

T.C.
ISPARTA UYGULAMALI BİLİMLER ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

İKLİMLENDİRME SİSTEMLERİNDE KULLANILAN FAN
YÜKÜ UYGULAMALARI İÇİN GSM SÜRÜCÜ TASARIMI

Buğra ER

Danışman
Prof. Dr. Okan BİNGÖL

ISPARTA - 2023



© 2023 [Buğra ER]

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İÇİNDEKİLER	i
ÖZET	ii
ABSTRACT.....	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	v
ÇİZELGELER DİZİNİ	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	vii
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ	4
3. MATERYAL VE YÖNTEM	8
3.1. Otomotiv Sektöründe Kullanılan Elektrik Motorları	8
3.1.1. Fan ve pompa uygulamalarında elektrik motorları	8
3.1.2. Elektrik motorlarında haberleşme sistemleri	8
3.2. Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor	9
3.2.1. GSM yapısı	10
3.2.2. Stator yapısı	10
3.2.3. Rotor yapısı	11
3.3. GSM Elektriksel Parametrelerinin Ölçümü	14
3.3.1. d ve q eksenli endüktansları ölçümü	15
3.4. GSM Komütasyonu	16
3.4.1. Trapezoidal komütasyon	16
3.4.2. Sinüsoidal komütasyon	16
3.5. GSM Modeli	17
3.5.1. Clarke dönüşümü	19
3.5.2. Ters clark dönüşümü	20
3.5.3. Park dönüşümü	20
3.5.4. Ters park dönüşümü	21
3.5.5. GSM matematiksel modeli	21
3.6. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	25
3.7. GSM Hız Kontrolü	28
3.7.1. Skaler kontrol	28
3.7.2. Vektörel Kontrol	29
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	32
4.1. Tez Çalışmasında Kullanılan GSM Özellikleri	32
4.2. STSPIN32F0251 İşlemcinin Özellikleri	32
4.2.1. DGM modülü	35
4.2.2. ADC modülü	39
4.3. GSM Sürücü Donanımı	40
4.3.1. Motor sürücü güç katmanı	41
4.3.2. GSM sürücü zıt emk algılama devresi	44
4.3.3. GSM sürücüsü gerçekleşmesi	49
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	54
KAYNAKLAR	56
ÖZGEÇMİŞ	61

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

İKLİMLENDİRME SİSTEMLERİNDE KULLANILAN FAN YÜKÜ UYGULAMALARI İÇİN GSM SÜRÜCÜ TASARIMI

Buğra ER

Isparta Uygulamalı Bilimler Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Okan BİNGÖL

Gömülü mıknatıslı senkron motorlar (GSM), endüstriyel ve otomotiv sektöründeki HVAC (Isıtma, havalandırma ve iklimlendirme), fan ve pompa motorlarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadırlar. Gelişen yazılım ve donanım teknolojileri ile birlikte GSM'lerin verimlerini artırmak üzere birçok çalışma yapılmaktadır. Çalışmalar sonucunda GSM'un kontrolünde alan yönlendirmeli kontrol (AYK) ve doğrudan moment kontrolünün (DMK) yaygın bir şekilde kullanıldığı görülmüştür. Eviricilerdeki yüksek anahtarlama frekansına sahip yarıiletken güç anahtarları farklı darbe genişlik modülasyonları (DGM) kullanılarak kontrol edilmektedir.

Bu tez çalışmasında, üç fazlı evirici tarafından beslenen GSM'un fan yükünde alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirilmiştir. Üç fazlı eviriciyi kontrol etmek için uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) yöntemi kullanılmıştır. Uygulama çalışmalarında STM32F031 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. GSM'na bağlı eksenel fanın tepkisini incelemek için deney düzeneği gerçekleştirilmiştir. GSM sürücüsü üzerinde zıt elektromanyetik kuvvet (EMK) algılama devresinde çalışmalar yapılarak 4.2V değerine kadar anlık gerilim yükselmeleri mevcut devre iyileştirilerek gerilim yükselmeleri 3.6V'u geçmediği gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Gömülü mıknatıslı senkron motor, Alan yönlendirmeli iklimlendirme uygulamaları hız kontrolü

2023, 61 sayfa

ABSTRACT

Master's Thesis

IPMSM DRIVER DESIGN FOR FAN LOAD APPLICATIONS USED IN AIR CONDITIONING SYSTEMS

Buğra ER

**Isparta University of Applied Sciences
The Institute of Graduate Education
Department of Electrical-Electronics Engineering**

Supervisor: Prof. Dr. Okan BİNGÖL

Interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM) are widely used in HVAC (Heating, ventilation and air conditioning), fan and pump motors in the industrial and automotive sectors. With the developing software and hardware technologies, many studies are carried out to increase the efficiency of IPMSMs. As a result of the studies, it has been seen that field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) are widely used in the control of IPMSM. High switching frequency semiconductor power switches in inverters are controlled using different pulse width modulations (PWM).

In this thesis, field oriented control of the IPMSM fed by a three-phase inverter was carried out at the fan load. Space vector pulse width modulation (SVPWM) method is used to control the three-phase inverter. STM32F031 microcontroller was used in application studies. An experimental setup was carried out to examine the response of the axial fan connected to the IPMSM. It has been observed that the voltage spikes do not exceed 3.6V by improving the current circuit with instantaneous voltage spikes up to 4.2V by working on the back electromagnetic force (EMF) detection circuit on the IPMSM driver.

Key Words: Interior permanent magnet synchronous motor, Field oriented air conditioning applications speed control

2023, 61 pages

TEŞEKKÜR

Tezimin yürütülmesinde desteğini ve emeğini hiçbir zaman esirgemeyen tez danışmanım Sayın hocam Prof. Dr. Okan BİNGÖL'e teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca tez çalışmalarım boyunca desteklerini sunan Kormas ARGE çalışanlarına, yöneticilerime ve arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Tezimin her aşamasında beni yalnız bırakmayan annem Serap ER'e, babam Yücel ER'e ve ablam Aslı YAŞAR'a sonsuz sevgi ve saygılarımı sunarım. Çalışma süresince beni desteklediği ve yüreklendirdiği için Aslı Ilgın HORZUM'a teşekkürlerimi sunarım.

Buğra ER
ISPARTA, 2023

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 1.1. Fırçalı motor yapısı	3
Şekil 1.2. Fırçasız motor örnekleri	4
Şekil 3.1. Fırçasız motor bileşenleri	9
Şekil 3.2. Gömülü mıknatıslı motor yapısı	10
Şekil 3.3. GSM Stator yapısı	11
Şekil 3.4. Gömülü mıknatıslı rotor	11
Şekil 3.5. Yüzey montajlı rotor	12
Şekil 3.6. Kanal montajlı rotor	12
Şekil 3.7. Gömülü mıknatıslı motor rotoru	13
Şekil 3.8. İç rotorlu fırçasız DA motor	13
Şekil 3.9. Dış rotorlu fırçasız DA motor	13
Şekil 3.10. Motor endüktans ölçümü	15
Şekil 3.11. Üç faz evirici devre yapısı	17
Şekil 3.12. İki fazlı hareketli sistem	20
Şekil 3.13. DGM çeşitleri	25
Şekil 3.14. Yıldız bağlı motor eşdeğer devresi	25
Şekil 3.15. Motor sektörleri gösterimi	27
Şekil 3.16. Gömülü mıknatıslı senkron motor kontrol yöntemleri	28
Şekil 3.17. AYK blok şeması	30
Şekil 4.1. Kullanılan denetleyicinin iç yapısı	33
Şekil 4.2. Kullanılan fonksiyonel blok diyagramı	34
Şekil 4.3. Kullanılan denetleyicinin pin yapılandırması	34
Şekil 4.4. Kullanılan denetleyicinin saat ayarlamaları	35
Şekil 4.5. DGM alt modülleri ve yazmaçları	36
Şekil 4.6. DGM işlem karşılaştırma altmodülü	38
Şekil 4.7. DGM olay tetikleyici modülü	39
Şekil 4.8. Kullanılan denetleyicinin ADC yapısı	40
Şekil 4.9. Güç katmanı	41
Şekil 4.10. DGM sinyali	43
Şekil 4.11. Motor sargılarında enerji akışı	43
Şekil 4.12. Basitleştirilmiş zıt emk algılama devresi	44
Şekil 4.13. Basitleştirilmiş zıt emk algılama devresi gerilim sinyali	45
Şekil 4.14. İyileştirilmiş zıt emk algılama devresi	45
Şekil 4.15. İyileştirilmiş zıt emk algılama devresi gerilim sinyali	46
Şekil 4.16. Faz sinyali okuma devresi	46
Şekil 4.17. Akım okuma devresi	47
Şekil 4.18. Opamp çıkışında gerilim grafiği	48
Şekil 4.19. Sıcaklık ve gerilim okuma devresi	48
Şekil 4.20. Sürücü devre kartı çizimi	49
Şekil 4.21. Kullanılan devre kartı	50
Şekil 4.22. Aksiyel fan ile motor sürücü testleri	50
Şekil 4.23. Faz-Faz arası gerilim grafiği	51
Şekil 4.24. GSM fan yükü ile sabit hız test sonucu	51
Şekil 4.25. Devre kartı ve motor testleri	52
Şekil 4.26. GSM tork testinde sabit hız test sonucu	52
Şekil 4.27. GSM eklenen tork değeri	52

ÇİZELGELER DİZİNİ

	Sayfa
Çizelge 3.1. Motor parametreleri	14
Çizelge 3.2. Motor direnç ve endüktans değerleri	15
Çizelge 3.3. Konuma göre faz durumları	26
Çizelge 4.1. Motor hız ve gerilim değerleri	32



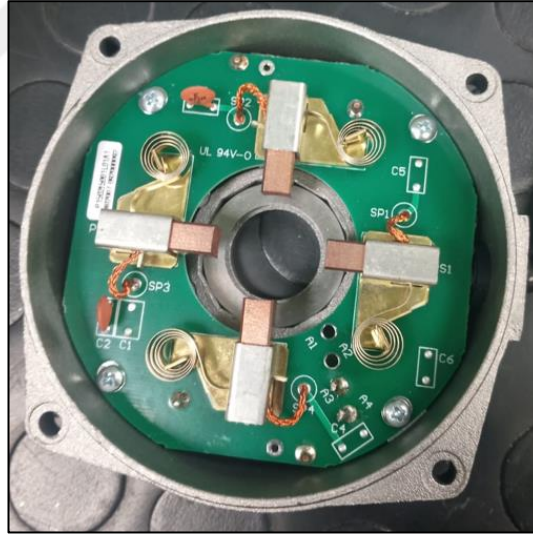
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

AA	Alternatif akım
ADC	Analog dijital çevirici
AYK	Alan yönlendirmeli kontrol
CAN	Control area network
DA	Doğru akım
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
DMK	Direkt moment kontrolü
Emk	Elektro motor kuvvet
GMSM	Gömülü mıknatıslı senkron motor
IGBT	Yalıtılmış kapılı bipolar transistör
MOSFET	Metal oksit alan etkili transistör
P	Güç (Watt)
PM	Permanent magnet (Sabit mıknatıslı)
PI	Oransal-integral denetleyici
PID	Oransal-integral-türev denetleyici
SM	Synchronous motor (Senkron motor)
SMSM	Sabit mıknatıslı senkron motor
UVDGM	Uzay vektör DGM

1. GİRİŞ

Günümüz dünyasında elektrik makinaları ev aletlerinden, ulaşım araçlarına kadar birçok alanda kullanılmaktadır. Elektrik makinaları elektriksel enerjiyi mekaniksel enerjiye veya mekaniksel enerjiyi elektriksel enerjiye döndüren makinalar olarak ifade edilir. Kendi aralarında hareketli ve hareketsiz elektrik makinaları olarak sınıflandırılır (Markovic, 2003). Hareketli doğru akım (DA) motorları kendi aralarında fırçalı ve fırçasız olarak gruplanır.

Fırçalı DA motorları endüvi sargılarına DA uygulanır. Manyetik alan akısı ya stator üzerine sarılmış elektriksel sargılarla ya da kalıcı mıknatıslarla elde edilir. Fırçalı DA motorlarında endüvi sargılarına uygulanan akımın yönünü değiştirmek için komütatör gerekir. Fırçalı DA motorlarının yapısında Şekil 1.1'de gösterilen fırçaların ve komütatörün olması kontrol edilebilirliği kolaylaştırır da bakım maliyeti gibi dezavantajları beraberinde getirir.



Şekil 1.1. Fırçalı DA motor fırça devre kartı yapısı

Elektrik makinalarında son gelişmeler ile beraber kullanım yerlerine göre dayanıklılık, sessiz çalışma, verim gibi unsurlar ön plana çıkmaktadır. Fırçalı motorlar bir süre boyunca endüstride ve otomotiv sektöründe sıklıkla kullanılmıştır. Fırçalı motorlarda fırçalar ömür, ses, verim konularında oldukça dezavantajlıdır (Ulu, 2011). Aynı zamanda komütasyon esnasında oluşan arklar bu motorların yanıcı patlayıcı ortamlarda kullanılmasının sınırlar.

Fırçasız DA motorları kendi içyapıları ve sürüş çeşitleri göz önünde bulundurulduğunda geliştirilmeye oldukça açıktır. Fırçasız DA motorlarındaki bu gelişmeler, taşıt teknolojilerinde fosil yakıt kullanan içten yanmalı motorlar ile kullanılabilirlik açısından rekabet edilebilir bir duruma getirmiştir. Otomotiv ve endüstriyel de kullanılan elektrik motorlarında giriş gerilimleri değişken olabilir. Mevcut alanda kullanılan gerilimin değişmesi ile beraber motor ve motor sürücü tarafında majör değişikliklerin yapılması gerekmektedir. Motor yapısı ise üretilebilirlik ve kullanılan malzemeler göz önünde bulundurularak seçilmelidir. Şekil 1.2’de fırçasız motor görselleri verilmiştir.



Şekil 1.2. Fırçasız motor örnekleri

Fırçasız motorlar sürüş şekillerine ve motor yapılarına göre sınıflandırılmaktadır. Fırçasız DA motorları günümüzde popüler olan motor türlerinden biridir. Fırçasız DA motorlarının rotor yapısında mıknatıs bulunmaktadır. Statoruna ise üç faz sargıları bulunmaktadır. Sarım çeşitlerine göre hız, verim ve moment gibi parametrelerinin değişimi mümkündür. Fırçasız DA motorları trapezoidal bir sinyal ile kontrol edilmektedir. Fırçasız DA motorlarının çalışabilmesi için rotor pozisyonunun bilinmesi gerekmektedir. Fırçasız motorlar incelendiğinde sinüzoidal gerilim ile kontrol edilen motorların trapezoidal gerilim grafiği ile kontrol edilen metotlara oranla daha verimli olduğu görülmüştür (Sakunthala vd., 2017). Sinüzoidal gerilim grafiği ile kontrol edilen en yaygın motor tipi kalıcı mıknatıslı senkron motordur. Kalıcı

mıknatıslı senkron motor yapısı fırçasız DA motoru yapısına benzemektedir (Derammelaere vd., 2016). Kontrol algoritmaları ve donanımlar ile beraber birçok iyileştirme yapılabilmektedir.

Stator faz sargılarının sarıldığı motorun silisli saçlardan oluşan duran kısmıdır. Saçlar üzerinde kalıplarla stator olukları açılmaktadır. Oluşturulan oluklara sargılar sarılmaktadır. Fırçasız DA motorlarının sargıları yıldız veya üçgen olarak bağlanabilir. Rotorun sabit mıknatıs ile oluşturulması, fırça ve kollektör kullanılması ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır. Fırça ve kollektörün olmaması ile beraber ark oluşma ihtimali ortadan kaldırılır. Bu şekilde bakım gerektirmeyen ve sürtünme kayıpları nispeten daha az olan fırçasız motor elde edilir (Nory, 2018).

Bu çalışma kapsamında, AYK yöntemi kullanılarak uygulamalı olarak devre kartı üzerinde mikro denetleyici ile beraber GSM'un kontrolü ile donanım üzerinde uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Ayrıca motorun sabit güç bölgesinde kontrolü için GSM sürücü tasarımı yapılarak fan yüklerinde geniş hız aralığında veya belirlenen moment değerine kadar sabit hızda çalışabilmesi de sağlanmıştır. Bu süreçte zıt emk algılama devresi üzerinde çeşitli iyileştirmeler yapılmıştır. Tasarıma dair şematik çizimleri ve kullanılan komponentler paylaşılmıştır. GSM'na farklı moment uygulanmış olup GSM ve sürücüsü üzerinde yapılan çalışmalar ayrıntılı bir şekilde verilmiştir.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

Jahns (1987), çalışmasında gömülü mıknatıslı senkron motor, akı zayıflatma kontrolü aracılığıyla genişletilmiş hız aralığı sabit güç çalışması incelenmiştir. Akı zayıflatma, rotor mıknatısları tarafından üretilen sabit genlikli manyetik hava aralığı akısına karşı koymak için stator akımı bileşenleri kullanılmıştır. Gömülü mıknatıslı motor sürücüsünün simülasyon ve ampirik test sonuçları, yeni akı zayıflatma kontrol algoritması kullanılarak elde edilen test sonuçları paylaşılmıştır.

Jeong vd. (2005), çalışmalarında gömülü mıknatıslı motor tabanlı bir elektrikli araç tahrik sisteminde meydana gelebilecek ana sensör arızalarına hata toleransı sağlayan bir kontrol stratejisi sunulmuştur. Olası her bir sensör arızası için, karşılık gelen bir algılama veya teşhis yöntemi sağlanmıştır. Akım sensörü arızaları durumunda, gerekli akım bilgilerini sağlamak için bir durum gözlemcisi kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar hem arıza tespit algoritmasının hem de yeniden yapılandırılabilir kontrol şemasının etkinliğini gösterilmiştir.

Sul ve Kim (2012), çalışmalarında gömülü mıknatıslı senkron motorun sensörsüz kontrolü için kullanılan teknikleri incelemiştir. Numerik /analitikmetodla tahmin edilen zıt emk model referansı uyarlamalı kontrol veya gözlemci tabanlı kontrol tekniklerini incelemiş ve gömülü mıknatıslı senkron motorun sensörsüz kontrolü için kullanmışlardır. Sensörsüz kontrolü gerçekleştiren kartı ticarileştirilerek ayrı bir başarı elde etmişler bu alandaki trendin belirlenmesinde etkili oldukları söylenebilir.

Bitsi vd. (2019), çalışmalarında otomotiv uygulamalarında kullanılan asenkron motor ve gömülü mıknatıslı motorların ve sürücülerinin çok amaçlı optimizasyonunu gerçekleştirmişlerdir.

Zhang vd. (2019), çalışmalarında elektrikli araçlar için motor sürücü sisteminin yüksek hata toleransı ve sensörsüz çalışma kapasitesini gerçekleştirmek için beş fazlı akı yoğunlaştırıcı gürbüz yeni bir gömülü mıknatıslı senkron motor önermiştir.

Ghahderijani ve Dehkordi (2020), çalışmalarında Z (empedans) kaynaklı eviricilerin motor sürücü sistemlerinde pratik kullanımını kolaylaştırmayı amaçlamıştır. Bir Z

kaynak evirici kullanan bir sabit mıknatıslı senkron motor sürücü sistemi için iki olası konfigürasyona sahip sağlam ve hızlı bir kontrol şeması sunulmuştur. Önerilen kontrol sistemi, motor tarafındaki hız ve akım döngülerinin yanı sıra Z kaynak tarafındaki akım ve gerilim döngülerine uygulanmaktadır. Uzay vektör modülasyon tekniği ile karşılaştırıldığında moment dalgalanmasında %25 ve oturma süresinde %60 azalma ile gelişmiş konfigürasyonun sağlamlığını kanıtlanmıştır.

Berardi vd. (2019), çalışmalarında otomotiv uygulamaları için gömülü mıknatıslı motorun çeşitli yüklerde çalışma analizlerini gerçekleştirmişlerdir. Yüksek güç yoğunluğu ve moment bölgelerini incelemişlerdir.

Valente vd. (2019), çalışmalarında V şekilli gömülü mıknatıslı motor tasarımı, motor sürüşü ve optimizasyon gerçekleştirmişlerdir. Otomotiv uygulamaları için V şekil gömülü mıknatıslı senkron motorun parametrelerinin motor verimi üzerindeki etkilerine çalışmalarında yer vermişlerdir.

