T.C.
NECMETTİN ERBAKAN
ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ARİTMETİK OPTİMİZASYON ALGORİTMASI VE SENSÖR FÜZYONU İLE BLDC MOTOR POZİSYON KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Mücahit ATEŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Temmuz-2022
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Mücahit ATEŞ tarafından hazırlanan "Aritmetik Optimizasyon Algoritması ve Sensör Füzyonu ile BLDC Motor Pozisyon Kontrolünün Gerçekleştirilmesi" adlı tez çalışması 06/07/2022 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda YÜKSEK LİSANS olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri	**İmza**
Başkan Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU	……..
Danışman Dr. Öğr. Üyesi Hakkı SOY	……..
Üye Dr. Öğr. Üyesi Mümtaz MUTLUER	……..

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun …./…/2022 gün ve …….. sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. İbrahim KALAYCI
FBE Müdürü

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.

Mücahit ATEŞ

Tarih:

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ARİTMETİK OPTİMİZASYON ALGORİTMASI VE SENSÖR FÜZYONU İLE BLDC MOTOR POZİSYON KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTRİLMESİ

Mücahit ATEŞ

Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hakkı SOY

2022, 70 Sayfa

Jüri
Dr. Öğr. Üyesi Hakkı SOY
Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Dr. Öğr. Üyesi Mümtaz MUTLUER

Fırçasız DC (BLDC) motorlar enerji verimliliklerinin yüksek ve çalışma ömürlerinin uzun olması sebebiyle son yıllarda farklı alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Tipik bir BLDC motor için anahtarlama, rotorun anlık konumuna göre sürücü devresi üzerinden yapılmaktadır. Bu sebepten BLDC motorlar için hassas rotor pozisyon kontrolü kritik öneme sahiptir. BLDC motor için rotorun optimum pozisyonunda çalışması ömrünü, verimini, sıcaklığını, torkunu ve hızını etkilemektedir. Bu çalışmada aritmetik optimizasyon algoritması (AOA) ile çoklu sensör veri füzyonu metodu (multi-sensor data fusion method, MSDF) birleştirilip, BLDC motor için yeni bir rotor pozisyon kontrol metodu sunulmuştur. Önerilen yöntemde BLDC motora yerleştirilen Hall etkili sensör, manyetik enkoder ve faz akım sensöründen elde edilen verilerle rotor pozisyonu belirlenmiştir. BLDC motorun rotor pozisyonundaki hata sensörler yardımıyla tespit edilip, anlık olarak kontrolöre gönderilmektedir. Kontrolörde çalıştırılan AOA yardımıyla hesaplanan hata değerine bağlı olarak en uygun PID parametreleri belirlenmiş ve böylece optimum rotor pozisyon kontrolü sağlanmıştır. Önerilen yöntemin performansı deneysel olarak test edilmiş, elde edilen sonuçlarla BLDC motor rotor kontrolünde hassas ve güvenilir bir pozisyon kontrolü sağlanabileceği gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Fırçasız DC motor (BLDC), Çoklu sensör veri füzyonu, Aritmetik optimizasyon algoritması (AOA), Motor pozisyon kontrolü, Optimizasyon, PID kontrolör.

ABSTRACT

MS THESIS

REALIZATION OF BLDC MOTOR POSITION CONTROL WITH ARITHMETIC OPTIMIZATION ALGORITHM AND SENSOR FUSION

Mücahit ATEŞ

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF NECMETTİN ERBAKAN UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE IN ELECTRICAL ELECTRONICS ENGINEERING

Advisor: Asst. Prof. Dr. Hakkı SOY

2022, 70 Pages

Jury
Asst. Prof. Dr. Hakkı SOY
Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Asst. Prof. Dr. Mümtaz MUTLUER

Brushless DC (BLDC) motors have been widely used in different fields in recent years due to their high energy efficiency and long working life. For a typical BLDC motor, the switching is done via the driver circuit according to the instantaneous position of the rotor. For this reason, precise rotor position control is critical for BLDC motors. For the BLDC motor, the operation of the rotor in the optimum position affects its life, efficiency, temperature, torque, and speed. In this study, a new rotor position control method for BLDC motor is presented by combining arithmetic optimization algorithm (AOA) and multi-sensor data fusion method (MSDF). In the proposed method, the rotor position was determined with the data obtained from the Hall effect sensor, magnetic encoder, and phase current sensor placed in the BLDC motor. The error in the rotor position of the BLDC motor is detected with the help of sensors and sent to the controller instantly. Depending on the error value calculated with the help of the AOA operated in the controller, the most suitable PID parameters were determined and thus optimum rotor position control was accomplished. The performance of the proposed method has been tested experimentally, and it has been shown that a precise and reliable position control can be achieved in BLDC motor rotor control with the results obtained.

Keywords: Brushless DC motor (BLDC), Multi sensor data fusion, Arithmetic optimization algorithm (AOA), Motor position control, Optimization, PID controller.

ÖNSÖZ

Tezimin hazırlanmasında destek ve katkılarından dolayı kıymetli danışman hocalarım Dr. Öğr. Üyesi Hakkı SOY ve Arş. Gör. Dr. Gamze NALÇACI'ya;

Tez çalışmam sırasında gösterdikleri sabır, anlayış ve yardımları için sevgili eşim ve kızıma;

Eğitim hayatım boyunca yanımda olan anne ve babama;

Çalışmalarımı gerçekleştirmek için her konuda desteklerini esirgemeyen Akınrobotics Yönetim Kurulu Başkanı Dr. Özgür AKIN ve çalışma arkadaşlarıma;

Teşekkür ederim.

Mücahit ATEŞ
KONYA-2022

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **iv**
ABSTRACT ..... **v**
ÖNSÖZ ..... **vi**
İÇİNDEKİLER ..... **vii**
ŞEKİLLER LİSTESİ ..... **viii**
ÇİZELGELER LİSTESİ ..... **x**
SİMGELER VE KISALTMALAR ..... **xi**
1. GİRİŞ **1**
1.1. BLDC Motorun Avantajları ve Dezavantajları 1
1.2. Tezin Amacı ve Literatüre Katkısı 2
1.3. Tezin Organizasyonu 2
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI **4**
3. MATERYAL VE YÖNTEM **8**
3.1. Fırçasız Doğru Akım (BLDC) Motoru 8
3.1.1. BLDC Motor Çalışma Prensibi 11
3.1.2. BLDC Motor Rotor Pozisyonu Tespiti 12
3.1.3. BLDC Motor Kontrol Teknikleri 14
3.1.4. Maxon EC-i 40 BLDC Motorun Matematiksel Modeli 21
3.1.5. PID Kontrol 25
3.1.6. Maxon EC-i 40 BLDC Motorun PID Parametrelerinin Belirlenmesi 28
3.2. Aritmetik Optimizasyon Algoritması (AOA) 29
3.3. Çoklu Sensör Veri Füzyonu 33
3.4. Sistem Yazılımları 35
3.5. Sistem Donanımları 35
3.6. Önerilen Yöntem 39
4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA **53**
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER **60**
5.1. Sonuçlar 60
5.2. Öneriler 60
KAYNAKLAR **61**
EKLER **65**

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1. BLDC motorun temel yapısı **8**
Şekil 3.2. Yıldız bağlı üç fazlı BLDC motorun devre şeması **9**
Şekil 3.3. BLDC motorun üç faza ait zıt EMK ve faz akım dalga formu **10**
Şekil 3.4. Yıldız (solda) ve üçgen (sağda) bağlantı şekilleri **10**
Şekil 3.5. BLDC motorun tasarım tipleri, (a) Radyal akı (iç rotor), (a) Radyal akı (dış rotor) ve (c) Eksenel akı **11**
Şekil 3.6. BLDC motora bağlı dönüştürücü devresi **12**
Şekil 3.7. BLDC motor üzerindeki Hall etkili sensörlerin yerleşimi **12**
Şekil 3.8. Dörtlü darbe enkoderi çıkış sinyalleri **13**
Şekil 3.9. Altı adımlı kontrol yöntemi blok diyagramı **14**
Şekil 3.10. Hall etkili sensör, zıt EMK, tork ve faz akım değerleri **15**
Şekil 3.11. Hall etkili sensörlere göre izlenmesi gereken ikili anahtarlama sırası **16**
Şekil 3.12. Sinüzoidal kontrol blok diyagramı **17**
Şekil 3.13. Clarke Dönüşümü **18**
Şekil 3.14. Park Dönüşümü **19**
Şekil 3.15. Alan yönelimli kontrol sürücüsünün blok şeması **20**
Şekil 3.16. Zıt EMK kontrol yöntemi ile BLDC motor kontrol blok diyagramı **21**
Şekil 3.17. BLDC motorun tek faz eşdeğer devresi **21**
Şekil 3.18. BLDC motorun eşdeğer elektromekanik sistemi **22**
Şekil 3.19. PID kontrolör için giriş ve çıkış sinyalleri **25**
Şekil 3.20. Oransal kontrol için blok diyagramı **26**
Şekil 3.21. Integral kontrol için blok diyagramı **26**
Şekil 3.22. Türevsel kontrol için blok diyagramı **27**
Şekil 3.23. Paralel PID kontrol blok diyagramı **27**
Şekil 3.24. BLDC motor transfer fonksiyonu MATLAB kod bloğu **28**
Şekil 3.25. BLDC motorun MATLAB PID Tuner basamak cevabı **29**
Şekil 3.26. Aritmetik optimizasyon algoritmasının arama aşamaları **30**
Şekil 3.27. Aritmetik optimizasyon algoritması güncelleme modeli **32**
Şekil 3.28. Aritmetik optimizasyon algoritması akış diyagramı **33**
Şekil 3.29. Çalışmada kullanılan Maxon EC-i 40 BLDC motorun görüntüsü **36**
Şekil 3.30. EVALKIT-ROBOT-1 kartının BLDC motor ile birlikte görüntüsü **37**
Şekil 3.31. EVALKIT-ROBOT-1 kartının görüntüsü **37**

Şekil 3.32. NUCLEO-F446RE kartının görüntüsü **38**
Şekil 3.33. RS485-TTL seri dönüştürücü kartının görüntüsü **38**
Şekil 3.34. Önerilen yöntem için kurulan sistemin bağlantı blok şeması **39**
Şekil 3.35. Önerilen yöntem için kurulan deney düzeneği **40**
Şekil 3.36. Önerilen yöntemin motor pozisyon kontrol blok diyagramı **41**
Şekil 3.37. Rotor pozisyon kontrolünde kullanılan sensörlerin yerleşimi..... **42**
Şekil 3.38. STM32F031C6T6 mikrokontrolörün STM32CubeMX konfigürasyonu **44**
Şekil 3.39. STM32F031C6T6 mikrokontrolörü için KEIL ortamında kod geliştirme .. **44**
Şekil 3.40. STM32F446RET6 mikrokontrolörün STM32CubeMX konfigürasyonu **48**
Şekil 3.41. STM32F446RET6 mikrokontrolörü için KEIL ortamında kod geliştirme . **48**
Şekil 3.42. BLDC motor pozisyon kontrolünde PID kontrolör parametrelerini optimize eden AOA'nın akış diyagramı **52**
Şekil 4.1. Rotor pozisyon hatasına göre PID kontrolörün tepkisi **54**
Şekil 4.2. Rotor pozisyon hatasına göre d eksen akımının değişimi **55**
Şekil 4.3. (a) Rotor pozisyonu -5°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -10° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi ve (b) Rotor pozisyonu -15°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -30° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi..... **56**
Şekil 4.4. (a) Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -10° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi, (b) Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -15° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi ve (c) Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -20° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi **57**

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 3.1. BLDC motor konum bilgisi için dörtlü darbe enkoderi ile Hall etkili sensörlerin karşılaştırması **13**
Çizelge 3.2. BLDC motorun transfer fonksiyonu verileri **24**
Çizelge 3.3. AOA aritmetik operatörler **30**
Çizelge 3.4. Maxon EC-i 40 BLDC motorun nominal gerilimdeki katalog bilgileri **36**
Çizelge 3.5. Maxon EC-i 40 BLDC motorun karakteristik katalog bilgileri **36**
Çizelge 3.6. EVALKIT-ROBOT-1 kartının teknik bilgileri **37**
Çizelge 3.7. Hall etkili sensörlerin durumlarına göre elektriksel döngü açıları **46**
Çizelge 4.1. Rotor pozisyon hatasına göre PID kontrolörün tepki değerleri **53**
Çizelge 4.2. Rotor pozisyonu -5°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -10° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri **58**
Çizelge 4.3. Rotor pozisyonu -15°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -30° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri **58**
Çizelge 4.4. Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -10° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri **58**
Çizelge 4.5. Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -15° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri **58**
Çizelge 4.6. Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -20° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri **59**

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

°	: Derece
Ω	: Ohm
ω	: Omega
π	: Pi sayısı
%	: Yüzde
τ	: Taf
θ	: Teta
δ	: Delta

Kısaltmalar

AC	: Alternatif akım
DC	: Doğru akım
BLDC	: Fırçasız doğru akım
MSDF	: Çoklu sensör veri füzyonu
AOA	: Aritmetik optimizasyon algoritması
PID	: Oransal-integral-türevsel
EMK	: Elektromotor kuvveti
FOC	: Alan yönelimli kontrol
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
DMA	: Doğrudan bellek erişimi
UART	: Evrensel asenkron alıcı-verici
USART	: Evrensel senkron-asenkron alıcı-verici
ISE	: İntegral kare hatası
IAE	: İntegral mutlak hata
ITSE	: İntegral zaman kare hatası
ITAE	: İntegral zaman mutlak hata
MHz	: Mega Hertz
kHz	: Kilo Hertz

1. GİRİŞ

Elektrik motorları elektrik gücünün mekanik güce dönüştürülmesine ihtiyaç duyulan uygulamalarda kullanılmaktadır (Lewandowski ve ark., 2015). Farklı uygulamalar için alternatif akım (alternate current, AC) motorları ve doğru akım (direct current, DC) motorları mevcuttur. Bu motorların tasarım özelliklerine göre avantajlarının yanında dezavantajları da bulunmaktadır. Komütasyon fırçalarının neden olduğu mekanik sürtünme, gürültü, elektrik arkları vb. etkenler sebebiyle DC motorların kullanımı sınırlı kalmıştır. Geleneksel fırçalı DC motorların bu dezavantajları nedeniyle, 1930'larda fırçasız DC (Brushless DC, BLDC) motorlar geliştirilmiştir. Ancak, o yıllarda komütasyon için uygun güç elektroniği devreleri mevcut olmadığından uygulamaya konulamamıştır. 1955'te Harrison ve Rye, tristör komütatör devresi geliştirerek BLDC motor kontrolünün temelini atmışlardır. 1962'de Hall elemanlarının yardımı ile BLDC motorlar daha da geliştirilerek pek çok uygulamada kullanılmıştır (Xia, 2012).

1.1. BLDC Motorun Avantajları ve Dezavantajları

BLDC motorun en önemli avantajı, fırçasız çalışmasıdır. Böylece fırçalardan kaynaklanan sorunlar önlenmiştir (Miller, 1989). BLDC motorlar fırçalı motorlar ile karşılaştırıldıklarında birçok avantaja sahiptir. Bunlardan avantajlardan bazıları; yüksek güç yoğunluğu, yüksek dinamik yanıt, yüksek verim, uzun çalışma ömrü, gürültüsüz çalışma ve yüksek hız aralıklarıdır. Verilen avantajlara ek olarak, motorun boyutuna göre üretilen tork oranı daha yüksektir, bu da alan ve ağırlığın kritik olduğu uygulamalarda kullanışlı olmasını sağlamaktadır (Yedamale, 2003). Bu özellikleri sayesinde günümüzde ev aletleri, endüstriyel araçlar, ofis ürünleri ve hafif araçlar gibi uygulamalarda kullanılmaktadır (Kim, 2017). Fırçasız DC motorun rotor konum bilgisine gerek duyulması ve dönüştürücü devrelerinin karmaşık yapılı olması, uygulamada karşılaşılan en önemli problemlerdir. Ayrıca, fırçasız DC motorun üretim maliyeti yüksektir (Miller, 1989).

1.2. Tezin Amacı ve Literatüre Katkısı

BLDC motorların kullanımı teknolojinin gelişimine paralel olarak artmaktadır. Bu motorların bazı etkin özellikleri (yüksek verim, uzun ömür vb.) nedeniyle birçok alanda (otomobil, küçük ev aletleri, endüstri, robotik vb.) karşımıza çıkmaktadır. Bu nedenle BLDC motorların yüksek verimli, uzun ömürlü ve üstün performanslı olması daha da önem kazanmıştır. Bu amaçla yapılan çalışmaların birçoğu da rotor pozisyon tespiti üzerine olmuştur. Çünkü, rotor pozisyonun doğruluğu motorun verimini, ömrünü ve performansını önemli oranda artırmaktadır.

Bu tez çalışmasının amacı, sensör füzyonu tekniği ile Hall etkili sensör, manyetik enkoder ve faz akım sensörlerinden alınan ölçüm değerleri birleştirilerek motor pozisyonundaki hatayı tespit etmektir. Ayrıca motorun pozisyon kontrolünü gerçekleştiren PID kontrolörün parametrelerini mikrokontrolör üzerinde gömülü olarak çalıştırılan AOA ile en uygun hale getirerek optimum motor pozisyonunu belirlemektir.

Gerçekleştirilen tez çalışmasının literatüre katkısı maddeler halinde aşağıda verilmiştir;

1. Yakın zamanda literatüre kazandırılmış aritmetik optimizasyon algoritması (AOA) mikrokontrolör üzerinde gömülü olarak çalıştırılmıştır.

2. BLDC motor pozisyon kontrolü için kurulan PID sisteminin parametreleri (Kp, Ki ve Kd) mikrokontrolör üzerinde gömülü olarak çalışan AOA tarafından optimize edilmiştir.

3. Geliştirilen yöntem uygulamada gerçek zamanlı (real-time) olarak çalıştırılmıştır.

4. Mevcut BLDC motor kontrol yönteminin geliştirilmesi için farklı önerilerde bulunulmuştur.

1.3. Tezin Organizasyonu

Birinci bölümde BLDC motorun gelişimi, avantajları ve dezavantajları incelenmiştir. Ayrıca yapılan tez çalışmasının amacı, özgün yönü ve literatüre katkısı hakkında bilgiler verilmiştir. İkinci bölümde BLDC motor rotor pozisyon kontrolü için araştırmacılar tarafından gerçekleştirilmiş mevcut çalışmalar değerlendirilmiştir. Üçüncü bölümde BLDC motorlar hakkında teorik bilgiler verilmiş, BLDC motor kontrol yöntemleri ve rotor pozisyon kontrolü için geliştirilen yöntem anlatılmıştır. Geliştirilen yöntemde kullanılan donanımların ve yazılımların detayları verilmiştir.

Ayrıca AOA'nın sisteme entegrasyonu yapılmıştır. Dördüncü bölümde BLDC motor pozisyon tespiti için geliştirilen yöntemin performansı deneysel çalışmalarla ölçülmüş ve sonuçları değerlendirilmiştir. Beşinci bölümde tez çalışması kapsamında yapılan çalışmalar gözden geçirilerek doğrulanmıştır. Bunun yanında geliştirilen BLDC motor pozisyon kontrolü için farklı çalışma önerilerinde bulunulmuştur.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

BLDC motor rotor pozisyon tespiti konusunda son yıllarda çok sayıda çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalarda farklı çözüm teknikleri ortaya atılmış ve sonuçları tartışılmıştır. Literatürde yer alan bu çalışmalardan bazıları aşağıda açıklanmıştır.

Barata ve arkadaşları (2005) çalışmalarında, motorun hızını ve konumunu kontrol eden bir MATLAB simülasyon modeli sunmuşlardır. Bu model, pozisyon ve hız lineer kontrolörleri, referans akım üretimi, akım kontrolörü ve üç fazlı bir voltaj dönüştürücüden oluşmaktadır. Önerilen model kullanılarak karşılık gelen akım, tork, konum ve hız performansları simüle edilmiştir ve sonuçlar doğrulanmıştır.

Felip ve arkadaşları (2015) çalışmalarında, robotun elinin temas algılaması ve lokalizasyon tespitini çoklu sensör ve tahmin füzyonu metodu ile gerçeklemişlerdir. Uygulamada dokunma hissi için kuvvet-tork, görme ve lazer sensörleri kullanılmıştır. Uygulama ideal bir temas lokasyonunu belirlemeye dayanır. Önerilen uygulama iki adet çift kollu robot üzerinde denenmiş ve doğrulanmıştır.

Gamazo-Real ve arkadaşları (2010) çalışmalarında, sensörsüz kontrol teknikleri kullanarak BLDC motorun konum ve hız kontrolünü başarılı bir şekilde gerçekleştirmişlerdir. Çalışma, terminal voltaj algılama, üçüncü harmonik voltaj entegrasyonu, terminal akım algılama, zıt elektromotor kuvveti entegrasyonu ve PWM sinyali üretimini içeren zıt elektromotor kuvveti algılama yöntemlerin derinlemesine incelenmesini içermektedir. Aynı zamanda, kayan modlu gözlemci, genişletilmiş kalman filtresi, model referans uyarlamalı sistem, uyarlanabilir gözlemciler ve yapay sinir ağları gibi algoritmalar da incelenmektedir. Kontrol tekniklerinin avantajları ve dezavantajları hakkında bilgiler verilmiştir.

Hasanusta ve Serteller (2016) çalışmalarında, fırçasız doğru akım makinesi için optimum Hall etkisi sensörünün konumunu deneysel olarak araştırmışlardır. Hall etkisi sensörlerin konumunu tam olarak belirleyebilmek için harmonik, tork ve hız verileri incelenmiştir. Çalışmanın deney sonuçları ve teorik bilgiler örtüşmektedir. Optimal Hall etkisi sensör konumunun torkta arzu edilen frekans harmoniklerini sağladığı görülmüştür.

Hou ve arkadaşları (2011) çalışmalarında, darbe enjeksiyon metoduna göre BLDC motorun rotor pozisyonunu algılamak için bir yöntem sunmuşlardır. Bu yöntemde motorun rotor pozisyonunu tespit edebilmek için stator sargılarına uygun bir gerilim darbeleri dizisi uygulanmıştır. Her bir komütasyon için sargılardaki akım

değerleri ölçülerek rotor konumu hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlar neticesinde bu yöntemin verimli olduğu ve diğer motor tiplerinde kullanılabileceği görülmüştür.

Kaplan ve arkadaşları (2020) çalışmalarında, PID ve bulanık mantık algoritmaları kullanarak konum sensöründen alınan verilerle DC motorun gerçek zamanlı konum kontrolünü yapmışlarıdır. Motorun etiket bilgilerinden elde edilen verilerle PID katsayıları ve bulanık mantık katsayıları hesaplanmıştır. Bu veriler mikro denetleyici içine entegre edilerek DC motorun pozisyon kontrolü sağlanmıştır.

Kolano (2020) yapmış olduğu çalışmada, birden fazla sayıda kutup çiftine sahip bir BLDC motor rotorunun mekanik konumunu belirlemek için yeni bir yöntem sunmuştur. BLDC motorun Hall etkisi sensör sistemi tarafından kaynaklanan hataların dağılımını analiz ederek rotorun mekanik konumunu belirlemiştir.

Kürkçü ve Kasnakoğlu (2016) çalışmalarında, kuadratik Gauss (Linear Quadratic Gaussian, LQG) / döngü transfer geri kazanımı (Loop Transfer Recovery, LTR) algoritmaları ile bir BLDC motorun doğrusal pozisyon kontrolünü yapmışlardır. Ayrıca BLDC motorun nominal pozisyonunu elde etmek için bir sistem tanımlama yaklaşımı kullanılır. Tasarlanan pozisyon kontrol sisteminin, modellenmemiş doğrusal olmayan dinamiklerinden kaynaklı ihmal edilebilir aşması vardır ve sabit durum hatası yoktur. Sistemin her fazın akımları ve mekanik sistem belirsizliği olsa da sistemde kararsızlık oluşmamıştır. Tasarlanan denetleyicinin temel amacında başarı sağlanmıştır.

Wang ve arkadaşları (2015) yapmış oldukları çok sensörlü bilgi füzyonlu kemik frezeleme durum tespiti çalışması ile kemik delme işlemi için yeni bir yöntem önermişlerdir. Bu yöntem kuvvet, akım, besleme hızı, dönme hızı ve robot kolunun sapması sinyallerini içeren çoklu sensör veri füzyonudur. Önerilen yöntemin, geleneksel kemik delme yöntemlerine göre daha doğru bir kemik delme durumu gözlemlenmiştir.

Yen ve arkadaşları (2019) çalışmalarında, robot kolu uygulaması için Hall etkisi sensörleri ile birlikte bir akım sensörü kullanarak, konum ve tork kontrolü gerçekleştiren, düşük kazançlı, sensörsüz fırçasız DC motor kontrol sistemi tasarlamışlardır. Kontrol sisteminin aşırı yavaş yanıtını iyileştirmek için mevcut kontrolörlere dinamik bir kuvvet kompansatörü eklenmiştir. Yapılan deneylerle, sensörsüz sürücülerin ve kompansatörlerin kontrol sisteminin maliyetini düşürürken gerekli yanıtı ve doğruluğu sağlayıp sağlamadığını incelenmiştir. Çalışmada önerilen sensörsüz, düşük kazançlı sistemin güvenli ve doğru kontrolü ve dolayısıyla uygulanabilirliği doğrulanmıştır.

Zhang ve Feng (2018) çalışmalarında, hatalı veya performansı düşürecek şekilde hizalanmış Hall etkisi sensörlerine sahip fırçasız DC motorlar için birleştirilmiş komütasyon optimizasyonu yapmıştır. BLDC motorların ideal komütasyon konumunu belirlemek için bu optimizasyon iki prosedürden oluşmaktadır. İlki, Hall etkisi sinyallerinin ortalaması alınarak telafi edilmesidir. İkincisi ise motor akımının sapma hatasına bakılarak PI kontrol sistemi kurularak telafi edilmesidir. Bu iki aşamalı optimizasyon yanlış hizalanmış Hall etkisi sensörleri sorununa daha iyi bir çözüm sunduğu deneylerle anlaşılmıştır.

Çalışmada kullanılan AOA ile yapılmış PID parametrelerinin optimizasyonu içeren çalışmalar da incelenmiştir. Bu çalışmalardan bazıları aşağıda açıklanmıştır.

Elkasem ve arkadaşları (2021) çalışmalarında, termik, hidro ve gaz santrallerinden oluşan birbirine bağlı güç sistemlerinin performansını geliştirmek için akıllı bir kontrol yöntemi önermiştir. Önerilen yöntem, PID kontrolör ile bulanık mantık kontrolünden oluşmaktadır. Geleneksel ve sezgisel optimizasyon metotlarının olumsuzluklarının üstesinden gelmek ve Fuzzy-PID denetleyicisine ince ayar yapmak için AOA kullanılmıştır. Dinamik performans incelendiğinde, önerilen AOA'ya dayalı Fuzzy-PID denetleyicinin, öğretme öğrenme tabanlı optimizasyon (Teaching Learning-Based Optimization, TLBO) temelli Fuzzy-PID denetleyicisine üstünlüğü doğrulanmıştır.

Izci ve arkadaşları (2021) çalışmalarında, yeni geliştirilmiş meta-sezgisel bir algoritmayı geliştirmişlerdir. Nelder-Mead simpleks arama metoduyla birlikte karşıtlık tabanlı öğrenme sistemi kullanarak aritmetik optimizasyon algoritmasını geliştirmişlerdir. Geliştirilen ObAOANM'nın diğer verimli algoritmalara karşı üstünlüğü kanıtladığından, orijinal AOA ile karşılaştırmalar yapılmış ve kıyaslama fonksiyonlarına karşı test edilmiştir. Kıyaslama sonuçları, ObAOANM algoritmasının kapasitesini daha yüksek olduğunu göstermiştir. ObAOANM algoritması, bir otomobil hız kontrol sisteminde PID kontrolörün en iyi tasarımı için kullanılmıştır. ObAOANM temelli PID kontrollü otomobil hız kontrol sisteminin yeteneği, diğer çalışmalardaki mevcut yaklaşımlarla karşılaştırılmış ve önerilen metodun üstün kabiliyeti doğrulanmıştır.

