T.C.
KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN TEKERLEK İÇİ FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU İÇİN SÜRÜCÜ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

KADİR EKER

YÜKSEK LİSANS TEZİ

DR. ÖĞR. ÜYESİ YÜCEL ÇETİNCEVİZ

OCAK - 2025
KASTAMONU

TEZ ONAYI

Kadir EKER tarafından hazırlanan "**Elektrikli Araçlarda Kullanılan Tekerlek İçi Fırçasız Doğru Akım Motoru İçin Sürücü Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi**" adlı tez çalışmasının savunma sınavı **09.01.2025** tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği ile Kastamonu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Danışman	Dr. Öğr. Üyesi Yücel ÇETİNCEVİZ Kastamonu Üniversitesi	.....
Jüri Üyesi	Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN Kastamonu Üniversitesi	.....
Jüri Üyesi	Dr. Öğr. Üyesi Salih NACAR Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi	.....

Jüri üyeleri tarafından kabul edilmiş olan bu tez Kastamonu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca onanmıştır.

Enstitü Müdürü Doç. Dr. Selçuk MEMİŞ .....

TAAHHÜTNAME

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu; ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını, bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini bildirir ve taahhüt ederim.

Kadir EKER

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN TEKERLEK İÇİ FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU İÇİN SÜRÜCÜ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

KADİR EKER

KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI
DANIŞMAN:DR. ÖĞR. ÜYESİ YÜCEL ÇETİNCEVİZ

Bu çalışmada, elektrikli araç uygulamaları için 2500 W gücünde, 32 kutuplu dıştan rotorlu üç fazlı Fırçasız Doğru Akım Motorunun (FDAM) hız kontrolünü gerçekleştiren bir motor sürücü devresi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen motor sürücüsü, ARM tabanlı STM32F407G geliştirme kartı üzerine gömülü bir PID kontrol algoritması ile çalışmaktadır. Sürücü, alan etkili sensörlerden elde edilen geri besleme sinyallerini kullanarak motor hızını 0 ile 615 d/d aralığında hassas bir şekilde kontrol etmektedir.

Motor sürücüsünün evirici katında IGBT güç anahtarları tercih edilmiştir. IGBT anahtarlarının aşırı ısınarak zarar görmesinin engellemek için sıcaklık sensörü ile izlenmekte ve aşırı ısınma durumunda sürücü devresinin enerjisi kesilmektedir. Ayrıca akım sensörü ile aşırı akım durumları algılanarak yine sürücü devresinin enerjisi kesilmektedir. Geliştirilen bu koruma önlemleri, motor sürücüsünün güvenliğini artırmış ve uzun süreli çalışma koşullarında güç anahtarlarının zarar görmesi engellenmiştir. Tasarlanan motor sürücü devresi, elektrikli araç teknolojileri alanında yüksek güç ve düşük hız uygulamaları için güvenilir bir çözüm sunmaktadır.

ANAHTAR KELİMELER: Elektrikli araçlar, Motor sürücüsü, Hız kontrolü, FDAM

Ocak 2025, 94 Sayfa

ABSTRACT

MSC THESIS

DESIGN AND REALIZATION OF A DRIVER FOR IN-WHEEL BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTOR USED IN ELECTRIC VEHICLES

KADİR EKER

KASTAMONU UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
SUPERVISOR: ASSIST PROF. DR. YÜCEL ÇETİNCEVİZ

In this study, a motor driver circuit has been designed and realized to control the speed of a 2500 W, 32-pole external rotor three-phase Brushless Direct Current (BLDC) Motor for electric vehicle applications. The developed motor driver works with a PID control algorithm embedded on the ARM-based STM32F407G development board. The driver uses the feedback signals obtained from the field-effect sensors to precisely control the motor speed in the range of 0 to 615 RPM.

IGBT power switches are preferred in the inverter stage of the motor driver. In order to prevent the IGBT switches from being damaged by overheating, they are monitored with a temperature sensor and the drive circuit is de-energized in case of overheating. In addition, overcurrent conditions are detected with the current sensor and the drive circuit is de-energized. These protection measures have increased the safety of the motor driver and prevented damage to the power switches under long-term operating conditions. The designed motor driver circuit provides a reliable solution for high power and low speed applications in the field of electric vehicle technologies.

KEYWORDS: Electric vehicles, Motor driver, Speed control, BLDC motor

January 2025, 94 Page

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının planlanmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda bilgi ve desteğini esirgemeyen, tecrübelerinden yararlandığım, çalışmamı bilimsel temeller ışığında şekillendiren sayın hocam Dr. Öğr. Üyesi Yücel ÇETİNCEVİZ'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Eğitim ve çalışma hayatım boyunca bana her türlü desteğini esirgemeyen sevgili eşim Hülya EKER'e en içten duygularımla teşekkür ederim.

Elektrikli araçlarda kullanılan tekerlek içi fırçasız doğru akım motoru için sürücü tasarımı ve gerçekleştirilmesi üzerine yaptığım tez çalışmasının, bu alanda çalışmak isteyenlere faydalı olmasını temenni ederim.

Kadir EKER

Kastamonu, 2025

İÇİNDEKİLER

Sayfa

TEZ ONAYI ..... **ii**
TAAHHÜTNAME ..... **iii**
ÖZET ..... **iv**
ABSTRACT ..... **v**
TEŞEKKÜR ..... **vi**
İÇİNDEKİLER ..... **vii**
ŞEKİLLER DİZİNİ ..... **ix**
TABLOLAR DİZİNİ ..... **xi**
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ ..... **xii**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Çalışmanın Amacı ve Önemi 1
1.2 Literatür Özeti 2
2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI **6**
2.1 Fırçasız Doğru Akım Motorların Yapısı 6
2.1.1 Stator 7
2.1.2 Rotor 8
2.2 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Eşdeğer Devresi ve Modeli 9
2.3 Fırçasız Doğru Akım Motor Türleri 14
2.3.1 Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorları 14
2.3.2 Disk Tipi Fırçasız Doğru Akım Motorları 15
2.3.3 İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorları 15
2.4 Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Konum Algılama Yöntemleri 16
2.4.1 Sensörsüz Konum Algılama Yöntemi 17
2.4.2 Sensörlü Konum Algılama Yöntemi 18
2.4.2.1 Alan etkili sensörler (Hall effect sensors) 18
2.4.2.2 Kodlayıcı (Enkoder) 20
2.4.2.3 Çözücü (Resolver) 21
3. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SÜRÜCÜLERİ **23**
3.1 Güç Anahtarları 23
3.1.1 BJT 25
3.1.2 MOSFET 25
3.1.3 IGBT 26
3.1.4 IPM 27
3.2 Üç Fazlı Evirici 28
3.3 Komütasyon Yöntemleri 29
3.3.1 Trapezoidal PWM 30
3.3.2 Sinüzoidal PWM 32
3.3.3 Uzay Vektör PWM 33
3.3.4 Histerezis PWM 39
3.4 Kontrolcülerin Sınıflandırılması 40
3.4.1 Klasik Kontrolcüler 41
3.4.1.1 Aç-kapa kontrol 41
3.4.1.2 PID (Oransal-integral-türevsel) kontrol 41
3.4.2 Modern Kontrolcüler 43

3.4.2.1 Bulanık mantık kontrol 44
3.4.2.2 Yapay sinir ağları tabanlı kontrol 44
4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI 45
4.1 Fırçasız Doğru Akım Motor Sürücüsü ve Bileşenleri 46
4.1.1 STM32F407G Geliştirme Kartı 48
4.1.2 Optik İzolasyon Devresi 51
4.1.3 Alan Etkili Sensör Devresi 52
4.1.4 Komütasyon Devresi 52
4.1.5 Ölü Zaman Ekleme Devresi 54
4.1.6 Sayısal Devre 56
4.1.7 RC Filtre Devresi 56
4.1.8 IGBT Sürücü ve Üç Fazlı Evirici Devresi 57
4.1.9 Snubber Devresi 58
4.1.10 Akım ve Sıcaklık Sensörü 59
4.1.11 Kesici Devre 60
4.1.12 Regülatör Devresi 60
4.1.13 Akım Ölçüm Devresi 61
5. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE BULGULAR 62
6. SONUÇ VE ÖNERİLER 75
KAYNAKLAR 76
EKLER 81
EK A. Mikrodenetleyici Program Kodları 82
ÖZGEÇMİŞ 94

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1 Fırçasız doğru akım motoru 6
Şekil 2.2 Fırçasız doğru akım motoru içyapısı 7
Şekil 2.3 Fırçasız doğru akım motorunun statoru 8
Şekil 2.4 Fırçasız doğru akım motorunun rotoru 8
Şekil 2.5 Fırçasız doğru akım motorunun üç faz stator eşdeğer devresi 9
Şekil 2.6 Birim trapezoidal fonksiyonunun grafiği 12
Şekil 2.7 Dış rotorlu fırçasız doğru akım motorunun yapısı 14
Şekil 2.8 Disk tipi fırçasız doğru akım motorunun yapısı 15
Şekil 2.9 İç rotorlu fırçasız doğru akım motorunun yapısı 16
Şekil 2.10 Sıfır geçiş noktalarından komütasyon anlarının belirlenmesi 17
Şekil 2.11 Alan etkili sensör 18
Şekil 2.12 Alan etkili sensörlerin statör üzerine montajlanmış hali 19
Şekil 2.13 Artımsal kodlayıcının disk yapısı ve çıkış sinyalleri 20
Şekil 2.14 Beş bitlik mutlak kodlayıcının disk yapısı 21
Şekil 2.15 Çözücünün iç yapısı 22
Şekil 2.16 Çözücü gerilimleri 22
Şekil 3.1 Fırçasız doğru akım motor sürücüsü blok şeması 23
Şekil 3.2 Güç anahtarlarının çalışabileceği aralıklar 24
Şekil 3.3 BJT sembolü ve karakteristiği 25
Şekil 3.4 MOSFET sembolü ve karakteristiği 26
Şekil 3.5 IGBT sembolü ve eşdeğer devresi 27
Şekil 3.6 Akıllı güç modülü 27
Şekil 3.7 Üç fazlı evirici 28
Şekil 3.8 Darbe genişlik modülasyon sinyali 29
Şekil 3.9 Alan etkili sensörler ile trapezoidal komütasyon 31
Şekil 3.10 Üç fazlı evirici için sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu 33
Şekil 3.11 Sekiz çalışma durumu için fazlara ait gerilim kombinasyon 34
Şekil 3.12 α-β düzleminde uzay vektörleri ve altı bölge 35
Şekil 3.13 Bölge 1 bulunan referans vektör için PWM sinyalleri 38
Şekil 3.14 Histeresiz PWM kontrol yöntemi 40
Şekil 3.15 Histerezis band içerisinde kalan stator akımına göre üretilen PWM sinyalleri 40
Şekil 3.16 Geri beslemeli PID kontrol sistemi 41
Şekil 3.17 PID kontrol bloğunun iç yapısı 42
Şekil 4.1 Fırçasız doğru akım motor sürücüsünün blok şeması 45
Şekil 4.2 Fırçasız doğru akım motor sürücü devresi 47
Şekil 4.3 Çift katmanlı baskı devre kartın görüntüsü 47
Şekil 4.4 Tek katmanlı baskı devre kartın görüntüsü 48
Şekil 4.5 STM32F407G geliştirme kartı 49
Şekil 4.6 STM32F407VG mikrodenetleyicinin pin ayarları 50
Şekil 4.7 Optik izolasyon devresi 51
Şekil 4.8 Optik izolatör devresinin giriş ve çıkış sinyalleri 51
Şekil 4.9 Alan etkili sensör devresi 52
Şekil 4.10 Komütasyon devresi 54

Şekil 4.11 Ölü zaman ekleme devresi 55
Şekil 4.12 Ölü zaman bırakılmış anahtarlama sinyalleri 56
Şekil 4.13 Sayısal devre 56
Şekil 4.14 Alçak geçiren filtre devresi 57
Şekil 4.15 IGBT sürücüsü ve evirici devresi 58
Şekil 4.16 Snubber devresi 58
Şekil 4.17 LM35 sıcaklık sensörünün sürücü üzerine montajı 59
Şekil 4.18 ACS724 akım sensörü 59
Şekil 4.19 Kesici devresi 60
Şekil 4.20 Regülatör devresi 60
Şekil 4.21 Akım sensör devre şeması 61
Şekil 5.1 Deney düzeneği 62
Şekil 5.2 Alan etkili sensörlerin 199 d/d hızındaki çıkış sinyalleri 63
Şekil 5.3 Alan etkili sensörlerin 615 d/d hızındaki çıkış sinyalleri 64
Şekil 5.4 Sayısal devrenin 199 d/d hızda oluşturduğu çıkış sinyalleri 65
Şekil 5.5 Sayısal devrenin 615 d/d hızda oluşturduğu çıkış sinyalleri 66
Şekil 5.6 199 d/d hızında IR2113 entegresinin high ve low sinyalleri 67
Şekil 5.7 615 d/d hızında IR2113 entegresinin high ve low sinyalleri 68
Şekil 5.8 199 d/d hızında faz akımları 69
Şekil 5.9 615 d/d hızında faz akımları 70
Şekil 5.10 199 d/d hızında faz gerilimleri 71
Şekil 5.11 615 d/d hızında faz gerilimleri 72
Şekil 5.12 İki ayrı referans hız için deneysel ölçümler 73
Şekil 5.13 PID kontrol altında motor hızının zamana göre değişimi 74

TABLOLAR DİZİNİ

Sayfa

Tablo 2.1 Rotorun elektriksel konumuna göre alan etkili sensörlerin çıkış değerleri 19
Tablo 3.1 Anahtarlama sıralaması..... 30
Tablo 3.2 Faz kollarında bulunan güç anahtarlarının durumları..... 32
Tablo 3.3 Eviricide geçerli anahtarlama durumları ve normalleştirilmiş uzay vektörleri 34
Tablo 3.4 Bölgelerin anahtarlama dilimleri 36
Tablo 3.5 PID katsayıların sisteme etkileri 43
Tablo 4.1 Anahtarlama sıralaması..... 53

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

B	: Sürtünme katsayısı
D	: Görev oranı
e_a, e_b, e_c	: Zıt elektromotor kuvvetleri
i_a, i_b, i_c	: Stator faz akımları
J	: Atalet momenti
k	: Zıt EMK sabiti
K_p	: PID kontrolcünün oransal kazancı
K_i	: PID kontrolcünün integral kazancı
K_d	: PID kontrolcünün türev kazancı
L_a, L_b, L_c	: Stator faz endüktansları
M	: Stator faz sargıları arasındaki ortak endüktans
P_e	: Motorun elektriksel gücü
p/2	: Motorun çift kutup sayısı
R_a, R_b, R_c	: Stator faz dirençleri
T_e	: FDAM'da üretilen elektromanyetik moment
T_L	: Yük momenti
T_s	: Anahtarlama periyodu
V_a, V_b, V_c	: Stator faz-nötr gerilimleri
ω_e	: Rotorun elektriksel açısal hızı
ω_m	: Rotorun mekanik açısal hızı
θ_e	: Rotorun elektriksel konum açısı
θ_m	: Rotorun mekanik açısı
°	: Derece

Kısaltmalar

AA	: Alternatif Akım
ADC	: Analog Dijital Dönüştürücü
BJT	: Bipolar Jonksiyon Transistör
ÇSD	: Çözücü Sayısal Dönüştürücü
DA	: Doğru Akım
d/d	: Devir/dakika
EMK	: Elektromotor Kuvveti
ESC	: Elektronik Hız Kontrol
FDA	: Fırçasız Doğru Akım
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
IGBT	: İzole Kapılı Bipolar Transistör
IPM	: Akıllı Güç Modülü
MOSFET	: Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör
NdFeB	: Neodimyum Demir Bor
PCB	: Baskılı Devre Kartı
PID	: Oransal İntegral Türevsel
PPR	: Devir Başına Darbe
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SiC	: Silisyum Karbür

1. GİRİŞ

Taşımacılık ihtiyacının artması ve fosil kaynakların hızla tükenmesi, elektrikli araçlar ve elektromobilite kavramını öne çıkarmaktadır. Elektromobilite, elektrik enerjisi ile çalışan araçların kullanıldığı ulaşım türüdür. Elektrikli araçlar, enerji tüketimi açısından yüksek verime sahip olmaları, sessiz çalışmaları ve çevreyi kirletmemeleri nedeniyle sürdürülebilir bir dünya için gereklidir. Bu nedenle, elektromobilite taşımacılığın geleceği olarak kabul edilmekte ve birçok ülke bu alanda yatırımlar yapmaktadır.

Elektrikli araçlar, hareket kaynağı olarak içten yanmalı motor yerine bir ya da birden fazla elektrik motorunun kullanıldığı bir araç türüdür. Genellikle batarya paketi, motor sürücüsü ve elektrik motoru olmak üzere üç ana bileşenden meydana gelmektedir. Yüksek güç ihtiyacı ve geniş hız aralığı nedeni ile elektrikli araçlarda sıklıkla fırçasız doğru akım motorları (FDAM) tercih edilmektedir. Fırçasız doğru akım motorunun rotorunda kalıcı mıknatıslar, statorunda kutup sargıları bulunmaktadır. Rotordaki kalıcı mıknatıslar, stator sargılarının enerjilendirilmesi ile meydana gelen döner manyetik alanın etkileşimi sonucunda elektrik enerjisini hareket enerjisine dönüştürmektedir. Elektrikli araçların motor sürücüsü, bataryada depolanan elektrik enerjisini araç kullanıcısının talepleri doğrultusunda en verimli biçimde elektrik motoruna aktarmaktadır. FDAM yapısında fırça mekanizması bulunmadığından dolayı sürtünme ve ark oluşmama, daha az ısınma, sessiz çalışma ve uzun ömür gibi avantajlara sahip olmasına rağmen komütasyon işlemini elektronik olarak gerçekleştiren bir sürücü devresi ile birlikte kullanılmasını zorunlu kılmaktadır.

1.1 Çalışmanın Amacı ve Önemi

Elektrikli araçların motor tahriki yüksek gerilimli bataryada depolanan elektrik enerjisi ile sağlanmaktadır. Tez çalışmasında kullanılan fırçasız doğru akım motoru, 2500 watt gücünde, 36 stator oluk sayısı, 32 kutup sayısı ve 3 fazlı yıldız sargılara sahiptir. Motorun içerisinde 120 derece aralıklarla yerleştirilmiş 3 adet alan etkili sensör bulunmaktadır. Tez çalışmasının amacı, dıştan rotorlu bir fırçasız doğru akım motorunun sensörlü hız kontrolünü gerçekleştirmek için PID kontrol algoritması

gömülü ARM tabanlı mikrodenetleyici barındıran bir motor sürücü devresi tasarlamak ve geliştirmektir. Motor sürücü devresi, bataryadan aldığı enerjiyi verimli bir şekilde kullanmakta ve alan etkili sensörlerden gelen verilere dayalı olarak elektrik motorunun kontrolünü sağlamaktadır. Bu kontrol, DC-AC dönüşümünü gerçekleştiren üç fazlı evirici devresi ile gerçekleştirilmektedir. Tüm elektronik bileşenlerin tek kart üzerine bütünleştirildiği yapı, motor sürücü olarak adlandırılır. Tasarlanan motor sürücüsü ile 2500 watt güce sahip üç fazlı fırçasız doğru akım motorun hız ayarını sıfırdan 615 d/d aralığında kontrol etmeyi hedeflenmektedir. Ayrıca motor sürücüsü, evirici devresinde bulunan IGBT anahtarlarının aşırı ısınarak zarar görmesinin engellemek için ortak bir alüminyum soğutucu üzerine monte edilmiş LM35 sıcaklık sensörü ile izlenmektedir. Soğutucunun yüzey sıcaklığını belirlenen eşik değerinin üzerine çıkılması durumunda STM32F407G geliştirme kartı sürücü devresinin enerjisini kesilmektedir. Termal korumanın yanı sıra üç fazlı evirici devresinden aşırı akım geçmesi durumunda oluşabilecek sorunları önlemek için ACS 724 akım sensörü kullanılmaktadır. Evirici devresinden geçen akım 35 A ve üzerine çıktığında STM32F407G geliştirme kartı sürücü devresinin enerjisini kesilmektedir. Elektrikli aracın kritik bileşenlerinden biri olan motor sürücü yapılarını araştırarak, 2500 watt gücünde bir fırçasız doğru akım motorun hız kontrolünü gerçekleştiren motor sürücüsü tasarımı tezin konusunu oluşturmaktadır. Bu bağlamda, alan etkili sensör, optik izolasyon, komütasyon, ölü zaman, mosfet sürücü ve 3 fazlı evirici, snubber kavramı detaylıca ele alınacak, STM32F407G geliştirme kartı ve özellikleri, KiCad ve proteus yazılımlarını kullanarak PCB tasarımı konularını kapsamaktadır.

1.2 Literatür Özeti

Fırçasız doğru akım motor sürücülerine ilişkin yapılan çalışmalar, literatürde önemli bir yer tutmaktadır. Bu bölümde, faydalanılan bazı önemli çalışmaların literatür özetleri verilmiştir.

Bingöl ve arkadaşlarının 2015 yılında yaptıkları çalışmada dsPIC30F3010 tabanlı bir motor sürücü tasarımı gerçekleştirmiştir. Microsoft Visual Studio 2008 ortamında C# programlama dili kullanılarak tasarladıkları arayüz ile motor sürücü sisteminin kontrolünü sağlamıştır (Bingöl vd., 2015).

Primiceri ve arkadaşlarının 2016 yılında yaptıkları çalışmada gömülü alan etkili sensörlere sahip fırçasız doğru akım motorun kontrolü için bir sürücü sistemi tasarlamıştır. Önerdikleri sistem STM32 Nucleo geliştirme kartı, X-Nucleo-IHM07M1 sürücü kartı ve Nanotec DF45M024053-A2 fırçasız doğru akım motorundan oluşmaktadır. ARM mbed ortamında geliştirdikleri yazılım sayesinde bilgisayar üzerinden motorun hızı, yönü ve diğer parametreleri kontrol etmeyi başarmıştır. Sistem, motorun sıcaklığı ve çalışma süresini izleyerek motorun güvenilir bir şekilde çalışmasını sağlamıştır (Primiceri vd., 2016).

Zhilenkov ve Denk'in 2017 yılında yaptıkları çalışmada fırçasız doğru akım motorlarında zıt elektromotor kuvvetini kullanarak sensörsüz hız kontrolü üzerinde çalışmıştır. Geliştirdikleri kontrol sistemini MATLAB/Simulink ortamında modellemiş ve ardından STM32F4 mikrodenetleyici üzerinde deneysel olarak doğrulanmıştır (Zhilenkov ve Denk, 2017).

Mihalache ve Ioan'ın 2018 yılında yaptıkları çalışmada fırçasız doğru akım motorlarının kontrolü için yenilikçi bir sürücü uygulaması geliştirmiştir. Çalışmada Xilinx Spartan-6 FPGA üzerinde tasarladıkları kontrol mantığını kullanmıştır. Geliştirdikleri kontrol mantığı, motorun rotor pozisyonunu algılayan alan etkili sensörlerden elde edilen bilgileri işleyerek, darbe genişlik modülasyon tekniği ile motorun hızını hassas şekilde kontrol etmiştir (Mihalache ve Ioan, 2018).

Mach ve arkadaşlarının 2018 yılında yaptıkları çalışmada insansız hava araçlarında kullanılmak üzere fırçasız doğru akım motorları için Arduino platformu ve elektronik hız kontrol (ESC) üniteli bir motor kontrol sistemi geliştirmiştir. Tasarlanan motor kontrol sisteminin farklı hızlardaki performansı incelenmiştir (Mach vd., 2018).

Andika ve arkadaşlarının 2018 yılında yaptıkları çalışmada elektrikli araçlarda kullanılan fırçasız doğru akım motorların hız kontrolü için darbe genişlik modülasyon tabanlı üç fazlı motor sürücüsü tasarımı ve uygulaması sunmuştur. Çalışmada, doğru akımı üç fazlı alternatif akıma dönüştüren invertör devresi, Arduino Uno mikrodenetleyicisi tarafından kontrol edilerek motorun hızı istenen değere ulaşması sağlamıştır (Andika vd., 2018).

Juan ve arkadaşlarının 2019 yılında yaptıkları çalışmada geleneksel iki aşamalı fırçasız doğru akım motor sürücü topolojisine alternatif olarak tek aşamalı entegre bir sürücü topolojisi önermiştir. Önerdikleri sürücüde ana anahtar yüksek frekanslı darbe genişlik modülasyon sinyali ile kontrol edilirken, diğer anahtarlar alan etkili sensörler tarafından sağlanan bilgiye göre düşük frekanslı komütasyon sinyalleri ile çalıştırılmıştır. Geliştirdikleri 600W gücündeki prototip, 3000 devir/dakika motor hızında %87 verimlilik sergileyerek önerilen topolojinin etkinliğini deneysel olarak doğrulamıştır (Juan vd., 2019).

Sidharthan ve Kashyap'ın 2020 yılında yaptıkları çalışmada elektrikli araç uygulamalarında kullanılan fırçasız doğru akım hub motorlarının kontrolünü incelemiştir. Çalışmada 60V ve 1000W gücündeki fırçasız doğru akım motorun kontrolü için Atmega 328 mikrodenetleyici kullanılarak hız kontrolü gerçekleştirmiştir (Sidharthan ve Kashyap, 2020).

Maghfiroh ve arkadaşlarının 2021 yılında yaptıkları çalışmada fırçasız doğru akım motorlarının hız kontrolü için izole kapı sürücülü bir kontrol sistem tasarımı gerçekleştirmiştir. Çalışmada, motor hızının sabit tutulması amacı ile darbe genişlik modülasyonu tekniği kullanmıştır. PC817 optokuplörü ile izole edilmiş kapı sürücüsü üzerinden motor kontrol edilmiştir. Yapılan deneyler, yüksüz koşulda motor hızının oldukça stabil olduğunu ve hız sensörünün doğruluğunun %99,34 seviyesinde olduğunu göstermiştir. Ancak, yükte artış olduğunda motor hızında düşüş gözlemlenmiştir (Maghfiroh vd., 2021).

Dong ve Chu'nun 2021 yılında yaptıkları çalışmada fırçasız doğru akım motorlar için bir sürücü tasarımı gerçekleştirmiştir. Tasarladıkları sürücüde, güç modülü olarak SA306A üç fazlı akıllı anahtarlama yükselteci ve denetleyici olarak STM32F103VET6 kullanmıştır. PID kontrol algoritması ile motorun hız kontrolü gerçekleştirmiş, deneysel sonuçlar tasarlanan sürücünün güvenilirliğini ve performansını doğrulamıştır (Dong ve Chu, 2021).

Çabuk 2021 yılında yaptığı çalışmada dış rotorlu fırçasız doğru akım motorların sensörsüz kontrolü için yeni bir algoritma önermiştir. Algoritma, motorun zıt elektromotor kuvvetini tahmin ederek, rotor pozisyonunu doğrudan ölçme ihtiyacını ortadan kaldırmıştır. Önerdiği yöntemi MATLAB/Simulink ortamında modellemiş ve 330 W gücünde bir drone motoru üzerinde simülasyonlar gerçekleştirerek yöntemin etkinliğini doğrulamıştır (Çabuk, 2021).

Mohanraj ve arkadaşlarının 2022 yılında yaptıkları çalışmada fırçasız doğru akım motorlarının yapısı, matematiksel modellemesi ve kontrol tekniklerini incelemiştir. Çalışmada hata toleransı, elektromanyetik parazit azaltma, alan yönlendirme kontrolü ve doğrudan tork kontrolü konularına odaklanılarak, fırçasız doğru akım motorlarının performansı ve güvenilirliğini artırmaya yönelik çözümler önermiştir (Mohanraj vd., 2022).

Fathoni ve arkadaşlarının 2023 yılında yaptıkları çalışmada fırçasız doğru akım motor sürücüsü için bir tasarım sunmuştur. Tasarladıkları sürücü devresi, IR2110 entegresi, IRF540 MOSFET, ESP32 mikrodenetleyici ve ACS712 akım sensöründen oluşmaktadır. Geliştirdikleri sürücüye 24 V gerilim, 135 W güç ve 6000 devir/dakika nominal hız değerlerine sahip bir fırçasız doğru akım motoru bağlanmıştır. Deneysel çalışmalar sonucunda sürücünün en yüksek 129 W güce ve 5250 devir/dakika hız değerlerine ulaşabildiğini göstermiştir (Fathoni vd., 2023).

Singh'in 2024 yılında yaptığı çalışmada fırçasız doğru akım motorlarının kare dalga çalışma modunda ortaya çıkan tork dalgalanmalarını azaltmak için komütasyon olaylarını optimize eden bir yöntem geliştirmiştir. Çalışmasında DC barasının gerilimi bir DC-DC dönüştürücü ile ayarlanarak akım dalga formu iyileştirmiş ve motorun tork karakteristiğini önemli ölçüde düzeltmiştir (Singh, 2024).

Fırçasız doğru akım motor sürücüleri üzerine yapılan bilimsel araştırmalar incelendiğinde ağırlıklı olarak sürücülerin maliyetini düşürmek ve yapısal karmaşıklıklarını azaltmak üzerine yoğunlaşmıştır. Ayrıca farklı mikrodenetleyicilerin motor kontrolündeki performanslarına ve güncel kontrol algoritmalarının sürücü sistemlerine entegrasyonuna odaklanılmıştır.

2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI

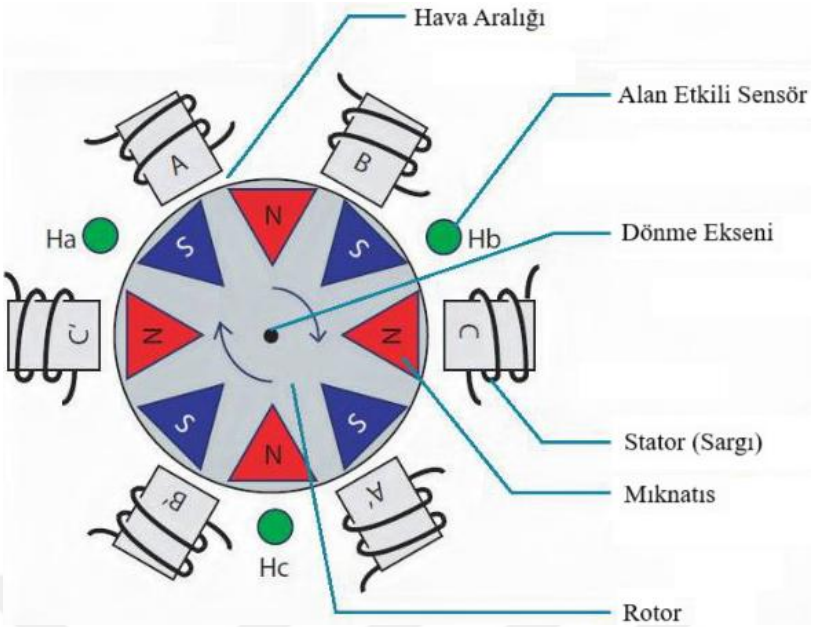
Fırçalı doğru akım motorlarının bakım masrafları, fırça ve kolektörde meydana gelen kayıplar gibi dezavantajlarından dolayı daha üstün özelikleri sahip fırçasız doğru akım motorların elektromobilite alanında kullanımını yaygınlaşmıştır (İmren ve Birbir, 2022). Elektrikli otomobiller, elektrikli bisikletler, elektrikli scooterlar, hibrit araçlar ve insansız hava araçları fırçasız doğru akım motorlarının ulaşım alanında kullanıldığı başlıca yerlerdir. Şekil 2.1'de tipik bir fırçasız doğru akım motoruna ait görsel verilmiştir.