Kwon vd. (2020), çalışmalarında son beş yıldır sinyal enjeksiyonuna dayalı bir gömülü mıknatıslı senkron motorun sensörsüz kontrolünün gelişmelerini incelenmişlerdir. Gömülü mıknatıslı senkron motorun daha yüksek tork yoğunluğu için aşırı derecede doymuş olduğu bir aracın çekişine yönelik bazı sensörsüz gömülü mıknatıslı senkron motor kontrol yöntemleri önermişlerdir. Kare dalga sinyal enjeksiyonundan yararlanan birkaç sensörsüz yöntemle tipik otomotiv sınıfı gömülü mıknatıslı senkron motor için simülasyon ve test sonuçlarını çalışmalarında sunmuşlardır.

Atsız (2021), çalışmasında verime ve yüksek güç yoğunluğuna sahip gömülü mıknatıslı senkron motorların moment kontrolünü ele almıştır. Gömülü mıknatıslı motorlarda moment kontrolü, elektrikli araçların yaygınlaşmasıyla önemli bir çalışma konusunu oluşturmaktadır. Moment, motor sargılarında oluşturulan akım ile elde edildiğinden akım kontrolörü tasarımı ve akıma etki eden sistemlerin tasarımı ve etkileri incelenmiştir.

Liu vd. (2021), çalışmalarında matris dönüştürücü tabanlı gömülü mıknatıslı senkron motor sürücüsü üzerine Renesas Electronics Corporation tarafından üretilen SH7237 dijital sinyal işlemcisi uygulamışlardır. Akımlar bariz bir şekilde azalmış ve gömülü

mıknatıslı motor hız tepkileri belirgin bir şekilde iyileştiğini aynı zamanda toplam harmonik bozulunun yaklaşık olarak %32'ye kadar azaldığını ifade etmişlerdir.

Lin vd. (2021a), çalışmalarında şehir içi hafif raylı taşıtın simüle edebilmek için belirli bir hız profilinin hız takibini ve süper kapasitör tabanlı gömülü mıknatıslı senkron motor sürücüsü geliştirilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi kullanılarak gömülü mıknatıslı senkron motorun kontrolü sağlamışlardır.

Lin vd. (2021b), çalışmalarında makine öğrenimine dayalı akım başına maksimum tork ve akı zayıflaması kontrolüne sahip bir gömülü mıknatıslı senkron motor sürücü sistemi sunulmuştur. Gömülü mıknatıslı senkron motor kontrol performansı, sıcaklık değişimi ve manyetik doygunluk nedeniyle önemli ölçüde değiştiğinden Petri olasılıksal bulanık sinir ağı kullanan makine öğrenimi kullanılmıştır. Hız kontrolünün geçici yanıtını iyileştirmek için uyarlanabilir bir tamamlayıcı kayan kipli hız kontrolörü geliştirilmişler ve deneysel sonuçları vermişlerdir.

Hassan vd. (2022), çalışmalarında üç fazlı motorların standart model öngörülü kontrolü, değişken anahtarlama frekansı, büyük akım harmonikleri ve tork dalgalanmalarına ek olarak tüm gerilim vektörlerini değerlendirmiştir. Üç fazlı bir gömülü mıknatıslı senkron motor için hesaplamalı verimli bir model öngörülü akım kontrolü önerilmiştir. Önerilen yöntemin geçerliliği, Matlab ortamında yapılan benzetimler ve TMS320F28335 dijital sinyal işlemcisi tabanlı deney düzeneğinden elde edilen sonuçların karşılaştırılması şeklinde verilmiştir. Farklı çalışma koşulları için sonuçların kapsamlı bir analizi, önerilen yöntemin etkinliğini ve sağlamlığını ispatlamışlardır.

Park vd. (2022), çalışmalarında demiryolu vagonlarında kullanılan gömülü mıknatıslı senkron motorların kontrolüne dair yöntem önermiştir. Yüksek güçte anahtarlama kaybindan kaynaklanan ısı nedeniyle vagonlarda kontrol cihazlarında problemler belirtilmiştir. Değişken anahtarlama frekansına dayalı senkron darbe genişliği modülasyon kontrol yöntemini, maksimum gerilim modülasyon indeksini dikkate alan bir akı zayıflatma kontrol yöntemini ve optimize edilmiş bir aşırı modülasyon yöntemini birleştirir. Önerilen yöntemin geçerliliği ve etkinliği, simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçlarla kıyaslanmıştır.

Mendoza vd. (2022), çalışmalarında gömülü mıknatıslı senkron motor için sensörsüz bir hız kontrol tasarımı önerilmiştir. Kontrolün amacı, yük tork bozulmalarına ve parametre belirsizliklerine mevcut sistemde istenen hızda gömülü mıknatıslı senkron motoru sürmektir. Literatürdeki şemalarla karşılaştırmalı bir çalışma da dahil olmak üzere deneysel sonuçlar verilmiştir.

Son vd. (2023), çalışmalarında motor kontrolü için alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan tork kontrolü kapsamlı bir şekilde incelenmişlerdir. Her iki kontrol algoritması da bir gömülü mıknatıslı senkron motoru kontrol etmek için bir gerilim kaynağı çeviricisi kullanmıştır. Sonuç olarak, önerilen algoritma ile deneyler ve simülasyonlar yapılmış, tork ve stator akı dalgalanmasında iyileştirilmelerin olduğunu belirtmişlerdir.

Park vd. (2023), çalışmalarında DGM'a dayalı olarak bir gömülü mıknatıslı senkron motorun çalışma noktasındaki özelliklerini ve performansını sunmuşlardır. DGM, üç fazlı bir eviricinin çıkış geriliminin ayarlanması edilmesinde kullanmışlardır. Çalışmanın sonuçlarına göre, DGM yöntemleri kullanarak gömülü mıknatıslı senkron motor ve evirici kontrol özelliklerini karşılaştırmışlardır.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Otomotiv Sektöründe Kullanılan Elektrik Motorları

Otomotiv sektöründe ana tahrik motoru ya da tekerlek içi motor olarak kullanılan motorların yanı sıra fan motoru, pompa motoru, silecek motoru gibi birçok elektrik motoru bulunmaktadır. Bu motorların sürücü ve motor tasarımları kullanılan alandaki yüküne ve çalışma modlarına göre belirlenmektedir. Ağırlıklı olarak fırçalı motor kullanımı görülmektedir. Fakat gelişen teknoloji ve verim standartları ile beraber düşük güçlü elektrik motorlarında da fırçasız motorlar devreye alınmaktadır. HVAC sistemlerinde de kullanılan motorlar fırçasız motor olarak güncellenmektedir. Bu değişim verim, performans, ses ve ömür kaynaklı olarak yapılmaktadır (Çetin ve Daldaban, 2014).

3.1.1. Fan ve pompa uygulamalarında elektrik motorları

Elektrik motorları endüstri ve otomotiv sektörlerinde birçok alanda kullanılmaktadır. Kullanılan alanların bir bölümü de fan ve pompa uygulamalarıdır. Bu uygulamalar yükte kalkışı ve değişken yükü kontrol edebilmeyi gerektirir. Motor kalkış karakteristiği göz önünde bulundurulduğunda, elektrik motorları arasındaki en iyi performansı gösteren motorlardan biri de GMSM'dir. Uygulamaların çoğunda büyük oranda bu yük karakteristiğine sahip pompa ve fanlar kullanılmaktadır. Santrifüj pompaları ve fan gibi akış gücü ile çalışan uygulamalarda dönüş hızının karesi ile yük momenti orantılı olarak artmaktadır (Hassanpour ve Zadeh, 2009).

Elektrikli araçlar ve içten yanmalı motor soğutma sistemlerinde elektrik ile kontrol edilen eksenel fanlar kullanılır. Günümüzde üfleç, aksiyel fan, HVAC fan ve santrifüj pompa olarak birçok uygulamada fırçalı motor yerine verim, ses ve ömür gibi avantajları ile beraber fırçasız motorların kullanımı göze çarpmaktadır.

3.1.2. Elektrik motorlarında haberleşme sistemleri

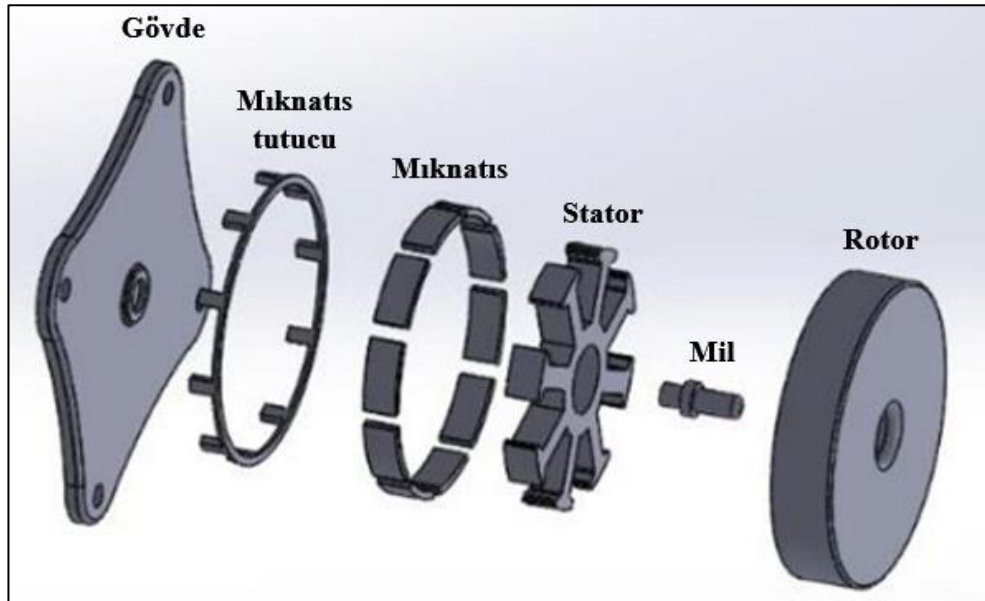
Günümüzde otomobil sektöründe erişilmesi düşünülen hedeflerden biri de araca dahil olan iç ve dış sistemlerle haberleşmesidir. Eski nesil araçlarda kullanılan her sensör ve

ara birim için günümüz araçlarında tüm sensörler ve kontrolörler bir veya iki kablo ile bağlantılı oldukları ağ üzerinden haberleşmektedirler. Bu yüzden otomobil haberleşmeleri için araç içi ağ kavramı kullanılmaya başlanmıştır. Ara birim olarak ifade edilen komponentler genel olarak havalandırma motoru, silecek motorları, cam kaldırma motorları olarak ifade edilebilir. Günümüz otomobillerinde elektrik motorlarını kontrol eden sistemlerde kullanılan veri yolu sistemleri ağırlıklı olarak CAN Bus ve LIN Bus olarak görülmektedir (Er ve Bingöl, 2022).

3.2. Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor

GMSM, güç yoğunluğu nedeniyle çeşitli uygulamalarda kullanılmaktadır. Fırçasız motorlar zıt emk dalga şekillerine göre trapezoidal ve sinüzoidal zıt emk'ya sahip olan motorlar olarak iki sınıfa ayrılırlar. Bir GMSM genellikle üç fazlı sinüzoidal akımla uyarılırken, bir gömülü mıknatıslı motor üç fazlı trapezoidal akım tarafından uyarılır. Sabit mıknatıslı motorlar genellikle üç fazlı gerilim kaynağı evirici ile beslenirler (Damodharan vd., 2008). Motor içinde alan etkili sensör kullanmadan rotor konumunun tespit edilmesi mümkündür (Gang vd., 2016).

Fırçasız motorlarda bulunan parçaların gösterimi Şekil 3.1'de verilmiştir. Burada dış rotorlu bir fırçasız motorun rotor, stator, mil, mıknatıslar ve kapakları gösterilmiştir.

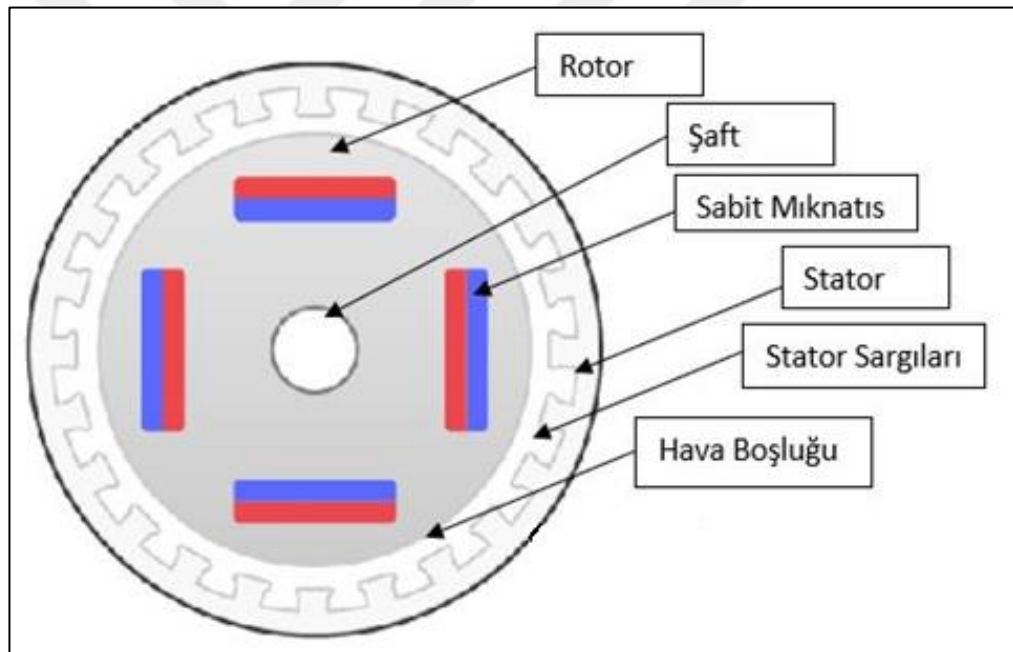


Şekil 3.1. Fırçasız motor bileşenleri

3.2.1. GSM yapısı

Gömülü mıknatıslı senkron motor rotor üzerinde gömülü mıknatıslar bulunan statorda ise sargılar bulunan motor türüdür. Statorda yer alan sargılarda üretilen manyetik alan ile rotorda üretilen manyetik alan aynı frekansta senkron olarak hareket gerçekleştirir (Akin ve Bhardwaj, 2015). Bu alanda en popüler ve yaygın olarak kullanılan motor tipleri üç fazlı fırçasız DA motorlardır (Yedamale, 2003). Sürücüsü tasarlanan ve üzerinde çalışma yapılan gömülü mıknatıslı fırçasız senkron motorun stator ve rotor yapıları incelenmiştir.

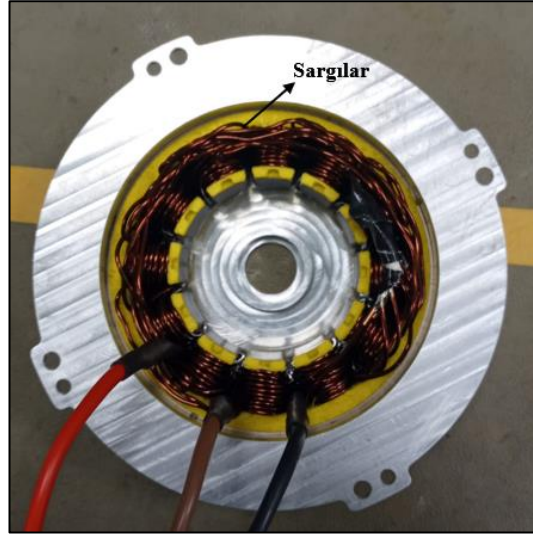
Şekil 3.2’de gömülü mıknatıslı motor yapısı verilmiştir. Burada rotor, şaft, mıknatıslar, stator, sargılar ve rotor gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Gömülü mıknatıslı motor yapısı (Ocak, 2013)

3.2.2. Stator yapısı

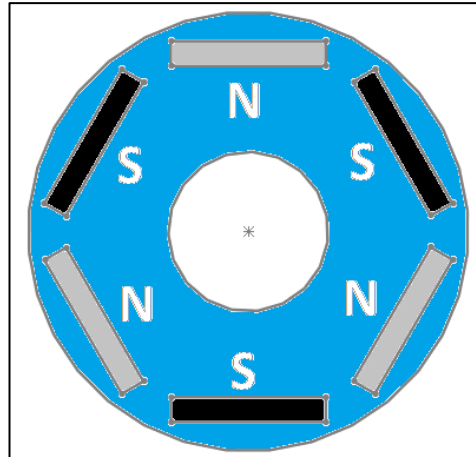
GMSM stator yapısı asenkron motor benzeri Şekil 3.3’de gösterildiği gibi nüve ve sargılardan oluşur. GSM’un rotoru silisli saclar ve stator oluklarında sarılmış sargılardan oluşur. GSM sargıları, yıldız veya üçgen bağlanabilir.



Şekil 3.3. GMSM Stator yapısı

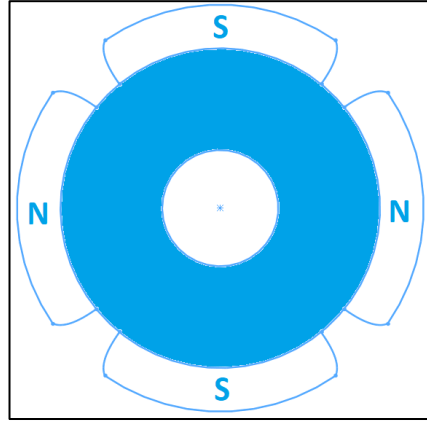
3.2.3. Rotor yapısı

Rotor motorun dönen kısmıdır ve gömülü mıknatıslardan oluşur. Gömülü mıknatıslı senkron motorların rotorlarında daimî mıknatıslar bulunur. Rotorda gerekli manyetik alan yoğunluğu göz önünde bulundurularak rotor için manyetik malzeme seçimi yapılır.



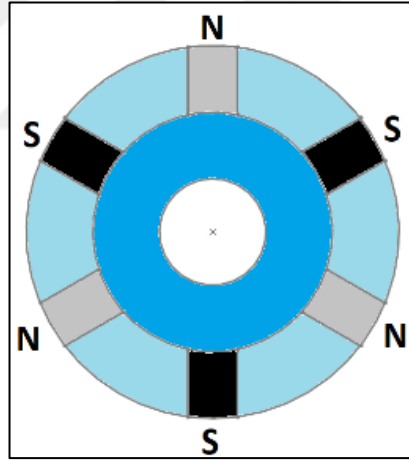
Şekil 3.4. Gömülü mıknatıslı rotor

Gömülü mıknatıslı motor Şekil 3.4’de gösterildiği gibi mıknatıslar rotor yapısı içerisine gömülüdür. Bu durumda q eksenı endüktans değeri d eksenı endüktansından daha büyüktür. Hem L_q , hemde L_d değeri mıknatısların yüzey ve iç yerleştirmeli olduğu rotor yapılarından daha büyüktür. Dolayısıyla $L_q > L_d$ olarak ifade edilebilir.



Şekil 3.5. Yüzey montajlı rotor

Yüzey montajlı rotor yapısında Şekil 3.5’de gösterildiği gibi mıknatıslanan rotor yapısı üzerine yerleştirilir. Mıknatıs bağlı geçirgenliği bire yakındır. Bu yüzden mıknatıs hava aralığına benzer davranış gösterir. Bu sayede hava aralığı geniştir ve ters orantılı olan endüktans düşüktür. Yani kalıcı mıknatıslı olan ve olmayan rotor konumlarında endüktans eşit kabul edilebilir. Dolayısıyla $L_q = L_d$ olarak ifade edilebilir.



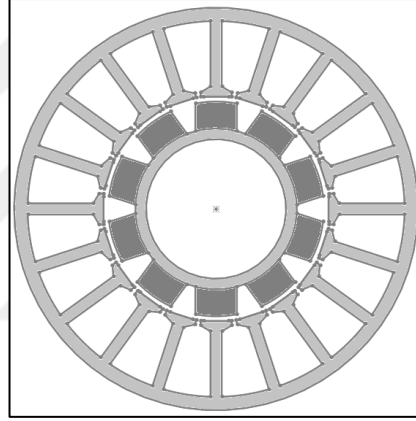
Şekil 3.6. Kanal montajlı rotor

Kanal montajlı Rotor, çevresel mıknatıslamalı gömülü mıknatıs olarak da ifade edilebilir. Şekil 3.6’da gösterildiği gibi mıknatıs rotor nüvesi içerisine gömülürler. Çevresel mıknatıslama aksenal mıknatıslamaya oranla daha yüksek hava aralığı akısı üretilmesini sağlar. Bu durumda d ekseni endüktansı daha büyüktür. Dolayısıyla $L_q < L_d$ olarak ifade edilebilir.