Çalışmada kullanılan AOA'ya ek olarak farklı türde meta-sezgisel algoritmalar ile yapılmış PID parametrelerinin optimizasyonunu içeren bazı çalışmalar da mevcuttur. Bu çalışmalardan bazıları aşağıda açıklanmıştır.

Ansari ve arkadaşları (2011) çalışmalarında, pozisyon kontrolü için optimal bir PID kontrolör tasarlamışlardır. PID kontrolörün optimum performansı için PID kazançlarını optimize edici olarak Genetik Algoritma (GA) önerilmiştir. Bu yöntemin etkinliği geleneksel PID yöntemiyle karşılaştırılmıştır. Simülasyon verileri, GA tarafından optimize edilen PID kontrolünün BLDC motorun konum kontrolü için daha iyi sonuçlar verdiği gösterilmiştir.

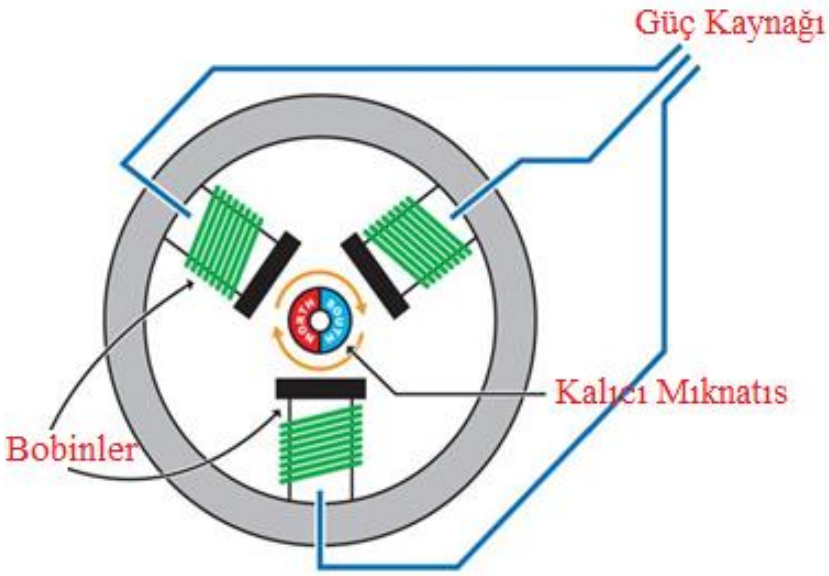
Nasri ve arkadaşları (2007) yaptıkları çalışmada, BLDC motorun hız kontrolünde optimal PID kontrolör parametrelerini ayarlamak için parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) yöntemini sunmuştur. Simülasyon ortamında Genetik Algoritma (GA) ve Lineer ikinci dereceden düzenleyici (Linear Quadratic Regülatör, LQR) yöntemi sonuçları karşılaştırıldığında, BLDC motorun kararlı hal ve yerleşme süreleri için önerilen metodun daha verimli olduğu görülmüştür.

Bütün bu çalışmalar ele alındığında rotor pozisyon kontrolünün önemi daha da iyi anlaşılmaktadır. Yukarıda açıklanan rotor pozisyonun iyileştirilmesini amaçlayan çalışmalardan farklı olarak, literatüre yakın zamanda kazandırılmış ve diğer sezgisel algoritmalara karşı üstünlüğü kanıtlanmış AOA ile rotor pozisyonun iyileştirilmesi yapılmıştır. Ayrıca anlık olarak hata durumundaki değişime göre gerçek zamanlı optimizasyon sağlayan adaptif bir sistem kurulmuştur. Bu amaçla yapılacak olan çalışma, rotor pozisyonunun tahmini için mikrokontrolör üzerinde gömülü olarak çalışan AOA ile rotor pozisyonunda yüksek hassasiyet elde edilmiş ve optimum motor performansı sağlanmıştır.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Fırçasız Doğru Akım (BLDC) Motoru

BLDC motorlar stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan oluşur. Stator kısmı 120° derece arayla yerleştirilmiş sabit üç sargıdan oluşurken, rotor kısmı ise sabit mıknatıslardan meydana gelir. Statorda her sargıdan geçen akım sebebiyle manyetik alan üretilir. Bu sayede sabit mıknatıslı rotor kısmında itme ya da çekme kuvvetleri dönme işlemini gerçekleştirir (Kiran ve Puttaswamy, 2014). Bu dönmenin temelinde, zıt mıknatıs kutuplarının birbirini çekmesi, aynı mıknatıs kutuplarının birbirini itmesi vardır (Hanselman, 2006). Sargılardaki akım kontrol edilerek farklı yön ve büyüklüklerde manyetik alan oluşturulabilir. Bu akımın kontrolü için elektronik komütasyona ihtiyaç duyulur. Şekil 3.1'de BLDC motorun temel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 3.1. BLDC motorun temel yapısı (Kiran ve Puttaswamy, 2014)

Üç fazlı BLDC motorun matematiksel modeli aşağıda verilmiştir.

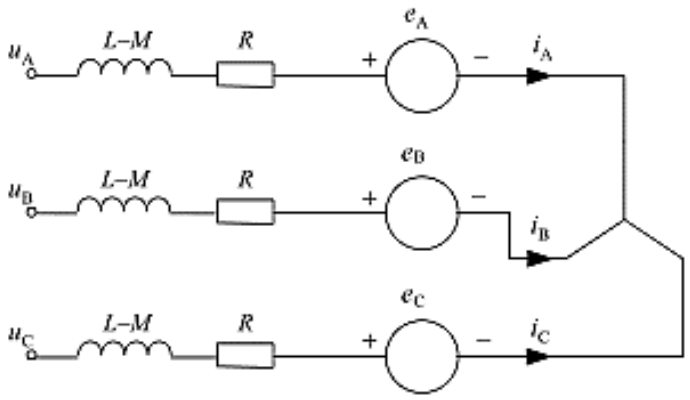
$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Burada R faz direnci, L stator sargı endüktansı, M karşılıklı endüktans, v_a, v_b ve v_c faz gerilimleri, e_a, e_b ve e_c zıt elektromotor kuvveti (Zıt EMK, Back EMF, BEMF) gerilimleri ve i_a, i_b ve i_c faz akımlarını ifade etmektedir (Lee ve ark., 2009). Elektromanyetik güç Pe, elektromanyetik tork Te ve mekanik rotor hızı ω_m olmak üzere BLDC motorun elektromanyetik tork denklemi aşağıda verilmiştir. Ayrıca Şekil 3.2'de yıldız bağlı üç fazlı BLDC motora ait eşdeğer devre şeması gösterilmiştir (Xia, 2012).

$$Pe = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \tag{3.2}$$

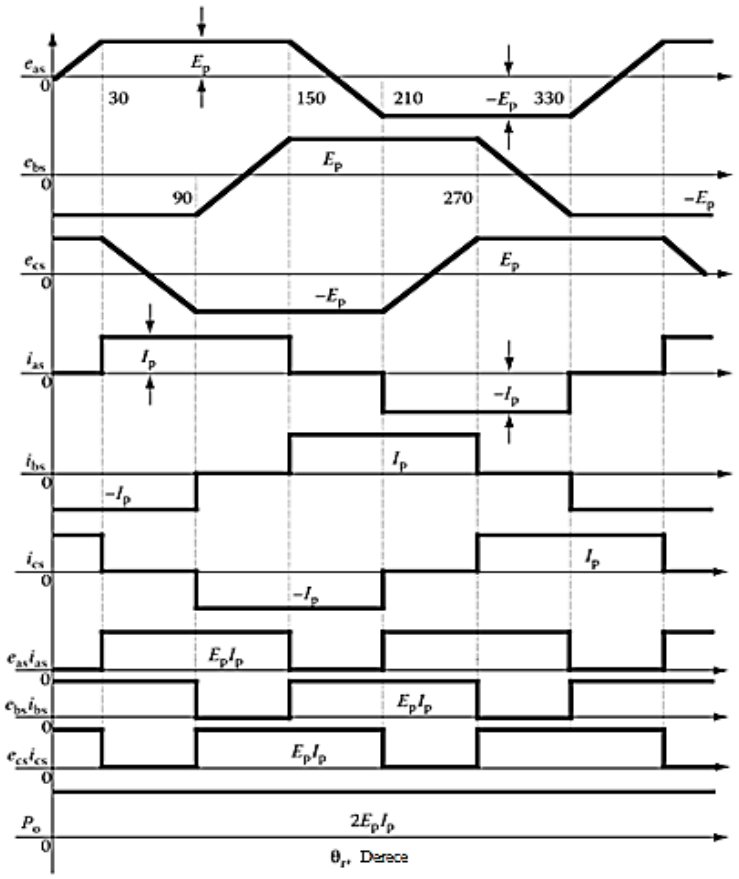
$$Pe = \omega_m \times Te \tag{3.3}$$

$$Te = \frac{1}{\omega_m}(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \tag{3.4}$$



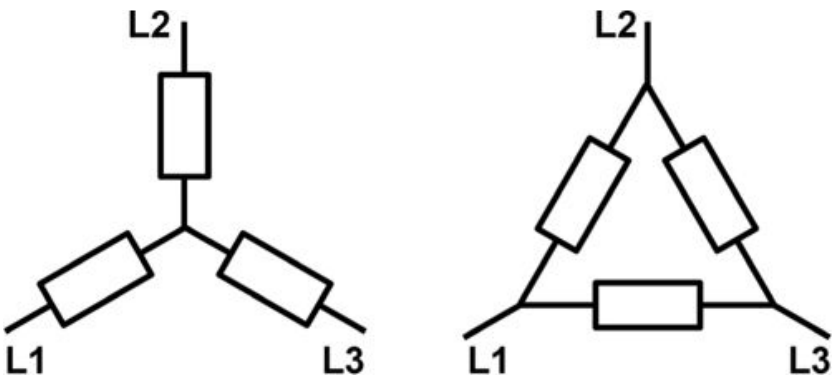
Şekil 3.2. Yıldız bağlı üç fazlı BLDC motorun devre şeması (Xia, 2012).

Fırçasız DC motorlar trapezoidal zıt EMK dalga formuna sahiptir. İndüklenen bu zıt EMK'lar arasında 120° faz farkı vardır. Şekil 3.3'te BLDC motorun üç faza ait zıt EMK ve faz akım dalga formu gösterilmiştir (Xia, 2012).



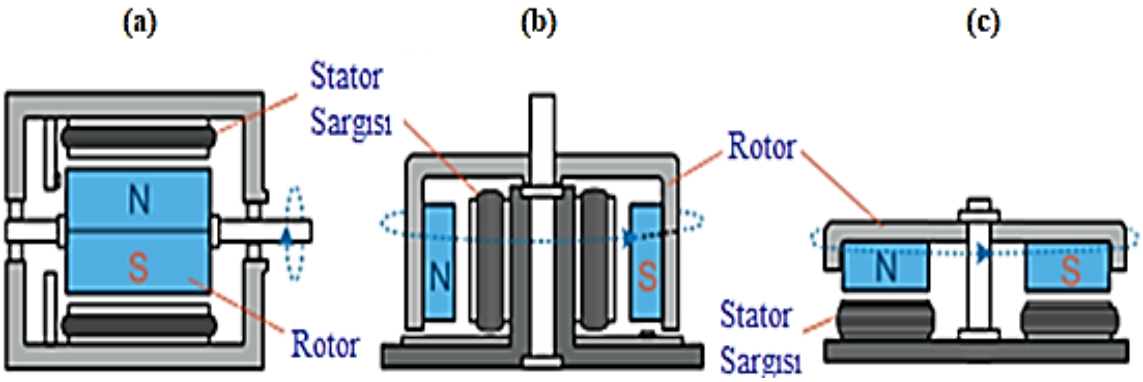
Şekil 3.3. BLDC motorun üç faza ait zıt EMK ve faz akım dalga formu (Krishnan, 2017)

Üç fazlı BLDC motorda üç adet sargıda altı adet bağlantı ucu bulunmaktadır. Bu altı ucun uygun üç ucu ile yıldız veya üçgen bağlantı yapılarak motorun fazları beslenmektedir. Bu iki bağlantı arasında motorun çalışmasını etkileyecek bir durum söz konusu değildir. Ancak bağlantı tipine göre fazlara uygulanan gerilim ve fazlardan geçen akım değeri değişmektedir. Şekil 3.4'te yıldız ve üçgen bağlantı şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 3.4. Yıldız (solda) ve üçgen (sağda) bağlantı şekilleri (Buchi, 2012)

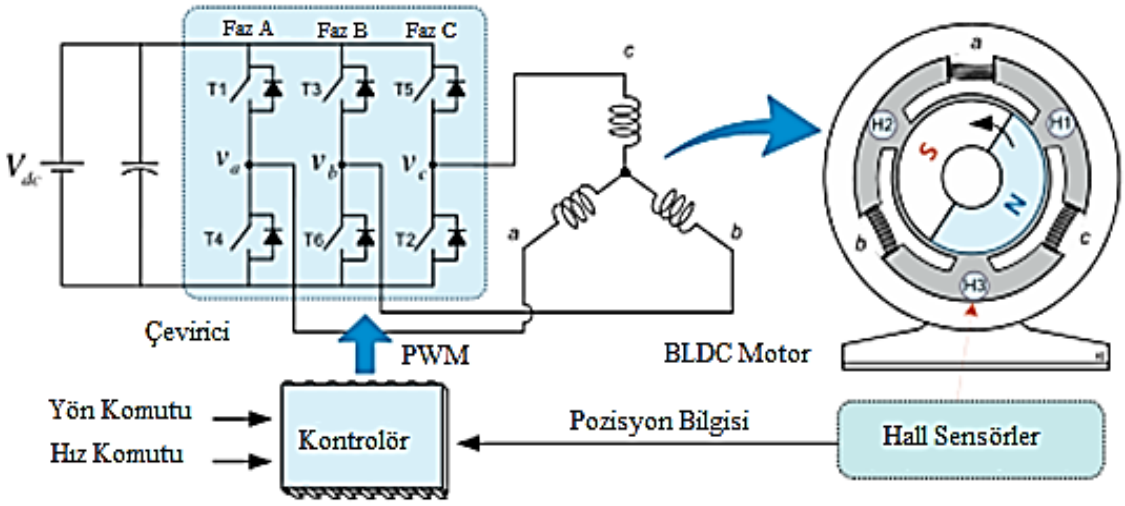
BLDC motorlar manyetik akı yönüne göre iki farklı tipte tasarlanabilir. Bunlar rotor mıknatısından gelen akının hava boşluğundan radyal yönde geçtiği radyal akı tipi ve eksenel yönde geçtiği eksenel akı tipidir. Radyal akılı motorların iç (inner) rotor tipi ve bir dış (outer) rotor tipi bulunmaktadır. Yüksek ısı dağıtma kapasitesi, yüksek tork oranı ve düşük rotor ataleti gibi özelliklerin dolayı iç rotor tipi yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.5'te BLDC motorun farklı tasarım tipleri gösterilmiştir.



Şekil 3.5. BLDC motorun tasarım tipleri, (a) Radyal akı (iç rotor), (a) Radyal akı (dış rotor) ve (c) Eksenel akı (Kim, 2017)

3.1.1. BLDC Motor Çalışma Prensibi

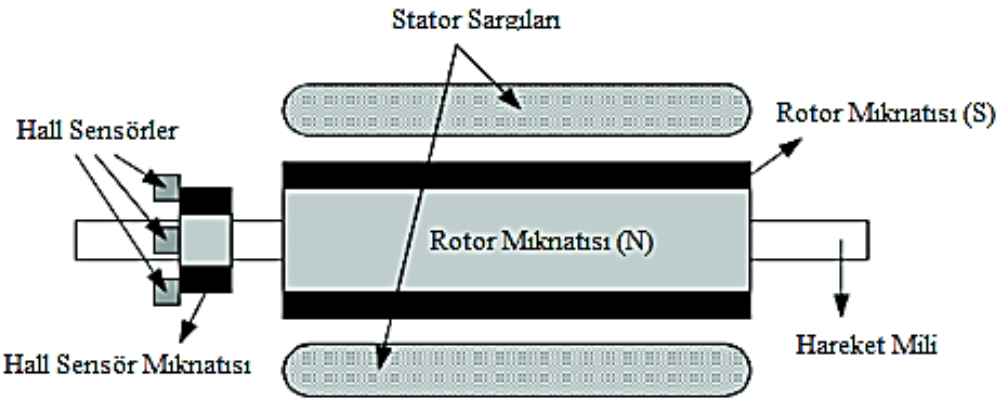
BLDC motorun temel çalışma prensibi, rotor pozisyonuna göre doğru faz sargılarının gerilimle beslenmesidir. Yapılan bu işleme elektronik anahtarlama (komütasyon) adı verilir. Komütasyon işleminin yapılabilmesi için rotor pozisyonun tespiti gerekmektedir. BLDC motor kontrol devresinde, faz sargılarını gerilimle beslemek için üç fazlı dönüştürücü (inverter) kullanılır. Şekil 3.6'da BLDC motora bağlı dönüştürücü devresi gösterilmiştir.



Şekil 3.6. BLDC motora bağlı dönüştürücü devresi (Kim, 2017)

3.1.2. BLDC Motor Rotor Pozisyonu Tespiti

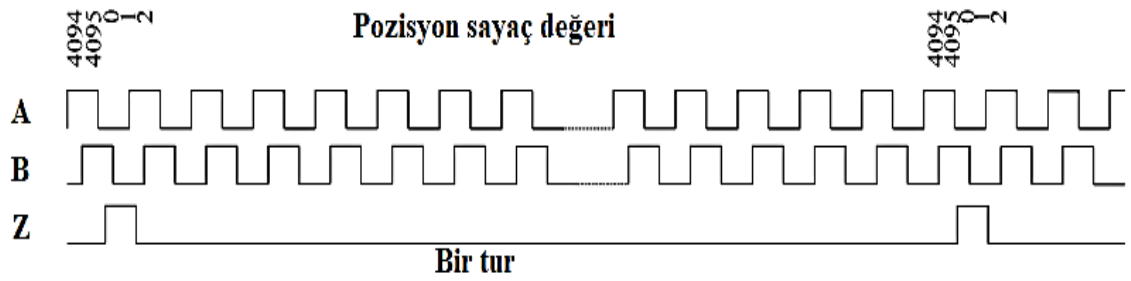
BLDC motorların kontrol edilebilmesi için rotor pozisyonunun tespit edilmesi gerekmektedir. Rotor pozisyonu, Hall etkili sensörler, kodlayıcılar (optik, manyetik vb.) veya zıt EMK sinyali ölçümü ile belirlenebilir. Kullanılan sensör tipine göre rotor pozisyonu çözünürlüğü değişmektedir (Simpkins ve Todorov, 2010). Pozisyon tespiti için genellikle Hall etkili sensörler kullanılmaktadır. Rotor pozisyonu için üç adet Hall etkili sensör, stator üzerine elektriksel 120° ile yerleştirilir ve Hall etkili sensörlerin çıkış sinyalleri ile rotor pozisyonu belirlenir (Kim, 2017). BLDC motorun rotor pozisyonunun tespitini sağlamak amacıyla stator içine yerleştirilmiş üç adet Hall etkili sensör Şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7. BLDC motor üzerindeki Hall etkili sensörlerin yerleşimi (Yedamale, 2003)

Sabit mıknatıslı senkron motorlar için yüksek hassasiyetli kontrol yöntemleri genellikle çözücüler (resolvers), kodlayıcılar (encoders) ve potansiyometreler gibi konum sensörleri tarafından elde edilen doğru motor konumu bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Bu konum sensörleri arasında nispeten daha ucuz olduğu için uygulamalarda en çok dörtlü darbe enkoderleri (artımlı kodlayıcılar) kullanılmaktadır (Jung ve Ha, 1998).

Dörtlü darbe enkoderi çıkışı üç sinyalden oluşmaktadır. İki faz A ve B rotor konumunu temsil ederken, Z darbesi de sıfır konumunu tanımlamaktadır (Semiconductor, 2013). Dörtlü darbe enkoderleri, sıfır geçiş durumunda devir başına bir kez üretilen Z darbesi adı verilen çıkış verisi ile mutlak konum bilgisi sağlayabilmektedir (Jung ve Ha, 1998). Dörtlü darbe enkoderinin bir turdaki sinyalleri Şekil 3.8'de gösterilmiştir. Ayrıca BLDC motor konum bilgisi için Çizelge 3.1'de dörtlü darbe enkoderi ile Hall etkili sensörler karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.8. Dörtlü darbe enkoderi çıkış sinyalleri (Semiconductor, 2013)

Çizelge 3.1. BLDC motor konum bilgisi için dörtlü darbe enkoderi ile Hall etkili sensörlerin karşılaştırması

Dörtlü darbe enkoderi	Hall etkili sensörler
Üç çıkışı vardır.	Üç çıkışı vardır.
Mutlak pozisyon vermez.	Mutlak pozisyon verir.
Kesin pozisyonu verir.	Elektriksel devir başına altı durum verir.

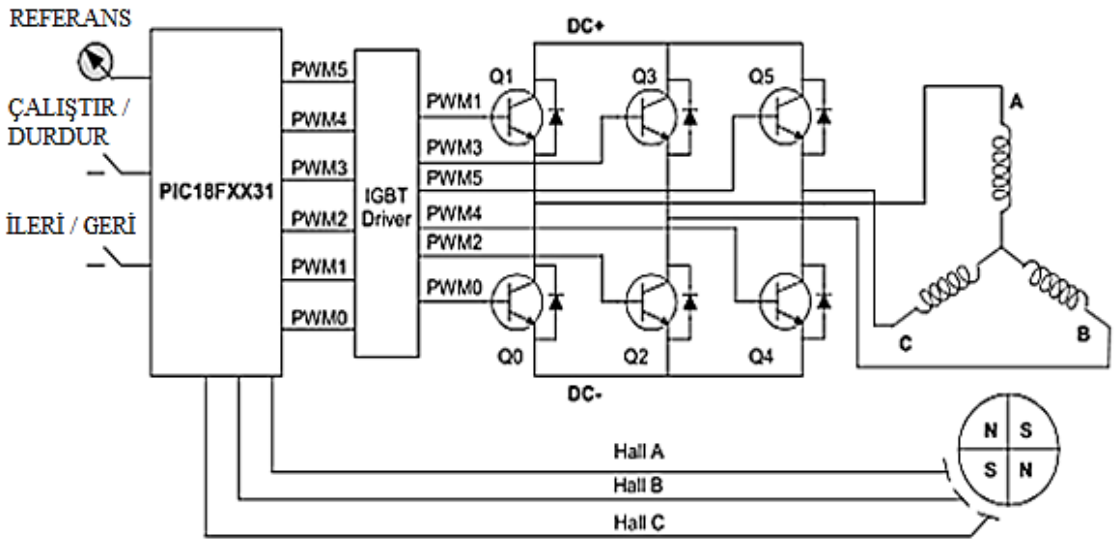
Faz akım sensörlerinin pozisyon tespitindeki kullanımı Bölüm 3.1.3'te anlatılan alan yönelimli kontrol (FOC) yönteminde anlatılmıştır.

3.1.3. BLDC Motor Kontrol Teknikleri

BLDC motor kontrolü sensörlü ve sensörsüz olmak üzere iki farklı şekilde gerçekleştirilebilir (Ajay ve ark., 2018). Sensörlü BLDC motor kontrolü için kullanılabilecek üç farklı yöntem ve sensörsüz BLDC motor kontrolü için kullanılabilecek bir yöntem aşağıda açıklanmıştır:

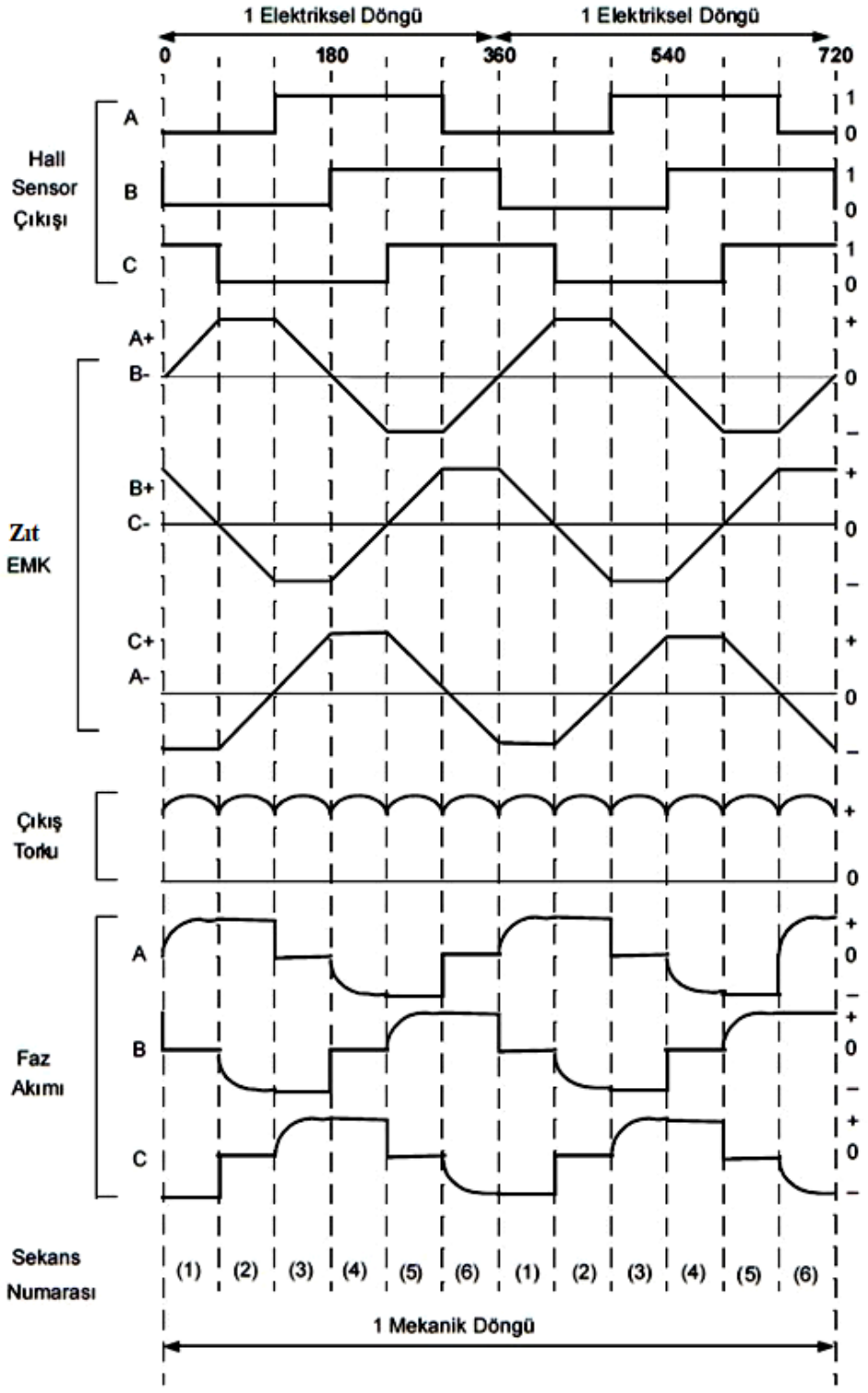
Altı Adımlı Kontrol (Six Step / Trapezoidal Control): BLDC motorların en yaygın kullanılan sensörlü kontrol yöntemidir. Bu yöntemde rotor pozisyonunu tespit etmek için daha önceden motor içerisine yerleştirilmiş Hall etkili sensörleri kullanılır (Kiran ve Puttaswamy, 2014). Hall etkili sensör rotor konumu algılamanın en uygun maliyetli yoludur. Bu yöntem, kontrol algoritmasının basitliği nedeniyle çok kullanılmaktadır. Motor hızını kontrol etmede çok etkilidir, fakat düşük hızda tork dalgalanması oluşur. Bu nedenle düşük maliyetli uygulamalar için daha çok tercih edilir.

