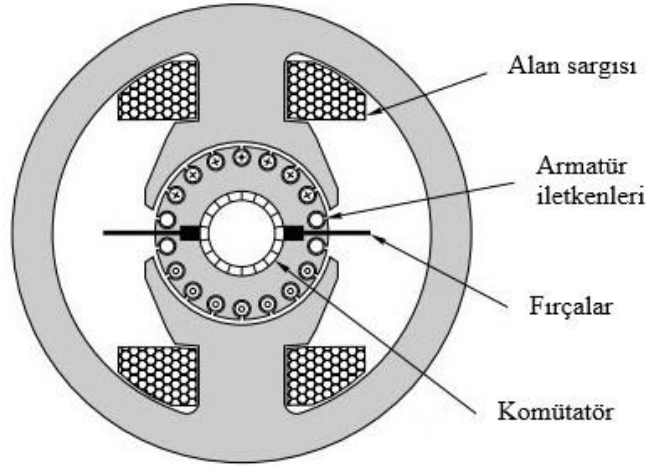
Bu teknikler kullanılarak oluşan üstaşım değeri ile istenen üstaşım değeri arasında ne kadar fark meydana geldiği gözlenebilir.

- Oransal ve türevsel kazanç değerleri ile elde edilen çıkışta bir kalıcı durum hatası olacaktır. Bu hatayı sıfırlayana kadar integral kazanç değeri artırılır.

2.3 DA Motor

1980'lere kadar hız veya moment kontrolüne ihtiyaç duyulan uygulamalarda geleneksel DA makina akla gelen ilk tercih olmuştur. Bir evirici ile beslenen AA makinaların kullanımı yaygınlaşmaya başladığından beri DA makinaya olan rağbet azalmış olmasına rağmen popülerliğini büyük oranda korumaktadır. Endüstride büyük güç gerektiren uygulamalarda DA makinaların yaygın kullanımı halen devam etmektedir (Hughes ve Drury, 2013).

Güç değeri ne olursa olsun, tüm DA makinalar Şekil 2.5'te görüldüğü gibi aynı temel yapıya sahiptir.



Şekil 2.5. Geleneksel (fırçalı) DA motor (Hughes ve Drury, 2013)

Motorun iki ayrı elektrik devresi vardır. Küçük olan uçlar, her bir kutbu çevreleyen ve normalde seri halde olan stator sargılarına bağlanır: bu sargılar, kutupların altındaki hava boşluğundaki akıyı ayarlamak için manyetomotor kuvveti (mmk) sağlar. Kararlı durumda, stator sargılarına tüm giriş gücü ısı olarak dağıtılır ve mekanik çıkış gücüne dönüştürülmez. Ana uçlar ise moment üreten akımı, rotordaki armatür sargısına

temas eden fırçalara iletir. Motorun akı üreten kısmına verilen güç, armatür için olandan ayrıdır, bu nedenle bu motora “ayrık uyarımlı motor” denir.

Herhangi bir elektrikli makinada olduğu gibi, istenen herhangi bir besleme geriliminde çalışan bir DA motor tasarlamak mümkündür, ancak birkaç nedenden dolayı, yaklaşık 6 V'den düşük veya 700 V'den çok daha yüksek nominal gerilimlerde çalışan motor bulmak olağan dışıdır. Besleme gerilimi 6V'den küçük olduğunda, fırçaların 0,5–1 V civarında bir gerilim düşümüne sebep olduğu düşünüldüğünde istenmeyen durumlar ortaya çıkar. Gerilim düşümü değerinin, besleme gerilimine oranının çok büyük hale gelmesi ise pratik bir uygulama değildir. Besleme geriliminin 700V'den büyük olduğu durumlarda, komütatör segmentlerini çok yüksek gerilimlere dayanacak şekilde yalıtımak çok maliyetli olmaktadır. Ayrıca fırçaların ve komütatörlerin çok yüksek hızlarda problemlere sebep oldukları bilinmektedir ki bu yüzden belirtilen üst sınır oluşmaktadır. 100 W civarında güce sahip olan küçük DA motorlar 12.000 dev/dk hızlarına çıkmaktadırlar, ancak orta ve büyük boyutlu motorların çoğu genellikle 3000 dev/dk altındaki hızlar için tasarlanmıştır (Hughes ve Drury, 2013).

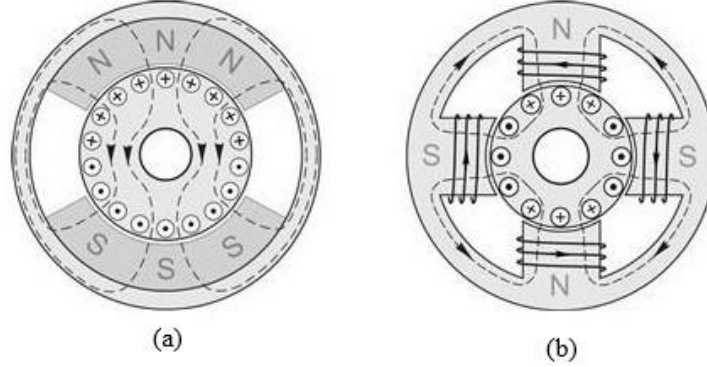
Belirli bir güç, hız ve boyutta bir motorun farklı gerilimlerde de çalışabilmesi oldukça normaldir. Temel olarak yapılması gereken tek şey, sargı sayısını ve makinadaki bobinleri oluşturan tel boyutunu değiştirmektir. Örneğin bir 12 V, 4 A motor, iletken kesit alanı yarıya düşürülüp sargı sayısı iki katına çıkarılmak suretiyle 24 V'de çalışacak hale kolayca getirilebilir. Tam hız, 24 V'de önceki 12 V'dekiyle aynı olacak ve nominal akım 4 A yerine 2 A olacaktır. Giriş gücü ve çıkış gücü değişmeyecek ve hiçbir değişiklik olmayacaktır. Dış görünüş, uçların biraz daha küçük olması dışında değişmeyecektir.

Geleneksel olarak, DA motorlar şönt, seri veya ayrık uyarımlı olarak sınıflandırılmıştır. Bu açıklamalar, güç elektroniğinin ortaya çıkmasından önceki döneme aittir: stator sargıları ile armatür sargılarının birbirleriyle nasıl bağlandıklarını yansıtır ve çalışma özelliklerini belirler. Örneğin, seri motor doğrudan yük altında açıldığında yüksek bir başlangıç momentine sahiptir, bu nedenle çekiş uygulamaları için doğal bir seçim haline gelirken, sabit hız gerektiren uygulamalarda şönt bağlantılı motor kullanır.

2.3.1 Moment Üretimi

Moment, rotordaki eksenel akım taşıyan iletkenler ile stator sargıları tarafından üretilen radyal manyetik akı arasındaki etkileşim ile üretilir. Akı veya uyarım statoru

sabit mıknatıslı motor için Şekil 2.6 (a)'da, stator sargılı motor için Şekil 2.6 (b)'de gösterilmiştir.



Şekil 2.6. DA motorlar için uyarım sistemleri: (a) 2-kutuplu statoru sabit mıknatıslı motor; (b) 4-kutuplu statoru sargılı motor (Hughes ve Drury, 2013)

Statoru sabit mıknatıslı motor versiyonları, birkaç vat değerinden birkaç kilovat değerine kadar olan çıkış güçlerine sahip olabilirken, statoru sargılı motorlar yaklaşık 100 vat ile başlar ve en büyük megavat çıkış güçlerine de sahip olabilirler. Kalıcı mıknatıslı motor türünün avantajları, stator sargıları için hiçbir elektrik kaynağının gerekli olmamasıdır ve motorun toplam boyutu daha küçüktür. Öte yandan, manyetik alanın gücü değiştirilemez, bu nedenle kontrol için olası bir seçenek göz ardı edilmiş olur.

Ferit mıknatıslar uzun yıllardır kullanılmakta olup nispeten ucuz ve üretilmeleri kolaydır ancak enerji üretimleri (bir uyarım kaynağı olarak) zayıftır. Neodim Demir-Bor (NdFeB) veya samaryum-kobalt (SmCo) gibi nadir toprak mıknatısları çok daha yüksek enerji üretimi ve yüksek moment / hacim oranları sağlar: yüksek performanslı servo motorlarda kullanılırlar, ancak nispeten pahalı, üretilmesi ve kullanılması zordur. NdFeB mıknatıslar en yüksek enerji üretimine sahiptir, ancak sadece 150 °C'nin altındaki sıcaklıklarda çalıştırılabilir, öyle ki bu bazı yüksek performanslı motorlar için yeterli değildir.

Ana devre, rotor üzerindeki yuvalara sarılmış ve armatür olarak bilinen bir dizi bobinden oluşur. Akım, rotorun içine ve dışına karbon "fırçalar" ile iletilir. Bu fırçalar komütatör ile temas halindedir. Komütatör, silindirik bir astara monte edilmiş yalıtılmış bakır parçalardan oluşur.

Mekanik çıkışa dönüştürülecek tüm elektrik enerjisinin, fırçalar ve komütatör aracılığıyla rotora aktarılması gerekmektedir. Yüksek hızlı kayan bir elektrik kontağının bulunduğu göz önüne alındığında, sorunsuz çalışmanın sağlanabilmesi için komütatörün temiz tutulması, fırçaların ve bunlara ait yayların düzenli olarak bakımlarının yapılması gerekir. Elbette, fırçalar aşınır, ancak uygun şekilde ayarlanmışlarsa binlerce saat çalışacak ömre sahip olabilirler.

2.3.2 Şönt ve Seri Motorlar

Değişken gerilim sağlayabilen güç kaynakları yaygınlaşmadan önce çoğu DA motor, gerilimi sabit olan tek bir DA kaynaktan beslenmek zorundaydı. Armatür ve sargı devreleri bu nedenle paralel (şönt) veya seri bağlantı için tasarlanmıştır. Şönt ve seri makinaların çalışma özellikleri çok farklıdır ve bu nedenle her bir türün kendine özel uygulama alanları mevcuttur: şönt motorların sabit hızlı uygulamalar için kullanımı uygunken, seri motorlar çekiş uygulamaları için yaygın olarak kullanılırlar.

Belli bir çıkış gücü ve hızı için şönt ve seri motorlar, aynı rotor çapı, aynı kutuplar aynı armatür ve sargılarında aynı miktarda iletken ile aynı boyuttadır. Bununla birlikte, sargıların detaylarına baktığımızda farklılıkların ortaya çıktığı görülmektedir. Enerji dönüştürme yetenekleri açısından, şönt ve seri motorların temelde farklı olmadığı bilinmektedir. Şönt makinalarda genellikle çok sayıda ince telli stator sargıları bulunurken, seri makinalarda birkaç kalın iletken sargı vardır. Ancak bakırın toplam miktarı ve düzeni aynı olduğundan, her iki türün de enerji dönüştürme yetenekleri aynıdır. Bununla birlikte, çalışma özellikleri açısından, geniş ölçüde farklılık gösterirler.

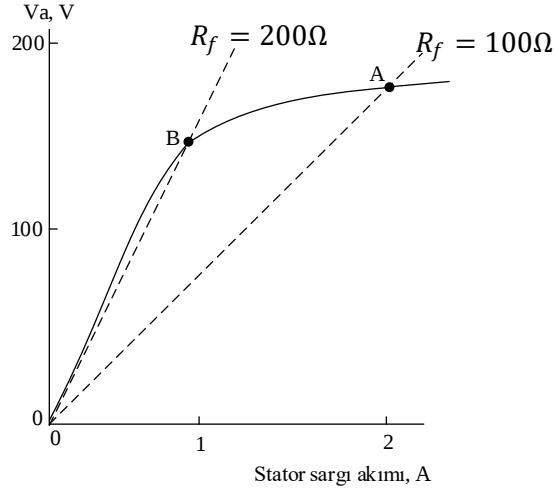
2.3.3 Kendinden Uyartımlı DA Motorlar

DA motorun, indüklenen veya üretilen emk'nın, armatür uçlarına uygulanan gerilimden daha az veya daha büyük olmasına bağlı olarak motor veya jeneratör olarak çalışabileceği bilinmektedir. Makina hem uyartım hem de armatür akımlarını çekebileceği bir gerilim kaynağına bağlı olduğunda motor olarak çalışır. Ancak, makinanın herhangi bir gerilim kaynağından izole edilmiş bir yerde jeneratör olarak kullanılması istenirse, makinanın bir enerji dönüştürücüsü olarak çalışmasını sağlamak

için akının nasıl ayarlanacağı düşünülmelidir. Manyetik alan kalıcı mıknatıslar tarafından sağlandığında, sorun yoktur. Dışarıdan alınan bir güç ile rotoru döndürmeye başlar başlamaz, armatürde hıza bağlı bir emk üretilir, elektriksel yükler uçlara bağlanabilir ve güç üretmeye başlanabilir. Jeneratörün çıkış uçlarında sabit bir gerilim elde edebilmek için, motor hızı sabit tutulmaya çalışılır.

Makinanın armatürle paralel olarak bağlanması amaçlanan bir sargısı varsa, makinanın bir armatür gerilimi ürettiğinde, bir stator sargı akımı ve akısının meydana geleceği beklenir. Ancak, harekete geçirici bir emk elde etmeden önce akıya ihtiyaç vardır ve stator sargı akımı olmadan akı elde edilemez. Bununla birlikte bir emk üretilene kadar da stator sargı akımı üretilmemektedir. Bu problemi aşmak için, genellikle, makinanın en son kullanıldığı andan itibaren manyetik devrede kalan artık manyetik akının avantajlarından yararlanmak gerekmektedir. Eğer kalan akı yeterliyse, rotor dönmeye başladıktan sonra stator sargı akımı üretilmeye başlanır. Neyse ki, tahrik hızının sabit olması şartıyla, akının büyümesi, manyetik devrenin doyması ile dengelenir. Bu prosedür, kendinden uyartım olarak bilinir.

Manyetik doymanın dengeleyici etkisi, Şekil 2.7’de gösterilmektedir. Grafikteki kesintisiz çizgi, makinanın tipik bir mıknatıslanma eğrisidir. Bu, rotor sabit bir hızda sürüldüğünde stator sargı akımının bir fonksiyonu olarak üretilen emk’nın bir grafiğidir. Stator sargı akımının düşük ve orta değerleri için akı, akımla orantılıdır, bu nedenle emk doğrusaldır, ancak daha yüksek stator sargı akımlarında manyetik devre doygunluğa başlar, akı artık orantılı olarak artmaz ve sonuçta oluşan gerilim düzleşir. Armatür devresi açık devre olduğu için uç gerilimi (V_a) indüklenen emk’ya eşittir.