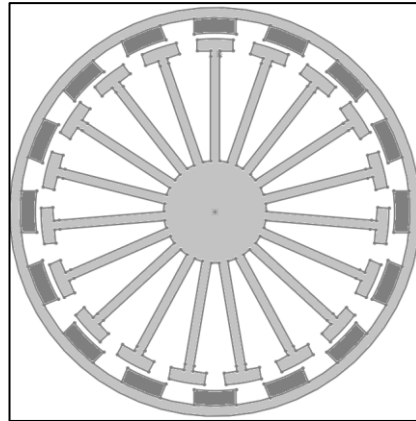
Şekil 3.7. Gömülü mıknatıslı motor rotoru

Şekil 3.4’de çizim üzerinde gösterilen yapının uygulaması Şekil 3.7’de verilmiştir. Neodyum mıknatıslar rotor paketinin içine gömülü biçimde yerleştirilmektedir.



Şekil 3.8. İç rotorlu fırçasız DA motor

Şekil 3.8’de gösterildiği üzere iç rotorlu fırçasız motorlarda stator dış kısımda endüvi sargılarını içerir. Dış rotorlu yapıda ise stator iç kısımda kalır ve daimî mıknatısları içeren rotor dışıdır ve serbest olarak döner.



Şekil 3.9. Dış rotorlu fırçasız DA motor

Şekil 3.9’da dış rotorlu motor için yapı gösterilmiştir. Günümüzde hobi uzaktan kumandalı uçaklarda uygulama alanı bulmuşlardır (Sensinger vd., 2011). Dış rotorlu yapıdaki statorun seri üretime uygun olarak tasarlanması daha kolay ve daha az maliyetlidir (Krishnan, 2010).

3.3. GSM Elektriksel Parametrelerinin Ölçümü

Motor sargılarında bulunan sarım sayısını, tel kesitini ve telin uzunluğunu değiştirmek endüktansı değiştirir dolayısıyla statorda indüklenen gerilim ile bağlantılı olan zıt emk sabitide değişir. Denklem (3.1)’de ilgili eşitlik verilmiştir. Zıt emk sabiti moment sabitine eşittir $[Nm/A]$.

$$\frac{V.s}{\text{rad}} = \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^2}{\text{A} \cdot \text{s}^2} = \frac{\text{N} \cdot \text{m}}{\text{A}} \quad (3.1)$$

Zıt emk sabiti motor boşta iken sabit bir açısal hız ile tahrik edilmesi sonucu motor fazları üzerinde endüklenen gerilimin tepe değerinin ölçülmesiyle hesaplanabilir (Murphy vd., 1988). Zıt emk sabiti Denklem (3.2)’de verilen şekilde hesaplanır:

$$k_e = \frac{V_{pk}}{\omega_{el}} = \frac{V_{pk-pk}}{2\omega_{el}} \left[\frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{rad}} \right] \quad (3.2)$$

Çizelge 3.1. Motor parametreleri

Parametre	Değer	Birim
d Ekseni endüktansı	27593.9	nH
q Ekseni endüktansı	27593.9	nH
d Ekseni reaktif endüktansı	5395.06	nH
q Ekseni reaktif endüktansı	5395.06	nH
Faz direnci	0.0282124	ohm
d Ekseni zaman sabiti	191230	ns
q Ekseni zaman sabiti	191230	ns
Nominal Hız	4000	d/d
Nominal Gerilim	26	V

Yıldız bağlantılı motorlarda stator faz direncinin ölçümü motorun bir faz terminali ile sargısının ortak noktası arasındaki direnç ölçülür (Murphy vd., 1988). Motor Model parametreleri olarak Çizelge 3.1’deki parametreler kullanılmıştır.

3.3.1. d ve q eksenli endüktansları ölçümü

Yüzey montajlı fırçasız DA motoru veya sabit mıknatıslı senkron motorların yapılarından farklı olarak gömülü tip rotora sahip gömülü mıknatıslı senkron motorlarda q eksenli relüktansı d eksenli relüktansından düşüktür. Şekil 3.10'da endüktans ölçülür iken fotoğraf verilmiştir. İlgili motor Kormas Elektrikli Motor A.Ş.'de Ansys Maxwell programında yapılan tasarım ve analiz sonucu üretilmiştir. Maxwell'den elde edilen değerler Çizelge 3.1'de verilmiştir. Endüktans ve direnç değerleri 100 Hz'de ölçülerek Çizelge 3.2'de verilmiştir.

Çizelge 3.2. Motor direnç ve endüktans değerleri

Parametre	Değer	Birim
Nominal Hız	4000	d/d
Nominal Gerilim	26	V
A fazı- B fazı endüktansı	529	uH
A fazı- C fazı endüktansı	565	uH
C fazı- B fazı endüktansı	556	uH
A fazı- B fazı direnci	0,20	ohm
A fazı- C fazı direnci	0,20	ohm
C fazı- B fazı direnci	0,20	ohm



Şekil 3.10. Motor endüktans ölçümü

3.4. GSM Komütasyonu

Komütasyon, fırçalı ve fırçasız DA motorlarının sargılarındaki akımın yönünün değiştirilme sürecidir. Moment üretebilmek için değişen rotor konumuna bağlı olarak sargılar uygun şekilde enerjilendirilir.

Fırçalı DA motorlarında kollektörler ve fırçalar yardımıyla komütasyon gerçekleştirilir. Fırçalar kollektör üzerine baskı uygulayarak rotoru enerjilendirir. Rotora montajlanmış olan kollektör, motor sargılarına bağlıdır. Farklı rotor pozisyonlarında, farklı motor sargılarını enerjili duruma getirir (Ekineker, 2011).

Fırçasız DA motorlarında komütasyon elektronik devre kartı yardımıyla gerçekleştirilir. Rotor pozisyonu algılanarak bir sonraki durumda ilgili sargılar enerjilenir. Pozisyon bilgisi kontrolör tarafından kullanılarak güç katmanında bulunan yarı iletken anahtarlama elemanlarının tetiklenmesi ile sargılar enerjilendirilir.

3.4.1. Trapezoidal komütasyon

Fırçasız DA motorlarının kontrolü için sıklıkla kullanılan nispeten basit metotlardan biri “Trapezoidal” komütasyondur. Bu komütasyon yönteminde, aynı anda sadece bir motor terminal çiftinden yani iki sargı grubundan geçen akım kontrol edilir. Diğer faz ise o an için enerjisizdir. Motora veya motor içerisindeki sürücüye monte edilmiş olan üç alan etkili sensörü, 60°'lik sektörler içinde rotor pozisyonunu ölçerek düşük çözünürlüklü konumu verir. Bu sinyal motor kontrolünde tetiklenecek olan fazın tespiti için kullanılır. Her bir sargı için akım dalga şekli sıfırdan pozitif akıma, sıfıra ve negatif akıma doğrudur (Er vd., 2022).

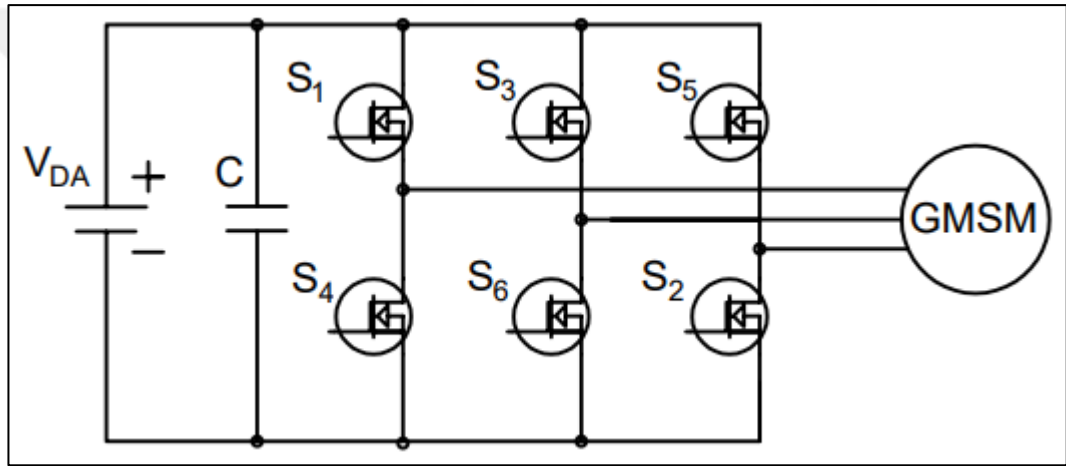
3.4.2. Sinüsoidal komütasyon

Sinüsoidal komütasyon trapezoidal komütasyona oranla verimli gözükmektedir. Sinüsoidal komütasyon ile kontrolde faz sargıları, sinüsoidal değişen üç akım ile enerjilendirilir. Sinüsoidal sinyal ile beraber trapezoidal komütasyonda motor üzerinde meydana gelen komütasyon ani değişimleri ortadan kaldır.

Sargılardaki akımlar sinüsoidal ve 120° faz geçişli olmalıdır. Sinüs dalgasının genişliği moment ile doğrudan orantılıdır. PI kontrolördeki çıkış, DGM düzenleyicide işlenerek nihai anahtarlama elemanı sinyaline ulaşılır. Yarım köprü topolojisinde bağlı anahtarlama elemanları yardımıyla iki motor terminaline gönderilir (Türker, 2018).

3.5. GSM Modeli

GSM ve üç fazlı eviricinin eşdeğer devresinin Şekil 3.11’de gösterilmektedir. Stator üzerindeki fazlar yıldız bağlanmıştır. Sargılardaki stator endüktansları ve dirençleri sabit olarak kabul edilmiştir.



Şekil 3.11. Üç faz evirici devre yapısı

Motor model parametreleri olarak Çizelge 3.1’deki parametreler kullanılmıştır. Faz-nötr gerilimi parametresi olarak v_u, v_v, v_w ve faz-nötr akımları için ise i_u, i_v, i_w verilmiştir. GSM matematiksel modelinin giriş parametresi olarak; q eksen stator gerilimi v_q, v_d , d eksen stator gerilimi üç faz geriliminin Clarke ve Park dönüşümü yapılarak yük momenti girilmiştir. Matematiksel modelin çıktısı olarak ise i_q ve i_d parametrelerine ters Clarke, ters Park transformasyonları uygulanarak I_a, I_b ve I_c olarak gösterilen üç faz akım değerleri gözlemlenmiştir. Ayrıca mekanik rotor açısı θ_m , elektriksel rotor açısı θ_e ve rotor radyal hızı ω gözlemlenmiştir (Moritomo ve Sanada, 1994).

Birbirinden 90° faz farkı iki faz referans düzlem akımlarını, i_d, i_q akımları ise yine birbirinden 90° faz farklı iki faz rotor referans düzlem akımını temsil etmektedir.

Motor yapısında bahsedildiği gibi rotoru mıknatıs ve saçlardan oluşturulmuştur stator da ise sargılar bulunmaktadır. Motor fazları bu çalışmada u , v , w olarak adlandırılmıştır.

Motor modeli oluşturulurken belli kabullerde bulunarak matematiksel modelin daha net ifade edilebilmesi amaçlanmıştır. İdeal mekanik ve elektriksel yapıya sahip bir motor fazlarında 120° faz farkına sahip motor elde edilir. Bu nedenle mekanik ve elektrik alanlarında bazı kabuller yapılmıştır. Elektrik motorlarının matematiksel modeli aşağıdaki varsayımlara göre türetilmektedir (Moritomo ve Sanada, 1994):

- i. Manyetik devrenin doğrusal olduğu ve hava aralığı uzunluğunun sabit olduğu,
- ii. Hava aralığında, motor sargıları tarafından üretilmiş manyetik alan dağılımının sinüzoidal olduğu,
- iii. Sargılarının simetrik olduğu,
- iv. Doyum ve kayıplarının ihmal edildiği.

Dengeli üç fazlı bir sistemde u , v , w olarak isimlendirilen noktalarda gerilim ifadeleri toplamı sıfır olmalıdır. Denklem (3.3)'de ilgili ifade verilmiştir.

$$v_u + v_v + v_w = 0 \quad (3.3)$$

Üç faza sahip sistemde her bir faz için ilgili denklemler faz direncindeki gerilim düşümü ve endüktif bileşen olmaktadır. Denklem (3.4)'de bir faz için verilmiştir. Gerilim düşümü faz direnci ve akım çarpımı ile bulunurken, endüktif bileşen fazdaki akı değişimi olarak ifade edilebilir (Moritomo ve Sanada, 1994).

- v_u, v_v, v_w : Faz gerilimleri
- i_u, i_v, i_w : Faz akımları
- $\frac{d\Phi_u}{dt}, \frac{d\Phi_v}{dt}, \frac{d\Phi_w}{dt}$: Akı değişimleri

$$v_u = i_u R + \frac{d\Phi_u}{dt} \quad (3.4)$$

$$\Phi_{um} = \Phi_m \cos(Q_e) \quad (3.5)$$

$$\Phi_{vm} = \Phi_m \cos (Q_e - 120) \quad (3.6)$$

$$\Phi_{wm} = \Phi_m \cos (Q_e + 120) \quad (3.7)$$

120° ile dengeli sarımın olduğu sistemlerde manyetik akısının ifadesi u fazı için Denklem (3.5)'de, v fazı için Denklem (3.6)'da ve w fazında Denklem (3.7)'de verilmiştir. Mıknatıs akısına bağlı olarak her eksenindeki akılar Denklem (3.8)'de, Denklem (3.9)'da ve Denklem (3.10)'daki formülde verilmiştir.

$$\Phi_u = L_{uu}i_u + L_{uv}i_v + L_{uw}i_w + w_{um} \quad (3.8)$$

$$\Phi_v = L_{vu}i_u + L_{vv}i_v + L_{vw}i_w + w_{vm} \quad (3.9)$$

$$\Phi_w = L_{wu}i_u + L_{wv}i_v + L_{ww}i_w + w_{wm} \quad (3.10)$$

Gerilim denklemleri ile akı matrisi ise Denklem (3.11)'de verilmiştir. Akı denklemleri ve akımlar hesaba katılarak düzenlenen denklemde yerine yazarak Denklem (3.12)'de verilen matris elde edilir (Moritomo ve Sanada, 1994).

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_u \\ \Phi_v \\ \Phi_w \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_u \\ \Phi_v \\ \Phi_w \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

3.5.1. Clarke dönüşümü

Clarke dönüşümü sabit düzlemde bulunan üç fazlı büyüklükleri aynı düzlemde ortogonal iki faza dönüştürmek için kullanılır. Matris Denklem (3.13)'de verilmiştir (Moritomo ve Sanada, 1994).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

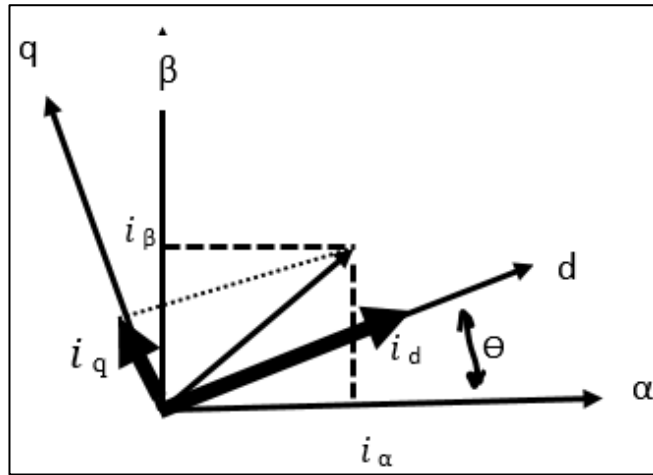
3.5.2. Ters clarke dönüşümü

Ters Clarke dönüşümü 2-faz sabit düzlemde 3-faz sabit düzleme dönüşüm için kullanılır. Ters Clarke dönüşümü modeli ve matrisi Denklem (3.14)'de verilmiştir (Moritomo ve Sanada, 1994).

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -\frac{1}{2} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

3.5.3. Park dönüşümü

Vektörün en önemli kısımlarından biridir. Üç faz sabit düzlemde ya da iki faz sabit düzlemde iki faz rotor düzlemine dönüşüm bu metotla gerçekleştirilir. İki fazlı sabit düzlemde θ hızıyla dönen iki fazlı hareketli düzleme geçişi Şekil 3.12'de gösterilmiştir (Moritomo ve Sanada, 1994).



Şekil 3.12. İki fazlı hareketli sistem

Burada θ_e 'yı rotor akı pozisyonu olarak kabul edersek park dönüşümün matris olarak Denklem (3.15)'de ifade edildiği üzere;

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(Q_e) & -\sin(Q_e) \\ \sin(Q_e) & \cos(Q_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

3.5.4. Ters park dönüşümü

Park dönüşümün tersi olarak iki fazlı hareketli düzlemden iki fazlı veya üç fazlı sabit düzleme geçiş Denklem (3.16)'da verilen ifade ile mümkündür.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(Q_e) & -\sin(Q_e) \\ \sin(Q_e) & \cos(Q_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

3.5.5. GSM matematiksel modeli

GSM matematiksel modeli üç faz olarak ifade edilir iken yüzey mıknatıslı senkron motor referans olarak alınabilir. Üç faz denklemleri ve akı değişimi Denklem (3.17) ve Denklem (3.18)'de verilmiştir. Bu ifadeler yüzey mıknatıslı senkron motor matematiksel modeli başlangıcı ile aynıdır (Pillay ve Krishnan, 1988).

$$\frac{d\Phi_{uvw}}{dt} = L i_{uvw} + \Phi_{m,uvw} \quad (3.17)$$

$$\Phi_{m,uvw} = \begin{bmatrix} \Phi_m \cos(Q_e) \\ \Phi_m \cos(Q_e - 120) \\ \Phi_m \cos(Q_e + 120) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

GSM matematiksel modeli için gömülü mıknatısların rotorda yer alması nedeniyle eşit bir relüktans yapısı oluşmaz. Dolayısıyla endüktans parametrelerinde değişikliğe sebep olur. Stator sargılarının endüktansı ve rotor pozisyonuna bağlı endüktans parametrelerinin ifadesi Denklem (3.19)'da verilmiştir. L_{vv} , L_{uu} , L_{ww} Stator endüktansları ve faz faz karşılıklı endüktanslar Denklem (3.20)'de yer alan matrisde ifade edilmiştir. Buradan yola çıkarak Denklem (3.21)'de yer alan rotor pozisyonuna bağlı L_r matrisi oluşturulabilir.

$$L = L_m + L_r \quad (3.19)$$

$$L_m = \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$L_m = L_{\text{rotor}} \begin{bmatrix} \cos(2Q_e) & \cos(2Q_e - 120) & \cos(2Q_e + 120) \\ \cos(2Q_e - 120) & \cos(2Q_e + 120) & \cos(2Q_e) \\ \cos(2Q_e + 120) & \cos(2Q_e) & \cos(2Q_e - 120) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Dönüşümlerde bahsi geçen Clark dönüşüm matrisinin $K_{a\beta}$ ile ifade edilerek endüktans matrisine uygulanması ile ab eksenin endüktans ifadelerine Denklem (3.22)'de yer verilmiştir. Buradan yola çıkarak ab ekseninde endüktans hesabını Denklem (3.23)'de verilmiştir (Pillay ve Krishnan, 1988).

$$K_{a\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$L_{a\beta} = K_{a\beta} L K_{a\beta}^{-1} \quad (3.23)$$

ab matrisi ve ilgili eksendeki akı, gerilim kullanılarak oluşturulan denklem kısmi türevler alınarak alfa ve beta eksenleri olarak ayrılarak elde edilen ifade Denklem (3.24) ve Denklem (3.25)'de verilmiştir. Buradan dönme birbirine dik ve aynı yönde olan akı ve akımlar çarpılarak ab düzleminde Denklem (3.26) elde edilir.

$$v_a = i_a R + L_{a\beta} \frac{di_a}{dt} + L_{a\beta} \frac{di_\beta}{dt} - \omega_e \Phi_m \sin Q_e \quad (3.24)$$

$$v_\beta = i_\beta R + L_{a\beta} \frac{di_a}{dt} + L_{a\beta} \frac{di_\beta}{dt} + \omega_e \Phi_m \cos Q_e \quad (3.25)$$

$$t_e = \frac{3}{2} N \Phi_m (-i_a \sin Q_e + i_\beta \cos Q_e) \quad (3.26)$$

a ve b eksenlerine bağlı ifadenin matris formunda gösterildiğinde rotor pozisyonuna bağlı akı değişimi ve endüktans parametrelerinin düzenlemesi gerekmektedir. İlgili işlemler sonucu Denklem (3.27) ifade edilebilir (Pillay ve Krishnan, 1988).

$$L_A = \frac{L_d + L_q}{2}, L_B = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (3.27)$$

Bu kısımda park dönüşümü uygulanır. a ve b düzleminden dq düzlemine geçiş yapılarak Denklem (3.28)'de verilen denklem oluşturulur. d ve q eksen gerilim denklemi sargılarda oluşan gerilim düşümü, rotor pozisyon değişimlerinde akıya bağlı gerilim ve zıt emk ile Denklem (3.29) ile verilebilir. İlgili eksenlerdeki L_d ve L_q endüktansları ve mıknatıs akısı referans alınarak Denklem (3.30)'daki denklem elde edilir.