Altı adımlı kontrol yönteminde her motor fazında önceden belirlenmiş bir sırayla ikili anahtarlamalar yapılır (Lee ve ark., 2009). BLDC motorun bir tam elektriksel çevrimini tamamlamak için altı adım gerekmektedir. Hall etkili sensörlerin durumları bir elektriksel adımı ifade eder ve elektriksel olarak 60° karşılık gelir ve her elektriksel 60°'de fazların anahtarlaması yapılmalıdır. Motorun elektriksel çevrim sayısını, rotorun kutup çiftleri belirlemektedir. Bir kutup çifti için bir elektriksel çevrim vardır. BLDC motoru için altı adımlı kontrol yöntemi blok diyagramı Şekil 3.9'da gösterilmiştir.

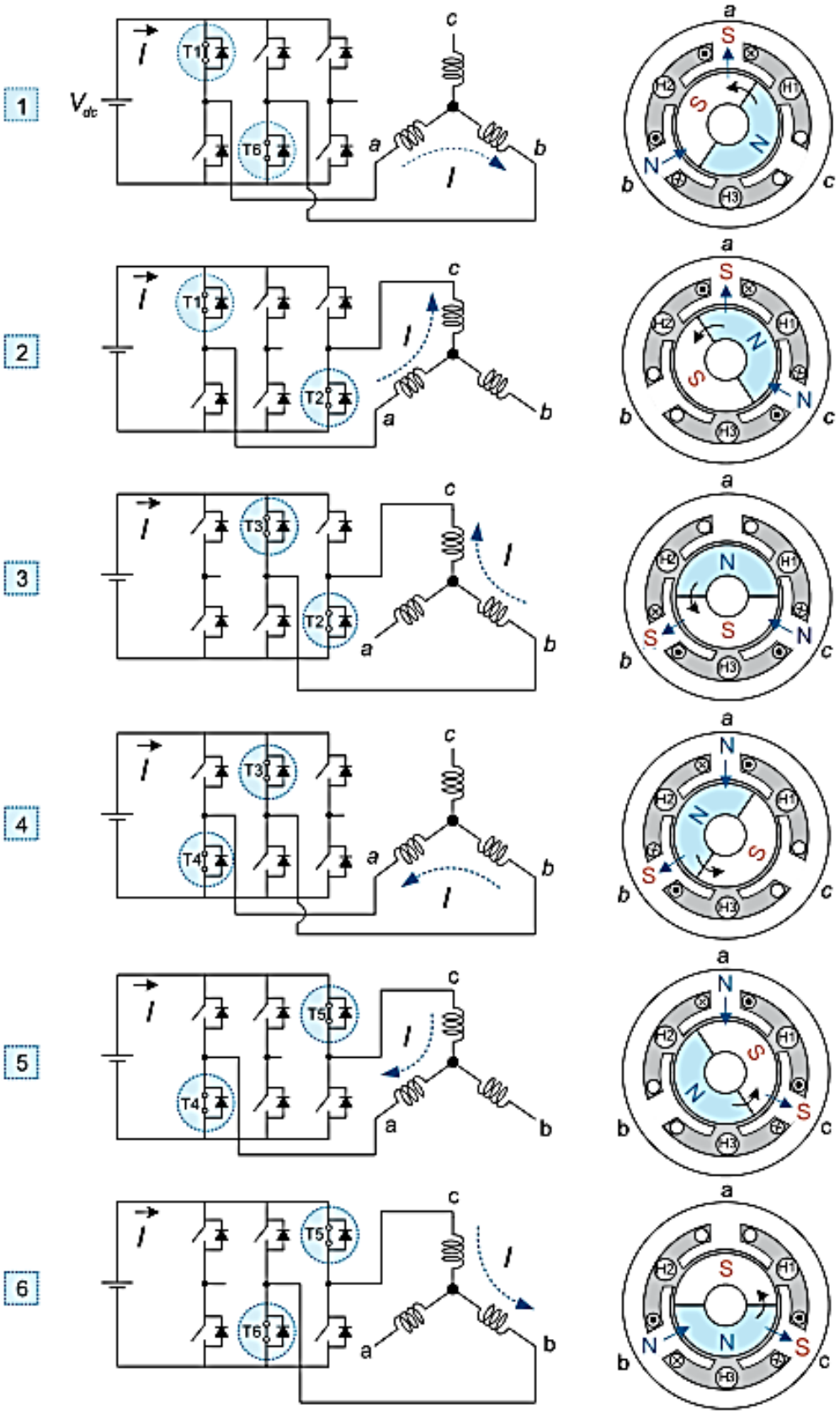


Şekil 3.9. Altı adımlı kontrol yöntemi blok diyagramı (Yedamale, 2003)

Hall etkili sensörlerin durumlarına göre BLDC motorun zıt EMK, tork ve faz akım değerleri Şekil 3.10'da gösterilmiştir. Ayrıca Hall etkili sensörlere göre izlenmesi gereken anahtarlama sırası Şekil 3.11'de gösterilmektedir. Her iki grafikte verilen sıra numaraları birbirleriyle aynı durumu göstermektedir.

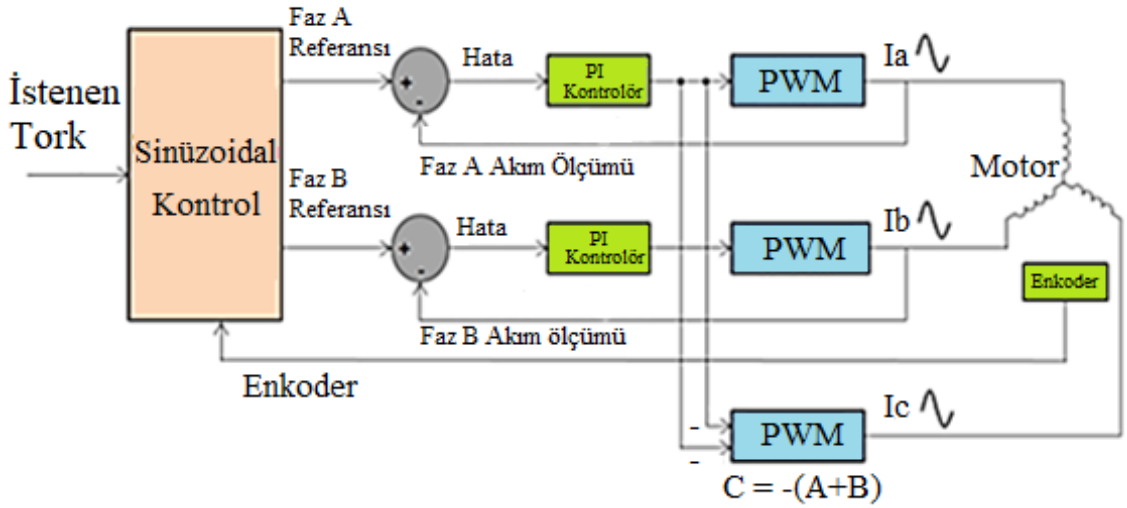


Şekil 3.10. Hall etkili sensör, Zıt EMK, tork ve faz akım değerleri (Yedamale, 2003)



Şekil 3.11. Hall etkili sensörlere göre izlenmesi gereken ikili anahtarlama sırası (Kim, 2017)

Sinüzoidal Kontrol (Sinusoidal Control): Sensörlü bir kontrol yöntemi olan sinüsoidal kontrol yönteminde, motor döndükçe düzgün ve sinüzoidal olarak değişen üç akımla motor sargılarının tamamı gerilimle beslenir. Sargıların gerilimle beslenmesi ile elde edilen stator akı vektörünün rotora akı vektörüne dik yönde ve sabit büyüklükte olması için sargı akımlarının değerine göre PWM modülasyonu uygulanmaktadır. Bu modülasyon için çözücü (resolver) veya dörtlü darbe enkoderleri (artırımsal enkoder) ile rotor konumunun doğru ölçümüne ihtiyaç vardır. Şekil 3.12'de yıldız bağlantılı bir motorun sinüzoidal kontrol blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 3.12. Sinüzoidal kontrol blok diyagramı

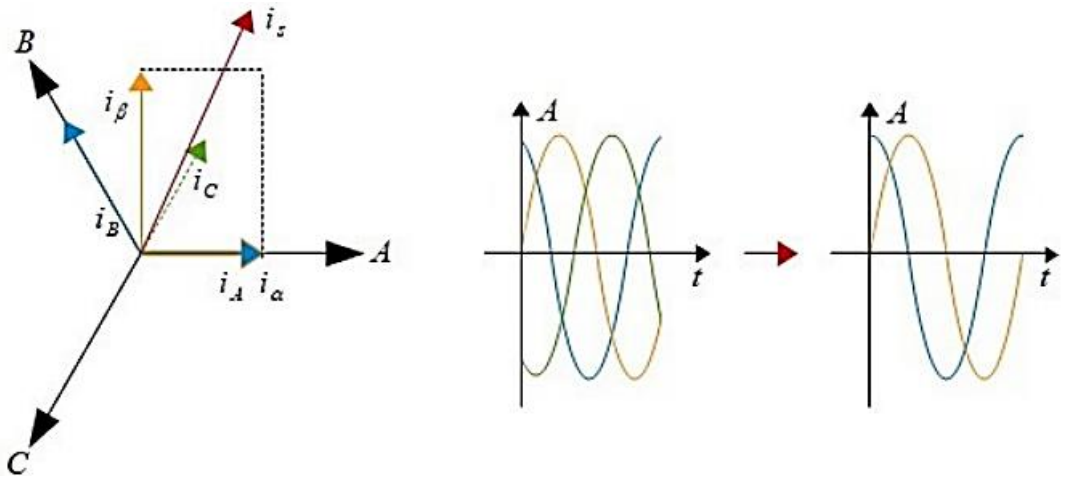
BLDC motorun sargı akımları, sabit büyüklükte düzgün dönen bir akım uzay vektörü üretmek için sinüzoidal olmalıdır ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Sinüzoidal kontrol yöntemi, tork dalgalanmasını ortadan kaldırmaktadır. Ayrıca düşük hızlarda daha yüksek verimlilikle düzgün dönüş elde edilmektedir. Ancak, hız arttıkça sinüzoidal sinyallerin frekansı da artmaktadır. Bu da kontrolörlerin referans akım sinyallerini takip etmesini zorlaştırır. Bu nedenle hızın belirli bir noktaya kadar artması mümkündür. Sinüzoidal kontrol yöntemi hem düşük hızlı hem de orta hızlı uygulamalarda kullanılırken yüksek hız gerektiren uygulamalar için uygun değildir (Kiran ve Puttaswamy, 2014).

Alan Yönelimli Kontrol (FOC / Field Oriented Control): FOC yönteminin, sinüzoidal kontrol yöntemi ile birçok benzer yönü bulunmaktadır. Bununla birlikte bu yöntemin bazı temel farklılıkları yüksek hızlarda daha iyi verim elde edilmesini sağlamıştır. Daha açık ifade etmek gerekirse sinüzoidal kontrolün yüksek hız gerektiren uygulamalarda kullanılamaması sorunu, rotor ve stator akı vektörlerini iki eksenli d-q referans çerçevesinde kontrol ederek aşılabilir (Kiran ve Puttaswamy, 2014). BLDC motorlar için alan yönelimli kontrol aşağıdaki sıralama izlenerek gerçekleştirilir:

1) İki faz akımı ölçülür. Üçüncü faz akımı Kirchoff kanunu kullanılarak elde edilir.
2) Ölçülen faz akımları Clarke ve Park dönüşümü kullanılarak iki eksenli d-q akımlarına dönüştürülür.
3) d-q ekseni akımları PI kontrolörde geri besleme olarak kullanılır. Rotor ve stator akı vektörlerinin birbirlerine dik (orthogonal) olması için d ekseni akım referans değeri sıfırdır. Hedeflenen tork değeri için q ekseni akım referansıdır.
4) d-q eksenlerini kontrol eden PI kontrolörlerinden gelen eksen gerilimleri, ters Clarke ve ters Park dönüşümü ile sabit iki eksenli Alfa-beta referans değerlerine geri dönüştürülür ve daha sonra üç faz değerlerine çevrilir (John ve ark., 2011).

Üç faz akım değerlerini, i_α ve i_β bileşenlerine dönüştüren Clarke dönüşümünün matematiksel ifadesi denklem 3.5'te verilmiştir. Ayrıca dönüşümün temsili grafikleri Şekil 3.13'te gösterilmiştir.

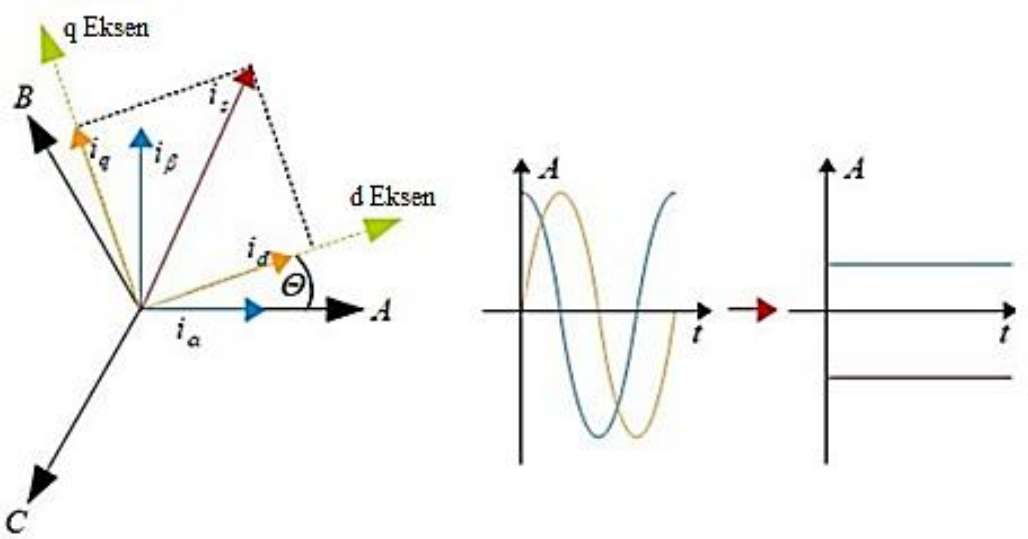
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{3.5}$$



Şekil 3.13. Clarke Dönüşümü

Park dönüşümü, Clarke dönüşümünden elde edilen i_α ve i_β bileşenini iki eksenli i_d ve i_q akım bileşenlerine çevirir. Park dönüşümü denklem 3.6'da verilmiştir. Ayrıca dönüşümün temsili grafikleri Şekil 3.14'te gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_\mathrm{d} \\ i_\mathrm{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & \sin(\Theta) \\ -\sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{3.6}$$



Şekil 3.14. Park Dönüşümü

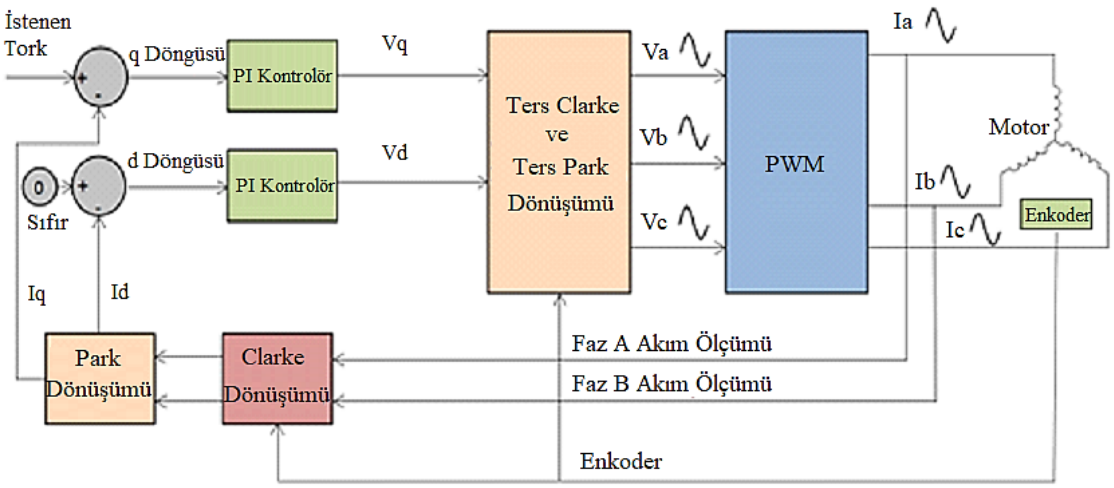
Ters Park dönüşümü, PI kontrolörden elde edilen V_d ve V_q bileşenlerini $V_\alpha \; ve \; V_\beta$ gerilim vektörlerine çevirir. Ters Park dönüşümü denklem 3.7'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & -\sin(\Theta) \\ \sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_\mathrm{d} \\ V_\mathrm{q} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

Ters Clarke dönüşümü, Ters Park dönüşümünden elde edilen $V_\alpha \; ve \; V_\beta$ gerilim vektörlerini üç fazlı büyüklüklere dönüştürür. Ters Clarke dönüşümü denklem 3.8'de verilmiştir.

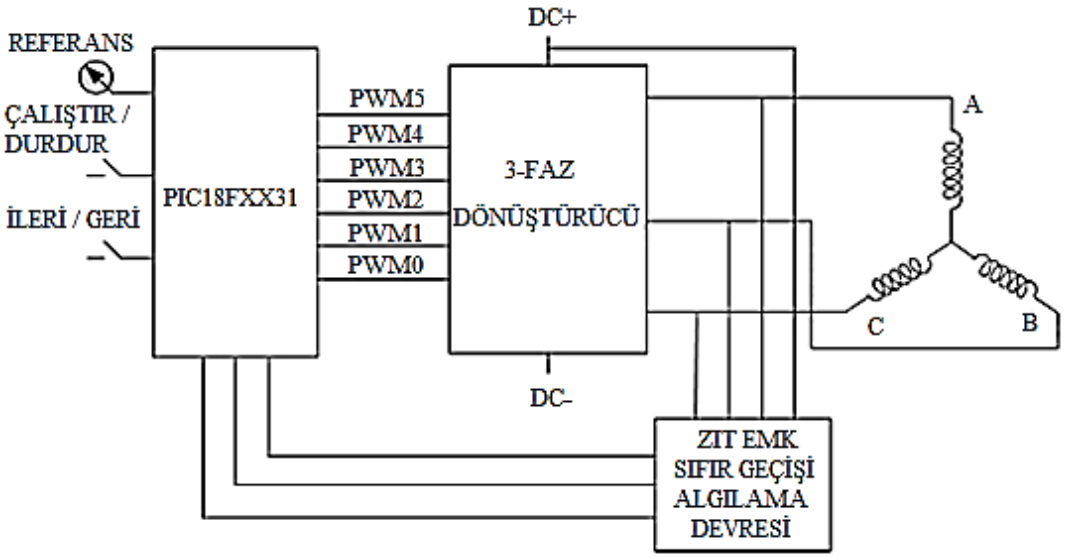
$$\begin{bmatrix} V_\mathrm{a} \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ \frac{-1}{2} V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta \\ \frac{-1}{2} V_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

Standart alan yönelimli kontrol (FOC) sürücüsünün blok şeması Şekil 3.15'te gösterilmiştir.



Şekil 3.15. Alan yönelimli kontrol sürücüsünün blok şeması (Kiran ve Puttaswamy, 2014)

Zıt EMK Kontrol (Back EMF Control): BLDC motorların zıt EMK sinyalleri ile sensörsüz kontrolü yapılabilmektedir. Motorun zıt EMK sinyalleri ölçülerek sıfır geçiş noktası belirlenir ve uygun elektronik komütasyon uygulanır. Bu yöntemde dikkat edilmesi gereken en önemli nokta düşük hızlardır. Çünkü dönme hızıyla orantılı olan zıt EMK sinyali, düşük hızlarda düşük genlikte olacaktır. Bu da sıfır geçiş noktası tespit sorununu oluşturmaktadır. Bu sorunu aşmak için motor açık döngüde başlatılır ve sıfır geçiş noktasını algılamak için yeterli zıt EMK üretildikten sonra komütasyona başlanır. Şekil 3.16'da zıt EMK kontrol yöntemi ile BLDC motor kontrol blok diyagramı gösterilmiştir.

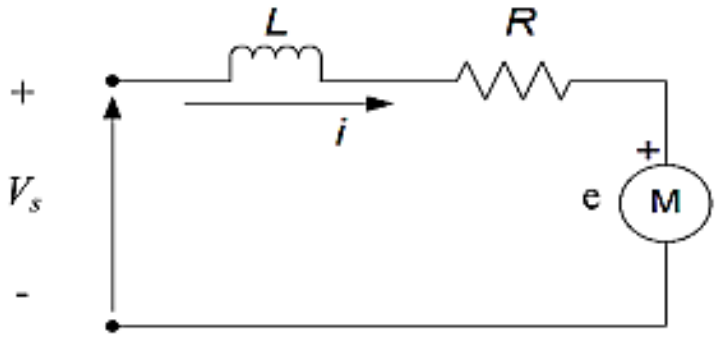


Şekil 3.16. Zıt EMK kontrol yöntemi ile BLDC motor kontrol blok diyagramı (Yedamale, 2003)

Torkta meydana gelen ani değişimleri ortadan kaldırdığı ve düşük hızlarda yukarıda belirtilen diğer motor kontrol yöntemlerine göre daha yüksek verimlilikle düzgün dönüş elde edildiği için bu çalışmada BLDC motor kontrolünde sinüzoidal kontrol yöntemi kullanılmıştır.

3.1.4. Maxon EC-i 40 BLDC Motorun Matematiksel Modeli

Geliştirilen yöntemde BLDC motor pozisyonunda oluşan hatayı gidermek için PID kontrolör kullanılmıştır. PID kontrolörün parametreleri, BLDC motorun transfer fonksiyonundan faydalanılarak elde edilmiştir.

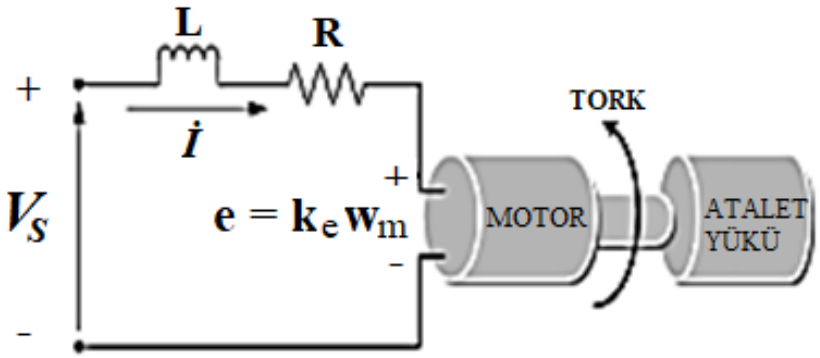


Şekil 3.17. BLDC motorun tek faz eşdeğer devresi (Kiruthika ve ark., 2013)

Şekil 3.17'de gösterilen BLDC motorun tek faz eşdeğer devresinde armatür direnci R, armatür endüktansı L, zıt EMK e, armatür akımı i ve gerilim kaynağı V_s'dir. Kirchoff gerilim yasası kullanılarak aşağıdaki denklemler elde edilmiştir.

$$V_s = R \times i + L \times \frac{di}{dt} + e \tag{3.9}$$

$$e = -R \times i - L \times \frac{di}{dt} + V_s \tag{3.10}$$



Şekil 3.18. BLDC motorun eşdeğer elektromekanik sistemi

Şekil 3.18'de BLDC motorun eşdeğer elektromekanik sistemi gösterilmiştir. BLDC motorun mekanik özellikleri göz önüne alındığında motorun torku, atalet yükünün (J) ve açısal hızın (ω_m) torkların toplamına eşittir ve denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$J \times \frac{d\omega_m}{dt} = \sum T_i \tag{3.11}$$

$$T_e = K_f \times \omega_m + J \times \frac{d\omega_m}{dt} + T_L \tag{3.12}$$

$$e = K_e \times \omega_m \tag{3.13}$$

$$T_e = K_t \times i \tag{3.14}$$

$$\frac{di}{dt} = -i \times \frac{R}{L} - \frac{K_e}{L} \times \omega_m + \frac{1}{L} \times V_s \tag{3.15}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = i \times \frac{K_t}{J} - \frac{K_f}{J} \times \omega_m + \frac{1}{J} \times T_L \tag{3.16}$$

Denklem 3.15 ve 3.16'ya Laplace dönüşümü uygulanmış ve denklem 3.17 ve 3.18 elde edilmiştir.

$$si = -i \times \frac{R}{L} - \frac{K_e}{L} \times \omega_m + \frac{1}{L} \times V_s \tag{3.17}$$

$$s\omega_m = i \times \frac{K_t}{J} - \frac{K_f}{J} \times \omega_m + \frac{1}{J} \times T_L \tag{3.18}$$

Denklem 3.18 'de yük sıfır ($T_L = 0$) kabul edilmiş ve denklem 3.19 elde edilmiştir.

$$i = \frac{s\omega_m + \frac{K_f}{J} \times \omega_m}{\frac{K_t}{J}} \tag{3.19}$$

Denklem 3.19'daki i, denklem 3.17 yerine yazılmış ve denklem 3.20 elde edilmiştir.

$$\left(\left(\frac{s^2 J}{K_t} + \frac{sK_f}{K_t} + \frac{sRJ}{K_t} + \frac{K_f R}{K_t L}\right) + \frac{K_e}{L}\right) \times \omega_m = \frac{1}{L} \times V_s \tag{3.20}$$

Denklem 3.20'de matematiksel işlemler yapılarak transfer fonksiyonu denklem 3.21'de elde edilmiştir.

$$G(s) = \frac{\omega_m}{V_s} = \frac{K_t}{s^2 JL + (RJ + K_f L)s + K_f R + K_e K_t} \tag{3.21}$$

Sürtünme sabiti (K_f) küçük bir değerdir. Bu nedenle denklem 3.21'de sıfır alınmış ve denklem 3.22 elde edilmiştir.

$$G(s) = \frac{\omega_m}{V_s} = \frac{K_t}{s^2 JL + RJs + K_e K_t} \tag{3.22}$$

Denklem 3.23 kullanılarak denklem 3.22 düzenlenmiş ve denklem 3.24 elde edilmiştir.

$$\frac{R}{K_e K_t} \times \frac{1}{R} \tag{3.23}$$

$$G(s) = \frac{\omega_m}{V_s} = \frac{\frac{1}{K_e}}{(\frac{RJ}{K_e K_t} \times \frac{L}{R})s^2 + \frac{RJ}{K_e K_t}s + 1} \tag{3.24}$$

$$\tau_m = \frac{RJ}{K_e K_t} \tag{3.25}$$

$$\tau_e = \frac{L}{R} \tag{3.26}$$

Burada, T_e elektriksel tork, K_f sürtünme sabiti, J atalet yükü, ω_m açısal hız, T_L mekanik yük, K_e zıt EMK sabiti ve K_t tork sabitidir. Denklem 3.25 ve 3.26, denklem 3.24'te yerine yazılmış ve denklem 3.27'deki transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Bu denklem BLDC motorun matematiksel modelini ifade etmektedir (Kiruthika ve ark., 2013).

$$G(s) = \frac{\frac{1}{K_e}}{\tau_e \tau_m s^2 + \tau_m s + 1} \tag{3.27}$$

Çizelge 3.1'de verilen bilgiler kullanılarak BLDC motorun transfer fonksiyonu verileri Çizelge 3.2'de verilmiştir.