Şekil 2.7. Kendinden uyarımlı DA motorda emk indüklenmesi

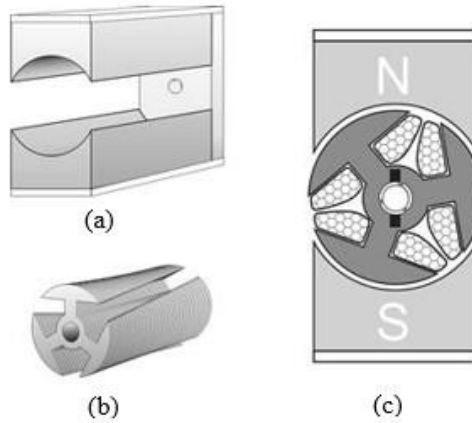
Makinanın kendinden uyarımlı çalışması istendiğinde, stator sargıları armatüre paralel olarak bağlanmalıdır. Sargılardaki akım daha sonra denklem (2.3) tarafından elde edilir, burada R_f stator sargısının direncidir ve küçük armatür direnci ihmal edilmiştir. Şekil 2.7’de görülen kesikli çizgiler, 100Ω ve 200Ω olarak verilen stator sargı devresinin dirençleriyle ilgilidir ve bunların mıknatıslanma eğrisi ile kesişimi sabit çalışma noktalarını verir. Örneğin, stator sargı direnci 100Ω ve armatür gerilimi $200V$ olduğunda, $2A$ ’lık stator sargı akımı $200 V$ ’lık emk oluşturmak için yeterlidir (bkz. A noktası). Stator sargı akımının düşük değerlerinde, üretilen gerilim stator sargı akımını korumak için gereken değeri aştığı için aşırı gerilim, kararlı duruma ulaşıncaya kadar endüktif devrede akımın artmasına neden olur.

Stator sargı devre direncinin 200Ω değerine yükseltilmesi, daha düşük gerilim üretilmesine neden olur (bkz. B noktası), ancak dirençteki küçük değişiklikler, gerilimde büyük değişikliklere neden olur. Direnç 200Ω üzerine çıkarsa direnç çizgisinin mıknatıslanma eğrisinin üstünde olacağı ve kendinden uyarımın mümkün olamayacağı ortaya çıkmaktadır.

$$I_f = \frac{V_a}{R_f} \quad (2.3)$$

2.3.4 Minyatür DA Motorlar

Model otomobillerde, trenlerde, oyuncak sektöründe vb. yerlerde kullanılan motorlar, yapıları gereği şu ana kadar tartışılan DA motorlardan oldukça farklıdır çünkü öncelik olarak neredeyse tamamen maliyet göz önünde bulundurularak tasarlanmışlardır. Yüksek hızlarda çalışırlar, bu nedenle momentin yumuşak geçişli olması önemli değildir. Rotor çapları 0,5 cm ila 3 cm arasındaki değişiklik gösterebilir. Şekil 2.8’de genel yapıları gösterilmiştir.



Şekil 2.8. Model ve oyuncak sektöründe kullanılan minyatür DA motor: (a) stator; (b) rotor; (c) enine kesit (Hughes ve Drury, 2013)

Rotor, birkaç adet çok turlu sargı içeren levha şeklinde yapılardan oluşur. Sargı yuvaları geniş olduğu için üretimi kolaydır Komütatör, az sayıda segmente sahip olduğu için onun da yapımı ucuzdur. Stator, manyetik devreyi tamamlamak için çelik bir arka plaka ile radyal olarak mıknatıslanmış seramik mıknatıslardan oluşur.

Rotorun belirgin çıkıntılara sahip olduğu görülmektedir, daha önce tartışılan yüzeyin genelde silindirik olduğu rotorların aksine belirgin üç farklı çıkıntı vardır. Rotor sargılarında herhangi bir akım olmasa bile, stator mıknatıslarının, rotor çıkıntılarından birini veya diğerini bir stator kutbu ile aynı hizaya çekme ve rotorun kilitlenme eğiliminde olduğu düşünülebilir. Bu istenmeyen durum, rotor konumundan dolayı oluşan relüktans değişiminden kaynaklanmaktadır. Bu problemi çözmek için rotor levhaları, Şekil 2.8 (b)’de gösterildiği gibi, sargılar takılmadan önce bükülür.

Üç rotor kutbundan her biri, Şekil 2.8 (c)’de gösterildiği gibi, başlangıcı bir komütatör segmentine bağlı olan çok turlu bir sargı taşır. Fırçalar bölümler arası boşluktan daha geniştir, bu nedenle bazı rotor konumlarında, pozitif fırçanın akımı, ortak noktaya ulaşana kadar paralel olarak ilk önce iki sargı arasında bölünecek ve akacak,

ardından üçüncü sargıdan negatif fırçasına akacak, diğer konumlarda ise akım sadece iki sargı boyunca akar. Rotor dönerken, statorun N (kuzey) kutbu en yakın rotor S (güney) kutbunu çekerek aynı hizaya gelmeye çalışır. Çekim kuvveti sıfıra yaklaştığında, komütatör o kutuptaki rotor akımını tersine çevirir, böylece rotorun S kutbu N kutbuna dönüşür ve S stator kutbuna doğru itilir.

Değişimli olarak bir veya iki segmentle temas ettiklerinde fırçaların gördüğü farklı dirençlerin bir sonucu olarak açısal konumda bir akım varyasyonu meydana gelir. Bu motorlarda üretilen moment lineer değildir ve çalışma hızları tipik olarak birkaç bin dev/dk'dır. Bununla birlikte moment titreşimleri, rotor ve yük ataleti tarafından düzeltilir.

2.4 LabVIEW

Çeşitli uygulamalar için verimlilik ve üretkenliği artırmak adına programcılar tarafından her gün yazılım uygulamaları geliştirilmektedir. LabVIEW, bir programlama dili olarak, bu hedeflere ulaşmak için kullanılabilecek güçlü bir araçtır. LabVIEW National Instruments firması tarafından geliştirilen grafik tabanlı bir programlama dilidir. Grafiksel doğası, test ve ölçüm, otomasyon, cihaz kontrolü, veri toplama ve veri analizi uygulamaları için idealdir. Bunlardan dolayı, geleneksel programlama dillerine göre verimlilik açısından daha gelişmiş olduğu söylenebilir (Bitter ve ark., 2006).

LabVIEW'de programı çalıştırma işini, metne dayalı programlama dillerinin aksine, metin olarak yazılan talimatlar yerine, veri akışı denilen yapılar yapar. LabVIEW'de, bir dizi araç ve nesne kullanarak bir kullanıcı arayüzü oluşturulabilir. Kullanıcı arayüzü ön panel olarak bilinir. Ön panel nesnelerini kontrol etmek için fonksiyonların grafik gösterimlerini kullanarak kod ekleme işlemi yapılır. Blok şema bu kodu içerir. Bazı yönlerden, blok şema bir akış şemasına benzer (National Instruments, 2001).

LabVIEW, grafiksel notasyon kullanarak programlar oluşturulan bir programlama ortamıdır ve temel olarak fonksiyonel düğümleri, içinden veri akışının olduğu kablolar ile bağlayarak programlar oluşturulur. Bu bağlamda, metin kullanılarak programlama yapılan C, C++ veya Java gibi geleneksel programlama dillerinden farklıdır. Ancak, LabVIEW bir programlama dilinden çok daha fazlasıdır. Bilim insanları ve mühendisler gibi işlerinin bir parçası olarak programlama yapması gereken insanlar için tasarlanmış etkileşimli bir program geliştirme ve yürütme sistemidir (Travis ve Kring, 2006).

Çok güçlü grafiksel bir programlama dili kullanan LabVIEW, üretkenliği büyük oranda artırabilir. Geleneksel programlama dillerini kullanarak yazılması haftalar veya aylar süren programlar, LabVIEW kullanılarak saatler içinde tamamlanabilir. Çünkü özellikle ölçüm almak, verileri analiz etmek ve sonuçları kullanıcıya sunmak için tasarlanmıştır. LabVIEW, çok yönlü bir grafiksel kullanıcı arayüzüne sahip olduğu ve programlanması çok kolay olduğu için simülasyonlar, bir fikri sunma, genel programlama ve hatta temel programlama kavramlarını öğretmek için de idealdir.

LabVIEW, yazılım tabanlı olduğundan standart laboratuvar cihazlarından daha fazla esneklik sunar. Kullanıcı, ihtiyaç duyduğu bir laboratuvar cihazının işlevselliğinde bir enstrüman tanımlayabilir. Bir bilgisayarı, birkaç harici cihaz ve LabVIEW, deneysel bir uygulamayı gerçekleştiriyormuş gibi tamamen yapılandırılabilir bir sanal araç oluşturur. LabVIEW kullanılarak, ihtiyaç duyulan sanal enstrüman türü, geleneksel enstrümanların maliyetinin çok küçük kısmı kadar bir maliyetle oluşturulabilir. İhtiyaç değiştiğinde tasarlanmış olan sanal cihaz veya araç da birkaç dakika içinde değiştirilebilir.

LabVIEW ayrıca veri toplama (DAQ), genel amaçlı arayüz veri yolu (GPIB) ve seri cihaz kontrolü, veri analizi, veri sunumu, veri depolama ve internet üzerinden iletişim için uygulamaya özel kod kütüphaneleri içerir. Analiz kütüphanesi, sinyal üretimi, sinyal işleme, filtreler, istatistikler, regresyon, doğrusal cebir ve dizi aritmetiği gibi birçok yararlı fonksiyonu da içinde barındırmaktadır.

2.4.1 Sanal Araçlar (Virtual Instruments-VI)

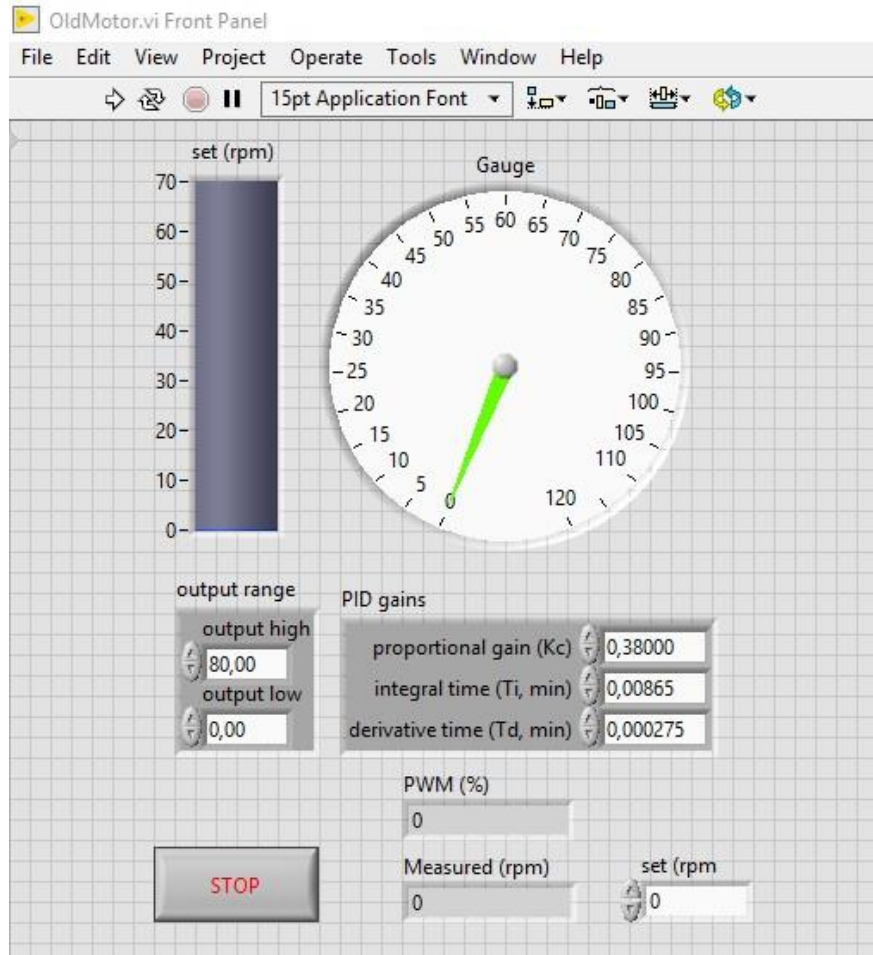
Basitçe söylemek gerekirse, Sanal Araç (VI) bir LabVIEW programlama elemanıdır. Bir VI, ön panel, blok diyagramı ve programı gösteren simgeden oluşur. Ön panel, kullanıcının kontrollerini ve göstergelerini görüntülemek için kullanılır ve blok şeması VI kodunu içerir. VI'nın görsel bir temsili olan simge, program girişleri ve çıkışları için bağlayıcılara sahiptir.

C gibi programlama dilleri, programlama elemanı olarak fonksiyon ve alt işlemleri kullanır. LabVIEW ise VI kullanır. Bir VI'nın ön paneli, fonksiyon giriş ve çıkışlarını işler ve kod şeması VI'nın çalışmasını gerçekleştirir. Büyük ölçekli uygulamalar oluşturmak için birden fazla VI kullanılabilir, çok büyük ölçekli uygulamalarda ise birkaç yüz VI olabilir. Bir VI, kullanıcı arayüzü olarak veya bir uygulamada bir alt işlem olarak kullanılabilir. Grafikler gibi kullanıcı arayüzü

elemanlarına LabVIEW'de sürükle ve bırak işlemiyle kolayca erişilebilir (Bitter ve ark., 2006).