$$K_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(Q_e) & \sin(Q_e) \\ -\sin(Q_e) & \cos(Q_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$v_{dq} = R i_{dq} + \frac{d\Phi_{dq}}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \omega_e \Phi_{dq} \quad (3.29)$$

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Zamana bağlı değişen akım göz önünde bulundurulduğunda, akı değişimindeki ifade kullanılarak akımın zamana bağlı türevi ifade edilebilir. Park dönüşümü yardımıyla elde edilen matrislerin çarpımları ve akı denklemlerinin hesaba katılmasıyla dq eksenlerinde Denklem (3.31) ve Denklem (3.32) elde edilebilir. Döner düzlemdeki dq gerilim denklemleri kullanılarak Denklem (3.33)'de gösterilen matris elde edilir (Pillay ve Krishnan, 1988).

$$v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (3.31)$$

$$v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \Phi_m \quad (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_e L_d \\ \omega_e L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_m \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Elde edilen denklemler incelendiğinde direnç üzerinde oluşan gerilim düşümü, endüktansa bağlı akım değişimi ve ilgili akıların elektriksel hız ile çarpılarak elde edilen gerilim ve q düzlemlerinde Denklem (3.34) ve Denklem (3.35)'deki gibi görülür (Pillay ve Krishnan, 1988).

$$v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (3.34)$$

$$v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \Phi_m) \quad (3.35)$$

Motorun ürettiği moment formülünü yorumlamak gerekir ise d eksen akısı ve q eksen akımı çarpımını ve q eksen akısının d eksen akımının negatifiyle çarpılarak elde edilir. İlgili Denklem (3.36)'de verilmiştir. GSM yapısında rotor tasarımında oluşan relüktans farkından oluşan moment ise Denklem (3.37)'de verilmiştir (Pillay ve Krishnan, 1988).

$$T_e = \frac{3}{2} N (i_q (L_d i_d + \Phi_m) - i_d L_q i_q) \quad (3.36)$$

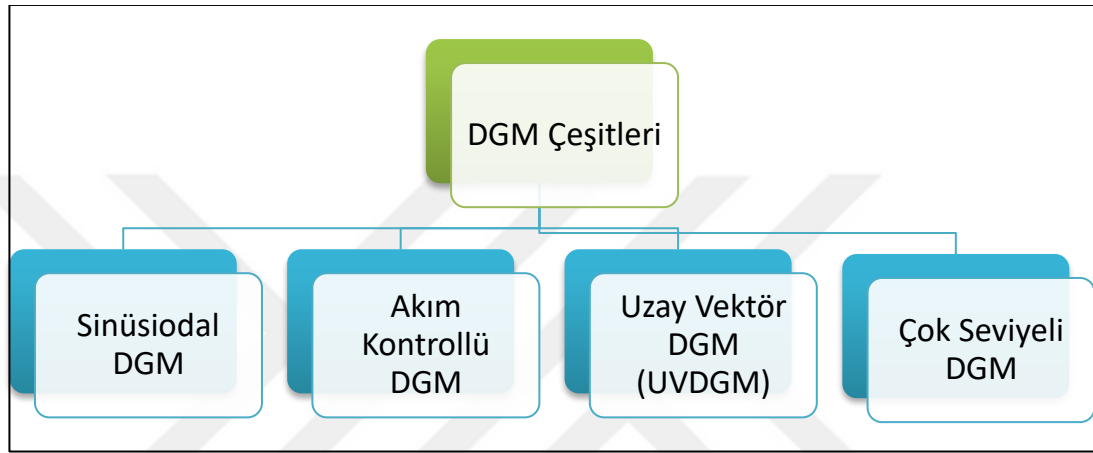
$$T_e = \frac{3}{2} N (i_q \Phi_m + i_q i_d (L_d - L_q)) \quad (3.37)$$

Kalıcı mıknatıslar tarafından üretilen zıt emk ile uyarımlı bir bobinin ürettiği zıt emk birbirlerine oldukça benzerdir. Bundan dolayı GSM'nin matematiksel modeli geleneksel rotorlu sargılı senkron motorun matematiksel modeline benzerdir. Matematiksel modelin elde edilmesinde aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır (Pillay ve Krishnan, 1988):

- 1) Histeresiz kayıpları ve girdap akımları ihmal edilir.
- 2) Zıt emk sinüzoidaldir.
- 3) Doyum ihmal edilir.

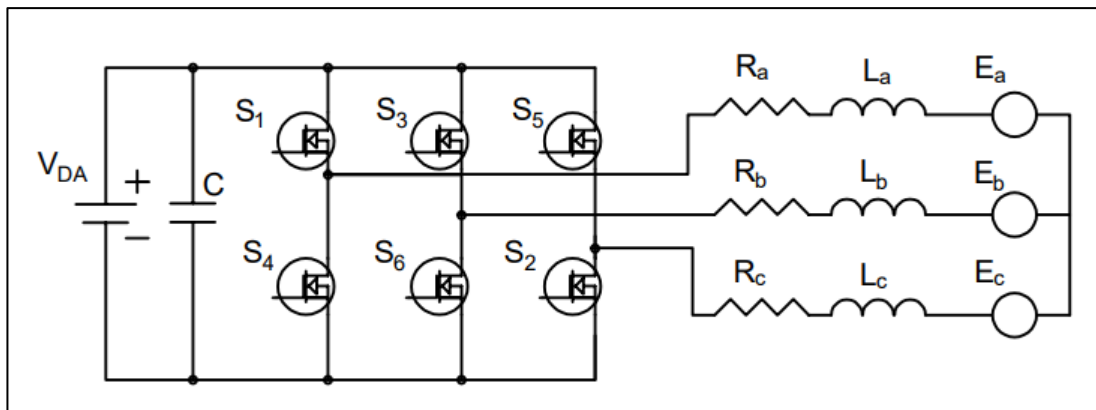
3.6. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Motor uygulamalarında kullanılan eviricilerde Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) çoğunlukla kullanılmaktadır. DGM'ler anahtar kapı sürme sinyallerinin oluşturulması Şekil 3.13'deki gibi sınıflandırılabilir. Kare dalga tekniği altı adımlı kontrol olarakda isimlendirilir. Bu yöntemin kullanıldığı eviricilerde frekans veya genlik kontrolü DGM ile yapılır.



Şekil 3.13. DGM çeşitleri

Evirici anahtarlama kayıplarının azaltılması nedeniyle tercih edilen Uzak vektör DGM (UVDGM) diğer modülasyonlara göre daha düşük harmonik etkili çıkışa sahip yöntemdir. Şekil 3.14'de 3-fazlı eviricinin beslediği yıldız bağlı motorun eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 3.14. Yıldız bağlı motor eşdeğer devresi

Burada anahtarların konumuna göre Çizelge 3.3'te gösterildiği üzere 8 (sekiz) anahtarlama durumu elde edilmektedir (Mohan vd., 1995). Faz gerilimleri üst kısımdaki anahtarlar olarak gösterilen S1, S3 ve S5 anahtarlarının konumuna göre tablo verilmiştir. Alt kısımdaki anahtarlar olarak gösterilen S4, S6 ve S2 aynı koldaki diğer anahtarın tersi şeklinde konumlanmaktadır. Anahtar sinyalleri açık durumda 0, kapalı durumda 1 olarak isimlendirilir. Eviricinin paralel kollarındaki anahtarlama elemanı gerilimleri aynı anda iletimde olmamalıdır. Aynı anda iletimde olmaları durumunda DA gerilim kaynağı kısa devre edilmiş olur (Bingöl, 2005).

Çizelge 3.3. Konuma göre faz durumları

V_k	S₁	S₃	S₅	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
V ₀	0	0	0	0	0	0
V ₁	0	0	1	-V _{DC} /3	-V _{DC} /3	-2V _{DC} /3
V ₂	0	1	0	-V _{DC} /3	2V _{DC} /3	-V _{DC} /3
V ₃	0	1	1	-2V _{DC} /3	V _{DC} /3	V _{DC} /3
V ₄	1	0	0	2V _{DC} /3	-V _{DC} /3	-V _{DC} /3
V ₅	1	0	1	V _{DC} /3	-2V _{DC} /3	V _{DC} /3
V ₆	1	1	0	V _{DC} /3	V _{DC} /3	-2V _{DC} /3
V ₇	1	1	1	0	0	0

Şekil 3.15'de sektörlerin gösterimi verilmiştir. Sıfır konumundan farklı aktif altı anahtarlama durumu vardır. Aktif anahtarlama durumları altıgenin köşelerinde konumlandırılmıştır (Bingöl, 2005). Üç fazlı dengeli sistemler birbirine 90° faz farklı iki faz düzlemine aktarılabilir. Bu iki faz düzlemine a ve b düzlemleri denilmektedir. DGM modülasyonu gerilimlerin a ve b düzlemleri üzerinde uzay vektör gösterimine dayanır.

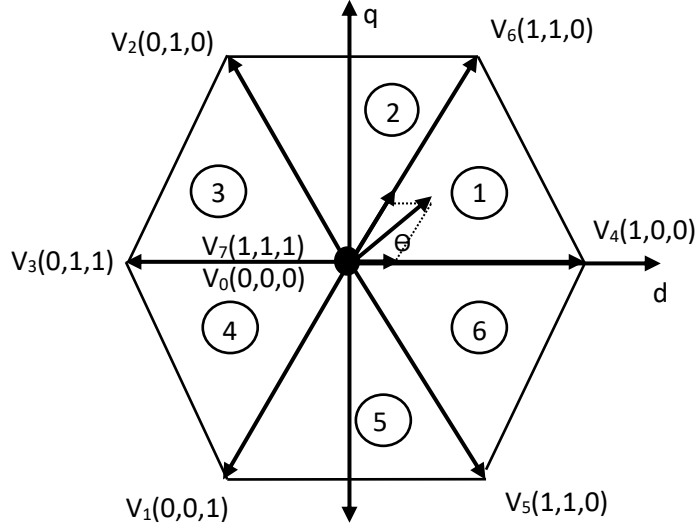
$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3}(V_a\vec{a}^0 + V_b\vec{a}^1 + V_c\vec{a}^2) \quad (3.38)$$

Denklem (3.38)'deki birim vektörler Denklem (3.39)'da verilmiştir. V_a , V_b ve V_c gerilimleri ya sıfır ya da DA besleme gerilimine eşittir.

$$\vec{a}^0 = 1$$

$$\vec{a}^1 = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.39)$$

$$\vec{a}^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$



Şekil 3.15. Gerilim sektörleri gösterimi

Sektörlerin numaraları Şekil 3.15’de 1 den 6 ya kadar sıralandırılmıştır. V_{ref} gerilim vektörü faz referans gerilimlerinin durumlarına göre Sektör 1’de olduğu duruma göre işlem yapılır ise bitişik iki aktif gerilim vektörlerinden 1 nolu durumun iletim süresi t_1 , 2 nolu durumun iletim süresi t_2 ve sıfır vektörlerinin iletim süreleri ise t_0 ‘dır. Denklem (3.40)’da bu durum gösterilmiştir. Buradaki anahtarlama süresi bir (T_s) örnekleme periyodudur (Bingöl, 2005).

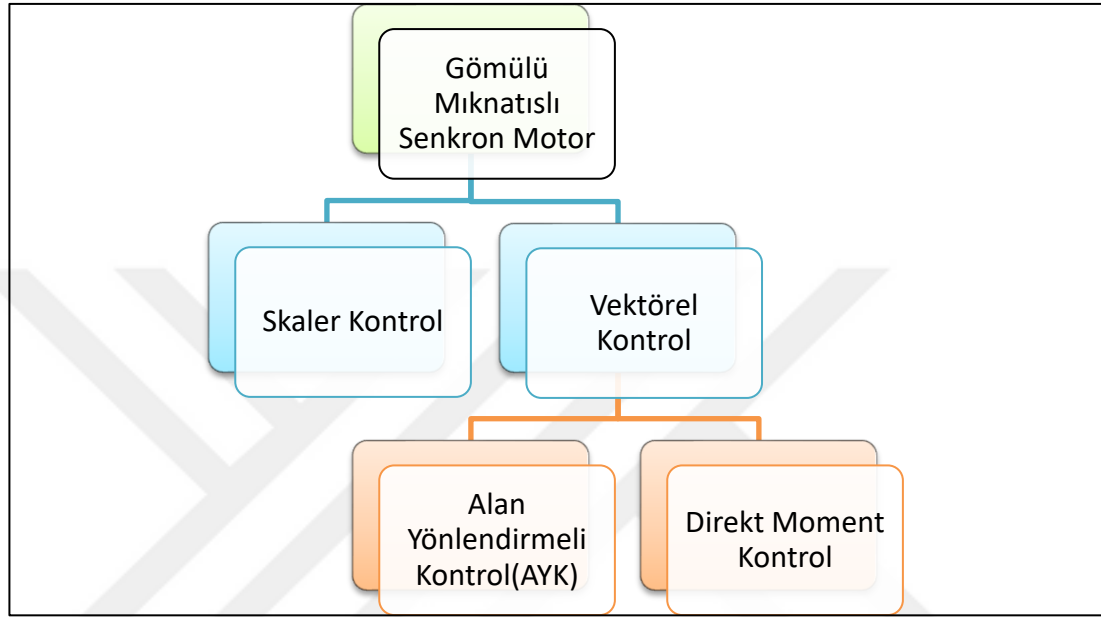
$$V_{ref}T_s = V_1t_1 + V_2t_2 + V_nt_n \quad (3.40)$$

Denklem (3.40)’daki T_s örnekleme periyodu Denklem (3.41)’de verilmiştir. Denklem (3.40) ve Denklem (3.41)’deki n ifadesi sıfır gerilim vektörlerinden 7 veya 0’ı ifade etmektedir (Bingöl, 2005).

$$T_s = t_1 + t_2 + t_n \quad (3.41)$$

3.7. GSM Hız Kontrolü

Gömülü mıknatıslı motor kontrol yöntemleri Şekil 3.16’da gösterilmiştir. Konum bilgisi gerektiren GSM kontrolü sensörlerle, enkoderlerle veya kapalı çevrim zıt emk algılama yöntemleri gerçekleştirilir.



Şekil 3.16. Gömülü mıknatıslı senkron motor kontrol yöntemleri

GSM’nin kontrolü için çeşitli kontrol teknikleri kullanılmaktadır (Dwivedi vd., 2010). Uygulama yöntemlerine kendi içerisinde sınıflara yapılan yapılar arasında bu çalışmada AYK kullanılmıştır. Şekil 3.16’da bu çalışmada kullanılan yöntemler genel olarak gösterilmektedir.

3.7.1. Skaler kontrol

Skaler kontrol, basitliği ve maliyet etkinliği nedeniyle yaygın olarak kullanılan endüstriyel kontrol tekniğidir. V/f oranı gerekli gerilim seviyesi ile beraber sabit değer olacak şekilde belirlenir. Bu kontrol değişkenleri daha sonra elektrik motoru üzerine DGM yardımıyla gönderilir. Skaler kontrol tekniği, yalnızca kararlı durumlar için geçerli olan sadeleştirilmiş bir modeldir. Kararsız veya geçici durumlarda performansı uygun değildir. Motorun dinamiklerinden tamamen bağımsızdır. Geri bildirim alınmadan kontrol gerçekleştirilir. Bu sebeple, sürücünün dinamik performansı zayıftır

(Er, 2007). GSM kontrolcüsü kararlı çalışma için ek bir kararlılık döngüsü gerektirdiğinden uygun değildir.

3.7.2. Vektörel Kontrol

Vektörel kontrol hem kararlı hem de geçici hal durumlarında tork, hız ve pozisyon gibi elektromekaniksel değişkenlerin yüksek performanslı kontrolünü sağlar (Vonkomer ve Zalman, 2011). Vektörel kontrol, AYK ve DMK olmak üzere iki grupta incelenebilir (Kronberg, 2012).

Alan yönlendirmeli kontrol

1970 Yıllarında Alman araştırmacılar tarafından oluşturulmuştur (Kazan ve Bilgin, 2008). AYK ya da akım kontrolü olarak isimlendirilir. Yüksek performanslı kontrol yöntemidir (Dwivedi vd., 2010).

AYK, sürücünün kontrolünü elde etmek için d -eksen ve q -eksen akım bilgilerini kullanır (Dwivedi vd., 2010). AYK'da anahtarlama durumları doğrudan olarak ele kullanılmaz gerilim vektörünü hesaplamak için PI kontrol kullanılır. UVDGM kullanılarak anahtar durumları sırasıyla yaklaşık olarak tahmin edilir (Köhler vd., 2017). Moment ve akı değerleri senkron olarak dönen bir referans düzlemde gerçekleştirilir. Bu işlemler için sürekli olarak rotor konumunun ölçülmesi gereklidir. Rotor konumu ölçülmesi sebebiyle AYK, kapalı döngü kontrol yöntemi olarak kabul edilir. AYK'da akı ve moment düzenlemesi, d -eksen ve q -eksen akımları yardımıyla yapılır. Bununla birlikte, bir GSM için akı ve moment, d -eksen veya q -eksen akımı ile doğru orantılı değildir.

GSM kontrolünde seçilen AYK'nın uygulanma blok şeması Şekil 3.17'de gösterilmiştir. Evirici çıkışından alınan üç faz motor akımları Matematiksel model bölümünde anlatıldığı üzere Clarke ve Park dönüşümlerle iki faz rotor düzleminde i_d ve i_q akımlarına dönüşümleri sağlanır. Bu değerler referans akımlarla karşılaştırılarak PI kontrolör uygulanır. Ters Park dönüşümle elde edilen çıkış, gerilim olarak UVDGM yöntemiyle eviriciye iletilir. Park ve Ters Park dönüşümlerde gerekli olan konum bilgisi Zıt Emk algılama devresi üzerinden elde edilir. V_α , V_β , i_α ve i_β değerlerini

Doğrudan moment kontrolü

Doğrudan moment kontrolü, motor akısının ve momentin akım kontrol döngülerine ihtiyaç duymadan doğrudan kontrolüne izin verir. Bu, GSM'nin kontrolünün iyi bir dinamik performansı ile sonuçlanır. DMK ile modülasyon sırası her bir örnekleme zaman aralığında belirli anahtarlama durumunu doğrudan seçen bir kontrolörle yer değiştirmiş olur (Köhler vd., 2017). Moment ve akı hatalarına göre, DGM modülatörünü atlayarak doğrudan motor stator sargılarına uygulanacak olan optimum gerilim vektörlerini seçer (Beng, 2010).