Çizelge 3.2. BLDC motorun transfer fonksiyonu verileri

BLDC motorun transfer fonksiyonu verileri	
Faz-faz arası terminal direnci ($R_\emptyset$)	1.01 Ω
Rotor ataleti (J_{Rotor})	$4.4 \times 10^{-6}\ kgm^2$
Tork sabiti (K_t)	$91 \times 10^{-3}\ Nm/A$
Faz sayısı (p)	3

Elektriksel zaman sabiti aşağıdaki denklemden hesaplanabilir.

$$\tau_e = \frac{L}{p \times R_\emptyset} = \frac{0.995 \times 10^{-3}}{3 \times 1.01} = 328.3828 \times 10^{-3} \tag{3.28}$$

Mekanik zaman sabiti aşağıdaki denklemden hesaplanabilir.

$$\tau_m = \frac{3R_\emptyset J}{K_e K_t} = 0.000537\ s \tag{3.29}$$

Zıt EMK sabiti aşağıdaki denklemden hesaplanabilir.

$$K_e = \frac{3R_\emptyset J}{\tau_m K_t} = \frac{3 \times 1.01 \times 4.4 \times 10^{-6}}{0.000537 \times 91 \times 10^{-3}} = 0.2728\ \frac{v-s}{rad} \tag{3.30}$$

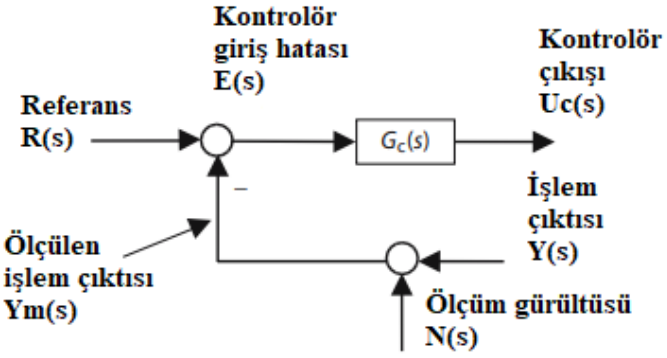
Yukarıdaki denklemlerde hesaplanan değerler, denklem (3.27)'de yerine yazılarak BLDC motorun transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Açık döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemde verilmiştir.

$$G(s) = \frac{3.665}{0.176\times10^{-6}s^2+0.000537s+1} \tag{3.31}$$

3.1.5. PID Kontrol

Oransal-integral-türevsel (proportional-integral-derivative, PID) kontrolü günümüzde endüstriyel uygulamalarda en yaygın kullanılan kontrol yöntemlerindendir. Son elli yılda PID kontrolünün iyileştirilmesi için akademik ve endüstriyel alanda birçok çalışma yapılmıştır. Bir PID kontrolörün üç terimi (oransal-integral-türevsel), çoğu kontrol probleminin ortak gereksinimini karşılamaktadır. İntegral terimi, sabit bir ayar noktasının izlenmesinde sıfır kararlı durum hatasını vermektedir. Ayrıca sabit bozulmaların giderilmesini sağlamaktadır. Fakat integral terimi daha yüksek frekanslı sensör gürültüsünü filtrelerken, mevcut hataya yavaş yanıt vermektedir. Orantısal terim ise mevcut hataya anında yanıt verir, ancak çok büyük bir kazanç değeri olmadan istenen doğru ayar noktasını elde edememektedir. Türev terimi, gelecekteki hatanın tahminine dayalı çalışmakta ve büyük hataları önlemektedir. Ancak türev terimi daha yüksek frekanslı sensör gürültüsünü güçlendirmektedir. Bu üç PID terimi, birçok tesisin başarılı bir şekilde kontrol edilmesine izin veren yapıyı parametreleştirmek için yeterli olmuştur (Knospe, 2006).

PID kontrolör $G_c(s)$ için giriş ve çıkış sinyallerinin blok diyagramı Şekil 3.19'da gösterilmiştir. Ayrıca kontrolörün hata denklemi denklem 3.32'de verilmiştir.



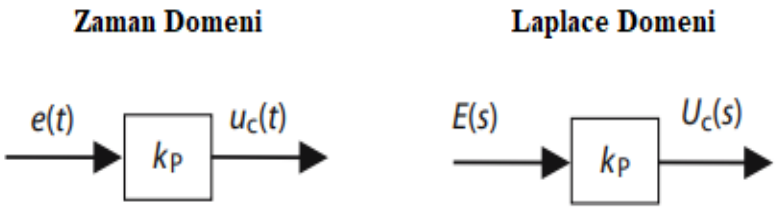
Şekil 3.19 PID kontrolör için giriş ve çıkış sinyalleri

$$e(t) = r(t) - y_m(t) \tag{3.32}$$

Oransal kontrol (P) denetleyici eylemi, hata sinyalinin değeriyle orantılı olacaksa kullanılmaktadır. Orantılı kontrol için zaman ve Laplace domeni denklemleri aşağıda verilmiştir. Burada k_P oransal kontrolör kazancıdır. Oransal kontrolün zaman ve Laplace domeni blok diyagramları Şekil 3.20'de gösterilmiştir.

Zaman domeni, $u_c(t) = k_P e(t)$ (3.33)

Laplace domeni, $U_c(s) = k_P E(s)$ (3.34)

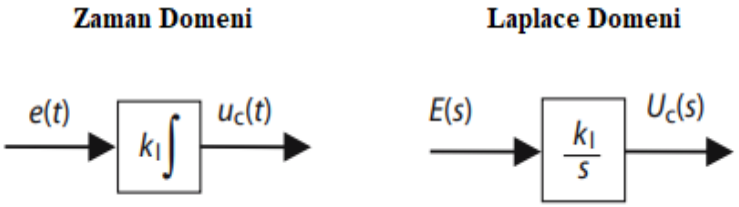


Şekil 3.20 Oransal kontrol blok diyagramları

İntegral kontrol (I), kontrolörün sabit bir referans sinyal değerinden herhangi bir sabit ofseti düzeltmesi gerektiğinde kullanılmaktadır. İntegral kontrol, orantısal kontrolün çok büyük bir kazanç olmadan istenilen doğru ayar noktasının elde edilememesi sorununu ortadan kaldırmaktadır. İntegral kontrol için zaman ve Laplace domeni denklemleri aşağıda verilmiştir. Burada k_I integral kontrolör kazancıdır. İntegral kontrolün zaman ve Laplace domeni blok diyagramları Şekil 3.21'de gösterilmiştir.

Zaman domeni, $u_c(t) = k_I \int_0^t e(\tau)d\tau$ (3.35)

Laplace domeni, $U_c(s) = \left[\frac{k_I}{s}\right] E(s)$ (3.36)

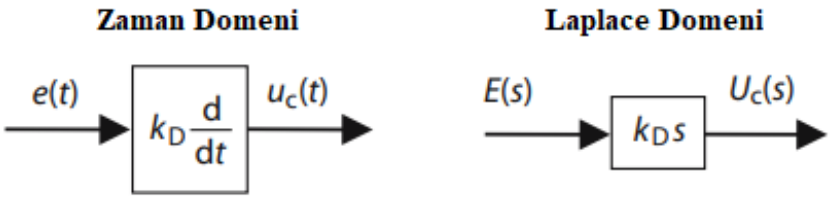


Şekil 3.21 Integral kontrol blok diyagramları

Türevsel kontrol (D), hata sinyalinin değişim oranını kullanmaktadır. Türev kontrolü için zaman ve Laplace domeni denklemleri aşağıda verilmiştir. Burada k_D Türevsel kontrolör kazancıdır. Türevsel kontrolün zaman ve Laplace domeni blok diyagramları Şekil 3.22'de gösterilmiştir.

Zaman domeni, $u_c(t) = k_D \frac{de(t)}{dt}$ (3.37)

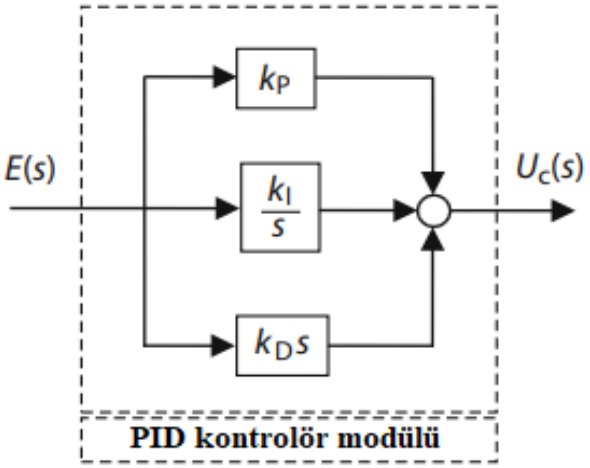
Laplace domeni, $U_c(s) = [k_D s]E(s)$ (3.38)



Şekil 3.22 Türevsel kontrol blok diyagramları

PID kontrolör, belirli performans gereksinimlerini karşılamak için gerekli olan oransal, integral ve türevsel terimlerinin çeşitli kombinasyonlarından oluşturulmuştur. Temel paralel PID denetleyicisinin formülü aşağıda verilmiştir. Paralel PID denetleyicisinin blok diyagramı Şekil 3.23'te gösterilmiştir.

$$U_c(s) = \left[k_P + k_I \frac{1}{s} + k_D s\right] E(s) \quad (3.39)$$



Şekil 3.23 Paralel PID kontrol blok diyagramı (Johnson ve Moradi, 2005)

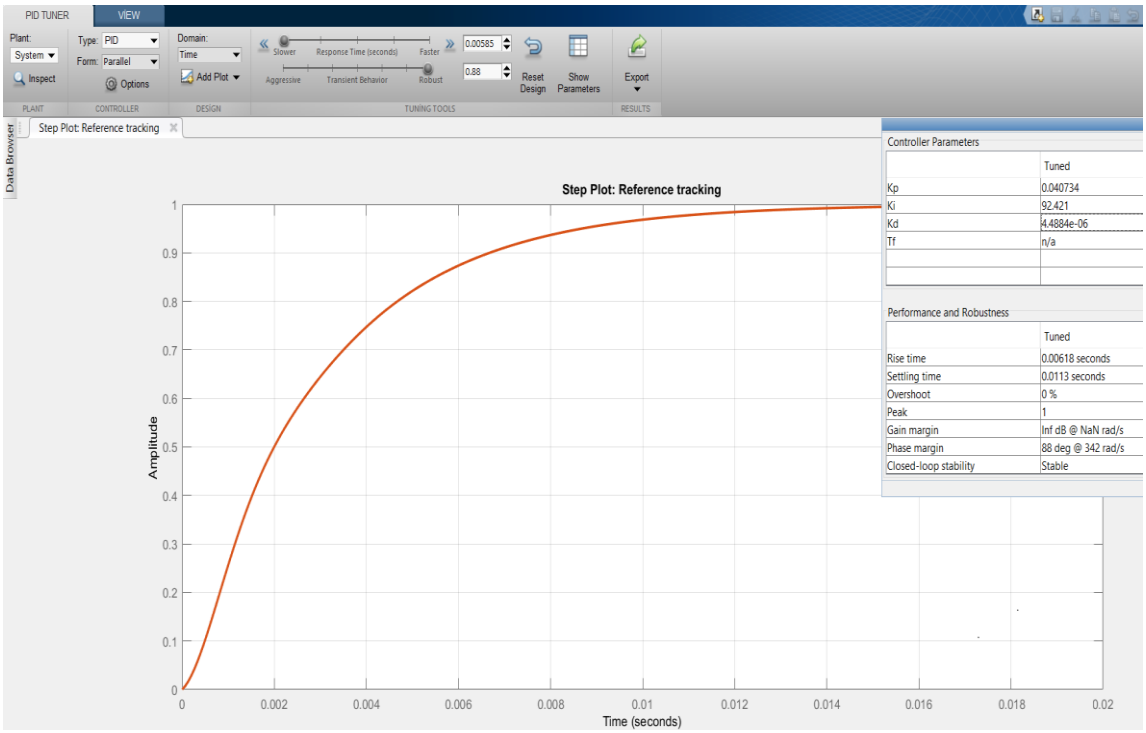
3.1.6. Maxon EC-i 40 BLDC Motorun PID Parametrelerinin Belirlenmesi

MATLAB PID Tuner MathWorks® algoritması, performans ve sağlamlık arasında iyi bir denge elde etmek için PID kontrolör parametrelerini ayarlamaktadır. PID Tuner arabirimini kullanarak sistemin yanıt süresi, bant genişliği veya geçici yanıtı değiştirildiğinde, algoritma yeni PID kazançlarını hesaplamaktadır.

Uygulamada kullanılan BLDC motorun PID parametrelerinin belirlenmesi için MATLAB programının PID Tuner arabirimi kullanılmıştır. İlk olarak Çizelge 3.4 ve Çizelge 3.5'teki bilgilerden faydalanılarak Maxon EC-i 40 BLDC motorun transfer fonksiyonu MATLAB programında elde edilmiştir. Daha sonra elde edilen transfer fonksiyonu MATLAB PID Tuner arabiriminde simüle edilmiş ve BLDC motorun PID parametreleri Kp = 0.04, Ki = 92.42 ve Kd = 0.00000448 olarak belirlenmiştir. MATLAB programında transfer fonksiyonunu elde edilebilmesi için oluşturulan kod bloğu Şekil 3.24'te ve belirlenen parametreler için MATLAB PID Tuner yardımıyla oluşturulan basamak cevabı eğrisi Şekil 3.25'te gösterilmiştir.

```
%% EC-i40 100W maxon motor transfer fonksiyonu
R  = 1.01;                    % Faz-faz R
L  = 0.995e-3;                % Faz-faz L
Kt = 91e-3;                   % Tork sabiti Nm/A
tm = 537e-6;                  % Mekaniksel zaman sabiti
J  = 4.4e-6;                  % Rotor ataleti kg.m^2
p  = 3;                       % Faz sayısı
te = L/(p*R);                 % Elektriksel zaman sabiti
Ke = (3*R*J)/(tm*Kt);         % Back EMF sabiti
G  = tf(1/Ke,[tm*te tm 1]); % Transfer fonksiyonu
```

Şekil 3.24 BLDC motor transfer fonksiyonu MATLAB kod bloğu



Şekil 3.25 BLDC motorun MATLAB PID Tuner basamak cevabı

3.2. Aritmetik Optimizasyon Algoritması (AOA)

Bu çalışmada BLDC motorun pozisyonunda meydana gelen hatanın giderilmesinde kullanılan PID kontrolörün Kp, Ki ve Kd parametrelerinin optimizasyonu için aritmetik optimizasyon algoritması (AOA) kullanılmıştır.

Abualigah ve arkadaşları (2021) yeni bir optimizasyon yöntemi olan AOA'yı (The Arithmeric Optimization Algorithm) literatüre kazandırmışlardır. Önerdikleri AOA optimizasyon algoritmasının performansını, genetik algoritma (GA), parçacık sürü optimizasyonu (PSO), biyocoğrafya tabanlı optimizasyon (BBO), çiçek tozlaşma algoritması (FPA), gri kurt optimizasyonu (GWO), yarasa algoritması (BAT), ateşböceği algoritması (FA), guguk kuşu arama algoritması (CS), güve alevi optimizasyonu (MFO), yerçekimi arama algoritması (GSA), ve diferansiyel evrim (DE) gibi meta sezgisel algoritmalarla karşılaştırmışlar ve üstünlüğünü deneysel sonuçlarla ortaya koymuşlardır. AOA diğer meta-sezgisel algoritmalara karşı daha iyi sonuç verdiği için bu çalışmada tercih edilmiştir.

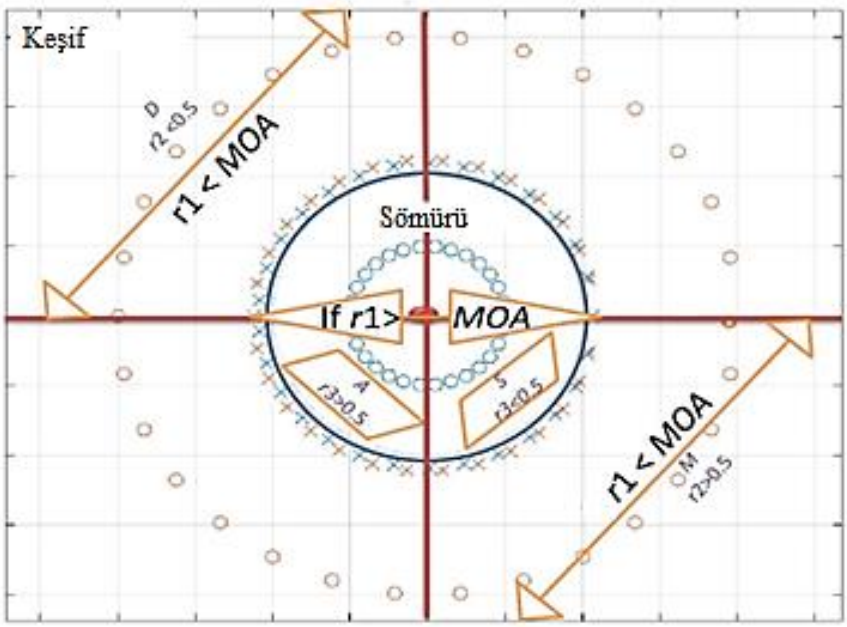
Popülasyon temeline dayalı algoritmalar, optimizasyon sürecine rastgele üretilen bir çözüm kümesiyle başlamaktadır. Bu küme, belirlenen optimizasyon kuralı ile aşamaları tamamlamaktadır ve amaç işlevine göre tekrarlanmaktadır. Bu tür

algoritmalar, optimizasyon problemlerinin çözümünü raslantısal olarak bulmaya çalıştıkları için, tek seferde optimum problem çözümünü garanti etmemektedir. Bu nedenle, problemin optimal çözüm olasılığını artırmak için, çözüm kümesi ve optimizasyon tekrar sayısı artırılmaktadır.

AOA, türevlerini hesaplamadan optimizasyon problemlerini çözebilen popülasyon temeline dayalı bir meta-sezgisel algoritmadır. AOA'nın temel özelliği, aritmetik problemlerinin çözümü için aritmetik operatörlerin kullanılmasıdır. Çizelge 3.3'te verilen aritmetik operatörler, AOA'daki keşif ve sömürü aşamalarını ifade etmektedir. AOA'daki keşif ve sömürü aşamaları Şekil 3.26'da gösterilmiştir.

Çizelge 3.3. AOA aritmetik operatörler

Aritmetik operatörler	Sembol
Çarpma (Multiplication, M)	×
Bölme (Division, D)	÷
Çıkarma (Subtraction, S)	−
Toplama (Addition, A)	+



Şekil 3.26. Aritmetik optimizasyon algoritmasının arama aşamaları

AOA'da optimizasyon süreci, rastgele oluşturulan aday çözüm kümesi ile başlamaktadır. Her tekrardaki en iyi çözüm, optimuma yakın çözüm olarak kabul edilmektedir. AOA optimizasyona başlamadan önce keşif ya da sömürü arama aşaması

seçmelidir. Bu seçim için kullanılan MOA (Math Optimizer Accelerated) katsayısını ifade eden denklem aşağıda verilmiştir:

$$MOA(C_Iter) = Min + C_Iter \times \left(\frac{Max-Min}{M_Iter}\right) \quad (3.40)$$

Burada $MOA(C_Iter)$, hesaplanan t. tekrardaki fonksiyon değerini, C_Iter, 1 ile maksimum tekrar sayısı M_Iter arasındaki geçerli tekrarı, Max ve Min, sırasıyla hızlandırılmış fonksiyonun minimum ve maksimum değerlerini ifade etmektedir.

AOA'nın keşif aşaması, aritmetik operatörlerden bölme veya çarpma operatörünü kullanan matematiksel hesaplamaları içermektedir. Keşif operatörleri, arama alanını birkaç bölgede rastgele iki ana arama stratejisine dayalı daha iyi bir çözüm bulmaya çalışmaktadır. Keşif araması, MOA işlevi tarafından $r1 >$ MOA ve bölme operatörü için $r2 \leq 0.5$ (r1ve r2 rasgele oluşturulan sayılardır) koşulları ile şartlandırılmıştır. Keşif bölümleri için aşağıdaki konum güncelleme denklemleri aşağıda verilmiştir:

$$x_{i,j}(C_{Iter}+1) = \begin{cases} best(X_j) \div (MOP+\epsilon) \times \left(\left(UB_j - LB_j\right) \times \mu + LB_j\right), r2 < 0.5 \\ best(X_j) \times MOP \times \left(\left(UB_j - LB_j\right) \times \mu + LB_j\right), r2 \geq 0.5 \end{cases} \quad (3.41)$$

Verilen denklemlerde $x_i(C_Iter+1)$ sonraki tekrarda i. çözümü, $x_{i,j}(C_Iter+1)$ mevcut tekrarda i. çözümün j. konumunu ve $best(X_j)$ en iyideki j. konumu göstermektedir. ϵ küçük bir tam sayıdır. UB_j ve LB_j sırasıyla j. konumun üst sınır ve alt sınır değeridir. μ, arama sürecini ayarlamak için bir kontrol parametresidir. MOP (Math Optimizer Probability) katsayısını ifade eden denklem aşağıda verilmiştir:

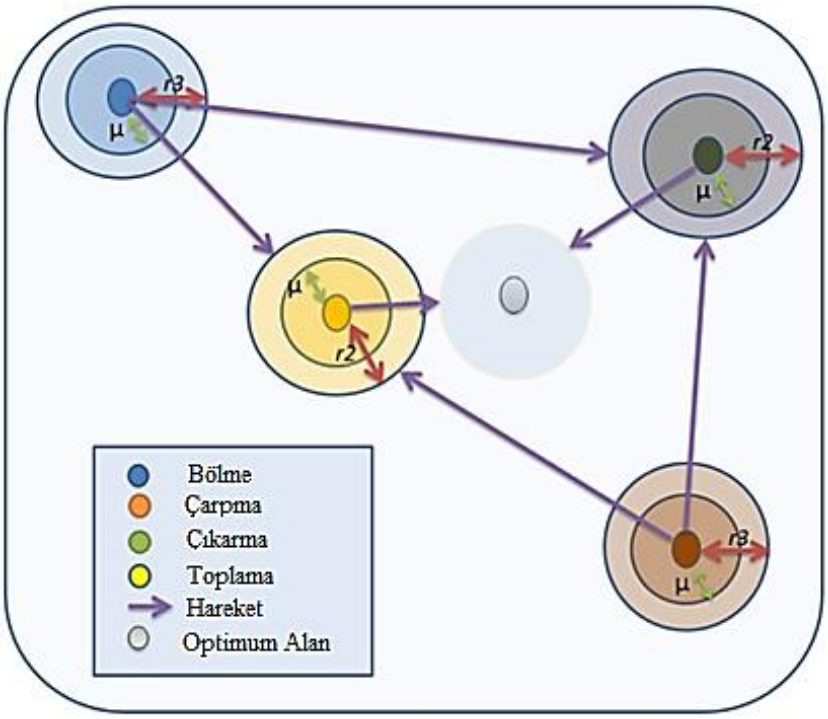
$$MOP(C_Iter) = 1 - \left(\frac{C_Iter^{\frac{1}{\alpha}}}{M_Iter^{\frac{1}{\alpha}}}\right) \quad (3.42)$$

Burada $MOP(C_Iter)$, t. tekrar fonksiyon değerini, C_Iter mevcut tekrar ve M_Iter maksimum tekrar sayısını ifade etmektedir. α hassas bir parametredir ve 5'e eşit olarak sabitlenen tekrarlar üzerinden yararlanma doğruluğunu tanımlamaktadır.

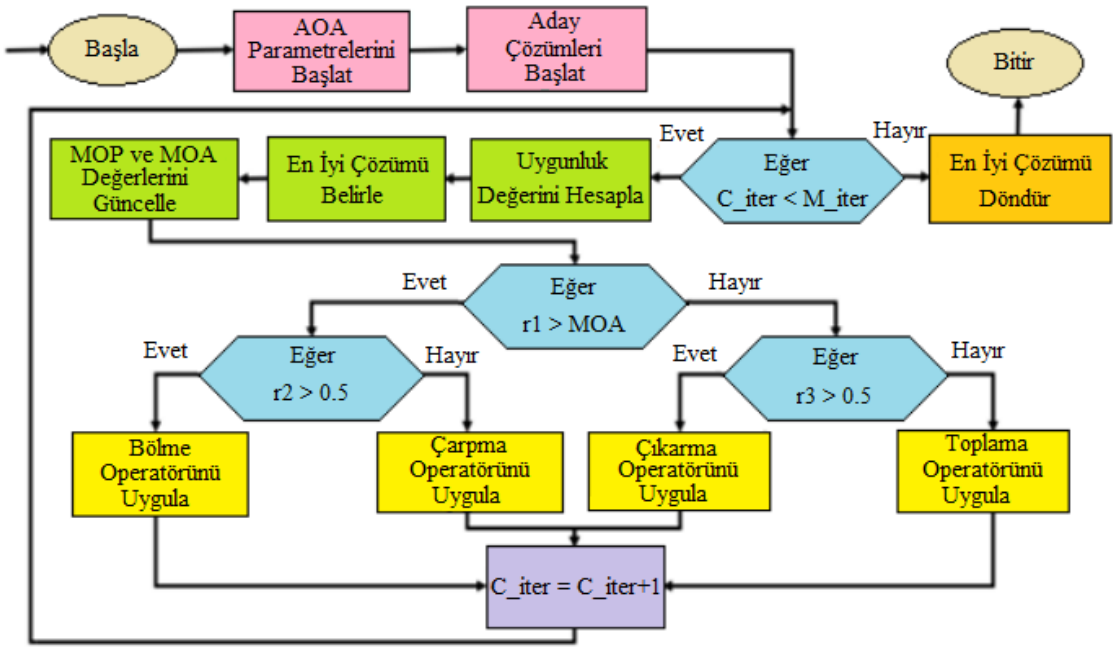
AOA'nın sömürü aşaması, aritmetik operatörlerden çıkarma veya toplama operatörünü kullanan matematiksel hesaplamaları içermektedir. Sömürü operatörleri düşük dağılımları nedeniyle hedefe kolayca yaklaşmakta ve birkaç denemeden sonra en iyi çözümü tespit etmektedir. Sömürü araması, MOA işlevi tarafından $r1 \leq$ MOA ve toplama operatörü için $r3 \leq 0.5$ (r1ve r3 rasgele oluşturulan sayılardır) koşulları ile şartlandırılmıştır. Sömürü bölümleri için aşağıdaki konum güncelleme denklemleri verilmiştir:

$$x_{i,j}(C_Iter + 1) = \begin{cases} best(X_j) - MOP \times \left((UB_j - LB_j) \times \mu + LB_j \right), r3 < 0.5 \\ best(X_j) + MOP \times \left((UB_j - LB_j) \times \mu + LB_j \right), r3 \geq 0.5. \end{cases} \quad (3.43)$$

Aritmetik optimizasyon algoritması matematik operatörlerinin (çarpma, bölme, toplama ve çıkarma) konumunu optimum alana doğru güncelleme modeli Şekil 3.27'de ve aritmetik optimizasyon algoritması akış diyagramı Şekil 3.28'de gösterilmiştir.



Şekil 3.27. Aritmetik optimizasyon algoritması güncelleme modeli



Şekil 3.28. Aritmetik optimizasyon algoritması akış diyagramı

3.3. Çoklu Sensör Veri Füzyonu

Sensör füzyonu, son yıllarda hızla gelişen bir araştırma alanı olmuştur. Sensörlerin sayı ve tiplerinin artmasıyla, artan miktardaki bilgiyi yönetme ihtiyacı, insanların algılayabilmesi için bu tür verilerin kaynaştırılması ihtiyacını doğurmuştur (Fung ve ark., 2017).