Şekil 2.1 Fırçasız doğru akım motoru

2.1 Fırçasız Doğru Akım Motorların Yapısı

Fırçasız doğru akım motorları, stator, rotor ve hava aralığı olmak üzere üç temel bileşenden oluşmaktadır. Stator, faz sargılarının yer aldığı motorun sabit kısmıdır. Rotor, motorun dönen kısmıdır ve daimi mıknatıslar içermektedir. Rotordaki mıknatıslar ile statordaki faz sargılarının manyetik alanları birbirini çekerek veya iterek tork üretmektedir. Hava aralığı, stator ile rotor arasındaki boşluktur ve motorun verimini etkilemektedir. Hava aralığı ne kadar küçük olursa, motorun verimi o kadar yüksek olmaktadır. Bu bileşenlere ilave olarak stator sargıları arasında 120 derece aralıklar ile yerleştirilmiş 3 adet alan etkili sensör de bulunabilmektedir. Alan etkili sensör, rotorun pozisyonunu tespit etmek için kullanılmaktadır (Simpkins ve Todorov, 2010). Sensörler, rotordaki mıknatısların manyetik alanlarını algılayarak rotorun konumunu belirlemektedir. Şekil 2.2'de fırçasız doğru akım motorunun içyapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.2 Fırçasız doğru akım motoru içyapısı (Simpkins ve Todorov, 2010)

2.1.1 Stator

Fırçasız doğru akım motorlarının statoru, motorun sabit kısmını oluşturan ve faz sargılarının bulunduğu kısımdır. Stator, elektrik enerjisini manyetik enerjiye dönüştürerek motorun dönmesini sağlamaktadır. Stator genellikle yüksek manyetik geçirgenliğe sahip olan silisli saclardan üretilmektedir. Silisli saclar, motorun manyetik devresinin verimliliğini artırarak enerji kayıplarını minimuma indirmektedir. Saclar, ince tabakalar halinde yalıtılmış şekilde yerleştirilerek stator nüvesini oluşturmaktır. Stator sargıları elektrik enerjisini stator nüvesine aktararak motorun manyetik alanını üretir ve motorun dönüş hareketi için gerekli manyetik kuvveti oluşturmaktadır. Fırçasız doğru akım motorlarında stator oluklarının sayısı, rotor kutup sayısına, faz sayısına ve sargı sayısına bağlı olarak belirlenmektedir (Yavuzarslan, 2019; Yıldız, 2009). Olukların sayısı, statorun manyetik alanını ve dolayısıyla motorun torkunu belirlemektedir. Fırçasız doğru akım motorlarının sargıları, yıldız veya üçgen olarak bağlanabilir. Tipik bir fırçasız doğru akım motoruna ait stator görseli Şekil 2.3'de verilmiştir.



Şekil 2.3 Fırçasız doğru akım motorunun statoru

2.1.2 Rotor

FDAM rotoru, kalıcı mıknatıslardan oluşan ve dönen kısmıdır. Rotorun kalıcı mıknatıslardan oluşması, motorun aşınmaya ve kayıplara neden olan fırça ve kolektör mekanizmasından kurtulmasını sağlamaktadır. Bu da, motorun bakım ihtiyacını azaltmakta ve sürtünme kayıplarını düşürerek verimi artırmaktadır. Ayrıca, kalıcı mıknatıslar, statordaki alternatif akımla senkronize bir şekilde dönerek, rotorun dönme hareketinin sürekliliğini sağlamaktadır. Şekil 2.4'te, 14 kutuplu tipik bir FDAM rotoru gösterilmiştir. Rotor, 14 adet mıknatısa sahiptir. Bu mıknatıslar, rotorun dönmesini sağlayan dönme momenti oluşumunda önemli bir rol oynamaktadır.

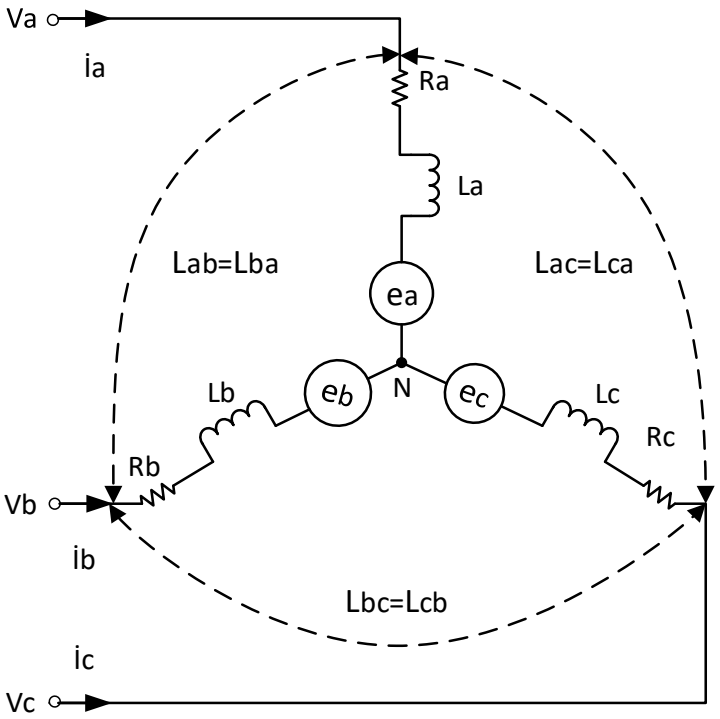


Şekil 2.4 Fırçasız doğru akım motorunun rotoru

FDAM'larda kullanılan kalıcı mıknatıslar, çeşitli malzemelerden yapılabilmektedir. Kalıcı mıknatıslar arasında en yaygın kullanılan malzeme neodimyum'dur. Elektrikli araç uygulamalarında yüksek manyetik akı yoğunluğu gereksinimi nedeni ile genellikle NdFeB mıknatıslar tercih edilmektedir. Bu mıknatıslar, ferrit mıknatıslara göre daha yüksek manyetik akı yoğunluğuna sahiptir. Bu da, motorun tork ve verimliliğini artırmaktadır. FDAM kullanılan kalıcı mıknatıslar, rotora yapıştırılarak veya rotora gömülerek sabitlenmektedir. Yapıştırma yönteminde, mıknatıslar rotorun yüzeyine yapıştırıcı kullanılarak sabitlenir. Gömme yönteminde ise, mıknatıslar rotorun imalatı sırasında rotorun içine yerleştirilmektedir.

2.2 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Eşdeğer Devresi ve Modeli

Şekil 2.5'te gösterilen eşdeğer devre kullanılarak, kalıcı mıknatıslı rotorlu ve 3 fazlı yıldız bağlı stator sargılarına sahip bir FDAM'un abc modeli oluşturulmuştur. Sargıların 120° faz kayması ile yerleştirildiği ve her birinin N_s sarım sayısına sahip olduğu kabul edilmiştir. Modelleme sırasında manyetik bozucu etkiler göz ardı edilmiştir.



Şekil 2.5 Fırçasız doğru akım motorunun üç faz stator eşdeğer devresi

Şekil 2.5'teki eşdeğer devrede, V_a, V_b, V_c stator faz-nötr gerilimlerini temsil ederken; i_a, i_b, i_c stator faz akımları; R_a, R_b, R_c stator faz dirençleri; L_a, L_b, L_c stator faz endüktansları ifade etmektedir. Aynı zamanda, L_{ab}, L_{bc}, L_{ac} stator faz sargıları arasındaki ortak endüktansı ve e_a, e_b, e_c ise zıt elektromotor kuvvetlerini ifade etmektedir (Bayraktar, 2015). Şekil 2.5'teki devreye göre FDAM'un gerilim denklemleri;

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + L_{ab} \frac{di_b}{dt} + L_{ac} \frac{di_c}{dt} + e_a \tag{2.1}$$

$$V_b = R_b i_b + L_{ba} \frac{di_a}{dt} + L_b \frac{di_b}{dt} + L_{bc} \frac{di_c}{dt} + e_b \tag{2.2}$$

$$V_c = R_c i_c + L_{ca} \frac{di_a}{dt} + L_{cb} \frac{di_b}{dt} + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c \tag{2.3}$$

şeklinde yazılabilir. Stator sargılarının dengeli sarıldığı varsayılmıştır. $R_a = R_b = R_c = R$, $L_a = L_b = L_c = L$, $L_{ab} = L_{bc} = L_{ac} = M$ olarak alınırsa;

$$V_a = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} + e_a \tag{2.4}$$

$$V_b = R i_b + M \frac{di_a}{dt} + L \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} + e_b \tag{2.5}$$

$$V_c = R i_c + M \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + L \frac{di_c}{dt} + e_c \tag{2.6}$$

şeklinde ifade edilebilir. (2.4), (2.5) ve (2.6) denklemleri $M \frac{d}{dt}$ parantezine alınırsa;

$$V_a = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + M \frac{d}{dt}(i_b + i_c) + e_a \tag{2.7}$$

$$V_b = R i_b + L \frac{di_b}{dt} + M \frac{d}{dt}(i_a + i_c) + e_b \tag{2.8}$$

$$V_c = R i_c + L \frac{di_c}{dt} + M \frac{d}{dt}(i_a + i_b) + e_c \tag{2.9}$$

şeklinde yazılabilir. Üç fazlı dengeli yüklerde faz akımlarının toplamı sıfırdır. Bu durumda FDAM'un faz akımları;

$$i_b + i_c = -i_a \tag{2.10}$$

$$i_a + i_c = -i_b \tag{2.11}$$

$$i_a + i_b = -i_c \tag{2.12}$$

şeklinde yazılabilir. (2.10), (2.11) ve (2.12) denklemler, faz akımları arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Her bir denklem, bir fazın akımının diğer iki fazın akımlarının toplamına eşit ve ters işaretlidir.

$$V_a = Ri_a + L\frac{di_a}{dt} - M\frac{di_a}{dt} + e_a \tag{2.13}$$

$$V_b = Ri_b + L\frac{di_b}{dt} - M\frac{di_b}{dt} + e_b \tag{2.14}$$

$$V_c = Ri_c + L\frac{di_c}{dt} - M\frac{di_c}{dt} + e_c \tag{2.15}$$

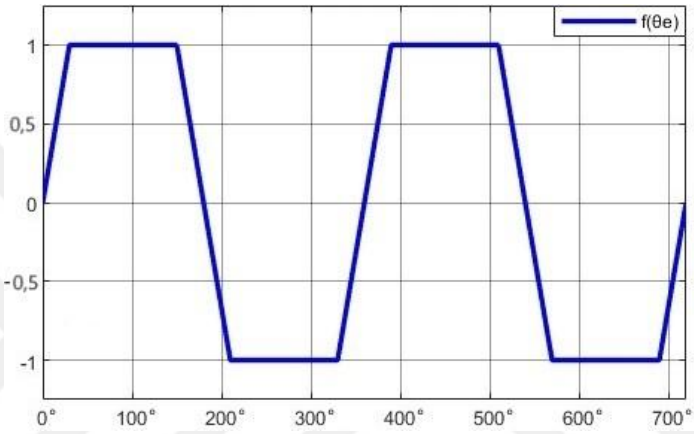
(2.13), (2.14) ve (2.15) denklemleri matris formda ifade edilirse;

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + (L - M)\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

şeklinde yazılabilir. FDAM rotoru döndüğünde, her bir faz sargısında Lenz yasasına göre sargıya uygulanan gerilime ters yönlü bir gerilim oluşmaktadır. Bu gerilim, zıt elektromotor kuvveti olarak adlandırılır. Zıt EMK, rotor konumuna bağlı bir fonksiyonu olup yamuk dalga şekline sahiptir. Denklem (2.17)'de rotor konumuna bağlı birim trapezoidal fonksiyonu verilmiştir (Kommula ve Kota, 2016).

$$f(\theta_e) = \begin{cases} \frac{6\theta}{\pi}, & 0 < \theta \leq \frac{\pi}{6} \\ 1, & \frac{\pi}{6} < \theta \leq \frac{5\pi}{6} \\ \frac{-6\theta}{\pi} + 6, & \frac{5\pi}{6} < \theta \leq \frac{7\pi}{6} \\ -1, & \frac{7\pi}{6} < \theta \leq \frac{11\pi}{6} \\ \frac{6\theta}{\pi} - 12, & \frac{11\pi}{6} < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.17)$$

Rotor konumuna bağlı birim trapezoidal fonksiyonu grafiği Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6 Birim trapezoidal fonksiyonunun grafiği

Zıt EMK genliği, açısal hız ve motorun zıt EMK sabiti ile doğru orantılıdır. Her fazın zıt elektromotor kuvveti birbiri ile 120° faz farkı bulunur. Fazlar arasında oluşan zıt EMK denklem (2.18) ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = k.\omega_m. \begin{bmatrix} f(\theta_e) \\ f\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Burada k motorun zıt EMK sabitini, ω_m rotorun mekanik hızını, θ_e rotorun elektriksel konum açısını temsil etmektedir. Faz sargılarından çekilen akımın zamana göre değişimi ideal olarak kare dalga formuna sahiptir. Gerçek uygulamalarda tam kare dalga olmasa da, işlemlerin sadeleştirilmesi için bu varsayım kabul edilmiştir FDA motorunun anlık güç üretimi, zıt EMK ile faz sargılarından geçen akımın çarpımına eşittir. Üretilen güç, motorun statorundan rotoruna manyetik alan aracılığı ile aktarılarak mekanik enerjiye dönüştürülür.

$$P_e = e_a.i_a + e_b.i_b + e_c.i_c \tag{2.19}$$

Rotorun elektriksel konum açısı, kutup çifti sayısı ile mekanik açının çarpımına eşittir. Burada elektriksel konum açısı, stator sargılarındaki akımın döngüsel değişimini temsil ederken, mekanik açı ise rotorun fiziksel dönüşünü ifade etmektedir.

$$\theta_e = \frac{p}{2}\theta_m \tag{2.20}$$

Denklem (2.20)'de θ_e rotorun elektriksel konum açısı, $\frac{p}{2}$ motorun çift kutup sayısını, θ_m rotorun mekanik açısını temsil etmektedir. Rotordaki elektriksel konum açısı ile elektriksel açısal hız arasındaki ilişki, denklem (2.21)'de ifade edilmiştir.

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \tag{2.21}$$

Denklem (2.20) ve (2.21) kullanılarak rotorun mekanik açısal hızı hesaplanırsa, denklem (2.22) elde edilir.

$$\omega_m = \frac{2}{p}\omega_e \tag{2.22}$$

Motorun elektriksel çıkış gücü ile elektromanyetik moment arasındaki bağıntı denklem (2.23)'de ifade edilmiştir.

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{e_a.i_a + e_b.i_b + e_c.i_c}{\omega_m}$$

$$T_e = i_a.k.f(\theta_e) + i_b.k.f\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c.k.f\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.23}$$

Mekanik sistemlerde, dönme hareketini oluşturan net moment, sürtünme momenti, atalet momenti ve yük momentinin vektörel toplamına eşittir. Üretilen elektriksel moment ifadesi denklem (2.24)'de verilmiştir.

$$T_e = J\frac{d\omega_m}{dt} + B.\omega_m + T_L \tag{2.24}$$

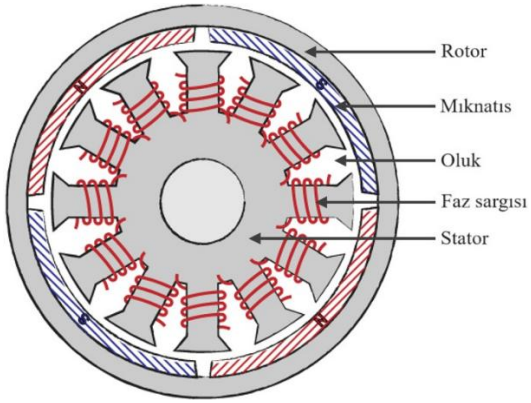
Burada, ω_m rotorun mekanik açısal hızını, J atalet momentini, T_L yük momentini, B sürtünme katsayısını ifade etmektedir (Gujjar ve Kumar, 2017; Prasad vd., 2012).

2.3 Fırçasız Doğru Akım Motor Türleri

FDA motorları, rotor yapılarına göre dış rotorlu, iç rotorlu ve disk tipi olmak üzere üç gruba ayrılır. Dış rotorlu motorlarda rotor, statorun dışında yer alır. İç rotorlu motorlarda ise rotor, statorun içinde yer alır. Disk tipi motorlarda ise rotor ve stator, karşılıklı bir disk üzerinde bulunmaktadır (Ulu, 2011).

2.3.1 Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorları

Dış rotorlu fırçasız doğru akım motorlarının rotoru dış kabuğunda, statoru ise merkezinde yer alan bir tasarıma sahiptir. Şekil 2.7'de dıştan rotorlu bir fırçasız doğru akım motorunun yapısı gösterilmiştir. Bu tasarım, rotor çapını ve tork üretim kapasitesini artırmaktadır. Geniş rotor yüzeyi sayesinde, dış rotorlu FDA motorlar düşük devirlerde bile yüksek tork üretebilir, bu da onları elektrikli scooter, bisiklet ve otomobiller gibi uygulamalarda ideal hale getirmektedir (Koçaş, 2023; Yıldız, 2012). Diferansiyele ihtiyaç duymadan yüksek tork sağlayarak, verimli ve sessiz bir sürüş deneyimi sunmaktadır.

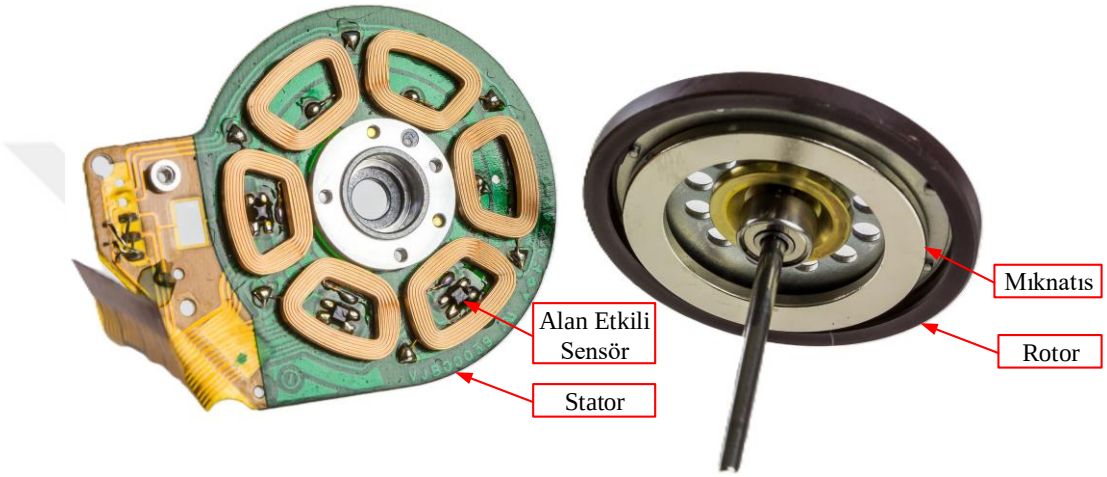


Şekil 2.7 Dış rotorlu fırçasız doğru akım motorunun yapısı

Rotorun dış konumu, ısının statora ve gövdeye aktarılmasını zorlaştırarak termal problemlere yol açabilmektedir. Bu durum, daha karmaşık soğutma sistemleri ve ısı dağıtıcı malzemeler kullanılmasını gerektirir. Üreticiler bu sorunu çözmek için yoğun çalışmalar yürütmektedir.

2.3.2 Disk Tipi Fırçasız Doğru Akım Motorları

Disk tipi fırçasız doğru akım motorları, rotorlarında yer alan çok sayıda mıknatıs ve kompakt yapıları ile öne çıkan bir motor türüdür. Şekil 2.8'de disk tipi FDA motorunun yapısı gösterilmiştir. Bu motorlarda, mıknatıslar çelik bir diske sabitlenerek rotor oluşturulur. Bu sayede düşük salınım ve yüksek moment üretimi sağlanır.

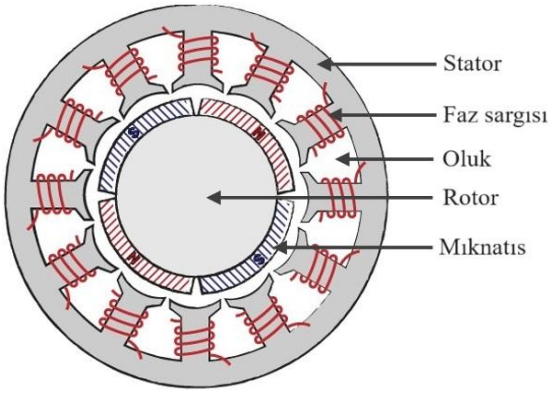


Şekil 2.8 Disk tipi fırçasız doğru akım motorunun yapısı

Disk tipi FDA motorlar, düşük hız ve düşük güç uygulamaları için idealdir. Kompakt boyutları ve yüksek moment üretme yetenekleri sayesinde, kompakt disk sürücüler, disket sürücüler ve video kameralar gibi cihazlarda yaygın olarak kullanılmaktadır (Hendershot ve Miller, 1995).

2.3.3 İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorları

İç rotorlu fırçasız doğru akım motorlar, rotor bileşeninin motor gövdesinin merkezine yerleştirildiği özel bir tasarıma sahiptir. Şekil 2.9'da içten rotorlu bir fırçasız doğru akım motorunun yapısı gösterilmiştir. Bu tasarım, motorun dönmesi sırasında oluşan termal enerjinin etkin şekilde dağılmasını sağlayarak önemli avantajlar sunmaktadır.



Şekil 2.9 İç rotorlu fırçasız doğru akım motorunun yapısı

Rotorun merkezi konumu, genel termal yönetimi kolaylaştırır ve ısıyı hızla dağıtarak motorun yüksek sıcaklıklarda çalışmasını önlemektedir. Bu sayede iç rotorlu FDA motorlar, yüksek hızlı uygulamalarda üstün performans ve uzun ömür sağlamaktadır. Ek olarak, rotorun merkezi konumu atalet momentini de önemli ölçüde azaltmaktadır. Düşük atalet momenti sayesinde motor daha seri hızlanabilir ve yavaşlayabilir, bu da dinamik kontrol ve hassas konumlandırma gerektiren uygulamalarda ideal bir seçim haline getirmektedir (Koçaş, 2023).

2.4 Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Konum Algılama Yöntemleri

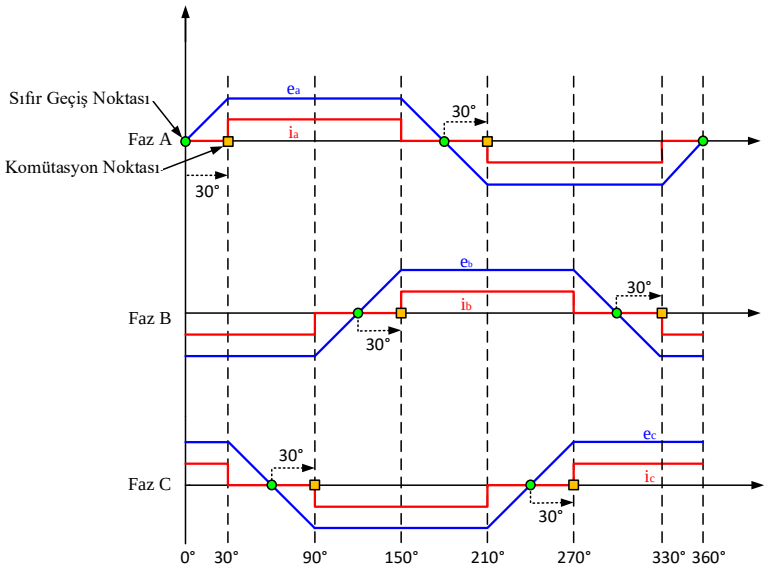
Fırçasız doğru akım motorlar, rotor ve stator arasındaki manyetik alan etkileşimiyle çalışan bir motor türüdür. Yüksek verim, uzun ömür ve hassas kontrol gibi avantajları sunan bu motorlar, robotik, otomasyon ve endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. FDA motorlarda rotor konumunun doğru bir şekilde algılanması, motorun verimli ve hassas bir şekilde kontrol edilmesi için kritik önem taşımaktadır (Karapinar vd., 2013). Bu amaçla sensörlü ve sensörsüz olmak üzere iki konum algılama tekniği kullanılmaktadır.

Sensörlü konum algılama tekniğinde, rotorun konumunu belirlemek için alan etkili sensörler, kodlayıcılar veya çözücüler gibi sensör türleri kullanılır. Bu sensörler, rotorun konumu hakkında bilgiyi elektrik sinyallerine dönüştürerek sürücü devresine iletir. Sürücü devresi bu sinyalleri kullanarak motor sargılarını doğru sırada aktifleştirerek rotorun istenilen hızda ve torkta dönmesini sağlar. Sensörlü konum algılama, motorun maliyetini ve ek bakım gereksinimini artırmaktadır. Bu nedenle, sensörsüz konum algılama teknikleri üzerinde yoğun çalışmalar yapılmaktadır.

Sensörsüz konum algılamada, rotor konumu motor sargılarındaki zıt elektromanyetik kuvvet (EMK) sinyallerinin analiz edilmesi ile belirlenir (Hasanusta ve Serteller, 2015). Bu yöntem, karmaşık bir kontrol algoritması gerektirse de, sensörlere ihtiyaç duymadığı için maliyeti düşürmekte ve bakım gereksinimi olmayan bir çözüm sunmaktadır.

2.4.1 Sensörsüz Konum Algılama Yöntemi

Sensörlü motorlarda rotor konumunun belirlenmesi, maliyet ve boyut artışı gibi dezavantajlar getirmektedir. Bu durum, araştırmacıları sensör kullanmadan konum tespiti yöntemlerine yöneltmektedir. Günümüzde, yapay zekâ gibi gelişmiş kontrol yöntemleri de dâhil olmak üzere bu alanda yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Özellikle motorların ilk kalkış anındaki konumunun bilinmesi kritik önem taşımaktadır (Zeren, 2015). Sensörsüz konum algılama yöntemleri literatürde geniş bir yelpazeye sahiptir. Bu yöntemler arasında sıfır geçiş noktası algılama ve öteleme yöntemi en sık tercih edilenlerden biri olarak öne çıkmaktadır. Sıfır geçiş noktası algılama ve öteleme yöntemi, rotor hızına bağlı olarak motor komütasyonunu kontrol eden bir tekniktir. Bu yöntemde, rotor hareketine bağlı olarak boşta kalan fazda endüklenen geriliminin sıfır geçiş noktaları algılanır. Bu noktalar, ideal olarak sıfır geçiş noktasından 30 derece önde olan bir sonraki komütasyon noktasını belirlemek için kullanılır. Şekil 2.10'da sıfır geçiş noktaları ile komütasyon noktaları gösterilmektedir.



Şekil 2.10 Sıfır geçiş noktalarından komütasyon anlarının belirlenmesi

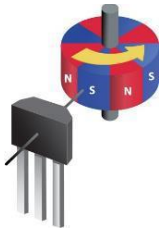
Sıfır geçiş noktası algılama ve öteleme yöntemin motorun düşük hızlarda ve kalkış aşamasında bazı sınırlamaları mevcuttur. Düşük hızlarda endüklenen gerilim düşük olduğu için sıfır geçiş noktasının doğru şekilde algılanamamasıdır. Bu durum, hatalı komütasyonlara ve motorun tork üretme yeteneğinin düşmesine yol açabilmektedir. Ayrıca kalkış için ek bir algoritmaya ihtiyaç duymaktadır (Çetintaş vd., 2023; Yılmaz, 2005).

2.4.2 Sensörlü Konum Algılama Yöntemi

Fırçasız doğru akım motorlarında rotorun hızı ve konumu hassas bir şekilde algılanması, motorun verimli çalışması ve kontrolünün optimize edilmesi için kritik öneme sahiptir. Bu bağlamda yaygın olarak kullanılan sensörlü konum algılama yöntemleri, rotorun konumunu algılamak için alan etkili sensörler, kodlayıcılar ve çözücüler tarafından alınan ölçümlere dayanmaktadır.

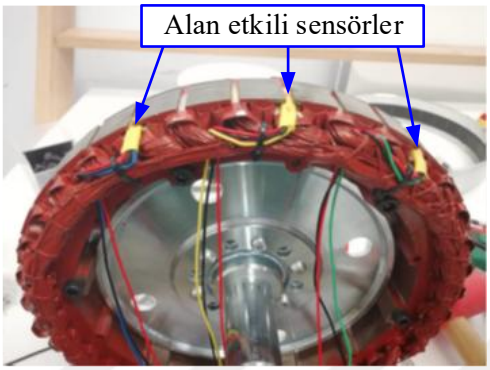
2.4.2.1 Alan etkili sensörler (Hall effect sensors)

Fırçasız doğru akım motorlarında rotor konum ve hız bilgisinin elde edilmesi için alan etkili sensörler yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sensörler, manyetik alan etkisinden yararlanarak temassız bir şekilde çalışmakta ve rotorun konumunu elektriksel sinyale dönüştürmektedir. Alan etkili sensörler, diğer konum algılama sensör türleri arasında en ekonomik çözümü sunmaktadır. Sensörler, pozitif manyetik alana maruz kaldıklarında mantıksal bir, negatif manyetik alana maruz kaldıklarında ise mantıksal sıfır çıkışı üretmektedir. Fırçasız doğru akım motorlarında her kutup geçişinde rotor manyetik alanının yönü değiştiğinden, bu geçişler sensör tarafından algılanarak kare dalga sinyali oluşturulmaktadır (Liu vd., 2019). Alanın etkili sensörün çalışma yapısına ait görsel Şekil 2.11'de sunulmuştur.



Şekil 2.11 Alan etkili sensör

120 derece aralıklar ile yerleştirilmiş üç adet alan etkili sensör kullanılarak rotorun konumu 60 derecelik çözünürlükte elektriksel olarak algılanabilmektedir. Fırçasız doğru akım motorunda alan etkili sensörlerin statör üzerine montajı Şekil 2.12'de gösterilmektedir.



Şekil 2.12 Alan etkili sensörlerin statör üzerine montajlanmış hali

Tablo 2.1'de, alan etkili sensör değerlerine göre rotorun elektriksel konum değerleri sunulmuştur.

Tablo 2.1 Rotorun elektriksel konumuna göre alan etkili sensörlerin çıkış değerleri

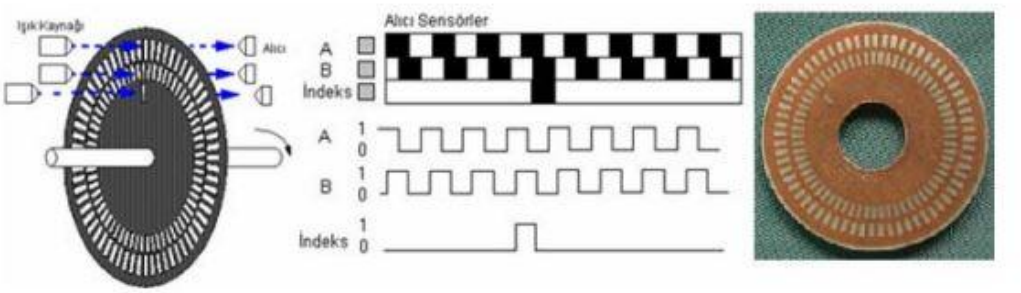
Konum	**Alan Etkili Sensör A**	**Alan Etkili Sensör B**	**Alan Etkili Sensör C**
0°- 60°	1	0	1
60°- 120°	1	0	0
120°- 180°	1	1	0
180°- 240°	0	1	0
240°- 300°	0	1	1
300°- 360°	0	0	1

Rotor konumunu 60 derece hassasiyet ile algılayan alan etkili sensör hız kontrolü için yeterli iken hassas konum kontrolünde yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle, alan etkili sensörler fırçasız doğru akım motorlarında hassas konum kontrol uygulamaları için tercih edilmemektedir (İmren ve Birbir, 2022; Kim, 2021).

2.4.2.2 Kodlayıcı (Enkoder)

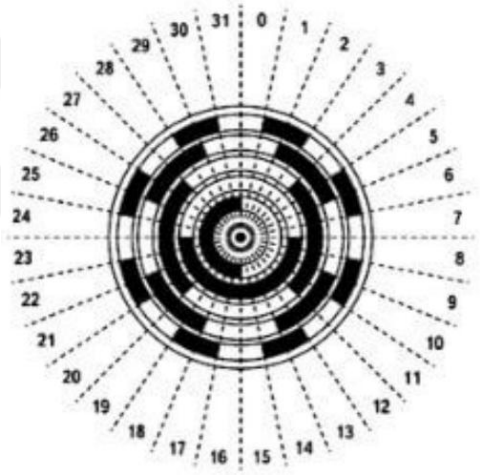
Kodlayıcılar, motor milinin dairesel hareketini kare dalga sinyaline dönüştüren elektromekanik cihazlardır. Konum ve hız algılamada yaygın olarak kullanılan kodlayıcılar, yüksek hassasiyetleri ve çözünürlükleri ile öne çıkmaktadır. Kodlayıcılar, ışık vericisi, ışık alıcısı ve dairesel diskten oluşmaktadır. Dairesel disk, motor miline bağlı olup onunla birlikte hareket etmektedir. Disk üzerinde bulunan delikler ya da şeritler, ışık vericiden çıkan ışığın alıcıya ulaşmasını engelleyerek kare dalga sinyalini oluşturmaktadır. Bu sinyaller, elektronik devreler tarafından işlenerek motorun konumu ve hızı hassasiyet ile belirlenmektedir (Arroyo, 2006).