4. BULGULAR VE TARTIŞMA

4.1. Tez Çalışmasında Kullanılan GSM Özellikleri

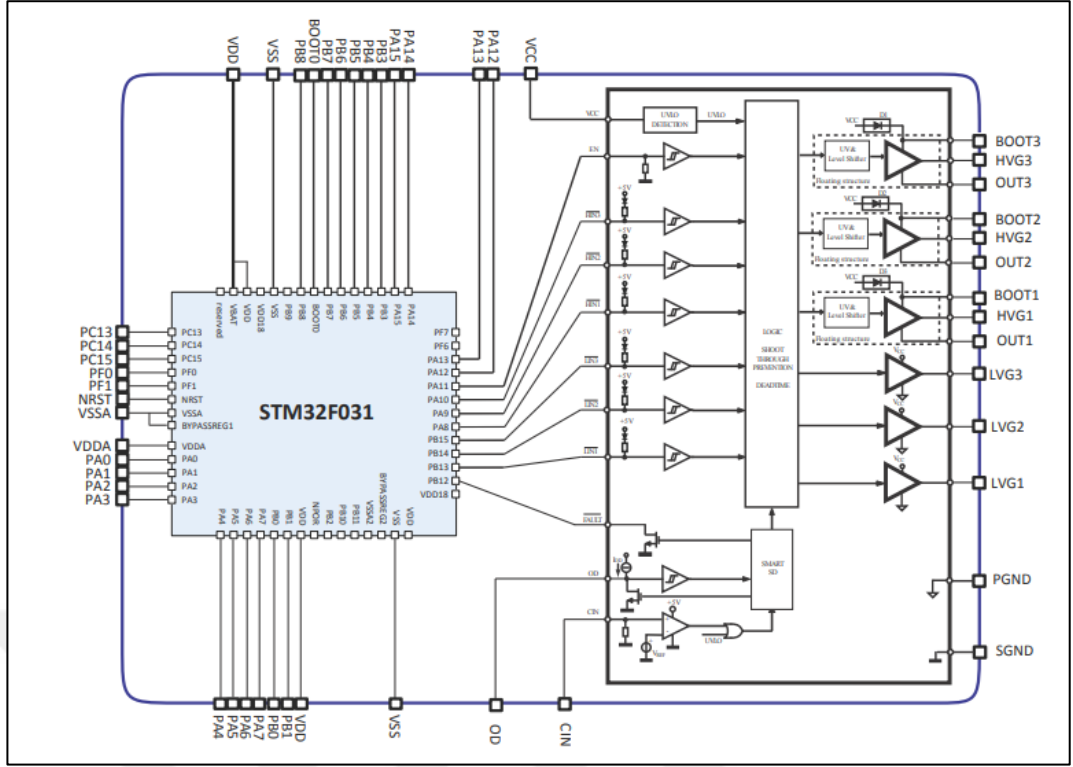
Tez çalışması kapsamında kontrolü üzerine çalışılan aksiyel fan yüklerinde kullanılan gömülü mıknatıslı senkron motorun elektriksel parametreleri ile GSM kontrolü sağlanmıştır. Çizelge 4.1’de motorun maksimum devir ve kontrol gerilim değerleri ve ST Workbench’den alınan değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.1. Motor hız ve gerilim değerleri

Parametre	Değer	Birim
Kutup çifti sayısı	4	-
Maksimum hız	4000	d/d
DA gerilim	24	V
Rs	0.35	Ohm
Ld	0.6	mH
Lq	0.75	mH
Ld/Lq oranı	0.8	-

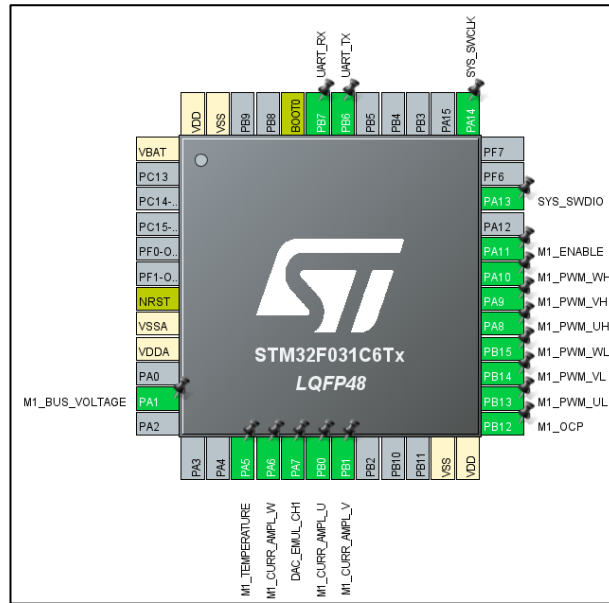
4.2. STSPIN32F0251 İşlemcinin Özellikleri

Mikroişlemcili denetleyicilerin performansına bağlı olarak motor kontrol sistemlerinin konum, hız ve moment gibi parametrelerin denetiminde de daha karmaşık yöntemleri uygulanabilmektedir. Özellikle vektör tabanlı denetim sistemleri yüksek hızlı ve doğrulukta işlemlere ihtiyaç duymaktadır. Sayısal işaret işleyiciler (DSP) vektör tabanlı denetim sistemlerinin kullanıldığı elektrik makinalarında yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır (Ravigan vd., 2017) STSPIN32F0251 serisi, STMicroelectronics tarafından motor kontrol uygulamaları için yüksek performanslı mikroişlemciye ve donanım yapısına sahip olarak üretilen bir seridir. Bu çalışmada kontrol yöntemlerinin uygulanması ve motor sürücülerinin kontrolünde STSPIN32F0251’si kullanılmıştır. Kontrolcünün iç yapısında MOSFET sürücü ve konverter yapısı Şekil 4.1’de verilmiştir. İçyapısının da MOSFET sürücülerinin bulunması oldukça donanım tasarımı açısından oldukça elverişlidir.

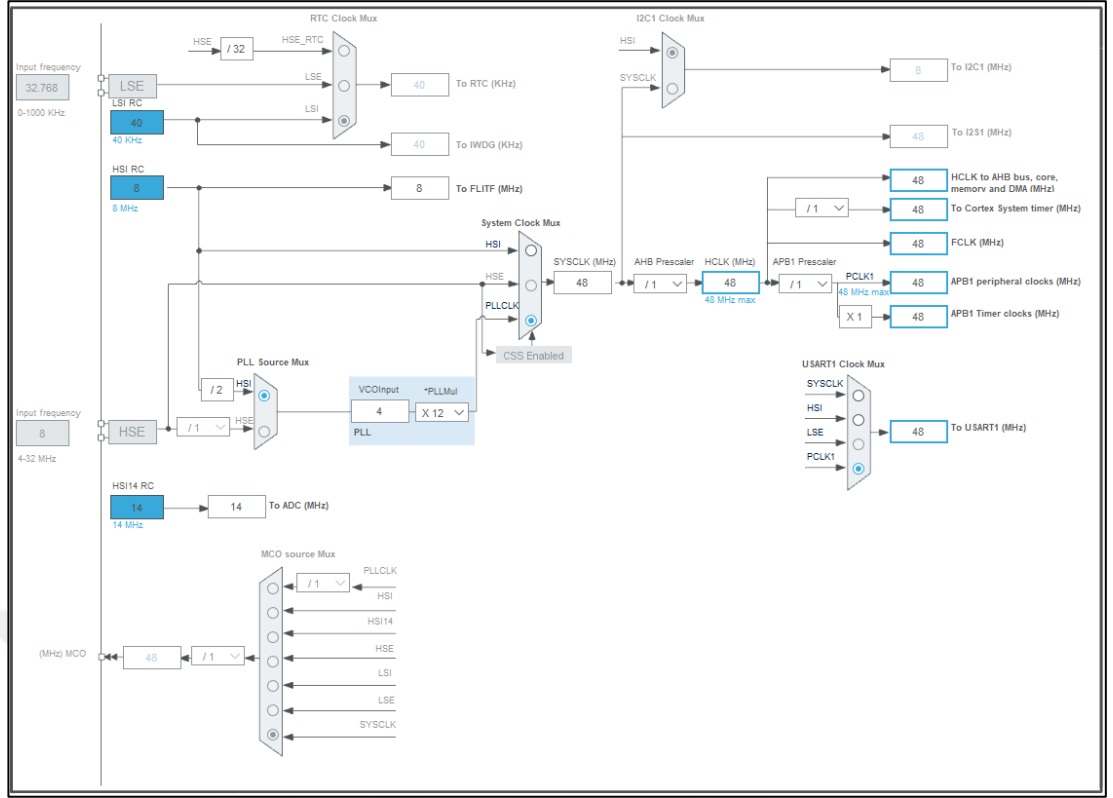


Şekil 4.2. Kullanılan fonksiyonel blok diyagramı

Tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen motor sürücü yapısında saat ayarlamaları Şekil 4.4’de gösterilmiştir. Bu arayüz içerisinde dahili veya harici seçim imkânı ile beraber ADC, DGM ve kullanılan diğer modüllerin saat ayarları yapılmaktadır. 48MHz kontrolcü frekansı referans alınarak bu çalışma içerisinde 14MHz ADC frekansı ve APB yapısında yer alan DGM için ise 48MHz saat tercih edilmiştir.



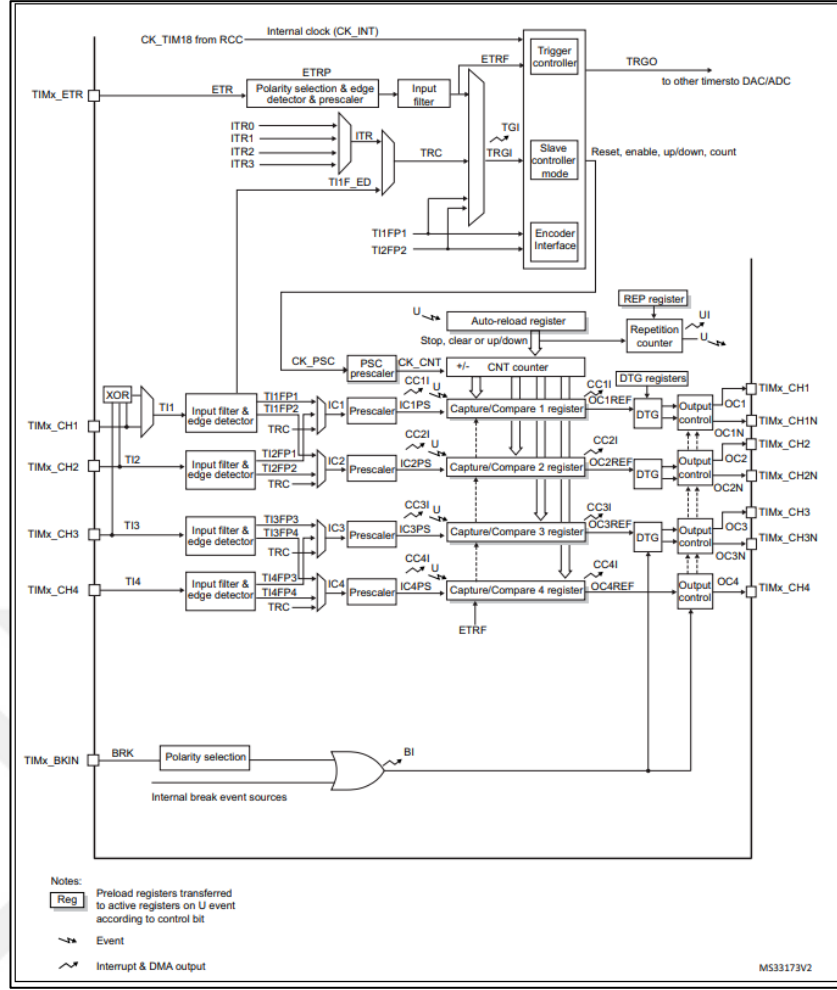
Şekil 4.3. Kullanılan denetliycinin pin yapılandırması



Şekil 4.4. Kullanılan denetliyiicinin saat ayarlamaları

4.2.1. DGM modülü

DGM, birçok güç elektronik sisteminin kontrolünde kullanılan önemli bir unsurdur. STSPIN32F0251, bir adet sayıcı yapısı içerisinde altı DGM modülüne sahiptir. DGM modülünün her biri, sinyal formlarının üretilmesinde farklı işlevleri yerine getirebilen alt modüller içerir. Bunlar yarım köprü kontrolü için önemli olan Ölü zaman Modülü başta olmak üzere kare dalga elde edilmesi için sayıcı-karşılaştırmacı modülü vb modüllerdir. Her alt modül ile birlikte bir DGM modülünün yapısı ve alt bölümleri arasındaki sinyal bağlantıları Şekil 4.5’de gösterilmiştir (STmicroelektronics, 2017).



Şekil 4.5. DGM alt modülleri ve yazmaçları

Tim1 yapısı içerisinde 6 adet kare dalga bulunmaktadır. Motor sürücü uygulamalarında çift kanal kare dalga kullanımı oldukça yaygındır. Her bir yarım dalga da bir kanal ve aynı kanalın tersi bulunur. Bu sayede frekans, doluluk oranı ve ölü zaman değişimlerinden ortak olarak tim1 yapısına müdahale edilmesi yeterli olur.

4.2.1.1. Zaman-taban altmodülü ve sayıcı karşılaştırıcı altmodülü

DGM alt modülü içerisinde sayıcı karşılaştırıcı, giriş karşılaştırıcı, alan etkili sensör girişleri veya enkoder girişleri bir birçok modül ve bu modüllere bağlı birçok kesme yapısı bulunur. Motor sürücü uygulamalarında hız ve moment kontrolünü sağlayabilmek amacıyla DGM sinyal çıkışı kullanılmalıdır. Burada ifade edilen frekans motora uygulanan anahtarlama frekansı olarak verilmektedir. PSC (Prescaler) Ölçekleyici olarak verilmiştir. Denetleyici frekansını ölçekleyerek sinyale aktarır. Ölçekleyiciye bağlı işlemler Denklem (4.1)'de ve Denklem (4.2)'de verilmiştir.

$$f_{CK_CNT} = \frac{f_{CK_PSC}}{PSC+1} \quad (4.1)$$

$$f_{PWM} = \frac{1}{T_{PWM}} \quad (4.2)$$

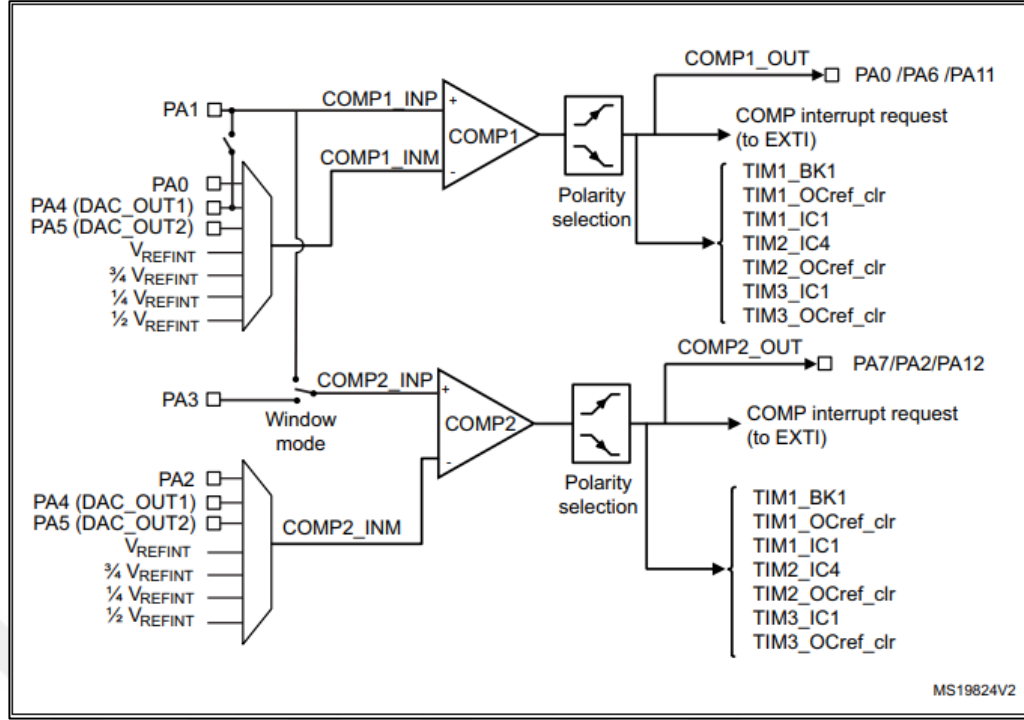
Burada frekans sonrasında sistemde DGM doluluk oranını kontrol edebilme amacıyla CCR (capture compare register), ARR (auto reload register) bulunmaktadır. Bunlar Duty cycle olarak ifade eden sinyalin doluluk oranını kontrol ederler. Dolayısıyla çıkış sinyalinin frekansı ve doluluk oranı kontrol edilmiş olur. Sayım modu için DGM frekansı için Denklem (4.3)'de verildiği şekildedir.

$$\text{Duty Cycle} = \frac{CCR}{ARR+1} \quad (4.3)$$

Özetle Sayıcı karşılaştırıcı alt modülü ise güç katmanına uygulanacak olan DGM sinyallerinin doluluk oranını belirler. DGM çıkışlarında geçiş olaylarının meydana gelme zamanında belirlenir (STmicroelektronics, 2017). DGM frekansı için ölçekleyici kullanılır. Burada frekans, saat ayarlarından yola çıkılarak oluşturulur (STmicroelektronics, 2021).

4.2.1.2. İşlem karşılaştırma altmodülü

Karşı-karşılaştırmalı veya Zaman-taban bir alt modül olayı meydana geldiğinde uygulanacak olan eylem türünü belirler. Karşılaştırmalarda yola çıkılacak olan işlemlere Şekil 4.6'da yer verilmiştir (STmicroelektronics, 2021).



Şekil 4.6. DGM işlem karşılaştırma altmodülü

4.2.1.3. Ölü zaman altmodülü

ST işlemcilerinde bir kanal üzerinden yarım köprü Mosfet sürmek için kullanılan iki sinyal elde edilebilir. Bu sinyallerde doluluk oranı kontrol edilebilen kare dalga ve bununla beraber ters kare dalga üretilir. İki sinyal arasında ölü zaman bırakılması için TIM1_BDTR yazmaçı kullanılır. DTG (Dead time Generator) Ölü zaman ayarlarının yapıldığı yazmaç olarak verilmiştir. Buradaki işlemler;

$$DTG [7:5] = 0xx \rightarrow DT = DTG [7:0] \times t_{dtg} \text{ ile } T_{dtg} = t_{DTS}$$

$$DTG [7:5] = 10x \rightarrow DT = (64 + DTG [5:0]) \times t_{dtg} \text{ ile } T_{dtg} = 2 \times t_{DTS}$$

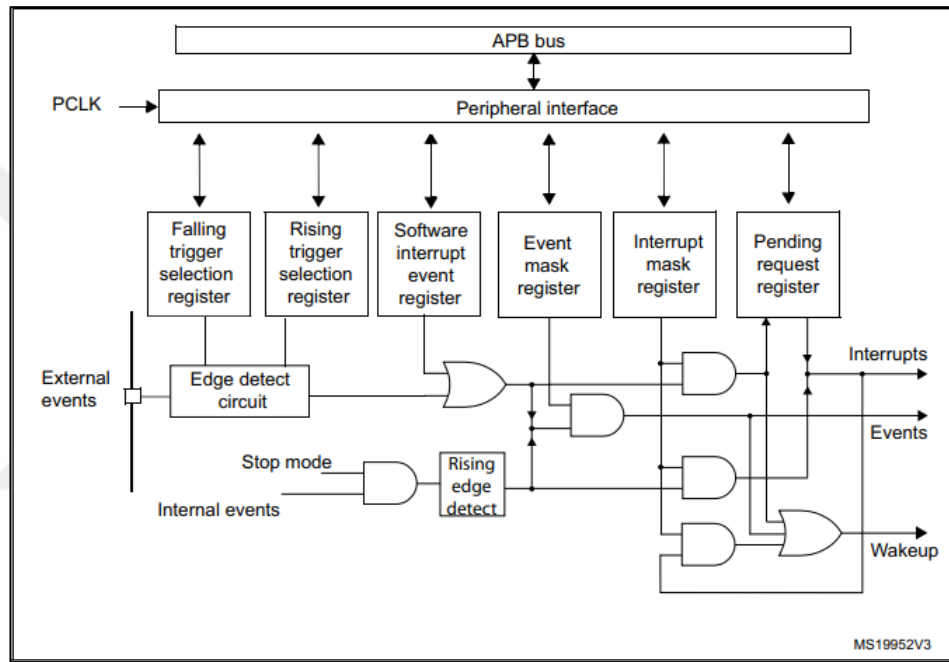
$$DTG [7:5] = 110 \rightarrow DT = (32 + DTG [4:0]) \times t_{dtg} \text{ ile } T_{dtg} = 8 \times t_{DTS}$$

$$DTG [7:5] = 111 \rightarrow DT = (32 + DTG [4:0]) \times t_{dtg} \text{ ile } T_{dtg} = 16 \times t_{DTS}$$

Hesaplamalarında DGM frekansı göz önünde bulundurulur (STmicroelektronics, 2017). Her mosfet sürücü yapısında minimum ölü zaman bulunmaktadır. Fakat mosfetlerin karakteristikleri hesaba katılarak güç katmanı verimini doğrudan etkileyen ölü zaman parametresi göz önünde bulundurulmalıdır.

4.2.1.4. Olay tetikleyicisi altmodülü

Motor sürücü uygulamalarında ADC ile DGM arasındaki frekans bağlantısı oldukça önemlidir. ADC modülünde yer alan bir örnekleme süresi boyunca alınan veriler işlenerek DGM modülü çıkışı için kullanılır. ADC ve DGM'in aynı hızda çalışması için eşzamanlı olarak çalıştırılması gerekmektedir. Şekil 4.7'de gösterildiği üzere DGM'deki olay tetikleyici modülü, periyot sonunda ADC dönüşümü veya kesme isteği yapmaktır.