Çoklu sensör veri füzyonu, bir ortamın veya durumun doğru ve eksiksiz bir tanımını sağlamak için birden fazla sensör veya kaynaktan alınan bilgilerin işlenmesidir. Bilgileri birleştirme ve entegre etme yeteneği, sayısız alanda yeni yeteneklere izin vermektedir. Çoklu sensör veri füzyonu günümüzde birçok askeri uygulamada, hedef takibi, sivil gözetim ve izleme görevlerinde, otomotiv, mobil robot navigasyonu ve bilgi sistemlerinde kullanılmaktadır (Durrant-Whyte ve ark., 1990; Harris ve ark., 1998; Llinas ve Hall, 1998; Durrant-Whyte, 2001; Mitchell, 2007; Dong ve ark., 2009; Raol, 2009; Fortino ve ark., 2015).

Sensör füzyonu ile birden fazla sensörden elde edilen ölçüm verilerinin birleştirilmesi sayesinde ölçüm doğruluğunun önemli ölçüde iyileştirilmesi mümkündür (Hall ve Llinas 1997). Birden fazla sensörün entegrasyonu sayesinde, tek bir girişle karşılaştırıldığında elde edilen belirli avantajlar vardır. Bunlar; gelişmiş algılama, gelişmiş güvenilirlik, genişletilmiş parametre kapsamı, gelişmiş çözünürlük ve veri

belirsizliğinde azalmadır (Khaleghi ve ark., 2013; Fung ve ark., 2017). Güvenilir bir sensör füzyonu sistemi, her sensörün doğal belirsizliğine, cihaz gürültüsüne ve ölçülen ortamdaki belirsizliklere karşı tutarlı sonuçlar vermelidir. Sensörler, ortamın belirli özelliklerini veya değişikliklerini algılamak ve algılamaya dayalı olarak sisteme geri bildirim sağlamak için kullanılır. Mobil cihazlar kamera, telemetre, sonar, ultrason, ivmeölçerler, manyetometreler, ortam hava sıcaklığı sensörleri, basınç sensörleri, jiroskoplar ve yakınlık sensörleri içerebilirler.

Çoklu sensör füzyonu, performansın iyileştirilmesi dört genel alanda özetlenmektedir:

Temsilcilik: Füzyon süreci boyunca elde edilen bilgiler, orijinal veri setinden daha yüksek bir ayrıntı düzeyine sahiptir. Bu, tek bilgi kaynağına kıyasla daha yüksek çözünürlük sağlamaktadır.

Kesinlik: Füzyon işleminden sonra verilerin kullanımdaki güven oranını yükselterek, verilerin doğruluğunu artırmaktadır. İyileştirilmiş sinyal-gürültü oranı, füzyon verilerine daha çok güvenilmesini sağlamaktadır.

Doğruluk: Sensör verileri gürültü veya hatalar içeriyorsa, füzyon işlemi gürültü ve hataları azaltmaya veya ortadan kaldırmaya çalışmalıdır.

Eksiksizlik: Mevcut bilgi birikimine yeni bilgiler getirerek çevrenin daha kapsamlı bir şekilde algılanmasını sağlamaktadır.

Sensör füzyonunun kendine özgü problemleri bulunmaktadır. Sensör füzyon için dikkate alınması gereken birkaç anahtar konu vardır:

Kayıt: Tek başına kullanılan sensörler kendine özgü referans çerçevesine sahiptir. Füzyonun gerçekleşmesi için farklı veri setlerinin ortak bir referans çerçevesine dönüştürülmesi gerekmektedir.

Sensör verilerinde belirsizlik: Farklı veri formatları, füzyon sürecinde gürültü ve belirsizlik oluşturabilmektedir.

Eksik, tutarsız ve sahte veriler: Sensör verileri aynı kalırsa veriler eksik olarak kabul edilir. Verileri tamamlamak için daha fazla veri özelliği toplamakta veya daha fazla sensör kullanılmaktadır. Tutarsız sensörler, hatalı sensör veya ölçülen farklı sensör verisinin sonuçlarıdır. Veri, değerlendiren ortamla ilgili olmayan özellikler içeriyorsa sahte olarak tanımlanır (Fung ve ark., 2017).

3.4. Sistem Yazılımları

Keil µVision® IDE: Mikro kontrolör üzerinde gömülü yazılım geliştirme platformudur. Uygulamada kullanılan NUCLEO-F446RE ve EVALKIT-ROBOT-1 kartlarının C programlama dilinde gömülü yazılım geliştirme çalışmaları KEIL kullanılarak yapılmıştır.

STM Studio: STM32 mikro kontrolördeki uygulamaların değişkenlerini gerçek zamanlı olarak okuyup görüntüleyerek, STM32 uygulamaları çalışırken hata ayıklamaya ve tanılamaya yardımcı olan bir görsel araçtır. Çalışmada kullanılan metodun deneysel sonuçlarını görselleştirmek için kullanılmıştır.

STM32 CubeMonitor: Bu görsel araç, değişkenlerini gerçek zamanlı olarak okuyarak ve görselleştirerek STM32 uygulamalarını çalışma zamanında ince ayar yapmaya ve tanılamaya yardımcı olan görsel araçtır. Çalışmada kullanılan metodun deneysel sonuçlarını görselleştirmek için kullanılmıştır.

STM32 CubeMX: STM32 mikrokontrolörlerin ve mikroişlemcilerin hızlı yapılandırılmasını ve başlangıç kodlarının üretilmesini sağlayan görsel araçtır. Çalışmada kullanılacak STM32 kartlarının yapılandırılması ve C kodlarının oluşturulması için kullanılmıştır.

MATLAB®: Analiz ve tasarım süreçleri için optimize edilmiş matematiksel işlemleri doğrudan matrisler ve dizilerle ifade eden bir programlama dili ile birleştirilmiş masaüstü programıdır. Çalışmada kullanılan BLDC motorun transfer fonksiyonuna bağlı PID parametrelerinin analizi MATLAB Tuner ve AOA MATLAB kodunun C programlama diline çevrilmesi MATLAB Coder kullanılarak yapılmıştır.

3.5. Sistem Donanımları

Maxon EC-i 40 BLDC Motor: Uygulamanın deneysel çalışmalarında kullanılan BLDC motordur. Motorun üzerinde tümleşik olarak üç adet Hall etkili sensör ve bir adet Maxon ENX 16 EASY 1024-Pulse artırımsal manyetik enkoder bulunmaktadır. BLDC motorun katalog bilgileri Çizelge 3.4 ve Çizelge 3.5'te verilmiştir.

Çizelge 3.4. Maxon EC-i 40 BLDC motorun nominal gerilimdeki katalog bilgileri

Nominal Gerilimdeki Değerler	
Nominal gerilimi (V)	48
Yüksüz hızı (rpm)	5000
Yüksüz akımı (mA)	150
Nominal hızı (rpm)	4390
Nominal torku (mNm)	222
Nominal akımı (A)	2.39
Durak torku (mNm)	4330
Durak akımı (A)	47.5
Kutup çifti sayısı (Adet)	7
Maksimum verimi (%)	89

Çizelge 3.5. Maxon EC-i 40 BLDC motorun karakteristik katalog bilgileri

Karakteristikler	
Terminal direnci (Ω)	1.01
Terminal endüktansı (mH)	0.995
Tork sabiti (mNm/A)	91
Hız sabiti (rpm/V)	105
Hız/tork gradyanı (rpm/mNm)	1.16
Rotor ataleti (gcm^2)	44
Mekanik zaman sabiti (ms)	0.537

Çalışmada kullanılan Maxon EC-i 40 BLDC motor Şekil 3.29'de gösterilmiştir.



Şekil 3.29. Çalışmada kullanılan Maxon EC-i 40 BLDC motorun görüntüsü

EVALKIT-ROBOT-1 Kartı: ST Microelectronics firmasına ait kartın üzerinde bulunan STSPIN32F0A, Cortex-M0 MCU içeren gelişmiş üç fazlı motor kontrolördür. Bu kart uygulamada kullanılan BLDC motorun kontrolü, rotor pozisyonunun tespiti ve ilgili sensörlerin (Hall etkili sensörler, faz akım sensörleri ve enkoder) değerlerinin okunması için kullanılmıştır. Karta ait teknik bilgiler Çizelge 3.6'da verilmiştir.

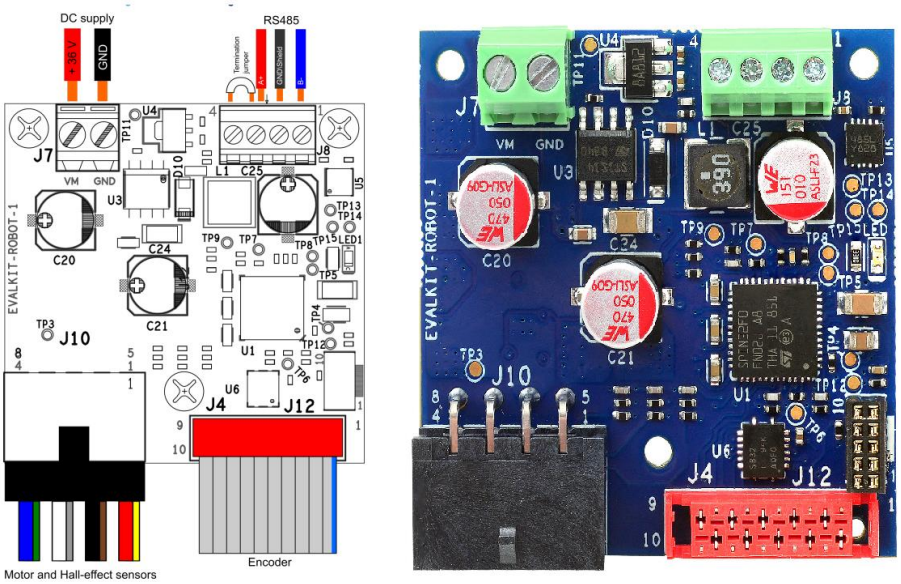
EVALKIT-ROBOT-1 kartına ilişkin görseller Şekil 3.30'da ve Şekil 3.31'de gösterilmiştir.

Çizelge 3.6. EVALKIT-ROBOT-1 Kartının teknik bilgileri

Kitin teknik özellikleri	
Besleme voltajı (V)	12-45
Maksimum akım (A)	3
MCU çekirdek hızı (MHz)	48
RS485 maksimum haberleşme hızı ($Mbps$)	20
RS485 diferansiyel giriş voltajı (V)	±12
Enkoder giriş voltajı (V)	±7
PCB boyutu ($mm \times mm$)	40×40

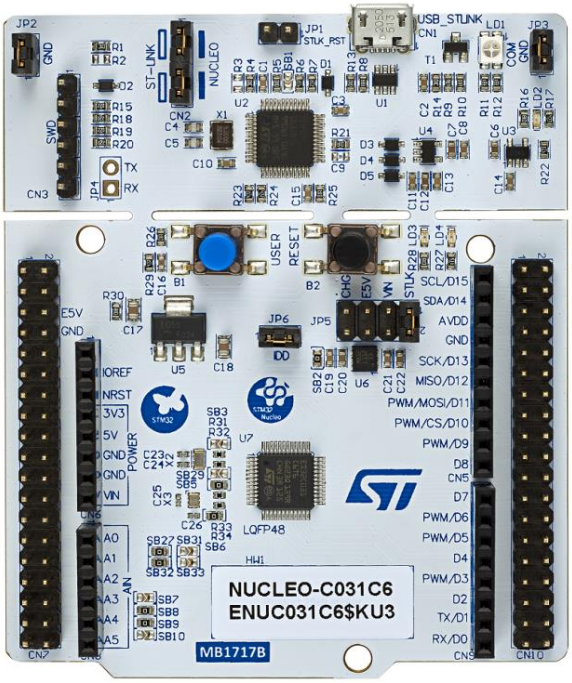


Şekil 3.30. EVALKIT-ROBOT-1 kartının BLDC motor ile birlikte görüntüsü



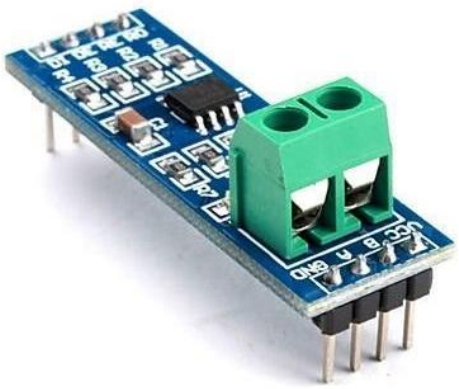
Şekil 3.31. EVALKIT-ROBOT-1 kartının görüntüsü

NUCLEO-F446RE Kartı: Üzerinde ARM mimarisine sahip 180 MHz saat hızında çalışabilen STM32F446RET6 mikrokontrolörü bulunan bir geliştirme kartıdır. Bu kart BLDC motorun pozisyonun kontrolünde kullanılan PID kontrolörün Kp, Ki ve Kd parametrelerini optimize eden AOA'yı mikrokontrolör üzerinde gömülü olarak çalıştırmak için kullanılmıştır. Kartın görseli Şekil 3.32'de gösterilmiştir.



Şekil 3.32. NUCLEO-F446RE kartının görüntüsü

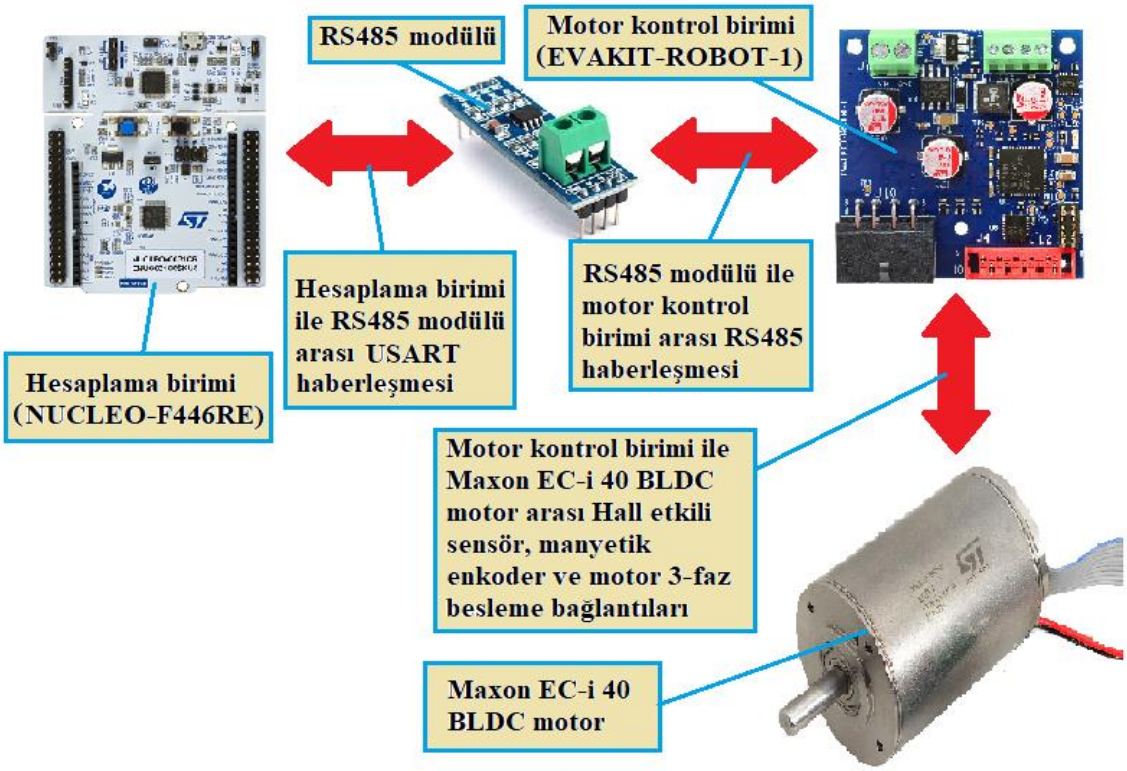
RS485-TTL Seri Dönüştürücü Kartı: RS485 iletişimini sağlamak için kullanılan karttır. Yapılan çalışmada NUCLEO-F446RE ile EVALKIT-ROBOT-1 kartları arasındaki RS485 iletişimi için kullanılmıştır. Kartın görseli Şekil 3.33'te gösterilmiştir.



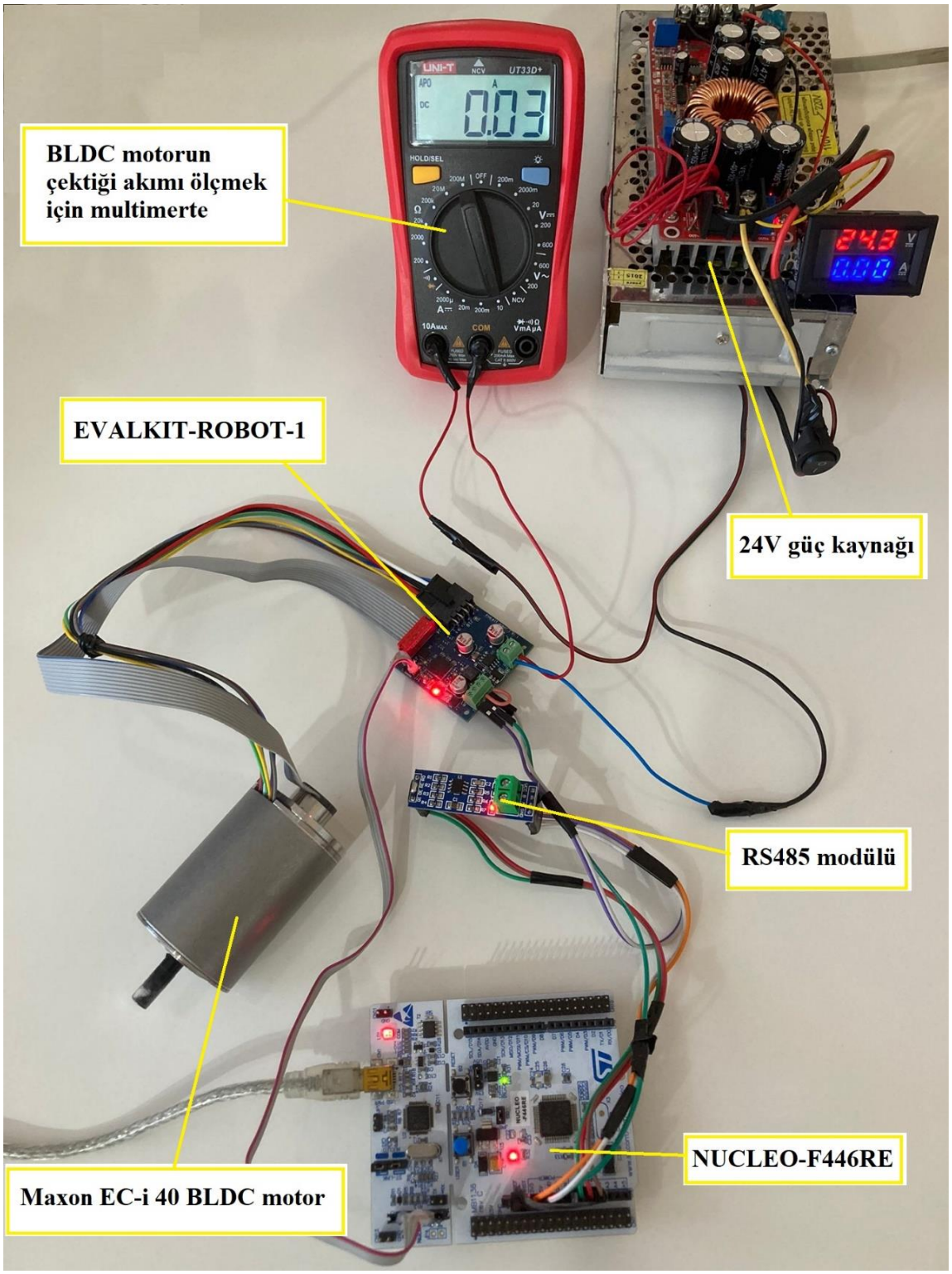
Şekil 3.33. RS485-TTL seri dönüştürücü kartının görüntüsü

3.6. Önerilen Yöntem

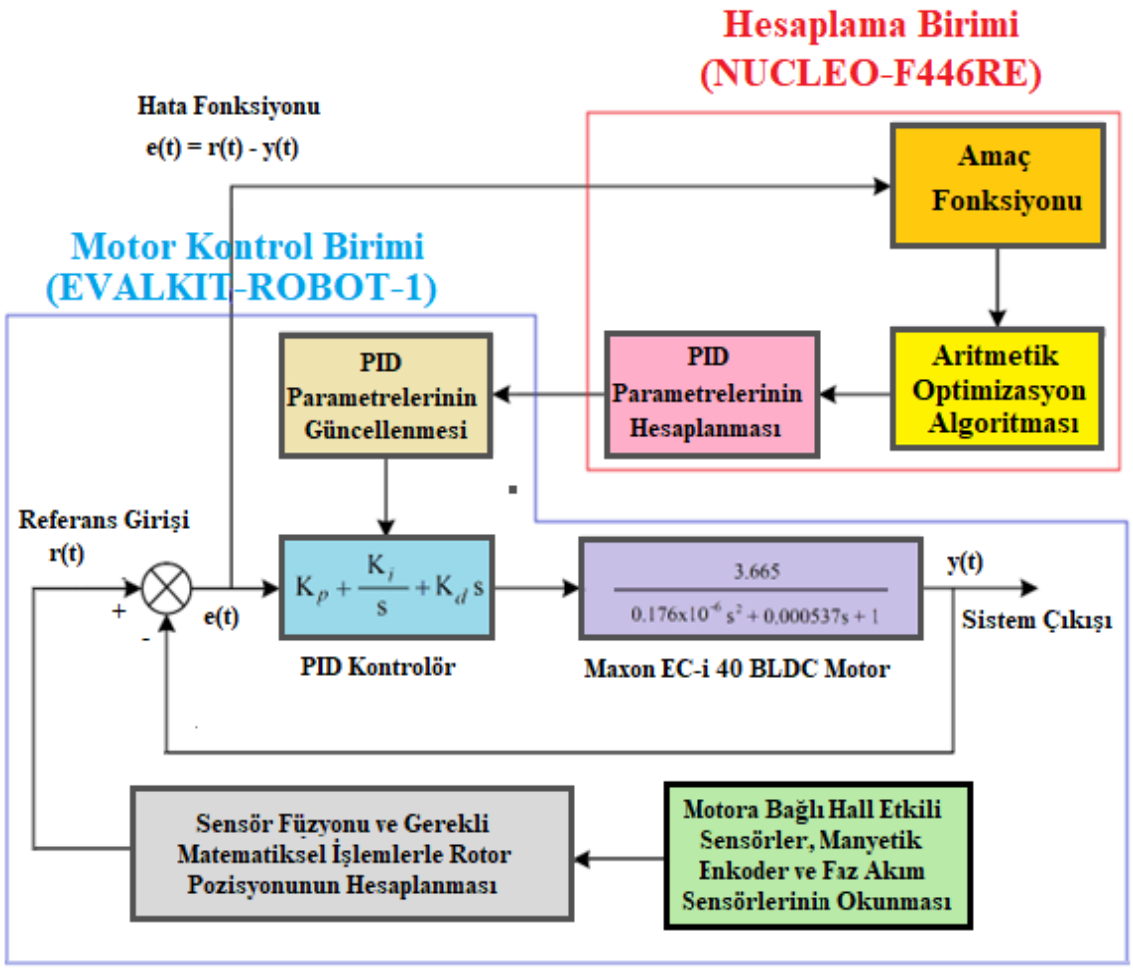
Bu çalışma BLDC motorun ömrünü, verimini ve performansını artırmak için meta-sezgisel bir algoritma olan AOA ve sensör füzyonu içeren yeni bir motor pozisyon kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen motor pozisyon kontrol yöntemi için kurulan sistemin bağlantı blok diyagramı Şekil 3.34'te, deney düzeneği Şekil 3.35'te ve motor pozisyon kontrol blok diyagramı ise Şekil 3.36'da gösterilmiştir.



Şekil 3.34. Önerilen yöntem için kurulan sistemin bağlantı blok diyagramı

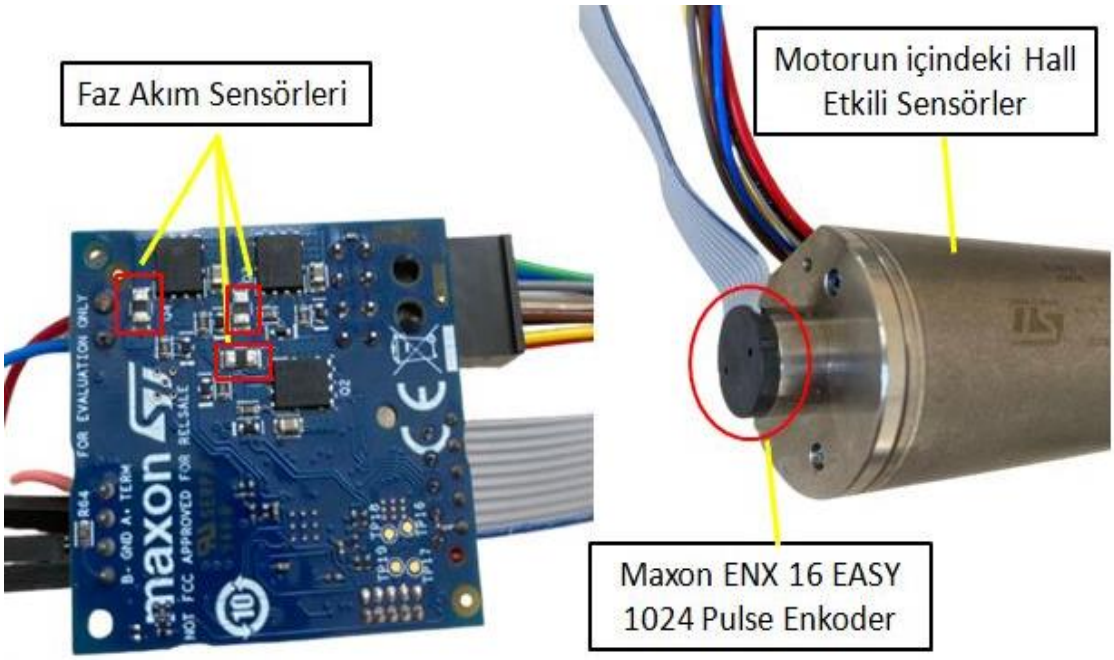


Şekil 3.35. Önerilen yöntem için kurulan deney düzeneği



Şekil 3.36. Önerilen yöntemin motor pozisyon kontrol blok diyagramı

Önerilen yöntemde motor pozisyon kontrolü için Hall etkili sensörler, manyetik enkoder ve faz akım sensörleri kullanılmıştır. Hall etkili sensörler ve manyetik enkoder Maxon EC-i 40 BLDC motor üzerinde, faz akım sensörleri ise EVALKIT-ROBOT-1 motor kontrol kartı üzerinde tümleşik olarak bulunmaktadır. Motor pozisyon kontrolünde kullanılan motor kontrol kartı ve motor üzerindeki sensörlerin yerleşimi Şekil 3.37'de gösterilmiştir.



Şekil 3.37. Rotor pozisyon kontrolünde kullanılan sensörlerin yerleşimi

AOA tabanlı motor pozisyon kontrol yönteminin geliştirilmesinde motor kontrol birimi (EVALKIT-ROBOT-1 kartı) ve hesaplama birimi (NUCLEO-F446RE kartı) olmak üzere iki farklı donanım birimi mevcuttur. Motor kontrol birimi 24V-10A ve hesaplama birimi 5V-500mA güç kaynağı ile beslenmiştir. Bu iki sistem birbirleriyle RS485 haberleşme hattı üzerinden 115200 bit/s hızında iletişim kurmaktadır.