Artımsal kodlayıcılar, döner bir diskte bulunan yarıkların optik algılayıcı tarafından algılanması prensibine dayanmaktadır. Her yarık geçişinde bir kare dalga sinyal üretilir ve bu sinyallerin sayılması ile açısal konum tespit edilir. Artımsal kodlayıcılar, herhangi bir başlangıç noktası olmaksızın, milin her bir dönüşünde belirli sayıda darbe üreten kodlayıcılardır. Milin konumu, üretilen darbelerin sayılması ile belirlenmektedir. Artımsal kodlayıcıların çözünürlüğü, bir turda üretilen darbe sayısı (PPR-pulses per revolution) ile ifade edilir. 1000 PPR artımsal bir kodlayıcı, 360 derecelik tam bir turda 1000 kare dalga sinyali üreterek 0,36 derecelik çözünürlük sunmaktadır. Buna karşın bir alan etkili sensör sadece 60 derecelik aralıklarla konum bilgisi sağlamaktadır. Şekil 2.13'te artımsal kodlayıcının çalışma mantığını göstermektedir (Bayraktar, 2015; Yavuzarslan, 2019). Artımsal kodlayıcıların en önemli dezavantajı, elektrik kesintisi veya harici müdahale gibi durumlarda konum bilgisini kaybetme eğiliminde olmaları ve sıfırlama ihtiyacı duymalarıdır.



Şekil 2.13 Artımsal kodlayıcının disk yapısı ve çıkış sinyalleri

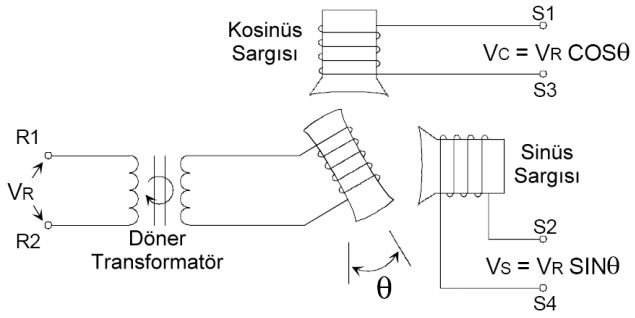
Mutlak kodlayıcılar ise her açı değeri için benzersiz bir yarık desenine sahip disklere sahiptir. Bu sayede, kodlayıcı her zaman mutlak konum bilgisini saklamakta ve elektrik kesintilerinden etkilenmemektedir. Mutlak kodlayıcılar, milin her konumunda benzersiz bir kod üreten kodlayıcılardır (Duma vd., 2010). Bu sayede, milin mutlak konumu her zaman bilinmektedir. Mutlak kodlayıcıların çözünürlüğü, yarık desenindeki bit sayısı ile belirlenir ve ikinin kuvvetleri ile ifade edilmektedir. 10 bitlik mutlak kodlayıcı, disk yapısında 1024 farklı yarık deseni barındırmaktadır. Bu sayede, 360 derecelik bir dönüş boyunca 1024 farklı konum bilgisi sağlayarak 0,3515625 derecelik çözünürlük sunmaktadır. Şekil 2.14'te beş bitlik mutlak kodlayıcının disk yapısı gösterilmiştir. Mutlak kodlayıcılar, artımsal kodlayıcılara kıyasla daha yüksek hassasiyet ve güveniliğe sahiptir (Bayraktar, 2015; Yavuzarslan, 2019).



Şekil 2.14 Beş bitlik mutlak kodlayıcının disk yapısı

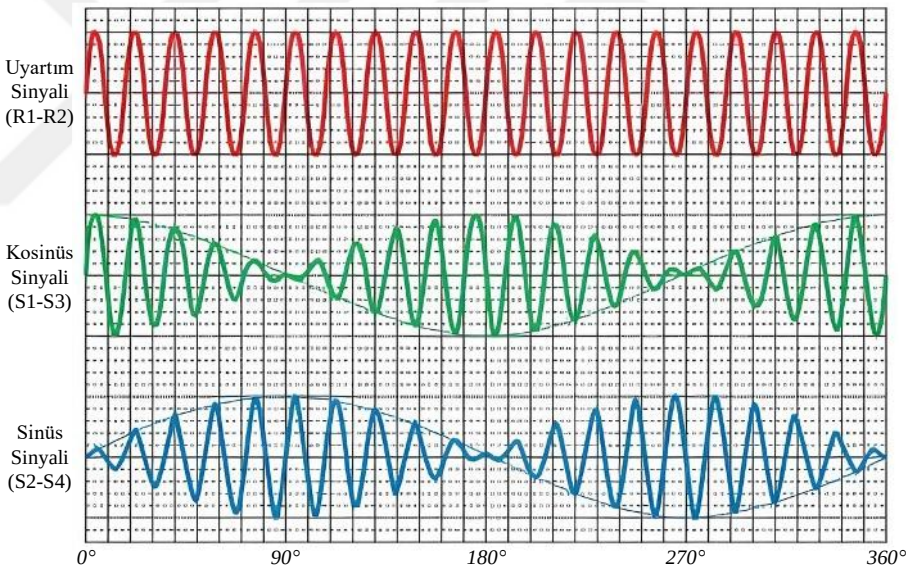
2.4.2.3 Çözücü (Resolver)

Çözücüler, açısal konum ve hız ölçümü için kullanılan elektro-mekanik sensörlerdir. Servo motorlar, robotik sistemler ve hassas kontrol uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Çözücüler, rotor ve statordan oluşan bir yapıya sahiptir. Rotor, üzerinde uyarım sargısı bulunan dönen bir parçadır. Stator, sabit bir parça olup üzerinde sinüs ve kosinüs olmak üzere iki sargı bulunmaktadır. Şekil 2.15'te bir çözücünün iç yapısı görülmektedir.



Şekil 2.15 Çözücünün iç yapısı

Uyarım sargısına sabit frekansta sinüsoidal gerilim uygulanmaktadır. Sabit frekansdaki sinüsoidal gerilim, rotorun konumuna bağlı olarak stator sargılarında indüklenmiş sinüs ve kosinüs gerilimlerini oluşturmaktadır. Şekil 2.16'da çözücüye uygulanan uyartım gerilim ile elde edilen sinüs ve kosinüs gerilimlerin dalga şekilleri görülmektedir.

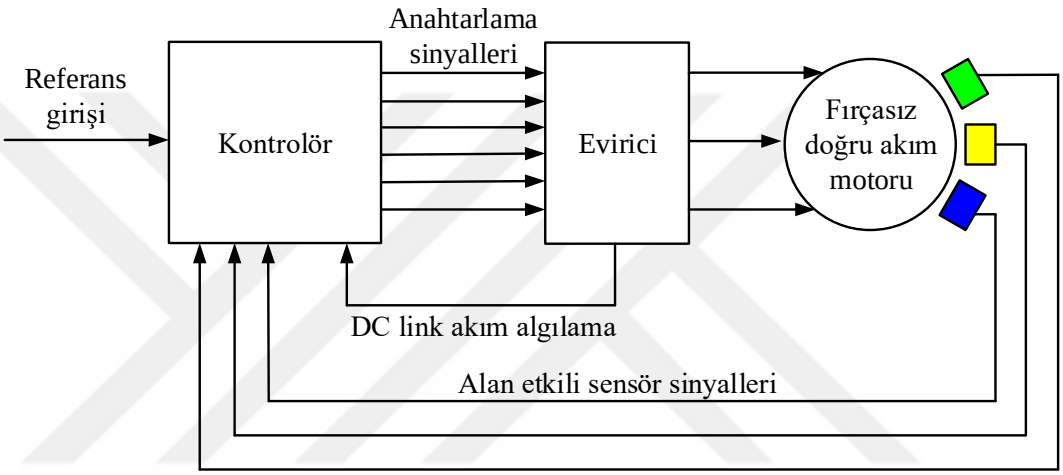


Şekil 2.16 Çözücü gerilimleri

Rotor konumuna göre stator sargılarında oluşan sinüs ve kosinüs gerilimleri, uyarım geriliminin frekansı ile aynı frekansa sahip olmasına rağmen genlikleri rotorun açısal konumuna bağlı olarak değişmektedir. Analog formadaki sinüs ve kosinüs gerilimleri bir çözücü sayısal dönüştürücü (ÇSD) devresi ile sayısal forma getirilerek kullanılmaktadır. Çözücüde açısal konum bilgisi, indüklenen sinüs ve kosinüs gerilimlerinin genlik farkının ölçülmesi ile elde edilirken, hız bilgisi ise bu gerilimlerin genlik değişim frekansının ölçülmesi ile elde edilir (Celikel ve Aydogmus, 2017; Sun vd., 2016).

3. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SÜRÜCÜLERİ

Fırçasız doğru akım motorları için kullanılan evirici tabanlı sürücüler, DA enerjisini AA enerjisine dönüştürerek motorun faz sargılarını besleyen güç elektroniği devreleridir. Temel olarak üç fazlı evirici ve kontrolcü ünitelerinden oluşmaktadır. Şekil 3.1'de sensörlü bir FDAM sürücüsünün blok şemasını göstermektedir (Gödekoğlu, 2007; İmren ve Birbir, 2022).



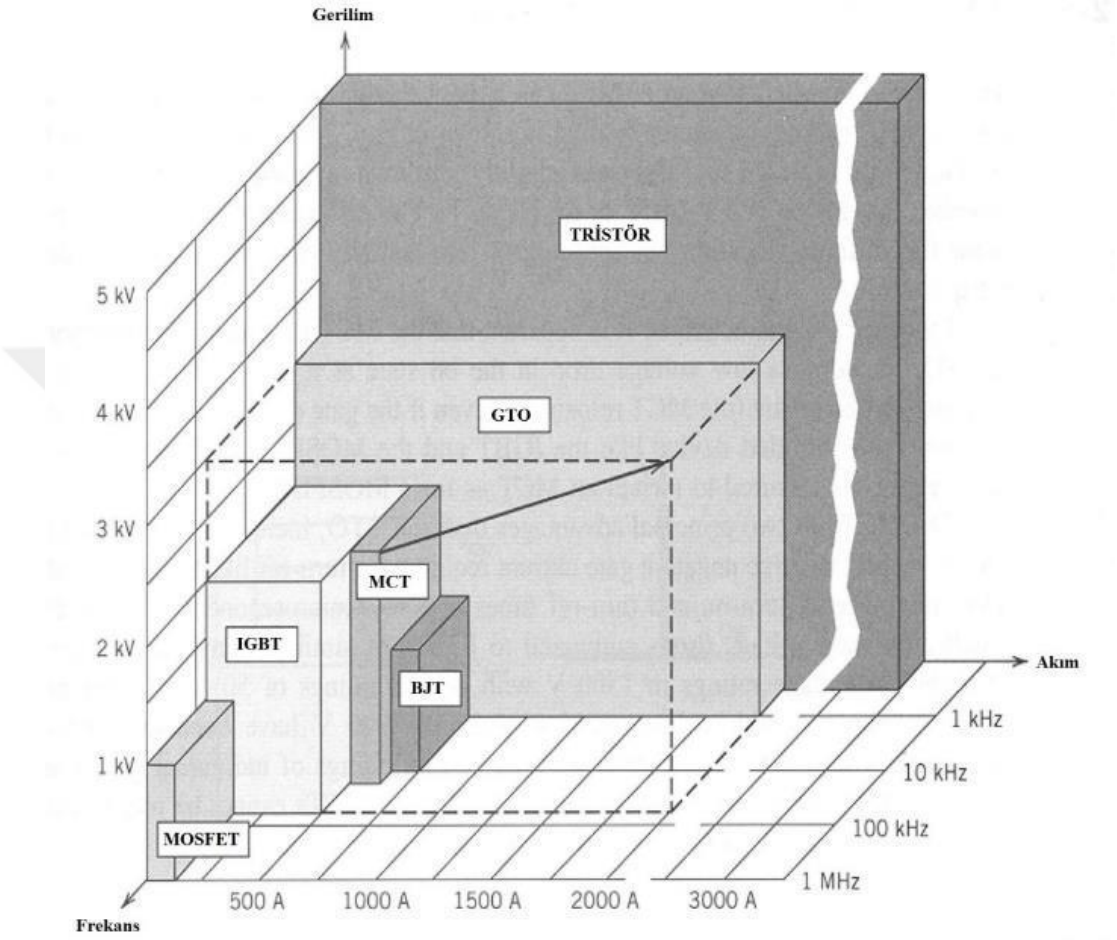
Şekil 3.1 Fırçasız doğru akım motor sürücüsü blok şeması

Evirici devresi, motor sargılarına uygulanan gerilim ve akımı hassas bir şekilde kontrol ederek motorun istenen konuma, hıza veya torka ulaşmasını sağlamaktadır. Kontrolcü ünitesi motorun hızını, konumunu ve torkunu kontrol etmek için gerekli sinyalleri üreterek eviricinin komütasyon işlemini yönetmektedir. Sensörlü veya sensörsüz konum aygılama yöntemlerinden birini kullanan kontrolcü motorun rotor konumunu izlemekte ve gerekli komutları evirici devresine göndererek motorun istenen performansı sergilemesini sağlamaktadır.

3.1 Güç Anahtarları

Güç anahtarları, elektrik akımının kontrolünü sağlayan iki durumlu elektronik elemanlardır. Güç anahtarı, açık ve kapalı olmak üzere iki temel çalışma moduna sahiptir. Açık durumdayken kısa devre gibi davranarak akımın akmasına izin verirken, kapalı durumdayken açık devre gibi davranarak akımın akışını kesmektedir. Güç

anahtarları, gerilim, akım ve frekans gibi parametrelere göre farklı çalışma aralıklarına sahiptir (Mohan vd., 2003). Çeşitli güç anahtarların çalışabileceği aralıklar Şekil 3.2'de görülmektedir.



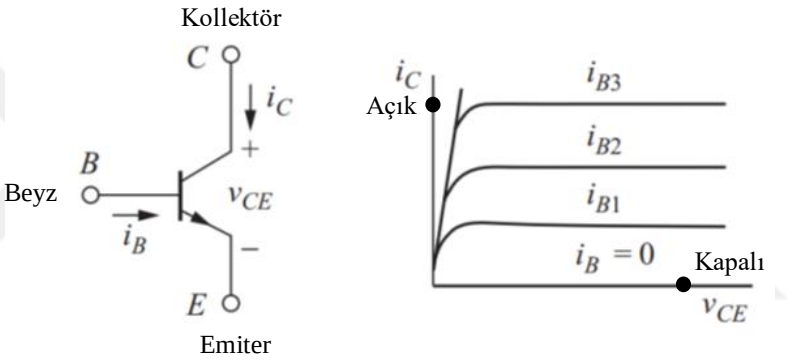
Şekil 3.2 Güç anahtarlarının çalışabileceği aralıklar

Güç anahtarlarını sürmek için özel olarak tasarlanmış sürücü entegreleri kullanılır. Bu entegrenin temel görevi, güç anahtarını tam iletim veya tam kesim durumuna getirmektir. Güç elektroniği uygulamalarında yaygın olarak kullanılan anahtarlama elemanları arasında bipolar jonksiyon transistörler (BJT), metal oksit yarı iletken alan etkili transistörler (MOSFET), izole kapılı bipolar transistörler (IGBT) ve akıllı güç modülleri (IPM) yer almaktadır. Güç anahtarlarının büyük bir kısmı silisyumdan üretilmişken, daha yeni güç anahtarları silisyum karbür tabanlı olarak üretilmektedir. Silisyum karbür tabanlı güç anahtarları, silisyumdan yapılmış güç anahtarlarına kıyasla daha yüksek gerilimlere ve sıcaklıklara dayanıklıdır. Aynı boyuttaki bir SiC güç anahtarı, silisyumdan yapılmış bir güç anahtarına kıyasla on kat daha yüksek

gerilim değerlerine dayanabilmektedir. SiC güç anahtarları daha ince, daha hızlı ve daha düşük iç dirence sahiptir (Hart, 2011; Rashid, 2001). Bu özellikler SiC tabanlı güç anahtarları, daha verimli ve kompakt güç elektroniği devrelerinin yapımını mümkün kılmaktadır. Bu çalışmada, güç anahtarı olarak IGBT tercih edilmiştir.

3.1.1 BJT

Bipolar jonksiyon transistörler, ileri yönde yeterli büyüklüğe sahip akım sinyalini beyz terminaline uygulandığı sürece kollektör emiter arasında yüksek akım geçişine izin veren, sinyal kesildiğinde kesim gideren bir güç anahtarıdır. Şekil 3.3'de bipolar jonksiyon transistörün sembolü ve karakteristiği gösterilmiştir (Hart, 2011).



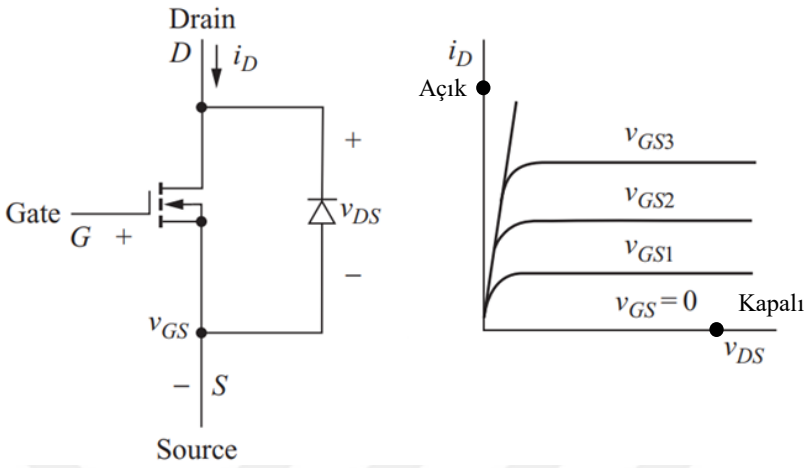
Şekil 3.3 BJT sembolü ve karakteristiği

Bipolar jonksiyon transistörün kollektör emiter arasında görünen iletim direnci beyz akımına bağlı olarak değişmektedir. BJT anahtarını iletim direncinin düşük olduğu doyum bölgesinde sürmek için ciddi beyz akımına ihtiyaç duymaktadır. Bu durum, özellikle yüksek güç uygulamalarında dezavantaj oluşturmaktadır. Güç elektroniğinde daha yaygın kullanılan MOSFET ve IGBT gibi anahtarlar, düşük beyz akımı ile yüksek akımları kontrol edebilme özelliğine sahiptir (Ecevit, 2015).

3.1.2 MOSFET

Metal oksit yarı iletken alan etkili transistörler, yapılarında ters bağlı bir gövde diyotu bulundurdukları için ters yönde kontrolsüz akım geçişine izin veren, ancak iletim yönünde kontrol sağlayan bir güç anahtarlama elemanıdır. Bu nedenle direkt alternatif akım devrelerinde kullanılamamaktadır. Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör,

gerilim kontrollü bir güç anahtardır. Şekil 3.4'te metal oksit yarı iletken alan etkili transistörün sembolü ve karakteristiği gösterilmiştir (Hart, 2011).

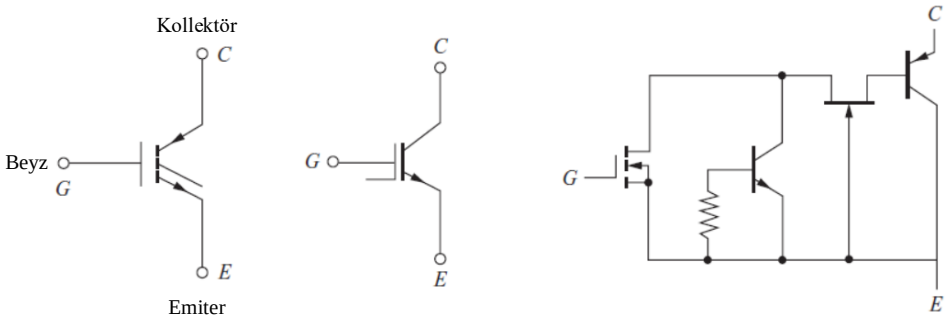


Şekil 3.4 MOSFET sembolü ve karakteristiği

Gate source arasındaki gerilim değeri eşik geriliminden büyük olduğun durumda mosfetin drain source terminalleri kısa devre, aksi durum olduğunda ise açık devredir. MOSFET'in sürekli iletim durumunda kalması için gate source geriliminin sürekli olarak gate terminaline uygulanması gerekmektedir. Yüksek gerilim altında büyük akım geçirmek istenir ise, MOSFET'in gate source arasına maksimum ± 20 Volt gerilim uygulanmalıdır (Arifoğlu, 2023).

3.1.3 IGBT

İzole kapılı bipolar transistör, yüksek gerilim ve yüksek frekanslı anahtarlama uygulamalarında kullanılan gerilim kontrollü bir güç anahtardır. MOSFET ve BJT'nin hibrit bileşimi olarak tasarlanan IGBT, her iki transistör türünün avantajlarını bünyesinde barındırmaktadır. Şekil 3.5'te izole kapılı bipolar transistörün sembolü ve eşdeğer devresi gösterilmiştir (Arifoğlu, 2023; Hart, 2011).

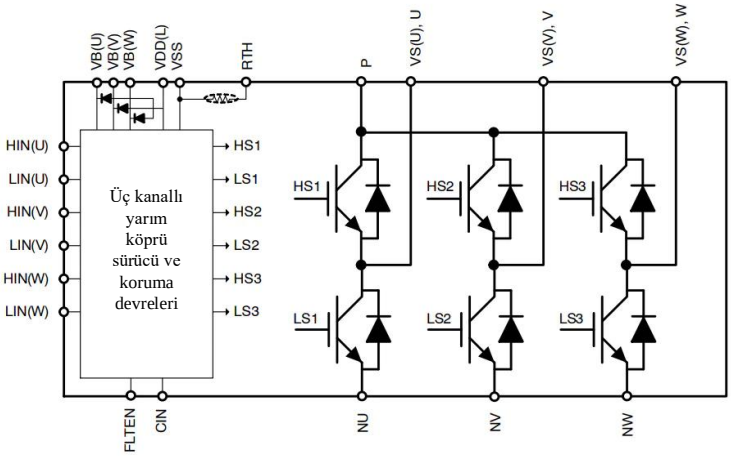


Şekil 3.5 IGBT sembolü ve eşdeğer devresi

IGBT'nin sürme devresi MOSFET sürme devrelerine benzerlik gösterirken, iletim karakteristikleri ise BJT ile paralellik taşırmaktadır. IGBT pek çok uygulamalarda BJT yerine kullanılmaktadır. Motor sürücülerinin evirici katında genellikle IGBT'ler tercih edilmektedir.

3.1.4 IPM

Yarı iletken üreticileri tarafından sunulan güç elektroniği anahtarları, ikili, dörtlü, altılı veya daha yüksek sayılarda bir araya getirerek modüller olarak piyasaya sürülmektedir. Bu modüllere çevresel birimlerin eklenmesi ile akıllı güç modülleri ortaya çıkmaktadır (Arifoğlu, 2023). Akıllı güç modülleri, sürücü devreleri, aşırı akım, kısa devre, açık devre, aşırı ısınma ve aşırı gerilime karşı koruma ve tanıma devrelerini, mikro denetleyici ile bağlantıyı sağlayan devreleri barındırarak karmaşık güç elektroniği sistemlerinin tasarımını ve üretimini kolaylaştırmaktadır. Şekil 3.6'da üç fazlı bir akıllı güç modülünün iç yapısı gösterilmektedir (URL-1, 2024).

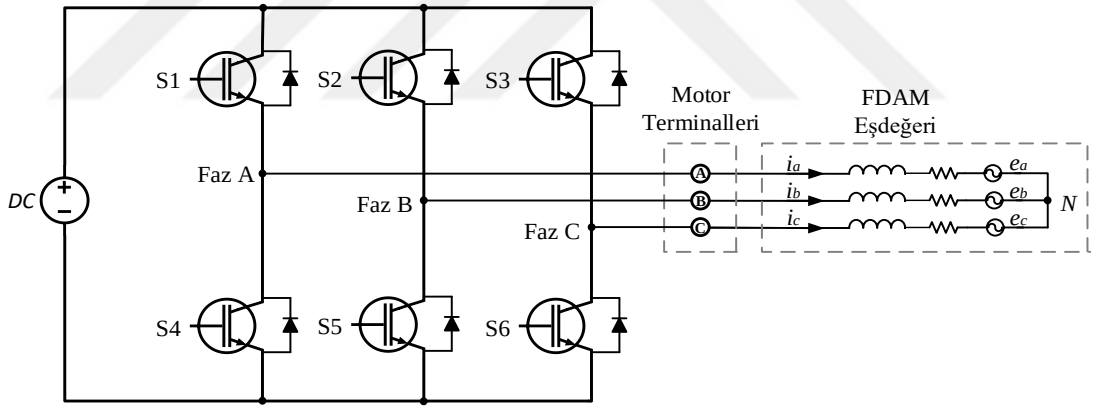


Şekil 3.6 Akıllı güç modülü

Tasarımcıların işini kolaylaştıran IPM modülleri sundukları kompakt boyut ve gelişmiş koruma özellikleri ile güç elektroniği sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır.

3.2 Üç Fazlı Evirici

Elektrik motorlarının çoğunluğu üç fazlı olarak üretilmekte ve bu tip motorları sürmek için üç fazlı evirici devreler kullanılmaktadır. Sürücü devrelerinde, genellikle altı anahtarlı köprü tipi eviriciler tercih edilmektedir. Altı anahtarlı evirici devresi, motor sürücülerinin yanı sıra solar uygulamalar, yüksek gerilim uygulamaları ve kesintisiz güç kaynakları gibi farklı alanlarda da yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.7'de altı anahtardan oluşan 3 fazlı evirici devresi gösterilmektedir. Şemada, S1-S6 güç anahtarının gate sinyal girişlerini temsil etmektedir (Mahmud vd., 2020; Mousmi vd., 2017).



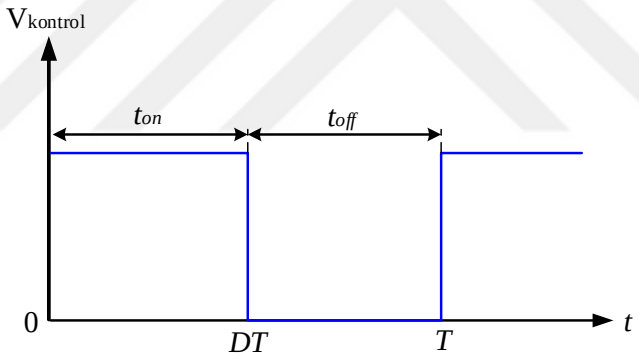
Şekil 3.7 Üç fazlı evirici

Üç fazlı eviricinin çalışma prensibi, altı adet güç anahtarının sırayla anahtarlanmasına dayanmaktadır. Güç anahtarları, çok hızlı bir şekilde açılıp kapatılarak istenilen fazların iletime sokulması sağlanır. Fazlardan geçen akımın dalga şekli, anahtarlara uygulanan sinyale göre değişmektedir. En yaygın kullanılan kontrol yöntemlerinden biri darbe genişlik modülasyonudur. Bu yöntem ile kontrol edilen eviricilerde, faz akımları kare dalga şeklinde oluşmaktadır (Ecevit, 2015).

3.3 Komütasyon Yöntemleri

Fırçasız doğru akım motorlarında rotorun dairesel hareketi, stator fazlarının belirli bir sıra ile enerjilendirilmesi ile sağlanmaktadır. Bu işlem, elektriksel komütasyon olarak adlandırılmaktadır. Elektriksel komütasyon, evirici devresinde bulunan elektronik güç elemanlarının darbe genişliği modülasyonu (PWM) yöntemi kullanılarak rotorun konum bilgilerine göre anahtarlanması ile gerçekleştirilmektedir (İmren ve Birbir, 2022).

Darbe genişlik modülasyonu tekniği, evirici çıkış gücünün kontrol edilmesi için darbe sinyalinin görev oranının değiştirilmesine dayalı bir yöntemdir. Bu yöntemde anahtarlama frekansı sabit olup güç anahtarın iletim süresi değiştirilerek güç kontrolü sağlanır. Darbe genişlik modülasyonunda kullanılan tetikleme sinyali Şekil 3.8'de gösterilmiştir.



Şekil 3.8 Darbe genişlik modülasyon sinyali

PWM sinyalinin görev oranı, periyodik kare dalga sinyalinin bir yükselen kenardan bir sonraki düşen kenara kadar olan sürenin periyot süresine bölümünü ifade etmektedir. PWM sinyalinin görev oranı denklem (3.1)'de verilmiştir.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \tag{3.1}$$

Görev oranının alabileceği minimum ve maksimum değerler denklem (3.2) ile ifade edilmiştir.

$$0 \leq D \leq 1 \tag{3.2}$$

Fırçasız doğru akım motor sürücülerinde elektriksel komütasyon için trapezoidal PWM, sinüzoidal PWM, uzay vektör PWM ve histeresiz PWM sinyalleri kullanılmaktadır (Maiya vd., 2022).

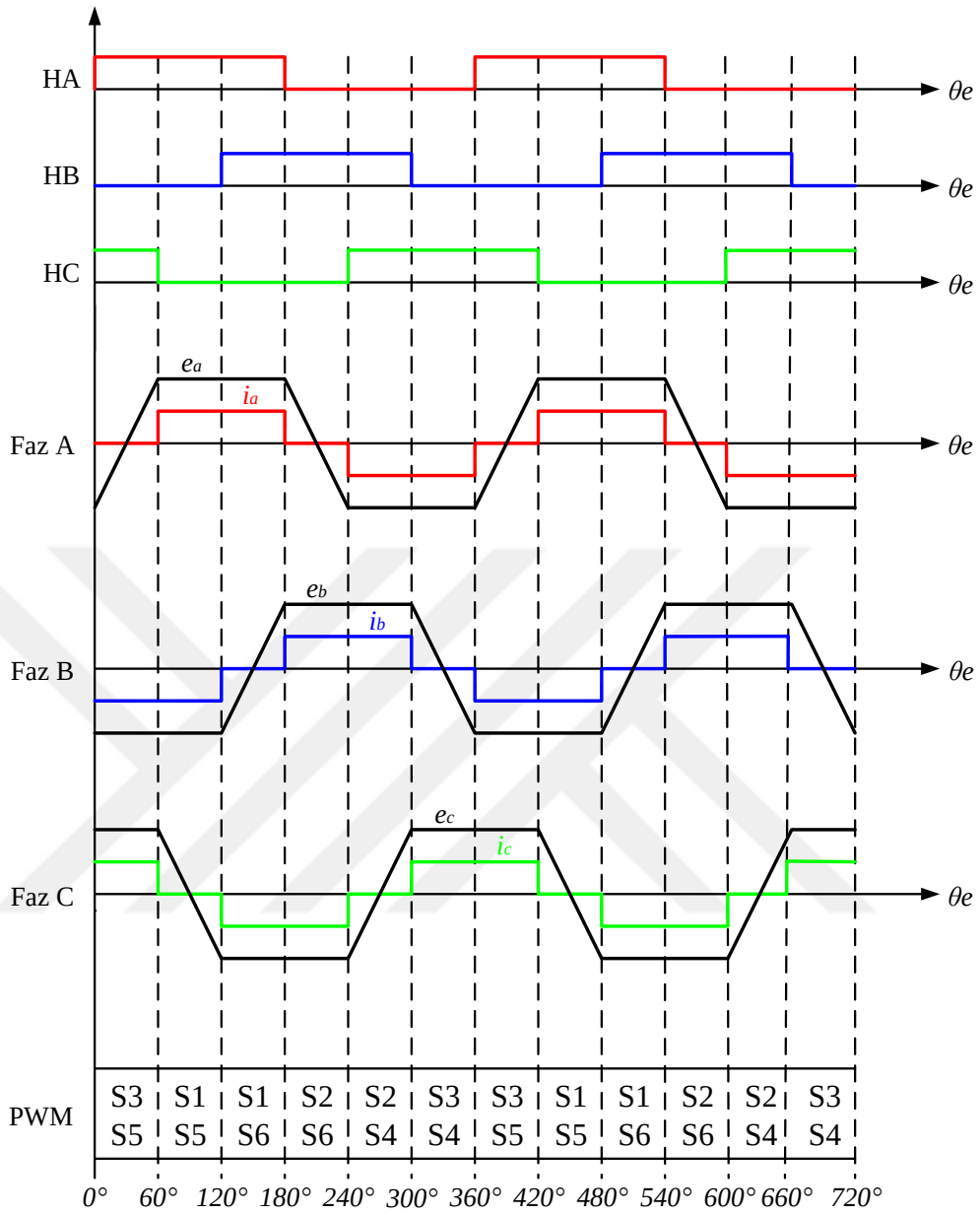
3.3.1 Trapezoidal PWM

Trapezoidal komütasyon ya da diğer bir deyişle altı adımlı komütasyon yöntemi, üç fazlı evirici devrelerinde bulunan güç anahtarlarını Tablo 3.1'de belirtilen sıraya göre aktif ederek PWM sinyalleri uygulanmaktadır. Bu yöntemde, motor rotorunun konumu üç adet alan etkili sensör tarafından algılanmakta ve anahtarlama işlemi bu sensörlerden gelen sinyallere göre gerçekleştirilmektedir. Her bir anahtarlama adımında, sadece iki fazına enerji verilirken, üçüncü faz boş bırakılmaktadır. Tablo 3.1'de trapezoidal komütasyon yönteminde kullanılan anahtarlama sıralaması gösterilmektedir. Tabloda S1-S6 arası üç fazlı evirici devresinde aktif olan güç elemanlarını, HA-HC arası alan etkili sensörlerinin çıkış bilgilerini ve Faz A-Faz C arası faz akımlarını ifade etmektedir.