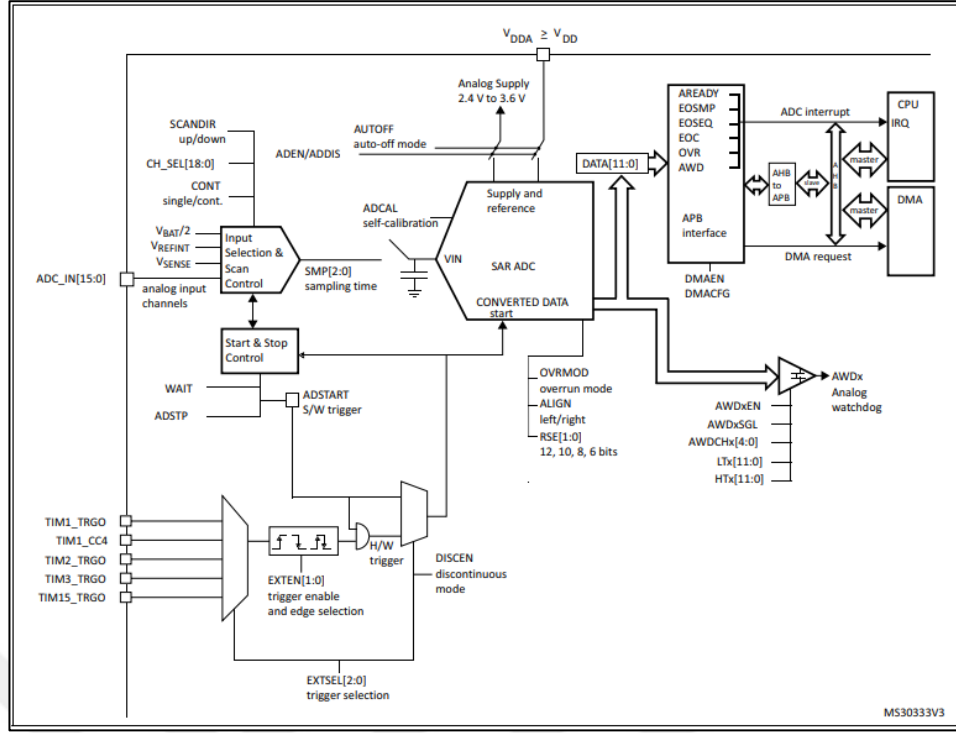


Şekil 4.7. DGM olay tetikleyici modülü

Akım dalgalanmaları ve elektriksel gürültü sebebiyle oluşabilecek hataları önlemek için, taşıyıcı dalga tepeleri algılanarak örnekleme zamanı olarak seçilmelidir (STmicroelektronics, 2017).

4.2.2. ADC modülü

STSPIN32F0251 içerisinde bulunan STM32F31 içerisinde bulunan ADC modülü 12-10-8-6 bitlik ayarlanabilir 16 adet ADC'ye sahiptir. STM32F031'in ADC modülünün blok diyagramı Şekil 4.8'de gösterilmektedir (STmicroelektronics, 2022).



Şekil 4.8. Kullanılan denetleyicinin ADC yapısı

Buradaki önemli bir noktada STM32F031'in ADC modülünün analog giriş gerilim değerinin 0 ila 3.6V arasında olmasıdır. Devre kartı tasarımında ADC girişinde elde edilen analog sinyal sınırlandırılarak 3.6V'u geçmeyecek bir ADC yapısı tasarlanmalıdır. Ayarlanabilir ADC modülünde 12 bit seçilir ise okuyabileceği maksimum değer 4096'dır.

4.3. GSM Sürücü Donanımı

GSM sürücüsünde, evirici köprüsündeki güç anahtarlarına ve motor sargılarına uygun komütasyon dizisini sağlamak için bir rotor konumu gerekir. Sensörsüz sürücünün yaklaşımı uyarılmış faz zıt emk bilgisinin kullanılmasıdır.

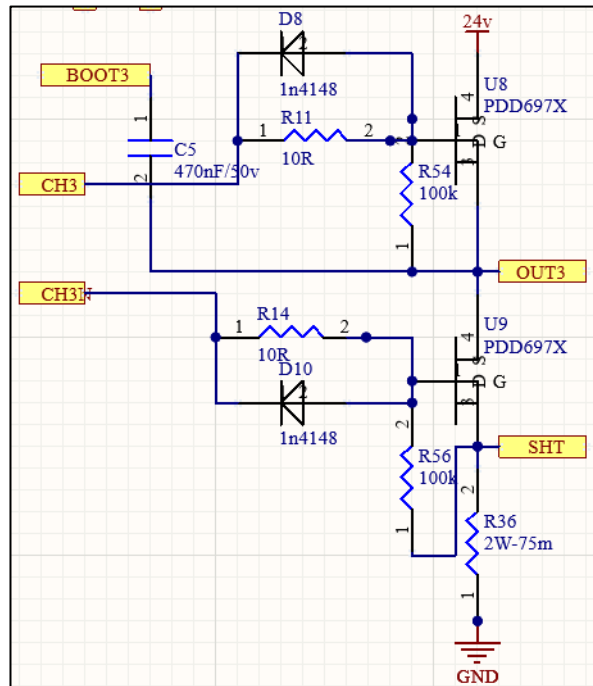
Alan etkili sensör sinyali, zıt emk'nın gerilim polaritesi değişimlerinde durumunu değiştirir (Nolan, 2013). Bu olay ideal durumlarda zıt emk sıfır geçişinde gerçekleşir. Ancak uygulamalarda sarım, mıknatıs ve güç katmanına bağlı olarak sıfır geçişinde gecikme oluşabilir. Dolayısıyla sürücü donanımında güç katmanı ve zıt emk algılama devrelerine ihtiyaç duyulur.

Üç fazlı GMSM’da bulunan statorda yer alan bobinlerinin anahtarlanmasını etkileyen altı komütasyon durumu bulunmaktadır. Rotor pozisyonu, anahtarlama belirleyen devreyi çalıştırır; İlgili devrede üretilen sinyaller kapı sürücüleri ile anahtarlama elemanlarına uygulanarak motorun sürme işlemi gerçekleştirilir (ON Semiconductor, 2014). GMSM hız kontrolü için sargılarına uygulanan gerilimin ortalama değeri DGM tekniğinden ile değiştirilebilir ve hız kontrol edilebilir.

60° elektriksel açı değişiminde alan etkili sensörlerinde değişim gerçekleşir. Elektriksel olarak bir turunu altı adım ile tamamlar. Rotor kutup ve stator oluk sayısına bağlı olarak bir elektriksel tur, bir mekanik tura denk gelmeyebilir. Motorun gerilim ve akım değerleri referans alınarak, bu anahtarlama elemanları IGBT veya MOSFET seçilebilir. Bu tez çalışmasında 24V gerilimi göz önünde bulundurularak anahtarlama elemanı olarak MOSFET kullanılmıştır.

4.3.1. Motor sürücü güç katmanı

Burada ifade edilen sinyaller Şekil 4.9’da gösterilen bootstrap sürücü devresine uygulanmaktadır. Şematik çizimleri Altium Designer programında yapılmıştır. Şematik tasarımından elektronik kart tasarıma geçilmiştir.



Şekil 4.9. Güç katmanı

Bootstrap mosfet sürme tekniği yarım köprü kullanılan çeşitli uygulamalarda sıklıkla karşılaşılmaktadır. Bu uygulamalara motor sürücü uygulamaları dışında senkron buck regülatörde eklenebilir. İlgili teknikte bootstrap kapasitörünün değeri oldukça önemlidir. Kapasitörün değeri motor momentini ve gerilim grafiklerini doğrudan etkilemektedir. Texas Instruments firmasının uygulama notları kullanılarak denklemler verilmiştir. Bu denklemlerden yola çıkarak anahtarlama frekansı ve anahtarlama elemanı değerleri ile beraber Denklem (4.4) bulunur. Anahtarlama elemanının kapı gerilimi bu denklemde kullanılarak Denklem (4.5)'de elde edilir. Anahtarlama elemanı değerleri, anahtarlama frekansı ve kapı gerilimi kullanılarak elde edilen sonuçlar Denklem (4.6)'da değerler yerlerine yazılır. Denklem sonucu kapasitör değerine ulaşılabilir. İlgili hesaplar sonucu gerekli minimum kapasitör değeri Denklem (4.6) sonucunda 98nF olarak hesaplanmıştır.

$$Q_{total} = Q_G + I_{HBS} \times \frac{D_{max}}{f_{sw}} + \frac{I_{HB}}{f_{sw}} \quad (4.4)$$

$$I_{HBS} = \text{Hb to vss kaçak akım (50uA)}$$

$$D_{max} = \text{Maksimum görev döngüsü (\%100)}$$

$$I_{HB} = \text{hb sessiz akım (50uA)}$$

$$f_{sw} = \text{Anahtarlama Frekansı (20kHz)}$$

$$\Delta V_{HB} = \Delta V_{DD} - V_{DH} - V_{HBL} \quad (4.5)$$

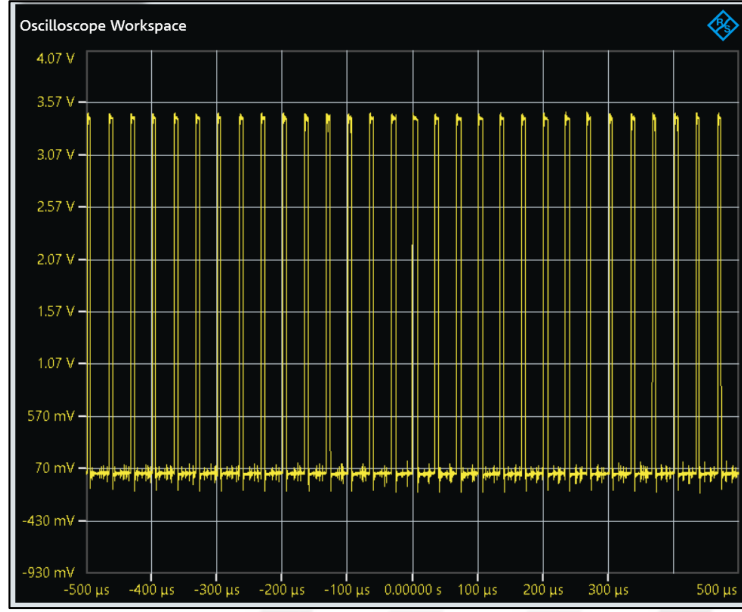
$$\Delta V_{DD} = \text{Kapı sürücüsünün vdd besleme gerilimi IC}$$

$$V_{DH} = \text{Önyükleme diyotu ileri gerilim düşüşü}$$

$$V_{HBL} = \text{Düşük gerilim Eşiği}$$

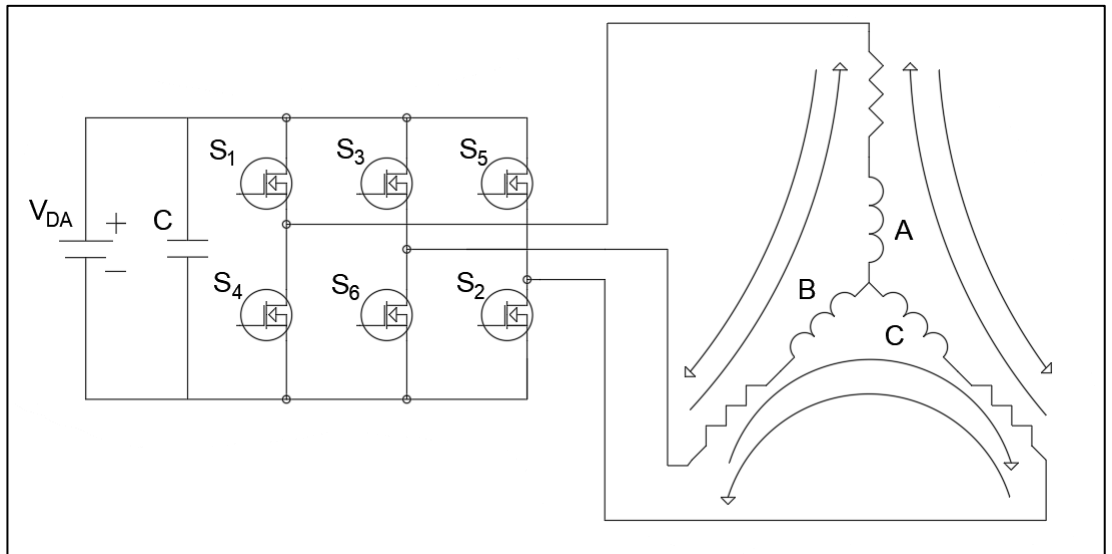
$$C_g = \frac{Q_{total}}{\Delta V_{HB}} \quad (4.6)$$

(Texas Instruments, 2018).



Şekil 4.10. DGM sinyali

Motor sürücünün güç katmanında MOSFET sürücü girişi Şekil 4.10’da verilmiştir. Burada anahtarlama frekansına ve doluluk oranına ulaşılabilir. Burada osiloskop çıktıları verilen iki grafik arasındaki fark bootstrap gerilimidir. Bootstrap gerilimine tekrar değinilecek olursa bootstrap kapasitörü üzerindeki gerilim kadar kapı gerilimini yükselttiği söylenebilir. Sinyalin genliği sabit tutulur anlık olarak doluluk oranı ve frekans değiştirilerek MOSFET’lere uygulanarak UVDGM sağlanır. Burada doluluk oranı ve frekans motor parametrelerine ve rotor pozisyonuna bağlı olarak değiştirilmelidir. Dolayısıyla zıt emk algılama devreleri oldukça önemlidir.

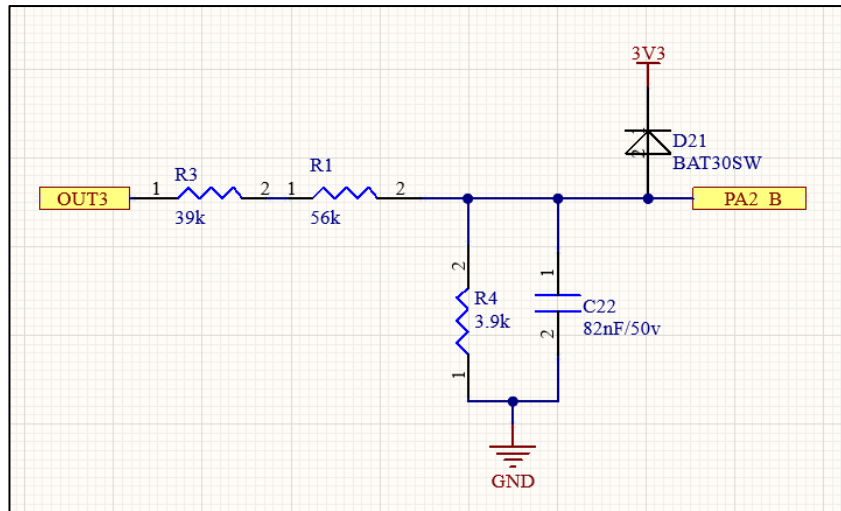


Şekil 4.11. Motor sargılarındaki enerji akışı

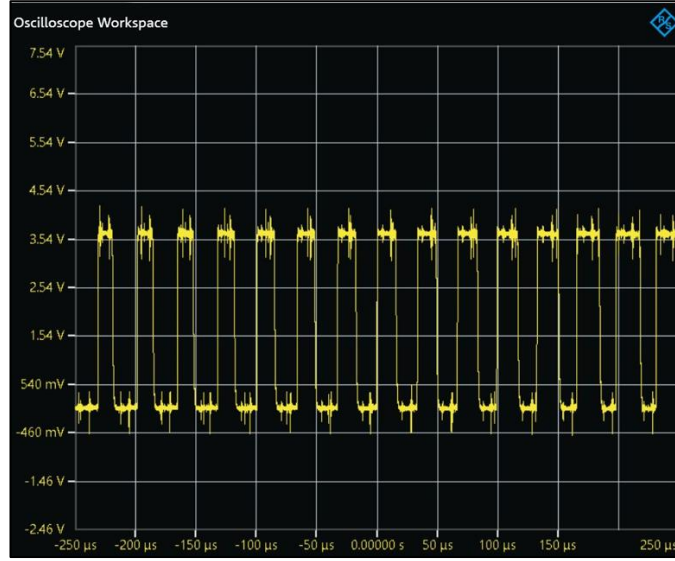
Yıldız bağlı bir motor için enerjilendirilebilecek 6 farklı anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 4.11’de, üç fazlı bir motorda yer alan sargıların gerilimleri gösterilmiştir (STmicroelektronics, 2007). Burada sargılara uygulanan gerilim güç katmanının beslemesine eşittir. İfade edilen sinyaller Şekil 4.11’de yer alan güç katmanına uygulanmaktadır. Sürücü hız girişine uygulanan veya istenen hız değerine göre DGM değiştirilerek ilgili kanallara aktarılmaktadır. GSM üzerinde anahtarlama elemanları kullanılarak sargıların tetiklenme sırasına göre enerji akışı Şekil 4.13’te gösterilmiştir.

4.3.2. GSM sürücü zıt emk algılama devresi

Fırçasız motor sürücü geri beslemesinde sıfır geçiş noktalarının kontrolü ve algılaması gerçekleştirilmesi oldukça önemlidir (NXP, 2020). Motor uygulamalarında faz gerilim grafiklerinin akım grafiklerine ve momente doğrudan etkili olduğu göz önünde bulundurulmalıdır. Hall sensörü veya enkoder sinyali kullanılmadan rotor pozisyon bilgisi için zıt emk algılama devreleri kullanılır. Birçok zıt emk algılama devre modeli mevcuttur. GSM sürücüsünde test edilen basit zıt emk algılama devresinin uygulanmasının şematik görseli Şekil 4.12’de gösterilmektedir. Basitleştirilmiş zıt emk algılama devresi çıkışında yer alan sinyal Şekil 4.13’de gösterilmiştir.

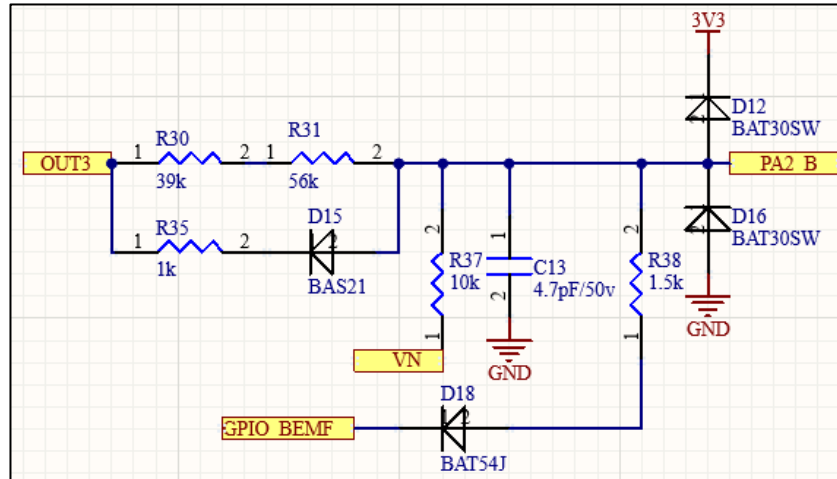


Şekil 4.12. Basitleştirilmiş zıt emk algılama devresi



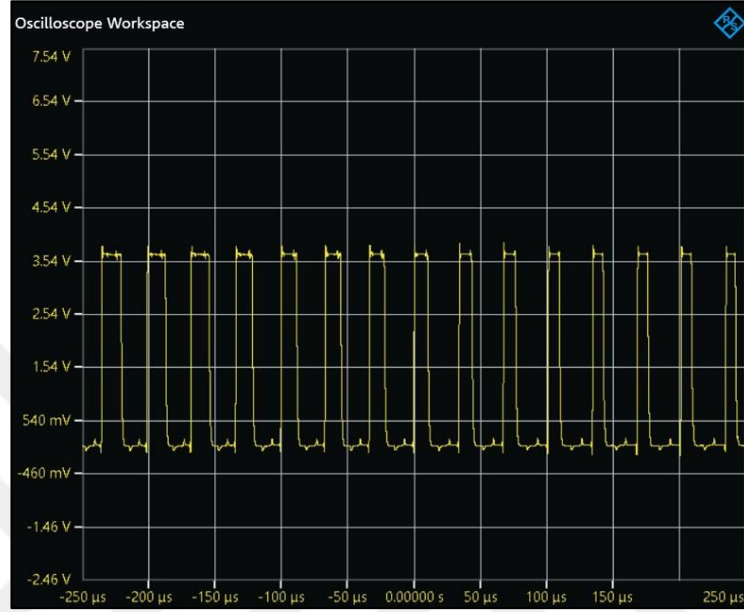
Şekil 4.13. Basitleştirilmiş zıt emk algılama devresi gerilim sinyali

GMSM zıt emk algılama devresi faz çıkışı üzerinden alınan sinyal üzerinden parazitleri engellemek ve sınırlayabilmek için 3v3'e diyot ile bağlanmıştır. Burada GND ve 3v3 hattından giriş sinyaline uygulanan diyotlar, kapasitörler ve dirençler filtre görevi görür. Aynı zamanda bu pasif elemanlar sinyalin gerilimini ve akımını sınırlar. Sinyal D12 diyotunun maksimum gerilimini alacak şekilde diyot ve kapasitörler yardımıyla filtre edilmiştir. Şekil 4.14'de iyileştirilmiş zıt emk algılama devresi verilmiştir. Basitleştirilmiş devre yapısı ile karşılaştırıldığında daha karmaşık yapıdadır. Her bir faz aynı işleme tabi tutulur fakat Şekil 4.14'de gösterilen D18 diyot ucunda bulunan zıt emk sinyali her bir faz için ortaktır. Bu nokta işlemcinin analog okurken referans olarak kullandığı noktalardan biridir. Şekil 4.15'de elde edilen iyileştirilmiş zıt emk algılama devresinden elde edilen gerilim sinyali verilmiştir.