2.4.1.1 Ön panel

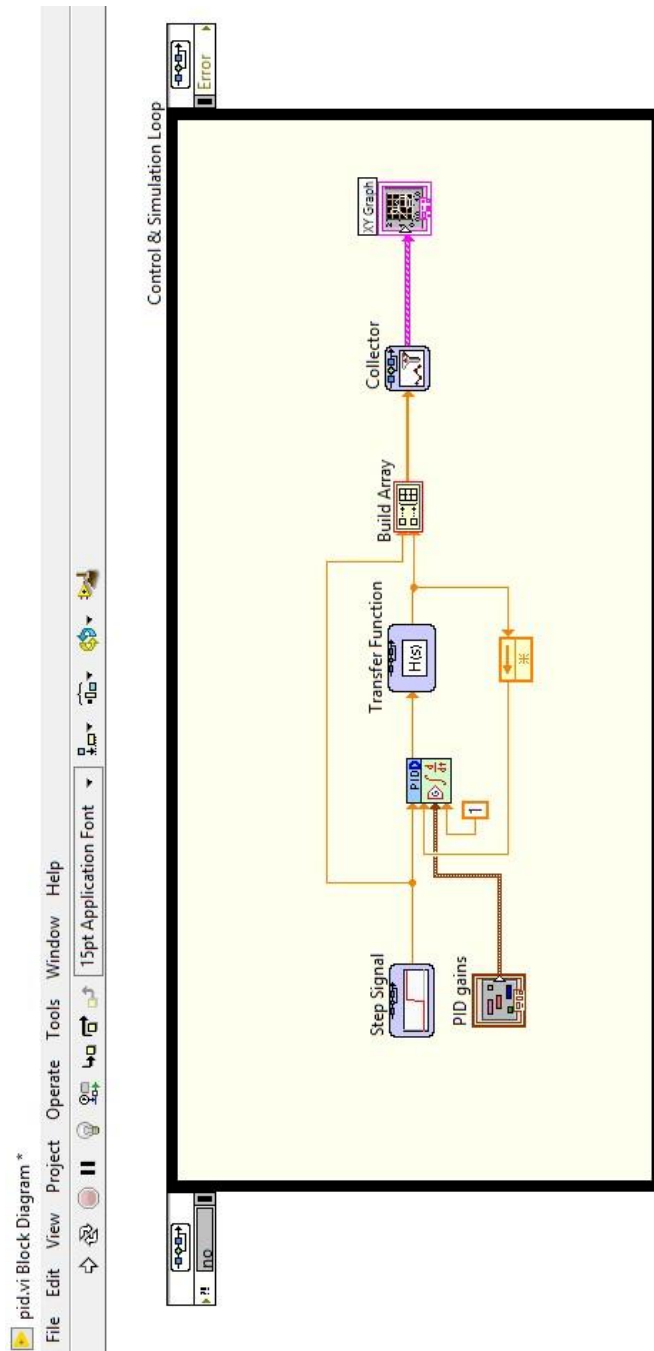
Şekil 2.9'da bu çalışmanın gerçek zamanlı uygulamasında kullanılan programın ön paneli gösterilmektedir. Motor hız kontrolünün yapıldığı bu uygulamada istenen hız değerini dev/dk cinsinden ayarlayan bir modül, çıkış hızını anlık olarak gerçek zamanlı gösteren bir gösterge, PID kazanç parametrelerin göstermek için bir panel, PWM sinyal değerini % olarak gösteren bir panel ve bir durdurma butonu içermektedir. Bir uygulamanın kullanıcı arayüzü olarak hizmet etmek için çok çaba sarf etmeden ayrıntılı bir ön panel oluşturulabilir.



Şekil 2.9. DA motor hız kontrolü için tasarlanan Sanal Araç (VI) ön panel örneği

2.4.1.2 Blok diyagramı

Şekil 2.10’da basit bir PID kontrol çevrimi için tasarlanmış bir programın blok diyagramı görülmektedir. Dış dikdörtgen yapı bir “while” çevrimini temsil eder ve iç kısım ise bir “olay” yapısıdır. Turuncu çizgiler kontrol kısmından VI'a aktarılan verileri temsil eder. “Durdur” düğmesine basıldığında, while çevrimi yürütmeyi durdurur. Bu blok diyagram, LabVIEW’ın grafiksel yapısını gösteren basit bir örnek olarak görülebilir.



Şekil 2.10. Basit bir PID kontrol çevrimi için tasarlanmış blok diyagramı

2.4.2 Veri Akışı Programlama

LabVIEW uygulamaları veri akışına göre yürütülür. Bu uygulamalar düğümlere ve aradaki bağlantıyı sağlayan kablolarla ayrılmıştır; giriş veya çıkışa sahip bir diyagramdaki her eleman bir düğüm olarak kabul edilir. Düğümler arasındaki bağlantı noktaları da kablolardır. Bir düğüm, toplama işlemi gibi basit bir işlem olabilir veya iç düğümler ve kablolar içeren bir alt sanal araç (subVI) gibi çok karmaşık bir işlem olabilir.

Düğümlerin ve kabloların toplanarak oluşturdukları yapıya kablo diyagramı denir. Kablo diyagramları blok diyagramlarından türetilir ve LabVIEW'ın derleyicisi tarafından diyagramları çalıştırmak için kullanılır. Kablo diyagramları, programlayıcıdan gizlenmiş olan ve derleyici tarafından kod çalıştırmak için kullanılan ara formlardır. Programlama yaparken derleyici, arka planda diyagramların çalıştırılmak için uygun olup olmadığını kontrol eder ve doğrular.

2.5 Veri Toplama

Veri toplama veya kısaca DAQ, bir gerilim veya akım gibi gerçek dünyadaki bir sinyali ölçme ve bu bilgiyi işleme, analiz etme, depolama veya farklı herhangi bir veri manipülasyonu için bilgisayara aktarma işlemidir. Şekil 2.11, bir DAQ sisteminin bileşenlerini göstermektedir. Veri toplama sistemi, sıcaklık, nem, basınç, akış, pH, start-stop, radyoaktivite, ışık yoğunluğu ve benzeri gibi fiziksel olayları ölçmek için kullanılır.

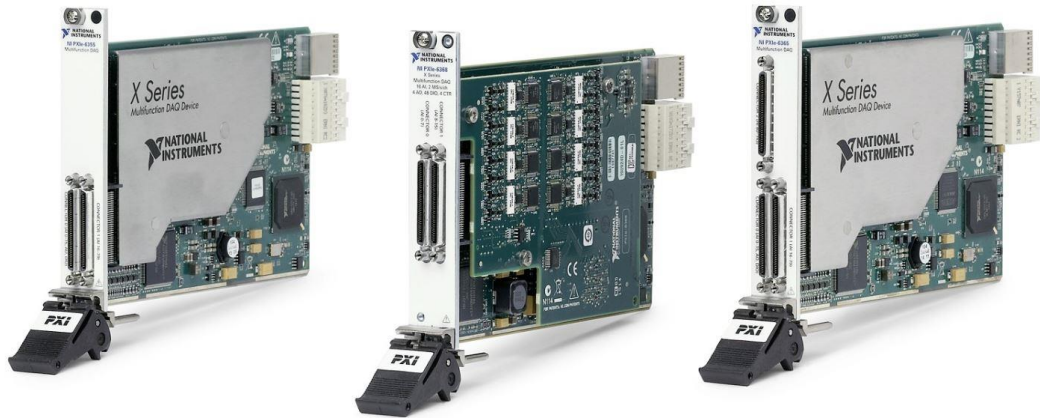
Fiziksel olayları değerlendirmek ve orantılı olarak elektrik sinyalleri üretmek için sensörler kullanılır. Örneğin, bir sensör tipi olan termokupl, sıcaklığı bir ADC'nin (analogdan dijitale dönüştürücü)'nün ölçebileceği bir gerilime dönüştürür. Sensör örnekleri, gerilim, akış hızı ve basınç nedeniyle bir malzemedeki yer değiştirmeyi ölçen sırasıyla gerilim ölçerler, akış ölçerler ve basınç dönüştürücüler şeklinde çoğaltılabilir. Her durumda, sensör tarafından üretilen elektrik sinyali, sensörün doğrudan takip ettiği fiziksel olay ile doğrudan ilişkilidir (Travis ve Kring, 2006).



Şekil 2.11. Veri toplama sistemi (Ali, 2019)

LabVIEW, sensörlere arayüz oluşturmak için veri toplama cihazlarına; analog giriş sinyallerini okuma, analog çıkış sinyalleri üretme, dijital sinyalleri okuma ve yazma, frekans ölçümü için dahili sayıcıları değiştirme, darbe sinyali üretme ve kodlayıcı ölçümleri gibi komutları verebilir. Analog giriş durumunda, sensörden gelen gerilim verileri bilgisayara takılı veri toplama cihazlarına girerek verileri depolama, işleme veya başka dönüştürme işlemleri için bilgisayar belleğine gönderilir.

Sinyal işleme modülleri, (bkz. Şekil 2.11) sensörler tarafından üretilen elektrik sinyallerini veri toplama cihazlarının kabul edebileceği bir hale getirir. Sinyal işleme kısmı; amplifikasyon, doğrusallaştırma, filtreleme, izolasyon vb. işlemleri yerine getirmektedir. Örneğin, 220 VAC gibi yüksek gerilimli bir girişin veri toplama kartına bağlamadan önce izole edilmesi gerekebilir, sinyal işleme kısmı burada işe yarayacaktır.



Şekil 2.12. Çeşitli veri toplama cihazları (National Instruments, 2018)

Sanal enstrümantasyon yaklaşımı kullanarak yapılan bir çalışmada verileri elde etmek için bir veri toplama kartına, LabVIEW ve veri toplama kartının sürücü yazılımı ile donatılmış bir bilgisayara, sensörden gelen sinyali veri toplama kartına bağlamak için bazı konnektörlere ihtiyaç vardır. Yapılan uygulamanın özelliklerine bağlı olarak, sinyal

işleme ekipmanına da ihtiyaç olabilir. Örneğin, sıcaklık ölçülmek isteniyorsa, sıcaklık sensörünün, bilgisayara bağlı olan veri toplama kartının bir analog giriş kanalına bağlanması gerekir (sensör türüne bağlı olarak genellikle sinyal işleme ekipmanı aracılığıyla). Ardından, LabVIEW'deki veri toplama sanal araçlarını (DAQ VI) kullanarak veri toplama kartı üzerindeki portu okumak, ekrandaki sıcaklığı görüntülemek, bir veri dosyasına kaydetmek ve ihtiyaç duyulan şekilde analiz etme işlemleri yapılabilir. (Bitter ve ark., 2006)

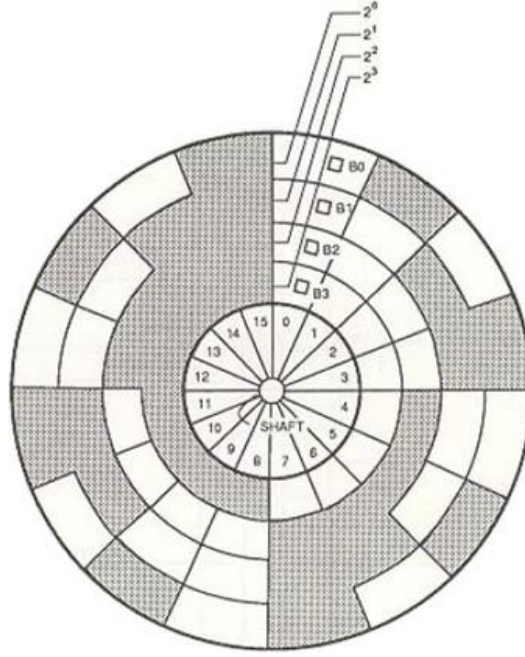
2.6 Enkoderler

Enkoderler, mekanik hareketi dijital sinyallere çeviren mekanik hareket sensörleridir. Bir elektro-mekanik cihaz olarak, bir enkoder, hareket kontrolü yapılan bir sistem için konum, hız ve yön ile ilgili bilgi sağlayabilir. Enkoderler, aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:

- Kodlanmış öğeyi okumak için kullanılan yöntemlere göre: temaslı ve temassız,
- Çıkış sinyalinin tipine göre: mutlak ve artımlı,
- Çıkış sinyalini üretmede kullanılan fiziksel olaylara göre: elektriksel, manyetik, optik ve kapasitif.

2.6.1 Temaslı Enkoderler

Temaslı enkoderler, bir fırça veya pim sensörünün kodlanmış diske mekanik olarak temas etmesiyle çalışan enkoderlerdir. Disk, Şekil 7.1'de gösterildiği gibi bir dizi ince metalik şeritlerden oluşan eş merkezli iç içe geçirilmiş halkadan meydana gelmektedir. Şekildeki 4 halka, 2^0 , 2^1 , 2^2 , 2^3 'ten oluşan bir ikili koda tekabül etmektedir. Bunlarla ilişkili temaslı sensörler B_0 , B_1 , B_2 , B_3 olarak gösterilmiş olup 0'dan 15'e kadar rakamları kodlamaktadırlar. Disk döndükçe, sensörler iletken şeritlere temas edip şeritlerin bitişiğindeki yalıtkan malzemenin de üstünden geçerek bir iletken- bir yalıtkan (bir on- bir off) olacak şekilde bir dizi kare dalga oluşturmaktadır.



Şekil 2.13. Temaslı enkoder diski (Dynamics Research Corp, 1980)

Uygulamaya bağlı olarak tekdüze veya tekdüze olmayan disk desenleri kullanılabilir ve herhangi bir yapıda desenler içeren diskler üretilebilir. Bu uygulama, en çok tekdüze bir disk deseni ile şaft konumunu belirlemek için kullanılır. Bu tür enkoderlerin doğru sonuç verme performansı, diskteki şeritlerin ne kadar hassas üretildiğine, iki iletken metal şerit arasında korozyondan ötürü iletkenlik oluşma miktarı ve hareketli kısımların aşınması gibi durumlara bağlıdır (Dynamics Research Corp, 1980).

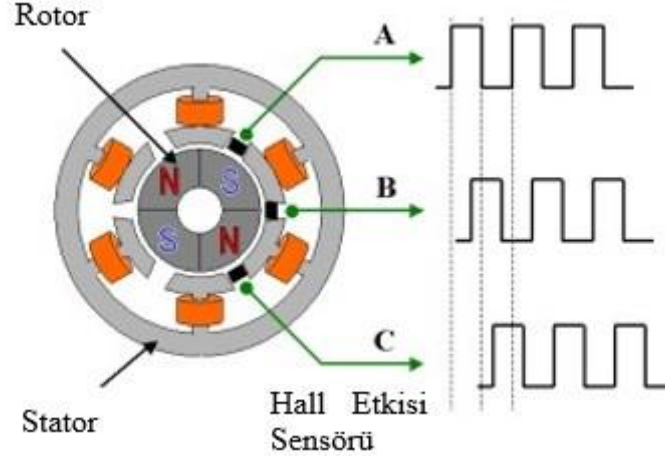
2.6.2 Temassız Enkoderler

Temassız enkoderler, kodlanmış diski okumak için elektrik iletimi dışında fiziksel olaylar kullananlardır. En yaygın türler manyetik, kapasitif ve optiktir enkoderlerdir.

2.6.2.1 Manyetik enkoderler

Manyetik enkoderler rotor ve sensör olarak iki parçadan oluşur. Rotor, şaft ile birlikte döner ve çevresine eşit aralıklarla yerleştirilmiş N ve S manyetik kutuplarından oluşur. Sensör, N ve S kutuplarının konumlarındaki küçük kaymaları tespit eder. Manyetik alan değişikliklerini tespit etmenin birçok yöntemi vardır: enkoderlerde

kullanılan iki ana tip yöntem, Hall etkisi ve manyeto rezistif yöntemleridir. Hall Etkisi sensörleri, elektronların manyetik sapması ile gerilimde oluşan değişikliği tespit ederek çalışır. Manyeto rezistif sensörler ise, manyetik alandan dolayı dirençte meydana gelen değişikliği tespit ederek çalışır.