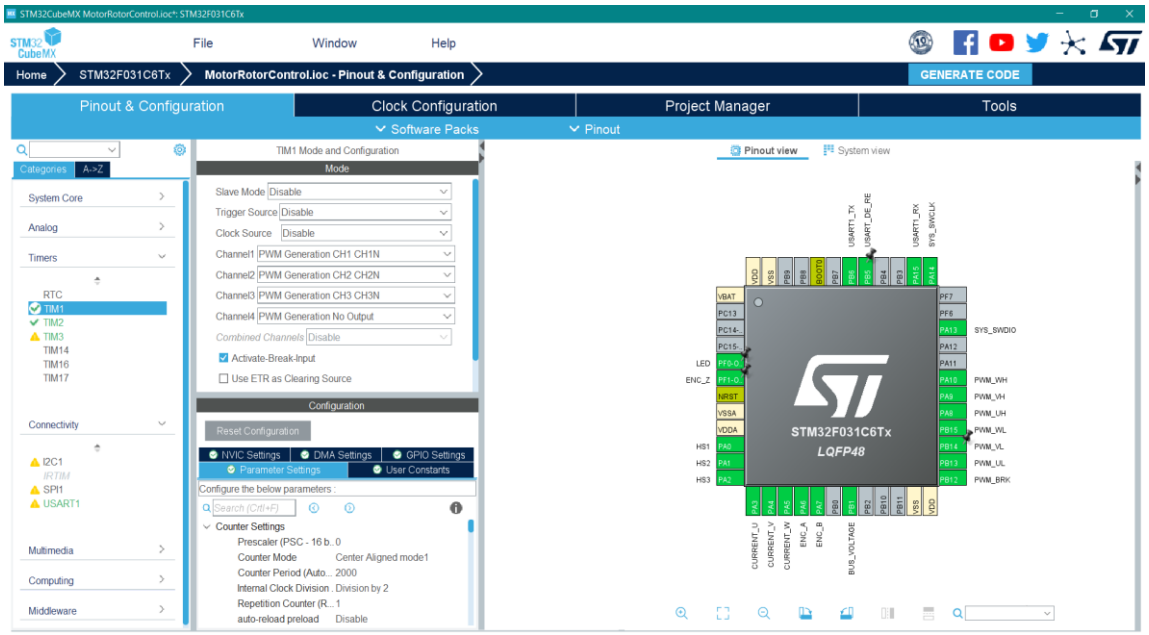
Motor kontrol biriminde, motorun rotor pozisyon kontrolü için sensörlerin okunması (Hall etkili sensörler, manyetik enkoder ve faz akım sensörleri) ve bu sensörlerin füzyonu ile rotor pozisyonunun hesaplanması, rotor pozisyon kontrolü için PID kontrolör mimarisinin oluşturulması, motorun istenilen gerilimle beslenebilmesi için PWM sinyalinin üretilmesi ve RS485 haberleşme protokolünün belirlenmesi işlemleri gerçekleştirilmiştir. Bu işlemler için EVALKIT-ROBOT-1 kartında bulunan STSPIN32F0A motor sürücü çipinin içindeki STM32F031C6T6 mikrokontrolörün donanım konfigürasyonu aşağıda verilmiştir;

1) Mikrokontrolörün çekirdek hızı, maksimum saat hızına (48 MHz) ayarlanmıştır.
2) Motor PWM sinyali üretilirken frekansı genellikle insan kulağının işitme üst sınırının biraz üzerinde seçilmektedir. Bu nedenle mikrokontrolörün PWM modülü ile PWM sinyalinin frekansı 25 kHz'e ayarlanmıştır.
3) BLDC motorun faz akımlarını ölçmek için mikrokontrolörün 12 bitlik ADC modülünün DMA kesmesi ayarlanmıştır. DMA kesmesi, her PWM sinyalinde

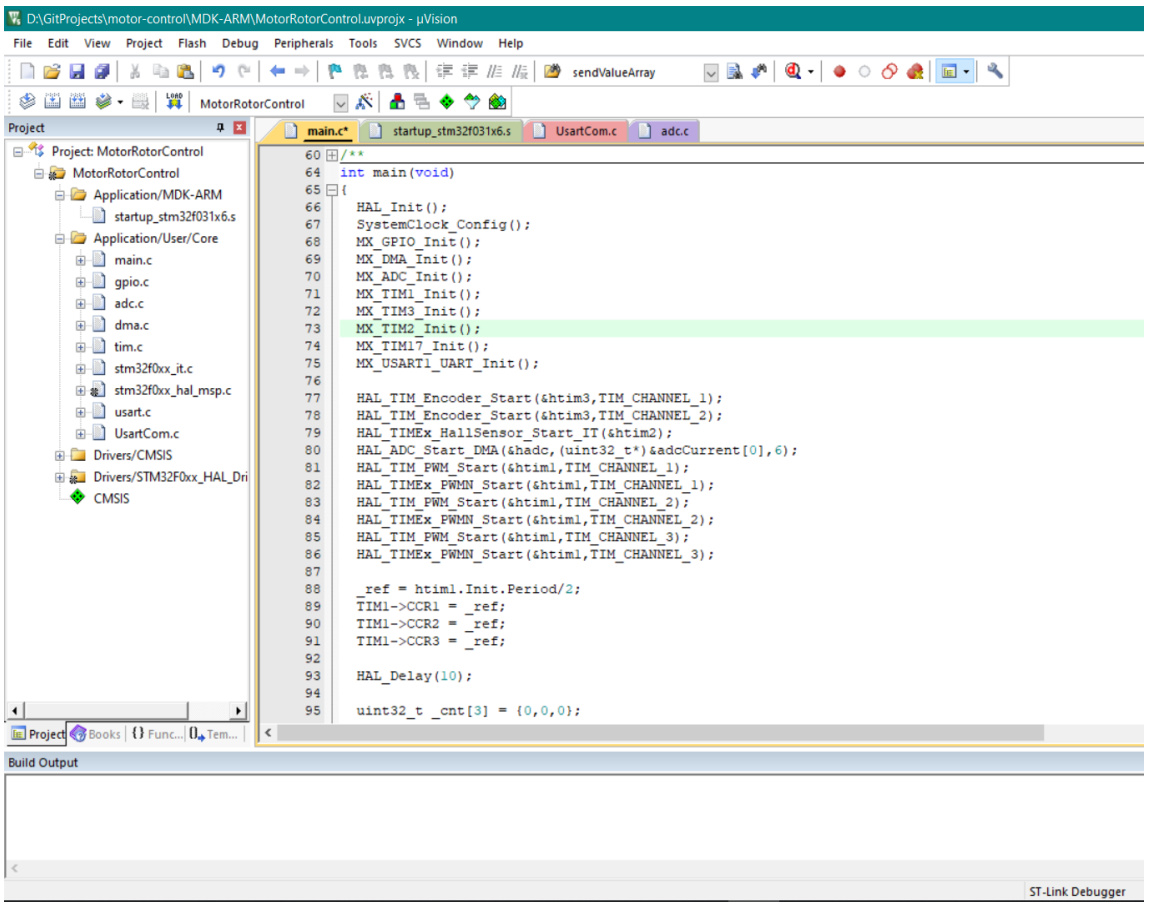
tetiklenerek oluşturulmuştur. Motorun faz akımlarının pozitif ve negatif değerinin ölçebilmek için EVALKIT-ROBOT-1 kartı üzerinde bulunan işlevsel yükselticinin (OP-AMP) referans değeri donanımsal olarak 12 bitlik ADC okuma değerinin yarısı (2048) olarak ayarlanmıştır.

4) Rotor pozisyon kontrolü için PID kontrolörün frekansı mikrokontrolörün zamanlayıcı modülü kullanılarak 5 kHz olarak ayarlanmıştır. Zamanlayıcı modülü ayarlanan her periyotta kesme oluşturmaktadır.
5) Hall etkili sensörlerin etkin okunabilmesi için mikrokontrolörün zamanlayıcı modülü Hall sensör modunda ayarlanmıştır.
6) Manyetik enkoderin darbe sinyallerinin sayılabilmesi için mikrokontrolörün zamanlayıcı modülünün enkoder modu, manyetik enkoderin darbe çözünürlüğüne ayarlanmıştır. Enkoderin dörtlü darbe sinyalleri, mikrokontrolör tarafından her yükselen kenar darbe için hesaplanarak bir tam turda 12 bit çözünürlük elde edilmiştir. Bu da enkoderin bir tam turunda 4096 darbe üretmesi anlamına gelmektedir.
7) RS485 haberleşme protokolü için mikrokontrolörün UART modülü 115200 bits/s hızına ayarlanmıştır.

STM32CubeMX ile mikrokontrolörün yukarıda anlatılan konfigürasyonlar yapılmış ve C koduna dönüştürülmüştür. STM32CubeMX kullanılarak başlangıç oluşturma arayüzü Şekil 3.38’de gösterilmiştir. Burada oluşturulan C kodları Şekil 3.39’da gösterildiği gibi KEIL ortamına aktarılarak optimum rotor kontrol algoritması geliştirilmiştir.



Şekil 3.38. STM32F031C6T6 mikrokontrolörün STM32CubeMX konfigürasyonu



Şekil 3.39. STM32F031C6T6 mikrokontrolörü için KEIL ortamında kod geliştirme

BLDC motorun komütasyon işleminin yapılabilmesi için rotor pozisyonun belirlenmesi gerekmektedir. BLDC motorun rotor pozisyonu belirlenirken mekaniksel ve elektriksel olmak üzere iki açı kavramı kullanılmaktadır. Mekaniksel açı, rotor şaftı ile stator arasındaki açıdır. Elektriksel açı ise rotor ve stator kutupları arasındaki açıyı ifade etmektedir. Mekaniksel açı ile elektriksel açı arasındaki ilişki denklem 3.34'te verilmiştir.

$$Elektriksel\ Açı = Kutup\ Çifti\ Sayısı \times Mekaniksel\ Açı \tag{3.44}$$

BLDC motorda bir tam mekaniksel ve elektriksel döngü 360°'dir. Ayrıca elektriksel döngü sayısı da kutup çiftine bağlıdır. Uygulamada kullanılan motorun kutup çifti sayısı Çizelge 3.4'te 7 olarak verildiği için 7 elektriksel döngü vardır. Bu bilgilere göre BLDC motorun bir tam turundaki elektriksel döngünün kaç derecelik açıya karşılık geldiği aşağıda hesaplanmıştır;

$$x = 7 \times 360° = 2520° \tag{3.45}$$

Burada x, BLDC motorun bir tam turundaki elektriksel açının derece cinsinden değeridir. BLDC motor üzerindeki enkoderin dörtlü darbe sinyalleri için mikrokontrolörün enkoder modu konfigürasyonu ile 4096 darbe elde edilmiştir. Rotor pozisyonunun hassasiyetini belirleyen bir enkoder darbesinin elektriksel döngüde kaç derecelik açıya karşılık geldiği denklem 3.46'da hesaplanmıştır;

$$y = (7 \times 360°)/4096 = 0.615234375° \tag{3.46}$$

Burada y, BLDC motorun elektriksel açı hassasiyetini derece cinsinden ifade etmektedir.

BLDC Motor üzerinde bulunan manyetik enkoder (artırımsal) mutlak olmadığı için motor hareket etmeden rotor pozisyonunu tespit etmek mümkün değildir. Hall etkili sensörler ise rotor pozisyon tespitinde yeterlidir fakat, yüksek hassasiyet için çözünürlüğü düşüktür. BLDC motorlarda kullanılan Hall etkili sensörler altı farklı durum oluşturarak bir tam elektriksel döngüyü tamamlamaktadır. Bu nedenle Hall etkili sensörlerin çözünürlüğü elektriksel döngüde 60°'dir. Enkoder ile Hall etkili sensörler karşılaştırıldığında ortaya büyük bir çözünürlük farkı çıkmaktadır. Bu çözünürlük

farkını ortadan kaldırmak için rotor pozisyon tespiti Hall etkili sensörler ve manyetik enkoder verilerinin füzyonu ile yapılmıştır. Yapılan sensör füzyonu işleminde Hall etkili sensörlerin oluşturduğu iki durum arasındaki düşük çözünürlük enkoder darbeleri ile telafi edilmiştir. Başka bir ifadeyle Hall etkili sensörlerin oluşturduğu iki durum arasındaki 60°'lik elektriksel döngüye karşılık gelen enkoder darbelerin elektriksel döngüdeki karşılığı ile ara değerler belirlenmiş ve çözünürlük artırılmıştır. Ayrıca Hall etkili sensörlerin oluşturduğu her durumda enkoderin darbelerin hatalara karşı kalibrasyonu yapılmıştır. BLDC motor rotor pozisyonunun elektriksel döngüdeki başlangıç açıları Hall etkili sensörlerin durumlarına göre belirlenmiştir. Bu elektriksel döngüdeki başlangıç açı değerleri Çizelge 3.7'de verilmiştir.

Çizelge 3.7. Hall etkili sensörlerin durumlarına göre elektriksel döngü açıları

Hall etkili sensör durumları			Elektriksel döngü açısı	
H1	H2	H3	CW	CCW
1	0	0	0°	180°
1	1	0	60°	240°
0	1	0	120°	300°
0	1	1	180°	0°
0	0	1	240°	60°
1	0	1	300°	120°

H1, H2 ve H3 motor içerisindeki Hall etkili sensörleri ifade etmektedir.

Geliştirilen yöntemde, Hall etkili sensörler ve manyetik enkoderin veri füzyonu ile elde edilen motor pozisyonundaki hatanın tespiti için Bölüm 3.1.3'te teorisi anlatılan FOC yönteminden faydalanılmıştır. BLDC motorun faz akım sensörlerinden okunan akım verilerine FOC yönteminde anlatıldığı gibi matematiksel işlemler uygulanmış ve elde edilen d eksen akımı hesaplanmıştır. FOC yönteminde anlatılan dönüşümlerle elde edilen d eksen akımı sıfır (0) iken rotor ve stator akı vektörleri birbirlerine dik (orthogonal) konumdadır. Bu bilgiye göre BLDC motorun rotor pozisyonundaki hata d eksen akımının yönünü ve büyüklüğünü değiştirecektir. Verilen bilgiler doğrultusunda BLDC motorun rotor pozisyonundaki hatanın çözümü için bir PID kontrolör mekanizması kurulmuştur. Kurulan PID kontrol mekanizmasında hatanın çözümünde anlık rotor pozisyonu ve d eksen akım bileşeni kullanılmıştır. d eksen akımını sıfır seviyelerine indirgeyebilmek için PID kontrolör referans girişi sıfır yapılmıştır. PID kontrolör mekanizması, rotor pozisyon hatasının büyüklüğüne göre hatayı sıfırlayacak değeri hesaplamaktadır. Yani rotor pozisyon hatası ile PID kontrolörün hesapladığı değerin toplamı sıfırdır. Başka bir ifade ile rotor pozisyon hatası negatif ise PID

kontrolörün çıkışı rotor pozisyon hatası kadar pozitif, rotor pozisyon hatası pozitif ise PID kontrolörün çıkışı rotor pozisyon hatası kadar negatif değerdir. PID kontrolörün çıkış değeri, Hall etkili sensörlerin oluşturduğu iki durum arasındaki 60° elektriksel döngüyü aşmaması için -30° ile 30° arasında, d eksen akımı da PID kontrolörün salınım oluşturmaması için -500 ile 500 mA arasında sınırlandırılmıştır. Bölüm 3.1.6'da hesaplanan PID kontrol parametreleri varsayılan olarak belirlenmiştir. Daha sonra PID katsayıları hesaplama biriminde AOA ile hata durumuna göre anlık olarak optimize edilmiş ve güncellenmiştir. Anlık olarak optimize edilen PID kontrolör parametreleri ile rotor pozisyon kontrolü adaptif olma özelliği kazanmıştır. Bu sayede rotorun optimum pozisyonu yüksek doğruluk ve hassasiyetle belirlenmiştir.

BLDC motora rotor pozisyonunun elektriksel döngüdeki tüm açı değerlerinin uygulanabilmesi için sinüzoidal PWM modülasyonu uygulanmıştır. Motorun üç fazı için uygulanan sinüzoidal PWM modülasyonunun denklemleri aşağıda verilmiştir;

$$FazA = A \times sin(\theta) \times \%50 + \%50 \tag{3.47}$$

$$FazB = A \times sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \times \%50 + \%50 \tag{3.48}$$

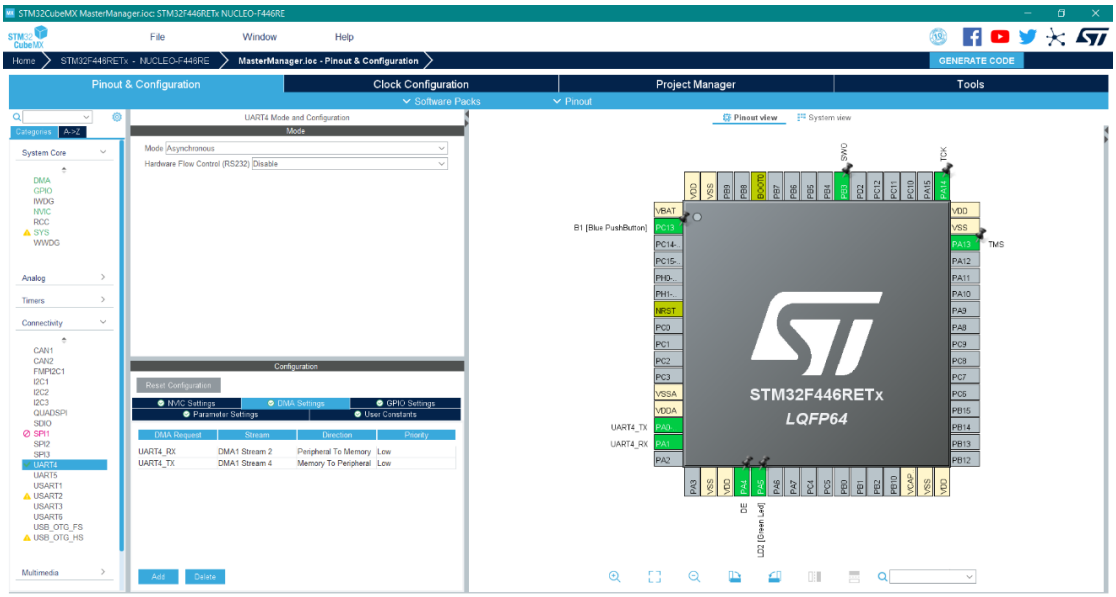
$$FazC = A \times sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \times \%50 + \%50 \tag{3.49}$$

Yukarıdaki denklemde A sinüs sinyalinin genliği aynı zamanda motorun tork değerini, θ hesaplanan rotor pozisyon elektriksel açısını ve $\%50$ değeri de PWM görev döngüsünü (duty cycle) ifade etmektedir. Sinüzoidal bir sinyal pozitif veya negatif değerler alabildiği için sinüzoidal bir PWM sinyali üretilirken PWM görev döngüsünün orta noktası ($\%50$'lik kısmı) referans kabul edilmektedir. Böylece sinüzoidal PWM sinyali $\%0 - 50$ görev döngüsü arasında negatif değer, $\%50 - 100$ görev döngüsü arasında pozitif değer alabilmektedir.

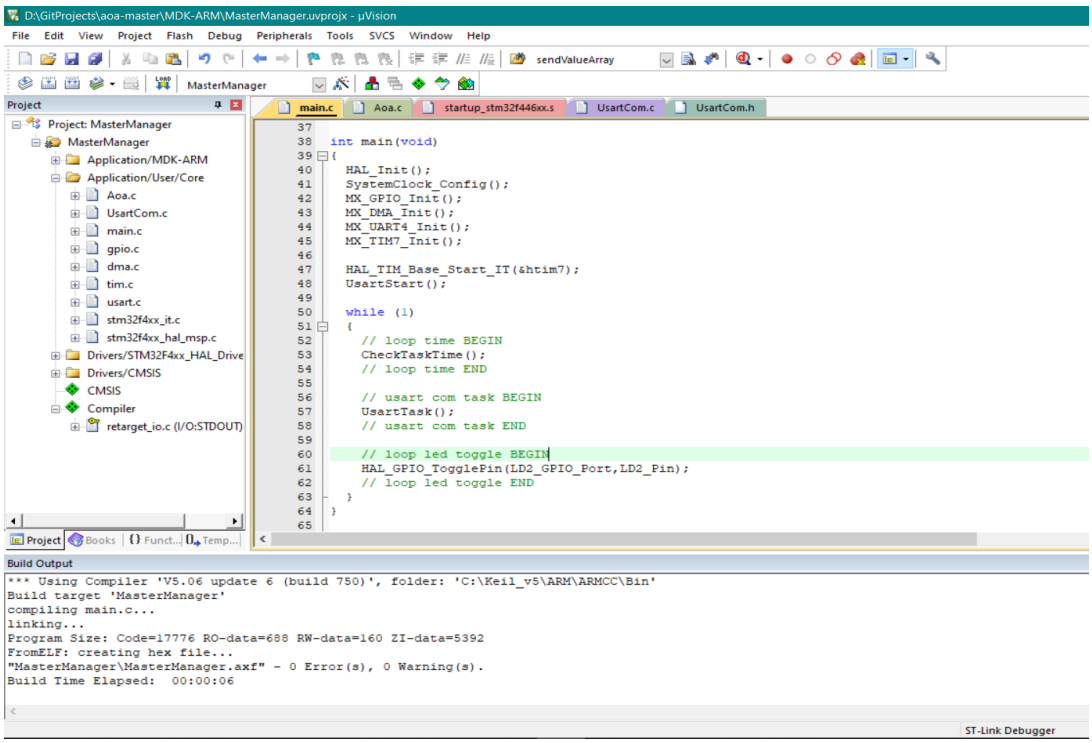
Hesaplama biriminde ise rotor pozisyonun için PID kontrolör parametrelerin tahmin yoluyla optimizasyonu ve RS485 haberleşme protokolü için konfigürasyonlar yapılmıştır. Bu işlemler için NUCLEO-F446RE kartının üzerinde bulunan STM32F446RET6 mikrokontrolörün donanım konfigürasyonu aşağıda verilmiştir;

1) Mikrokontrolörün çekirdek hızı, maksimum saat hızına (180 MHz) ayarlanmıştır.
2) RS485 haberleşme protokolü için mikrokontrolörün USART modülü 115200 bits/s hızına ayarlanmıştır.

STM32CubeMX ile mikrokontrolörün yukarıda anlatılan konfigürasyonlar yapılmış ve C koduna dönüştürülmüştür. STM32CubeMX kullanılarak başlangıç oluşturma arayüzü Şekil 3.40'ta gösterilmiştir. Burada oluşturulan C kodları Şekil 3.41'de gösterildiği gibi KEIL ortamına aktarılarak AOA geliştirilmiştir.



Şekil 3.40. STM32F446RET6 mikrokontrolörün STM32CubeMX konfigürasyonu



Şekil 3.41. STM32F446RET6 mikrokontrolörü için KEIL ortamında kod geliştirme

AOA'nın tahmin aşamasında ilk olarak MATLAB ortamında geliştirilmiş AOA kodlarının C programlama diline dönüştürme işlemi MATLAB Coder ile yapılmıştır. Bu işlem sonrası algoritmanın MATLAB kodu ile C kodu sonuçları karşılaştırılmış ve başarılı olduğu görülmüştür. Daha sonra C koduna çevrilen AOA, NUCLEO-F446RE kartı üzerinde bulunan mikrokontrolör içine gömülmüştür.

AOA ile PID kontrolör parametrelerinin optimizasyonunda motor kontrol biriminde hesaplanan rotor pozisyon hatası ve amaç fonksiyonları kullanılmıştır. Rotor pozisyon hatası, RS485 haberleşmesi ile motor kontrol birimi tarafından gönderilmiştir. Yapılan testlerde aşağıda sırasıyla matematiksel ifadeleri verilen ISE (Integral Square Error), IAE (Integral Absolute Error), ITSE (Integral Time Square Error) ve ITAE (Integral Time Absolute Error) amaç (objective) fonksiyonları kullanılmıştır.

$$ISE = \int_0^T |e(t)|^2 dt \tag{3.50}$$

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \tag{3.51}$$

$$ITSE = \int_0^T t|e(t)|^2 dt \tag{3.52}$$

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)| dt \tag{3.53}$$

AOA'nın tahmin sürecinde, performans kıyaslama (benchmark) fonksiyonu olarak denklem 3.54'te matematiksel ifadesi verilen küre (Sphere, F1) fonksiyonu tercih edilmiştir.

$$F1(x) = \sum_{i=1}^{n} x_i^2 \tag{3.54}$$

Bu fonksiyon AOA'nın oluşturduğu çözüm kümesindeki elemanların karelerinin toplamı için kullanılmıştır. AOA ile PID kontrolör parametrelerinin optimizasyonu aşağıdaki aşamaları içermektedir;

1) AOA'nın yineleme sayısı 10, çözüm kümesi 20x3 matris olarak girilmiştir. Buradaki 3 değeri PID kontrolörün Kp, Ki ve Kd parametrelerini ifade etmektedir.
2) PID kontrolör işlevini yapabilmesi için PID parametrelerinin optimizasyon sınırları belirlenmiştir. PID parametrelerin üst sınır için MATLAB PID Tuner'da hesaplanan değerler (Kp = 0.04, Ki = 92.42 ve Kd = 0.00000448), alt sınırı için de deneysel

çalışmalarda belirlenen değerler (Kp = 0.02, Ki = 52 ve Kd = 0.000002) kullanılmıştır.