Tablo 3.1 Anahtarlama sıralaması

Konum	**HA**	**HB**	**HC**	**S1**	**S2**	**S3**	**S4**	**S5**	**S6**	**Faz A**	**Faz B**	**Faz C**
0°- 60°	1	0	1			1		1		0	-I	+I
60°- 120°	1	0	0	1				1		+I	-I	0
120°- 180°	1	1	0	1					1	+I	0	-I
180°- 240°	0	1	0		1				1	0	+I	-I
240°- 300°	0	1	1		1		1			-I	+I	0
300°- 360°	0	0	1			1	1			-I	0	+I

Şekil 3.9'da alan etkili sensör sinyalleri, fazlara ait zıt elektromotor kuvvet ve akımları, 3 fazlı evirici devresinde PWM uygulanan güç anahtarları gösterilmiştir.



Şekil 3.9 Alan etkili sensörler ile trapezoidal komütasyon

Trapezoidal komütasyon yöntemi, fırçasız doğru akım motor hızını kontrol etmede oldukça etkili bir yöntemdir. Elektriksel komütasyon esnasında fazlar arasındaki geçişlerin sert olması nedeni ile düşük devirlerde tork dalgalanması oluşmaktadır. Bu tork dalgalanmaları, ses ve titreşim problemlerine yol açabilmektedir. Buna karşın, trapezoidal komütasyon yönteminin diğer yöntemlere kıyasla düşük maliyetli ve basit bir yapıya sahip olması, onu birçok uygulamada yaygın olarak kullanılan bir yöntem haline getirmektedir (İmren ve Birbir, 2022; Lee vd., 2009).

3.3.2 Sinüzoidal PWM

Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) yöntemi, birbiri ile 120 derece faz farkı bulunan üç referans sinüzoidal sinyalinin, yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen sinyal tarafından modüle edilmesine dayanmaktadır. Referans sinüzoidal sinyaller ve taşıyıcı üçgen sinyal karşılaştırılarak, güç anahtarları için gereken iletim ve kesim süreleri belirlenmektedir.

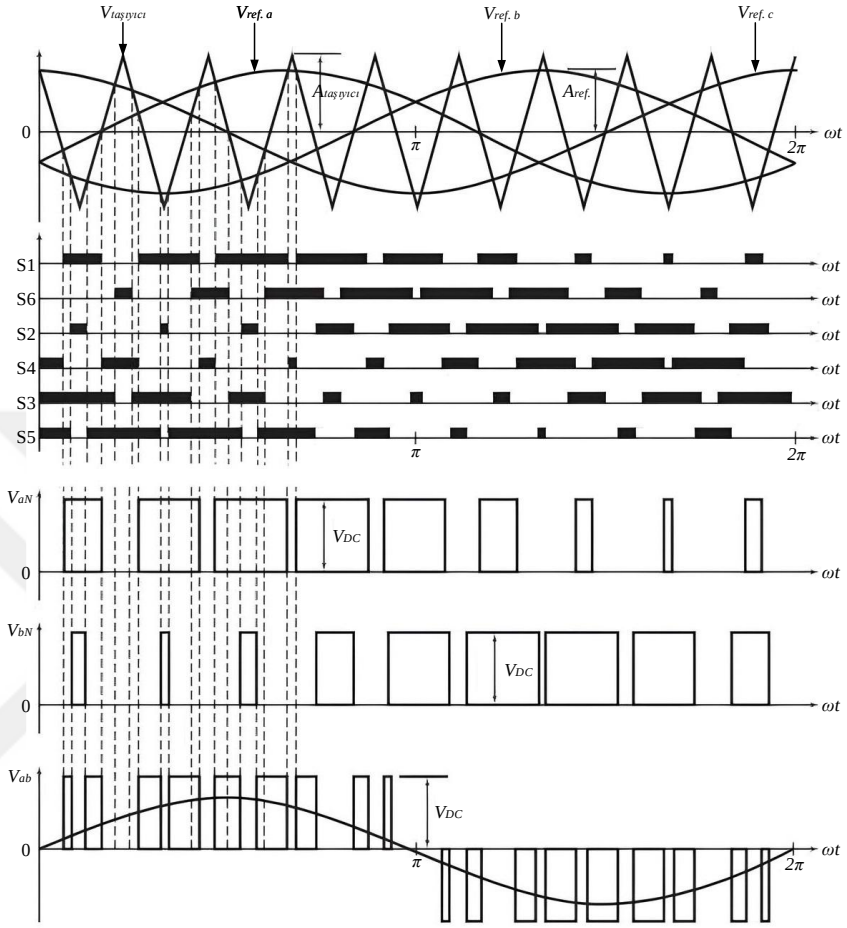
Şekil 3.10'da üç fazlı eviriciden kullanılan sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu gösterilmiştir (Rashid, 2001). SPWM yönteminde, her bir faz için aynı taşıyıcı üçgen sinyali kullanılmaktadır. Referans sinüzoidal sinyaller taşıyıcı üçgen sinyalden büyük olduğunda, eviricinin ilgili fazındaki üst güç anahtarı iletime geçerken, alt güç anahtarı kesimda olmaktadır. Bu durum, sinüzoidal dalga formunun pozitif yarım periyoduna karşılık gelir. Referans sinüzoidal sinyaller taşıyıcı üçgen sinyalden küçük olduğunda ise, alt güç anahtarı iletime geçerken, üst güç anahtarı kesimda olmaktadır. Bu durumda ise sinüzoidal dalga formunun negatif yarım periyoduna karşılık gelmektedir. Alt ve üst anahtarların iletime ve kesime geçişleri sırasında faz kollarının kısa devre durumunu önlemek için anahtarlama esnasında bir ölü zaman süresi bırakılmalıdır (Çelik, 2012). Üç fazlı bir eviricinin faz kollarında bulunan güç anahtarlarının iletim ve kesim durumları, Tablo 3.2'de gösterilmiştir.

Tablo 3.2 Faz kollarında bulunan güç anahtarlarının durumları

Faz A		**Faz B**		**Faz C**	
$V_{ref.a} > V_{taşıyıcı}$	$V_{ref.a} < V_{taşıyıcı}$	$V_{ref.b} > V_{taşıyıcı}$	$V_{ref.b} < V_{taşıyıcı}$	$V_{ref.c} > V_{taşıyıcı}$	$V_{ref.c} < V_{taşıyıcı}$
S1 ON, S4 OFF	S1 OFF, S4 ON	S2 ON, S5 OFF	S2 OFF, S5 ON	S3 ON, S6 OFF	S3 OFF, S6 ON

SPWM üretmenin bir diğer yolu da mikrodenetleyici kullanmaktır. Mikrodenetleyicinin flash belleğinde yaratılan tek boyutlu diziye bir periyotluk sinüs sinyalinin örnekleme değerleri kaydedilmektedir. Mikrodenetleyici bu diziyi okuyarak her bir elemanın değeri kadar görev oranına sahip darbe üretmekte ve dizi sonuna geldiğinde başa dönmektedir. Bu işlem sonunda analog SPWM yönteminde taşıyıcı ile

referans sinyalinin karşılaştırılması ile elde edilen sinyalin aynısı elde edilmektedir (İmren ve Birbir, 2022).



Şekil 3.10 Üç fazlı evirici için sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

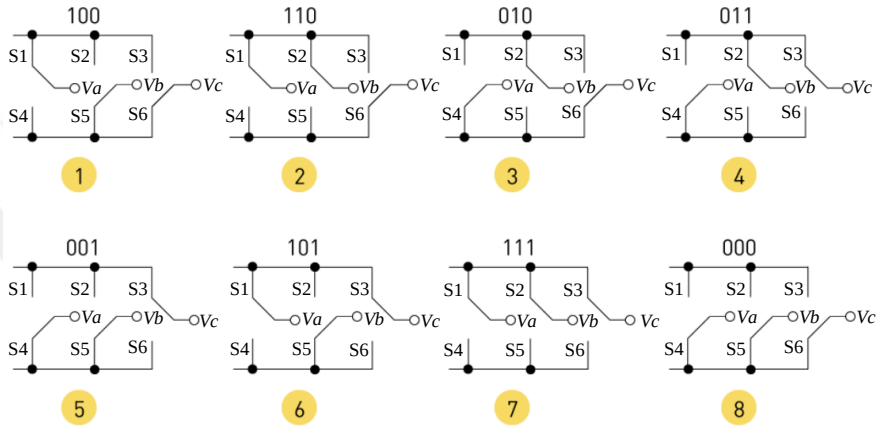
SPWM yöntemi, trapezoidal komütasyon yöntemine kıyasla daha karmaşık bir yöntemdir. SPWM yöntemde motor fazlarına uygulanan gerilimler sinüzoidal bir dalga formuna sahip olduğundan, daha yumuşak komütasyon geçişleri sağlanmakta ve tork dalgalanması ile ses ve titreşimi önemli ölçüde azaltılmaktadır.

3.3.3 Uzay Vektör PWM

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu, üç fazlı eviricide sekiz çalışma durumu için referans gerilim vektörünün durağan çatıda kendisine komşu olan iki aktif gerilim vektörü ve iki sıfır vektörü ile ifade edilmesine dayanmaktadır (Çelik, 2012; Erken, 2014).

$$\overrightarrow{V_{ref}} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}\left(V_{a0} + V_{b0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \quad (3.3)$$

Üç fazlı evirici devresi yapı olarak iki durumlu üç güç anahtar ile tanımlandığından sekiz farklı anahtar kombinasyonu vardır. Şekil 3.11'de sekiz çalışma durumu için fazlara ait gerilim kombinasyonları gösterilmiştir. Bu sekiz anahtar kombinasyonu fazlara ait gerilim vektörünü belirlemektedir (Özçıra, 2007). Üç fazlı eviricide geçerli anahtarlama durumları ve normalleştirilmiş uzay vektörleri Tablo 3.3'te verilmiştir.



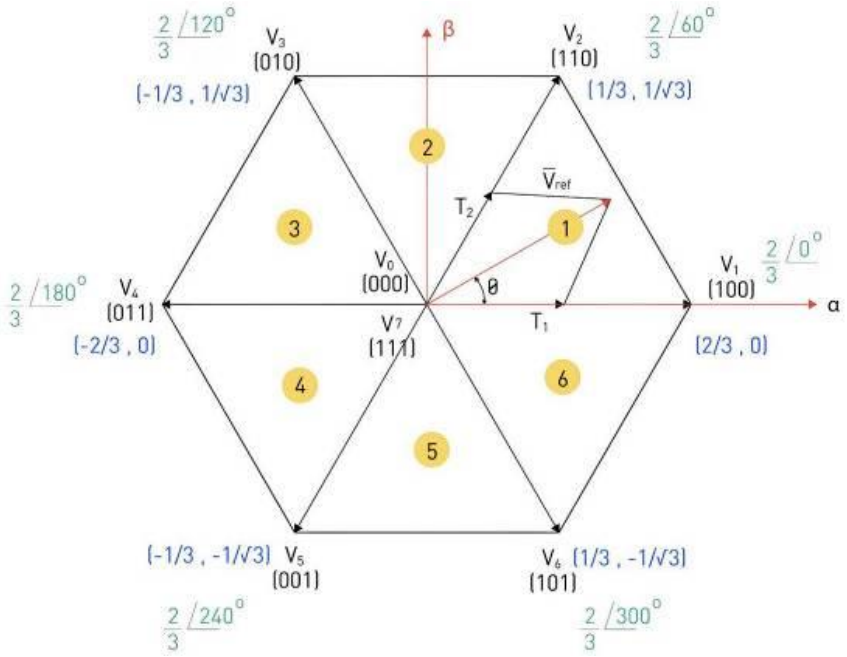
Şekil 3.11 Sekiz çalışma durumu için fazlara ait gerilim kombinasyon

Tablo 3.3 Eviricide geçerli anahtarlama durumları ve normalleştirilmiş uzay vektörleri

Gerilim Vektörleri	**Anahtar Durumları**			**Faz Nötr Gerilimi**			**Uzay Vektörleri**
	a	*b*	*c*	*Van*	*Vbn*	*Vcn*	
$\overrightarrow{V_1}$	1	0	0	$\frac{2}{3}$	$\frac{-1}{3}$	$\frac{-1}{3}$	$\frac{2}{3}+0j=\frac{2}{3}\angle 0^\circ$
$\overrightarrow{V_2}$	1	1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{-2}{3}$	$\frac{1}{3}+\frac{1}{\sqrt{3}}j=\frac{2}{3}\angle 60^\circ$
$\overrightarrow{V_3}$	0	1	0	$\frac{-1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{-1}{3}$	$\frac{-1}{3}+\frac{1}{\sqrt{3}}j=\frac{2}{3}\angle 120^\circ$
$\overrightarrow{V_4}$	0	1	1	$\frac{-2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}+0j=\frac{2}{3}\angle 180^\circ$
$\overrightarrow{V_5}$	0	0	1	$\frac{-1}{3}$	$\frac{-1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{-1}{3}+\frac{1}{\sqrt{3}}j=\frac{2}{3}\angle 240^\circ$
$\overrightarrow{V_6}$	1	0	1	$\frac{1}{3}$	$\frac{-2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}+\frac{1}{\sqrt{3}}j=\frac{2}{3}\angle 300^\circ$
$\overrightarrow{V_7}$	1	1	1	0	0	0	$0+0j=0\angle 0^\circ$
$\overrightarrow{V_0}$	0	0	0	0	0	0	$0+0j=0\angle 0^\circ$

Sekiz çalışma durumu için sıfır olmayan altı aktif gerilim vektörü ve iki sıfır vektörü vardır. Şekil 3.12'de α-β düzleminde aktif ve sıfır uzay vektörleri ve altı bölgeye ayrılması gösterilmiştir. Altı aktif gerilim vektörü denklem (3.4) ile ifade edilir.

$$\overrightarrow{V_k} = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \qquad k(1,2,\dots,6) \tag{3.4}$$



Şekil 3.12 α-β düzleminde uzay vektörleri ve altı bölge

Her bir T_s anahtarlama periyodu için ortalama uzay vektörü, $\overrightarrow{V_{ref}}$ ile ifade edilmektedir. Fırçasız doğru akım motorunun temel davranışını $\overrightarrow{V_{ref}}$ hareketi tanımlamaktadır. Anahtarlama periyodunun yeterince küçük olduğu düşünülürse, bu süre boyunca $\overrightarrow{V_{ref}}$ sabit varsayılır (Maamoun vd., 2010).

Uzay vektör modülasyon yönteminde Şekil 3.12'de gösterilmiş $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörü, altı bölgenin her birinde $\overrightarrow{V_0}$ ve $\overrightarrow{V_7}$ sıfır vektörleri ile bitişik iki aktif gerilim vektörünün ağırlıklı ortalamasının bir bileşkesi olarak ifade edilebilir. Her bir anahtarlama periyodunda istenen referans vektör, iki sıfır vektörü ile bitişik iki aktif gerilim vektörünün bulunduğu çalışma durumları arasındaki anahtarlama ile oluşturulabilir. Denklem (3.4)'de ifade edilen $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörünün genelleştirilmiş bitişik aktif vektörleri $\overrightarrow{V_k}$ ve $\overrightarrow{V_{k+1}}$ şeklinde yazılabilir. Burada k indisinin altı değerinden büyük

olduğunda bir değerine döndüğü unutulmamalıdır. Komütasyon esnasında bir çalışma durumdan diğer bir çalışma duruma geçilirken, eviricinin sadece bir bacağı anahtarlanır. Bunun sonucunda hem anahtarlama kayıpları azalmış olur hemde en iyi harmonik performans elde edilmektedir (Orman, 2008). Komütasyon işlemi, sıfır gerilim durumu ile başlayan ve iki aşamadan oluşan bir süreçtir. İlk aşamada, bitişik aktif gerilim vektörleri aynı yönde değiştirilir ve $T_s/2$ süresi dolduğunda tekrar sıfır gerilim durumuna ulaşılır. İkinci aşamada ise bitişik aktif gerilim vektörleri ters yönde değiştirilir ve $T_s/2$ süresi dolduğunda T_s anahtarlama süresi tamamlanır (Çelik, 2012; Erken, 2014). Tablo 3.4'te her bir uzay vektörü modülasyon bölgesi için anahtarlama dilimleri gösterilmektedir.

Tablo 3.4 Bölgelerin anahtarlama dilimleri

		Anahtarlama Süresi							
		$T_s/2$				$T_s/2$			
Bölge	**Dilim**	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**
1	Vektörler	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_1}$	$\overrightarrow{V_2}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_2}$	$\overrightarrow{V_1}$	$\overrightarrow{V_0}$
	Durumlar	000	100	110	111	111	110	100	000
2	Vektörler	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_3}$	$\overrightarrow{V_2}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_2}$	$\overrightarrow{V_3}$	$\overrightarrow{V_0}$
	Durumlar	000	010	110	111	111	110	010	000
3	Vektörler	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_3}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_3}$	$\overrightarrow{V_0}$
	Durumlar	000	010	011	111	111	011	010	000
4	Vektörler	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_5}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_5}$	$\overrightarrow{V_0}$
	Durumlar	000	001	011	111	111	011	001	000
5	Vektörler	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_5}$	$\overrightarrow{V_6}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_6}$	$\overrightarrow{V_5}$	$\overrightarrow{V_0}$
	Durumlar	000	001	101	111	111	101	001	000
6	Vektörler	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_1}$	$\overrightarrow{V_6}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_7}$	$\overrightarrow{V_6}$	$\overrightarrow{V_1}$	$\overrightarrow{V_0}$
	Durumlar	000	100	101	111	111	101	100	000

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda $\overrightarrow{V_0}$, $\overrightarrow{V_k}$, $\overrightarrow{V_{k+1}}$ ve $\overrightarrow{V_7}$ vektörleri için süreler hesaplanarak komütasyon yapılmaktadır. Herhangi bir k bölgesi için $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörü denklem (3.5) ile ifade edilebilir.

$$\int_0^{\left(\frac{T_s}{2}\right)} \overrightarrow{V_{ref}}\, dt = \int_0^{\left(\frac{T_0}{2}\right)} \overrightarrow{V_0}\, dt + \int_{\left(\frac{T_0}{2}\right)}^{\left(\frac{T_0}{2}+T_k\right)} \overrightarrow{V_k}\, dt + \int_{\left(\frac{T_0}{2}+T_k\right)}^{\left(\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}\right)} \overrightarrow{V_{k+1}}\, dt + \int_{\left(\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}\right)}^{\left(\frac{T_s}{2}\right)} \overrightarrow{V_7}\, dt \qquad (3.5)$$

$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_s/2$ ve $\overrightarrow{V_0}$ = $\overrightarrow{V_7}$ değerleri yerine yazılırsa denklem (3.6) elde edilir.

$$\overrightarrow{V_{ref}} \frac{T_s}{2} = \overrightarrow{V_k} T_k + \overrightarrow{V_{k+1}} T_{k+1} \qquad (3.6)$$

Her bir T_s anahtarlama periyodunda iki adet $T_0 + T_k + T_{k+1}$ süresi bulunmaktadır. Denklem (3.4) ifadesi, denklem (3.6) yerine yazılırsa, denklem (3.7) elde edilir.

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}\left(\frac{T_k}{\frac{T_s}{2}}\right)} + \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k)\frac{\pi}{3}\left(\frac{T_{k+1}}{\frac{T_s}{2}}\right)} \qquad (3.7)$$

Bu denklemde $\overrightarrow{V_{ref}} = V_\alpha + jV_\beta$ ifadesi yerine yazılarak reel ve sanal kısımlar ayrıştırılır ise denklem (3.8) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \qquad (3.8)$$

$\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörünün açısı θ ile temsil edilir. Bu açının alabileceği değer aralığı denklem (3.9)'da belirtilmiştir.

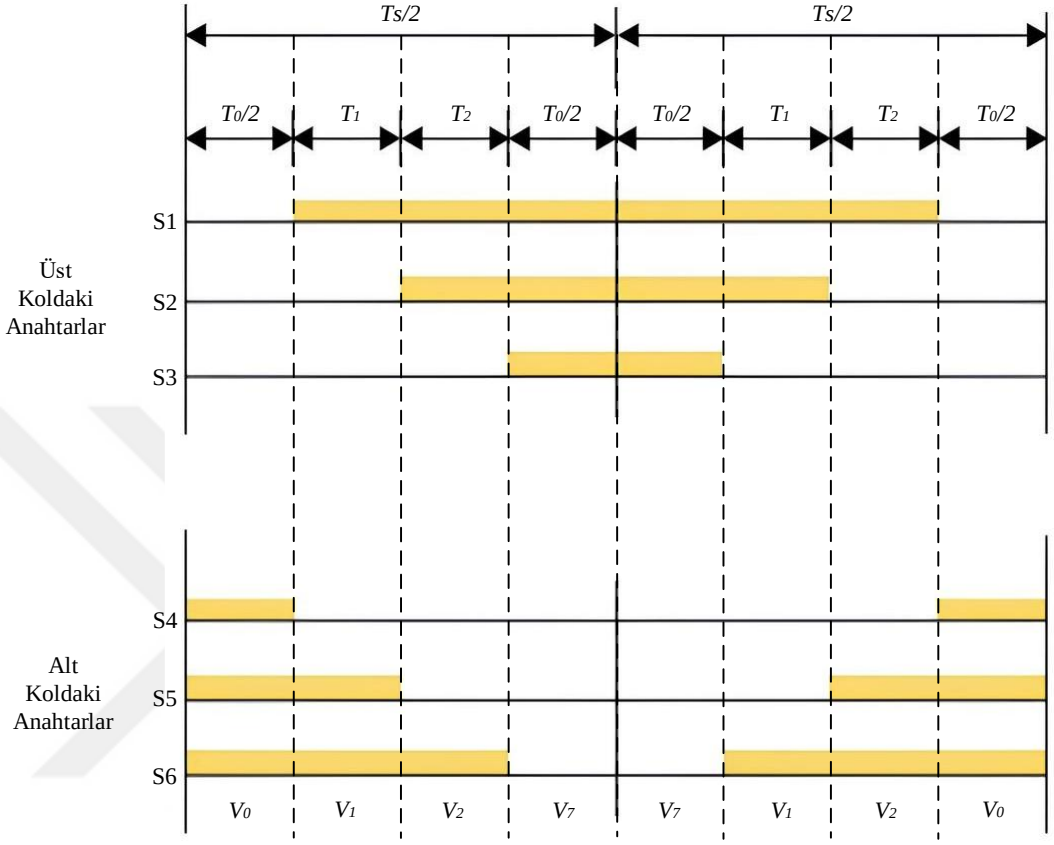
$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{k\pi}{3} \qquad (3.9)$$

Denklem (3.8)'den T_k ve T_{k+1} süreleri çekilmiş ve denklem (3.10)'da belirtilmiştir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \qquad (3.10)$$

Uygulamalarda genellikle toplam sıfır vektörünün süresi T_0, iki sıfır vektörü olan $\overrightarrow{V_0}$ ve $\overrightarrow{V_7}$ arasında eşit bir şekilde paylaştırılır. Şekil 3.13'te referans gerilim vektörünün

bölge 1'de konumlanması halinde, üç fazlı eviricinin güç anahtarlarına uygulanan darbe genişlik modülasyon sinyalleri gösterilmiştir.



Şekil 3.13 Bölge 1 bulunan referans vektör için PWM sinyalleri

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda, $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörü dairesel bir yörüngede ω açısal hızı ile hareket etmektedir. Bu açısal hareket, $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörün θ açısı ile belirlenmektedir (Çelik, 2012; Erken, 2014).

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \left|\overrightarrow{V_{ref}}\right| e^{j\omega t} = \left|\overrightarrow{V_{ref}}\right| [cos(\omega t) + jsin(\omega t)] \tag{3.11}$$

Burada $\left|\overrightarrow{V_{ref}}\right|$ gerilim vektörünün genliği, ω ise gerilim vektörünün açısal hızını ifade etmektedir. Denklem (3.11) ifadesi, denklem (3.10) yerine yazılırsa, aktif gerilim vektörlerine ait anahtarlama süreleri elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\left|\overrightarrow{V_{ref}}\right|}{V_{dc}} T_s \begin{bmatrix} sin\left(\frac{k\pi}{3} - \omega t\right) \\ sin\left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

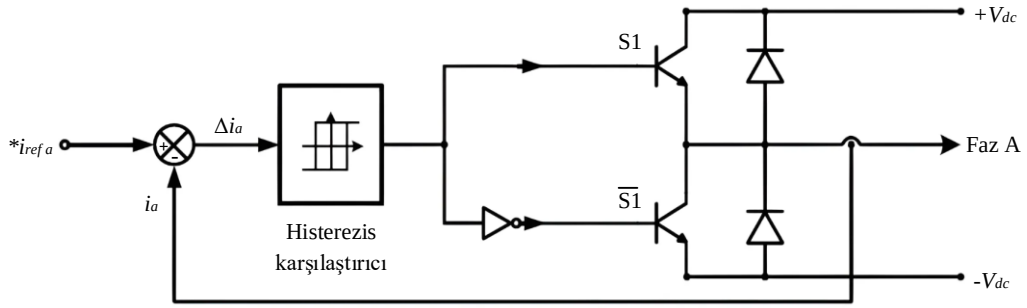
Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda referans gerilim vektörünün bulunduğu bölgenin tespiti, denklem 3.13'te ifade edilen θ açısının değerine göre yapılmaktadır.

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \tag{3.13}$$

Hesaplama arctan ve bölme işlemlerini içerdiğinden, mikrodenetleyici üzerinde iki çalışma zamanı gerektirmektedir. Ek olarak, V_α sıfıra eşit olduğunda θ açısı belirlenememektedir. Bu problemi aşmak için referans vektörün bulunduğu çeyrek dairedeki reel ve sanal bileşenlerinin işaretlerine bakılarak belirlenmektedir. Örneğin, ikinci çeyrekte V_α vektörünün işareti negatif V_β vektörünün işareti pozitif olduğu varsayımı ile $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörü ya bölge 2'de ya da bölge 3'de konumlanabilir. Bu durumda, θ ifadesi için $\theta \leq (2\pi/3)$ koşulu sorgulanır. Sorgulanma sonucunda θ değeri $(2\pi/3)$'ten küçük veya eşit ise $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörü bölge 2'de, büyük ise bölge 3'te konumlanmış kabul edilmektedir.

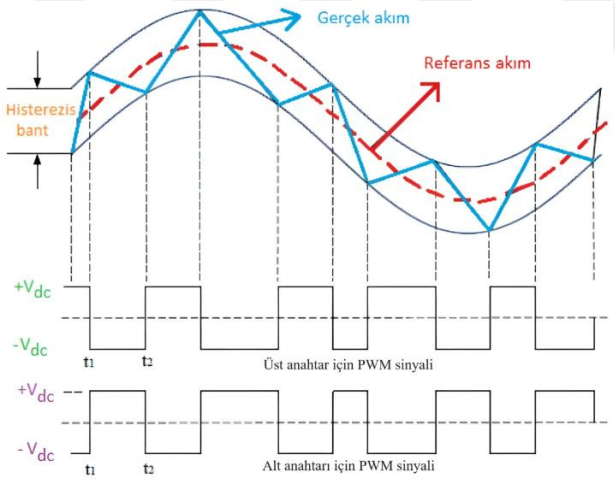
3.3.4 Histerezis PWM

Histerezis darbe genişlik modülasyonu akım kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.14'te histeresiz PWM kontrol yöntemi görülmektedir. Bu yöntemde motorun stator akımının anlık değeri bir geri besleme döngüsü ile ölçülmekte ve belirlenen bir histerezis bant içerisinde sinüzoidal akım referansını takip etmesini sağlamaktadır. Şekil 3.15'te histerezis bandı içerisinde kalan stator akımına göre üretilen darbe genişlik modülasyon sinyalleri gösterilmektedir. Gerçek akım üst histerezis bandını aşarsa, eviricinin ilgili bacağındaki üst anahtar kesime girerken alt anahtar ise iletime girmektedir. Bu durum stator akımın azalmasına neden olur. Akım histerezis bandının altına düştüğünde ise, eviricinin ilgili bacağındaki üst anahtar iletime girerken alttaki anahtar ise kesime girmektedir. Bu durumda ilgili faza uygulanan gerilimin efektif değeri artırarak stator akımın artmasına neden olmaktadır. Anahtarlama işlemleri sırasında faz kollarında kısa devre oluşmasını önlemek için, anahtarların iletime ve kesime geçişleri arasına bir ölü zaman bırakılmalıdır. Histerezis kontrol yönteminin uygulaması ile motorun stator akımları arzu edilen histerezis bant içinde tutulmaktadır (Çelik, 2012; Orman, 2008).



Şekil 3.14 Histeresiz PWM kontrol yöntemi

Histerezis PWM yönteminin uygulanması kolaydır ve kontrolcünün tepkisi oldukça hızlıdır. Ayrıca, kontrolcü stator akım değerinden başka bir parametreye gerek duymamaktadır. Bu yöntemde üretilen darbe genişlik modülasyonunun anahtarlama frekansı sabit değildir ve bir frekans bandı içinde değişmektedir. Statora ait akımın dalgalanması arzu edilmez ise histerezis band daraltılarak her periyot boyunca daha fazla sayıda anahtarlama yapılmasına neden olmaktadır. Bunun sonucunda olarak anahtarlama kayıpları artmaktadır (Adam, 2007).



Şekil 3.15 Histerezis band içerisinde kalan stator akımına göre üretilen PWM sinyalleri

3.4 Kontrolcülerin Sınıflandırılması

Fırçasız doğru akım motorunun kullanım amacına yönelik hız, konum ve tork değişkenleri kontrol edilmektedir. Motora ait değişkenler PWM sinyalinin görev oranına bağlı olarak ayarlanmakta ve bir kapalı çevrim kontrol algoritması aracılığı ile denetlenmektedir. Günümüz sistemlerinde, kontrolcüler genellikle klasik ve modern olmak üzere iki sınıfa ayrılmaktadır.

3.4.1 Klasik Kontrolcüler

Klasik kontrolcüler, aç-kapa kontrol eylemi dışında oransal (P), integral (I) ve türevsel (D) kontrol eylemlerinin basit kombinasyonlarından oluşmaktadır. Bu kontrolcüler, yazılım veya donanım olarak kolayca gerçekleştirilebilmektedir.

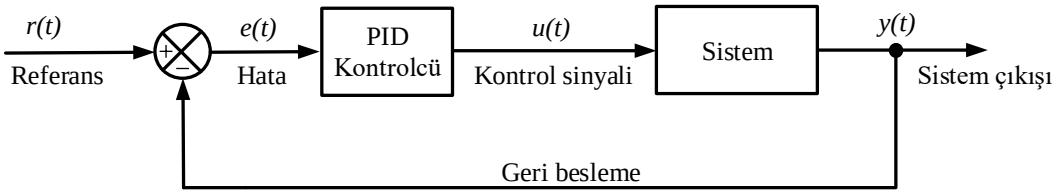
3.4.1.1 Aç-kapa kontrol

Aç-kapa kontrolcü sadece hatanın işaretine bakarak sistemi kontrol etmektedir. Hatanın işareti pozitif ise sisteme enerji verilmekte, negatif ise sistemin enerjisi kesilmektedir. Bu kontrol tipi genellikle hassas olmayan uygulamalarda tercih edilmektedir.