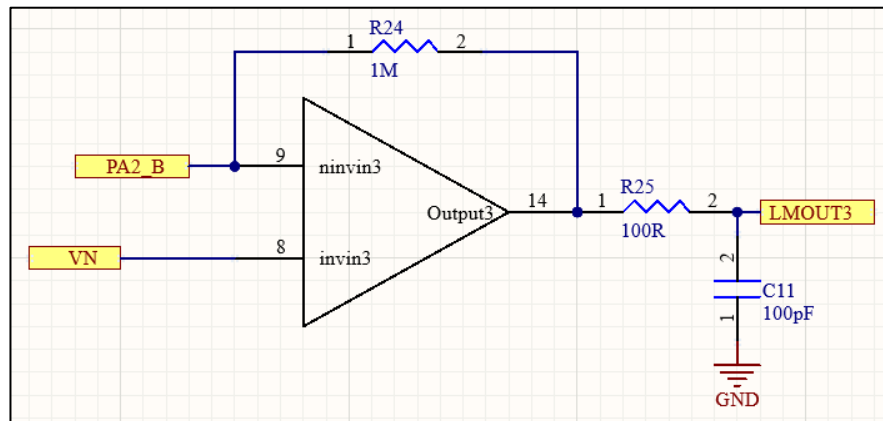
Şekil 4.14. İyileştirilmiş zıt emk algılama devresi

Basitleştirilmiş zıt emk algılama devresinde 4.2V değerine kadar anlık gerilim yükselmeleri mevcut iken iyileştirilmiş zıt emk algılama devresinde gerilim 3.6V'u geçmemektedir. İki devre yapısının gerilim grafikleri karşılaştırıldığında iyileştirilmiş model filtre yapısının daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.



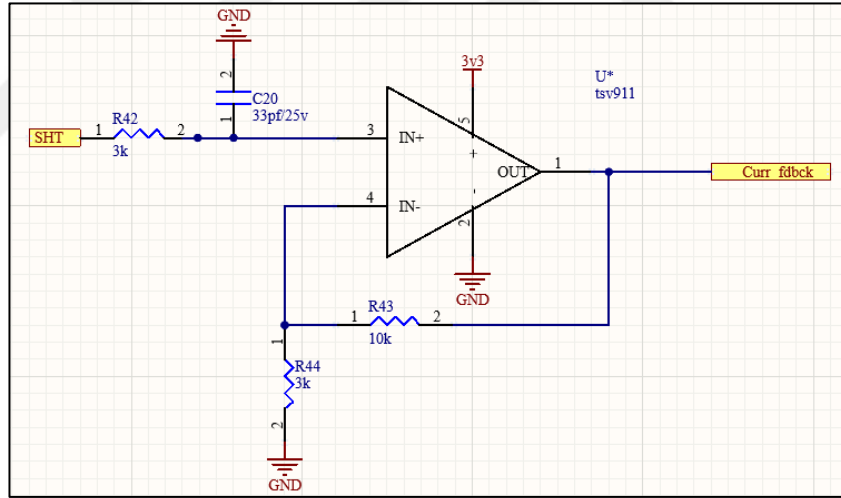
Şekil 4.15. İyileştirilmiş zıt emk algılama devresi gerilim sinyali

Şekil 4.16'da işlem gören faz sinyalinin 3V-0V aralığına indirgenerek filtre ve yükseltme amaçlı opampa iletilir. Opamp'ın ardından elde edilen Sıfır Geçiş Algılama sinyali, giriş pinine aktarılır. Elde edilen sinyal doğrultulur ve yükseltilir.

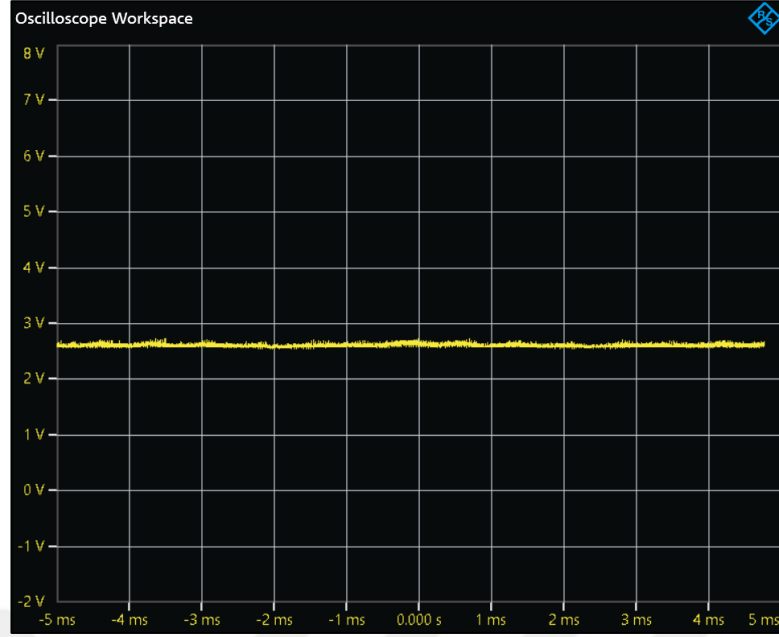


Şekil 4.16. Faz sinyali okuma devresi

Her bir faz için bir yarım köprü yapısı ve her yarım köprü yapısında ise bir adet şönt direnç bulunmaktadır. Fakat burada gösterilen her bir fazda bulunan şönt dirençler üç faz içinde ortaktır. Üç adet kullanılmasının sebebi akım geçişi ve gürültüler göz önünde bulundurulduğunda oluşabilecek ısınma vb sorunların üstesinden gelmektir. Şönt dirençler üzerinden geçen akım hesaplanabilir bir gerilim düşümü sağlar. Sıcaklıktan değişimlerinden ve motor yüküne bağlı gürültülerden oldukça etkilenmektedir. Bu yüzden Şekil 4.17’de gösterilen Opamp yapısı ile akım geri beslemesi okunur. Opamp beslemesinin 3V ve 0V olması ile beraber sinyal 3V-0V aralığında akım sinyalini taşır. 0.23V gerilim girişinde 1V sinyal üretir. 75mΩ direnç üzerinden geçen akım ölçülmektedir. 7A direnç üzerinden geçtiğinde 0.525V gerilim direnç üzerinde oluşur. Opamp çıkışı buradan 2.3V gerilim olarak hesaplanır. Osiloskop ile opamp çıkışı ölçüldüğünde Şekil 4.18’deki gerilim grafiği alınır. Gerekli yazılımsal filtreler ile beraber okunan ADC değeri işleme tabi tutulur ve faz gerilimi ölçülür.

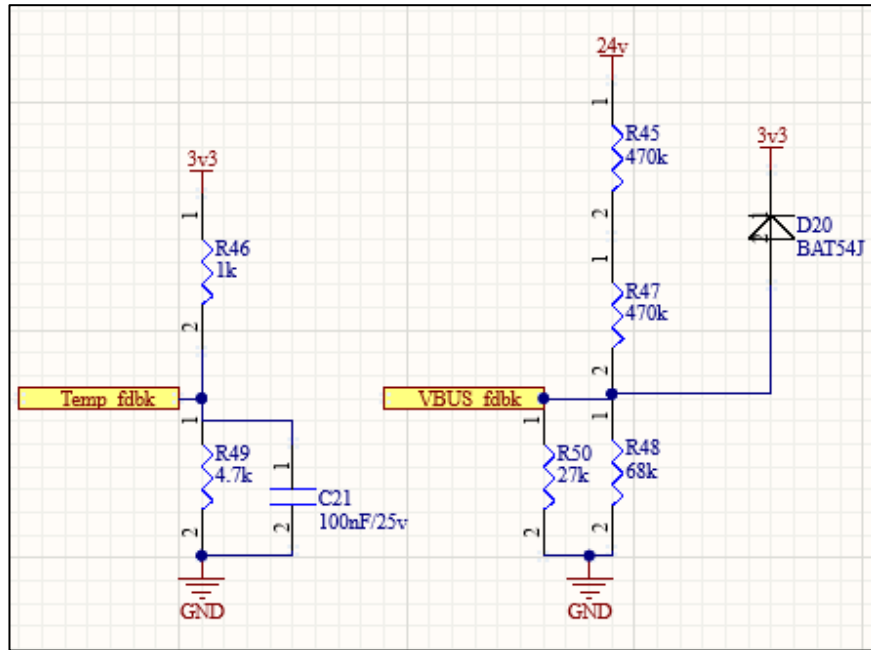


Şekil 4.17. Akım okuma devresi



Şekil 4.18. Opamp çıkışında gerilim grafiği

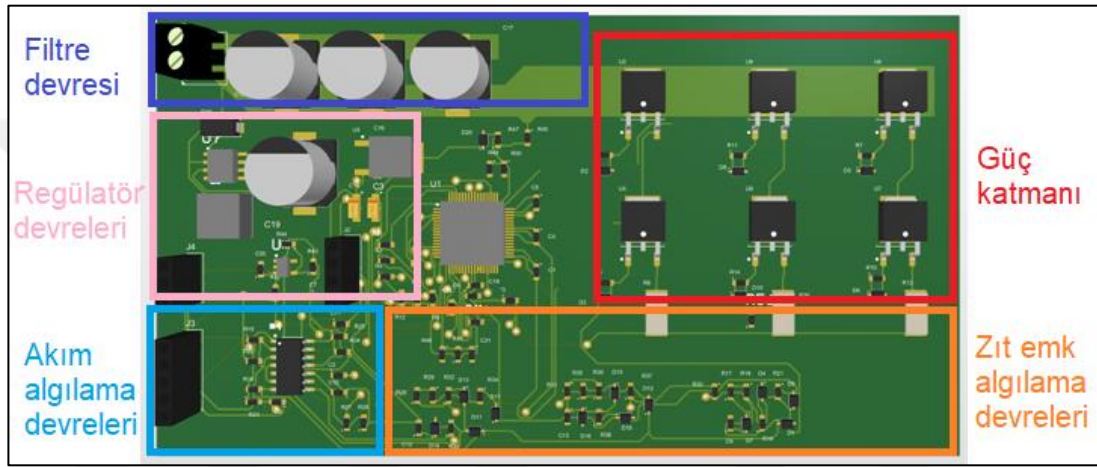
Şekil 4.19’da gösterilen sıcaklık ve gerilim okuma devreleriyle beraber motor sürücüsünün t anındaki bara gerilimine ve sıcaklığına dirençler yardımıyla ulaşılabilir. Buradaki giriş gerilimi da kullanılan gerilim referanslarından biridir. Sıcaklık ölçme uygulamaları ile faza veya anahtarlama elemanlarına yakın konulan Termistör’ler (NTC) ile gerçekleştirilir.



Şekil 4.19. Sıcaklık ve gerilim okuma devresi

4.3.3. GSM sürücüsü gerçekleştirilmesi

Bu çalışmada bir GSM motorunun sürücüsü tasarlanmıştır. Tasarımda GSM'nin alan etkili sensör kullanılmadan zıt emk algılama devreleri ile beraber sürücü algoritması ve donanım tasarımına ait bilgiler verilmiştir. Bu kontrolcü tasarımında Altium Designer kullanılmıştır. Sensörsüz rotor pozisyonunu algılama tekniği ile endüklenen zıt emk'nın sıfır geçiş noktalarını tespit edilmesini ve GSM'in kontrol edilmesini sağlayan sürücü devre kartı çizimi Şekil 4.20'de verilmiştir.



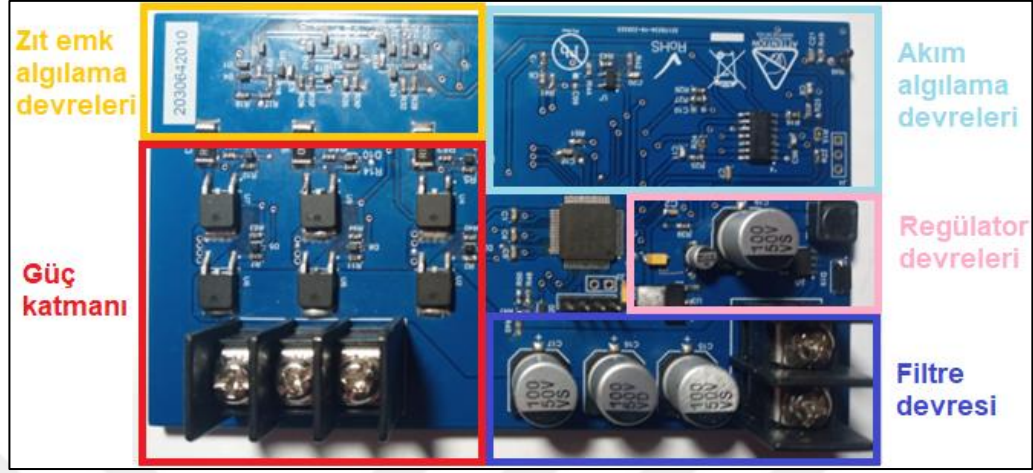
Şekil 4.20. Sürücü devre kartı çizimi

Kontrol algoritmalarına ve güç katmanına ait bilgiler verilmiştir. Şekil 4.21'de verilen motor sürücü GSM ile beraber yük uygulanarak test edilmiştir. Sonuçları ve çıkış grafikleri gözlemlenmiştir.

GSM fazları arasında zıt emk sinyali algılanır. Bu sinyalde sıfır geçiş noktaları gözlemlenerek faz çifti değiştirmek ve DGM kullanarak faz gerilimini kontrol etmek için işlenir. Devre yapısı, elde edilen faz gerilimlerini 0-3.3V aralığında bir gerilim seviyesine indirmek için kullanılır. Anahtarlama elemanlarının anahtarlanmasıyla üretilen gerilim artışlarını ve elektriksel gürültüleri filtrelemek için yazılım ile DGM sinyalinin merkezi ile senkronize edilir (Prokop ve Chalupa, 2015).

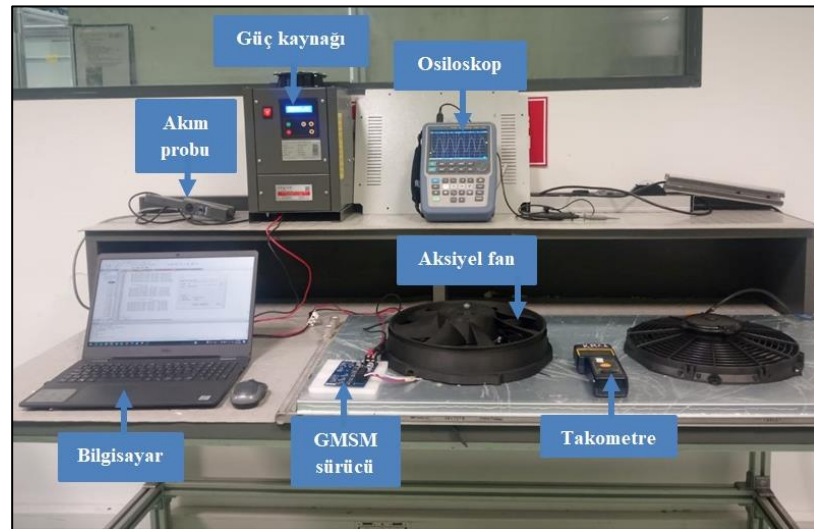
Alan etkili sensör veya enkoder gibi rotor pozisyonunun alındığı uygulamalarda başlangıç konumunun bilinmesi ile kalkışta bu gibi sorunlar bulunmamaktadır. Alan etkili sensör veya enkoder kullanımı olmadan indüklenen gerilimin genliği motor dönüş hızı ile orantılıdır. Düşük hızlarda zıt emk değeri algılanamayabilir. Bu nedenle

özel başlangıç algoritmaları gerekmektedir (Prokop ve Chalupa, 2015). Üç fazın herhangi ikisi ile başlatılabilir (Damodharan vd., 2008).

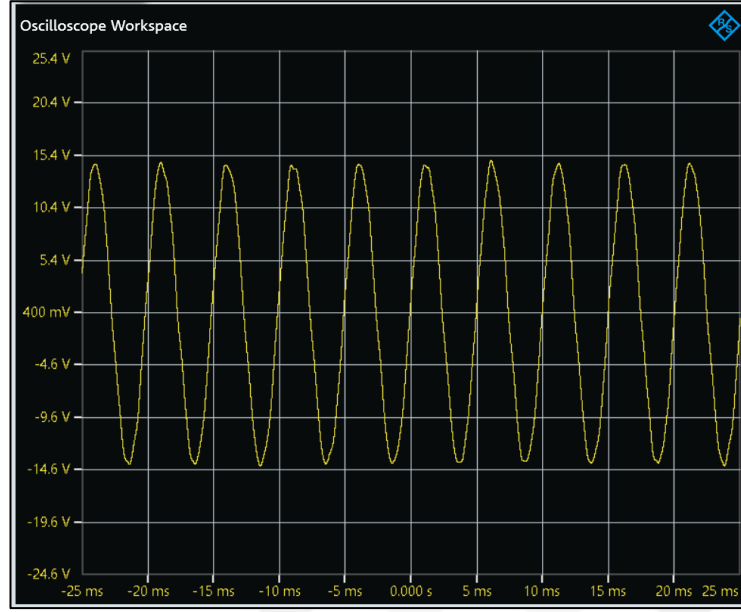


Şekil 4.21. Kullanılan devre kartı

Yük bağlanarak test edilen motorun özellikleri, kontrolcünün özellikleri ve güç katmanına dair şematikler verilmiştir. Aksiyel fan olarak kullanılan gömülü mıknatıslı yapılı motorun test düzeneği Şekil 4.22'de verilmiştir. GSM sinüs sinyali ile kontrolüne dair grafik Şekil 4.23'de görülmektedir. İlgili motor 200W, 24V ve nominal hızında 3000 d/d şeklinde tasarlanmış ve kontrolü sağlanmıştır. Motor üzerinde kontrole bağlı alan etkili sensör kabloları da gözükmemektedir. Fakat bu deneylerde alan etkili sensörler kullanılmayarak zıt emk algılama devreleri kullanılmıştır.

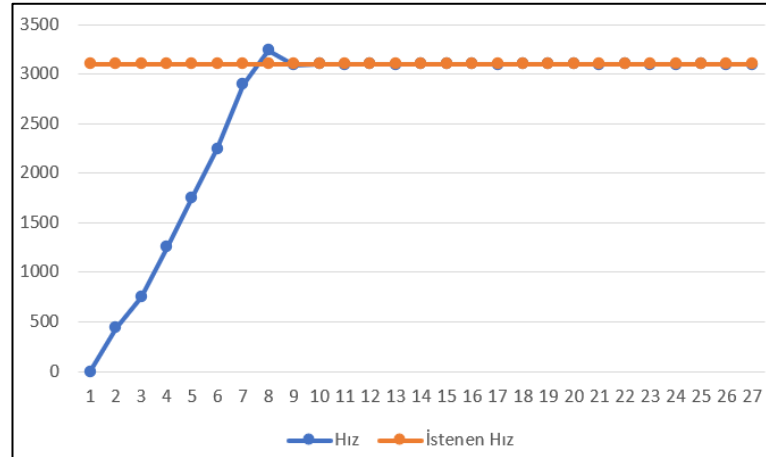


Şekil 4.22. Aksiyel fan ile motor sürücü testleri



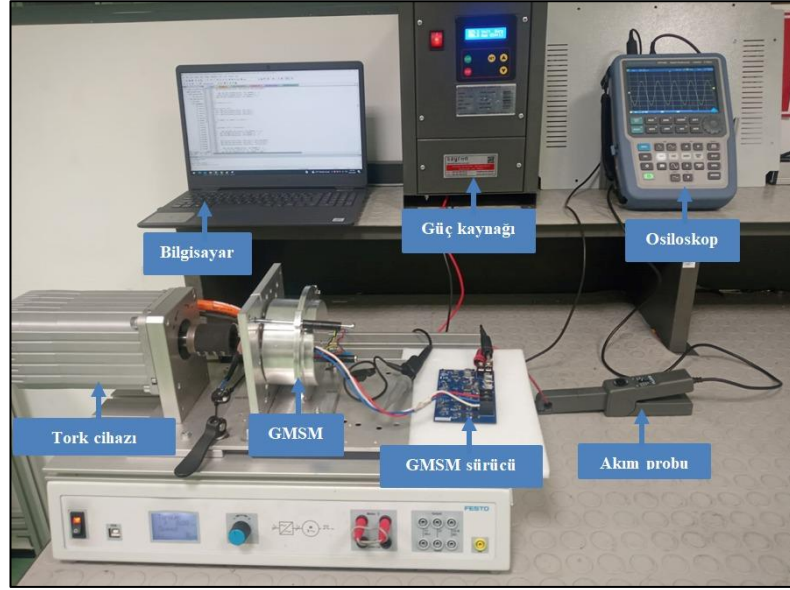
Şekil 4.23. Faz-Faz arası gerilim grafiği

GMSM'nin aksiyel fan yükü ile beraber kalkışına dair grafik Şekil 4.24'de verilmiştir. Dikey eksen hız yatay eksen ise saniye cinsinden zaman olarak ifade edilmiştir. 3100 d/d hızda dönmesi tasarlanan aksiyel fan için GMSM'nin hız kontrolü gösterilmiştir. Aksiyel fan yükü ile yapılan testler sonucu nominal fan yükünün 26V gerilimde 7A olduğu belirlenerek GMSM'nin tork testine geçilmiştir.