3) Motor kontrol biriminde hesaplanan rotor pozisyon hatası amaç fonksiyonuna gönderilmiş ve amaç fonksiyonun sonucuna göre tahmin edilecek PID kontrolör parametrelerin alt sınırları belirlenmiştir. Bu sınırları belirlemek için amaç fonksiyonunun hesapladığı anlık hata değeri ile maksimum hata değeri kullanılmıştır. Amaç fonksiyonunun hesaplayacağı minimum hata sıfır, maksimum hata ise d akımının maksimum hata değerinin amaç fonksiyonundaki karşılığıdır. d akımının hata değeri -500 ile 500 arasında sınırlandırıldığı için d akımın maksimum hata değeri amaç fonksiyonlarında yerine yazılmış ve amaç fonksiyonlarının maksimum hata değerleri aşağıdaki denklemler kullanılarak hesaplanmıştır;

$$ISE = \int_0^T |e(t)|^2 dt \Rightarrow ISE = \sum_{k=1}^{N} |e(kT)|^2 \quad (3.55)$$

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \Rightarrow IAE = \sum_{k=1}^{N} |e(kT)| \quad (3.56)$$

$$ITSE = \int_0^T t|e(t)|^2 dt \Rightarrow ITSE = \sum_{k=1}^{N} kT|e(kT)|^2 \quad (3.57)$$

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)| dt \Rightarrow ITAE = \sum_{k=1}^{N} kT|e(kT)| \quad (3.58)$$

Burada $e(kT)$, bir kT zamanında örneklenmiş hata değeridir. d akımının maksimum hata değeri amaç fonksiyonlarında yerine yazılıp ISE için 250000, IAE için 500, ITSE için $Tx250000$ ve ITAE için $Tx500$ olarak hesaplanmıştır. Burada T, ölçülen iki hata arası geçen süreyi ifade etmektedir. AOA tahmin yoluyla PID kontrolör parametrelerini belirlediği için büyük hata durumunda küçük PID kontrolör parametreleri, küçük hata durumunda büyük PID kontrolör parametreleri belirleme ihtimali bulunmaktadır. Bunu önlemek için PID kontrolör parametrelerin hata değerine göre tahmin edilmesi gerekmektedir. Bu nedenle PID kontrolör parametrelerinin üst sınırları sabit tutulup, alt sınırları motor pozisyon hatasına göre minimum-maksimum normalizasyonu yapılarak belirlenmiştir. Kullanılan amaç fonksiyonları için PID parametrelerinin normalizasyon denklemleri aşağıda verilmiştir;

$$Kp_{altsınır} = Kp_{min} + (Kp_{max} - Kp_{min}) \times \frac{ISE_{anlık_hata}}{ISE_{max_hata}} \quad (3.59)$$

$$Ki_{altsınır} = Ki_{min} + (Ki_{max} - Ki_{min}) \times \frac{ISE_{anlık_hata}}{ISE_{max_hata}} \quad (3.60)$$

$$Kd_{altsınır} = Kd_{min} + (Kd_{max} - Kd_{min}) \times \frac{ISE_{anlık_hata}}{ISE_{max_hata}} \quad (3.61)$$

$$Kp_{altsınır} = Kp_{min} + (Kp_{max} - Kp_{min}) \times \frac{IAE_{anlık_hata}}{IAE_{max_hata}} \quad (3.62)$$

$$Ki_{altsınır} = Ki_{min} + (Ki_{max} - Ki_{min}) \times \frac{IAE_{anlık_hata}}{IAE_{max_hata}} \quad (3.63)$$

$$Kd_{altsınır} = Kd_{min} + (Kd_{max} - Kd_{min}) \times \frac{IAE_{anlık_hata}}{IAE_{max_hata}} \quad (3.64)$$

$$Kp_{altsınır} = Kp_{min} + (Kp_{max} - Kp_{min}) \times \frac{ITSE_{anlık_hata}}{ITSE_{max_hata}} \quad (3.65)$$

$$Ki_{altsınır} = Ki_{min} + (Ki_{max} - Ki_{min}) \times \frac{ITSE_{anlık_hata}}{ITSE_{max_hata}} \quad (3.66)$$

$$Kd_{altsınır} = Kd_{min} + (Kd_{max} - Kd_{min}) \times \frac{ITSE_{anlık_hata}}{ITSE_{max_hata}} \quad (3.67)$$

$$Kp_{altsınır} = Kp_{min} + (Kp_{max} - Kp_{min}) \times \frac{ITAE_{anlık_hata}}{ITAE_{max_hata}} \quad (3.68)$$

$$Ki_{altsınır} = Ki_{min} + (Ki_{max} - Ki_{min}) \times \frac{ITAE_{anlık_hata}}{ITAE_{max_hata}} \quad (3.69)$$

$$Kd_{altsınır} = Kd_{min} + (Kd_{max} - Kd_{min}) \times \frac{ITAE_{anlık_hata}}{ITAE_{max_hata}} \quad (3.70)$$

PID parametrelerinin alt sınırlarının belirlenmesi işlemini örnekle açıklamak gerekirse ISE amaç fonksiyonu için rotor pozisyonunun anlık hata değeri -100 için amaç fonksiyonunun değeri 10000'dir. Buna göre denklem 3.59, denklem 3.60 ve denklem 3.61 kullanılarak PID parametrelerinin alt sınırları aşağıdaki gibi hesaplanmıştır;

$$Kp_{altsınır} = 0.02 + (0.04 - 0.02) \times \frac{10000}{250000} = 0.0208 \quad (3.71)$$

$$Ki_{altsınır} = 52 + (92.42 - 52) \times \frac{10000}{250000} = 53.6168 \quad (3.72)$$

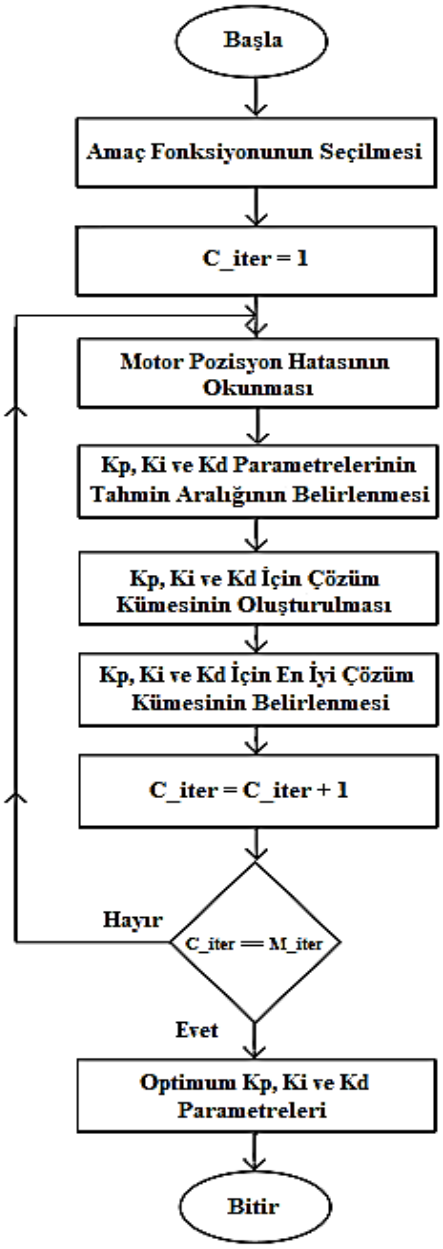
$$Kd_{altsınır} = 0.000002 + (0.00000448 - 0.000002) \times \frac{10000}{250000} = 0{,}0000020992 \quad (3.73)$$

4) AOA'nın çözüm kümesi için PID parametrelerin hesaplanan alt sınırı ile maksimum sınırı arasında rastgele sayılar üretilmiş ve belirlenen yineleme sayısı

tamamlandığında en iyi PID parametreleri hesaplanmıştır. Böylece PID parametreleri oluşan hataya göre optimize edilmiştir.

5) Optimizasyonu yapılan PID katsayıları motor kontrol birimine RS485 haberleşme hattı ile gönderilmiştir.

Geliştirilen yöntemde BLDC motor pozisyon kontrolünde kullanılan PID kontrolörün parametrelerini optimize eden AOA'nın akış diyagramı Şekil 3.42'de gösterilmiştir.



Şekil 3.42. BLDC motor pozisyon kontrolünde PID kontrolör parametrelerini optimize eden AOA'nın akış diyagramı

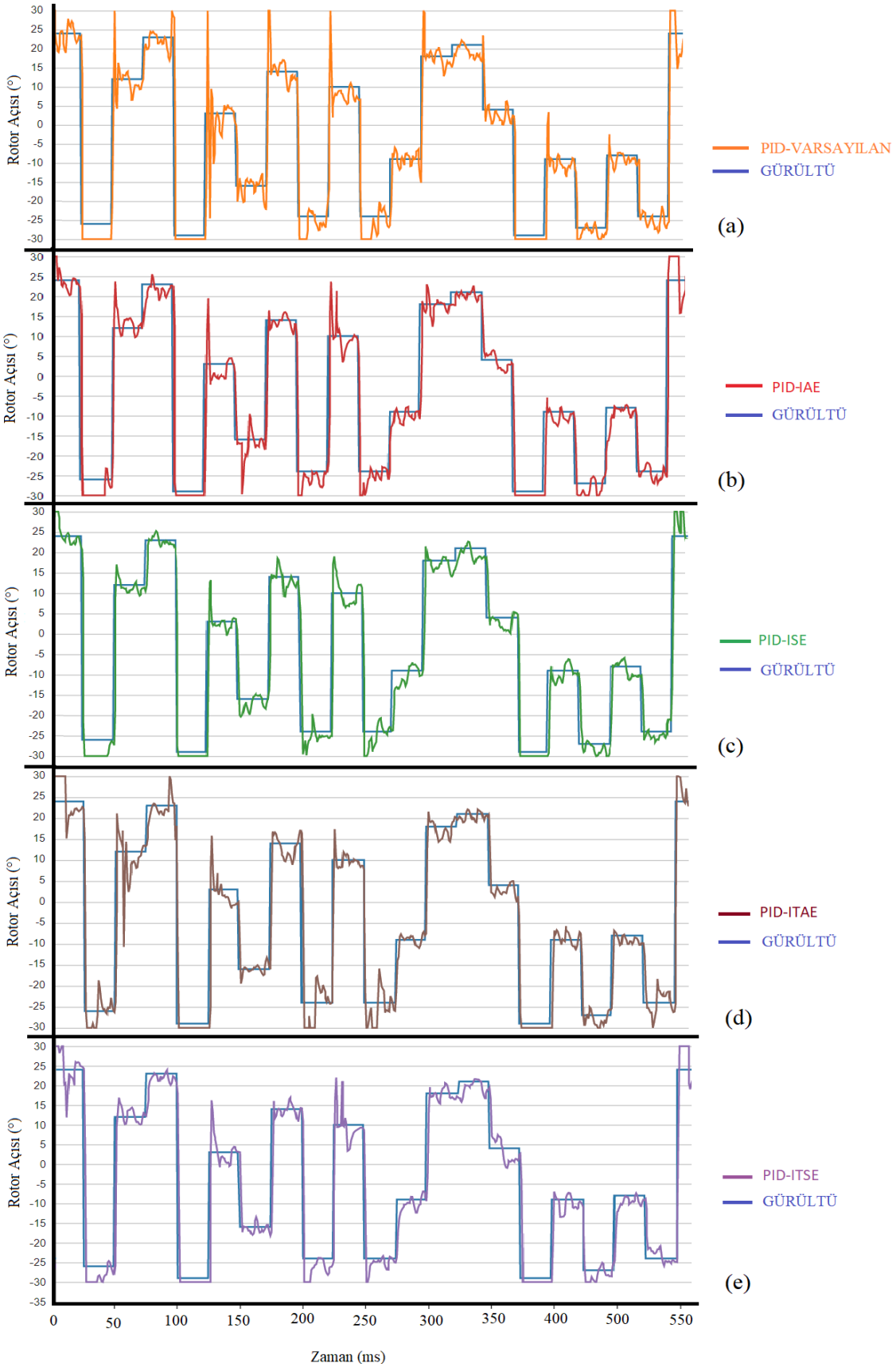
4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

Tezin bu bölümünde önerilen yöntemin geçerliliğinin gösterilmesi için üç adet deney yapılmıştır. Bu deneylerin tamamında amaç fonksiyonlarının (ISE, IAE, ITSE ve ITAE) optimize ettiği PID kontrolör parametrelerinin ve varsayılan PID kontrolör parametrelerinin sistem tepkileri ölçülmüş ve sonuçları değerlendirilmiştir.

Yapılan birinci deneyde, BLDC motorun ölçülen rotor pozisyonuna -30 ile 30 derece arasında 25 milisaniyede değişen sabit gürültüler eklenmiştir ve tüm amaç fonksiyonlarına aynı gürültü değerleri uygulanmıştır. Daha sonra AOA ile anlık optimizasyonu yapılan PID kontrolörün rotor pozisyonunu düzeltme tepkisi ölçülmüştür. Deney sonucunda elde edilen istatistiksel veriler Çizelge 4.1'de verilmiştir. Ayrıca amaç fonksiyonlarına göre PID kontrolörün tepkisi Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Deney sonuçları değerlendirildiğinde seçilen amaç fonksiyonuna göre PID kontrolörün farklı tepkiler verdiği görülmüştür. Elde edilen istatistiksel verilerle PID kontrolör tepkileri incelendiğinde uygulanan gürültülere karşı en iyi sonucu ISE amaç fonksiyonunun verdiği görülmüştür.

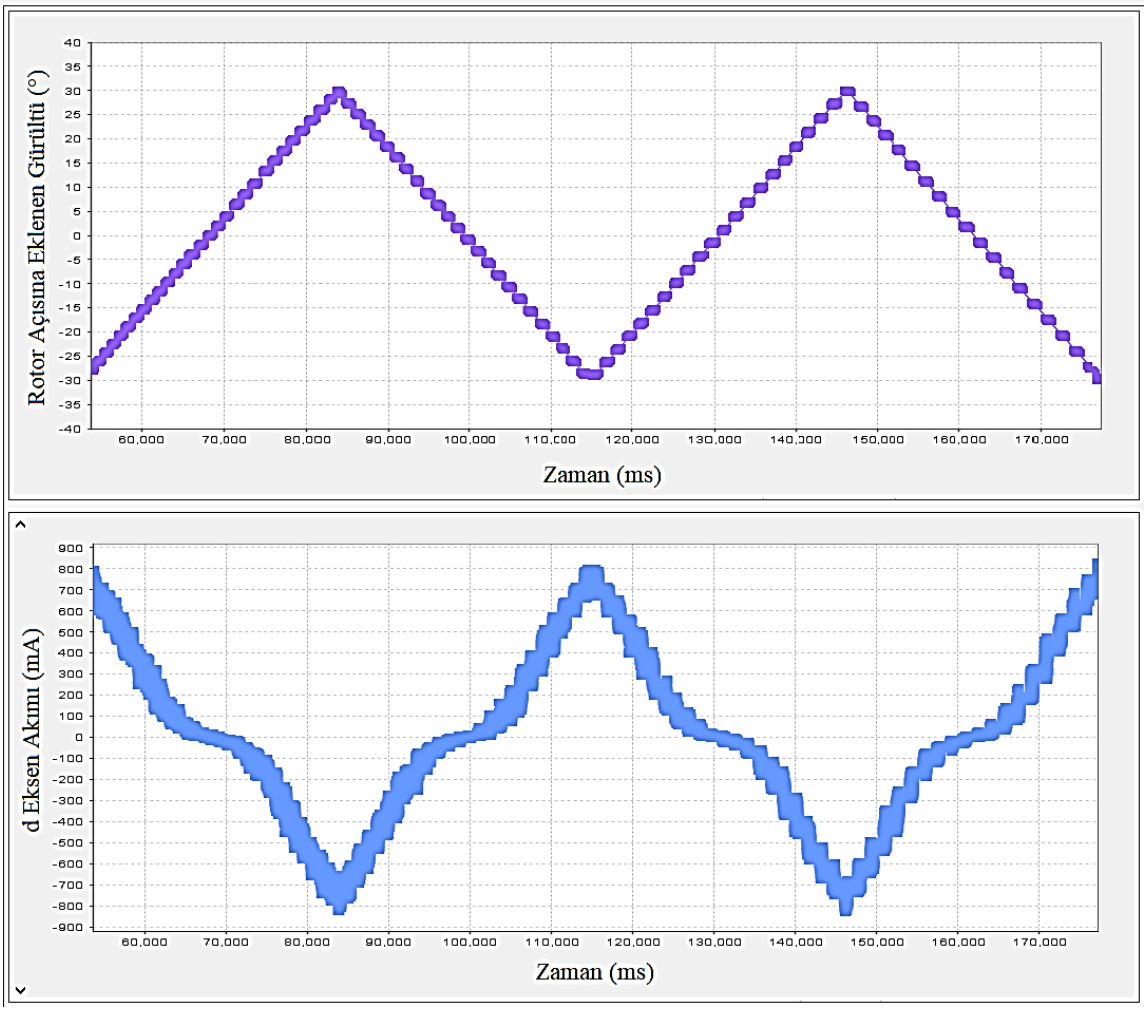
Çizelge 4.1. Rotor pozisyon hatasına göre PID kontrolörün tepki değerleri

	Motor Pozisyonunun Maksimum Aşma Değerleri (Elektriksel Açı (°))				
Gürültü Ekleme Zamanı (ms)	PID Varsayılan Değerler	ISE	IAE	ITSE	ITAE
0-25	5	5	6	9	12
25-50	4	4	4	4	4
50-75	18	12	5	22	5
75-100	7	4	2	7	2
100-125	1	1	1	1	1
125-150	28	16	10	13	13
150-175	7	14	4	3	2
200-225	16	3	5	5	3
225-250	6	6	6	7	6
250-275	20	14	9	7	12
275-300	6	6	6	8	6
300-325	6	4	5	2	3
325-350	12	5	4	4	2
350-375	4	2	3	2	5
375-400	5	3	4	3	5
400-425	1	1	1	1	1
425-450	12	4	3	3	5
450-475	3	3	3	3	3
475-500	5	2	3	2	4
500-525	5	3	2	6	3
525-550	8	8	5	5	6



Şekil 4.1. Rotor pozisyon hatasına göre PID kontrolörün tepkisi

Yapılan ikinci deneyde, BLDC motordaki rotor pozisyon hatasının motorun çektiği akıma etkisini görmek için optimum rotor pozisyonu belirleyen PID kontrolör devre dışı bırakılmış ve rotor pozisyonuna -30 ile 30 derece arasında artan ve azalan gürültüler eklenmiştir. Daha sonra motorun rotor pozisyon hatasına göre d eksen akım değerinin değişimi izlenmiş ve ölçüm sonucu Şekil 4.2'de gösterilmiştir.

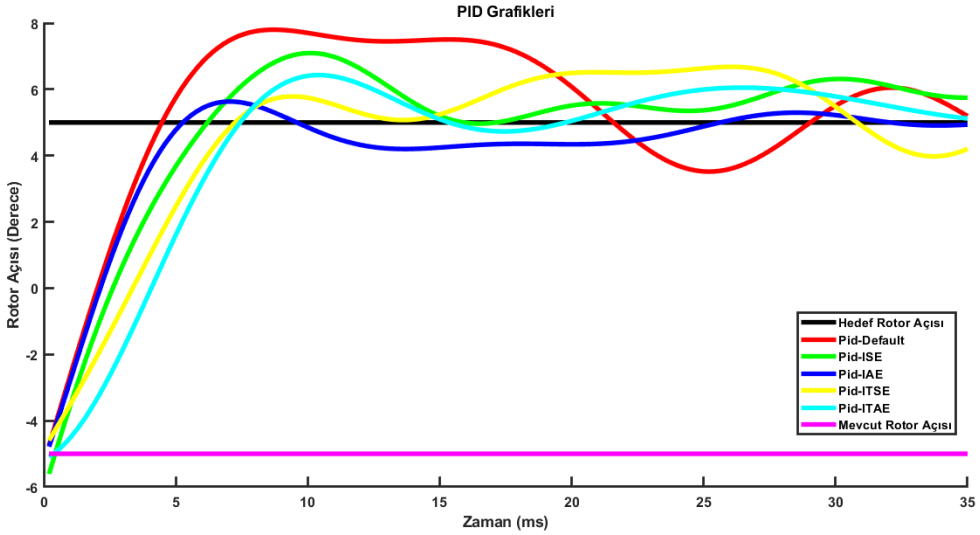


Şekil 4.2. Rotor pozisyon hatasına göre d eksen akımın değişimi

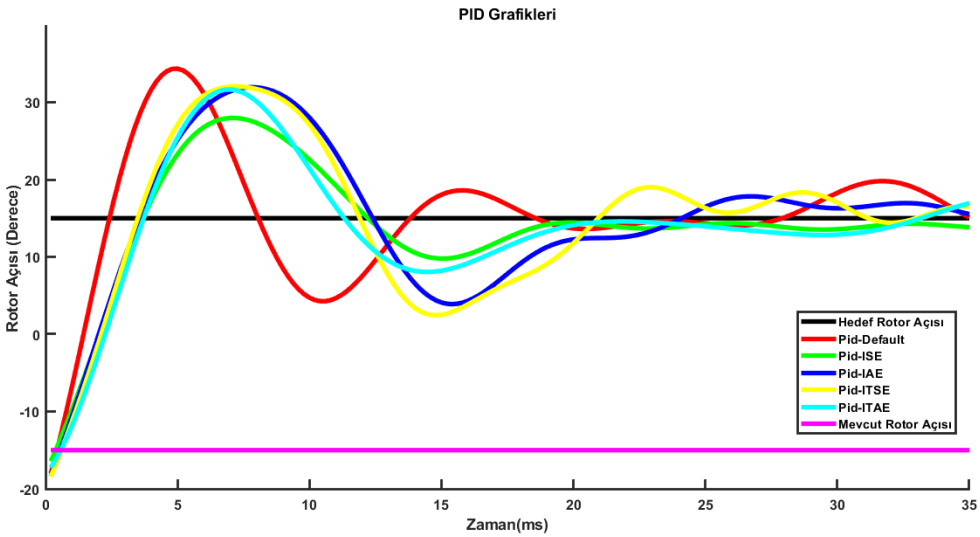
Yapılan deney sonucuna göre rotor pozisyonundaki hatanın sıfır olduğu anda d eksen akımı da sıfıra yakındır. D eksen akımının hatanın durumuna göre negatif ya da pozitif olduğu görülmüştür. Bu durum rotor pozisyonunun önemini açık bir şekilde göstermiştir.

Yapılan üçüncü deneyde, rotor pozisyonuna eklenen farklı büyüklüklerdeki gürültü değerlerine göre AOA ile anlık optimizasyonu yapılan PID kontrolörün tepkisi ölçülmüştür. Rotor pozisyonu -5°'de iken -10° gürültü eklemiş ve PID kontrolör rotor

pozisyonunu sıfırlamak için 10° üretmiştir. Rotor pozisyonu -15°'de iken -30° gürültü eklemiş ve PID kontrolör rotor pozisyonunu sıfırlamak için 30° üretmiştir. Deney sonucu Şekil 4.3'te gösterilmiştir. Ayrıca Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna sırasıyla -10°, -15° ve -20° gürültü değerleri eklemiş ve PID kontrolör rotor pozisyonunu sıfırlamak için sırasıyla 10°, 15° ve 20° değerlerini üretmiştir. Deney sonucu Şekil 4.4'te gösterilmiştir.

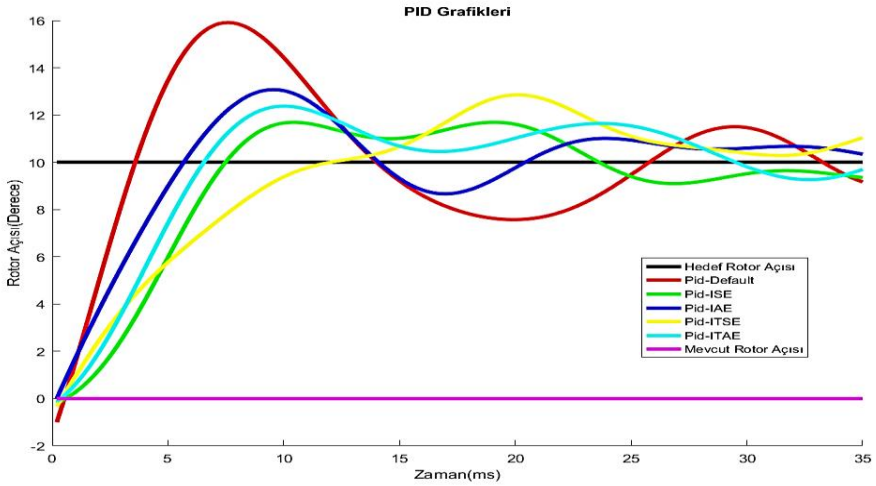


(a)

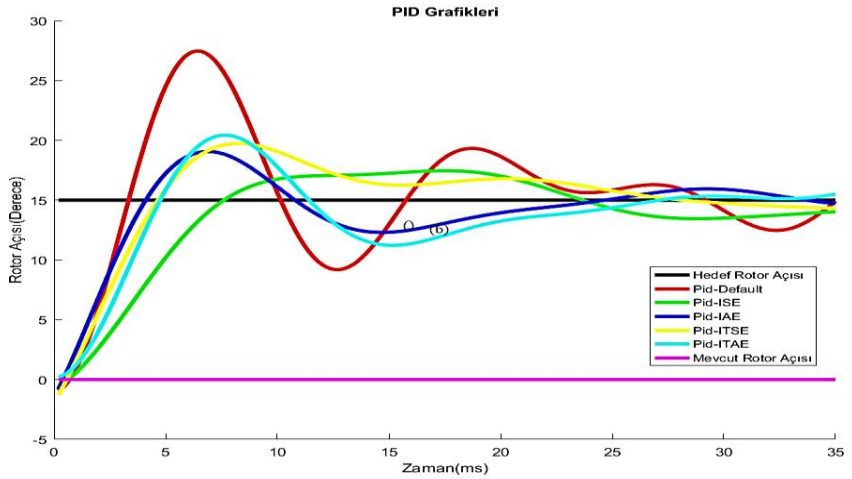


(b)

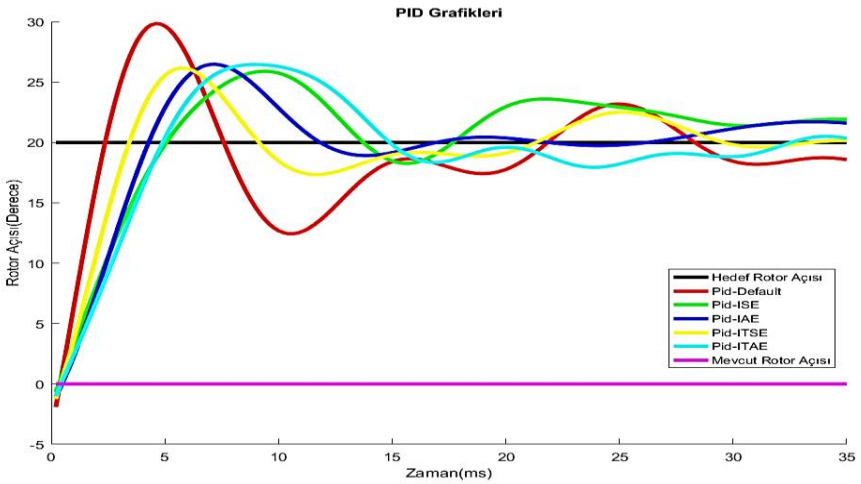
Şekil 4.3. (a) Rotor pozisyonu -5°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -10° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi ve (b) Rotor pozisyonu -15°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -30° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi



(a)



(b)



(c)

Şekil 4.4. (a) Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -10° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi, (b) Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -15° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi ve (c) Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -20° gürültüye göre PID kontrolörün tepkisi

Şekil 4.3'teki grafiklerden elde edilen istatistiksel veriler Çizelge 4.2 ve Çizelge 4.3'te, Şekil 4.4'teki grafiklerden elde edilen istatistiksel veriler ise Çizelge 4.4, Çizelge 4.5 ve Çizelge 4.6'da verilmiştir.

Çizelge 4.2. Rotor pozisyonu -5°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -10° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri

Amaç Fonksiyonu	Maksimum aşma (%)	Yükselme zamanı (ms)	Yerleşme zamanı (ms)
PID varsayılan değerler	27	3.76	33.8
ISE	20	5.24	31.7
IAE	5	4.27	22.7
ITSE	7	6.23	33.1
ITAE	14	6.45	32.7

Çizelge 4.3. Rotor pozisyonu -15°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -30° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri

Amaç Fonksiyonu	Maksimum aşma (%)	Yükselme zamanı (ms)	Yerleşme zamanı (ms)
PID varsayılan değerler	63	2.08	16.6
ISE	41	3.19	18.4
IAE	60	3.05	21.8
ITSE	60	3.05	24.2
ITAE	59	3.23	19.09

Çizelge 4.4. Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -10° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri

Amaç Fonksiyonu	Maksimum aşma (%)	Yükselme zamanı (ms)	Yerleşme zamanı (ms)
PID varsayılan değerler	57	3.25	32.5
ISE	15	6.75	25
IAE	29	5.00	24
ITSE	28	6.5	25
ITAE	22	5.75	28

Çizelge 4.5. Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -15° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri

Amaç Fonksiyonu	Maksimum aşma (%)	Yükselme zamanı (ms)	Yerleşme zamanı (ms)
PID varsayılan değerler	82	3.14	22.8
ISE	19	6.67	21.85
IAE	25	3.7	20.03
ITSE	32	4.07	24.4
ITAE	34	3.9	23.9

Çizelge 4.6. Rotor pozisyonu 0°'de iken rotor pozisyonuna eklenen -20° gürültüye göre PID kontrolörün tepki değerleri

Amaç Fonksiyonu	Maksimum aşma (%)	Yükselme zamanı (ms)	Yerleşme zamanı (ms)
PID varsayılan değerler	53	2.1	31.5
ISE	29	4.47	28.85
IAE	32	3.68	15.78
ITSE	32	2.9	23.68
ITAE	32	4.47	20

Şekil 4.3 ve Şekil 4.4 'e ait çizelgelerdeki veriler değerlendirildiğinde en iyi PID tepkisi IAE amaç fonksiyonu ile elde edilmiştir. Ancak Çizelge 4.3'de diğer çizelgelerdeki verilerden farklı olarak en iyi sonucu ISE amaç fonksiyonu vermiştir. Bu farklılığın nedeni Çizelge 4.3'te istatistikleri verilen rotor pozisyon hatasının diğerlerine göre daha büyük olmasıdır. Bu nedenle farklı büyüklükteki hatalara göre farklı amaç fonksiyonunun kullanılması gerektiği görülmüştür. Buna göre sistemin verimini artırmak için rotor pozisyonundaki hata durumuna göre gerçek zamanlı olarak kullanılan amaç fonksiyonu değiştirilebilir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu çalışmada AOA ile çoklu sensör veri füzyonu metodu birleştirilip, BLDC motor pozisyon kontrolü için farklı bir rotor pozisyon kontrol yöntemi ortaya koyulmuştur. Önerilen yöntemde BLDC motorun rotor pozisyonu belirlemek için Hall etkisi sensör, manyetik enkoder ve faz akım sensöründen elde edilen verilerle kullanılmıştır. Sensörler yardımıyla motorun rotor pozisyonundaki hata tespit edilip hesaplama birimine anlık olarak gönderilmiştir. Hesaplama birimindeki kontrolörde çalışan AOA ile hata miktarına göre en iyi PID parametreleri belirlenip motor kontrol birimine anlık olarak iletilmiştir. Motor kontrol birimine iletilen optimize edilmiş PID parametreleri ile uygun rotor pozisyonunu tespit edilmiştir.