3.4.1.2 PID (Oransal-integral-türevsel) kontrol

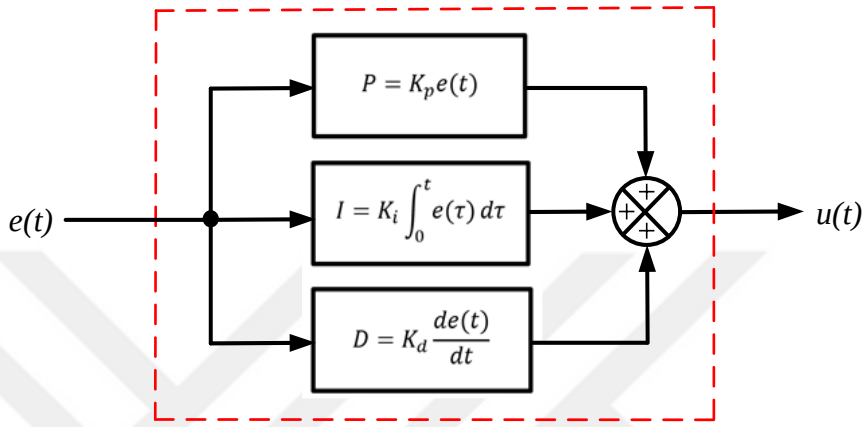
P, I ve D kontrol eylemlerinin kombinasyonlarından oluşan P, I, PI, PD ve PID kontrolcüler ise hatanın hem işaretine hem de büyüklüğüne bakarak sistemi kontrol etmektedir. Hatanın işareti sisteme ne yönde müdahalede bulunacağını belirlerken, hatanın büyüklüğü müdahalenin miktarını ifade etmektedir. Bu kontrolcüler, hassas uygulamalarda tercih edilmekte ve endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. PID kontrolcüler, kullanılan klasik kontrolcü türleri arasında en yaygın olanıdır.

PID kontrol, geri besleme üzerinden gelen çıkış değerinin referans değerinden çıkarılması ile elde edilen hatayı oransal, integral ve türevsel olarak paralel işleyerek sistemin istenilen referans değerine oturmasını sağlayan bir kontrol yöntemidir. Şekil 3.16'da geri beslemeli PID kontrol sisteminin blok şeması görülmektedir.



Şekil 3.16 Geri beslemeli PID kontrol sistemi

PID kontrol sisteminin amacı referans ile ölçülen değer arasındaki hatayı zamanla minimize ederek sistemin referans değerine ulaşmasını sağlamaktır. Bununla birlikte yüzde aşım, oturma zamanı ve yükselme zamanı gibi sistem davranışları açısından önemli parametreleri, kapalı çevrim transfer fonksiyonunu kullanarak istenilen seviyede tutmaktadır. Şekil 3.17'de PID bloğunun içyapısı görülmektedir.



Şekil 3.17 PID kontrol bloğunun iç yapısı

PID kontrol bloğunun zaman alanında çıkış ifadesi denklem 3.14'te verilmiştir.

$$\mathrm{u}(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau)\, d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \tag{3.14}$$

Çıkış ifadesinde yer alan K_p, K_i ve K_d katsayıları sırası ile oransal, integral ve türev sabitleridir. Zaman alanında verilmiş olan PID çıkış denklemi toplam şeklinde ifade edildiğinden ayrı ayrı laplace dönüşümleri alınarak frekans alanına kolaylıkla aktarılabilmektedir. PID kontrol bloğunun frekans alanında çıkış ifadesi denklem 3.15'te verilmiştir.

$$\mathrm{U}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s\right) E(s) \tag{3.15}$$

PID kontrol bloğunun transfer fonksiyonu frekans alanında çıkış sinyalinin girişine uygulanan hata sinyaline bölünmesi ile bulunmaktadır. Denklem 3.16'da PID kontrol bloğunu transfer fonksiyonu verilmiştir.

$$\mathrm{C}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \tag{3.16}$$

PID kontrolcü içerisindeki K_p, K_i ve K_d katsayılarının her biri sistem parametrelerine karşı farklı etkiye sahiptir. K_p katsayısı en etkili parametre olup yükselme zamanı, aşım ve kalıcı durum hatası üzerinde etkilidir. Değeri arttıkça sistemin cevap verme hızı da artmaktadır. Ancak K_p katsayısının yüksek olması durumunda sistemde aşım meydana gelmektedir. K_i katsayısı sistemin kalıcı durum hatası ortadan kaldırmak için kullanılır. K_d katsayısı sistemin cevabındaki aşım ve oturma zamanı azaltmak amacı ile kullanılmaktadır (Kizir vd., 2021). PID katsayılarının sistem üzerindeki etkileri Tablo 3.5'te özetlenmiştir.

Tablo 3.5 PID katsayıların sisteme etkileri

Artan Katsayı	**Yükselme Zamanı**	**Yüzdelik Aşım**	**Oturma Zamanı**	**Kalıcı Durum Hatası**
K_p	Azalır	Artar	Etkilenmez	Azalır
K_i	Azalır	Artar	Artar	Azalır
K_d	Etkilenmez	Azalır	Azalır	Etkilenmez

PID katsayılarının doğru şekilde ayarlanması, kontrol edilen sistemin hızlı cevap vermesini ve yüksek kararlılık göstermesini sağlamaktadır. Ancak pratikte hızlı cevap verme ile yüksek kararlılık arasında ters orantı bulunmaktadır. Sistem cevabı hızlandıkça kararlılık azalmakta, kararlılık arttığında ise hedeflenen sistem cevabı gecikmektedir. Gerçek zamanlı PID uygulamalarında, kabul edilebilir bir kararlılık ve orta derecede bir cevap süresi elde etmek esastır. PID parametrelerin uygun şekilde belirlenmesi için çeşitli yöntemler mevcuttur. Bunlardan en yaygın kullanılanı Ziegler-Nichols yöntemidir. Bu yöntem, deneysel bir yaklaşım kullanarak sistemin açık döngü tepki eğrisini analiz ederek K_p, K_i ve K_d değerleri belirlenmektedir. Cohen-Coon ve Tyreus-Luyben gibi diğer yöntemler de bulunmakta, ancak Ziegler-Nichols yöntemi basitliği ve etkinliği nedeni ile daha yaygın kullanılmaktadır (Anwar ve Pan, 2013; Tabak, 2020; Zhang vd., 2019).

3.4.2 Modern Kontrolcüler

Karmaşık sistemlerin kontrolü, mühendislik ve bilimin birçok dalında kritik bir öneme sahiptir. Geleneksel kontrol yöntemleri, belirli parametreler ve önceden tanımlanmış

modeller ile sınırlandırılmışken, modern kontrolcüler daha esnek ve uyarlanabilir çözümler sunmaktadır. Bu bağlamda, bulanık mantık ve yapay sinir ağları, belirsizlik ve karmaşıklık içeren sistemlerde en yaygın kullanılan yöntemlerdir.

3.4.2.1 Bulanık mantık kontrol

Fırçasız doğru akım motorların kontrolü, parametre ve yük değişimlerinden kaynaklanan belirsizlikler ve doğrusal olmayan dinamikler gibi önemli zorluklar sunmaktadır. Bu zorlukların üstesinden gelmek için geleneksel PID gibi denetim yöntemleri yeterli kalmamakta ve daha gelişmiş yaklaşımlara ihtiyaç duyulmaktadır.

Bulanık mantık kontrol, belirsiz ve doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde oldukça etkili bir yöntem olarak ortaya çıkmaktadır. Uzman bilgisinden yararlanarak if-then kuralları ile çalışan bulanık mantık kontrol, fırçasız doğru akım motorlarının karmaşık dinamiklerini modelleme ihtiyacını ortadan kaldırmakta ve sistemin belirsizliklerine karşı daha dayanıklı bir kontrol imkânı sunmaktadır (Kaplan vd., 2020).

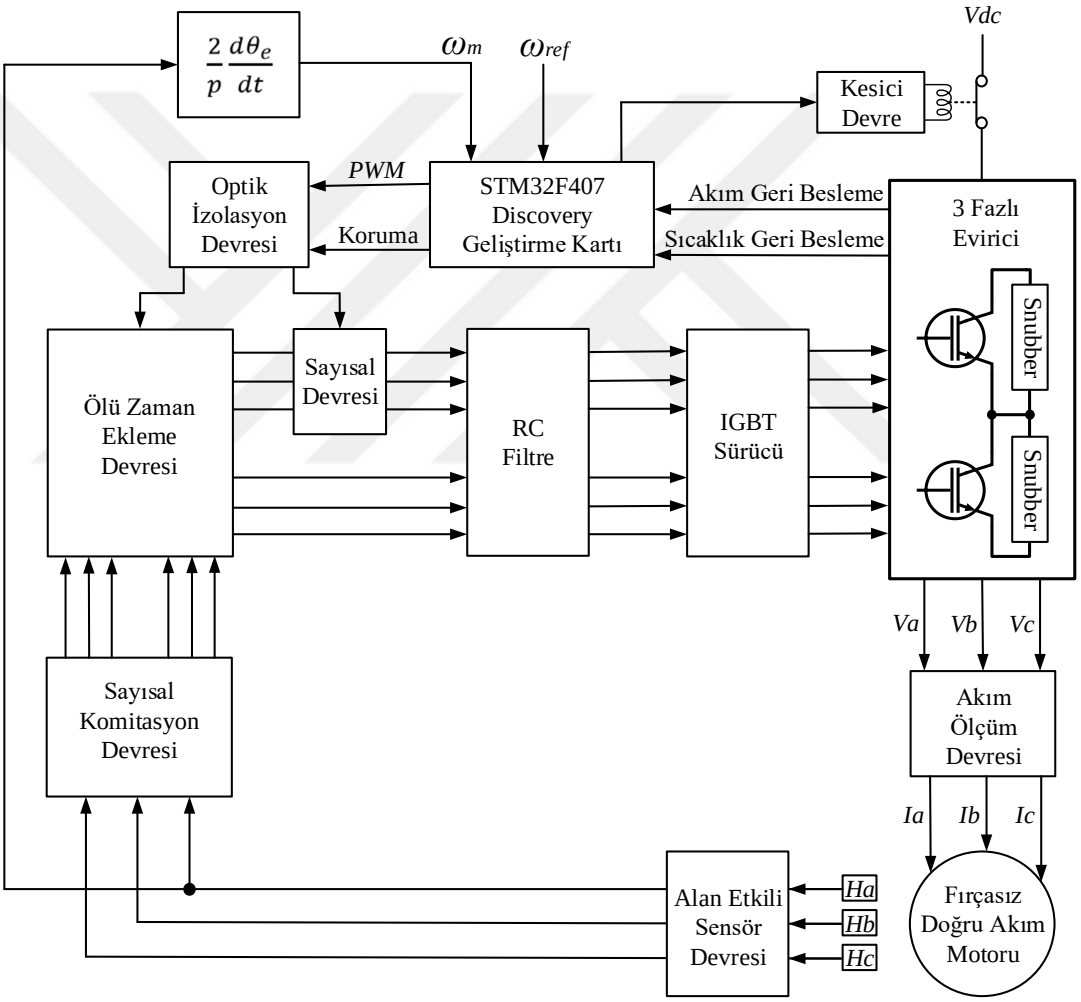
Bulanık mantık kontrolcünün fırçasız doğru akım motorları kontrolündeki başarısı, üyelik fonksiyonlarının şekli ve sayısı ile kural tablosunun oluşturulmasına bağlıdır. Bu unsurların doğru şekilde seçilmesi ve tasarlanması, denetleyicinin performansını önemli ölçüde etkilemektedir. Uzman bilgisine dayalı bu tasarım süreci, bilginin doğruluğu ve tutarlılığı gibi önemli zorluklar barındırmaktadır.

3.4.2.2 Yapay sinir ağları tabanlı kontrol

Klasik PID gibi matematiksel modellere dayalı kontrol yöntemleri fırçasız doğru akım motorların kontrolünde sıklıkla tercih edilse de, bu yöntemler motor parametrelerinin sabit olduğu varsayımına dayanmaktadır. Gerçekte ise fırçasız doğru akım motorlarının parametreleri çalışma koşullarına ve dış etkilere bağlı olarak zamanla değişkenlik göstermektedir. Bu durum, klasik kontrol yöntemlerinin performansını olumsuz etkileyebilmektedir. Yapay sinir ağları, doğrusal olmayan fonksiyonları belirli bir eğitim sürecinden sonra öğrenme ve genelleme yeteneklerine sahip olan matematiksel modellerdir. Bu sayede, fırçasız doğru akım motor parametrelerinin zamanla değişmesi durumuna adapte olabilmektedir (Özçıra, 2007).

4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

Tasarlanan motor sürücü, hem fırçasız doğru akım motorunu hızını kontrol etmekte hem de aşırı akım ve sıcaklık durumlarında koruma mekanizmalarını devreye alarak besleme gerilimini kapatmaktadır. Şekil 4.1'de tasarlanan fırçasız doğru akım motor sürücüsünün blok şeması gösterilmiştir.



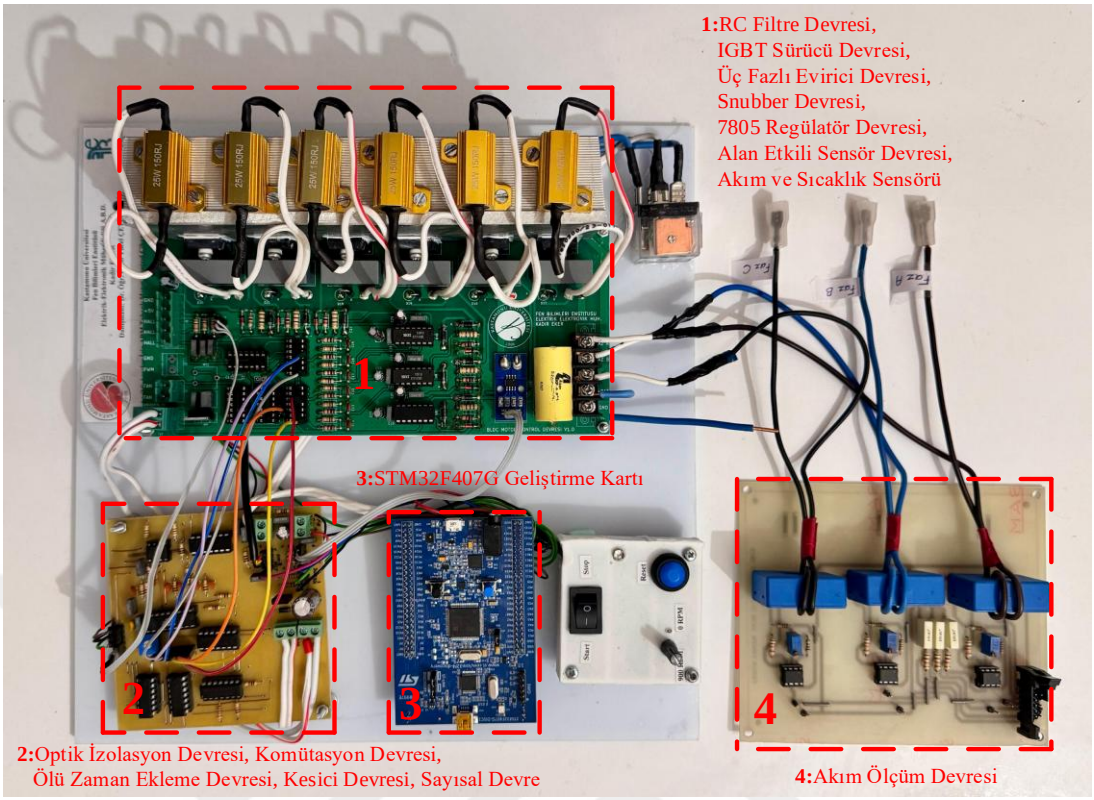
Şekil 4.1 Fırçasız doğru akım motor sürücüsünün blok şeması

Tasarlanan motor sürücü cihazındanki tüm alt devreler STM32F407G geliştirme kartının üzerinde bulunan ARM 32 bit Cortex-M4 tabanlı STM32F407VG mikrodenetleyici tarafından kontrol edilmektedir. Bu mikrodenetleyici tasarlanan motor sürücüsünün her bloğu ile bağlantı halindedir. Alan etkili sensörlerden gelen

konum bilgisi STM32F407VG mikrodenetleyici tarafından mekanik hız bilgisini dönüştürülmektedir. İstenilen referans hız bilgisi STM32F407VG mikrodenetleyicinin analog dijital dönüştürücü birimi ile alınır. STM32F407VG mikrodenetleyicinin içerisine gömülü olan PID algoritmasını hızdaki hataya göre darbe genişlik modülasyon sinyalinin görev oranını ayarlamaktadır. Bu PWM sinyalin genliği maksimum 3,3 volttur. Optik izolasyon devresi hem 3,3 voltu 5 volt seviyesine çıkarmakta hem de STM32F407G geliştirme kartı ile güç devresi arasında yalıtımı sağlamaktadır. Komütasyon devresi alan etkili sensörlerden gelen rotorun konum bilgilere göre üç fazlı eviricide bulunan ilgili güç anahtarlarını aktif etmektedir. Direnç kapasitör filtre devresi komütasyon sinyalinden yüksek frekanslı gürültü sinyallerini arındırır. Ölü zaman ekleme devresi komütasyon sinyalleri arasına bir boşluk bırakarak üç fazlı eviricideki güç anahtarlarını kısa devre olmasını önlemektedir. IGBT sürücü devresi eviricideki güç anahtarlarını tam iletime ve tam kesimi götürecek şekilde komütasyon sinyallerini kuvvetlendirmektedir. Üç fazlı evirici komütasyon sinyaline göre fırçasız doğru akım motorun stator sargılarına enerjilendirerek rotorun dönmesi sağlamaktadır. Snubber devresi anahtarlama sırasında oluşan ani gerilim ve akımları sönümleyerek güç anahtarını korumaktadır. Akım ve sıcaklık bilgileri motor sürücüsü çalıştığı sürece sürekli takip edilmekte ve belirlenen sınır değerine ulaştığında kontrol sinyalleri ile beraber besleme gerilimini kesmektedir.

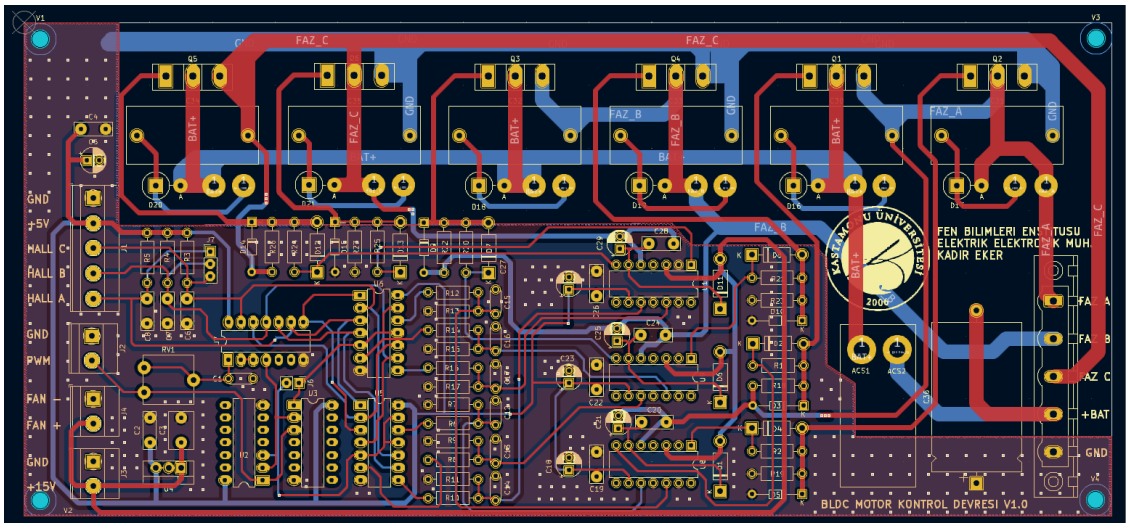
4.1 Fırçasız Doğru Akım Motor Sürücüsü ve Bileşenleri

Geliştirilen fırçasız doğru akım motor sürücüsü, STM32F407G geliştirme kartı, optik izolasyon devresi, komütasyon devresi, ölü zaman ekleme devresi, sayısal devre, RC filtre devresi, IGBT sürücü devresi, üç fazlı evirici devresi, snubber devresi, 5 voltluk regülatör devresi, alan etkili sensör devresi, kesici devresinden ve sıcaklık ile akım sensörlerinden oluşmaktadır. Şekil 4.2'de tasarlanan fırçasız doğru akım motor sürücü devresi görülmektedir.



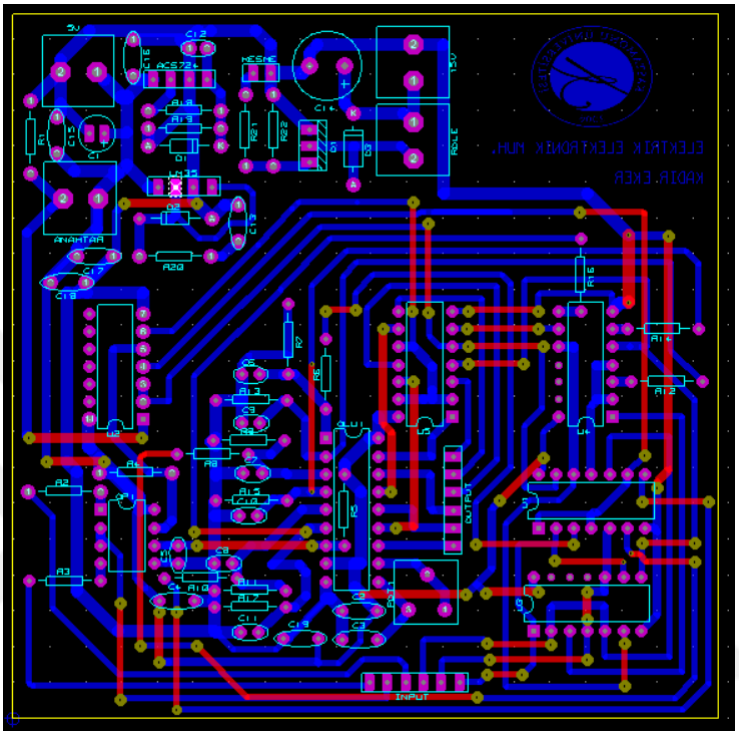
Şekil 4.2 Fırçasız doğru akım motor sürücü devresi

RC filtre devresi, IGBT sürücü devresi, üç fazlı evirici devresi, snubber devresi, 5 voltluk regülatör devresi, alan etkili sensör devresinin bulunduğu baskı devre kartı KiCad 7.0 programı kullanarak çift katmanlı olarak tasarlanmıştır. Baskı devre kartı 10 x 22 cm boyutlarına sahiptir. Şekil 4.3'de çift katmanlı baskı devre kartının görüntüsü sunulmuştur.



Şekil 4.3 Çift katmanlı baskı devre kartın görüntüsü

Optik izolasyon, komütasyon, ölü zaman ekleme ve sayısal devre bileşenlerini içeren baskı devre kartı Proteus 7.10 yazılımı kullanılarak tek katmanlı olarak tasarlanmıştır. Tasarlanan baskı devre kartı 10 x 10 cm ebatlarındadır. Şekil 4.4'te tek katmanlı baskı devre kartının görseli sunulmuştur.



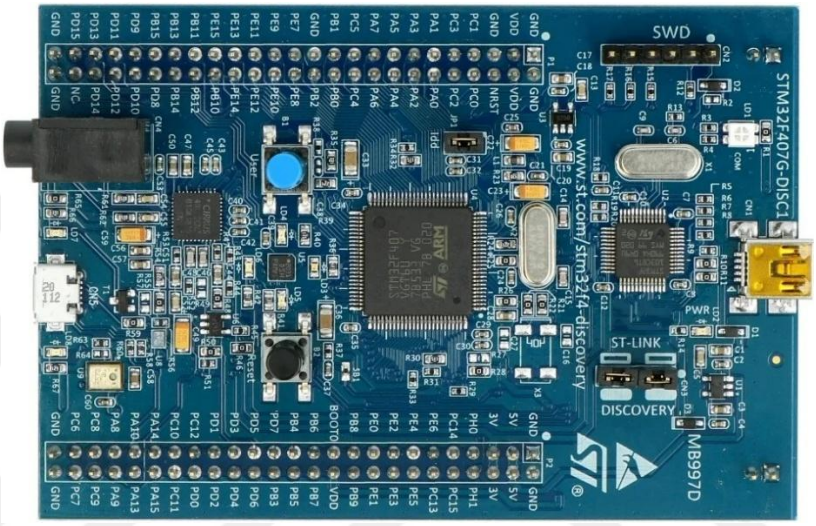
Şekil 4.4 Tek katmanlı baskı devre kartın görüntüsü

Geliştirilen fırçasız doğru akım motor sürücüsünün tüm bileşenleri ayrıntılı olarak alt bölümlerde açıklanmıştır.

4.1.1 STM32F407G Geliştirme Kartı

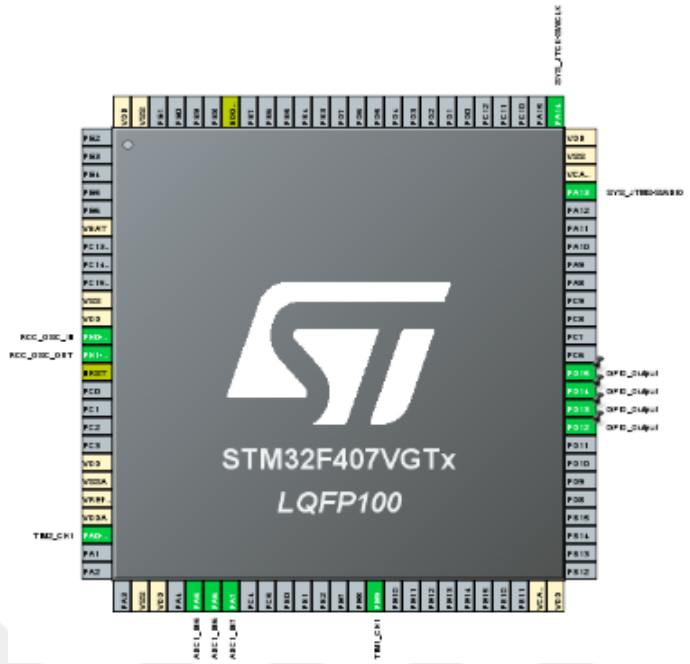
STM32F407G geliştirme kartının üzerinde bulunan ARM işlemci mimarisi sahip 32 bit Cortex-M4 tabanlı STM32F407VGT6 mikrodenetleyicisi bulunmaktadır. Şekil 4.5'te STM32F407G geliştirme kartı gösterilmiştir. Geliştirme kartında bulunan 8 MHz dahili kristal osilatör sayesinde STM32F407VGT6 mikrodenetleyicisi maksimum 168 MHz hızında çalıştırılabilmektedir. STM32F407VGT6 mikrodenetleyicisi 32 bitlik yapısı sayesinde 8 bitlik mikrodenetleyicilere göre oldukça hızlıdır. Yüksek performans ve düşük güç tüketimi özellikleri ile gömülü sistemler kullanımı giderek yaygınlaşmaktadır. STM32F407VG mikrodenetleyicisi en

önemli özelliği sayısal işaret işleme fonksiyonlarına sahip olmasıdır. Geliştirme kartı, bilgisayar ile haberleşme için USB girişlerine sahiptir. Giriş, çıkış ve güç pinleri iki adet ikili 50 pin erkek soket aracılığı ile kolayca erişilebilmektedir. Kullanıcı arayüzü için dört farklı renkte LED bulunur. Dijital mikrofon çipi ve kulaklık girişi sayesinde çeşitli DSP ve ses uygulamaları gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca geliştirme kartı üzerinde reset butonu, kullanıcı butonu ve üç eksen ivme ölçer sensörü bulunmaktadır.



Şekil 4.5 STM32F407G geliştirme kartı

STM32F407G geliştirme kartının konfigürasyonu, STM32CubeIDE kullanılarak yapılmıştır. Fırçasız doğru akım motor sürücüsünde, STM32F407VG mikrodenetleyicisinin 12 bit çözünürlüğe sahip üç adet ADC pini, bir adet 16 bit ve bir adet 32 bit çözünürlüğe sahip iki adet zamanlayıcı pini ve dört adet dijital çıkış pini olmak üzere toplam dokuz pin kullanılmıştır. Şekil 4.6'da STM32F407VG mikrodenetleyicinin pin ayarları gösterilmiştir.

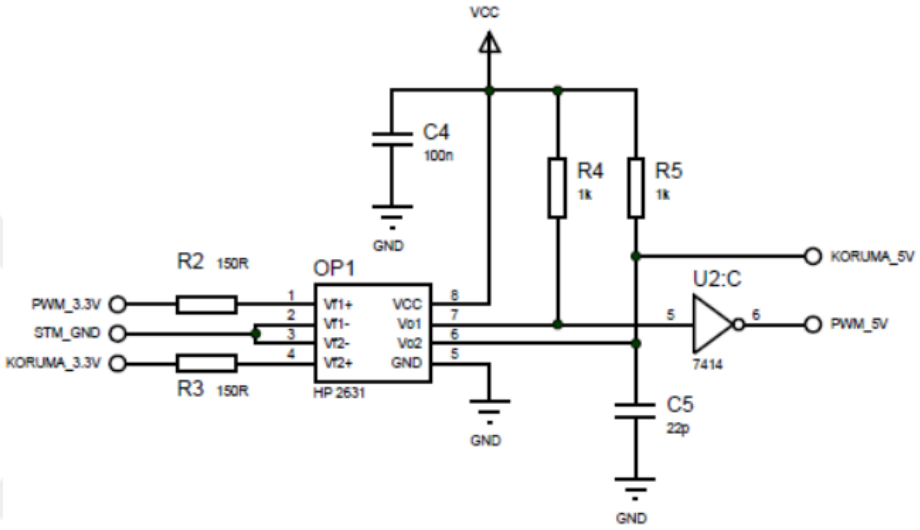


Şekil 4.6 STM32F407VG mikrodenetleyicinin pin ayarları

PA5 pini, ACS712 akım sensöründen gelen analog akım bilgisini okumaktadır. PA6 pini, üç fazlı eviricinin soğutucusuna bağlı LM35 sıcaklık sensöründen gelen analog sıcaklık bilgisini okumaktadır. PA7 pini, potansiyometreden alınan analog referans hız bilgisini okumaktadır. Alan etkili sensörden gelen sayısal konum bilgisi, TIMER 2 kanal 1 olan PA0 pini interrupt olarak ayarlanmış ve motorun mekanik hız bilgisi elde edilmiştir. 10 kHz frekanslı darbe genişlik modülasyonu sinyali için TIMER 1'in kanal 1 olan PE9 pini kullanılmıştır. PD12 pini, aşırı akım veya aşırı sıcaklık durumlarında röleyi aktive ederek sürücüyü korumak için kullanılmıştır. PD13 pini ise aşırı akım veya aşırı sıcaklık durumlarında optik izolasyon devresi üzerinden ölü zaman entegresinin tüm çıkış sinyallerini sıfıra indirerek sürücüyü güvenli bir şekilde kapatmaktadır. PD14 pini, RGB LED'in mavi rengini aktive ederek aşırı akım durumunu kullanıcıya bildirmektedir. PD15 pini ise RGB LED'in kırmızı rengini aktive ederek aşırı sıcaklık durumunu kullanıcıya bildirmektedir. PA7 pininden gelen referans hız bilgisi ile PA0 pininden gelen mekanik hız bilgisi karşılaştırılarak hızdaki hata bilgisi elde edilmekte ve bu bilgi PID algoritmasına girdi olarak kullanılmaktadır. Mikrodenetleyici PID kontrol algoritması kullanılarak 10 kHz frekanslı PWM sinyalinin görev oranını gerçek zamanlı değiştirmektedir. Üretilen kontrol sinyali PE9 pininden optik izolasyon devresine gönderilmektedir.