Şekil 2.14. Hall etkisi enkoder çalışma prensibi (AKM Microdevices Corporation, 2005)

Enkoder, Şekil 2.14'te görülen A, B ve C Hall etkisi sensörlerinden gelen sinyalleri işleyerek kare dalgalar üretir. Çıkış sinyali, entegrenin yüzeyi üzerindeki manyetik akı değişiklikleri ölçülerek üretilir. Mıknatıs ile sensör arasındaki hava boşluğunun homojen şekilde dağılmış olması için entgre yüzeyi mıknatısa paralel olmalıdır.

2.6.2.2 Kapasitif enkoderler

Enkoder içinde asimetrik şekilli bir diskin döndürülmesiyle oluşan, iki elektrot arasındaki kapasitans değerinin değişiminin ölçülmesi prensibine göre çalışır. Kapasitif enkoderler temassız enkoderler arasında en az kullanılan tiptir ve nadir uygulamalar için özel olarak üretilmiştir. Dijital bir çıkış oluşturmak için okuma işi, bir faz kaydırma ölçüm sistemi veya bir frekans kontrol tekniği kullanılarak elektrostatik olarak gerçekleştirilir.

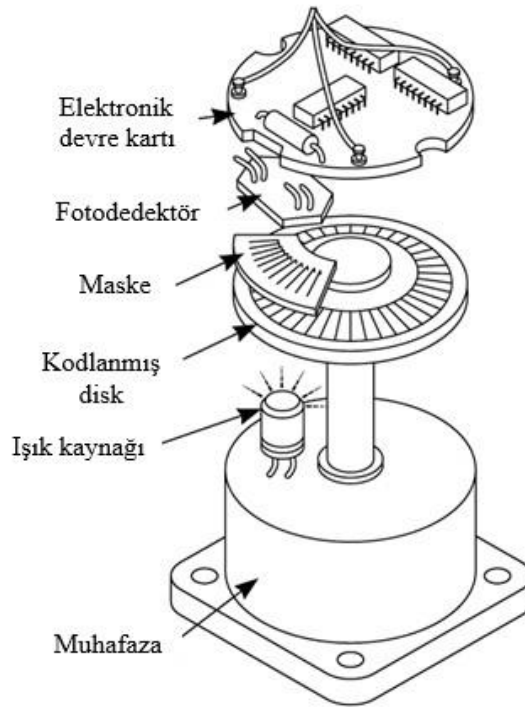
Kapasitif cihazlar genellikle standart donanım olarak bulunmamakla birlikte, 19-bit'e kadar, tek turlu üniteler üretilmiştir. Teorik olarak kapasitif ölçüm tekniği, temaslı, optik veya manyetik tip tarafından gerçekleştirilen kodlama görevlerinden herhangi birini gerçekleştirmek için kullanılabilir. Bununla birlikte, tasarım, imalat ve işletme ile ilgili pratik problemler, kapasitif ölçüm tekniği kullanımını sınırlamıştır.

2.6.2.3 Optik enkoderler

Optik enkoderler, temaslı enkoderlerde meydana gelen aşınma sorunlarını gidermek için geliştirilen temassız cihazların en eskileridir. Günümüz optik enkoderler en yüksek çözünürlük ve yüksek doğrulukta kodlama sağlar bununla birlikte yüksek hızlarda verimli şekilde çalıştırılabilirler.

Optik enkoderlerin diski şeffaf ve opak alanları olan cam veya plastikten yapılmıştır. Bir ışık kaynağı ve fotodedektör dizisi, herhangi bir zamanda diskin konumundan ötürü oluşan optik deseni okur. Ortaya çıkan desen, milin açısını belirlemek için bir mikroişlemci veya mikrodenetleyici gibi bir kontrol cihazı tarafından okunur.

Son zamanlarda, optik enkoderlerin çalışma performanslarındaki gelişmelerden dolayı hareket kontrolü endüstrisindeki kullanımları yaygınlaşmıştır. Çözünürlüğünün yükselmesi, frekans cevabının gelişmesi ve hassasiyetin artması gibi durumlar optik enkoderi geri bildirim aygıtları için baskın seçenek olarak tutmaya devam etmektedir (Dynamics Research Corp, 1980).

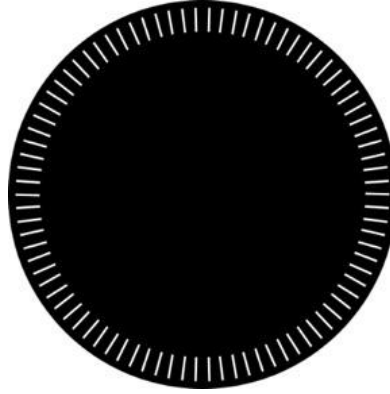


Şekil 2.15. Optik enkoder bileşenleri (Dynamics Research Corp, 1980)

2.6.3 Artımlı Enkoderler

Şekil 2.15'te gösterildiği gibi, optik enkoderler bir ışık kaynağı ile bir dedektör arasında hareket eden bir ızgara (kodlanmış disk) vasıtasıyla çalışır. Işık, ızgaranın şeffaf alanlarından geçtiğinde, dedektörde bir çıkış sinyali oluşur. Daha yüksek çözünürlük için, ışık kaynağı daha paralel ışık ışınları verecek şekilde ayarlanır ve ızgara ile dedektör arasına bir maske yerleştirilir. Izgara ve maske bir deklanşör etkisi yaratır, böylece yalnızca saydam bölümleri aynı hizada olduğunda ışığın dedektöre geçmesine izin verilir.

Şekil 2.16'da gösterilen disk, enkoderin en önemli parçalarından biridir ve genellikle çok hassas olarak yerleştirilmiş metal şeritlere sahip olan camdan bir malzemeden yapılmaktadır. Metal şeritlerin sayısı, tur başına atım sayısına eşittir. Çoğunlukla devir başına 500 veya 1000 atım çözünürlüğünde olurlar. Örneğin, enkoderin çözünürlüğü, disk üzerinde fiziksel olarak bulunabilecek metal şerit veya yuvaların sayısı ile sınırlıdır. Disk çapı büyüdükçe, devir başına potansiyel atım sayısı da artar. Genel olarak, ticari olarak temin edilebilen döner artımlı enkoderler, 40 ila 75 mm arasında bir çapa sahiptir (Beach ve McMillan, 1999).



Şekil 2.16. Artımlı optik enkoderde kullanılan disk (Beach ve McMillan, 1999)

2.6.4 Mutlak Enkoderler

Mutlak enkoderler, her shaft konumu için ayrı özel bir konum bilgisi sağlayan bir konum belirleme cihazıdır. Bu, diğer tüm konumlardan bağımsızdır, artımlı enkoderde ise konumu belirlemek için bir referans gereklidir. Mutlak optik enkoderde kullanılan

disk, artımlı enkoderde kullanılan diskten (bkz. Şekil 2.16), belirgin şekilde farklıdır. Mutlak bir optik enkoderde, eş merkezli iç içe geçmiş şeritler bulunur. Her şerit bağımsız bir ışık kaynağına sahiptir. Işık bir yuvadan geçtiğinde lojik 1, geçmediği zaman ise lojik 0 oluşur. Bu şekilde şaftın konumu, 1'ler ve 0'lar ile tanımlanabilir.



Şekil 2.17. Mutlak enkoderde kullanılan disk (Beach ve McMillan, 1999)

Mutlak bir enkoderin şerit uzunlukları, dış kenarda daha küçükten merkeze doğru daha büyük hale gelmektedir. Şeritler kendinden önceki ve sonraki şeritlere göre aynı hızda olmayacak şekilde biraz kaydırılmıştır. Şerit sayısı, kodlayıcı diskten elde edilebilecek konum bilgisi miktarını, yani çözünürlüğünü belirler. Güvenlik açısından diskin cam değil de metalden yapılmış olması tercih edilir. Metal disk bir cam disk kadar kırılğan değildir ve düşük ataleti vardır.

2.6.5 Mutlak Enkoderlerin Avantajları

- Güç kesintisinde pozisyon kaybı olmaması: Mutlak bir enkoder, artımlı bir enkoder gibi bir sayım cihazı değildir, çünkü mutlak bir sistem şaftın gerçek konumunu okur. Güç kaybı yaşanması durumunda, enkoder konum bilgisini kaybetmez. Güç kesintisinden sonra sisteme enerji geldiği zaman, mutlak enkoder o anki pozisyonu veri kaybı yaşamadan okuyabilir. Sık güç kesintilerinin meydana geldiği tesislerde mutlak enkoder kullanmak daha avantajlıdır.
- Elektriksel sinyal gürültüsünün mevcut olduğu ortamlarda çalışabilir: Kaynak makinaları ve motor yol vericiler gibi cihazlar, artımlı bir enkoder için, enkoder

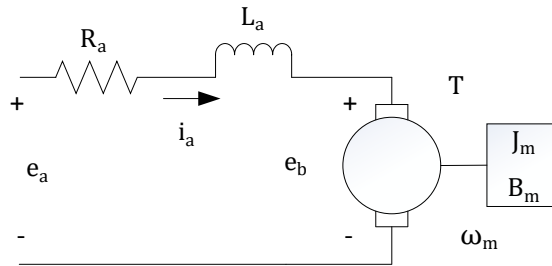
sinyal atımları gibi görünen elektriksel gürültü üretir. Bu gürültüler, mutlak enkoderli bir sistemin okuduğu konum bilgisini değiştirmez.

- Yüksek hızlı uzun mesafe veri aktarımı yapılabilmesi: RS-422 gibi bir seri arabirim kullanılarak, mutlak konum verileri 1200 metreye kadar iletilebilir.
- Yüksek hızlı uygulamalarda güvenilir bilgiler vermesi: Sayma cihazı genellikle artımlı enkoderlerin kullanımını sınırlar, çünkü bir sayaç maksimum 100 kHz'lik bir darbe girişi ile sınırlıdır. Mutlak bir enkoder sayma cihazı gerektirmediği için böyle bir sınırlaması yoktur (Beach ve McMillan, 1999)

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1 Sistem Modellemesi

Bir sistemin kontrol edilebilmesi için ilk olarak matematiksel modelinin bilinmesi gerekmektedir. Bu çalışmada kullanılan DA motorun matematiksel modelini oluşturmak için gerekli olan motor parametreleri Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. DA motor devre şeması

Şekil 3.1’de verilen devre şemasındaki değişkenler zaman uzayında yazılıp Kirchhoff gerilimler yasası uygulanırsa denklem (3.1) elde edilir.

$$e_a(t) = R_a \cdot i_a(t) + L_a \cdot \frac{di_a(t)}{dt} + e_b(t) \quad (3.1)$$

Burada e_a motorun besleme gerilimi, R_a armatür direnci, i_a armatür akımı, L_a rotor sargılarının endüktans değeri ve e_b ters elektromotor (emk) kuvvetidir. Motorun mekanik dinamikleri denklem (3.2)’de verilmiştir.

$$T(t) = J_m \cdot \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \cdot \omega_m(t) \quad (3.2)$$

Burada T motorun ürettiği moment, J_m eylemsizlik momenti, ω_m motorun hızı, B_m viskoz sürtünme katsayısıdır. Motorun elektromekanik denklemleri (3.3) ve (3.4)’te verilmiştir:

$$e_b(t) = K_e \cdot \omega_m(t) \quad (3.3)$$

$$T(t) = K_T \cdot i_a(t) \quad (3.4)$$

Burada K_e gerilim sabiti, K_T ise moment sabitidir. Motor hızı ile besleme geriliminin birbirine oranı motorun transfer fonksiyonunu verir.

$$\frac{\Omega_m(s)}{E_a(s)} \quad (3.5)$$

Denklem (3.1)'e Laplace dönüşümü uygulandığında denklem (3.6) elde edilir.

$$E_a(s) = L_a \cdot s \cdot I_a(s) + R_a \cdot I_a(s) + E_b(s) \quad (3.6)$$

$$I_a(s) = \left[\frac{1}{L_a \cdot s + R_a} \right] [E_a(s) - E_b(s)] \quad (3.7)$$

Denklem (3.3) ve (3.4)'ün Laplace ifadeleri aşağıda verilmiştir.

$$E_b(s) = K_e \cdot \Omega_m(s) \quad (3.8)$$

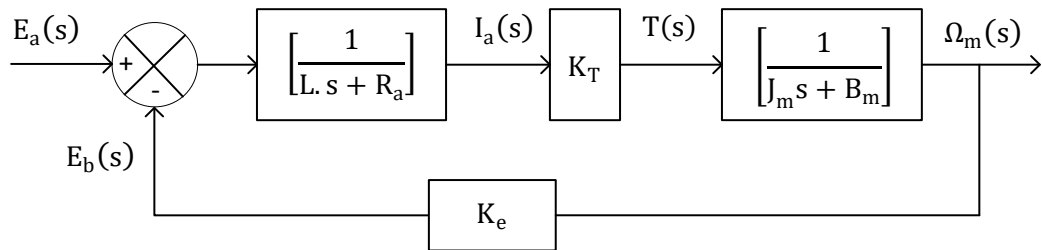
$$T(s) = K_T I_a(s) \quad (3.9)$$

Motor momenti ve motor hızı arasındaki ilişki denklem (3.10)'da verilmiştir.

$$T(s) = [J_m \cdot s + B_m] \cdot \Omega_m(s) \quad (3.10)$$

$$\Omega_m(s) = \left[\frac{1}{J_m \cdot s + B_m} \right] \cdot T(s) \quad (3.11)$$

(3.6), (3.7), (3.8), (3.10), (3.11) denklemleri temel alınarak motor transfer fonksiyonu gösterimi için oluşturulan blok diyagramı Şekil 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.2. DA motor transfer fonksiyonu blok diyagramı gösterimi

Blok diyagramı üzerinden armatür geriliminden motor hızına transfer fonksiyonu denklem (3.12)'deki gibi yazılabilir.

$$\frac{\Omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (3.12)$$

Şekil 3.2'de geri besleme bloğunun K_e olarak verildiği görülmektedir. Bu durumda,

$$H(s) = K_e \quad (3.13)$$

olup kazanç bloklarının çarpımı, denklem (3.14)'te verilmiştir.

$$G(s) = K_T \cdot \left[\frac{1}{L_a \cdot s + R_a} \right] \cdot \left[\frac{1}{J_m \cdot s + B_m} \right] \quad (3.14)$$

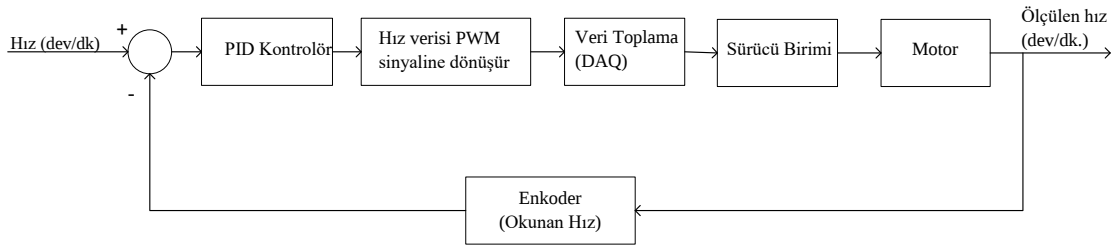
Denklem (3.13) ve (3.14), denklem (3.12)'de yerine yazılırsa aşağıdaki denklem elde edilir:

$$\frac{\Omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_T}{L_a \cdot J_m \cdot s^2 + (R_a \cdot J_m + L_a \cdot B_m) \cdot s + (K_T \cdot K_e + R_a \cdot B_m)} \quad (3.15)$$

Sistem modellemesi bölümünde açıklanan ve transfer fonksiyonunun belirlenmesinde kullanılan yöntem, geleneksel bir motor transfer fonksiyonu belirleme yöntemidir. Ancak bu çalışmadaki gibi veya benzer türde yapılan uygulamalarda kullanılan DA motorların; motor eylemsizlik momenti, viskoz sürtünme katsayısı, moment sabiti, gerilim sabiti gibi değerleri, üretici firma tarafından her zaman sağlanmayabilir. Bu durum transfer fonksiyonunun belirlenmesinde büyük zorluklara sebep olmaktadır. Bu çalışmada tasarlanan motor hız kontrol sisteminde, motorun matematiksel modeline ihtiyaç duyulmadan, gerçek zamanlı olarak deney düzeneğine bağlanan sistemin PID kazanç parametreleri ilk aşamada LabVIEW üzerinden hesaplanmıştır.