Mikrokontrolör üzerinde gömülü olarak çalışan AOA'nın belirlenen tahmin değerleri ile PID parametrelerinin optimizasyon için en iyi değerler 2 milisaniyeden daha kısa sürede hesaplamıştır. Bu süreye hesaplama birimi ile motor kontrol birimi arası RS485 haberleşmesinden kaynaklanan gecikme eklendiğinde tepki süresi 5 milisaniyenin altında olup gerçek zamanlı (real-time) kontrol gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntem uygulanan rotor pozisyon gürültülerine rağmen optimum rotor pozisyonunu belirlemiştir. PID kontrolör parametrelerin optimizasyonunda kullanılan amaç fonksiyonlarının her biri için farklı sonuçlar elde edilmiştir. Deneysel veriler incelendiğinde optimum değere en yakın rotor pozisyonu IAE amaç fonksiyonu ile sağlanabileceği görülmüştür.

5.2. Öneriler

Önerilen sistemde her iki birimde de işlem gücü daha yüksek mikrokontrolör kullanılarak sistemin tepki hızı iyileştirilebilir. BLDC motorda kullanılacak daha yüksek çözünürlüklü enkoder rotor pozisyon hassasiyetini artırılabilir. Farklı meta-sezgisel algoritmaları aynı sistem üzerinde çalıştırarak sistemin performansı ölçülebilir. Ayrıca PID kontrol yerine PI ve PD kontrol uygulanması mümkündür. Rotor pozisyonundaki hatanın anlık durumuna göre amaç fonksiyonun uyarlamalı (adaptive) olarak değiştirilmesiyle daha yüksek hassasiyetle BLDC motor rotor pozisyon kontrolü gerçekleştirilmesi mümkündür.

KAYNAKLAR

Abualigah, L., Diabat, A., Mirjalili, S., Abd Elaziz, M. and Gandomi, A. H., 2021, The Arithmetic Optimization Algorithm, *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, *376*, 113609.

Ajay, Venugopal, P., Chaithanya, S., Chandran, L. R. and Krishna, V. D., 2018, Sensor less speed control method for brushless DC motors using back EMF method, In *2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information and Communication Technology, RTEICT 2018 – Proceedings*, 1525-1530, IEEE.

Ansari, U., Alam, S. and Jafri, S. M. U. N., 2011, Modeling and control of three phase BLDC motor using PID with genetic algorithm, In *2011 UKSim 13th International Conference on Modelling and Simulation, UKSim 2011*, 189-194, IEEE.

Barata, F. A., Quadrado, J. C., and Silva, J. F., 2005, Brushless DC motor: Position linear control simulation, *WSEAS Transactions on Systems*, *4*(7), 1003–1008.

Buchi, R., 2012, Brushless motors and controllers, *Electric Drives and Electromechanical Systems*.

Dong, J., Zhuang, D., Huang, Y. and Fu, J., 2009, Advances in multi-sensor data fusion: Algorithms and applications, *Sensors*, *9*(10), 7771-7784.

Durrant-Whyte, H. F., Rao, B. Y. S. and Hu, H., 1990, Toward a fully decentralized architecture for multi-sensor data fusion, *In Proceedings., IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1331-1336, IEEE.*

Durrant-Whyte, H., 2001, *Multi Sensor Data Fusion*, CRC press.

Elkasem, A. H. A., Khamies, M., Magdy, G., Taha, I. B. M. and Kamel, S., 2021, Frequency stability of ac/dc interconnected power systems with wind energy using arithmetic optimization algorithm-based fuzzy-pid controller, *Sustainability (Switzerland)*, *13*(21).

Felip, J., Morales, A. and Asfour, T., 2015, Multi-sensor and prediction fusion for contact detection and localization, *IEEE-RAS International Conference on Humanoid Robots*, *2015-Febru*, 601–607.

Fortino, G., Galzarano, S., Gravina, R. and Li, W., 2015, A framework for collaborative computing and multi-sensor data fusion in body sensor networks, *Information Fusion*, *22*.

Fung, M. L., Chen, M. Z. and Chen, Y. H., 2017, Sensor fusion: A review of methods and applications, *In 2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, 3853-3860, IEEE.

Gamazo-Real, J. C., Vázquez-Sánchez, E. and Gómez-Gil, J., 2010, Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends, *Sensors* (C. 10, Sayı 7, ss. 6901–6947).

Hall, D. L. and Llinas, J., 1997, An introduction to multisensor data fusion, *Proceedings of the IEEE*, *85*(1).

Hasanusta K. and Serteller N.F.O., Birbir Y., 2016, The optimal hall sensor's position for brushless direct current machine: experimental study, *Rev. Téc. Ing. Univ. Zulia.*, 218–225.

Hanselman, D., 2006, Brushless Permanent Magnet Motor Design Second Edition, *Magna Physics Publishing* (C. 2).

Harris, C. J., Bailey, A. and Dodd, T. J., 1998, Multi-sensor data fusion in defence and aerospace, *Aeronautical Journal*, *102*(1015).

Hou, Y., Sun, S. and Li, E., 2011, Detection for rotor position of brushless DC motor based on pulse injection method, *Communications in Computer and Information Science*, *225 CCIS*(PART 2), 407–412.

Izci, D., Ekinci, S., Kayri, M. and Eker, E., 2021, A novel improved arithmetic optimization algorithm for optimal design of PID controlled and Bode's ideal transfer function based automobile cruise control system, *Evolving Systems*.

John, J. P., Kumar, S. S. and Jaya, B., 2011, Space vector modulation based field oriented control scheme for brushless DC motors, *2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology, ICETECT 2011*.

Johnson, M. A. and Moradi, M. H., 2005, PID control, London, UK: Springer-Verlag London Limited.

Jung, D. H. and Ha, I. J., 1998, An efficient method for identifying the initial position of a PMSM with an incremental encoder, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(4).

Kaplan, K., Kuncan, M., Polat, H., Tepe, B. and Ertunç, H. M., 2020, Real Time Position Control of PID and Fuzzy Logic Based DC Motor, *Journal of the Institute of Science and Technology*, 900–916.

Khaleghi, B., Khamis, A., Karray, F. O. and Razavi, S. N., 2013, Multisensor data fusion: A review of the state-of-the-art, *Information Fusion*, *14*(1).

Knospe, C. R., 2006, PID Control, *IEEE Control Systems Magazine*, 26(1), 30–31.

Kim, S. H., 2017, Electric motor control: DC, AC, and BLDC motors, *Elsevier.*

Kiran, Y. and Puttaswamy, D. P. S., 2014, A Review of Brushless Motor Control Techniques, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, *03*(08).

Kiruthika, A., Rajan, A. A. and Rajalakshmi, P., 2013, Mathematical modelling and speed control of a sensored brushless DC motor using intelligent controller, In *2013 IEEE International Conference on Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology (ICE-CCN)*, 211-216, IEEE.

Kolano, K., 2020, Determining the position of the brushless DC motor rotor, *Energies*, *13*(7).

Krishnan, R., 2017, Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. Içinde *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*.

Kürkçü, B. and Kasnakoğlu, C., 2016, LQG/LTR position control of an BLDC motor with experimental validation, *ELECO 2015 - 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 796–800.

Lee, S., Lemley, T. and Keohane, G., 2009, A comparison study of the commutation methods for the three-phase permanent magnet brushless DC motor, *Electrical Manufacturing Technical Conference 2009: Electrical Manufacturing and Coil Winding Expo*.

Lewandowski, C. M., Co-investigator, N. and Lewandowski, C. M., 2015, General Specification for Consultants, Industrial and Municipal: NEMA Premium Efficiency Electric Motors (600 Volts or Less), *The effects of brief mindfulness intervention on acute pain experience: An examination of individual difference*, *1*(1).

Llinas, J. and Hall, D. L., 1998, Introduction to multi-sensor data fusion, *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, *6*.

Miller, T. J. E., 1989, Brushless and Reluctance Motor Drives, *Electronic Engineering* (21).

Mitchell, H. B., 2007, Multi-sensor data fusion: an introduction, *Springer Science & Business Media*

Nasri, M., Nezamabadi-Pour, H. and Maghfoori, M., 2007, A PSO-based optimum design of PID controller for a linear brushless DC motor, *World academy of science, engineering and technology*, *26*(40).

Raol, J. R., 2009, Multi-sensor data fusion with MATLAB, *Multi-Sensor Data Fusion with MATLAB*.

Semiconductor, F., 2013, *3-phase bldc motor control with quadrature encoder using 56f800/e*.

Simpkins, A. and Todorov, E., 2010, Position estimation and control of compact BLDC motors based on analog linear Hall effect sensors, *Proceedings of the 2010 American Control Conference, ACC 2010*.

Wang, Y., Deng, Z., Sun, Y., Yu, B., Zhang, P., Hu, Y. and Zhang, J., 2015, State detection of bone milling with multi-sensor information fusion, *2015 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, IEEE-ROBIO 2015*, 1643–1648.

Xia, C. L., 2012, Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls, *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*.

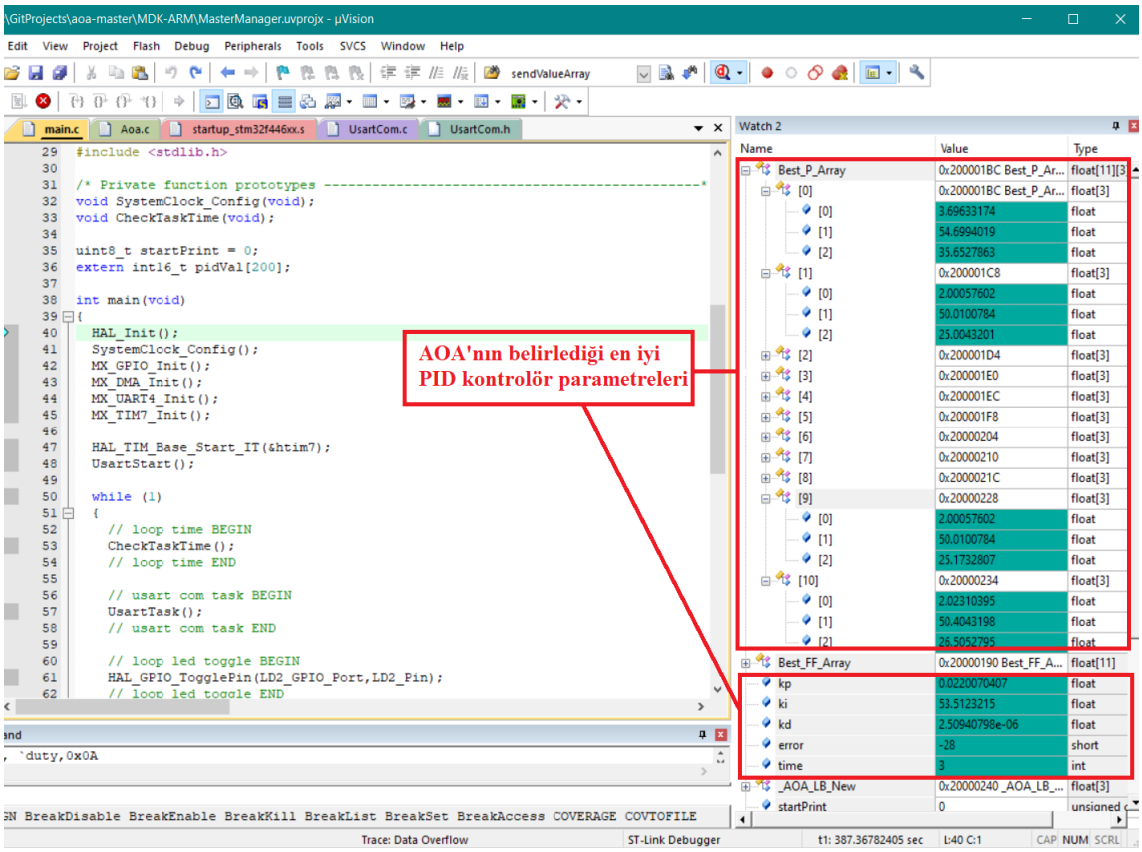
Yedamale, P., 2003, Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, *Microchip Technology Inc*.

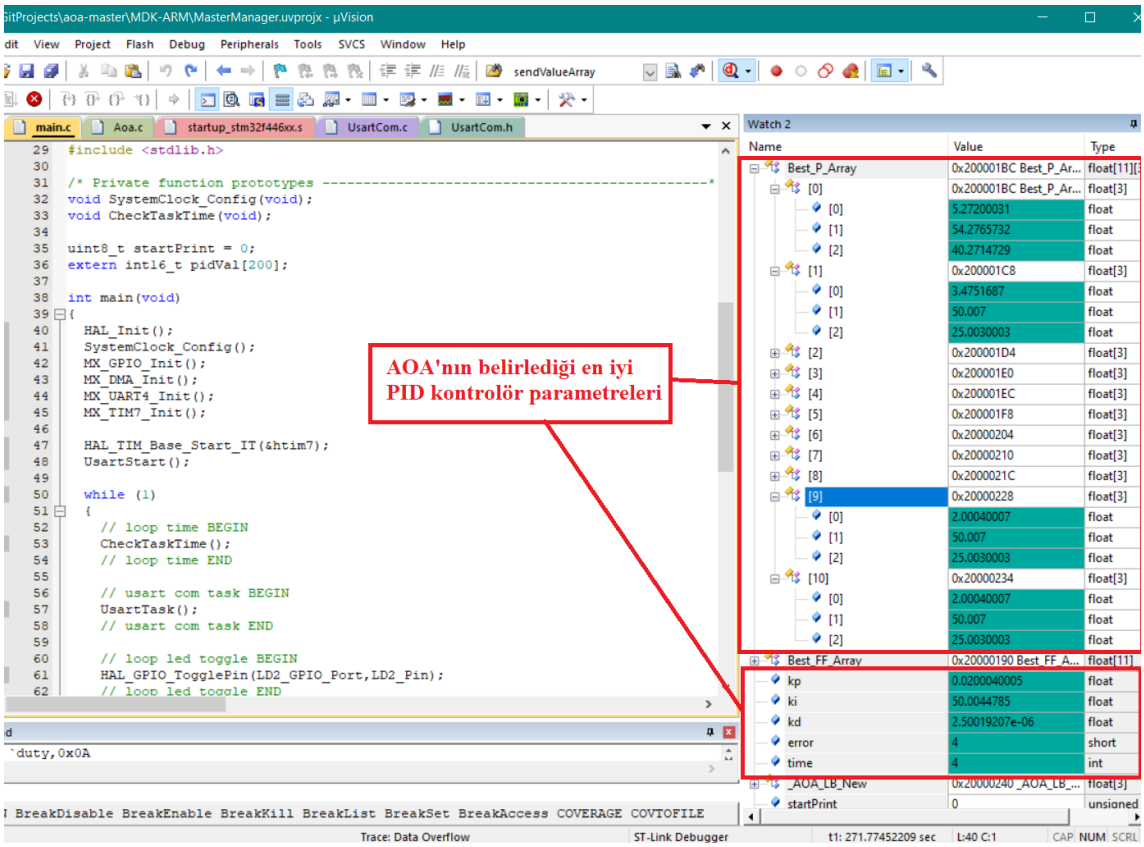
Yen, S. H., Tang, P. C., Lin, Y. C. and Lin, C. Y., 2019, A sensorless and low-gain brushless DC motor controller using a simplified dynamic force compensator for robot arm application, *Sensors (Switzerland)*, *19*(14).

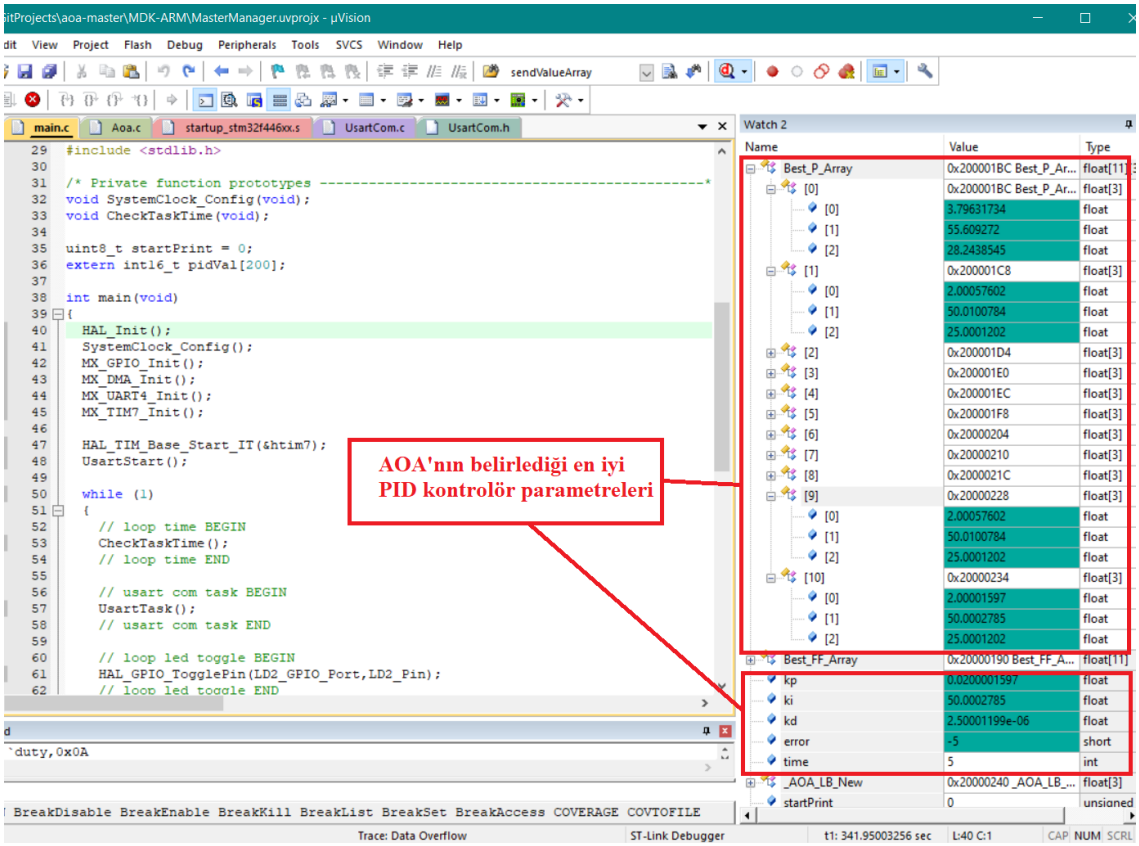
Zhang, Q. and Feng, M., 2018, Combined commutation optimisation strategy for brushless DC motors with misaligned hall sensors, *IET Electric Power Applications*, *12*(3), 301–307.

EKLER

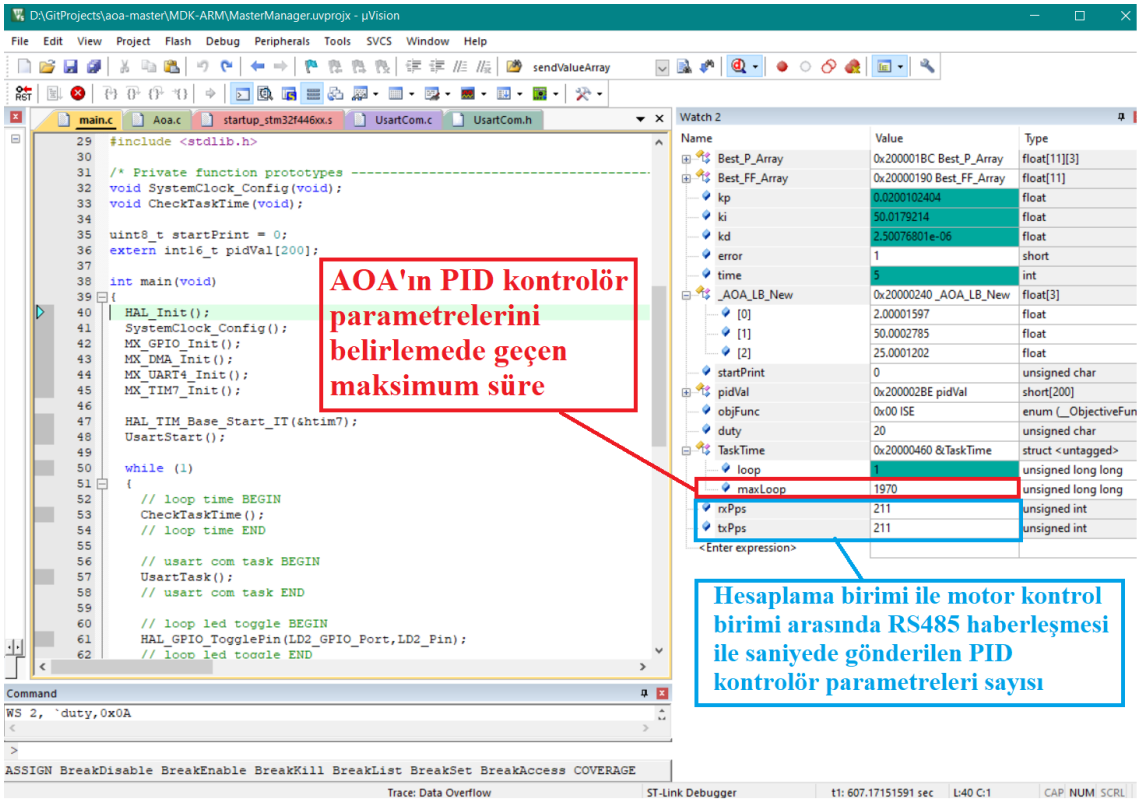
EK-1 AOA'nın BLDC motor pozisyonunun hata miktarına göre gerçek zamanlı olarak belirlediği PID kontrolör parametrelerin KEIL ortamındaki görüntüsü




AOA'nın belirlediği en iyi
PID kontrolör parametreleri


AOA'nın belirlediği en iyi
PID kontrolör parametreleri

EK-2 AOA'nın PID kontrolör parametrelerini belirleme süresi (mikrosaniye) ve belirlenen parametrelerin gönderilme hızının (Hertz) KEIL ortamındaki görüntüsü



EK-3 AOA'nın C programlama dili ile yazılmış kod bloğu

```
void AOA(float M_Iter, float *LB, float *UB)
{
	Initialize(AOA_SOLUTION_NO,AOA_DIM,UB,LB,X_init);
	float X[AOA_SOLUTION_NO][AOA_DIM];
	float X_new[AOA_SOLUTION_NO][AOA_DIM];
	for(int16_t i=0; i<AOA_SOLUTION_NO; ++i)
	{
		memcpy(&X[i][0],&X_init[i*AOA_DIM],sizeof(float)*AOA_DIM);
		memcpy(&X_new[i][0],&X[i][0],sizeof(float)*AOA_DIM);
	}
	float Ffun[AOA_SOLUTION_NO];
	memset(Ffun,0,sizeof(float)*AOA_SOLUTION_NO);
	float Ffun_new[AOA_SOLUTION_NO];
	memset(Ffun_new,0,sizeof(float)*AOA_SOLUTION_NO);
	float Best_FF = INFINITY;
	float MOP_Max = 1.0f;
	float MOP_Min = 0.2f;
	float C_Iter  = 1.0f;
	float Alpha   = 5.0f;
	float Mu      = 0.499f;
	float Best_P[AOA_DIM];
	memset(Best_P,0,sizeof(float)*AOA_DIM);
	for(int16_t i=0; i<AOA_SOLUTION_NO; ++i)
	{
		float X_Dim_Buf[AOA_DIM];
		memcpy(&X_Dim_Buf[0],&X[i][0],sizeof(float)*AOA_DIM);
		Ffun[i] = F1(X_Dim_Buf);
		if(Ffun[i] < Best_FF)
		{
			Best_FF = Ffun[i];
			memcpy(&Best_P[0],&X[i][0],sizeof(float)*AOA_DIM);
		}
	}
	Best_FF_Array[0] = Best_FF;
	memcpy(&Best_P_Array[0][0],&Best_P[0],sizeof(float)*AOA_DIM);
	while(C_Iter < (M_Iter+1))
	{
		float MOP = 1.0f-pow(C_Iter/M_Iter,1.0f/Alpha);
		float MOA = MOP_Min+C_Iter*((MOP_Max-MOP_Min)/M_Iter);
		for(int16_t i=0; i<AOA_SOLUTION_NO; ++i)
		{
			for(int16_t j=0; j<AOA_DIM; ++j)
```

```
{
        float _r1 = GetRandomValue();
        if(_r1 < MOA)
        {
                float _r2 = GetRandomValue();
                if(_r2 > 0.5f)
                {
                        X_new[i][j]                                    =
                        (Best_P[j]/(MOP+EPS))*((UB[j]-
                        LB[j])*Mu+LB[j]);
                }
                else
                {
                        X_new[i][j]   =   Best_P[j]*MOP*((UB[j]-
                        LB[j])*Mu+LB[j]);
                }
        }
        else
        {
                float _r3 = GetRandomValue();
                if(_r3 > 0.5f)
                {
                        X_new[i][j]   =   Best_P[j]-MOP*((UB[j]-
                        LB[j])*Mu+LB[j]);
                }
                else
                {
                        X_new[i][j]   =   Best_P[j]+MOP*((UB[j]-
                        LB[j])*Mu+LB[j]);
                }
        }
}
for(int k=0; k<AOA_DIM; ++k)
{
        if(X_new[i][k] > UB[k])
        {
                X_new[i][k] = UB[k];
        }
        else if(X_new[i][k] < LB[k])
        {
                X_new[i][k] = LB[k];
        }
}
float X_New_Dim_Buf[AOA_DIM];
```

```
                memcpy(&X_New_Dim_Buf[0],&X_new[i][0],
                sizeof(float)*AOA_DIM);
                Ffun_new[i] = F1(X_New_Dim_Buf);
                if(Ffun_new[i] < Ffun[i])
                {
                        for(int k=0; k<AOA_DIM; ++k)
                        {
                                X[i][k] = X_new[i][k];
                        }
                        Ffun[i] = Ffun_new[i];
                }
                if(Ffun[i] < Best_FF)
                {
                        Best_FF = Ffun[i];
                        for(int k=0; k<AOA_DIM; ++k)
                        {
                                Best_P[k] = X[i][k];
                        }
                }
        }
        Best_FF_Array[(int)C_Iter] = Best_FF;
        ++C_Iter;
}
```