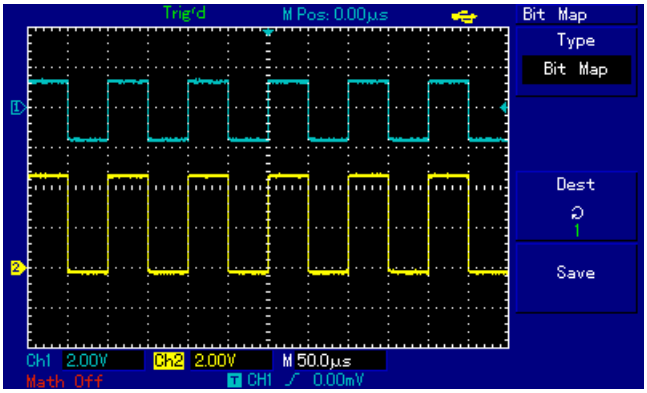
4.1.2 Optik İzolasyon Devresi

STM32F407G geliştirme kartında üretilen PWM ve koruma sinyalleri, sayısal devrelere gönderilmeden önce hem elektriksel izolasyon hem de sayısal devrenin lojik seviyesine uyumluluk sağlanması gerekmektedir. Bu amaçla, tezde ICPL2631 yüksek hızlı optik izolasyon entegresi kullanılmıştır. Şekil 4.7'de optik izolasyon devresi gösterilmektedir.



Şekil 4.7 Optik izolasyon devresi

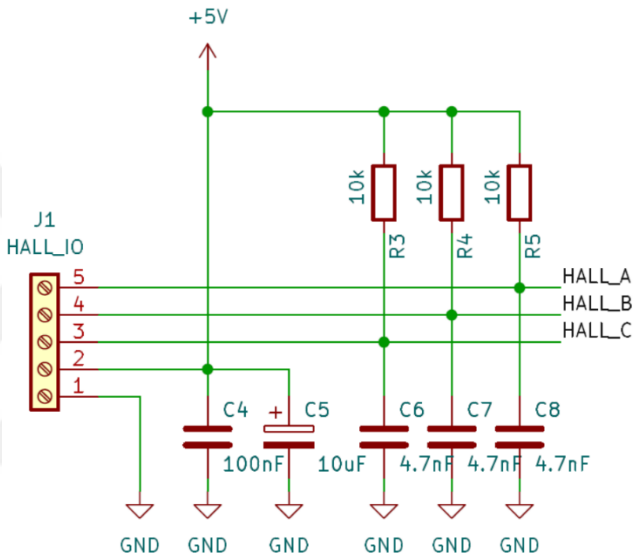
Optik izolatör devresi girişine uygulanan sinyali tersini alarak çıkışa aktarılmaktadır. ICPL2631 entegresinin çıkışında bir değil kapısı kullanarak PWM sinyalleri aynı faza getirilmiştir. Şekil 4.8'de STM32F407G geliştirme kartı üzerinde üretilen 3.3 voltluk darbe genişlik modülasyon sinyalinin ICPL2631 optik izolatör devresi ile 5 volta yükseltilerek elektriksel olarak izole edilmiş halini göstermektedir.



Şekil 4.8 Optik izolatör devresinin giriş ve çıkış sinyalleri

4.1.3 Alan Etkili Sensör Devresi

Tezde kullanılan fırçasız doğru akım motorun rotor konumunun algılanması için 120 derece açılar ile yerleştirilmiş üç adet US1881 tipi alan etkili sensör kullanılmıştır. Bu sensörlerin çıkışı açık kolektör tipindedir ve konum sinyalini elde etmek için pull-up direncine ihtiyaç duymaktadır. Şekil 4.9'da görüldüğü üzere, pull-up direnci ve kapasitörden oluşan bir alan etkili sensör devresi kullanılarak konum sinyalinden gürültüler arındırılmıştır.



Şekil 4.9 Alan etkili sensör devresi

4.1.4 Komütasyon Devresi

Komütasyon devresi, rotorun konum bilgilerine göre IXDP630PI ölü zaman entegresinin girişlerini Tablo 4.1'de belirtilen sıraya göre aktif hale getirmektedir. Trapezoidal komütasyon yönteminde kullanılan altı konum bilgisi dışındaki durumlarda, üç faza ait tüm ölü zamanlı sürücü çıkışları sıfıra çekilmiştir. Ayrıca, start anahtarı açık kontak olduğu sürece üç fazlı eviricinin alt kollarındaki güç anahtarları iletime geçerek IGBT sürücü devresinde bulunan bootstrap kapasitörlerinin şarj olmasını sağlamaktadır. Bu sayede, tek besleme kaynağı ile yüksek gerilimde üç fazlı eviricinin üst kollarındaki güç anahtarlarının güvenli bir şekilde anahtarlanması mümkün hale gelmektedir. Tablo 4.1'de A, B, C faz girişlerini, EN A, EN B, EN C faz yetki girişlerini AU, AL, BU, BL, CU, CL ise ölü zaman eklenmiş sürücü çıkışlarını ifade etmektedir.

Tablo 4.1 Anahtarlama sıralaması

Start	**H_A**	**H_B**	**H_C**	**A**	**EN_A**	**B**	**EN_B**	**C**	**EN_C**	**AU**	**AL**	**BU**	**BL**	**CU**	**CL**
1	1	0	1	X	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	1	0	1	X	0	1	0	0	1	0	0
1	1	1	0	1	1	X	0	0	1	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	X	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
1	0	1	1	0	1	1	1	X	0	0	1	1	0	0	0
1	0	0	1	0	1	X	0	1	1	0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	X	0	X	0	X	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	X	0	X	0	X	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	0	0	X	0	X	0	X	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	X	0	X	0	X	0	0	0	0	0	0	0

Ölü zaman entegresinin faz ve faz yetki girişlerinin mantıksal ifadeleri, dört değişkenli karnaugh haritası kullanılarak elde edilmiştir.

$$A = Start.H_A \tag{4.1}$$

$$B = Start.H_B \tag{4.2}$$

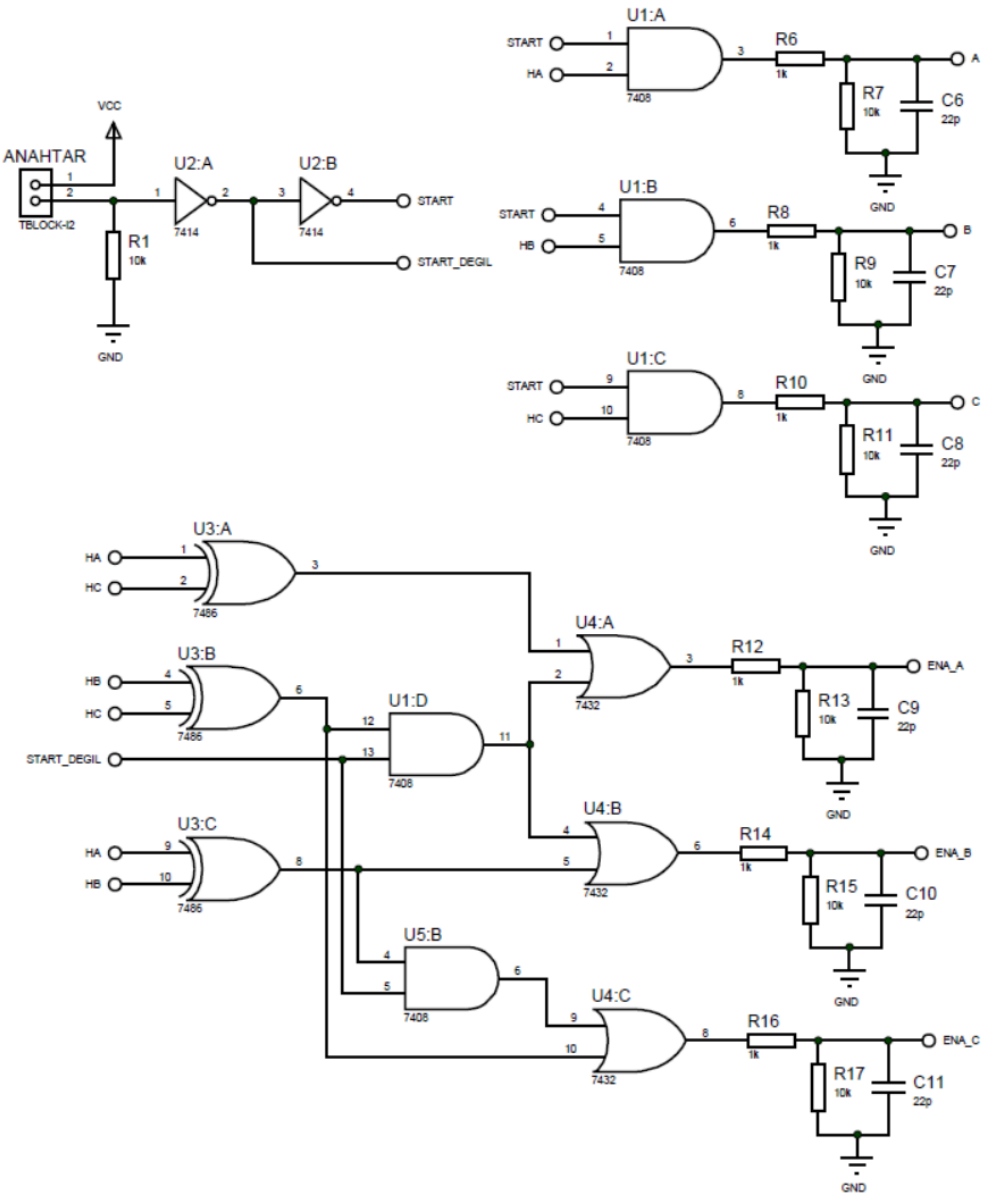
$$C = Start.H_C \tag{4.3}$$

$$EN_A = H_A \oplus H_C + \overline{Start}.H_B \oplus H_C \tag{4.4}$$

$$EN_B = H_A \oplus H_B + \overline{Start}.H_B \oplus H_C \tag{4.5}$$

$$EN_C = H_B \oplus H_C + \overline{Start}.H_A \oplus H_B \tag{4.6}$$

Denklem (4.1) ile (4.6) arasındaki ifadeler kullanılarak, Şekil 4.10'da gösterilen komütasyon devresi tasarlanmıştır. Komütasyon devresinin çıkışına, yüksek frekanslı gürültüleri önlemek için direnç ve kondansatörden oluşan bir alçak geçiren filtre yerleştirilmiştir. Bu filtrenin temel görevi komütasyon sinyallerini bozmadan yüksek frekanslı gürültüleri sönümlemektir.

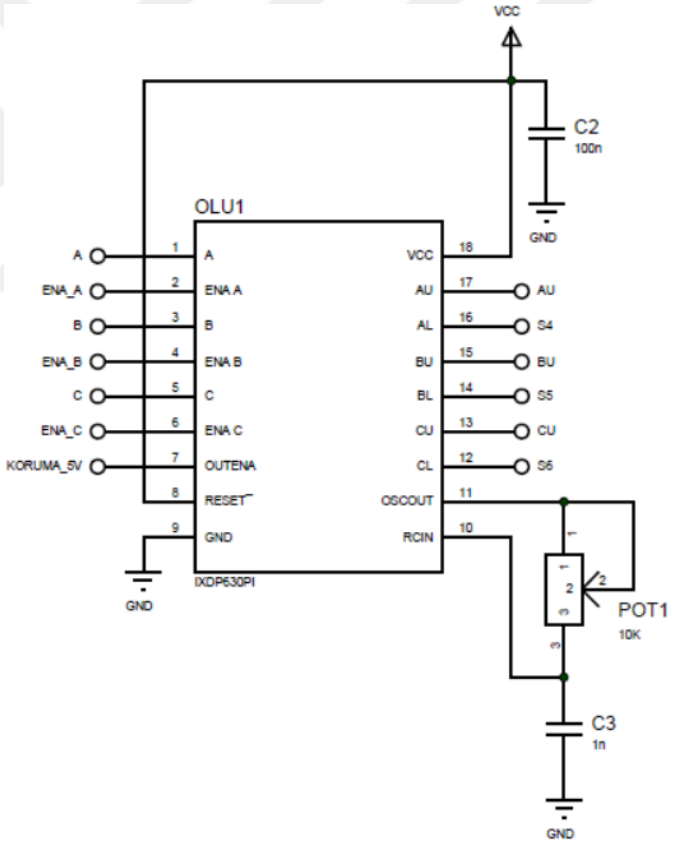


Şekil 4.10 Komütasyon devresi

4.1.5 Ölü Zaman Ekleme Devresi

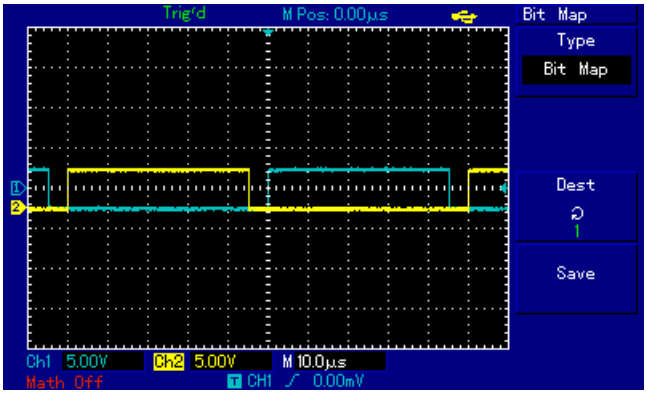
Komütasyon işlemi sırasında, eviricinin bir fazına ait anahtarlardan biri iletime geçerken diğeri kesime gitmelidir. İdeal olarak bu durum mümkün olsa da, pratikte

güç elemanların anahtarlama süreleri arasında gecikmeler oluşabilmektedir. Bu gecikmeler, her iki anahtarın da kısa bir süre için iletimde olmasına ve bu süre boyunca o evirici faz kolunda kısa devre oluşmasına yol açmaktadır. Bu istenmeyen durumu önlemek için anahtarların geçişleri arasında bir gecikme süresi konulması gerekmektedir. Bu gecikme süresine ölü zaman olarak adlandırılmaktadır. Şekil 4.11'de IXDP630PI entegresinden oluşan ölü zaman ekleme devresi kullanılmıştır. IXDP630PI entegresi, darbe genişlik modülasyon sinyalinin kendisi ile tersi arasında bir gecikme sağlayarak evirici de oluşabilecek kısa devreleri önlemektedir. Gecikme süresi, devredeki RC zaman sabitine tarafından belirlenmektedir. IXDP630PI entegresinin 7 numaralı çıkış yetki pini istenmeyen durumlarda aktif edilerek tüm anahtarlama sinyalleri sıfıra götürmektedir.



Şekil 4.11 Ölü zaman ekleme devresi

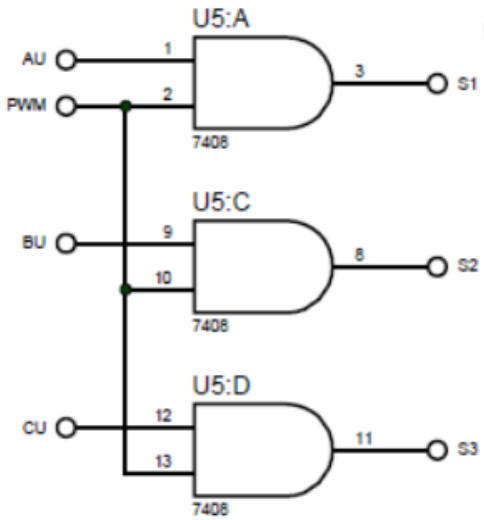
Ölü zaman süresi kullanılan anahtarlama elemanının katalog bilgilerine göre belirlenmelidir. Tezde kullanılan güç anahtarlarının katalog değerleri dikkate alınarak ölü zaman süresi 5 µsn seçilmiştir. Şekil 4.12'de ölü zaman bırakılmış anahtarlama sinyalleri gösterilmiştir.



Şekil 4.12 Ölü zaman bırakılmış anahtarlama sinyalleri

4.1.6 Sayısal Devre

Şekil 4.13'te gösterilen sayısal devre, üç fazlı eviricinin alt kollarda bulunan güç anahtarlarının komütasyon aralığı boyunca açık veya kapalı olduğu durumda, üst kollarda bulunan güç anahtarlarına PWM sinyalleri uygulamaktadır. Bu, akım dalgalanmasını minimize etmekte ve aynı zamanda anahtarlama kayıplarını da azalmaktadır.

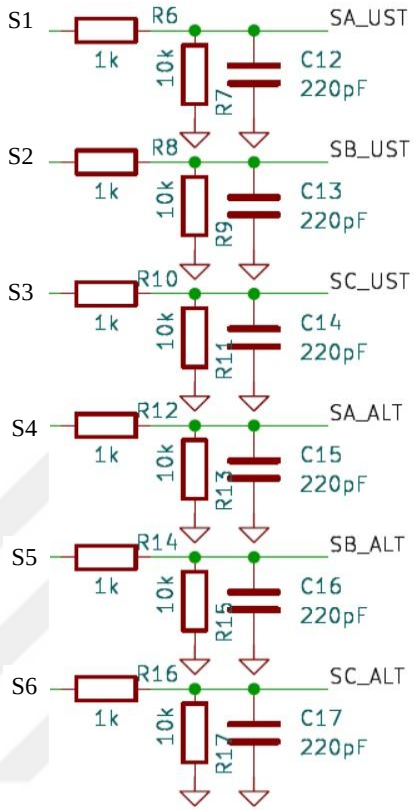


Şekil 4.13 Sayısal devre

4.1.7 RC Filtre Devresi

IGBT sürücü entegresinin girişine, yüksek frekanslı gürültüleri önlemek amacı ile direnç ve kondansatörden oluşan bir alçak geçiren filtre yerleştirilmiştir. Bu filtrenin temel işlevi, ölü zamanlı komütasyon sinyallerini bozmadan yüksek frekanslı gürültüleri bastırmaktır. IGBT sürücü entegresinin stabil çalışmasını sağlamak için,

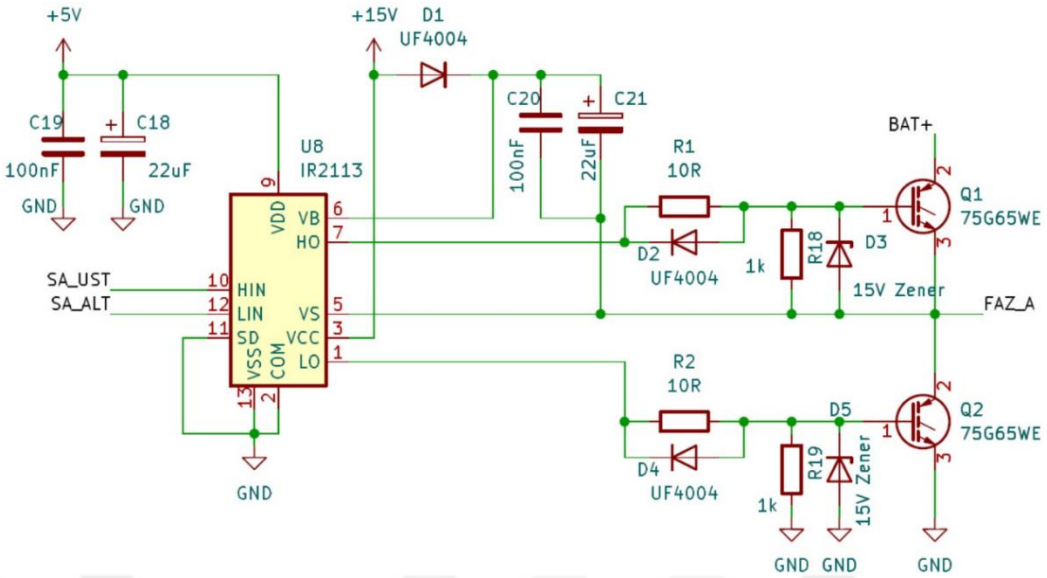
girişine 10K direnç ile toprak hattına bağlantı yapılmıştır. Şekil 4.14'te, direnç ve kondansatörden oluşan alçak geçiren filtre devresi gösterilmektedir.



Şekil 4.14 Alçak geçiren filtre devresi

4.1.8 IGBT Sürücü ve Üç Fazlı Evirici Devresi

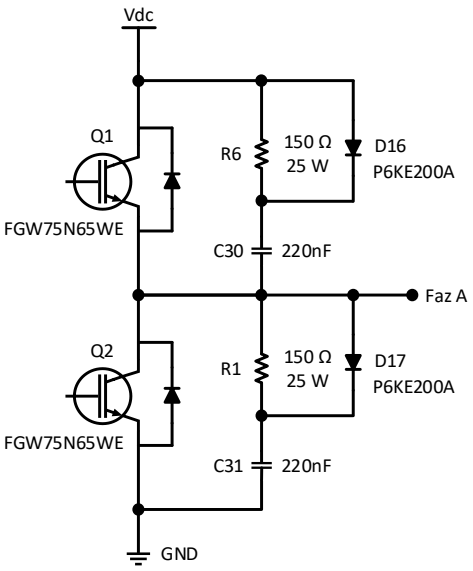
Eviricide kullanılan IGBT güç anahtarlarının iletime geçebilmesi için gerekli V_{GE} geriliminin üretilmesi gereklidir. Bu amaçla, International Rectifier firması tarafından üretilen IR2113 sürücü entegresi kullanılmıştır. Bu entegre, 10-20 Volt çalışma gerilimi ve 2 Amper çıkış akımına sahiptir. Ayrıca, tek gerilimi kaynağı ile iki IGBT güç anahtarını sürebilmesi, ucuz olması ve basit yapısı nedeni ile tercih edilmiştir. Evirici devresinde IR2113 sürücü entegresinden gelen komütasyon sinyalleri ile güç kontrolü yapılabilmesi için Fuji Electric firmasının üretmiş olduğu FGW75N65WE IGBT kullanılmıştır. Kullanılan IGBT, V_{CE} değeri 650 Volt ve 25°C da I_C değeri 75 Amper'dir. Şekil 4.15'te motor sürücüsünün A fazı için IGBT sürücüsü ve evirici devresi gösterilmiştir. Aynı yapı B ve C fazları içinde kullanılmıştır.



Şekil 4.15 IGBT sürücüsü ve evirici devresi

4.1.9 Snubber Devresi

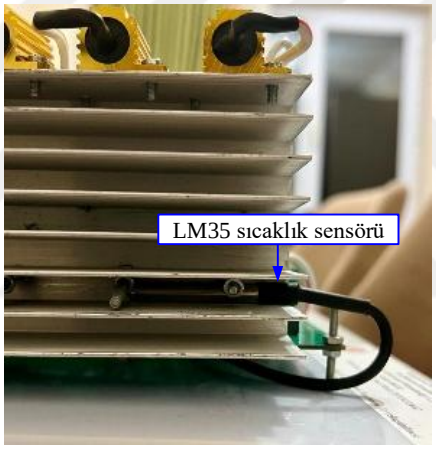
Üç fazlı eviricilerde fırçasız doğru akım motorunun endüktif karakteri nedeni ile güç anahtarların iletime girme esnasında hızlı akım yükselmesi (di/dt) ve kesime girme anında ise hızlı gerilim yükselmesine (dv/dt) maruz kalarak istenmeyen pikler oluşmaktadır. Bu istenmeyen piklerin önlemek için snubber devresi güç anahtarına paralel bağlanmıştır. Şekil 4.16'da direnç, kapasitör ve diyot elemanlarından oluşan snubber devresi gösterilmiştir. Aynı yapı B ve C fazları içinde kullanılmıştır.



Şekil 4.16 Snubber devresi

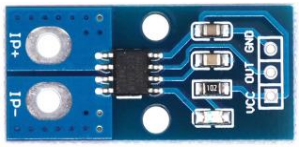
4.1.10 Akım ve Sıcaklık Sensörü

Üç fazlı evirici devresinde yer alan altı adet IGBT güç anahtarının termal durumu, Şekil 4.17'de gösterilen ortak bir alüminyum soğutucu üzerine monte edilmiş LM35 sıcaklık sensörü ile izlenmektedir. Bu sensör her 1°C sıcaklık için 10mV analog gerilim üretmektedir. Sensör soğutucunun yüzey sıcaklığını ölçmekte ve STM32F407G geliştirme kartına bildirmektedir. Soğutucunun yüzey sıcaklığının 85°C seviyesine ulaşması durumunda STM32F407G geliştirme kartı, PD13 pini üzerinden optik izolasyon devresi aracılığı ile ölü zaman entegresinin tüm çıkış sinyallerini sıfırlamakta ve PD12 pinine bağlı kesici devreyi aktif hale getirerek besleme gerilimini kapatmaktadır.



Şekil 4.17 LM35 sıcaklık sensörünün sürücü üzerine montajı

Üç fazlı evirici devresinde bulunan IGBT anahtarlarında aşırı akım geçmesi durumunda oluşabilecek sorunları önlemek için Şekil 4.18'de gösterilen ACS724-50A akım sensör modülü kullanılmıştır.



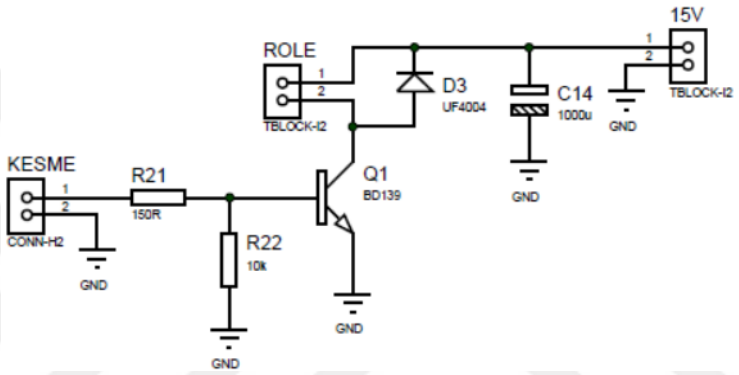
Şekil 4.18 ACS724 akım sensörü

Bu akım sensör modülü, 1A için 40mV analog gerilim üretmektedir. IGBT güç anahtarlarından 35A ve üzeri bir seviyeye ulaştığı durumda STM32F407G geliştirme kartı, PD13 pini üzerinden optik izolasyon devresi aracılığı ile ölü zaman entegresinin

tüm çıkış sinyallerini sıfırlamakta ve PD12 pinine bağlı kesici devreyi aktif hale getirerek besleme gerilimini kapatmaktadır.

4.1.11 Kesici Devre

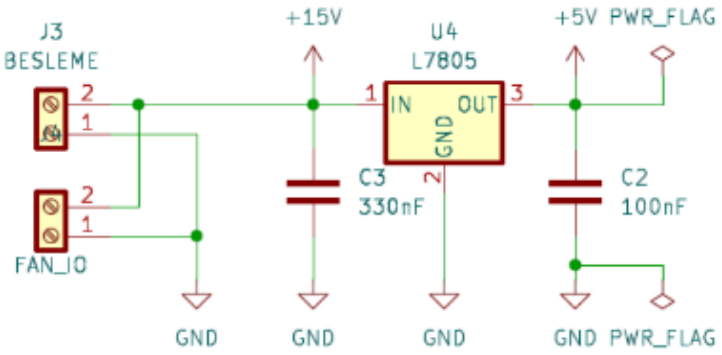
Kesici devresinin temel görevi, STM32F407G geliştirme kartı tarafından algılanan aşırı akım veya aşırı sıcaklık durumlarında fırçasız doğru akım motorunun besleme gerilimine bağlı röleyi aktive ederek enerjiyi kapatmaktır. Şekil 4.19'da kesici devresi gösterilmektedir.



Şekil 4.19 Kesici devresi

4.1.12 Regülatör Devresi

Optik izolasyon devresi, alan etkili sensörler, ölü zaman ekleme entegresi, sayısal entegreler ile akım ve sıcaklık sensörlerinin çalışabilmesi için 5 voltluk besleme gerilimine ihtiyaç duymaktadır. Şekil 4.20'de 7805 entegresi ile yapılan 5 voltluk regülatör devresi görülmektedir.

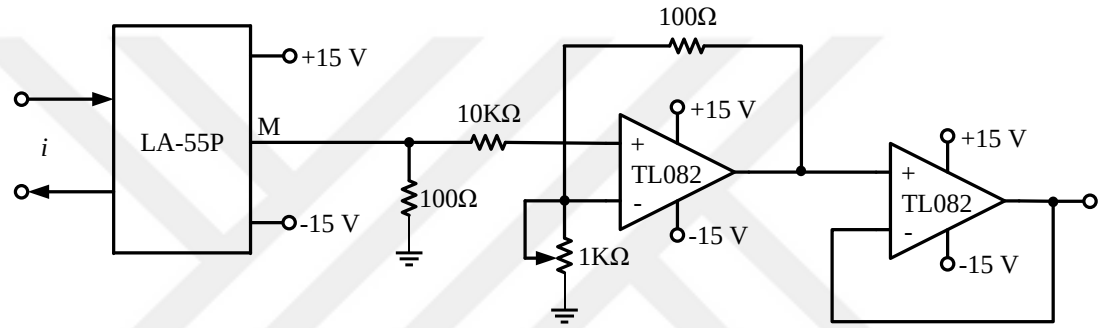


Şekil 4.20 Regülatör devresi

Bu entegrenin girişine regülesiz 7 ile 25 volt arasında gerilim uygulandığında 5 voltluk sabit çıkış gerilimi elde edilmektedir.

4.1.13 Akım Ölçüm Devresi

Motorun faz akımlarını ölçmek için LEM firmasının ürettiği LA-55P model akım sensörünü içeren bir devre tasarlanmıştır. Kullanılan akım sensörü 0-50A aralığında ölçüm yapabilmektedir. Şekil 4.21'de tek kanal akım sensör devresinin şeması verilmiştir.

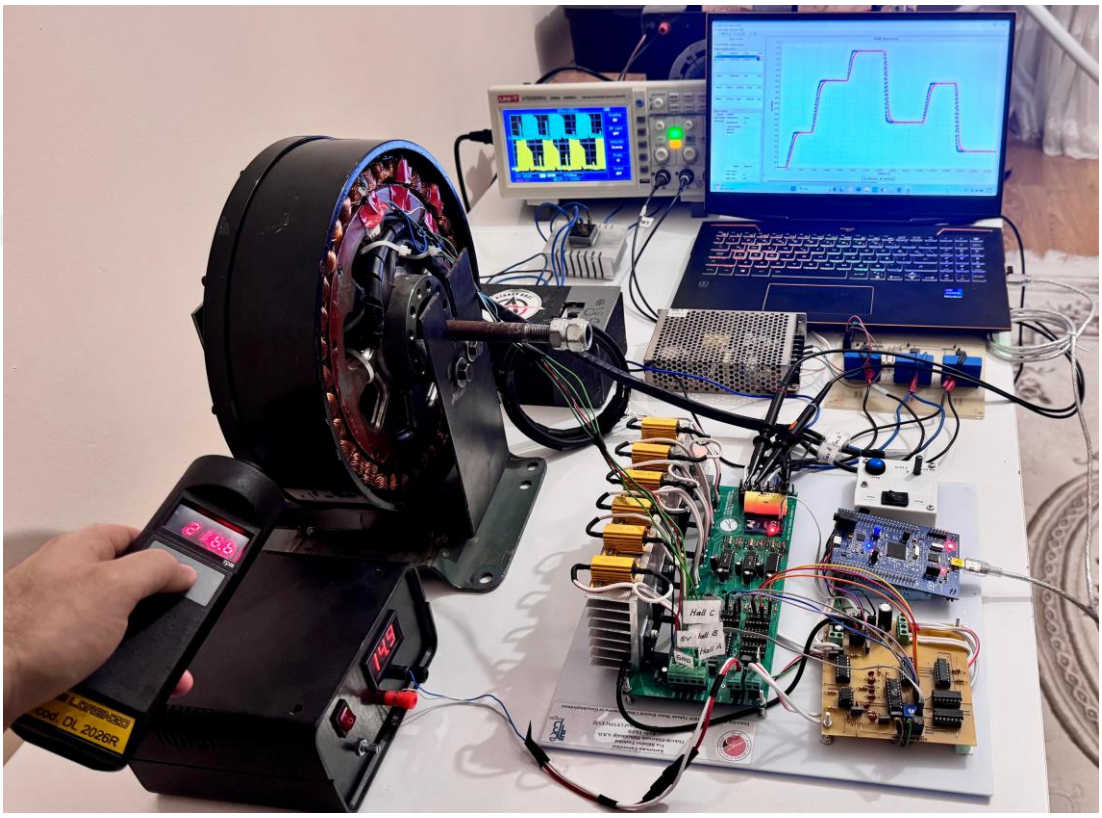


Şekil 4.21 Akım sensör devre şeması

Aynı devre yapısı B ve C fazları içinde kullanılmıştır. Akım sensör devresinin çıkışları osiloskopa bağlanmıştır.

5. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

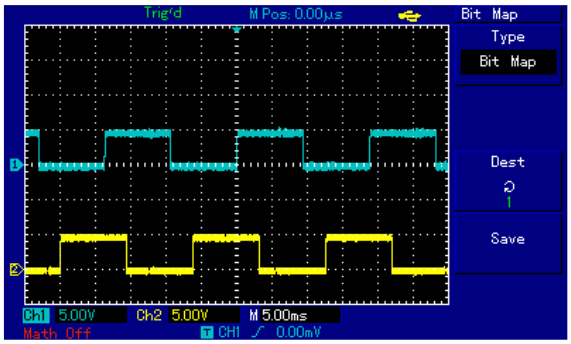
Deneysel çalışma bölümünde 2500 watt gücünde, 32 kutuplu dış rotorlu fırçasız doğru akım motorunun hız kontrolü, alan etkili sensörler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Hız kontrolü için Şekil 5.1'de gösterilen deney düzeneği kullanılmıştır.



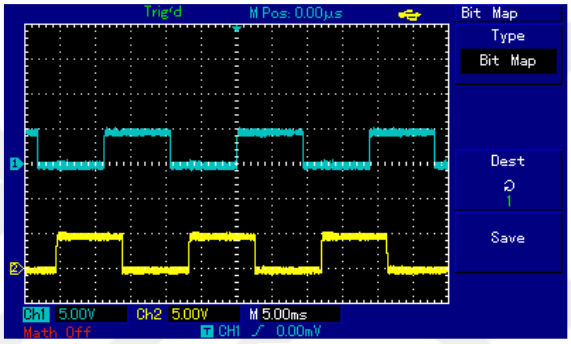
Şekil 5.1 Deney düzeneği

Motor sürücüsü 15 Volt ve fırçasız doğru akım moturu 68 Volt gerilim ile beslenmektedir. Motor sürücüdeki ölçümler Unit UTD 2025CL 2 kanallı 25 MHz bant genişliğine sahip dijital osiloskop ile De Lorenzo DL 2026R optik takometre kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Takometre ile motorun hız bilgisi alınmıştır. Osiloskop ile alan etkili sensörlerin çıkış sinyalleri, sayısal devrenin çıkış sinyalleri, IR2113 sürücüsünün high ve low pinlerine ait sinyaller, motor sürücünün fazlar arasındaki gerilim sinyalleri ile motorun faz akım sinyalleri gözlemlenmiştir. Motor sürücüsünde IGBT'lerin anahtarlama işlemi, alan etkili sensörlerden alınan sinyaller ile gerçekleştirilmektedir. Şekil 5.2'de motorun 199 devir/dakika hızında dönerken alan etkili sensörlerden elde edilen rotor konum sinyalinin osiloskop görüntüsü

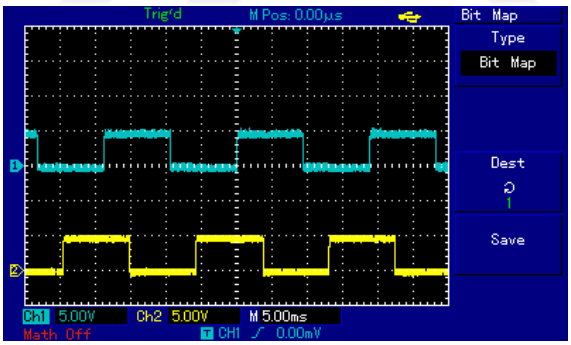
verilmiştir. Bu osilaskop görüntüsü sırası ile HA-HB, HB-HC ve HC-HA arası ölçülen alan etkili sensörlerinin çıkış sinyalleridir.



(a)



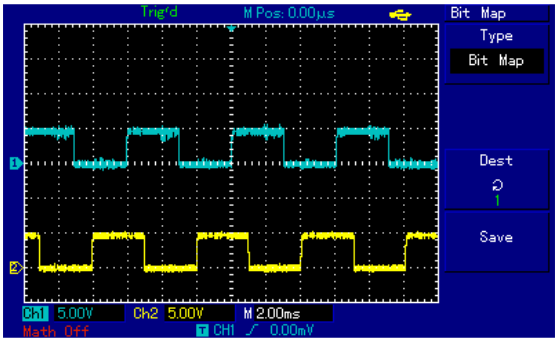
(b)



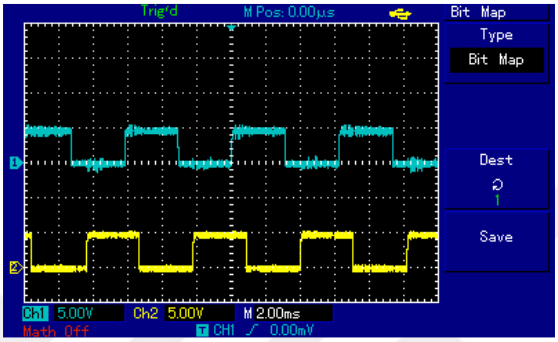
(c)

Şekil 5.2 Alan etkili sensörlerin 199 d/d hızındaki çıkış sinyalleri: a) HA-HB, b) HB-HC, c) HC-HA

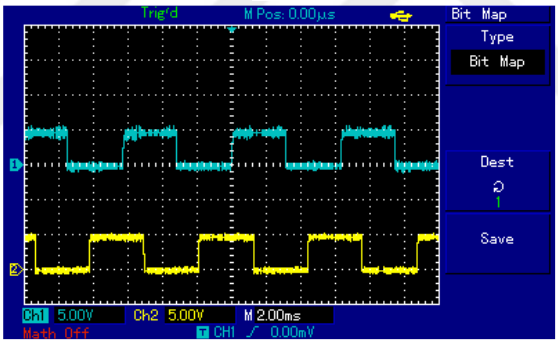
Motor sürücüsü ile fırçasız doğru akım motor hızı 615 devir/dakika yükseltilmiş ve alan etkili sensörlerden elde edilen rotor konum sinyalinin osiloskop görüntüsü Şekil 5.3'te sunulmuştur. Benzer şekilde HA-HB, HB-HC ve HC-HA arasındaki alan etkili sensörlerin çıkış sinyalleri görülmektedir.



(a)



(b)

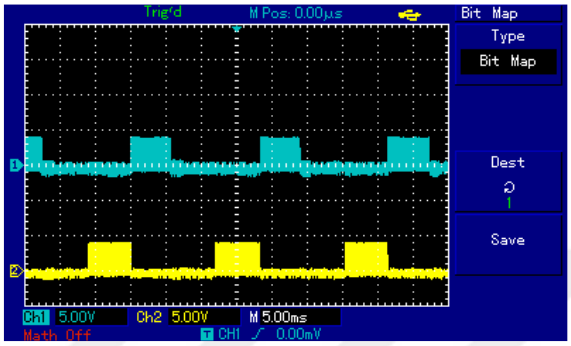


(c)

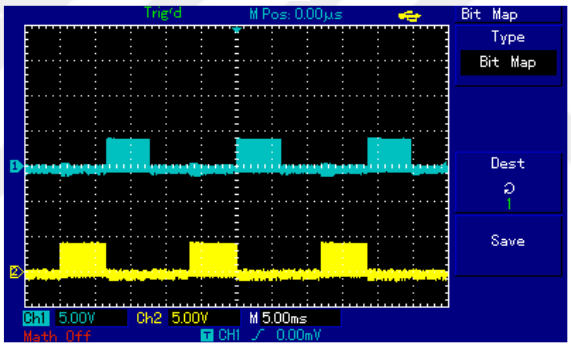
Şekil 5.3 Alan etkili sensörlerin 615 d/d hızındaki çıkış sinyalleri: a) HA-HB, b) HB-HC, c) HC-HA

Şekil 5.2 ve 5.3'te gösterilen alan etkili sensörlerden elde edilen sinyallerin her biri 5 volt genliğinde olup, birbirlerine göre 120 derecelik faz farkı görülmektedir. Motorun dönüş hızı değiştiğinde, alan etkili sensörlerden alınan sinyallerin frekansı da buna paralel olarak değişmektedir. Rotorun yavaş dönmesi durumunda, alan etkili sensör sinyallerinin frekansı azalır iken, hızlı dönmesi durumunda ise bu frekans artmaktadır. Komütasyon devresi, alan etkili sensörlerin çıkış sinyallerine göre IXDP630PI ölü zaman entegresinin girişlerini aktif etmektedir. Sayısal devre ise ölü zaman ekleme devresinin çıkışlarına göre üç fazlı eviricinin alt kollarda bulunan güç anahtarlarının komütasyon aralığı boyunca açık veya kapalı olduğu durumda, üst kollarda bulunan

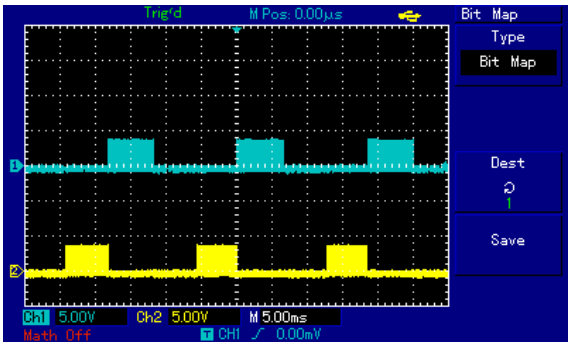
güç anahtarlarına STM32F407G geliştirme kartında üretilen PWM sinyalini uygulamaktadır. Şekil 5.4'te motorun 199 devir/dakika hızında dönerken sayısal devrenin oluşturduğu çıkış sinyallerinin osiloskop görüntüsü verilmiştir. Bu osilaskop görüntüsü sırası ile S1-S2, S2-S3 ve S3-S1 arası ölçülen sayısal devrenin çıkış sinyalleridir.



(a)



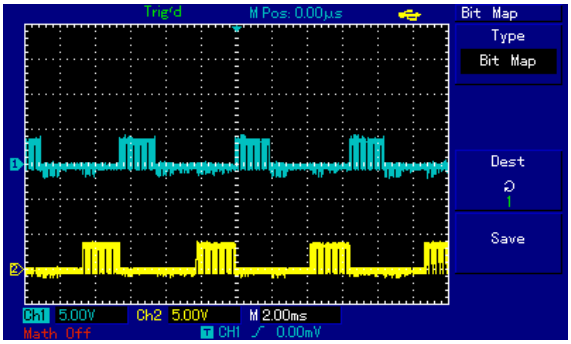
(b)



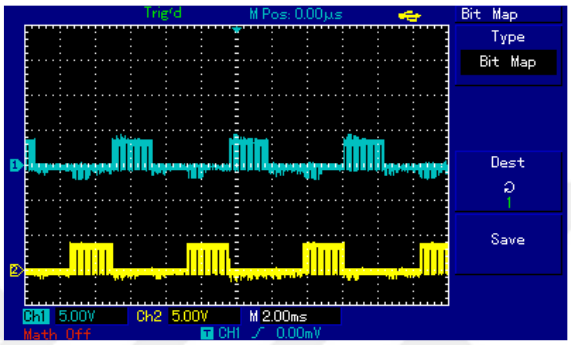
(c)

Şekil 5.4 Sayısal devrenin 199 d/d hızda oluşturduğu çıkış sinyalleri: a) S1-S2, b) S2-S3, c) S3-S1

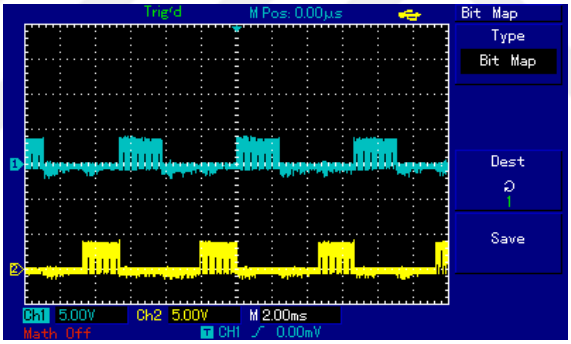
Şekil 5.5'te motorun 615 devir/dakika hızında dönerken sayısal devrenin oluşturduğu çıkış sinyallerinin osiloskop görüntüsü verilmiştir. Bu osilaskop görüntüsü sırası ile S1-S2, S2-S3 ve S3-S1 arası ölçülen sayısal devrenin çıkış sinyalleridir.



(a)



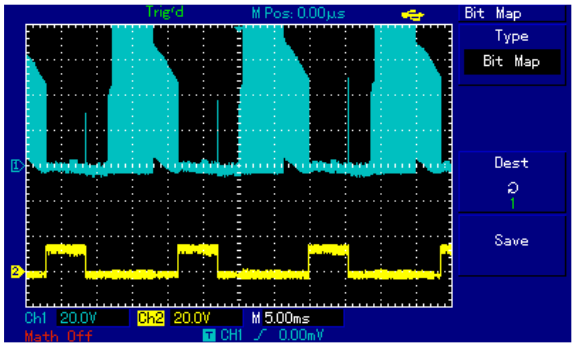
(b)



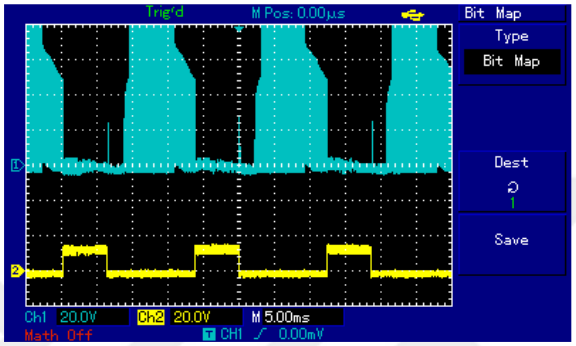
(c)

Şekil 5.5 Sayısal devrenin 615 d/d hızda oluşturduğu çıkış sinyalleri: a) S1-S2, b) S2-S3, c) S3-S1

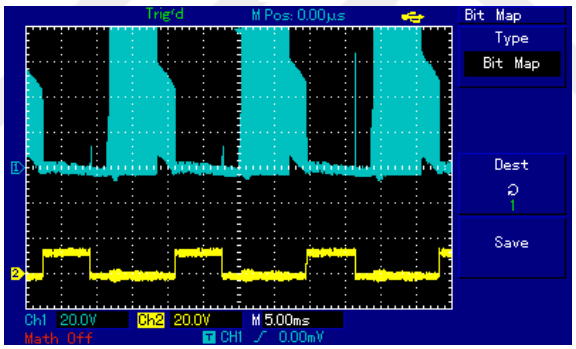
Şekil 5.4 ve Şekil 5.5'te gösterilen sayısal devrenin ürettiği çıkış sinyallerin her biri 5 volt genliğinde olup, birbirlerine göre 120 derecelik faz farkı görülmektedir. Üç fazlı evirici devresinde bulunan IGBT anahtarlarını sürmek için IR2113 entegresi kullanılmıştır. Şekil 5.6'da motorun 199 devir/dakika hızında dönerken IR2113 sürücü entegresinin high ve low pinlerine ait sinyallerin osiloskop görüntüsü sunulmuştur. Bu görüntüler motor sürücüsünde kullanılan IR2113 entegrelerinin (U8, U9 ve U10) high ve low pinlerinden elde edilen sinyalleri göstermektedir.



(a)



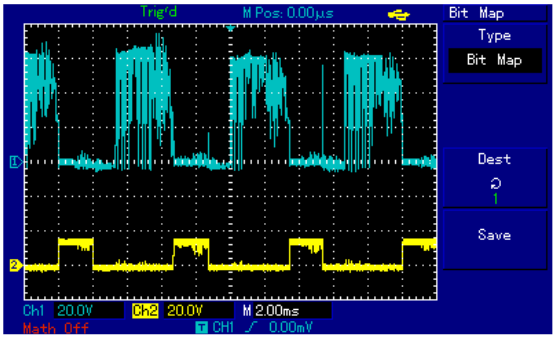
(b)



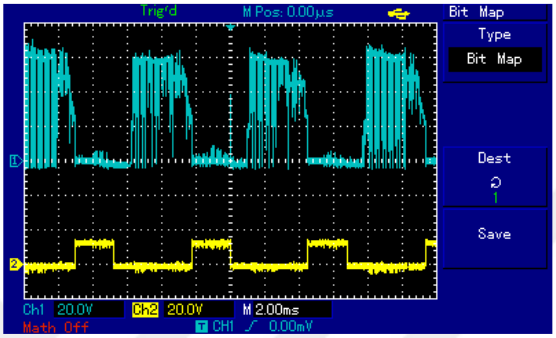
(c)

Şekil 5.6 199 d/d hızında IR2113 entegresinin high ve low sinyalleri: a) U8, b) U9, c) U10

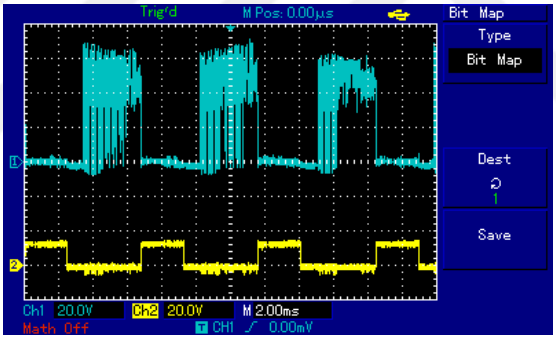
Şekil 5.7'de motorun 615 devir/dakika hızında dönerken IR2113 sürücü entegresinin high ve low pinlerine ait sinyallerin osiloskop görüntüsü verilmiştir. Bu görüntüler motor sürücüsünde kullanılan IR2113 entegrelerinin (U8, U9 ve U10) high ve low pinlerinden elde edilen sinyalleri göstermektedir.



(a)



(b)

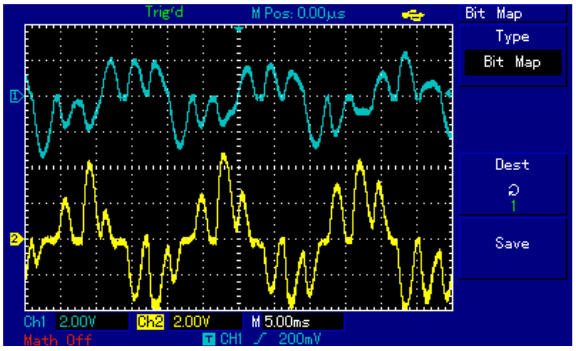


(c)

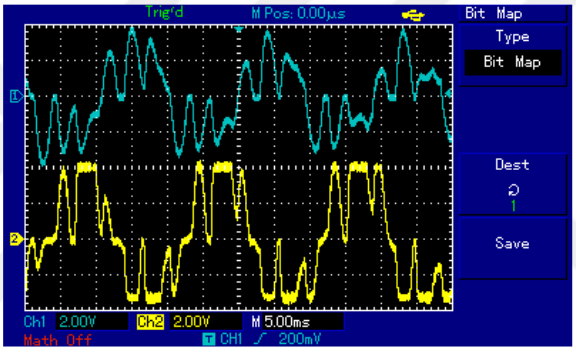
Şekil 5.7 615 d/d hızında IR2113 entegresinin high ve low sinyalleri: a) U8, b) U9, c) U10

Üç fazlı evirici devresinde kullanılan altı adet FGW75N65WE model IGBT'nin düzgün şekilde anahtarlama yapabilmesi için gate geriliminin her zaman IGBT'nin emiter ucuna göre 15 Volt olması gerekmektedir. Geliştirilen motor sürücüsü, bu gerilim ihtiyacını karşılamak üzere 15 Voltluk gerilim kaynak ile beslenmiştir. Şekil 5.6 ve Şekil 5.7'de gösterilen osiloskop görüntüleri incelendiğinde IR2113 sürücü entegresinin low pinlerinden elde edilen sinyallerin genlik değerlerinin yaklaşık 15 Volt seviyesinde olduğu, high pinlerin ise motorun besleme geriliminden 15 Volt daha yüksek olduğu görülmüştür. Bu durum bootstrap kondansatörlerinin 15 Volta seviyesine şarj olduğu ve üç fazlı eviricinin üst kolunda bulunan IGBT'lerin doğru bir şekilde anahtarlama gerçekleştirdiği gözlemlenmiştir.

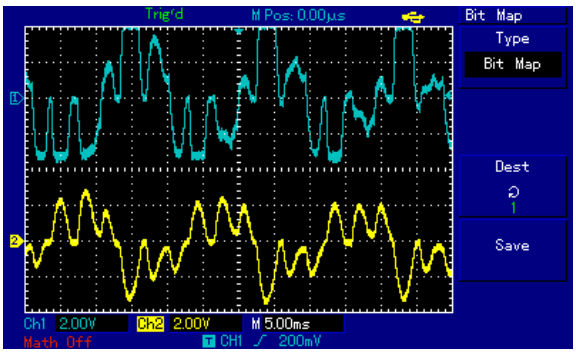
Şekil 5.8’de motorun 199 devir/dakika hızında dönerken fazlar arası akım sinyalinin osiloskop görüntüsü verilmiştir. Bu osilaskop görüntüsü sırası ile IA-IB, IB-IC ve IC-IA arası ölçülen faz akımlarıdır.



(a)



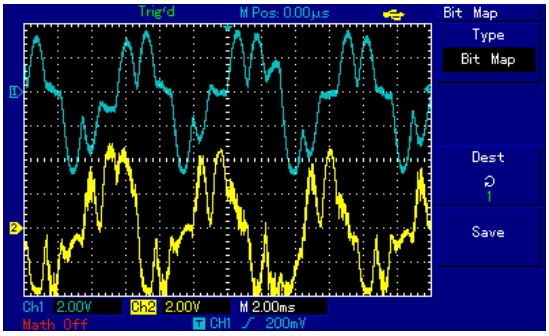
(b)



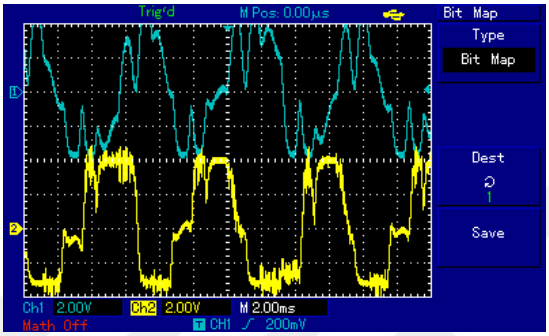
(c)

Şekil 5.8 199 d/d hızında faz akımları: a) IA-IB, b) IB-IC, c) IC-IA

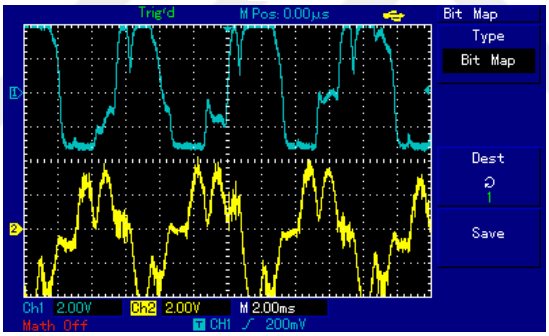
Şekil 5.9’de motorun 615 devir/dakika hızında dönerken fazlar arası akım sinyalinin osiloskop görüntüsü verilmiştir. Bu osilaskop görüntüsü sırası ile IA-IB, IB-IC ve IC-IA arası ölçülen faz akımlarıdır.



(a)



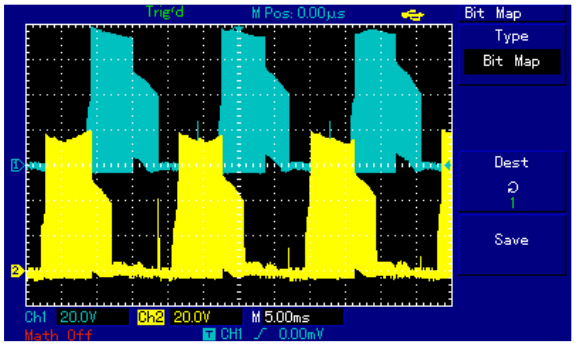
(b)



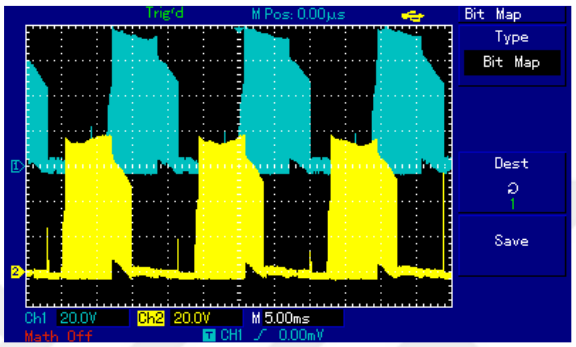
(c)

Şekil 5.9 615 d/d hızında faz akımları: a) IA-IB, b) IB-IC, c) IC-IA

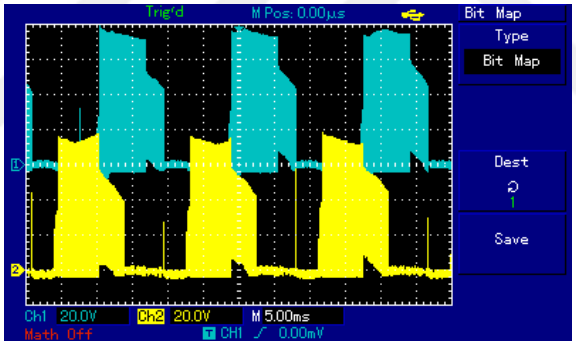
Şekil 5.10'da motorun 199 devir/dakika hızında dönerken fazlar arası gerilimin osiloskop görüntüsü verilmiştir. Bu osilaskop görüntüsü sırası ile Faz A-Faz B, Faz B-Faz C ve Faz C-Faz A arası ölçülen stator sargı gerilimleridir.



(a)



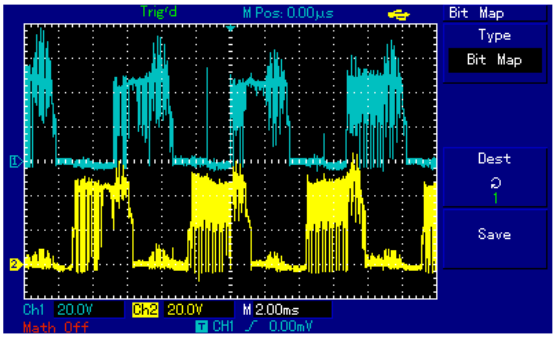
(b)



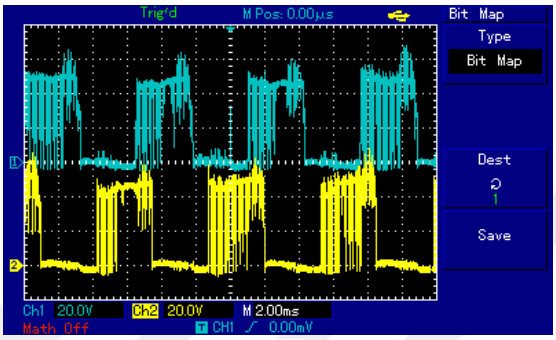
(c)

Şekil 5.10 199 d/d hızında faz gerilimleri: a) Faz A-Faz B, b) Faz B-Faz C, c) Faz C-Faz A

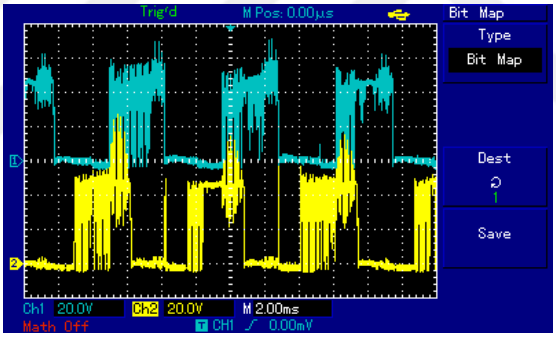
Motor sürücüsü ile fırçasız doğru akım motorun hızı 615 devir/dakikaya yükseltilmiş ve elde edilen fazlar arası gerilimin osiloskop görüntüsü Şekil 5.11'de sunulmuştur. Benzer şekilde, Faz A-Faz B, Faz B-Faz C ve Faz C-Faz A arasındaki stator sargı gerilimleri görülmektedir.



(a)



(b)

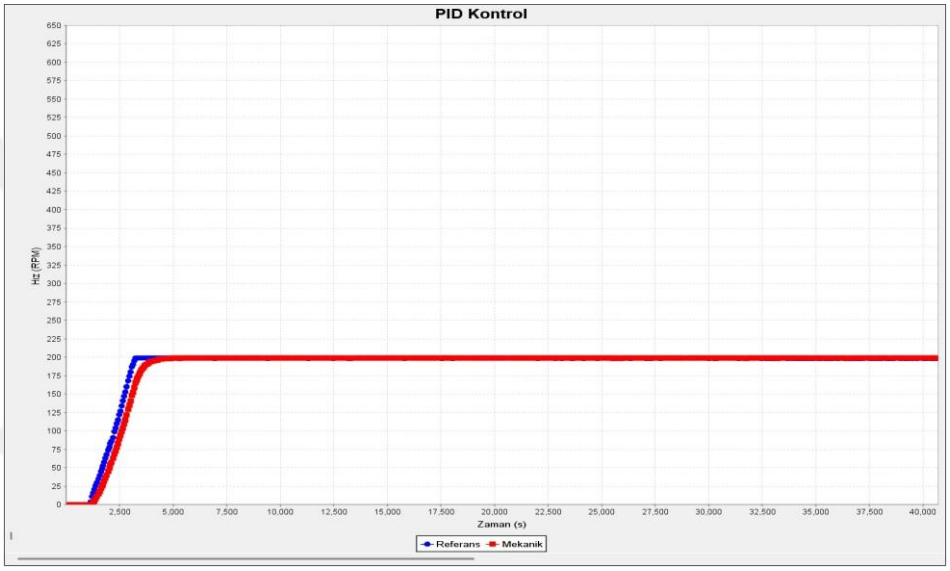


(c)

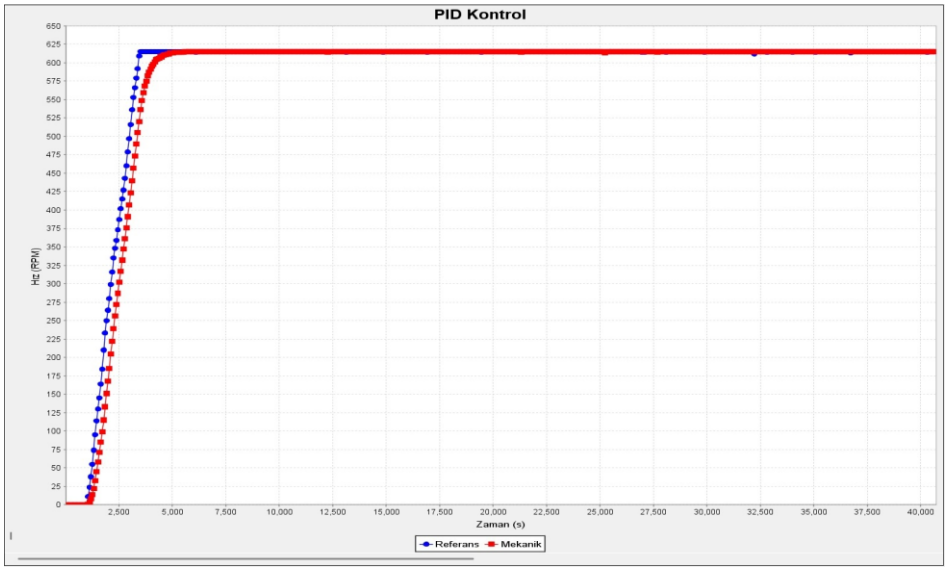
Şekil 5.11 615 d/d hızında faz gerilimleri: a) Faz A-Faz B, b) Faz B-Faz C, c) Faz C-Faz A

Şekil 5.10 ve 5.11'de sırası ile 199 devir/dakika ve 615 devir/dakika hızlar için stator sargılarına uygulanan gerilimin dalga biçimleri sunulmuştur. Alan etkili sensörlerden elde edilen konum sinyali ile stator gerilimi karşılaştırıldığında, her iki sinyalin periyotlarının eşit olduğu görülmektedir. Yapılan ölçümler sonucunda faz gerilimleri arasında 120 derecelik faz farkının bulunduğu gözlemlenmiştir. Komütasyon devresi alan etkili sensörlerden gelen konum bilgilerine göre üç fazlı evirici devresindeki IGBT'leri iletime ve kesime sokmaktadır. Sensörlerden elde edilen bilgiler doğrultusunda FDAM'un stator sargıları enerjilendirilmekte ve rotorun dönmesi sağlanmaktadır.