3.2 Deney Düzeneği

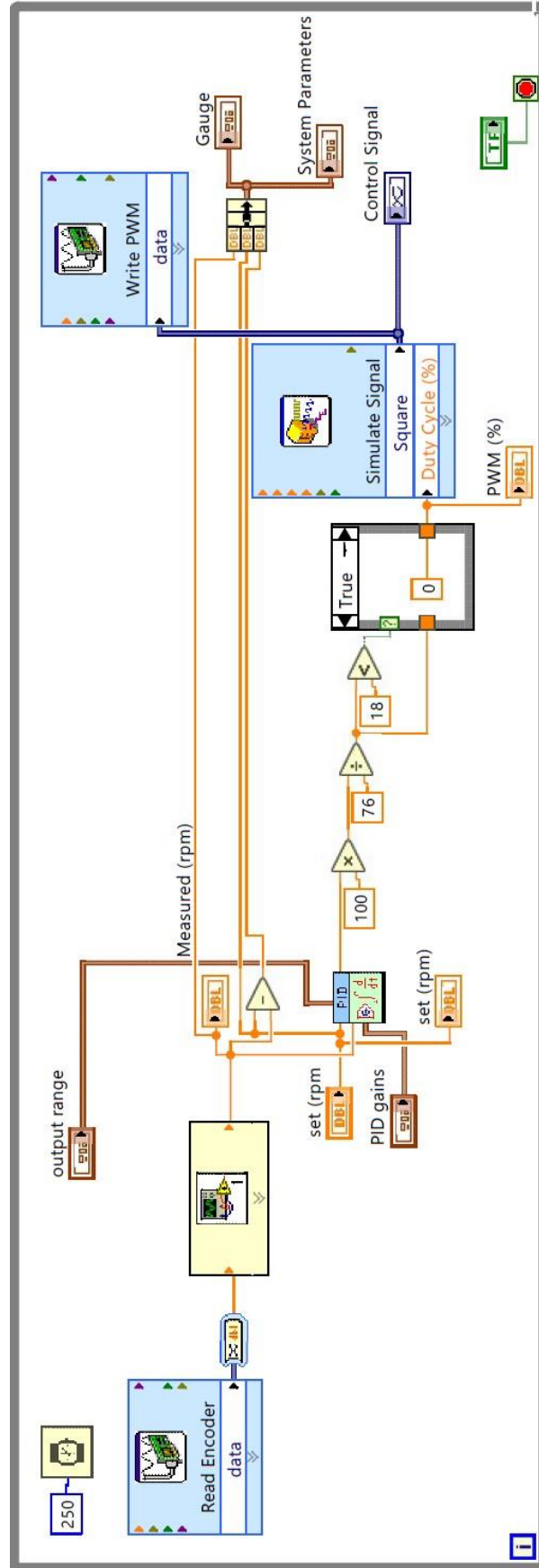
Bu çalışma için Şekil 3.3'te gösterilen blok diyagramına uygun olacak şekilde bir deney düzeneği oluşturulmuştur. Belirlenen referans hız bilgisi LabVIEW ortamı aracılığı ile DAQ kartına iletilmekte ve DAQ kartı da ilgili hız değerini üretecek şekilde PWM sinyali üretip motor sürücüyü aktarmaktadır. Bu sayede motora iletilen gerilim seviyesi ayarlanıp istenilen hızda motorun çalışması sağlanmaktadır. Ancak motorun herhangi bir yüke bağlı olması durumunda motora her ne kadar hız bilgisi gönderilse de istenilen hızda bir dönüş gerçekleştiremeyebilir. Böyle bir durumda ilgili PWM sinyalinin sıklığının (duty cycle) artırılması gereklidir. Bunu belirleyebilmek için ise bir geri bildirimin alınması şarttır.



Şekil 3.3. Deney düzeneği blok diyagramı

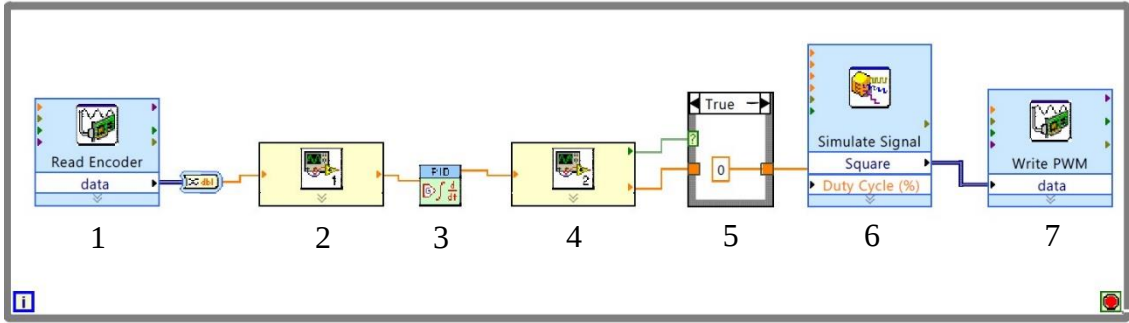
Bu nedenle, motor şaftına bağlı bulunan enkoderden anlık hız bilgisi okunup yine DAQ kartı aracılığı ile LabVIEW ortamına aktarılmalıdır. LabVIEW ortamında oluşturulan PID algoritması sayesinde de söz konusu belirlenmiş referans hız ve anlık okunan hız bilgileri karşılaştırılıp aradaki farkın kapatılması için gereken PWM sinyal sıklığının artırılıp azaltılması işlemi otomatik olarak ayarlanmaktadır. Bu sayede de dinamik bir şekilde motor hızı istenilen değerde sabit tutulmaktadır.

Şekil 3.4'te, bu çalışmada yapılmış olan gerçek zamanlı DA motor hız kontrol sistemi için LabVIEW'de tasarlanmış olan program görülmektedir.



Şekil 3.4. Tasarlanan kontrol sisteminin LabVIEW devre şeması

Sistemin nasıl çalıştığı açıklanırken kolaylık sağlaması açısından Şekil 3.4'teki devre şeması, Şekil 3.5'te görüldüğü gibi bloklara ayrılmıştır.



Şekil 3.5. Tasarlanan kontrol sisteminin bloklara ayrılarak basitleştirilmiş devre şeması

LabVIEW'de veri toplama asistanı olarak tanımlanan 1 nolu bloğun görevi motor üzerindeki enkoderden gelen verinin veri toplama kartı üzerinden LabVIEW'e aktarılmasıdır. Enkoderden gelen bu veri (hız bilgisi) dijital veri olduğu için bunun veri türü değiştirilecektir.

Formül bloğu olan 2 nolu bloğa gelen verinin matematiksel işlemlerde kullanılabilmesi için skaler veri türüne dönüştürülmesi gerekir. Bu nedenle 2 nolu bloktan önce veri türü değiştirilir. Bu değiştirme işini 1 ile 2 nolu bloklar arasında bulunan ve Şekil 3.5'te görülen sanal araç yapmaktadır. Formül bloğunda geri beslemeden alınan hız değeri ile belirlenen referans hız değeri karşılaştırılıp, hızın artırılmasına veya azaltılmasına karar veren matematiksel işlemler yapılmaktadır. Bu işlemlerden elde edilen sonuç verisi, ölçülen hız ile belirlenen referans hız arasındaki hata miktarını en düşük seviyeye getirmeye çalışan kontrol sinyalini belirlemek için PID bloğu olan 3 nolu bloğa iletilir.

PID bloğu olan 3 nolu bloğa, tasarımcı tarafından belirlenen PID kazanç parametreleri, belirlenen referans hız değeri, ölçülen hız değeri, çıkış hızının maksimum ve minimum alabileceği değerler (DA motorun nominal hız değerini aşmamak için) girilir. PID bloğu bu verileri analiz ederek dev/dk cinsinden belirlediği hız değerini blok çıkışına verir. Bu, motorun o anda ulaşması gereken hız değeridir. Motorun hızı PWM sinyali ile belirlendiği için, PID bloğu çıkışında elde edilen hız değerinin PWM sinyaline dönüştürülmesi gerekmektedir.

4 nolu blok bir karşılaştırma işlemi içeren bir alt sanal araç olarak görev yapmaktadır. Motorun nominal değeri olan 76 dev/dk hızında dönmesi için PWM değeri

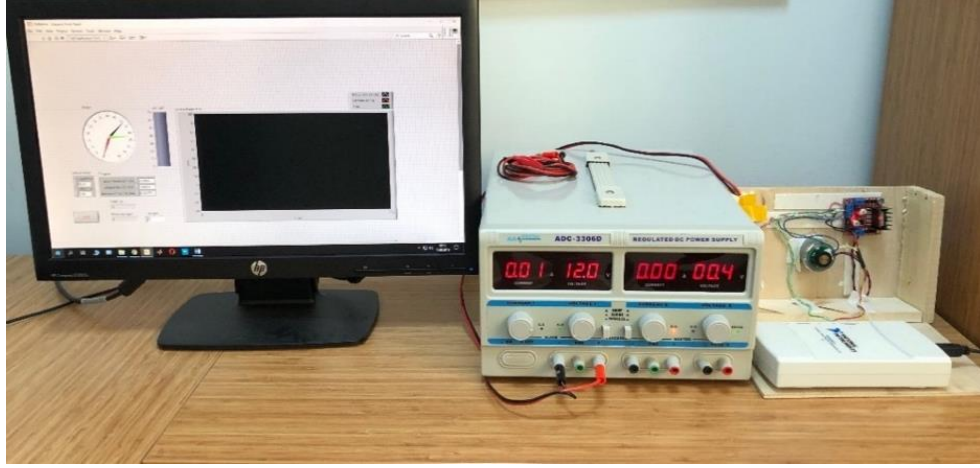
%100, motorun durması istendiğinde de %0 olmalıdır. 4 nolu blokta PID bloğundan gelen hız değerine göre bir yüzdelik oran belirlenmektedir. Bu, PWM sinyalinin yüzdelik oranıdır.

Deneyisel çalışmalar yapılırken, sürücü kartından motora dönmesi için yeterli olmayacak gerilimler iletildiğinde, motor dönmemesine rağmen motordan bir cızırtı sesi geldiği fark edilmiştir. Bu cızırtı sesini önlemek için durum yapısı denilen 5 nolu blok eklenmiştir. Bu blok istenilen duruma göre farklı çıkışlar verebilen bir durum seçici olarak görev yapmaktadır. Burada, motorun dönmeye başlaması için yetersiz olan gerilim değerleri iletilmeyip sinyal iletimi kesilmektedir. Diğer durumlarda ise sinyal iletimi olduğu gibi devam etmektedir.

Motorun dönmesi için gerekli minimum gerilim değeri 2,84 V olarak ölçülmüştür. Bundan düşük değerlerde motorun kavrama momenti yüksek olduğundan dolayı dönmemektedir.

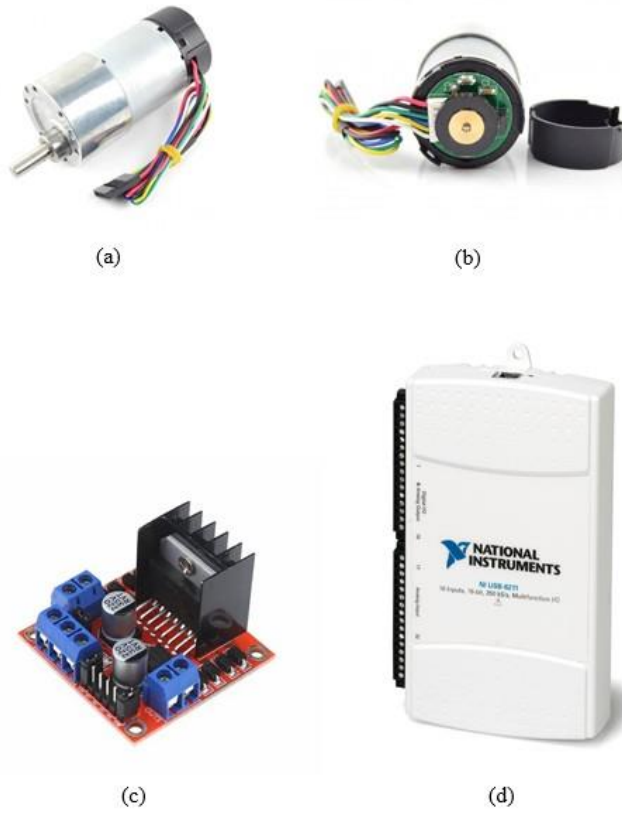
6 nolu blok, 5 nolu bloktan gelen yüzdelik değeri PWM sinyaline dönüştüren bir sinyal jeneratörü olarak görev yapmaktadır. Örneğin, 5 nolu bloktan %70 değeri geldiğinde 6 nolu blok %70 iletim süresi (duty cycle) oranında bir kare dalga üretir. Bu kare dalganın genliği 5 V, frekansı 1 kHz'dir.