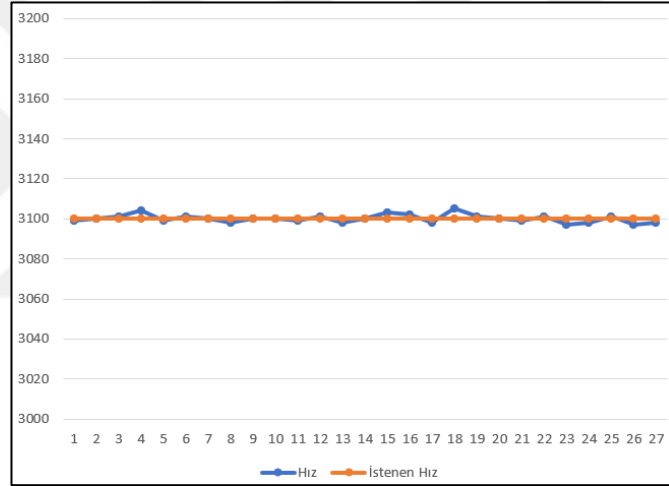


Şekil 4.24. GMSM fan yükü ile sabit hız test sonucu

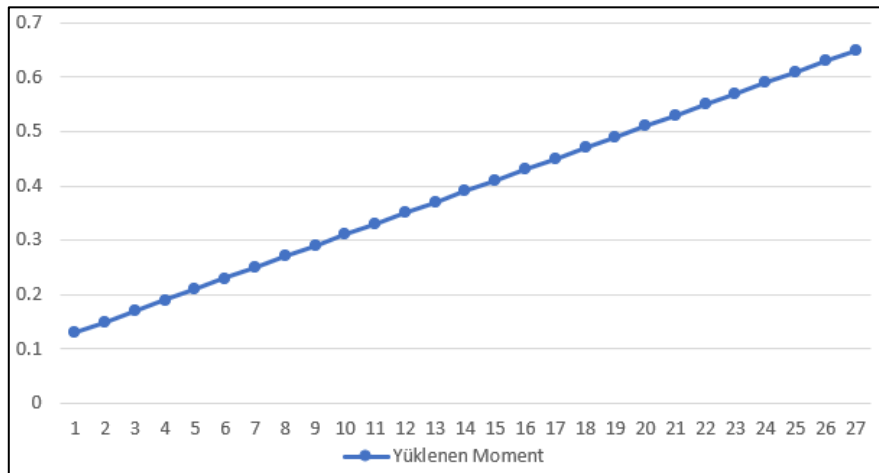
26V gerilim değerine ile beslendiği durumda faz gerilimi için 29V gerilim değeri yüksüz durumda 1.6A akım değeri elde edilmiştir. Şekil 4.25'de yer alan test düzeneğinde uygulanan yükte ise 7A akım değerinde testler gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.25. Devre kartı ve motor testleri



Şekil 4.26. GSM tork testinde sabit hız test sonucu



Şekil 4.27. GSM eklenen tork değeri

Şekil 4.25’de verilen test düzeneğinde yüksüz olarak 0 Nm’den başlayarak 0.65 Nm moment değerine kadar yükleme yapılmıştır. Tork yüklemesi yapılan testlere dair grafik Şekil 4.26’da gösterilmiştir. Dikey eksen hız olarak ifade edilmiştir. Eklenen tork grafiği Şekil 4.27’de verilmiştir. Dikey eksen Nm olarak ifade edilmiştir. Şekil 4.26 ve Şekil 4.27 ortak yatay ekseninde numaralandırılmış olup yük ve hızı karşılaştırılmıştır. Aksiyel fan yükü 0.45 Nm olarak değerlendirilerek GSM’ nin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Elde edilen verim değerlerinin içerisinde mekanik, elektronik ve elektrik bütün kayıplar dahil edilmiştir. Elektriksel olarak 170 W değerindeki bir motordan tüm kayıplar hesaba katılarak %81 verim elde edilmiştir. Burada elde edilen verime dair parametreler güç kaynağından ölçülerek elde edilmiştir. Dolayısıyla sistem içerisindeki tüm kayıplar dahil olarak verim hesabı yapılmıştır. GSM ve güç kaynağı kayıpları çıkarılarak GSM sürücü verimine ulaşılabilir.

Referans hız değeri 3100 devir/dakika olarak belirlenen GSM üzerinde yapılan yük testleri Çizelge 4.3’de verilmiştir. Çizelge 4.3’den elde edilen sonuçlar Şekil 4.26’da verilmiştir. Tasarlanan GSM 0.58 Nm yüke kadar referans hız değerini vermiştir. 0.61 Nm sonrasında referans hızı sağlayamamıştır. İlgili test sonuçlarındaki hız ve akım değeri test alanındaki servo motor üzerinden ve motor sürücü sistemi üzerinden alınarak doğrulanmıştır. Mekanik güç olarak 140 W olarak düşünülen GSM üzerinden GSM sürücü ile istenen torklarda istenen hız elde edilmiştir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında GSM’ın hız kontrolü aksiyel fan yükü için gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla motor kontrol kartı, güç katı ile beraber tasarlanıp değişik kontrol uygulamaları için hazır hale getirilmiştir. Ayrıca literatürde yer alan önemli çalışmalarda ele alınmıştır. Bunun için öncelikle fırçasız motor yapısı ve tipleri incelenmiştir. Rotor ve stator tipleri fırçasız motor özellikleri ile verilerek gömülü miknatısın manyetik olarak yarattığı etki ve mekanik anlamda sağladığı avantajlar sunulmuştur. Alan yönlendirmeli kontrol metodu kullanılarak kontrol edilen GSM için denklemler ve elde edilen motor modelindeki parametrelerin etkileri incelenmiştir. GSM dinamik modelinin elde edilemsi için gerekli olan dönüşüm matrislerinden faydalanılmıştır. Elde edilen matematiksel modelini takiben, motor sürme devrelerinde kullanılabilecek ve modülasyon tekniklerinden bahsedilerek donanım katmanına dair bilgilere yer verilmiştir. GSM bilgileri ile beraber motor sürücü algoritmalarının uygulanmasını sağlayan aynı zamanda dahili anahtarlama elemanında içeren mikrodeneleyici özellikleri, ADC ve DGM yapıları incelenmiştir. Sonrasında baskı devre çizimi gerçekleştirilen devrenin zıt emk algılama tekniklerine, kullanılan algoritmaya ve devre kartı üzerinden elde edilen sinyallere değinilmiştir. Gelişmiş fan uygulamalarında rotor pozisyonu için hall sensör ve enkoder tercih edilmemektedir. Bu çalışmada rotor pozisyonu için faz sinyali üzerinden alınan sinyaller işlenerek kullanılmıştır. Zıt emk algılama devreleri basitleştirilmiş metod ve iyileştirilmiş metod olarak iki farklı devre topolojisi adı altında incelenerek çıkış grafiklerine yer verilmiştir. Devre yapıları şematik olarak komponent isimleri ile beraber paylaşılmıştır. Akım büyüklüğü ile GSM kontrolü sağlandığından akımın elde edildiği devre topolojisi incelenmiştir. Sıcaklık ve sistemin giriş gerilimini ölçen yapıya dair şematik verilmiştir. Bu yapılar ile sistemin güvenilirliği artırılmıştır.

Yazılımsal olarak Keil u5 kullanılarak Stm32 serisi 32 bitlik mikroişlemci programlanmıştır. StmWorkBench ve CubeMx programlarında aktif olarak kullanılmıştır. Motor sürücü devre kartı prototip üretimi sağlanarak değerleri verilen motor üzerinde testleri ve çalışmaları sağlanmıştır. Devre kartı tasarımı Altium Designer üzerinden yapılmıştır. Mikroişlemci yapısında dahil bulunan MOSFET sürücüler ve bunlarla eşzamanlı olarak bootstrap hesapları tez çalışmasında yer almıştır. Tasarlanan devre kartı üzerinde sürücülerin bulunması devre kartı üzerinde

oldukça boyut ve maliyet avantajı sağlamaktadır. Aynı zamanda yazılım ve donanım parametrelerine müdahale edilebilmesi çalıştırılacak motora göre uyum sağlayabilecek esnek bir ürün haline gelmiştir. Ele alınan çalışmanın sonuçları aksiyel fan yükünde ve tork test cihazında deneysel olarak doğrulanmıştır ve paylaşılmıştır.

İleride yapılacak çalışmalarda hall sensör kullanılmadan hız kontrolüne dair devre yapıları ve kontrol yapısına dair konular çalışılabilir. GSM model ve parametre ölçümlerinin iyileştirilmesi konuları üzerinde durulabilir.



KAYNAKLAR

- Akin, B., & Bhardwaj, M. (2015). *Sensorless Trapezoidal Control of BLDC Motors, Second Edition*, Texas Instruments Incorporated, Dallas.
- Alvaro-Mendoza, E., Salas-Peña, O. S., & De León-Morales, J. (2022). Sensorless control scheme based on sliding modes for interior permanent magnet synchronous motor. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 236(2), 227-243.
- Atsız, O. (2021). *Gömülü Mıknatıslı Senkron Motorların Tork Kontrolüne Yönelik Yeni Bir Hibrit Yöntemin Geliştirilmesi*. (Master's Thesis, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü)
- Berardi, G., Bonfante, M., & Bianchi, N. (2019). Analysis guideline to determine capabilities of ipm motors for automotive application. *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 957-964. <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2019.8785072>
- Bitsi, K., Wallmark, O., & Bosga, S. (2019). Many-objective optimization of ipm and induction motors for automotive application. *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, P.1-P.10. <https://doi.org/10.23919/EPE.2019.8914848>
- Bingöl, O. (2005). *Yapay Sinir Ağı ile Modellenen Alan Yönlendirmeli Bir Asenkron Motorun Üç Seviyeli Evirici ile Hız Denetimi*. (Doctoral Dissertation, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 106-117).
- Er, B., & Bingöl, O. (2022). CAN Haberleşmesinde Gürültü Filtreleme Yöntemleri. *Uluslararası Teknolojik Bilimler Dergisi*. <https://doi.org/10.55974/utbd.1202790>
- Çetin, E., & Daldaban, F. (2014). Otomotiv Uygulamalarında Kullanılacak Eksenel Akıllı Sürekli Mıknatıslı BLDC Motor Tasarım Modeli. *Otomotiv Teknolojileri Kongresi*, Bursa, Türkiye.
- Damodharan, P., Sandeep, R., & Vasudevan, K. (2008). Simple position sensorless starting method for brushless DC motor, *IET Electronics on Power Applications*, 1:49-55.
- Derammelaere, S., Haemers, M., De Viaene, J., Verbelen, F., & Stockman, K. (2016). A quantitative comparison between BLDC, PMSM, brushed DC and stepping motor technologies. *In 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (pp. 1-5). Ieee.
- Dwivedi, S. K., Laursen, M., & Hansen, S. (2010). Voltage vector based control for PMSM in industry applications. *In 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* (pp. 3845-3850). IEEE.

- Ekineker, A. (2011). *Fırçalı Doğru Akım Motorların Dizaynında Manyetik Sıvıların Etkisinin Analizi*. (Doctoral Dissertation, Marmara Üniversitesi (Turkey))
- Er, B., Kocaer, T., Acar, Ç., & Fenercioğlu, A. (2021). Effects of the Driver Switching Frequency on Performance of the Brushless Direct Current Motor. *New Trends in Technical, Natural Sciences, Engineering and Health Sciences*, 49.
- Er, B. H., (2007). *Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Mekanik Algılayıcısız Konum Kontrolü*. (Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü)
- Gang, L., Chenjun, C., Wang, K., Han, B. & Zheng, S., (2016). Sensorless Control for High-Speed Brushless DA Motor Based on the Line-to-Line Back EMF, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31:69-83.
- Ghahderijani, M. M., & Dehkordi, B. M. (2020). Comprehensive robust and fast control of Σ -Source-Inverter-Based interior permanent magnet synchronous motor drive system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(12), 11783-11793.
- Hassanpour Isfahani, A., & Vaez-Zadeh, S. (2009). Line start permanent magnet synchronous motors: Challenges and opportunities, *Energy*, vol. 34, no. 11, pp. 1755–1763, Nov. 2009.
- Hassan, M., Ge, X., Atif, R., Woldegiorgis, A. T., Mastoi, M. S., & Shahid, M. B. (2022). Computational efficient model predictive current control for interior permanent magnet synchronous motor drives. *IET Power Electronics*, 15(12), 1111-1133.
- Jahns, T. M. (1987). Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, (4), 681-689.
- Jeong, Y. S., Sul, S. K., Schulz, S. E., & Patel, N. R. (2005). Fault detection and fault-tolerant control of interior permanent-magnet motor drive system for electric vehicle. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(1), 46-51.
- Kazan, F. A., & Bilgin, O. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolü ve Simülasyonu Field Oriented Control and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor.
- Kim, E. K., Kim, J., Nguyen, H. T., Choi, H. H., & Jung, J. W. (2019). Compensation of parameter uncertainty using an adaptive sliding mode control strategy for an interior permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Access*, 7, 11913-11923.
- Krishnan, R., (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DA Motor Drives, First Edition, Taylor and Francis Group LLC., Virginia.

- Kronberg, A. (2012). Design and simulation of field oriented control and direct torque control for a permanent magnet synchronous motor with positive saliency.
- Kürüm, H. Y., & Akın, E. (2018). Sabit mıknatıslı senkron motorun parametre tespiti. *Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 30(1), 183-191.
- Kwon, Y. C., Lee, J., & Sul, S. K. (2020). Recent advances in sensorless drive of interior permanent-magnet motor based on pulsating signal injection. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(6), 6577-6588.
- Lin, F. J., Liao, J. C., & Chang, E. W. (2021a). A Supercapacitor-Based Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Using Intelligent Control for Light Rail Vehicle. *International Journal of Fuzzy Systems*, 23(6), 1539-1555.
- Lin, F. J., Liao, Y. H., Lin, J. R., & Lin, W. T. (2021b). Interior permanent magnet synchronous motor drive system with machine learning-based maximum torque per ampere and flux-weakening control. *Energies*, 14(2), 346.
- Liu, T. H., Chang, K. H., & Li, J. H. (2021). Design and implementation of periodic control for a matrix converter-based interior permanent magnet synchronous motor drive system. *Energies*, 14(23), 8073.
- Markovic, M., Hodder, A., & Perriard, Y. (2009). An analytical determination of the torquespeed and efficiency-speed characteristics of a BLDC motor. In *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (pp. 168-172). IEEE.
- Mohan, N., Undeland, T., & Robbins, W. (1995). *Power Electronics*. ISBN 0-471-58408-8.
- Morimoto, S., Kawamoto, K., Sanada, M., & Takeda, Y. (2001). Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame. In *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference*. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248) (Vol. 4, pp. 2637-2644). IEEE.
- Murphy, J. M. D., & Turnbull, F. G. (1988). *Power Electronic Control of AA Motors*, First Edition, Pergamon Press., New York.
- Nolan, D. (2013). AN4220 Application note Sensorless six-step BLDC commutation. https://www.st.com/resource/en/application_note/an4220-sensorless-sixstep-blcdc-commutation-stmicroelectronics.pdf (Son erişim tarihi: 12 Mayıs 2022)
- Nory, H. (2018). Fırçasız doğru akım motorun tasarımı ve denetimi/Design and control of brushless DC motor. Elazığ: Fırat University.
- NXP (2020). Phase Sensorless BLDC Motor Control Kit with S32K144. <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN12435.pdf> (Son erişim tarihi: 12 Mayıs 2022)

- Ocak, C. (2013). Elektrikli araçlar için üç kademeli yeni bir fırçasız da motoru tasarımı, analizi ve uygulaması.
- ON Semiconductor, (2014). *DC Motor Driver Fundamentals*, Yayın No:6041, Denver.
- Park, H. J., Ahn, H. W., & Go, S. C. (2023). A Study on Performance and Characteristic Analysis According to the Operating Point of IPMSM Drive. *Energies*, 16(3), 1219.
- Park, J. H., Jo, W., Jeon, E. T., Kim, S. H., Lee, C. H., Lee, J. H., ... & Won, C. Y. (2022). Variable switching frequency control-based six-step operation method of a traction inverter for driving an interior permanent magnet synchronous motor for a railroad car. *IEEE Access*, 10, 33829-33843.
- Pillay P., & Krishnan R., (1988). Modeling of Permanent Magnet Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 35 (4): 537-541.
- Prokop, L., & Chalupa, L. (2015). *3-Phase BLDC Motor Control with Sensorless Back EMF Zero Crossing Detection Using 56F80x*, First Edition, Freescale Semiconductor, Arizona.
- Ravigan, F., Boteanu, N., Dumitriu, M., & Zglimbea, I. (2017). A BLDC Controller Based on Dedicated System-In-Package. *International Journal of Circuits and Electronics*, 2.
- Sakunthala, S., Kiranmayi, R., & Mandadi, P. N. (2017). A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives. *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, 537-540. <https://doi.org/10.1109/ICECDS.2017.8390224>
- Sensingier, J. W., Clark, S. D., & Schorsch, J. F. (2011). Exterior vs. Interior Rotors in Robotic Brushless Motors, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 9-13 Mart 2011, Shanghai.
- Son, D. I., Han, J. S., Park, J. S., Lim, H. S., & Lee, G. H. (2023). Performance Improvement of DTC-SVM of PMSM with Compensation for the Dead Time Effect and Power Switch Loss Based on Extended Kalman Filter. *Electronics*, 12(4), 966.
- STmicroelektroniks (2007). Sensorless BLDC Motor Control And Bemf Sampling Methods With St7mc. https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00020086-sensorless-blcdc-motor-control-and-bemf-sampling-methods-with--st7mc-stmicroelektroniks.pdf (Son erişim tarihi: 12 Mayıs 2022)
- STmicroelektroniks, (2017). STM32F031, ARM®-based 32-bit MCU with up to 32 Kbyte Flash, 9 timers, ADC and communication interfaces, 2.0 - 3.6, Datasheet

- STmicroelektronics, (2021). AN4013 Application note, STM32 cross-series timer overview. https://www.st.com/resource/en/application_note/an4013-stm32-crossseries-timer-overview-stmicroelectronics.pdf (Son erişim tarihi: 12 Mayıs 2022)
- STmicroelektronics, (2022). STM32F031, Using STM32 device PWM shut-down features for motor control and digital power conversion, Yayın No: AN4277
- Sul, S. K., & Kim, S. (2012). Sensorless control of IPMSM: Past, present, and future. *IEEJ Journal of Industry Applications*, 1(1), 15-23.
- Türker, T. (2018). Fırçasız doğru akım motorunun hız kontrolü için uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü tasarımı. *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 24(2), 214-218.
- Ulu, B. (2011). *Fırçasız doğru akım motor (BLDC) hız kontrolü* (Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü).
- Valente, G., Gerada, D., Degano, M., Gerada, C., Foulsham, J., & Beeby, D (2019). Optimized Sizing of IPMSM Machines for Automotive Traction Application, *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2019, pp. 970-975. IEEE.
- Vonkomer, J., & Žalman, M. (2011, May). Induction motor sensorless vector control for very wide speed range of operation. In *2011 12th International Carpathian Control Conference (ICCC)* (pp. 437-442). IEEE.
- Yedamale, P., (2003). *Brushless DA (BLDC) Motor Fundamentals*, First Edition, Microchip Technology Incorporated, Atlanta.
- Zhang, L., Zhu, X., Gao, J., & Mao, Y. (2019). Design and analysis of new five-phase flux-intensifying fault-tolerant interior-permanent-magnet motor for sensorless operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(7), 6055-6065.

ÖZGEÇMİŞ