STM32CubeIDE programında yazılan PID kontrol algoritması STM32F407G geliştirme kartına yüklenmiştir. Bu sayede fırçasız doğru akım motor hızının istenen referans hıza gerçek zamanlı olarak takip edilmesi sağlanmıştır. Deney düzeneğinde motorun hızı sırası ile 199 devir/dakika ve 615 devir/dakika olmak üzere iki hız değeri için test edilmiştir. PID kontrol algoritma performansını göstermek amacı ile STMStudio yazılımı kullanılarak motor hızının referans hıza yakınsama davranışı görselleştirilmiştir. Motorun iki hız değerine ait deneysel ölçümler Şekil 5.12'de sunulmuştur.



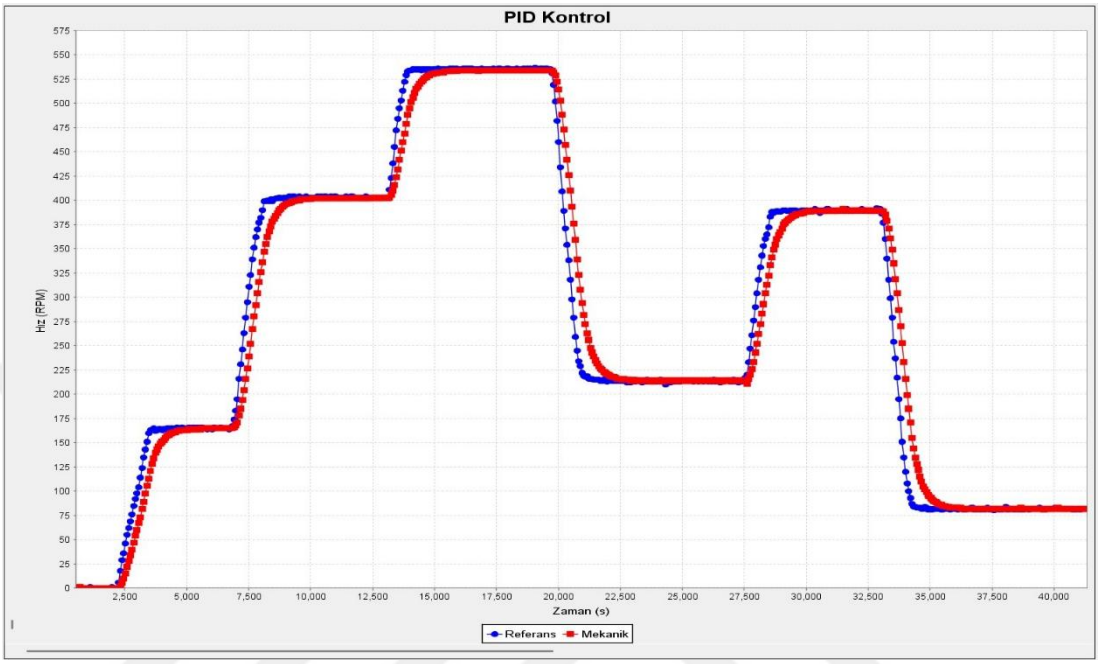
(a)



(b)

Şekil 5.12 İki ayrı referans hız için deneysel ölçümler: a) 199 d/d, b) 615 d/d

PID kontrol algoritmasının, motor hızının farklı referans hızlarını takip etme performansı STMStudio yazılımı kullanılarak izlenmiştir. Şekil 5.13'te sunulan deneysel ölçümler motorun hızı ile referans hız arasındaki uyumu ortaya koymaktadır.



Şekil 5.13 PID kontrol altında motor hızının zamana göre değişimi

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmasında 2500 W gücünde 32 kutuplu dıştan rotorlu üç fazlı fırçasız doğru akım motorunun hız kontrolünü gerçekleştiren bir motor sürücü devresi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen motor sürücüsü ARM tabanlı STM32F407G geliştirme kartı üzerine gömülü bir PID kontrol algoritması ile çalışmaktadır. Alan etkili sensörlerden alınan geri besleme sinyalleri sayesinde motorun devir sayısı 0 ile 615 devir/dakika aralığında başarılı bir şekilde kontrol edilmiştir. Ayrıca motor sürücüsünün evirici katında kullanılan IGBT güç anahtarlarının aşırı ısınmasını önlemek için LM35 sıcaklık sensörü ve aşırı akım durumlarını algılamak için ACS724 akım sensörü sürücü devresine dahil edilmiştir. Bu koruma mekanizmaları sayesinde motor sürücüsünün güvenilirliğini artırmış ve uzun süreli çalışmalarda güç anahtarlarının zarar görmesi engellenmiştir.

Sonuç olarak, tasarlanan motor sürücü devresi yüksek güç ve düşük hız uygulamaları için güvenilir bir çözüm sunmakta olup elektrikli araç teknolojileri alanına önemli katkılar sağlamaktadır. Gelecek çalışmalar kapsamında, sensörsüz konum algılama yöntemlerinin uygulanması önerilmektedir. Ayrıca hem sensörlü hem de sensörsüz konum algılama yöntemlerinin birleştirilerek hibrit bir algılama tekniği geliştirilebilir. Üç fazlı evirici katında bulunan IGBT güç anahtarlarının paralel bağlanması ile akım kapasitesinin artırılarak motor sürücünün güç seviyesi yükseltilebilir. Motor sürücüsüne rejeneratif frenleme özelliği eklenerek, frenleme sırasında ortaya çıkan kinetik enerji elektrik enerjisine dönüştürülüp batarya şarj edilebilir. Bunun yanı sıra, PID kontrol algoritmasının ileri düzey optimizasyon yöntemleri ile geliştirilmesi, performansın daha da iyileştirilmesine olanak sağlayacaktır. Son olarak, kablosuz iletişim teknolojilerinin entegrasyonu ile motor sürücüsünün uzaktan izlenmesi ve kontrol edilmesine yönelik çalışmalar yapılması da önerilmektedir.

KAYNAKLAR

Adam, A. A. (2007). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması. *Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.*

Andika, R. J., Rusdinar, A., & Wibowo, A. S. (2018). Perancangan dan Implementasi Driver Motor Tiga Fasa untuk Pengendali kecepatan motor BLDC berbasis PWM pada mobil listrik. *EProceedings of Engineering*, *5*(1).

Anwar, M. N., & Pan, S. (2013). Synthesis of the PID controller using desired closed-loop response. *IFAC Proceedings Volumes*, *46*(32), 385–390. https://doi.org/10.3182/20131218-3-IN-2045.00023

Arifoğlu, U. (2023). *Güç elektroniği Devreleri, Matlab ve Simulink Çözümleri*. Ankara: Palme Yayınevi.

Arroyo, E. L. C. (2006). Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system. *M.S. Thesis, University of Puerto Rico. Porto Riko.*

Bayraktar, H. C. (2015). Yabancı Uyartımlı ile Fırçasız DC Motorların Hız ve Tork Karakteristiklerinin Karşılaştırılması. *Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Aydın Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.*

Bingöl, O., Yalçınkaya, M. A., & Tosun, O. (2015). Bilgisayar Arayüzlü DsPIC Kontrollü Fırçasız Doğru Akım Motoru Sürücü Sistemi. *Akademik Bilişim Konferansı*, 4–6.

Çabuk, A. S. (2021). Sensorless control of outer rotor brushless DC motor with back-EMF observer for drone. *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, *9*(4), 379–385.

Çelik, H. (2012). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun DSP Tabanlı Doğrudan Moment Kontrolü. *Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Elazığ.*

Celikel, R., & Aydogmus, O. (2017). A FPGA-Based Position Calculation for Shaft Resolvers. *8th International Advanced Technologies Symposium (IATS'17), 19-22 October 2017, Elazığ, Turkey*, 368–374.

Çetintaş, O. G., Akgül, K., & Ergene, L. T. (2023). Position Sensorless Speed Control of BLDC Motor with Using Back-EMF Method. *14th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2023 - Proceedings*. https://doi.org/10.1109/ELECO60389.2023.10415959

Dong, Q., & Chu, Z. (2021). Brushless DC Motor Driver based on SA306A Integrated Switching Amplifier. *2021 6th International Conference on Automation, Control and Robotics Engineering (CACRE)*, 403–408.

Duma, R., Dobra, P., Petreus, D., Sita, I. V., & Adrian Munteanu, R. (2010). Real-time BLDC motor control using the Stellaris LM3S8962 microcontroller. *EDERC 2010 - European DSP in Education and Research Conference, Proceedings*, *February 2014*, 57–61.

Ecevit, A. B. (2015). Güç elektroniği ve motor sürücü devrelerinde verim artırma yöntemleri. *Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.*

Erken, F. (2014). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanmalarının Azaltılması. *Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Elazığ.*

Fathoni, K., Apriaskar, E., Salim, N. A., Sulistyawan, V. N., Satria, R. L., & Hidayat, S. (2023). Design of Brushless DC Motor Driver Based on Bootstrap Circuit. *Jurnal Elektronika Dan Telekomunikasi*, *23*(2), 108–114.

Gödekoğlu, H. (2007). Fırçasız Doğru Akım Motoru Konum Kontrolörü Tasarımı. *Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.*

Gujjar, M. N., & Kumar, P. (2017). Comparative analysis of field oriented control of BLDC motor using SPWM and SVPWM techniques. *RTEICT 2017 - 2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information and Communication Technology, Proceedings*, *2018-Janua*, 924–929. https://doi.org/10.1109/RTEICT.2017.8256733

Hart, D. W. (2011). *Power Electronics*. USA: McGraw-Hill.

Hasanusta, K., & Serteller, N. F. O. (2015). Investigation Optimal Hall Sensors Position and Their Effects On Brushless Direct Current Motor (BLDCM). *Afyon Kocatepe University Journal of Sciences and Engineering*, *15*(3), 1–7. https://doi.org/10.5578/fmbd.10173

Hendershot, J. R., & Miller, T. (1995). Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. In *Clinical Research* (Vol. 26, Issue 3). Oxford University PressOxford. https://doi.org/10.1093/oso/9780198593898.001.0001

İmren, B., & Birbir, Y. (2022). Fırçasız Doğru Akım Motoru Sürücüsünün Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi. *International Periodical of Recent Technologies in Applied Engineering*, *Cilt: 3*-(Cilt: 3-Sayı: 1), 17–26. https://doi.org/10.29228/porta.7

Juan, Y. L., Chen, T. R., Chen, S. M., Chen, L. L., Cheng, C. Y., & Hsiao, S. H. (2019). Integrated single-stage driver for BLDC motors. *2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, 1–4.

Kaplan, K., Kuncan, M., Polat, H., Tepe, B., & Ertunç, H. M. (2020). PID ve Bulanık Mantık Tabanlı DC Motorun Gerçek Zamanlı Konum Kontrolü. *Iğdır Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, *10*(2), 900–916. https://doi.org/10.21597/jist.621724

Karapinar, U., Esen, Z., Sahin, M., & Kanburoglu, F. (2013). Cascaded controller algorithm design for a brushless DC motor with Matlab/Simulink and MCU implementation. *2013 21st Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 1–8. https://doi.org/10.1109/SIU.2013.6531550

Kim, Y. S. (2021). Modeling and simulation technique of brushless DC motor for phase control by operation mode. *International Journal of Mechanical Engineering*, *6*(3), 774–780.

Kizir, S., Yaren, T., & Kelekçi, E. (2021). *Matlab Simulink Destekli Gerçek Zamanlı Kontrol Teori ve Mühendislik Uygulamaları*. Ankara: Seçkin Yayıncılık.

Koçaş, G. (2023). Elektrikli araçlar için BLDC motor sürücü tasarımı. *Yüksek Lisans Tezi, Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü. Konya.*

Kommula, B. N., & Kota, V. R. (2016). Mathematical modeling and fuzzy logic control of a brushless DC motor employed in automobile and industrial applications. *2016 IEEE 1st International Conference on Control, Measurement and Instrumentation, CMI 2016*, *Cmi*, 321–325. https://doi.org/10.1109/CMI.2016.7413763

Lee, S., Lemley, T., & 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*, 49–55.

Liu, G., Chen, B., & Song, X. (2019). High-Precision Speed and Position Estimation Based on Hall Vector Frequency Tracking for PMSM with Bipolar Hall-Effect Sensors. *IEEE Sensors Journal*, *19*(6), 2347–2355. https://doi.org/10.1109/JSEN.2018.2885020

Maamoun, A., Alsayed, Y. M., & Shaltout, A. (2010). Space-vector PWM inverter feeding a Permanent-Magnet synchronous motor. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, *65*(5), 627–631.

Mach, V., Kovář, S., Valouch, J., & Adámek, M. (2018). Brushless DC motor control on arduino platform. *Przeglad Elektrotechniczny*.

Maghfiroh, H., Adriyanto, F., Ekananda, A. S., Saputro, J. S., Sujono, A., & Gh, R. L. L. (2021). Brushless Direct Current (BLDC) Motor Control System with Isolated Gate Driver. *2021 International Conference on Electrical and Information Technology (IEIT)*, 39–44.

Mahmud, M., M., S., H., A., & Nurashikin, A. (2020). Control BLDC Motor Speed using PID Controller. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, *11*(3), 477–481. https://doi.org/10.14569/IJACSA.2020.0110359

Maiya, S. G., Sumukha Holla, B. S., Patil, S., Patil, G., Angadi, S., & Raju, A. B. (2022). Trapezoidal Speed Control of BLDC Motor. *2022 International Conference on Smart Generation Computing, Communication and Networking, SMART GENCON 2022*, 1–5. https://doi.org/10.1109/SMARTGENCON56628.2022.10083559

Mihalache, G., & Ioan, A.-D. (2018). FPGA Implementation of BLDC Motor Driver with Hall Sensor Feedback. *2018 International Conference and Exposition on Electrical And Power Engineering (EPE)*, 624–629.

Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* (3d ed.). Wiley.

Mohanraj, D., Aruldavid, R., Verma, R., Sathiyasekar, K., Barnawi, A. B., Chokkalingam, B., & Mihet-Popa, L. (2022). A review of BLDC motor: state of art, advanced control techniques, and applications. *Ieee Access*, *10*, 54833–54869.

Mousmi, A., Abbou, A., & El Houm, Y. (2017). Trapezoidal control of Brushless DC motor based on DSP F28335. *2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, 1–5. https://doi.org/10.1109/WITS.2017.7934602

Orman, K. (2008). Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar için Akım Gözetleyici ve Hız Kestirimi. *Yüksek Lisans Tezi, Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Erzurum.*

Özçıra, S. (2007). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları. *Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.*

Prasad, G., Ramya, N. S., Prasad, P. V. N., & Das, G. T. R. (2012). Modelling and Simulation Analysis of the Brushless DC Motor by using MATLAB. *Ijitee*, *1*(5), 27–31.

Primiceri, P., Visconti, P., Melpignano, A., Colleoni, G., & Vilei, A. (2016). Hardware and software solution developed in ARM mbed environment for driving and controlling DC brushless motors based on ST X-NUCLEO development boards. *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, *9*(3), 1534–1562.

Rashid, M. H. (2001). *Power Electronics Handbook*. Florida: Academic Press.

Sidharthan, P. V., & Kashyap, Y. (2020). Brushless DC hub motor drive control for electric vehicle applications. *2020 First International Conference on Power, Control and Computing Technologies (ICPC2T)*, 448–453.

Simpkins, A., & 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*, 1948–1955. https://doi.org/10.1109/acc.2010.5531357

Sun, J. Di, Cao, G. Z., Huang, S. D., & Qiu, H. (2016). Software-based resolver-to-digital converter using the PLL tracking algorithm. *2016 13th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence, URAI 2016*, *1*, 719–723. https://doi.org/10.1109/URAI.2016.7734100

Tabak, A. (2020). Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Hız Kontrolünü Gerçekleştirmek İçin PID/PD Kontrolcü Tasarımı ve Performans İncelemesi. *European Journal of Science and Technology*, *19*, 145–155. https://doi.org/10.31590/ejosat.707004

Ulu, B. (2011). Fırçasız doğru akım motor (BLDC) hız kontrolü. *Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Malatya.*

URL-1. (2024). *NFAP1060L3TT Advance Information Intelligent Power Module (IPM), 600 V , 10 A*. https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/nfap1060l3tt-d.pdf

Yavuzarslan, Ü. (2019). Fırçasız Doğru Akım Motorlar İçin Sürücü Devre Tasarımı ve Geliştirilmesi. *Yüksek Lisans Tezi, Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Düzce.*

Yıldız, H. (2012). Tekerlek içi sabit mıknatıslı fırçasız doğru akım motorun bulanık mantık ile denetimi. *Yüksek Lisans Tezi, Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Karabük.*

Yıldız, T. (2009). Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Modellenmesi ve Kontrolü. *Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Sakarya.*

Yılmaz, M. (2005). Fırçasız Doğru Akım Motorunun Algılayıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması. *Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.*

Zeren, C. (2015). Devridaim sistemleri için küçük güçlü fırçasız doğru akım motoru tasarımı, üretimi ve kontrolü. *Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.*

Zhang, Y., Zhang, L., & Dong, Z. (2019). An MEA-Tuning Method for Design of the PID Controller. *Mathematical Problems in Engineering*, *2019*, 1–11. https://doi.org/10.1155/2019/1378783

Zhilenkov, A. A., & Denk, D. (2017). Designing of sensoreless control system for brushless direct current motor. *2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, 1104–1108.

EKLER

EK A. Mikrodenetleyici Program Kodları

```
/* USER CODE BEGIN Header */
/**
  ******************************************************************
  * @file           : main.c
  * @brief          : Main program body
  ******************************************************************
  * @attention
  *
  * Copyright (c) 2024 STMicroelectronics.
  * All rights reserved.
  *
  * This software is licensed under terms that can be found in
the LICENSE file
  * in the root directory of this software component.
  * If no LICENSE file comes with this software, it is
provided AS-IS.
  *
  ******************************************************************
  */
/* USER CODE END Header */
/* Includes ------------------------------------------------------*/
#include "main.h"

/* Private includes ----------------------------------------------*/
/* USER CODE BEGIN Includes */

float Kp=0.01;
float Ki=0.1;
float Kd=0.0001;
float hata0=0.0;
float hata;
float Up,Ui=0,Ud,Upid;

uint16_t olculen;
uint16_t referans;
uint16_t duty=0;
uint16_t dongu=1;
uint16_t hat_akim;
uint16_t igbt_sicaklik;
uint16_t referansADC;

ADC_ChannelConfTypeDef sConfigPrivate = {0};
/* USER CODE END Includes */

/* Private typedef -----------------------------------------------*/
/* USER CODE BEGIN PTD */

/* USER CODE END PTD */
```

EK A'nın devamı

```
/* Private define ------------------------------------------*/
/* USER CODE BEGIN PD */

/* USER CODE END PD */

/* Private macro -------------------------------------------*/
/* USER CODE BEGIN PM */

/* USER CODE END PM */

/* Private variables ---------------------------------------*/
ADC_HandleTypeDef hadc1;

TIM_HandleTypeDef htim1;
TIM_HandleTypeDef htim2;

/* USER CODE BEGIN PV */

/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes -----------------------------*/
void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_ADC1_Init(void);
static void MX_TIM1_Init(void);
static void MX_TIM2_Init(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */

/* USER CODE END PFP */

/* Private user code ---------------------------------------*/
/* USER CODE BEGIN 0 */

#define TIMCLOCK   84000000
#define PRESCALAR  18229

uint32_t IC_Val1 = 0;
uint32_t IC_Val2 = 0;
uint32_t Difference = 0;
int Is_First_Captured = 0;

/* Measure Frequency */
float frekans = 0;

void HAL_TIM_IC_CaptureCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
{
      if (htim->Channel == HAL_TIM_ACTIVE_CHANNEL_1)
      {
            if (Is_First_Captured==0) // if the first rising
edge is not captured
            {
                  IC_Val1 = HAL_TIM_ReadCapturedValue(htim,
TIM_CHANNEL_1); // read the first value
                  Is_First_Captured = 1;  // set the first
captured as true
```

EK A'nın devamı

```
            }

            else   // If the first rising edge is captured, now
we will capture the second edge
            {
                  IC_Val2 = HAL_TIM_ReadCapturedValue(htim,
TIM_CHANNEL_1);  // read second value

                  if (IC_Val2 > IC_Val1)
                  {
                        Difference = IC_Val2-IC_Val1;
                  }

                  else if (IC_Val1 > IC_Val2)
                  {
                        Difference = (0xffffffff - IC_Val1) +
IC_Val2;
                  }

                  float refClock = TIMCLOCK/(PRESCALAR);

                  frekans = refClock/Difference;

                  __HAL_TIM_SET_COUNTER(htim, 0);  // reset the
counter
                  Is_First_Captured = 0; // set it back to false
            }
      }
}

void  ADC_okuma()
{
        sConfigPrivate.Rank = 1;
        sConfigPrivate.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_84CYCLES;

        sConfigPrivate.Channel = ADC_CHANNEL_5;
        HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfigPrivate);
        HAL_ADC_Start(&hadc1);
        HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1,1000);
        hat_akim = HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
        HAL_ADC_Stop(&hadc1);

        sConfigPrivate.Channel = ADC_CHANNEL_6;
        HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfigPrivate);
        HAL_ADC_Start(&hadc1);
        HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1,1000);
        igbt_sicaklik = HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
        HAL_ADC_Stop(&hadc1);

        sConfigPrivate.Channel = ADC_CHANNEL_7;
        HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfigPrivate);
        HAL_ADC_Start(&hadc1);
        HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1,1000);
        referansADC = HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
        HAL_ADC_Stop(&hadc1);
```

EK A'nın devamı

```
}

/* USER CODE END 0 */

/**
  * @brief  The application entry point.
  * @retval int
  */
int main(void)
{

  /* USER CODE BEGIN 1 */

  /* USER CODE END 1 */

  /* MCU Configuration--------------------------------------*/

  /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface
and the Systick. */
  HAL_Init();

  /* USER CODE BEGIN Init */

  /* USER CODE END Init */

  /* Configure the system clock */
  SystemClock_Config();

  /* USER CODE BEGIN SysInit */

  /* USER CODE END SysInit */

  /* Initialize all configured peripherals */
  MX_GPIO_Init();
  MX_ADC1_Init();
  MX_TIM1_Init();
  MX_TIM2_Init();
  /* USER CODE BEGIN 2 */
  HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
  HAL_TIM_IC_Start_IT(&htim2, TIM_CHANNEL_1);

  /* USER CODE END 2 */

  /* Infinite loop */
  /* USER CODE BEGIN WHILE */
  while (1)
  {
     while(dongu)
       {
          ADC_okuma();
          if(hat_akim<1365)
          {//ACS724 Vo=2500mV-40mV*I (35A) Vo=1.1V==>ADC=1365
          HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_12, 1);
          //Rölenin kontağı açılarak besleme voltajı kesilir
          HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_13, 1);
```

EK A'nın devamı

```
      //Tüm komütasyon sinyalini kapat
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_14, 0);
      //mavi led aşırı akım RGB ortak anot
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_15, 1);
      HAL_TIM_PWM_Stop(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
      dongu=0;
      }

      else if(igbt_sicaklik>1055)
      {//LM35 Vo=10mV*T (85C) Vo=0.85V ==>ADC=1055
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_12, 1);
      //Rölenin kontağı açılarak besleme voltajı kesilir
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_13, 1);
      //Tüm komütasyon sinyalini kapat
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_14, 1);
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_15, 0);
      //kırmızı led igbt aşırı ısınma RGB ortak anot
      HAL_TIM_PWM_Stop(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
      dongu=0;
      }

      else
      {
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_12, 0);
      //Rölenin kontağı kapalı kalarak besleme voltajı
uygulanır
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_13, 0);
      //Tüm komütasyon sinyalini aç
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_14, 1);
      //aşırı akım mavi led sönük
      HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_15, 1);
      //aşırı ısınma kırmızı led sönük

      olculen=frekans*2.7;
      //0-240 frekans 0-650 RPM değerine dönüştü
      ADC_okuma();
      referans=referansADC*0.15873;
      //0-4095 arası değer 0-650 arası referans değerine
dönüştürülür

      //Yazılımsal PID kontrol algoritması
      hata=referans-olculen;

      Up=Kp*hata;

      Ui= Ui+Ki*hata; //ui=ui+Ki*hata;


      // İntegral yığılmasını sınırlandırma

      if(Ui>650)
      {
            Ui=650;
      }
      else if(Ui<-650)
```

EK A'nın devamı

```
            {
                  Ui=-650;
            }

            Ud=Kd*(hata-hata0);
            hata0=hata;

            Upid=Up+Ui+Ud;

            duty=(Upid*0.15384);
            //0-650 arası değer 0-100 arası görev oranına
      dönüştürülür
            if(duty>100)
            //Görev oranının 100 aşmaması sağlanır
            {
                  Ui=Ui-((duty-100)/Ki);
                  // İntegral yığılmayı önleme-integrali azaltma
                  duty=100;
            }

            else if(duty<0)
            //Görev oranının 0 altına düşmemesi sağlanır
            {
                  Ui=Ui-(duty/Ki);
            // İntegral yığılmayı önleme-integrali artırma
                  duty=0;
            }

            TIM1->CCR1 = duty;
            HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
            //PWM sinyalinin görev oranı eviriciye gönderilir
                    }
         }
    /* USER CODE END WHILE */

    /* USER CODE BEGIN 3 */
  }
  /* USER CODE END 3 */
}

/**
  * @brief System Clock Configuration
  * @retval None
  */
void SystemClock_Config(void)
{
  RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
  RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};

  /** Configure the main internal regulator output voltage
  */
  __HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE();

__HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE1);
```

EK A'nın devamı

```
  /** Initializes the RCC Oscillators according to the
specified parameters
  * in the RCC_OscInitTypeDef structure.
  */
  RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
  RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_ON;
  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 4;
  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 84;
  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = RCC_PLLP_DIV2;
  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 4;
  if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }

  /** Initializes the CPU, AHB and APB buses clocks
  */
  RCC_ClkInitStruct.ClockType =
RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK

|RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
  RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
  RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
  RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
  RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

  if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_2)
!= HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
}

/**
  * @brief ADC1 Initialization Function
  * @param None
  * @retval None
  */
static void MX_ADC1_Init(void)
{

  /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 0 */

  /* USER CODE END ADC1_Init 0 */

  ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};

  /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 1 */

  /* USER CODE END ADC1_Init 1 */

  /** Configure the global features of the ADC (Clock,
Resolution, Data Alignment and number of conversion)
```

EK A'nın devamı

```
  */
  hadc1.Instance = ADC1;
  hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_SYNC_PCLK_DIV4;
  hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_12B;
  hadc1.Init.ScanConvMode = DISABLE;
  hadc1.Init.ContinuousConvMode = ENABLE;
  hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
  hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge =
ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_NONE;
  hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_SOFTWARE_START;
  hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;
  hadc1.Init.NbrOfConversion = 1;
  hadc1.Init.DMAContinuousRequests = DISABLE;
  hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;
  if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }

  /** Configure for the selected ADC regular channel its
corresponding rank in the sequencer and its sample time.
  */
  sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_7;
  sConfig.Rank = 1;
  sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_3CYCLES;
  if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 2 */

  /* USER CODE END ADC1_Init 2 */

}

/**
  * @brief TIM1 Initialization Function
  * @param None
  * @retval None
  */
static void MX_TIM1_Init(void)
{

  /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 0 */

  /* USER CODE END TIM1_Init 0 */

  TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
  TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
  TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = {0};
  TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig = {0};

  /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 1 */

  /* USER CODE END TIM1_Init 1 */
```

EK A'nın devamı

```
  htim1.Instance = TIM1;
  htim1.Init.Prescaler = 84-1;
  htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
  htim1.Init.Period = 100-1;
  htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
  htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
  htim1.Init.AutoReloadPreload =
TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
  if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
  if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig)
!= HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
  sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
  if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1,
&sMasterConfig) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
  sConfigOC.Pulse = 0;
  sConfigOC.OCPolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
  sConfigOC.OCNPolarity = TIM_OCNPOLARITY_HIGH;
  sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
  sConfigOC.OCIdleState = TIM_OCIDLESTATE_RESET;
  sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCNIDLESTATE_RESET;
  if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC,
TIM_CHANNEL_1) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
  sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;
  sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
  sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 0;
  sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
  sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
  sBreakDeadTimeConfig.AutomaticOutput =
TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
  if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1,
&sBreakDeadTimeConfig) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 2 */
```

EK A'nın devamı

```
  /* USER CODE END TIM1_Init 2 */
  HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);

}

/**
  * @brief TIM2 Initialization Function
  * @param None
  * @retval None
  */
static void MX_TIM2_Init(void)
{

  /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 0 */

  /* USER CODE END TIM2_Init 0 */

  TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
  TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
  TIM_IC_InitTypeDef sConfigIC = {0};

  /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 1 */

  /* USER CODE END TIM2_Init 1 */
  htim2.Instance = TIM2;
  htim2.Init.Prescaler = 84-1;
  htim2.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
  htim2.Init.Period = 4294967295;
  htim2.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
  htim2.Init.AutoReloadPreload =
TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
  if (HAL_TIM_Base_Init(&htim2) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
  if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim2, &sClockSourceConfig)
!= HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  if (HAL_TIM_IC_Init(&htim2) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
  sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
  if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim2,
&sMasterConfig) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  sConfigIC.ICPolarity = TIM_INPUTCHANNELPOLARITY_RISING;
  sConfigIC.ICSelection = TIM_ICSELECTION_DIRECTTI;
```

EK A'nın devamı

```
  sConfigIC.ICPrescaler = TIM_ICPSC_DIV1;
  sConfigIC.ICFilter = 0;
  if (HAL_TIM_IC_ConfigChannel(&htim2, &sConfigIC,
TIM_CHANNEL_1) != HAL_OK)
  {
    Error_Handler();
  }
  /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 2 */

  /* USER CODE END TIM2_Init 2 */

}

/**
  * @brief GPIO Initialization Function
  * @param None
  * @retval None
  */
static void MX_GPIO_Init(void)
{
  GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};
/* USER CODE BEGIN MX_GPIO_Init_1 */
/* USER CODE END MX_GPIO_Init_1 */

  /* GPIO Ports Clock Enable */
  __HAL_RCC_GPIOH_CLK_ENABLE();
  __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
  __HAL_RCC_GPIOE_CLK_ENABLE();
  __HAL_RCC_GPIOD_CLK_ENABLE();

  /*Configure GPIO pin Output Level */
  HAL_GPIO_WritePin(GPIOD,
GPIO_PIN_12|GPIO_PIN_13|GPIO_PIN_14|GPIO_PIN_15,
GPIO_PIN_RESET);

  /*Configure GPIO pins : PD12 PD13 PD14 PD15 */
  GPIO_InitStruct.Pin =
GPIO_PIN_12|GPIO_PIN_13|GPIO_PIN_14|GPIO_PIN_15;
  GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
  GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
  GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
  HAL_GPIO_Init(GPIOD, &GPIO_InitStruct);

/* USER CODE BEGIN MX_GPIO_Init_2 */
/* USER CODE END MX_GPIO_Init_2 */
}

/* USER CODE BEGIN 4 */

/* USER CODE END 4 */

/**
  * @brief  This function is executed in case of error
occurrence.
  * @retval None
```

EK A'nın devamı

```
  */
void Error_Handler(void)
{
  /* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
  /* User can add his own implementation to report the HAL
error return state */
  __disable_irq();
  while (1)
  {
  }
  /* USER CODE END Error_Handler_Debug */
}

#ifdef  USE_FULL_ASSERT
/**
  * @brief  Reports the name of the source file and the source
line number
  *         where the assert_param error has occurred.
  * @param  file: pointer to the source file name
  * @param  line: assert_param error line source number
  * @retval None
  */
void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
{
  /* USER CODE BEGIN 6 */
  /* User can add his own implementation to report the file
name and line number,
     ex: printf("Wrong parameters value: file %s on line
%d\r\n", file, line) */
  /* USER CODE END 6 */
}
#endif /* USE_FULL_ASSERT */
```