7 nolu blok, 1 nolu blok gibi bir veri toplama asistanı modülüdür. Burada, LabVIEW tarafından üretilen PWM sinyali veri toplama kartına iletilir. Veri toplama kartı tarafından bu sinyal, motora aktarılacak olan gerilim değerinin belirlenmesi için motor sürücü kartına iletilir. Sürücü kartı harici güç kaynağından aldığı 12 V gerilimi, kendisine iletilen PWM sinyali oranında değiştirerek belirlediği gerilim değerini motora iletir. Belirlenen bu gerilimle motor istenilen dev/dk hızında döner. Örneğin, motor sürücü kartına %70'lik bir PWM sinyali gelirse motor, $76 \times \frac{70}{100} = 53,2$ dev/dk hızında dönecektir.



Şekil 3.6. Deney düzeneği

Şekil 3.6’da, tasarlanan kontrol sisteminin gerçek zamanlı çalışmasını mümkün kılan deney düzeneği görülmektedir. Düzenek, LabVIEW programı yüklü Windows tabanlı bir bilgisayar, bir adet harici DA güç kaynağı, bir adet veri toplama kartı, enkoder entegre edilmiş bir DA motor ve bir adet motor sürücü kartından oluşmaktadır.



Şekil 3.7. Deney düzeneğinde kullanılan cihazlar: (a) DA motor; (b) DA motorla entegre olan manyetik Hall Etkisi enkoder; (c) Motor sürücü kartı; (d) Veri toplama kartı

Şekil 3.7’de, tasarlanan kontrol sisteminin gerçek zamanlı uygulamasını yapmak için kullanılan cihazlar görülmektedir. (Bilgisayar ve güç kaynağını açıklamaya gerek duyulmamıştır). Sürücü kartı, harici bir güç kaynağından aldığı 12 V gerilimle; veri toplama kartı, USB bağlantısı aracılığıyla bilgisayara bağlanıp buradan aldığı 5 V gerilimle; DA motor, sürücü kartından kendisine iletilen gerilim değeriyle; enkoder ise sürücü kartından aldığı 5 V gerilimle beslenmektedir.

Şekil 3.7(a)’da görülen DA motorun teknik bilgileri Çizelge 3.2’de verilmiştir.

Çizelge 3.1. Kullanılan enkoderin bağlantı bilgileri

Kablo Rengi	Temsil Ettiği Pin
Kırmızı	Motor Besleme (+)
Siyah	Motor Besleme (gnd)
Yeşil	Enkoder Besleme (gnd)
Mavi	Enkoder Besleme (+)
Sarı	Enkoder A Çıkışı
Beyaz	Enkoder B Çıkışı

Çizelge 3.2. Kullanılan DA motorun etiket bilgileri

Nominal Gerilim	12 V
Maksimum Çıkış Gücü	6 W
Kavrama momenti	4,4 N-m
Kavrama Akımı	5,5 A
Boşta Çekilen Akım (12 V)	0,15 A
Hız (12 V)	76 dev/dk
Mil Şaft Çapı	6 mm.
Boyutlar	37x73 mm.
Ağırlık	210 g.

Şekil 3.7(b)’de motora entegre şekilde bulunan enkoder görülmektedir. Bu, iki kanallı Hall Etkisi sensörlü bir manyetik enkoderdir. 6 adet çıkışı bulunan enkoderin pin bağlantıları kablo renklerine göre Çizelge 3.1’de açıklanmıştır. Enkoder çözünürlüğü 64 CPR’dir. Yani motor 1 devir döndüğünde 64 sayım yapılır. A ve B çıkışları, aralarında 90 derece faz farkı olan 5 V genlikli kare dalgalarıdır. Bu kare dalgaların genlikleri karşılaştırılarak hız verisi dijital olarak oluşturulur.

Şekil 3.7(c)'de görülen sürücü kartı, L298N gerilim regülatörlü motor sürücü kartıdır. 4 adet motor çıkışı, 4 adet motor girişi ve 2 adet motor aktif etme pini bulunmaktadır.

Şekil 3.7(d)'de National Instruments NI USB-6211 veri toplama kartı görülmektedir. 16 adet analog giriş, 2 adet analog çıkış, 4 adet dijital giriş ve 4 adet dijital çıkışı bulunmaktadır.

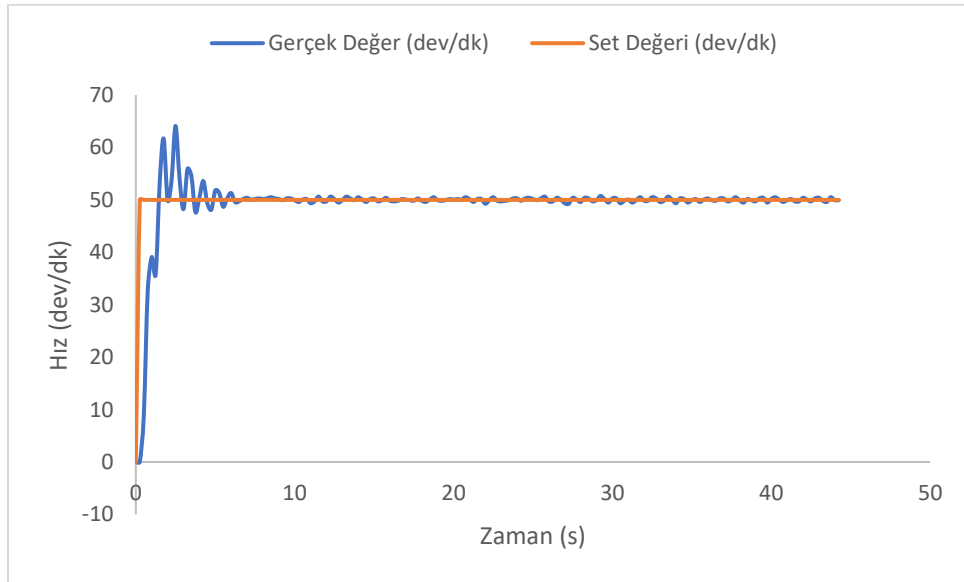
Enkoder, veri toplama kartı, sürücü kartı ve DA motor arasındaki bağlantılar şu şekilde özetlenebilir: Enkoderin A ve B çıkışlarından gelen hız verisi, veri toplama kartının girişlerinden iki tanesine bağlanır. Şekil 3.5'in açıklamalarında detaylıca anlatılan işlemlerden sonra belirlenen PWM sinyali, veri toplama kartının analog çıkışlarının birinden çıkıp sürücü kartının motor aktif etme pinlerinden birine bağlanır. Sürücü kartına gelen PWM sinyaline göre belirlenen gerilim değeri, sürücü kartının motor çıkış pinlerinden enkoderin motor besleme pinlerine bağlanır. Bu gerilim değerine göre motor istenen hızda döner. Tekrar hız bilgisi okunup bu döngü sürekli olarak devam eder.

4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

Bu çalışmada, mümkün olduğunca az sayıda cihaz ve komponent kullanarak bir sistemi gerçek zamanlı olarak kontrol etme girişimi başarıyla gerçekleştirilmiş olup gerçek zamanlı bir sistem için oldukça iyi sonuçlar elde edilmiştir.

Literatür incelendiğinde yapılan çalışmaların büyük çoğunluğunun sadece simülasyon ortamında yapılan çalışmalar olduğu görülmüştür. Gerçek zamanlı sistemler olarak yapılan çalışmalarda ise çok sayıda laboratuvar ekipmanı, cihazlar ve komponentler kullanıldığı gözlenmiştir. Oldukça basit yapılı bir sistem oluşturularak yapılan bu çalışmada ise elde edilen sonuçların geliştirilmeye açık olsa da gelecek vadettiği açıktır.

Tasarlanan sistemin basit yapıda olmasına ve toplamda sadece 3 adet cihaz/komponent kullanılarak oluşturulmasına imkân veren yazılım olan LabVIEW programının kullanışlılığı ve güçlü bir sanal laboratuvar olduğu gösterilmiştir. DA motor hız regülasyonunu yapabilmek için en önemli aşamalarından biri PID kazanç parametrelerinin belirlenmesidir. Bu çalışmada, bu parametreler iki aşamalı olarak nihai değerlerine getirilmiştir.



Şekil 4.1. $K_p = 0,654$, $K_i = 0,00545$, $K_d = 0,01$ kazanç parametreleri kullanılarak 50 dev/dk referans hızına verilen sistem cevabı

PID kazanç parametreleri ilk olarak LabVIEW PID Autotuning VI uygulaması kullanılarak tahmini olarak belirlenmiştir. Belirlenen bu kazanç parametreleri: $K_p =$

0,654, $K_i = 0,00545$, $K_d = 0,01$ 'dir. Elde edilen bu değerlerin sistem cevabı bakımından simülasyon ortamında iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Ancak, hız kontrolü yapılan DA motora entegre edilmiş enkoderden elde edilen sinyaller ayrık sinyaller olduğundan dolayı, bu değerler kurulan deney setinde gerçek zamanlı olarak sisteme uygulandığında, Şekil 4.1 ve Çizelge 4.1'den görüleceği üzere sistem cevabının üstaşım ve oturma süresi bakımından tatmin edici olmadığı anlaşılmıştır.

Çizelge 4.1. $K_p = 0,654$, $K_i = 0,00545$, $K_d = 0,01$ kazanç parametreleri kullanıldığında elde edilen kararlılık sonuçları

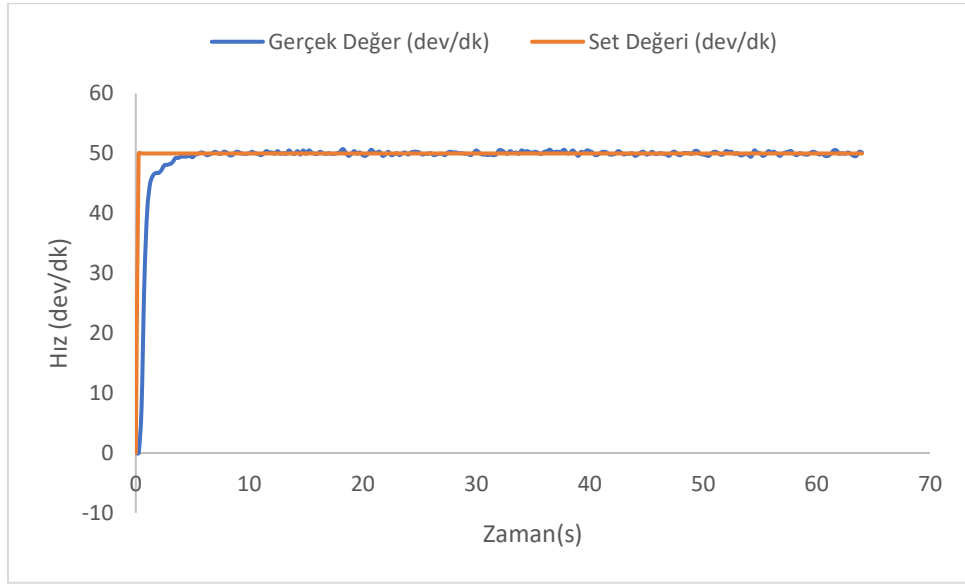
Kararlılık parametreleri	Ölçülen değerler
Yükselme süresi	$t_r = 1,53 \text{ s}$
Üstaşım	$PO = 27,084 \%$
Oturma süresi	$t_s = 11,25 \text{ s}$
Kalıcı durum hatası	$e_{ss} = 0,9143 \text{ dev/dk}$

Şekil 4.1 ve Çizelge 4.1'deki sonuçlar değerlendirildiğinde, özellikle sistem kararlı duruma geçmeden önceki zaman diliminde bulunan, istenmeyen tepe ve dip noktalarını gidermek ve salınımı mümkün olduğunca azaltmak için LabVIEW PID Autotuning VI kullanılarak elde edilmiş PID kazanç parametrelerinin daha da iyileştirilmesi gerektiği görülmektedir.

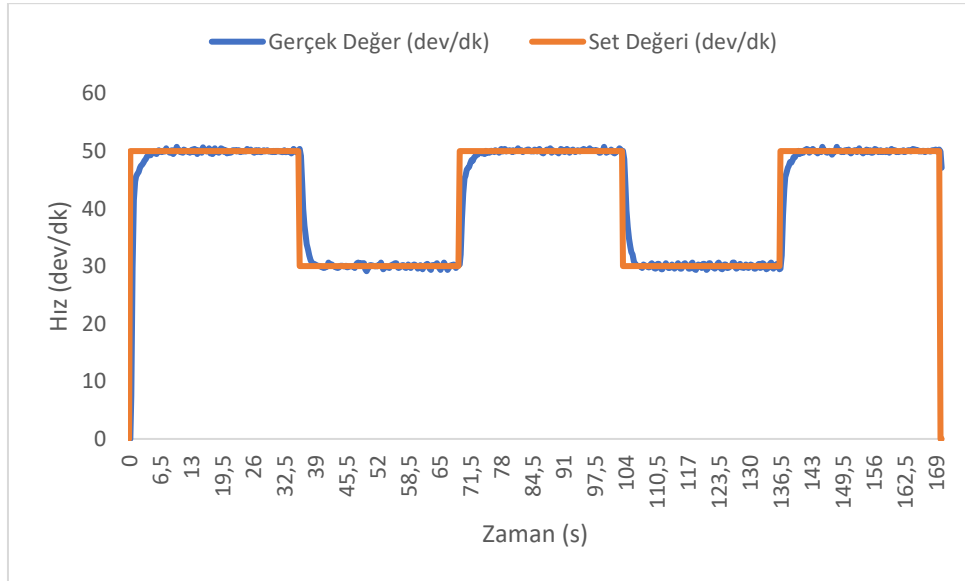
Çizelge 4.2. $K_p = 0,42$, $K_i = 0,00865$, $K_d = 0,01$ kazanç parametreleri kullanıldığında elde edilen kararlılık sonuçları

Kararlılık parametreleri	Ölçülen değerler
Yükselme süresi	$t_r = 3,5 \text{ s}$
Üstaşım	$PO = 0,34 \%$
Oturma süresi	$t_s = 6,1 \text{ s}$
Kalıcı durum hatası	$e_{ss} = 0,504 \text{ dev/dk}$

Elde edilen kazanç parametreleri deneme yanılma yoluyla ayarlanarak Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te görüldüğü üzere çok daha az salınıma sahip, üstaşımın tamamen ortadan kalktığı ve daha yumuşak geçişleri olan bir sistem cevabı elde edilmiştir. Çizelge 4.2 incelendiğinde son durumda yükselme süresinde küçük bir artış olduğu görülmektedir. Ancak elde edilen iyileştirmeler düşünüldüğünde bu ihmal edilebilecek bir etkidir.



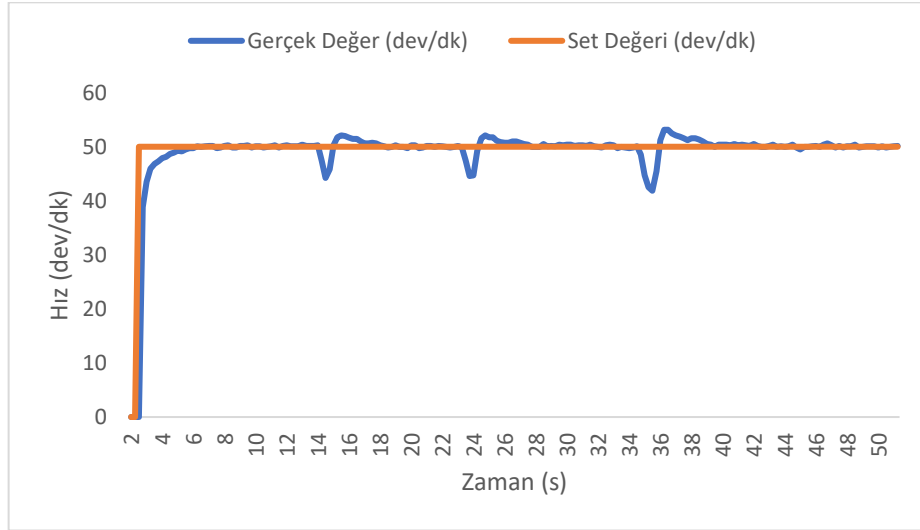
Şekil 4.2. $K_p = 0,42$, $K_i = 0,00865$, $K_d = 0,01$ kazanç parametreleri kullanılarak 50 dev/dk referans hızına verilen sistem cevabı



Şekil 4.3. $K_p = 0,42$, $K_i = 0,00865$, $K_d = 0,01$ kazanç parametreleri kullanılarak referans hızı 50 ve 30 dev/dk arasında değiştirildiğinde elde edilen sistem cevabı

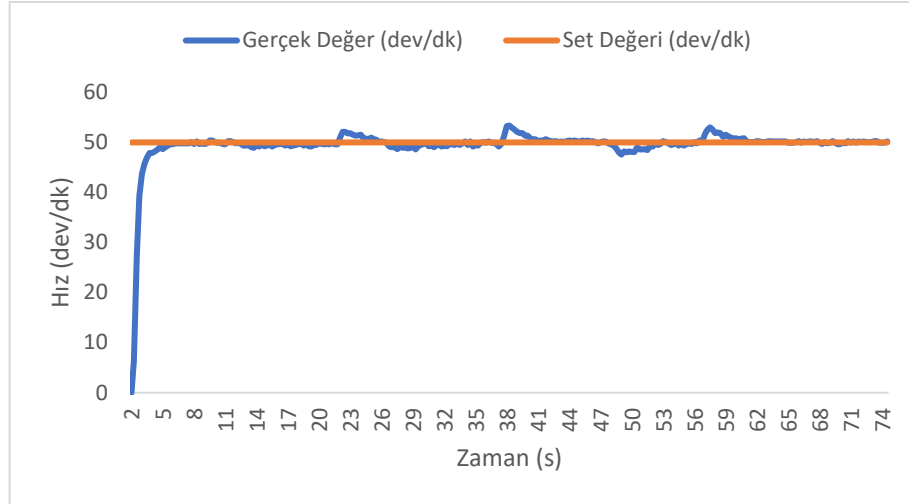
Deneysel çalışmalar sırasında son durumda elde edilen $K_p = 0,42$, $K_i = 0,00865$, $K_d = 0,01$ kazanç parametreleri kullanılarak sistemin çalışması incelendiğinde DA motorun belirli bir hız değerine ulaşırken geçen süredeki davranışı bakımından kesintisiz ve yumuşak bir geçiş sergilediği kaydedilmiştir. Aynı şekilde yüksek hızlardan düşük hızlara geçişleri, ani moment değişimleri olmadan sarsıntısız bir şekilde olmaktadır.

Sistemin motor miline dışarıdan bir kuvvet uygulandığında veya çalışması sırasında motor miline bir yük bağlandığında, Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'te görüldüğü gibi, sistemin bu etkileri hızlı bir şekilde dengeleyip tekrar kararlı duruma geldiği gözlemlenmiştir. Bu durum gürbüz yapılı bir sistemin başarıyla oluşturulduğunu açıkça göstermektedir.



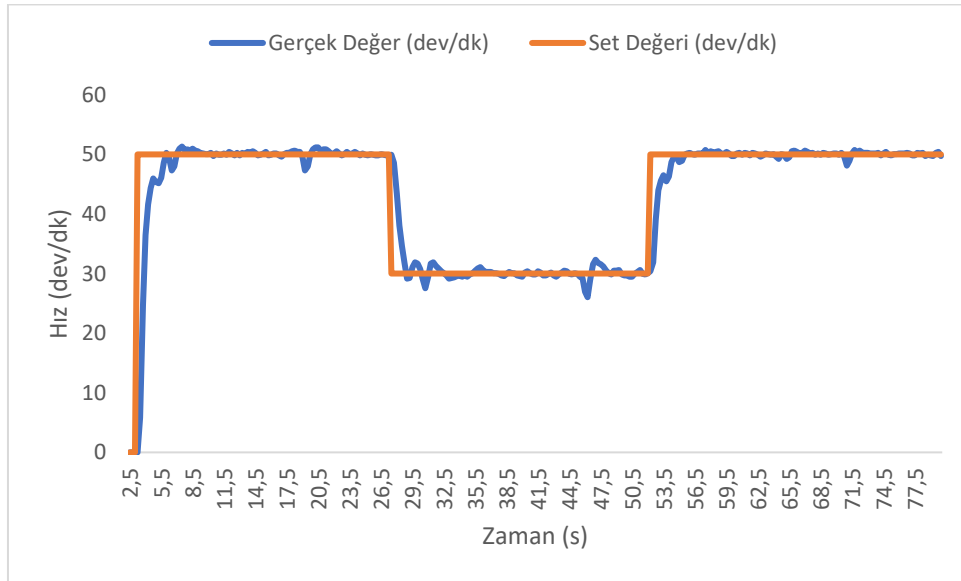
Şekil 4.4. DA motor 50 dev/dk referans hızında dönerken dışarıdan motor miline etki eden kuvvete karşı sistemin verdiği cevap

Şekil 4.4 incelendiğinde 14, 24 ve 34. saniyelerde yaklaşık 1 saniye boyunca motor miline dışarıdan bir kuvvet uygulanmış olup, bu kuvvetler kaldırıldıktan çok kısa bir süre sonra sistemin toparlandığı ve eski hızına geldiği görülmektedir.



Şekil 4.5. DA motor 50 dev/dk referans hızında dönerken motora bağlanan yüke karşı sistemin verdiği cevap

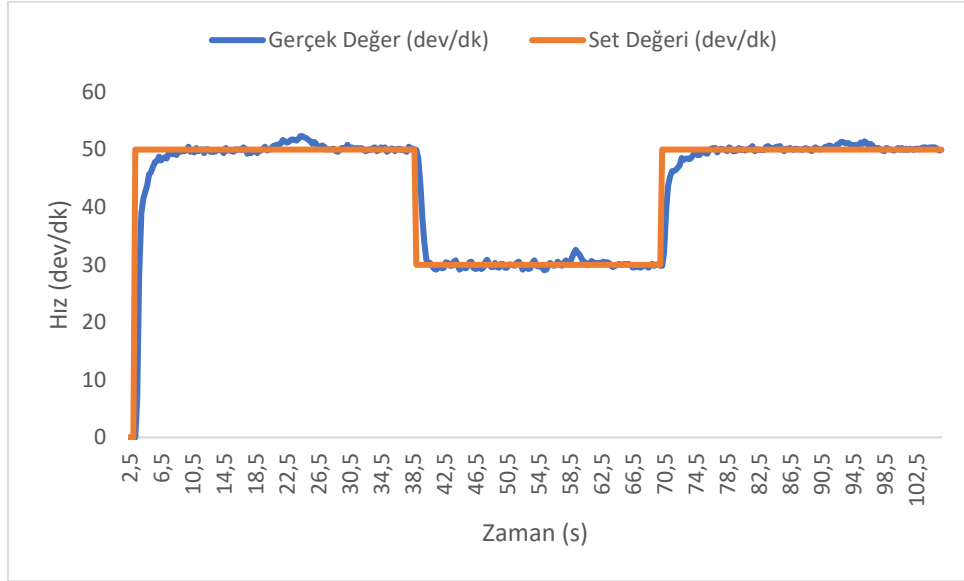
Benzer şekilde Şekil 4.5 incelendiğinde 11-20, 26-35 ve 47-56 saniyeleri arasında motora bir yük bağlanmış olup belirtilen süreler boyunca bu yükün yaptığı etkiye bakıldığında sadece yaklaşık 1 dev/dk hız farkı olduğu görülmektedir. Yük kaldırıldıktan sonra sistem yine hızlı bir şekilde eski hızına ulaşmaktadır.



Şekil 4.6. DA motor 50 ve 30 dev/dk referans hızlarında dönerken dışarıdan motor miline etki eden düzensiz anlık kuvvetlere karşı sistemin verdiği cevap

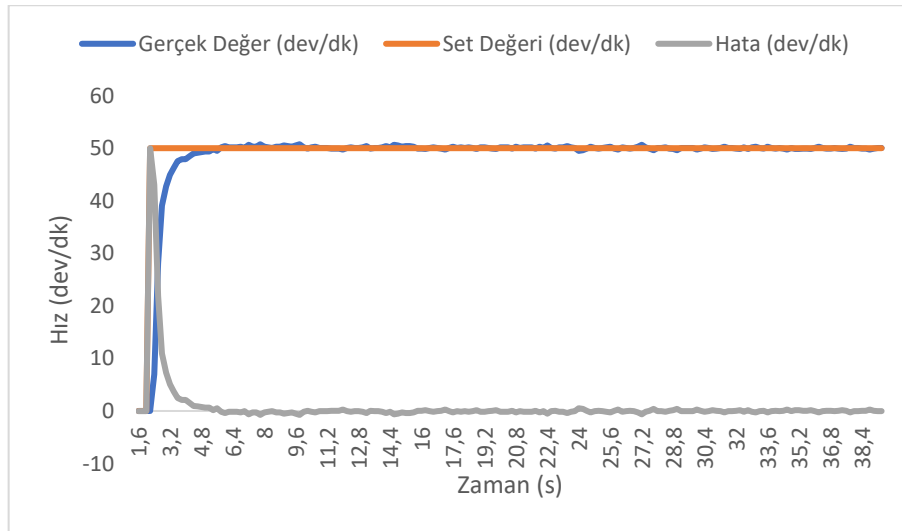
Şekil 4.6'da motor çalışmaya başladığı andan itibaren, özellikle 50 dev/dk'ya doğru ilk hızlanma kısmında, referans hız 30 dev/dk'ya inerken ve sonrasında da rastgele olacak şekilde dışarıdan motor miline etki eden anlık düzensiz kuvvetler (motor milini elle tutma) uygulandığında, sistemin sergilediği davranışlar görülmektedir. Şekil 4.7'de

ise motora sürekli olarak fakat miktarı değişen bir yük bağlandığında sistemin sergilediği davranışlar görülmektedir.

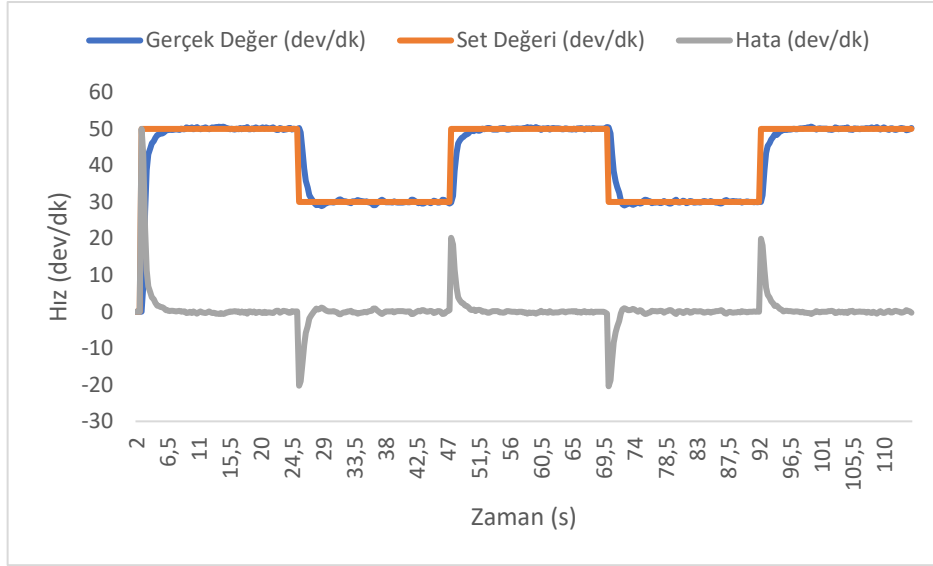


Şekil 4.7. DA motor 50 ve 30 dev/dk referans hızlarında dönerken motora sürekli olarak fakat değişken miktarda etki eden yüklere karşı sistemin verdiği cevap

Grafiklere hata sinyali dahil edildiğinde, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da görüldüğü gibi sistem kararlı duruma geldikten sonra hatanın sıfıra yakın olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 4.8. $K_p= 0,42$, $K_i= 0,00865$, $K_d= 0,01$ kazanç parametreleri kullanıldığında ve grafiğe hata sinyali dahil edildiğinde 50 dev/dk referans hızına verilen sistem cevabı



Şekil 4.9. $K_p = 0,42$, $K_i = 0,00865$, $K_d = 0,01$ kazanç parametreleri kullanıldığında ve grafiğe hata sinyali dahil edildiğinde 50 ve 30 dev/dk referans hızlarına verilen sistem cevabı

Bu çalışmadan elde edilen bulgular ve grafikler incelendiğinde, düşük maliyetle ve kısa zamanda yapılan gerçek zamanlı bir DA motor hız kontrol sistemi için, oldukça tatmin edici sonuçlar elde edildiği açıktır. Bu çalışmada tasarlanan kontrolörün sistem cevabı bakımından üstaşım ve kalıcı durum hatası değerlerinin düşük olması, oturma süresinin kısa olmasından daha önemli görüldüğü için PID kazanç parametreleri ayarları bu durum göz önüne alınarak yapılmıştır. Oturma süresi kısaltılmak istendiğinde, üstaşım ve kalıcı durum hatası miktarı istenilen sınırların dışına çıktığından mevcut PID kazanç parametrelerinde karar kılınmıştır.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

DA motorların, endüstrinin birçok alanında oldukça yaygın kullanıldığı günümüzde, gürbüz yapıli hız kontrol sistemlerine olan ihtiyaç tartışmasız bir gerçektir. Bahsedilen yapıdaki kontrol sistemleri, çeşitli şekillerde elde edilmektedir. Bu sistemler incelendiğinde, karmaşık yapıda oldukları ve harici kontrol kartları, mikroişlemcili sistemler ve arduino kartları gibi çok sayıda donanımsal eleman içerdikleri görülmüştür. Bu çalışmanın ana hedeflerinden biri olan minimum sayıda donanım unsuru kullanarak gerçek zamanlı, gürbüz yapıli bir sistem başarılı bir şekilde oluşturulmuştur.

Genel olarak bir sistem kontrol edilmek istendiğinde akla ilk gelen ve en çok kullanılan yöntem olan PID kontrol yöntemi olmaktadır. Literatür incelendiğinde yeterince çalışılmış ve çok iyi anlaşılmış bir konu olduğu görülmektedir. Dolayısıyla tasarlanan sistemde meydana gelen herhangi bir aksaklık olması durumunda probleme çözüm bulunması kolaydır.

Kontrol edilmek istenen sistemin matematiksel modeli biliniyorsa, kazanç parametrelerini Ziegler-Nichols yöntemi ile belirlemek, bir sistemde kullanıldığında oldukça doğru sonuçlar veren parametreler elde edilmesini sağlayacaktır. Ancak bir sistemin matematiksel modeli bilinmediğinde veya hesaplanamayacak kadar karmaşık olduğunda, deneysel yöntemler veya çeşitli yazılım programlarının otomatik parametre ayarlama uygulamaları kullanılmalıdır. Bu çalışmada, hız kontrolü sağlanan DA motorun transfer fonksiyonunun hesaplanmasında kullanılan veriler üretici tarafından sağlanmadığı için matematiksel modellemesi yapılamamıştır. Bunun yerine matematiksel modellemeye ihtiyaç duyulmadan, deney düzeneğine bağlanan sistemin PID kazanç parametrelerini otomatik olarak hesaplayan LabVIEW tabanlı bir algoritma geliştirilmiştir. Bu çalışmada tasarlanmış olan kontrol sisteminin kazanç parametreleri ilk hesaplandığında bu yöntem kullanılmıştır.

Oluşturulan deney setinin minimum sayıda donanım içermesinin en önemli sebeplerinden biri, yazılım olarak LabVIEW programlama dili kullanılmasıdır. LabVIEW sanal bir laboratuvar ortamı olarak düşünülebilir. Örneğin, oldukça yüksek maliyetleri olan bir cihazın yaptığı iş, LabVIEW'deki fonksiyon blokları kullanılarak oluşturulan bir sistem ile kolaylıkla yapılabilir. İhtiyaç duyulan ekipmanın, piyasada bir cihaz olarak bulunmadığı durumlarda, istenen işi yapan cihaz, özel sipariş verilmiş gibi bir grafiksel yazılım olarak oluşturulabilir. Metne dayalı geleneksel programlama

dillerinden farklı olarak, LabVIEW grafiksel bir arayüz kullanır ve metin tabanlı yazılım programlarında yazması haftalar sürebilecek bir algoritmanın saatler içinde yazılabilmesini mümkün kılar. Grafik tabanlı arayüzünden dolayı kullanımı oldukça kolaydır. Özellikle dış ortamdan veri elde etmek, verileri incelemek ve sonuçları kullanıcıya aktarmak için tasarlanmıştır.

Bu çalışmanın donanım kısmı: LabVIEW programı yüklü Windows tabanlı bir bilgisayar, bir adet harici DA güç kaynağı, bir adet veri toplama kartı, enkoder entegre edilmiş bir DA motor ve bir adet motor sürücü kartından oluşmaktadır. Kullanılan donanımlar incelendiğinde: Motor hız kontrolü yapılan bir sistemde güç kaynağı, motor sürücü kartı ve enkoderli DA motor, zaten bulunması zorunlu olan elemanlardır. Hız kontrolünü mümkün kılan elemanların sadece LabVIEW (bilgisayar ile birlikte) ve veri toplama kartı olduğu düşünülebilir.

DA motor hız kontrolü için gerçek zamanlı bir PID kontrol sistemi tasarlanmış olup, LabVIEW yazılımı ve DAQ kartı kullanılarak deneysel olarak başarıyla uygulandı. PID kazanç parametreleri ilk olarak LabVIEW PID Autotuning VI uygulaması kullanılarak belirlendi. Bu belirlenen kazanç parametreleri tasarlanan deney setine uygulandığında, parametrelerin biraz daha ince ayar yapılmasına ihtiyaç duyduğu anlaşıldı. Gereken ince ayarın deneme yanılma yöntemi ile yapılması sonucunda, tasarlanan sistem için en iyi sistem cevabını veren kazanç parametrelerinin; $K_p = 0,42$, $K_i = 0,00865$, $K_d = 0,01$ olduğu tespit edildi.

Bu kazanç parametreleri ile oldukça hassas, yumuşak geçişli ve kararlı bir sistem cevabı elde edildi. Sistem, %0,34 üstaşım, 6,1 s oturma süresi, 3,5 s yükselme süresi ve 0.504 kalıcı durum hatası değerlerine sahiptir. Sistemin daha da geliştirilmesi adına sisteme bir Model Referans Adaptif Kontrolör (MRAK) algoritması ekleme çalışmaları devam etmektedir. MRAK algoritmasının eklenmesiyle motor hızının arzu edilen değere, üstaşım değerini şu anki halinden daha yuları çıkarmadan ve daha hızlı bir şekilde geleceği, dolayısıyla yükselme süresinin azalacağı, kalıcı durum hatasının daha da düşeceği ve oturma süresinin azalacağı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- Ali, Q.I., 2019, Evaluation of Routing Protocols of Wireless Ad Hoc for SCADA Systems Using OPNET Simulator, *The Second Scientific Engineering Conference*, University Of Mosul College Of Engineering, Iraq, 156-157.
- Aridome, H., Nakamoto, M., Wakitani, S., Yamamoto, T., 2018, Design of an I-PD control system with low-pass filter and its application, *Electronics and Communications in Japan*, 101, 24–30.
- Åström, K.J., Hägglund, T., 2004, Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control, *Journal of Process Control*, 14, 635–650.
- Aström, K.J., Murray, R.M., 2008, Feedback Systems, An Introduction for Scientists and Engineers, *Princeton University Press*, New Jersey, 305-306.
- Aung, W.P., 2014, Analysis on Modeling and Simulink of DC Motor and its Driving System Used for Wheeled Mobile Robot, *Int. J. Electr. Comput. Energ. Electron. Commun. Eng.*, 1, 299–306.
- Beach, J.N., McMillan, G.K., 1999, Process/Industrial Instruments and Controls Handbook, 5th. ed., *McGraw-Hill Education*, 562-563.
- Bequette, B.W., 2003, Process Control: Modeling, Design, and Simulation, 1st. ed., *Prentice Hall*, New Jersey, USA, 405-406.
- Bhate, D., Tantry, S., Gopinath, J., Naveen, K.A., 2018, Implementation of DC Motor Speed Control Logic on FPGA, *2018 3rd Int. Conf. Conver. Technol., I2CT 2018*, 1–4.
- Bhatti, O.S., Mehmood-ul-Hasan, K., Imtiaz, M.A., 2015, Attitude control and stabilization of a two-wheeled self-balancing robot, *Control Eng. Appl. Informatics*, 17, 98–104.
- Bitter, R., Mohiuddin, T., Nawrocki, M., 2006, LabVIEW™ Advanced Programming Techniques, 2nd. ed., *CRC press*, New York, USA, 124-125.
- Dynamics Research Corp, 1980, Techniques For Digitizing Rotary and Linear Motion, *DRC, Richfield, Ohio, USA*, 10–11.
- Ghosh, S., Barai, R.K., Bhattarcharya, S., Bhattacharyya, P., Rudra, S., Dutta, A., Pyne, R., 2013, An FPGA based implementation of a flexible digital PID controller for a motion control system, *2013 Int. Conf. Comput. Commun. Informatics, ICCCI 2013*, 1–6.
- Goel, A., Kumar, R., Narayan, S., 2016, Design of MRAC augmented with PID controller using genetic algorithm, *1st IEEE Int. Conf. Power Electron. Intell. Control Energy Syst., ICPEICES 2016*, 2–6.

- Gowthaman, E., Vinodhini, V., Hussain, M.Y., Dhinakaran, S.K., 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.
- Hekimoğlu, B., 2019, Optimal Tuning of Fractional Order PID Controller for DC Motor Speed Control via Chaotic Atom Search Optimization Algorithm, *IEEE Access*, 7, 38100-38114.
- Hsu, C.F., Chiu, C.J., Tsai, J.Z., 2011, Auto-tuning PID controller design using a sliding-mode approach for DC servomotors, *Int. J. Intell. Comput. Cybern.*, 4, 93–110.
- Huang, G., Lee, S., 2008, PC-based PID speed control in DC motor., 2008 *Int. Conf. Audio Lang. Image Process.*, ICALIP 2008, 400–407.
- Hughes, A., Drury, B., 2013, Electric Motors and Drives, 4th. ed., *Elsevier*, Oxford, England, 609-610.
- Idir, A., Kidouche, M., Bensafia, Y., Khettab, K., Tadjer, S.A., 2018, Speed control of DC motor using PID and FOPID controllers based on differential evolution and PSO, *Int. J. Intell. Eng. Syst.*, 11, 241–249.
- Igleheart, C., Marques, J., Ramirez-Leon, C., Li, Y., Ashrafzadeh, F., Wilson, S., 2013, A robust PID-type Fuzzy Logic Controller for variable speed motor drives, *45th North Am. Power Symp.*, NAPS 2013, 1–6.
- National Instruments, 2001, *Getting Started with LabVIEW*, Austin, Texas, USA, 55-60.
- Jogalekar, K., Gunjal, A., Sonawane, S., Sonawane, D.N., 2013, Implementation of PID architecture in FPGA for DC motor speed control, *2013 International Conference on Circuits, Control Communication, CCUBE 2013*, 1–5.
- Li, Y., Ang, K.H., Chong, G.C.Y., 2007, PID control system analysis and design, *IEEE Control Systems Magazine*, 26, 32–41.
- Manjunatha Reddy H. K., Immanuel J., P.C.S., Sudheer, P.B. and L.S., 2011, Implementation of PID Controller in MATLAB for Real Time DC Motor Speed Control System, *Sensors Transducers Journal*, 126, 110–118.
- Mohamed, N.M.A., Abdalaziz, A.A.A., Ahmed, A.A., Ahmed, A.A.A., 2017, Implementation of a PID control system on microcontroller (DC motor case study), *Int. Conf. Commun. Control. Comput. Electron. Eng.*, ICCCCEE 2017, 1–5.
- Naik, K.A., Srikanth, P., 2011, Stability Enhancement of DC Motor using IMC Tuned PID Controller, *Int. Journals Adv. Eng. Sci. Technol.*, 92–96.
- Ogata, K., 2009, Modern Control Engineering, 5th. ed., *Prentice Hall*, New Jersey, USA, 568-577.

- Pillai, B., Nair, K.T., 2018, Intelligent adaptive controller for DC servo motor position control in LabVIEW, 2017 *Int. Conf. Intell. Comput. Instrum. Control Technol., ICICICT*, 981–985.
- Rex, S.R., Synthia, M., Praba, R., 2018, A Speed Control of DC Motor with PWM Using Microcontroller in Hardware in Loop, *International Journal of Engineering and Technology*, 7, 116–119.
- Rubaai, A., Young, P., 2016, Hardware/software implementation of fuzzy-neural-network self-learning control methods for brushless DC motor drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 52, 414–424.
- Saleem, O., Omer, U., 2017, EKF-based self-regulation of an adaptive nonlinear PI speed controller for a DC motor, *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, 25, 4131–4141.
- Sarma, U.P., 2017, Speed control of a DC motor using Controllers, 2017 *14th IEEE India Council International Conference, INDICON*, 1-6.
- Shahrokhi, M., Zomorodi, A., 2013, Comparison of Tuning Methods of PID Controller, *Dep. Chem. Pet. Eng. Sharif Univ. Technol.*, 15–17.
- Shanmugasundram, R., Muhammad Zakariah, K., Yadaiah, N., 2014, Implementation and performance analysis of digital controllers for brushless DC motor drives, *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 19, 213–224.
- Shanmugasundram, R., Zakariaiah, K.M., Yadaiah, N., 2013, Effect of parameter variations on the performance of direct current (DC) servomotor drives, *JVC/Journal Vib. Control*, 19, 1575–1586.
- Tang, K.S., Man, K.F., Chen, G., Kwong, S., 2001, An optimal fuzzy PID controller, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 48, 757–765.
- Travis, J., Kring, J., 2006, LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun, 3rd. ed., *Prentice Hall*, Austin, Texas, USA, 65-68.
- Vishal, V., Kumar, V., Rana, K.P.S., Mishra, P., 2014, Comparative study of some optimization techniques applied to DC motor control, *Souvenir 2014 IEEE Int. Adv. Comput. Conf., IACC 2014*, 1342–1347.
- Wang, Z.S., Liu, C.Y., Song, X.L., Song, Z.Y., Yang, Z.K., 2017, Improved variable universe fuzzy PID application in brushless DC motor speed regulation system, *Int. Conf. Mach. Learn. Cybern.*, 1, 459–463.
- Ziegler, J.G., Nichols, N.B., 1995, Optimum settings for automatic controllers, *InTech*, 42, 94–100.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Cihan ERSALI
Uyruğu : T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi : BATMAN 16.10.1989
Telefon : 0506 960 4459
Faks : -
e-mail : cihan.ersali@batman.edu.tr

EĞİTİM

Derece	Adı, İlçe, İl	Bitirme Yılı
Lise	: Batman Anadolu Lisesi, BATMAN	2008
Üniversite	: Akdeniz Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği, ANTALYA	2013

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görevi
2013	Batman Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YABANCI DİLLER

İngilizce